

คณะวิศวกรรมศาสตร์



ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ 3 เฟส
โดยใช้อินเวอร์เตอร์
**THYRISTOR INVERTER FOR 3 PHASE
A.C. MOTOR DRIVE**

โดย

นาย ทรงพล

อัศมานันท์ /

นาย นฤจักร

เพ็ญทอง /

นาย ปรีเมษฐ์

ศรีโดวัน /

นาย ปราโมทย์

พรหมรักษ์ /

นาย วิรัตน์

เหลาบุญเกื้อ

นาย สติตย์

สติตย์ธรรม

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2535

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

032621



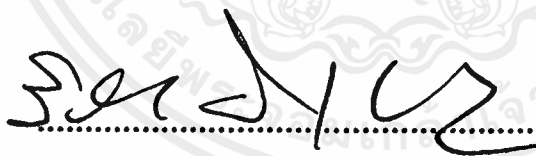
คณะวิศวกรรมศาสตร์

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2535

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ 3 เฟสโดยใช้อินเวอร์เตอร์
ผู้จัดทำ

- | | |
|----------------|--------------|
| 1. นายทรงพล | อัศวานันท์ |
| 2. นายนฤจักร์ | เพ็ญทอง |
| 3. นายปรเมษฐ์ | ศรีโตวัน |
| 4. นายปราโมทย์ | พรหมรักษ์ |
| 5. นายวิรัตน์ | เหลาบุญเกื้อ |
| 6. นายสถิตย์ | สถิตย์ธรรม |

 อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ)



คณะวิศวกรรมศาสตร์

I

สารบัญ

บทคัดย่อ	III
ABSTRACT	IV
บทที่ 1 บทนำ	
หลักการขับเคลื่อนมอเตอร์ 3 เฟส ด้วยการเปลี่ยนแปลงความถี่	1
หลักการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ	5
การควบคุมความถี่	9
การควบคุมโวลต์เตจ	9
บทที่ 2	
เอ.ซี./ดี.ซี. คอนเวอร์เตอร์	15
เมื่อโหลดเป็นความต้านทานและแหล่งจ่ายมีลักษณะตามอุดมคติ	18
โหลดอินดักทีฟค่าสูง ๆ และแหล่งจ่ายตามอุดมคติ	25
บทที่ 3	
การออกแบบคลื่น PWM	29
การวิเคราะห์สัญญาณโดยสมการฟูรีเยร์	30
การคำนวณค่ามุมสวิทชิงโดยวิธี Iteration	34
การนำค่ามุมสวิทชิงมาสร้างสัญญาณ PWM	36
บทที่ 4	
การสร้างสัญญาณ PWM และควบคุมระบบโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์	40
วงจรควบคุมเอ.ซี./ดี.ซี. คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส	42
วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส	44
วงจรตรวจจับระดับดี.ซี.โวลต์เตจและวงจร A/D	44
โปรแกรมควบคุมการทำงาน	47
บทที่ 5	
วงจรอินเวอร์เตอร์	56
ดี.ซี. ลิงค์อินเวอร์เตอร์	62
วงจรจุดชนวน	71
วงจรคอมมิวเตทสำหรับอินเวอร์เตอร์	73



คณะวิศวกรรมศาสตร์

II

บทที่ 6

ผลของฮาร์โมนิกส์ต่อ 3 เฟส อินดักชันมอเตอร์	100
พฤติกรรมด้านฮาร์โมนิกส์ของ เอ.ซี.มอเตอร์	103

บทที่ 7

ผลการทดลองระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ 3 เฟสโดยใช้	
อินเวอร์เตอร์	111
วงจรการทดลอง	112
ผลการทดลอง	114
สรุปผลการทดลอง	155
เอกสารอ้างอิง	156
กิจกรรมประกาศ	157
ภาคผนวก	158



คณะวิศวกรรมศาสตร์

III

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ 3 เฟสโดยใช้อินเวอร์เตอร์

ทรงพล อัสวานันท์

นฤจักรักษ์ เพ็ญทอง

ปรเมษฐ์ ศรีโควัน

ปราโมทย์ พรหมรักษ์

วิรัตน์ เหล่าบุญเกื้อ

สถิตย์ สถิตย์ธรรม

รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2535

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษาเพื่อทดสอบและทำการพัฒนาระบบอินเวอร์เตอร์สามเฟสที่ใช้สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ ซึ่งระบบดังกล่าวใช้อุปกรณ์ไทรสเตอร์เป็นอุปกรณ์ตัดต่อโซลิตสเตรท ทั้งในส่วนของวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟส และในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ สำหรับการคอมมิวเตชันนั้นใช้หลักการของระบบซึ่งเรียกว่า CCIC (COMPLEMENTARY CURRENT IMPULSE COMMUTATION) ซึ่งเป็นวิธีการรวมการคอมมิวเตชันแบบ แมคเมอร์เธย์ และแมคเมอร์เธย์-เบ็ดฟอร์ด เข้าด้วยกัน พร้อมกันนี้ยังได้นำพลังงานคอมมิวเตชันกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟดีซีลิงค์ เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ ลักษณะคลื่นการทำงานใช้แบบคลื่น PWM ในการทดสอบจะใช้ด้วยกัน 5 รูปแบบคือ 1,3,7,9 และ 11 พัลส์ต่อครึ่งไซเคิล สำหรับการออกแบบคลื่น PWM ทั้ง 5 นี้ กลุ่มฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำจะถูกกำจัดทั้งด้วยมุมสวิทช์ต่างๆ โดยใช้อัลกอริทึมคอนโทรลเลอร์ในการสร้างคลื่น PWM และใช้ในการควบคุมอัตราส่วนระหว่างแรงดันและความถี่ สำหรับเครื่องต้นแบบที่ใช้ทำการทดลองนั้นได้ทำการทดลองในห้องปฏิบัติการเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์



คณะกรรมการศาสตร์

IV

THYRISTOR INVERTER FOR 3 PHASE A.C. MOTOR DRIVE

SONGPHON ASSAVANUN

NANUJAK PENTONG

PORAMATE SRIDOWAN

PRAMOTE PROMRAK

VIRAT LAUBOONGUA

SATHIT SATHITTAM

ASSOC. PROF. DR.VIRIYA PICHETJAMROEN ADVISOR

1992

ABSTRACT

This project is education for testing and developing a thyristor inverter for 3 ϕ ac motor drive. The phase controlled ac/dc converter and inverter are using the conventional thyristors for solid-state switching . The commutation of a converter is a force-commutate circuit . But the inverter using a new commutation method called CCIC. (Complementary current impulse commutation) Which is combination of MC. MURRAY AND MC. MURRY BEDFORD methods . Moreover the commutating energy trapped in the commutating circuit is also feedback to the dc link supply. This results in the inverter is increase efficiency . Wave form is generate by inverter have five PWM patterns of 1,3,7,9,11 pulse per haft-cycle. The methode harmonic elimation in 3 ϕ output voltage by means of PWM switching angles. Is PWM pattern a certain range of low-order harmonic is eliminated over the whole control range of inverter output frequency. The microcontroller circuit is used in control system for two purpose , one is for gennerate five PWM patterns and the other for the control of constant voltage - to frequency ratio. The prototype machine for using experiment is in the power electronics opertion room.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

1

บทที่ 1

บทนำ

หลักการขับเคลื่อนมอเตอร์ 3 เฟสด้วยการเปลี่ยนแปลงความถี่

หลักการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ เพื่อจุดประสงค์ในการใช้งานที่จำเป็นจะต้องเปลี่ยนแปลงความเร็วรอบในการควบคุมระบบต่างๆที่จำเป็นต้องใช้มอเตอร์เป็นตัวต้นกำลัง ระบบขับเคลื่อนจะต้องมีเสถียรภาพและประสิทธิภาพในการทำงานสูง ค่าใช้จ่ายในการทำงานต่ำและราคาของระบบควบคุมต้องราคาถูก โดยทั่วไประบบการขับเคลื่อนจะแบ่งเป็นสองลักษณะตามลักษณะของมอเตอร์ คือ ระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ ซึ่งทั้งสองระบบจะมีข้อดีข้อเสียโดยสังเขปดังนี้

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง

ข้อดี

1. การควบคุมสามารถทำได้ง่ายไม่สลับซับซ้อนมาก
2. ความแม่นยำ ตลอดจนเสถียรภาพสูง
3. ช่วงของการควบคุมความเร็วทำได้กว้าง
4. ราคาของระบบควบคุมต่ำเมื่อเทียบกับระบบควบคุมแบบใช้มอเตอร์กระแสสลับ
5. สามารถคืนพลังงานกลับเข้าระบบได้โดยตรงทำให้ลดการสูญเสีย
6. สามารถควบคุมได้ในย่านกำลังม้ามอเตอร์สูงๆ

ข้อเสีย

1. ราคาของ MG.SET นั้นมีราคาสูง
2. โครงสร้างยุ่งยากต้องมี commutator และแปรงถ่าน
3. ยุ่งยากในการบำรุงรักษาและค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาสูง
4. ขนาดใหญ่และน้ำหนักมากเมื่อเทียบกับเอชเอ็มเตอร์
5. มีปัญหาในการบำรุงรักษามากหากใช้งานในระบบที่มีฝุ่นละอองจำนวนมาก

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ

ข้อดี

1. ราคาของมอเตอร์กระแสสลับมีราคาไม่แพงมากนัก เมื่อเทียบกับมอเตอร์กระแสตรง
2. มีโครงสร้างที่ไม่ยุ่งยากและแข็งแรง
3. ค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาต่ำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

2

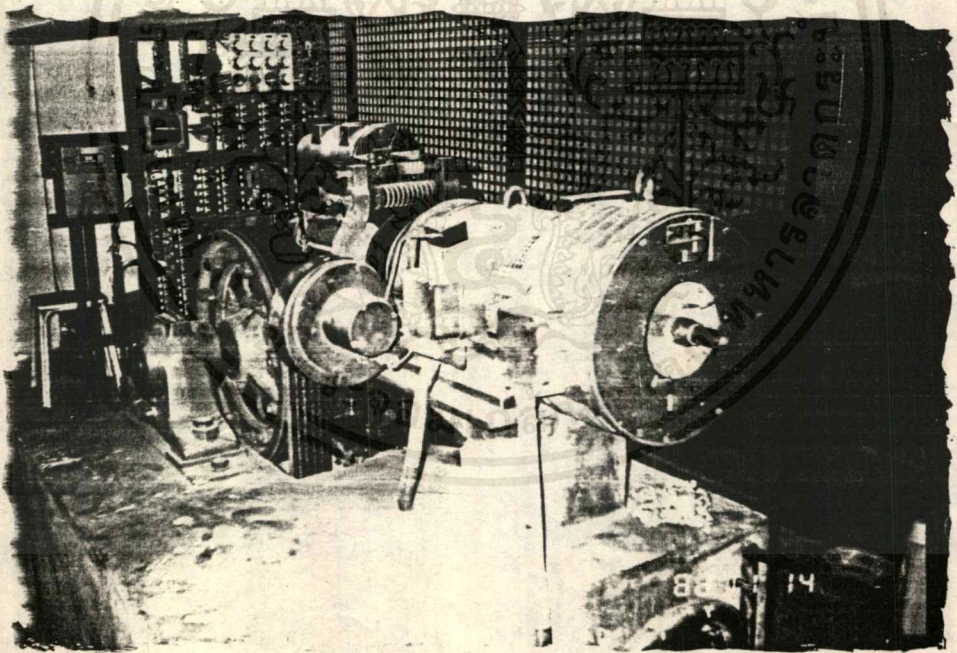
4. มีขนาดและน้ำหนักเบากว่ามอเตอร์กระแสตรง ที่มีกำลังม้าเท่ากัน

5. ในการใช้งานในระบบการผลิตที่มีฝุ่นละอองมากๆ มอเตอร์กระแสสลับใช้ได้ดีกว่ามอเตอร์กระแสตรง

ข้อเสีย

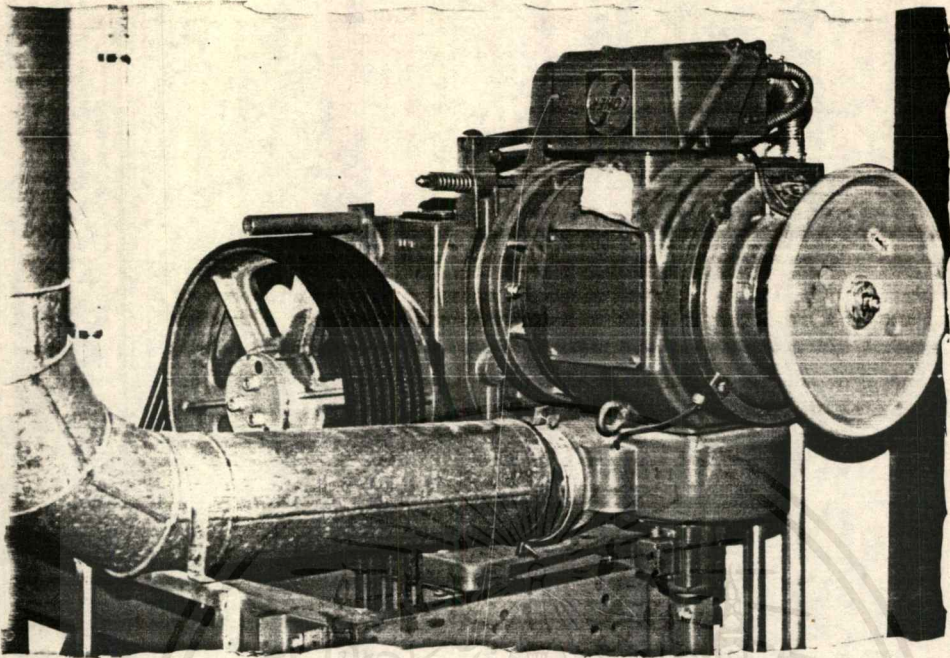
1. ระบบควบคุมยุ่งยากซับซ้อนมากหากให้ได้เสถียรภาพที่ดี
2. ช่วงของการควบคุมความเร็วทำได้แคบ
3. ราคาของระบบควบคุมยังมีราคาสูงกว่าระบบมอเตอร์กระแสตรง
4. ยังมีปัญหาเนื่องจากข้อจำกัดทางด้านอุปกรณ์โซลิตส เตทในการควบคุมในย่านกำลังม้าสูงๆ

เล. ซี. อินดักชั่นมอเตอร์และการควบคุม

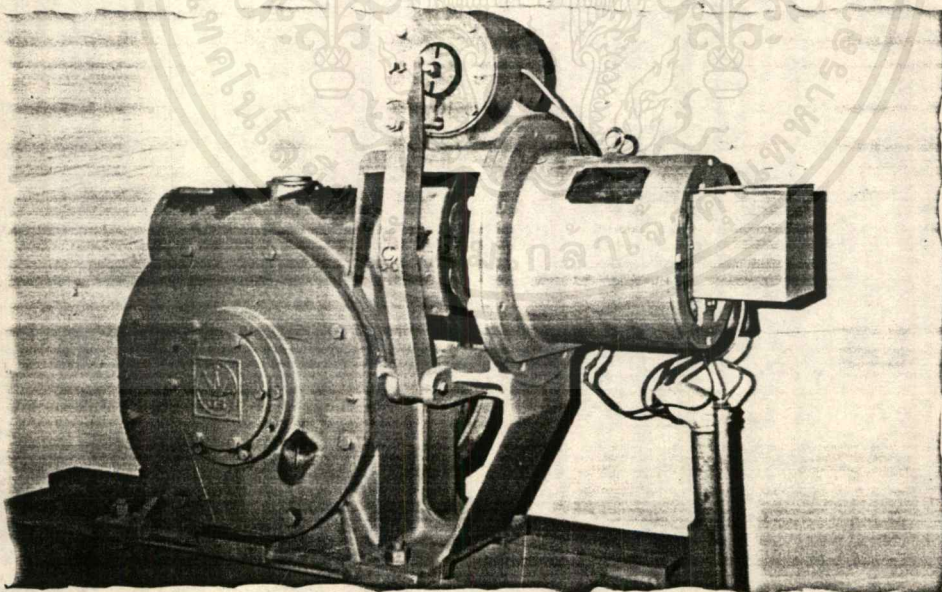


รูปที่ 1.1 การควบคุมแบบเปลี่ยนโพล (Change Pole)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.2 การควบคุมแบบควบคุมเฟส



รูปที่ 1.3 การควบคุมแบบ เปลี่ยนความถี่ (VVVF)

จากรูปเป็นการแสดงให้เห็น อินดักชั่นมอเตอร์ในระบบควบคุมที่ต่างกัน แบบ Change Pole การควบคุมทำได้แค่มอเตอร์มีขนาดใหญ่ ต้องมีขดลวดสเตเตอร์ตามจำนวนของ Pole ที่ต้องการจะ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

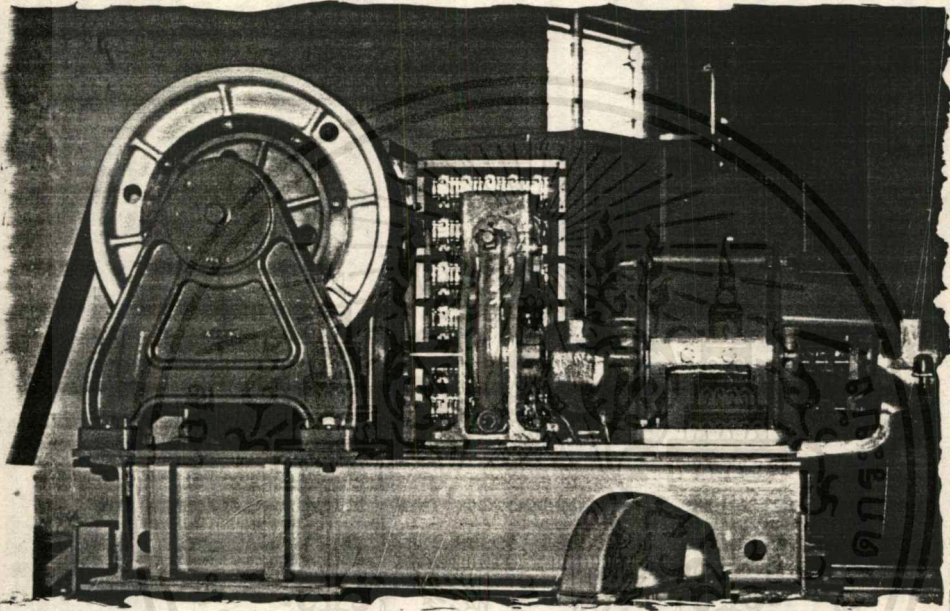


คณะวิศวกรรมศาสตร์

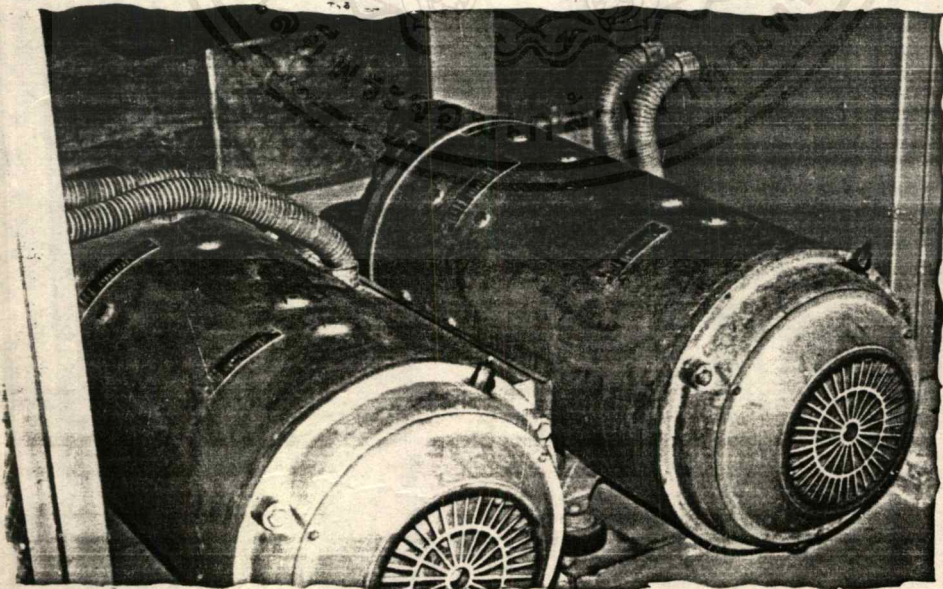
4

เปลี่ยนความเร็ว ส่วนการควบคุม Phase นี้จะต้องมีการระบายความร้อนที่ดีเพราะความสูญเสียในรูปของความร้อนมีมาก สำหรับการควบคุมแบบเปลี่ยนความถี่และรักษาอัตราส่วนของ V/F ให้คงที่จะสามารถลดขนาดของมอเตอร์ ให้เหลือขนาดเล็กลง

การควบคุมในส่วนของ ดี.ซี. มอเตอร์ที่นำมาแสดงเป็นแบบต้องใช้ MG.SET. ทำให้ต้องเพิ่มค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาและยุ่งยากมากยิ่งขึ้น



รูปที่ 1.4 ดี.ซี. มอเตอร์



รูปที่ 1.5 เอ็มจี เซ็ต (MG-set)

ขนาดของมอเตอร์ที่นำมาแสดงเป็นมอเตอร์ สำหรับจุดลัดชดเชยน้ำหนักบรรทุก 750 kg. เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนวัสดุเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ผ่านการคัดค้าน
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะกรรมการศาสตร์

5

จากข้อดีหลายจุดของมอเตอร์กระแสสลับ และการพัฒนาทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง และวงจรควบคุมทำให้ราคาของระบบควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับถูกลง มีความเชื่อถือสูงขึ้นโดยเฉพาะอย่างยิ่งการนำเอาไมโครโปรเซสเซอร์เข้ามามีส่วนในการควบคุมจึงทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้นซึ่งมีหลักการดังนี้

หลักการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำซึ่งประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วนคือ ส่วนที่อยู่กับที่ (stator) และส่วนที่หมุน (rotor) การทำงานเมื่อจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับสเตเตอร์ ขดลวดสเตเตอร์จะสร้างสนามแม่เหล็กหมุนขึ้นค่าหนึ่งในช่องแอร์แก๊ป ซึ่งอยู่ระหว่างสเตเตอร์และโรเตอร์ และสนามแม่เหล็กหมุนจะมีความเร็วดังสมการ

$$N_s = 120f/p$$

โดยที่

N_s = ความเร็วเชิงโคโรนัส

f = ความถี่ที่ขดลวดสเตเตอร์ได้รับ

p = จำนวนขั้วแม่เหล็กของสเตเตอร์

จากผลของการเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในแอร์แก๊ปทำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ซึ่งมีความถี่เดียวกันกับแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าขณะที่โรเตอร์มีความเร็วรอบ N_r โดยที่มีความแตกต่างจากความเร็ว N_s ทำให้เกิดสลลิปและแรงบิดขึ้นโดยเป็นไปตามความสัมพันธ์ดังนี้

$$S = N_s - N_r / N_s$$

เมื่อ

$$S = \text{slip}$$

และจะได้สมการความเร็วรอบของมอเตอร์ว่า

$$N_r = (1-s)N_s \quad \text{R.P.M.}$$

หรือ

$$N_r = (1-s)(120f)/p$$

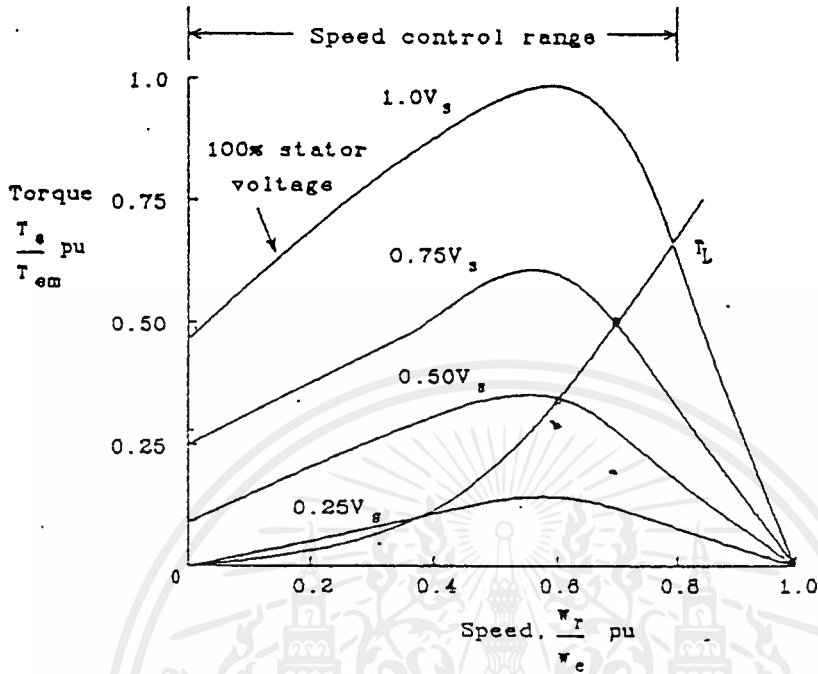
จะเห็นได้ว่าการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ทำได้โดยการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ หรือเปลี่ยนแปลงจำนวนขั้วแม่เหล็กของสเตเตอร์และควบคุมสลลิปของโรเตอร์ ซึ่งสามารถแบ่งการควบคุมได้ดังนี้

1. การควบคุมโวลต์เตจของสเตเตอร์ (stator voltage control) โดยการควบคุมการจ่ายโวลต์เตจให้กับสเตเตอร์ การควบคุมจะทำได้ในช่วงแคบไม่เหมาะกับงานที่ต้องการแรงบิดเริ่มต้นสูงๆ



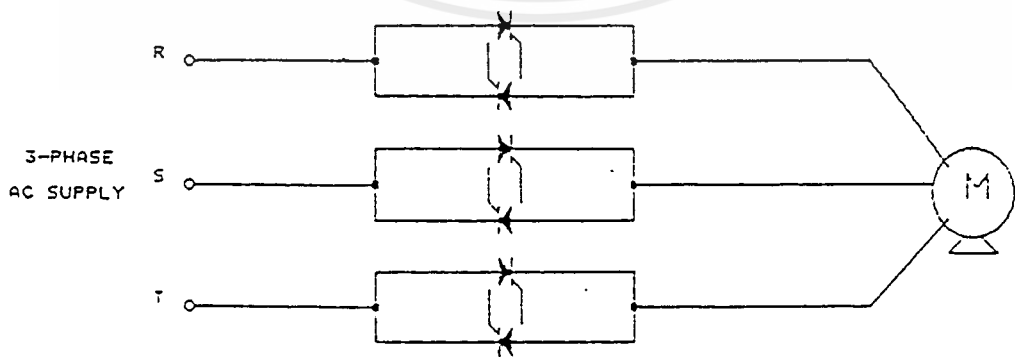
คณะวิศวกรรมศาสตร์

6



รูปที่ 1.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง ทอร์ค-ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำและโหลด

จากรูปเราสามารถปรับความเร็วของมอเตอร์โดยการปรับโวลต์เตจที่ป้อนเข้ามอเตอร์ เพื่อให้จุดตัดระหว่างเส้นกราฟ TORQUE - SPEED ของมอเตอร์กับเส้นกราฟ TORQUE - SPEED ของโหลดที่ความเร็วหรือสลิปที่ต้องการ ซึ่งหลักการควบคุมวิธีนี้ทำได้โดยการควบคุมที่เฟสของไลน์ในแต่ละเฟส (PHASE CONTROL) ดังรูป



รูปที่ 1.7 วงจรกำลัง 3 เฟส เอชไอวีเออร์คอนโทรลแบบควบคุมเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

7

การควบคุมโดยวิธีนี้ทำได้ง่ายและราคาถูก แต่ประสิทธิภาพต่ำเนื่องจากการสูญเสียในทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามค่าสลิป โดยเฉพาะที่ความเร็วรอบต่ำๆ เพราะมอเตอร์ต้องทำงานที่ค่าสลิปสูงๆ อีกทั้งทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ และเพาเวอร์แฟกเตอร์ของระบบลดลงตามความเร็วของมอเตอร์

2. การควบคุมสลิปของเพาเวอร์

วิธีการนี้สามารถควบคุมได้จากโวลต์เตจของแหล่งจ่ายไฟหรือควบคุมกำลังสูญเสียในทรานซิสเตอร์ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่างกำลังเอาต์พุต (P_{mech}) กำลังการสูญเสียในทรานซิสเตอร์ (P_s) กับกำลังที่ส่งผ่านจากสเตเตอร์ไปยังทรานซิสเตอร์ (AIR GAP POWER, P_g) ซึ่งแสดงได้ดังนี้

$$P_{mech} = (1-s) P_g$$

$$P_s = S P_g$$

$$P_s / P_{mech} = S / (1-S)$$

จะเห็นได้ว่าสามารถควบคุมอัตราส่วนระหว่างการสูญเสียในทรานซิสเตอร์กับกำลังเอาต์พุตของมอเตอร์ที่ได้จากการควบคุมสลิปของทรานซิสเตอร์ได้เช่นกรณีของ วาวด์โรเตอร์ อินดักชันมอเตอร์ การควบคุมสลิปสามารถทำได้โดยการปรับค่าความต้านทานที่ต่อเข้ากับทรานซิสเตอร์การควบคุมวิธีนี้ทำได้ง่าย แต่จะมีข้อเสียในแง่ของประสิทธิภาพของระบบโดยเฉพาะที่ความเร็วรอบต่ำๆ หรือที่ค่าสลิปสูงๆ จะเห็นได้จากสมการ ทรานซิสเตอร์เพาเวอร์เรโซ (rotor power ratio)

$$\text{rotor power ratio} = P_{mech} / P_g = 1-s$$

3. การควบคุมแบบไซโครคอนเวอร์เตอร์ (cycro-converter) ซึ่งมีหลักการคือทำการเปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายไฟสลับจากความถี่หนึ่งไปยังอีกความถี่หนึ่งโดยปรับได้โดยตรงโดยทั่วไปความถี่เอาต์พุตจะต่ำกว่าความถี่อินพุต อยู่ในย่าน 0-1/3 HZ ของความถี่อินพุตซึ่งส่วนใหญ่จะใช้ในงานที่ต้องการความเร็วรอบที่ต่ำๆ และกำลังงานสูง การควบคุมทำได้ในย่านความถี่ที่จำกัด อินพุตเพาเวอร์แฟกเตอร์มีค่าต่ำ และเอาต์พุตโวลต์เตจจะมีองค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์ปะปนอยู่มาก

4. การควบคุมโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่และควบคุมอัตราส่วนระหว่างโวลต์เตจต่อความถี่ (V/F)

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์โดยการเปลี่ยนความถี่ที่ป้อนให้มอเตอร์ แต่การเปลี่ยนแปลงความถี่จะทำให้สนามแม่เหล็กหรือ (ϕ) ในช่องอากาศมีค่าที่เปลี่ยนไป ซึ่งจะเป็นผลให้แรงบิดของมอเตอร์เปลี่ยนไป ดังนั้นจึงต้องทำการควบคุมฟลักซ์แม่เหล็กให้คงที่ซึ่งสามารถควบคุมได้จากอัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ให้คงที่ตลอดย่านการควบคุม ซึ่งแสดงความสัมพันธ์จากสมการดังต่อไปนี้

$$V = Nd\phi/dt = Nd/dt \phi_m \cos wt$$

$$\text{จะได้ } V = 4.44 N \phi_m f$$

$$\phi_m = V/f \cdot K_1 \text{ เมื่อ } k_1 = 1/k$$

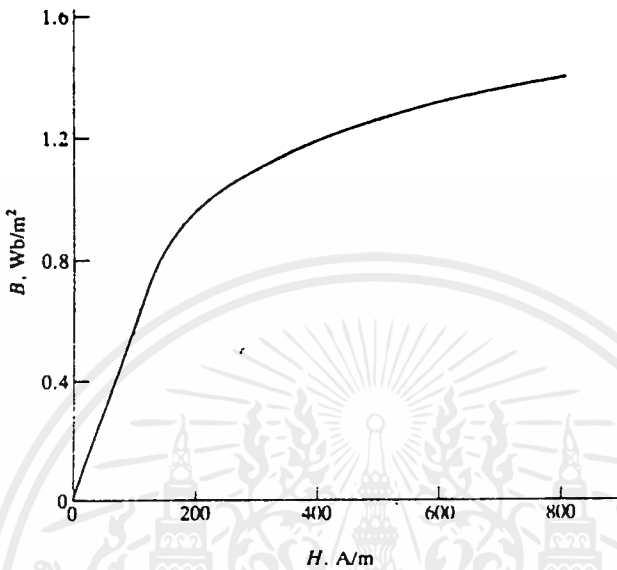
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

8

โดยปกติจะออกแบบให้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าอยู่ตรงส่วนเข้าโค้ง (Knee Point) ของเส้นโค้งลักษณะสมบัติของการทำให้เป็นแม่เหล็ก (Magnetization Curve)

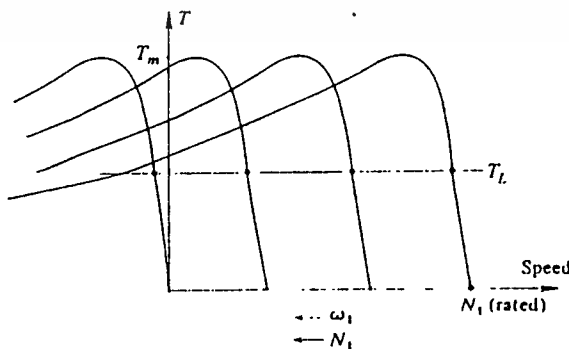


รูปที่ 1.8 B-H Curve

ถ้ามีการลดความถี่ลงโดยไม่ไดลดระดับแรงดันลงมาด้วยจะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าที่สูงขึ้น และเข้าสู่บริเวณย่านอิ่มตัว (Saturation region) ทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก (Iron Loss) เพิ่มขึ้นในทางตรงกันข้ามถ้าเพิ่มความถี่ที่ป้อนเข้ามาเตอร์ให้สูงขึ้นโดยไม่เพิ่มระดับแรงดันแล้วจะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กลดลงมีผลทำให้แรงบิดมอเตอร์ลดลงดังความสัมพันธ์ของทอร์ก (Torque) ดังนี้คือ

$$T = K \phi I_2 \cos \phi_2$$

จึงต้องทำการเพิ่มระดับโวลต์เดจให้สูงขึ้นเพื่อที่จะรักษาฟลักซ์แม่เหล็กและแรงบิดให้คงที่



รูปที่ 1.9 ความสัมพันธ์ระหว่าง ทอร์ก-ความเร็ว กรณีปรับโวลต์/ความถี่คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

9



การควบคุมความถี่

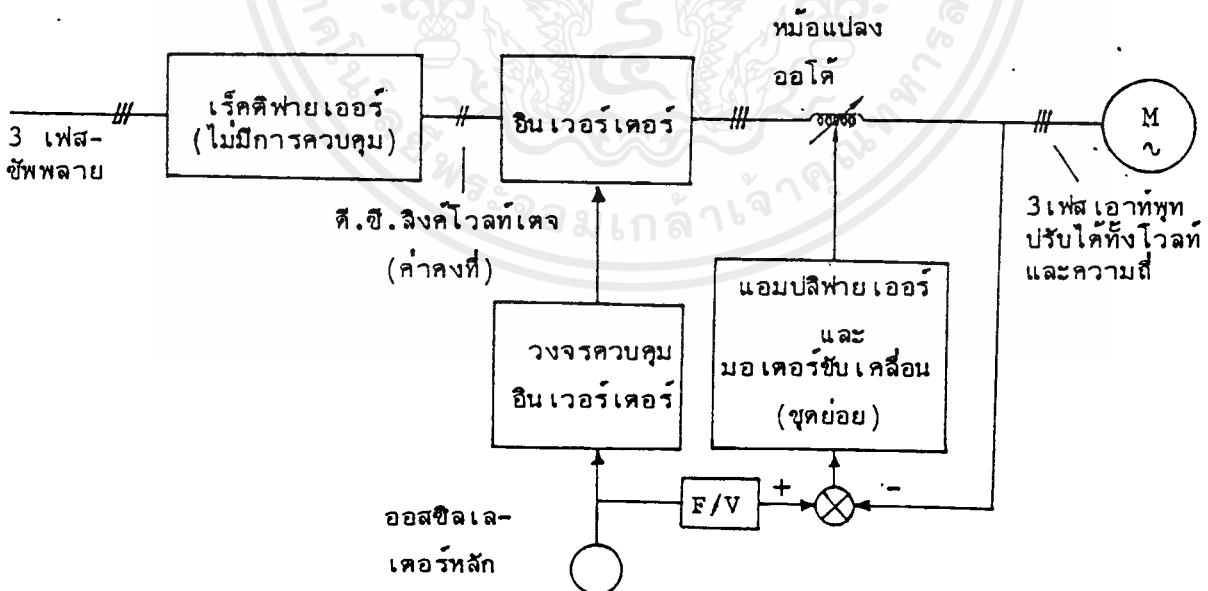
ความถี่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนครั้งที่ใช้ในการทริกไทรสเตอร์ให้นำกระแส โดยการกำหนดอัตราส่วนพัลส์ที่ทริกจากออสซิลเลเตอร์ซึ่งมีหน้าที่สร้างชุดไทมิงพัลส์โดยพัลส์เหล่านี้ จะถูกควบคุมโดยวงจรลอจิกเพื่อส่งต่อไปยังวงจรขับเกทเพื่อทริกไทรสเตอร์แต่ละตัว

การควบคุมโวลต์เตจ

การปรับโวลต์เตจเพื่อให้อัตราส่วนของ v/f คงที่นั้นสามารถทำได้โดยอาศัยวิธีการใดวิธีการหนึ่งจาก หลักการต่อไปนี้

1. ปรับ เอช โวลต์เตจ (AC voltage) ทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์
2. ปรับแรงดันกระแสตรงทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์
3. อาศัยเทคนิคการสวิตช์ปิด-เปิด ภายในวงจรอินเวอร์เตอร์

1. การควบคุมแรงดันกระแสสลับทางด้าน เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เป็นวิธีการควบคุมแรงดันโดยอินเวอร์เตอร์จะป้อนกำลังไฟฟ้าให้กับมอเตอร์กระแสสลับโดยผ่านทางหม้อแปลงออโต้ที่สามารถปรับเลื่อนจุด แท็ปได้อัตโนมัติ



รูปที่ 1.10 การควบคุมโวลต์เตจด้วยหม้อแปลงออโต้ชนิดเลื่อนจุดแท็ปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

032621



คณะวิศวกรรมศาสตร์

10

ข้อดีของระบบนี้คือ คลื่น เาว์พุท จะมีลักษณะเหมือนเดิมตลอดย่านความถี่ที่เปลี่ยนไป วงจรส่วนของการเร็คติฟายเออร์ซึ่งใช้ไดโอด ทำให้ เพาเวอร์เฟคเตอร์ ทางด้านอินพุท มีค่าสูงนอกจากนี้ยังสามารถสแตนท์มอเตอร์จากสภาวะหยุดนิ่งได้อีกด้วย โดยการปรับอัตราส่วนสฟอร์เมอร์ ไว้ในตำแหน่งความถี่และโวลท์เตจต่ำๆ

ข้อเสียของระบบนี้คือกรณีต้องการปรับความเร็วในย่านกว้างแล้วหม้อแปลงจะมีขนาดใหญ่จึงมีข้อจำกัดค่าต่ำสุดประมาณ

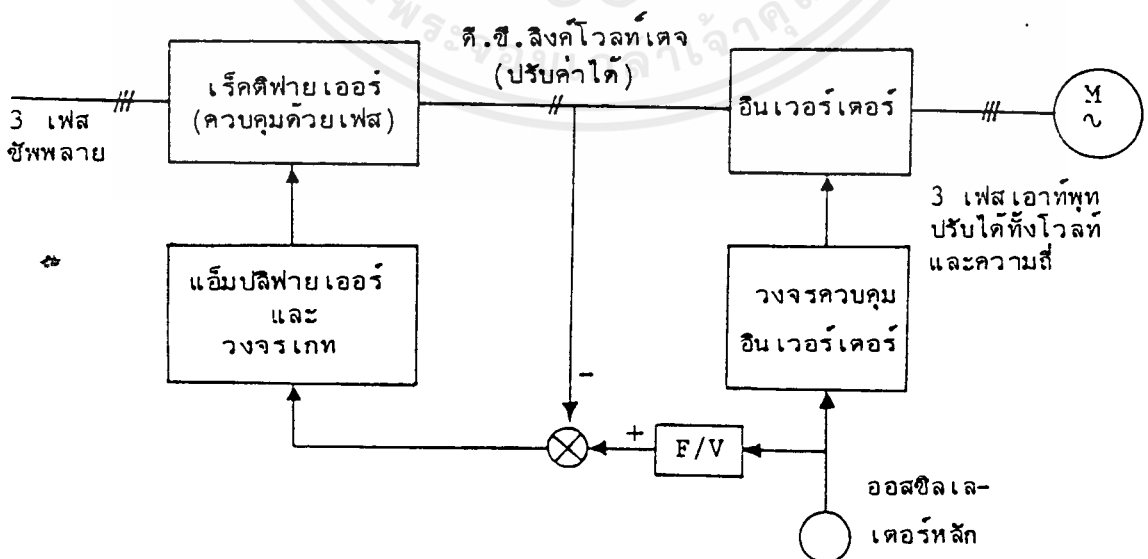
ในการทำงานในย่านความถี่ต่ำ ซึ่งปกติมีค่าต่ำสุดประมาณ 10-15 เฮิร์ตเท่านั้น นอกจากนี้การทำงานในการเลื่อนจุดแตะของหม้อแปลงต้องใช้เวลาในเกณฑ์ของวินาทีทำให้มีผลการตอบสนองเชิงไดนามิคไม่ดีเท่าที่ควร

2. การควบคุม ดีซีโวลท์เตจ ทางด้าน อินพุท ของ อินเวอร์เตอร์

เนื่องจาก เอชอี เอ๊าท์พุท โวลท์เตจ จาก อินเวอร์เตอร์ จะมีขนาดแปรผันตาม ดีซีอินพุทโวลท์เตจ จาก ดีซีลิงค์ เราจึงสามารถใช้วิธีควบคุม ดีซีลิงค์โวลท์เตจได้ สามารถทำได้หลายวิธีดังนี้
หลายวิธีดังนี้

2.1 ใช้วิธีการปรับเลื่อนจุดแตะของหม้อแปลงออดิลักษณะคล้ายกับการเลื่อนจุดแตะของหม้อแปลงออดิทางด้านเอ๊าท์พุทของอินเวอร์เตอร์

2.2 ใช้วิธีควบคุมเฟสของเร็คติฟายเออร์ทางด้านอินพุท เป็นการปรับดีซีลิงค์โวลท์เตจทำให้ผลการตอบสนองรวดเร็ว การทำงานจะใช้วิธีปรับควบคุมเฟสของวงจรเร็คติฟายเออร์ แต่มีข้อเสียที่แรงดันต่ำๆ เพาเวอร์เฟคเตอร์ทางด้านอินพุทจะต่ำและมีองค์ประกอบของฮาร์โมนิคในคลื่นเอ๊าท์พุทมาก จึงต้องฟิลเตอร์ให้เรียบก่อนป้อนเข้าอินเวอร์เตอร์

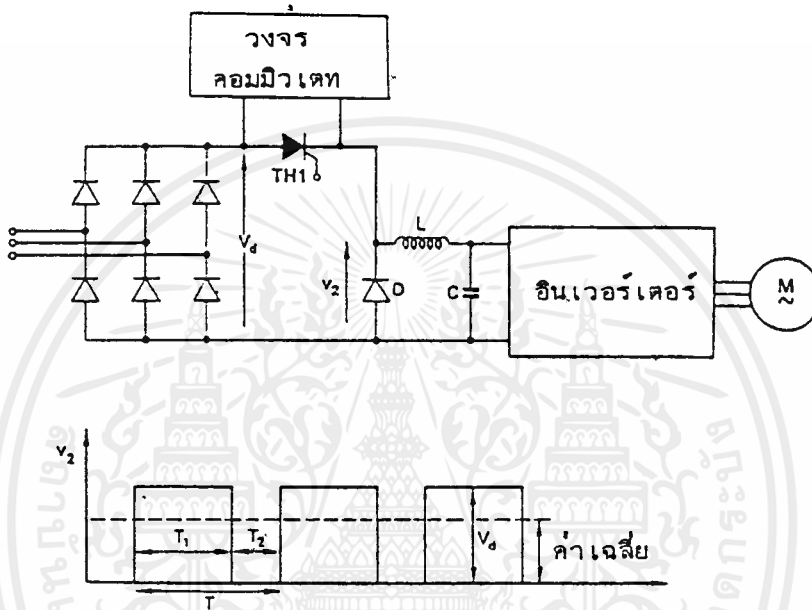


รูปที่ 1.11 3 เฟสบริดจ์เร็คติฟายเออร์ชนิดควบคุมเฟสและการควบคุม ดีซีลิงค์โวลท์เตจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



2.3 ใช้วงจรเรกติฟายเออร์ร่วมกับ ดิโอดีช้อปเปอร์ เป็นวิธีที่ใช้เรกติฟายเออร์ที่ไม่ต้องควบคุมเฟส แปลงไฟเอซีเป็นดิซี แล้วนำไปผ่านวงจรดิโอดีช้อปเปอร์ จากนั้นทำการฟิลเตอร์เพื่อให้เป็นดิซีที่เรียบและ สามารถปรับระดับได้แล้วนำไปป้อนให้อินเวอร์เตอร์



รูปที่ 1.12 วงจรเรกติฟายเออร์ใช้ร่วมกับ ดิโอดีช้อปเปอร์

3. การควบคุมโดยการใช้นิเทศการสวิตช์ปิด-เปิดภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ องค์ประกอบพินดาเมน ทอลของโวลต์เตจทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ สามารถปรับเปลี่ยนได้ด้วยการเปลี่ยนรูปลักษณะ ของคลื่นเอาต์พุต โดยอาศัยเทคนิคในการสวิตช์ปิด-เปิดภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ แต่โดยทั่วไปเมื่อทำ การปรับเพื่อลดขนาดของเอาต์พุต โวลต์เตจให้ต่ำลง องค์ประกอบของฮาร์โมนิคส์จะมีปริมาณเพิ่มขึ้น ซึ่ง สามารถทำได้โดยวิธีดังต่อไปนี้

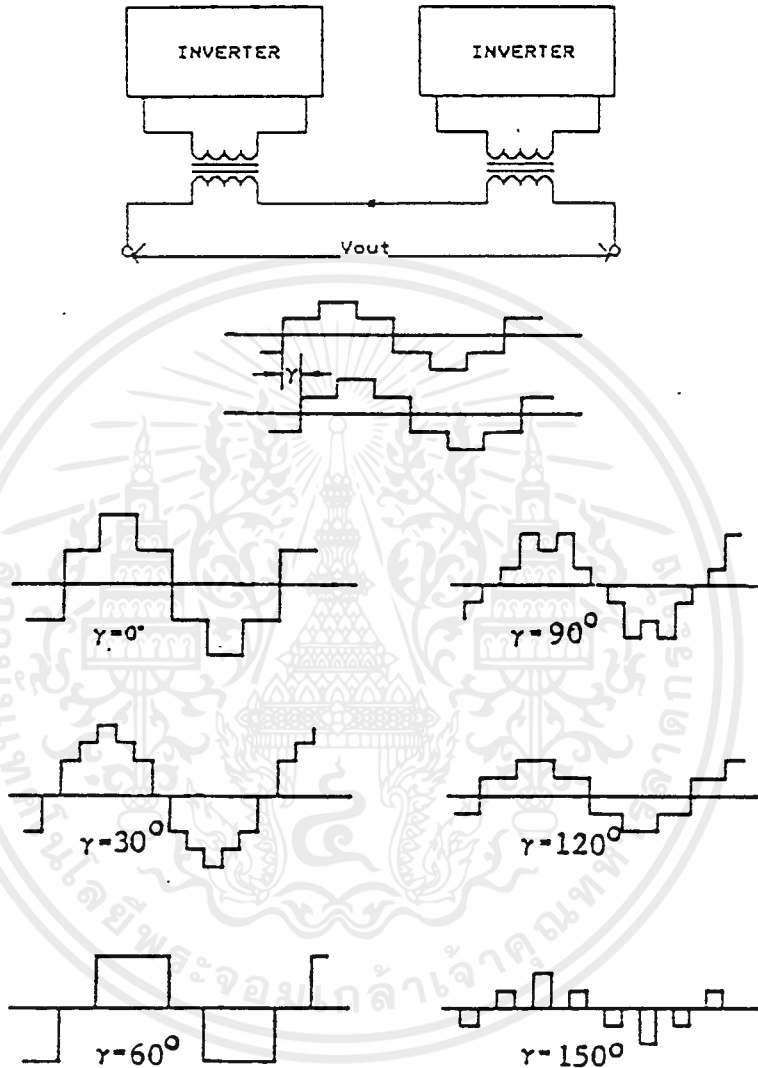
3.1 การควบคุมโดยการเลื่อนเฟส เป็นการใช้อินเวอร์เตอร์ 2 ชุดซึ่งจ่ายความถี่เอาต์พุตจาก ดิโอดีช้อปเปอร์เดียวกันแล้วใช้หม้อแปลงทำหน้าที่รวมเอาต์พุตจากอินเวอร์เตอร์เข้าด้วยกัน การควบคุมทำ ได้โดยการเลื่อนเฟสของเอาต์พุตชุดหนึ่งให้ต่างจากของอีกชุดหนึ่งโดยกำหนดสัญญาณของเกทพัลส์ที่ป้อน ให้อินเวอร์เตอร์



คณะวิศวกรรมศาสตร์

12

เมื่อเฟสต่างกันเป็นมุม γ เอาท์พุทโวลต์เฉลี่ยจะมีขนาดลดลงด้วยตัวคูณของ $\cos(\gamma/2)$ และเมื่อเฟสต่างกัน 180 องศา เอาท์พุทโวลต์เฉลี่ยจะเป็นศูนย์



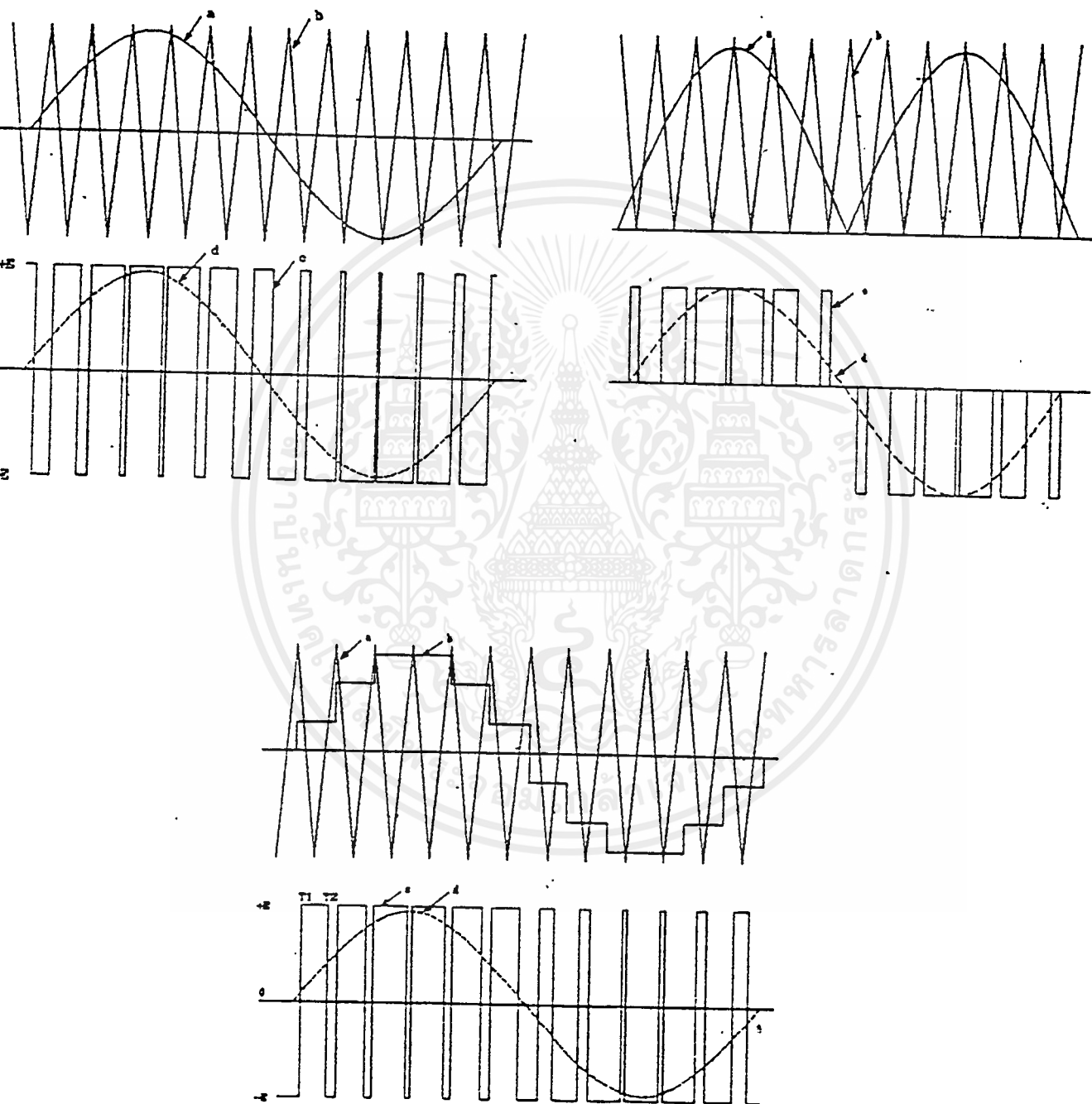
รูปที่ 1.13 การควบคุมโวลต์เฉลี่ยโดยการรวมโวลต์เฉลี่ยจาก อินเวอร์เตอร์ 2 ชุด

ขนาดของเอาท์พุทโวลต์เฉลี่ยสามารถเปลี่ยนได้โดยการปรับมุม γ ซึ่งที่ $\gamma = 0$ จะได้เอาท์พุทโวลต์เฉลี่ยสูงสุดและลดลงไปเรื่อยๆ สำหรับฮาร์โมนิกที่ถูกกำจัดไปในการรวมเอาท์พุทโวลต์เฉลี่ยนี้ก็จะไม่ปรากฏที่เอาท์พุทโวลต์เฉลี่ยที่จะนำไปจ่ายโหลดด้วย

3.2 เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (PWM) โดยการควบคุมได้จากอัตราส่วนของการมอดูเลชัน การควบคุมโวลต์เฉลี่ยทำได้โดยการปรับความกว้างของพัลส์ ซึ่งในการใช้งาน การปรับความกว้างของพัลส์จะถูกปรับไปในลักษณะของซายน์ ซึ่งจะทำให้มีฮาร์โมนิกเกิดขึ้นเพียงเล็กน้อยเท่านั้น การสร้างคลื่นในลักษณะเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



นี้ทำได้โดยการนำเอาคลื่นสามเหลี่ยมความถี่สูงผสมกับคลื่นไซน์ความถี่ต่ำ ซึ่งรูปการมอดูเลชันมีตัวอย่าง
หลายวิธีดังแสดงในรูป



รูปที่ 1.14 แสดงการมอดูเลชันโดยการนำสัญญาณ 2 สัญญาณมารวมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

14

การทำงานในลักษณะฟีดแบล็กเอมในกรณีใช้ความถี่ของพัลส์สูงๆจะสามารถกำจัดฮาร์โมนิคต่างๆได้ และฟิลเตอร์ได้ง่ายขึ้นแต่ความสูญเสียทางไฟฟ้าที่เกิดจากการสวิตชิงหรือการคอมมิวเตชันจะมากขึ้น ซึ่งเป็นอัตราส่วนโดยตรงกับความถี่

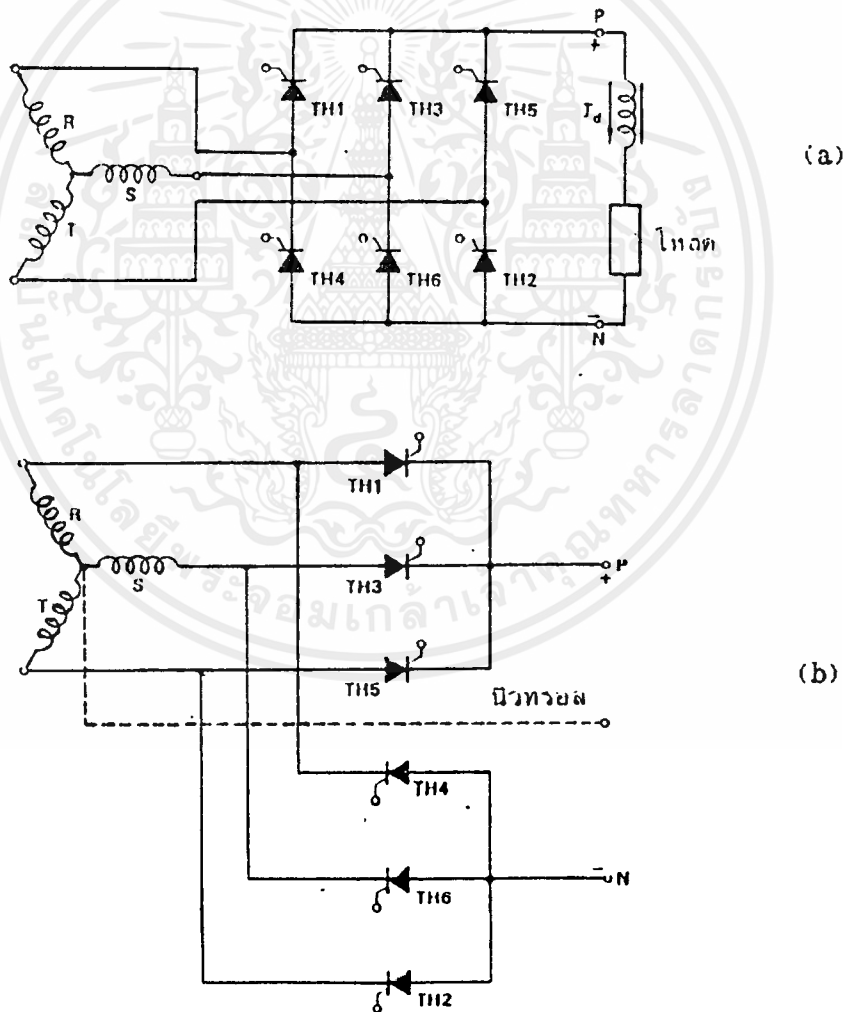
สำหรับในปริิมาณนี้ การควบคุมโวลต์ต่อความถี่ให้คงที่โดยการควบคุมโวลต์เดจแบบควบคุมดิฟเฟอเรนเชียลคอนเวอร์เตอร์เพื่อส่งไปยังอินเวอร์เตอร์โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ 8031 เป็นตัวคอนโทรลการทำงานทั้งหมด ซึ่งจุดประสงค์หลักเป็นการออกแบบคลื่นฟีดแบล็กเอม เป็นรูปแบบต่างๆ 5 รูปแบบ ซึ่งแต่ละแบบของคลื่นฟีดแบล็กเอมจะสามารถกำจัดฮาร์โมนิคได้โดยอาศัยเทคนิคการกำหนดมุมสวิตชิงของสัญญาณขึ้น และตัววงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ นอกจากจะสร้างสัญญาณฟีดแบล็กเอมแล้วยังทำหน้าที่ในการควบคุมอัตราส่วนระหว่างโวลต์เดจต่อความถี่ให้มีค่าคงที่อีกด้วยเนื่องจากการควบคุมความถี่ทำให้ปรากฏจำเป็นจะต้องทำการคอมมิวเตชัน เนื่องจากอุปกรณ์ที่ใช้เป็นไทรสเตอร์จึงได้ใช้วงจรแบบ ซีซีไอซี (Complementary Current Impulse Commutation) ซึ่งวงจรดังกล่าวได้รวมเอาข้อดีของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแม็คเมอร์เรย์ และแม็คเมอร์เรย์-เบ็คฟอร์ดเข้าด้วยกันพร้อมกันนี้ยังได้นำพลังงานคอมมิวเตชันกลับเข้าแหล่งจ่ายไฟดิฟเฟอเรนเชียลเพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบอีกด้วย สำหรับหลักการและรายละเอียดพร้อมผลการทดสอบจะได้กล่าวในบทต่อไป



บทที่ 2

เอ.ซี./ดี.ซี. คอนเวอร์เตอร์

ในส่วนของวงจร เอ.ซี./ดี.ซี. คอนเวอร์เตอร์ นี้มีการทำงานแบบควบคุมเฟส ประกอบด้วยไทรสเตอร์จำนวน 6 ตัวต่อแบบฟูลบริดจ์ทำการแปลงไฟ เอ.ซี.3 เฟสเป็นไฟ ดี.ซี. ที่สามารถปรับระดับแอมป์ทวิโวลต์ได้โดยการปรับมุมทริกของสัญญาณไทรสเตอร์ทั้ง 6 ตัว และแอมป์ทวิโวลต์ของไฟไลน์ช่วยในการหยุดนำของกระแสของไทรสเตอร์



รูปที่ 2.1 วงจร 3 เฟสบริดจ์เรกติฟายเออร์ (a) ลักษณะวงจรทั่วไป

(b) วงจรอัลเฟวเฟ 2 วงจรซึ่งเขียนจากรูป (a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

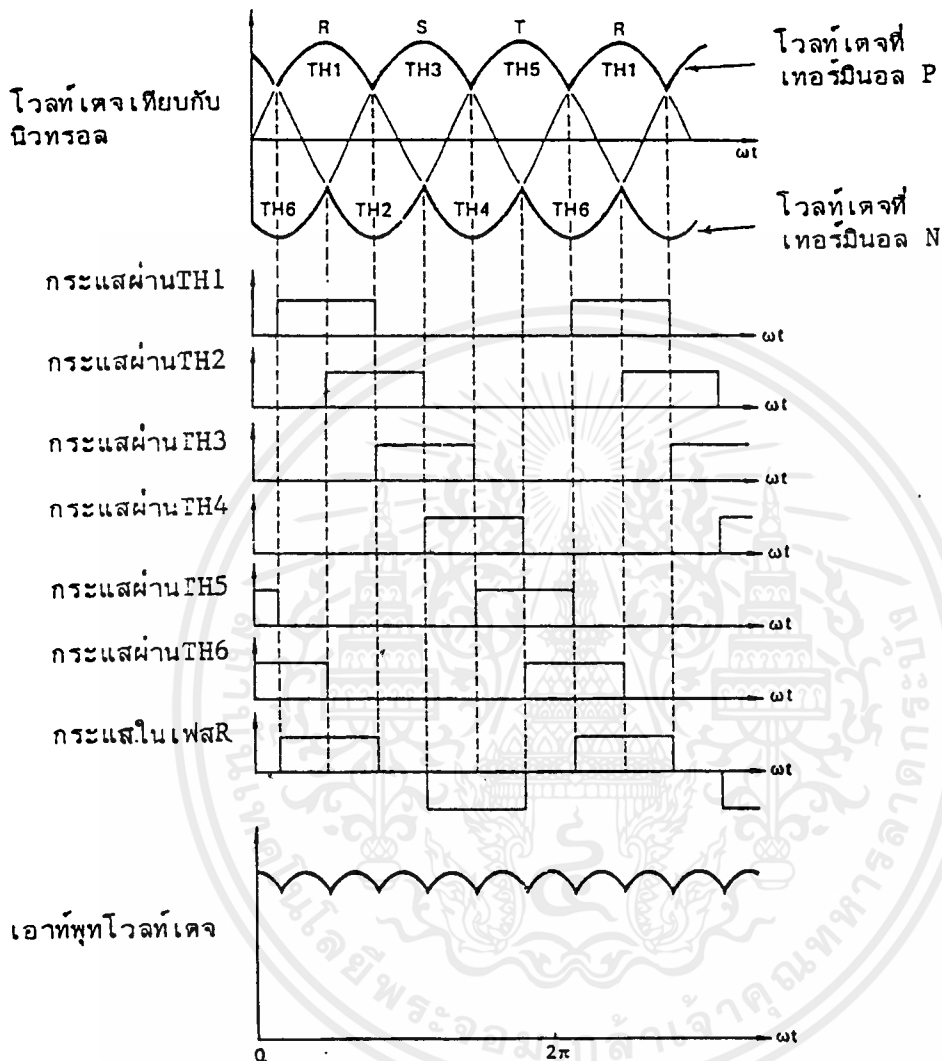


จากรูปวงจรจะเห็นว่าวงจรนี้ประกอบด้วยวงจรฮาล์ฟเวฟ 2 วงจรต่อกันโดยกลุ่มบนจะต่อแคโทดรวมกันไว้และทำงานในลักษณะปกติถ้ามุม $\alpha=0$ ไทริสเตอร์ตัวที่มีอาโนดโวลต์เตจเป็นบวกมากที่สุดจะนำกระแสและจะได้เอ้าท์พุทโวลต์เตจบวกที่เทอร์มินอล P เมื่อเทียบกับนิวทรัล สำหรับวงจรฮาล์ฟเวฟในกลุ่มล่างจะต่อโนดรวมกันไว้และไทริสเตอร์ตัวที่มีอาโนดโวลต์เตจเป็นลบมากที่สุดจะนำกระแสและเทอร์มินอล N จะเป็นลบเมื่อเทียบกับนิวทรัล เนื่องจากกระแสซึ่งไหลผ่านนิวทรัลหักล้างซึ่งกันและกันหมดการใช้นิวทรัลจึงไม่มีความจำเป็นอีกต่อไป เอ้าท์พุทโวลต์เตจระหว่างเทอร์มินอล P และ N คือระยะห่างในแนวดิ่งระหว่างส่วนบนและส่วนล่างของคลื่น เอ.ซี. อินพุทโวลต์เตจในรูป 2.2 ดังนั้นเอ้าท์พุทโวลต์เตจจึงประกอบขึ้นจากส่วนต่าง ๆ ของคลื่น 3 เฟสระหว่างไลน์และรีปเปิลจะมีลักษณะของคลื่น 6 เฟส ดังแสดง เอ้าท์พุทโวลต์เตจเฉลี่ยจะเป็น 2 เท่าของกรณีสองวงจร 3 เฟสฮาล์ฟเวฟ ดังนั้นเมื่อไม่คิดการโอเวอร์แล็ปและให้มุม $\alpha=0$ จะได้เอ้าท์พุทโวลต์เตจ V_{d0} ดังนี้

$$V_{d0} = [(3\sqrt{6})/\pi] V_{ph} = 2.34 V_{ph} = 4.35 V_L$$

โดยที่ V_{ph} : เฟสโวลต์เตจค่าอาร์เอ็มเอส
 V_L : ไลน์โวลต์เตจค่าอาร์เอ็มเอส

ไทริสเตอร์แต่ละตัวจะให้กระแสดี.ซี. I_d ไหลผ่านได้นานสุดเป็นมุม 120 องศาของไซเคิล
 ณ. ทุกๆขณะจะมีไทริสเตอร์ 2 ตัวนำกระแสพร้อมกันเสมอเพื่อให้ครบวงจร ช่วงการนำกระแสของไทริสเตอร์ในกลุ่มบนและกลุ่มล่างจะไม่ตรงกัน สำหรับเฟสในลำดับ R,S,T ไทริสเตอร์จะนำกระแสเป็นคู่ๆ กล่าวคือ TH_1 กับ TH_2 , TH_2 กับ TH_3 , TH_3 กับ TH_4 , TH_4 กับ TH_5 , TH_5 กับ TH_6 หมายเลขที่เขียนกำกับไว้ในรูปที่ 1 จะตรงกับลำดับการนำกระแสของไทริสเตอร์ การคอมมิวเตทจะเกิดขึ้นทุก 60 องศาและจะเกิดขึ้นสลับกันระหว่างกลุ่มบนและกลุ่มล่างของไทริสเตอร์สำหรับกรณีโหลดมีค่าอินดักแตนซ์มากพอที่ทำให้กระแสเอ้าท์พุท I_d มีลักษณะเรียบและต่อเนื่องแล้ว กระแสซึ่งไหลผ่านไทริสเตอร์และกระแส เอ.ซี. ในไลน์จะมีลักษณะคลื่นดังแสดงในรูปที่ 2.2 และจะไม่มียอดประกอบของกระแส ดี.ซี. ไลน์ เมื่อมุมหนึ่ง $\alpha > 0$ เอ้าท์พุทโวลต์เตจจะมีลักษณะเปลี่ยนไปและจะได้เอ้าท์พุทโวลต์เตจเฉลี่ย $V_d = V_{d0} \cos \alpha$ เช่นเดิมในกรณีที่มิโอเวอร์แล็ปด้วยนั้นเอ้าท์พุทโวลต์เตจจะมีลักษณะที่เปลี่ยนแปลงไปอีกโดยที่โวลต์เตจจะลดลงไปอีกด้วยขนาด $3 I_d X / \pi$ ซึ่งเป็น 2 เท่าของกรณี 3 เฟสฮาล์ฟเวฟ



รูปที่ 2.2 ลักษณะคลื่นโวลต์เตจและกระแสสำหรับ 3 เฟสบริดจ์เรกติฟายเออร์
(กรณี $\alpha = 0$ และคอมมิวเตตติ้งรีแอคแตนซ์ = 0)

จากรูที่ 2.1 ถ้าให้อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายเป็นศูนย์ และยังคงสมดุลและเป็นคลื่นไซน์สำหรับโวลต์หนึ่ง

กำหนดให้สมการของโวลต์เตจเป็น

$$e_{an} = E_m \sin \omega t \quad (2.1)$$

$$e_{bn} = E_m \sin (\omega t - 120) \quad (2.2)$$

$$e_{cn} = E_m \sin (\omega t - 240) \quad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จะได้ลักษณะของโวลท์เดจไลน์กับโวลท์ที่แหล่งจ่ายเป็น

$$e_{ab} = e_{an} + e_{nb} = e_{an} - e_{bn} = \sqrt{3} E_m \sin (wt+30) \quad (2.4)$$

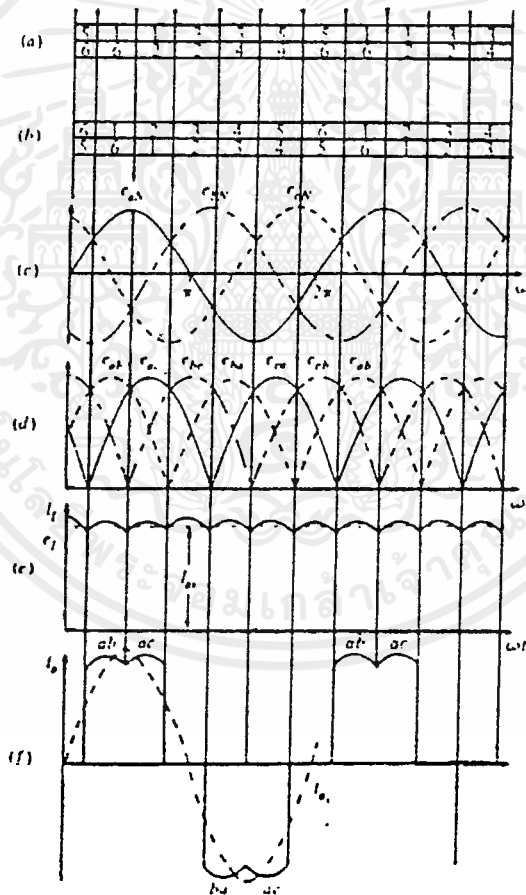
$$e_{bc} = \sqrt{3} E_m \sin (wt-90) \quad (2.5)$$

$$e_{ca} = \sqrt{3} E_m \sin (wt-210) \quad (2.6)$$

รูปคลื่นของแหล่งจ่ายแรงดันแสดงไว้ในรูป 2.3 กับรูปที่ 2.5

2.1 เมื่อโหลดเป็นความต้านทานและแหล่งจ่ายมีลักษณะตามอุดมคติ

เมื่อมุมไฟริงของไทรสเตอร์ α เป็น 0 องศา วงจรนี้จะทำงานเหมือนกับวงจรไดโอดเรกติฟายเออร์โคจรจะได้รูปคลื่นดังรูปที่ 2.3 ลักษณะลำดับการนำกระแสของอุปกรณ์ในวงจรแสดง

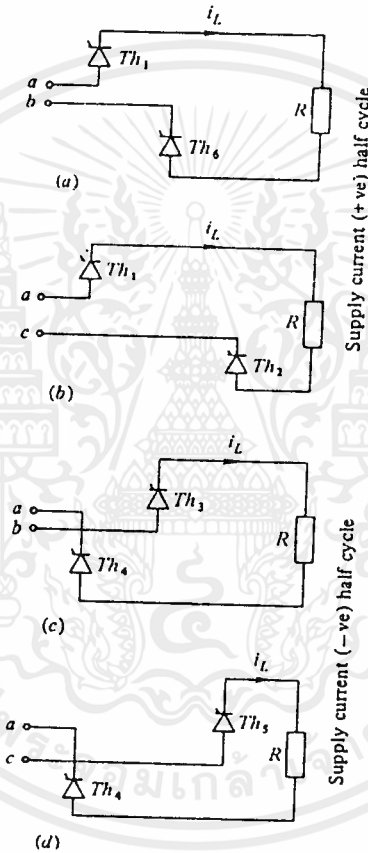


รูปที่ 2.3 รูปคลื่นของวงจร 3 เฟสเรกติฟายเออร์กับโหลดความต้านทาน $\alpha = 0$ องศา, (a), (b) ลำดับการสวิตช์ของไทรสเตอร์, (c) เฟสโวลท์เดจของแหล่งจ่าย, (d) โวลท์เดจของแหล่งจ่าย, (e) กระแสและโวลท์เดจของโหลด, (f) กระแสไลน์ของแหล่งจ่าย

ไว้ในรูปที่ 2.3(a) ซึ่งขึ้นบนจะแทนอีกบนของวงจรบริดจ์กระแสไลน์ $i_o(wt)$ ที่ไซเคิลแรกในรูปที่เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



2.3(f) หาได้จากส่วนประกอบ 4 ส่วนโดยแยกกันดังรูปที่ 2.4 รูปแบบการนำของอุปกรณ์อีกแบบหนึ่งแสดงไว้ในรูป 2.3(b) ซึ่งทั้งขึ้นบนและขึ้นล่างไม่ได้แทนชื่อกับบนและชื่กล่างของวงจรแต่จะแสดงการนำของไทรสเตอร์ตามลำดับหมายเลขของมัน



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของการต่อโหลดความต้านทาน

และแหล่งจ่ายแบบอุดมคติ $\alpha=0$ องศา,

(a) $30 < \omega t < 90$ (Th_1, Th_6 on),

(b) $90 < \omega t < 150$ (Th_1, Th_2 on),

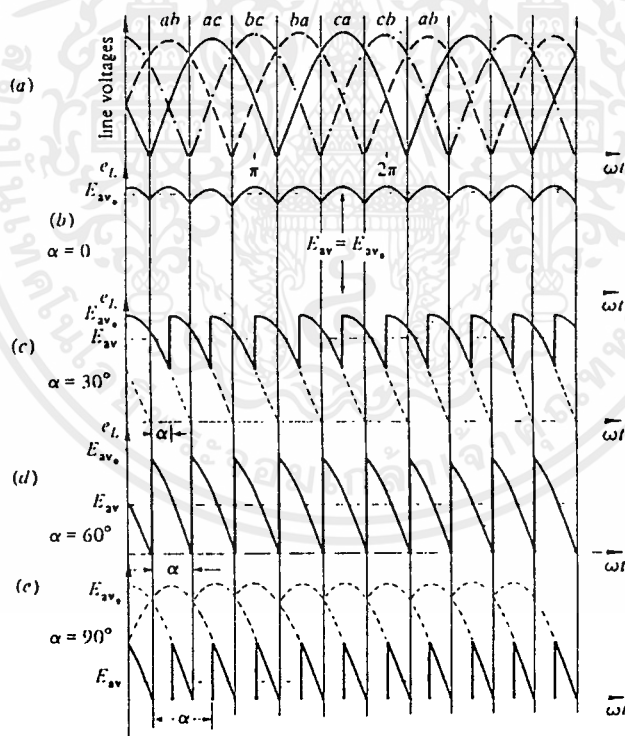
(c) $210 < \omega t < 270$ (Th_3, Th_4 on),

(d) $270 < \omega t < 330$ (Th_5, Th_4 on)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ (d) $270 < \omega t < 330$ (Th_5, Th_4 on) นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



การทำงานของวงจรจะมีโมดการทำงานอยู่ 2 โมดจะขึ้นอยู่กับค่าของมุมไฟริง α ในย่าน $0 < \alpha < \pi/3$ แรงดันและกระแสของโหลดจะต่อเนื่องดังรูปที่ 2.5 โดยที่ไทรสเตอร์ตัวหนึ่งจะนำกระแสมาในขณะที่ไทรสเตอร์อีกตัวจะถูกคอมมิวเตทให้หยุดนำกระแสทันทีในย่าน $\pi/3 < \alpha < 2\pi/3$ กระแสโหลดจะไม่ต่อเนื่องเพราะว่าไทรสเตอร์ตัวหนึ่งจะหยุดนำกระแสไปก่อนที่ไทรสเตอร์อีกตัวหนึ่งจะนำกระแสขึ้นมา สำหรับโหลดที่เป็นความต้านทานไม่คิดรีแอคแตนซ์ของแหล่งจ่าย ทั้งกระแสโหลดและกระแสแหล่งจ่ายจะได้อาจมาจากส่วนของรูปคลื่นไซน์เสมอ รูปแบบจากแรงดันไลน์ ที่มุมไฟริงทุกมุมลำดับการนำกระแสของไทรสเตอร์ในวงจรรูปที่ 2.1 จะเป็นเหมือนที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.3(a) แต่อย่างไรก็ตามหลังจากแรงดันเฟสครอสโอเวอร์ที่ $\omega t = 30$ องศา จนกระทั่งไทรสเตอร์ได้รับฟอร์วาร์ดไบแอสที่เหมาะสมที่ขาเกต



รูปที่ 2.5 รูปคลื่นของวงจร 3 เฟสบริดจ์เรกติฟายเออร์โหลด R

(a) ไลน์โวลต์เตจของแหล่งจ่าย, (b) โหลดโวลต์เตจ

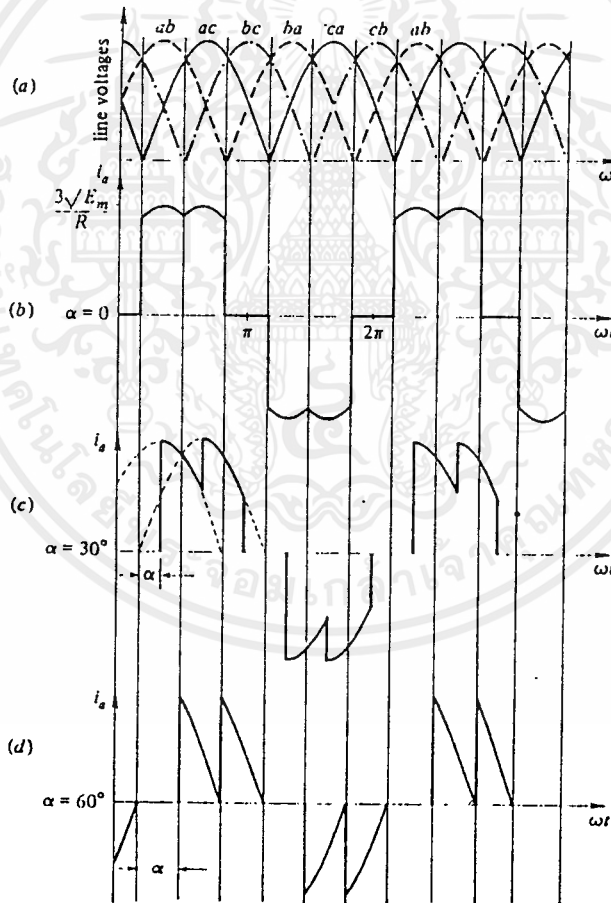
$\alpha=0$, (c) โหลดโวลต์เตจ, $\alpha=30$, (d) โหลดโวลต์เตจ

$\alpha=60$, (e) โหลดโวลต์เตจ, $\alpha=90$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



พิจารณาการทำงานที่ $\alpha=30$ องศา ตัวอย่างเช่น ในรูปที่ 2.5 แรงดันฟอว์วาร์ดไบแอสเกิดขึ้นกับไทรสเตอร์ TH_1 และ TH_6 ที่ $\omega t=30$ องศา แต่ถ้ามุมไฟริงถูกตั้งไว้ที่ $\alpha=30$ องศา TH_1 และ TH_6 จะนำโดยตรงเลยไม่ได้, รูปที่ 2.4(a), จนกระทั่ง $\omega t=\alpha+30 = 60$ และต่อเนื่องสำหรับ 60 องศา ที่ $\omega t=\alpha+90 = 120$ องศา โดยมีแรงดันไลน์คือ e_{ac} , ไทรสเตอร์ TH_6 จะได้รับวีเออร์สไบแอสและจะนำกระแสต่อไปได้เลยเมื่อไทรสเตอร์ TH_2 ได้รับการทริก, รูปที่ 2.4(b), สำหรับ 60 องศาต่อไป ที่ $\omega t=180$ องศา ไทรสเตอร์ TH_1 ถูกคอมมิวเตทให้หยุดนำกระแส โดยการสวิตช์ของ TH_3 และกระแสไลน์ i_a , รูปที่ 2.6(c), กลายเป็นศูนย์โดยที่ส่วนของกระแสโหลดถูกจัดเตรียมโดย TH_2 และ TH_3 สำหรับ 60 องศา ช่วงต่อไป เมื่อ $\omega t=240$ องศา โดยมีแรงดันไลน์เป็น e_{ba} การทริก TH_4 ให้ถ่ายกระแสโหลดจาก TH_2 , รูปที่ 2.4(c), และกระแส



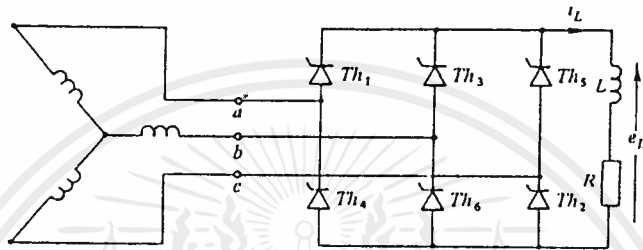
รูปที่ 2.6 รูปคลื่นของวงจร 3 เฟสบริดจ์เรกติฟายเออร์โหลด R

- (a) ไลน์โวลต์เตจของแหล่งจ่าย, (b) กระแสไลน์ของแหล่งจ่าย, $\alpha=0$ (c) กระแสไลน์ของแหล่งจ่าย, $\alpha=30$
(d) กระแสไลน์ของแหล่งจ่าย, $\alpha=60$ องศา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แหล่งจ่ายจะมาตรงเฟสกับ "a" แต่ทิศทางตรงข้าม หลังจาก 60 องศาต่อไป, ที่ $\omega t = 300$ องศา, โดยมีแรงดันไลน์ e_{ca} , รูปที่ 2.6(a), และมีการสวิตช์ของ TH_5 เป็นเหตุให้คอมมิวเตท TH_5 ไทริสเตอร์ TH_4, TH_5 ขณะนั้นเตรียมรับกระแสโหลดซึ่งมาจากเฟส "c" ไปยังเฟส "a" ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.4(d)



รูปที่ 2.7 วงจร 3 เฟสบริดจ์เรกติฟายเออร์กับโหลด R-L อนุกรม

2.1.2 ปริมาณต่างๆทางด้านโหลด

ลำดับของการจุดชนวนให้ไทริสเตอร์ทำงานสร้างรูปคลื่นแรงดันโหลด (และกระแส) ดังแสดงในรูปที่ 2.5 การทำงานในโมด 1 เมื่อ $0 < \alpha < 60$ จะได้แรงดันเฉลี่ยโดยการนำเอาช่วง 60 องศา ของ $e_L(\omega t)$ มา

สำหรับ $\alpha + 30 < \omega t < \alpha + 90$

$$e_L(\omega t) = \sqrt{3} E_m \sin(\omega t + 30) \quad (2.7)$$

ค่าเฉลี่ยของ (2.7) ในเทอมของแรงดันสูงสุด E_m คือ

$$\begin{aligned} E_{av} &= \frac{3}{\pi} \int_{\alpha+30}^{\alpha+90} \sqrt{3} E_m \sin(\omega t + 30) d\omega t \\ &= (3\sqrt{3})/\pi \cdot E_m \cos \alpha \\ &= E_{mvo} \cos \alpha \end{aligned} \quad (2.8)$$

เมื่อ

$$E_{mvo} = (3\sqrt{3})/\pi \cdot E_m = 1.654 E_m \quad (2.9)$$

กระแสเฉลี่ย I_{av} ได้เป็นฟังก์ชันของ α

$$I_{av} = E_{av}/R = (E_{mvo}/R) \cos \alpha \quad (2.10)$$

กับโหลดความต้านทาน กระแสและแรงดันโหลดชั่วขณะจะเป็นบวกเสมอเมื่อแรงดันโหนดของ ไทริสเตอร์เมื่อค่าลบหมดลง ที่มุมไฟริง $\alpha > 60$ องศา ดังนั้นกระแสและแรงดันโหลดจะไม่ต่อเนื่อง ดังเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



แสดงไว้ในรูปที่ 5 เป็นการแสดงให้เห็นความแตกต่างของโหมดการทำงานจาก $\alpha < 60$ องศา และแรงดันโหมดจะได้ลักษณะตามสมการ : สำหรับ $60 < \alpha < 120$

$$e_L(\omega t) = \sqrt{3} E_m \sin(\omega t + 30) \Big|_{\alpha+30}^{150} \quad (2.11)$$

ค่าเฉลี่ยของสมการ (2.11)

$$E_{m_v} = (3\sqrt{3})/\pi \cdot E_m [1 + \cos(\alpha + 60)] \quad (2.12)$$

เมื่อ $\alpha = 60$ องศา, สมการ 2.8 และ 2.17 จะให้ผลเหมือนกัน ที่ $\alpha = 120$ องศา ค่าเฉลี่ยแรงดันโหมดจะเป็นศูนย์

รูปคลื่นของรูปที่ 2.5 แสดงรูปคลื่นแรงดันโหมดมีอัตราซ้ำกันถึง 6 เท่าของแรงดันเฟส หมายความว่ารีปเปิลต่ำที่สุดเป็น 6 เท่าของความถี่พื้นฐานเมทอลถ้าทำการวิเคราะห์โดยฟูเรียร์บนรูปคลื่นของแรงดันโหมด ฮาร์โมนิกส์ 2 ลำดับจะเป็นระดับ ดี.ซี. (ค่าเฉลี่ย) ตามมาด้วยฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 6

เพาเวอร์ดิสซิพเพชั่นของโหมดสามารถหาได้จากค่ากระแส (rms) ของโหมด (ไม่ใช่ค่าเฉลี่ยของโหมด) กระแส rms ของโหมดหรือกระแสประสิทธิผลของโหมด, I_L , ถูกกำหนดเป็น

$$I_L = \sqrt{(1/2\pi) \int_0^{2\pi} i_L^2(\omega t) d(\omega t)} \quad (2.13)$$

เมื่อ $i_L = e_L/R$ จากสมการ 2.7 หรือ 2.11

การเปรียบเทียบกระแสของแหล่งจ่ายกับกระแสโหมดที่มุมไฟริงที่ให้มีมา, รูปที่ 2.5, 2.6 คาดว่า $I_L > I_m$ เพราะว่า $i_L(\omega t)$ มีพื้นที่ใต้เคอฟใหญ่กว่า $i_m(\omega t)$ และจะได้ i_L^2 ใหญ่กว่า $i_m^2(\omega t)$ โดยแทนสมการ 2.7 หรือ 2.8 ตามลำดับลงในสมการ 2.13 ได้

$$I_L \Big|_{0 < \alpha < 60} = (\sqrt{3/2R}) E_m \sqrt{(2\pi + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha)/\pi} \quad (2.14)$$

$$I_L \Big|_{60 < \alpha < 120} = (\sqrt{3/2R}) E_m \sqrt{(4\pi - 6\alpha - 3\sin(2\alpha - 60))/\pi} \quad (2.15)$$

กระแสเอาท์พุทตามอุดมคติจากวงจรเรกติไฟเออร์จะเป็นกระแสทังเก้นต์ที่มีค่าคงที่, ดังแสดงในรูปที่ 2.8 (b) การวัดรีปเปิลของกระแสโหมดถูกกำหนดโดยรีปเปิลแฟคเตอร์

$$\text{RIPPLE FACTOR} = \sqrt{(I_L / I_{m_v})^2 - 1} \quad (2.16)$$

กับรูปคลื่น $i_L(\omega t)$ ตามอุดมคติ, $I_L = I_{m_v}$ และรีปเปิลแฟคเตอร์เป็นศูนย์เพาเวอร์ดิสซิพเพชั่นเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวงจรบริจด์ของรูปที่ 2.1 ถูกสมมติให้เกิดทั้งหมดในโหลดแบบความต้านทาน

$$P_L = I_L^2 R \quad (2.17)$$

รวมสมการ (2.14) , (2.15) กับ (2.17)

$$P_L \Big|_{0 < \alpha < 60} = 3 E_m^2 / 4\pi R (2\pi + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha) \quad (2.18)$$

$$P_L \Big|_{60 < \alpha < 120} = 3 E_m^2 / 4\pi R [4\pi - 6\alpha - 3\sin(2\alpha - 60)] \quad (2.19)$$

2.1.3 ปริมาณต่างๆทางด้านแหล่งจ่าย

รูปคลื่นของกระแสทางด้านแหล่งจ่ายของวงจรบริจด์แสดงในรูปที่ 2.6 สำหรับการทำงานที่โหมด 1 กระแสแหล่งจ่ายชั่วขณะของการทำงานทั้ง 2 โหมดถูกกำหนดโดย : เมื่อ $0 < \alpha < 60$

$$i_a(wt) = (\sqrt{3} E_m / R) \sin(wt+30) \Big|_{\alpha+30 \dots}^{\alpha+90 \dots} + (\sqrt{3} E_m / R) \sin(wt-30) \Big|_{\alpha+90 \dots}^{\alpha+150 \dots} \quad (2.20)$$

เมื่อ $0 < \alpha < 120$

$$i_a(wt) = (\sqrt{3} E_m / R) \sin(wt+30) \Big|_{\alpha+30 \dots}^{150 \dots} + (\sqrt{3} E_m / R) \sin(wt-30) \Big|_{\alpha+90 \dots}^{210 \dots} \quad (2.21)$$

ค่า r.m.s. ของกระแสไลน์ของแหล่งจ่ายอาจจะหาโดยการอินทิเกรต (2.13) โดยตรงเลข แทนสมการ (2.20), (2.21) ลงในสมการ (2.13) ได้

$$I_a \Big|_{0 < \alpha < 60} = (E_m / \sqrt{2} R) \sqrt{(2\pi + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha)} \quad (2.22)$$

$$I_a \Big|_{60 < \alpha < 120} = (E_m / \sqrt{2} R) \sqrt{(4\pi - 6\alpha - 3\sin(2\alpha - 60)) / \pi} \quad (2.23)$$

ที่ $\alpha = 60$ องศา , (2.22) และ (2.23) หาได้เหมือนกัน

การเปรียบเทียบค่า r.m.s. ของกระแสแหล่งจ่ายกับกระแสโหลด สำหรับโหมดการทำงานทั้งสอง

$$I_L = \sqrt{3/2} I_a \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



2.1.4 ตัวประกอบกำลัง

กำลังที่กระจายที่โหลดจะต้องเท่ากับกำลังที่แหล่งจ่ายมีวิธีการคำนวณหาตัวประกอบกำลัง

$$PF = P_L / \frac{E_m}{\sqrt{2}} I_m \quad (2.25)$$

แทน P_L [(2.18) หรือ (2.19)] และ I_m [(2.22) หรือ (2.23)] ในสมการ (2.25) โดยที่ $E_m = E_{rms} / \sqrt{2}$,

$$PF \Big|_{0 < \alpha < 60} = \sqrt{(2\pi + 3\sqrt{3} \cos 2\alpha) / 4\pi} \quad (2.26)$$

$$PF \Big|_{60 < \alpha < 120} = \sqrt{(4\pi - 6\alpha - 3 \sin (2\alpha - 60)) / 4\pi} \quad (2.27)$$

เมื่อ $\alpha = 0$, (2.26) มีค่า

$$PF \Big|_{\alpha=0} = \sqrt{(2\pi + 3\sqrt{3}) / 4\pi} = 0.956 \quad (2.28)$$

2.2 โหลดอินดักทีฟค่าสูงๆและแหล่งจ่ายตามอุดมคติ

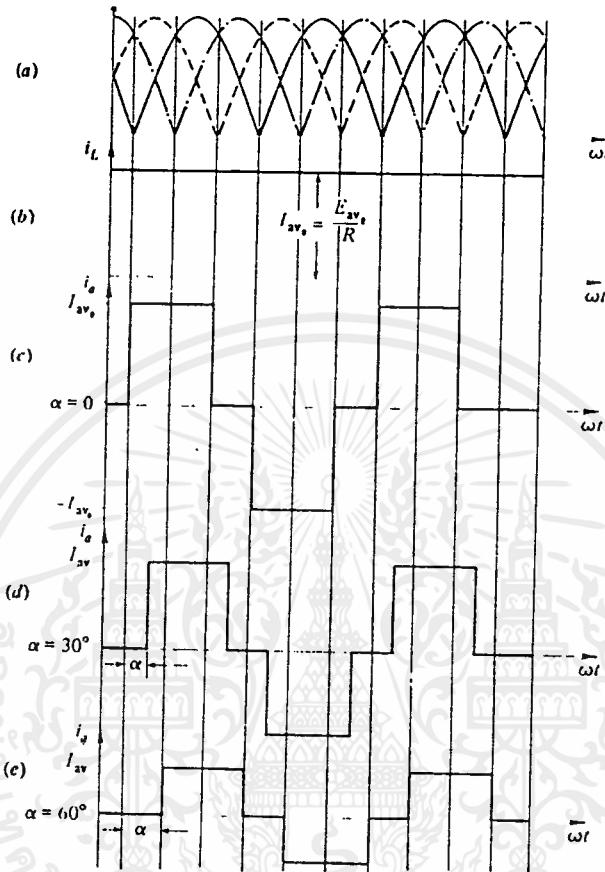
2.2.1 ปริมาณต่างๆทางด้านโหลด

3 เฟสบริดจ์เรกติฟายเออร์ชนิดควบคุม ส่วนมากจะถูกนำไปใช้งานที่อิมพีแดนซ์ของโหลดที่เป็นอินดักทีฟที่มีค่าสูงๆ ซึ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.7 ถ้าอินดักเตนซ์ทางด้านโหลดทำให้กระแสโหลดเรียบใกล้เคียงกระแสตรงมาก ดังแสดงในรูปที่ 2.8(b)

$$i_L(\omega t) = I_{av} = I_L = I_m \quad (2.29)$$

กระแสโหลดที่เรียบนี้มีค่าแรงดันเฉลี่ยเป็นศูนย์บนตัวอินดักเตอร์และแรงดันโหลดเฉลี่ยทั้งหมดจะตกอยู่ที่โหลดความต้านทานดังนั้นสมการที่ 2.10 ยังคงเป็นรูปแบบของกระแสโหลดและกระแสแหล่งจ่ายซึ่งแสดงในรูปที่ 2.8 ที่มุมไฟริงถึง $\alpha = 60$ องศา ไม่เหมือนกับกรณีโหลดความต้านทานกระแสโหลดยังคงต่อเนื่องสำหรับทุกค่าของมุม α ในย่านการควบคุมและมีเพียงโมดเดียวเท่านั้นที่เกิด ค่าเฉลี่ยแรงดันสำหรับทุกมุมไฟริงเหมือนกับที่ได้จากสมการ (2.8) ลักษณะของกระแสเฉลี่ยในสมการ (2.10)

จะเห็นได้จากสมการ 2.10 ค่าเฉลี่ยของกระแสโหลดจะเป็นศูนย์ที่ $\alpha = 90$ องศา ดังนั้นย่านการควบคุมกับโหลดอินดักเตนซ์ค่าสูงๆจะน้อยกว่าโหลดความต้านทานที่แสดงในรูปที่ 2.9 ที่กระแสโหลดเรียบจะไม่มีส่วนประกอบรีปเปิลและกระแสรีปเปิลแพลเตอร์ตามอุดมคติมีค่าเป็นศูนย์



รูปที่ 2.8 รูปคลื่นของวงจร 3 เฟสเรกติฟายเออร์กับโหลดอินดักแตนซ์
ค่าสูง และแหล่งจ่ายแบบอุดมคติ, (a) โวลต์เตจของแหล่ง
จ่าย, (b) กระแสโหลด, $\alpha=0$, (c) กระแสไลน์ของแหล่งจ่าย
 i_L , $\alpha=0$, (d) กระแสไลน์ของแหล่งจ่าย, $\alpha=30^\circ$, (e) กระ
แสไลน์ของแหล่งจ่าย, $\alpha=60^\circ$ องศา

สำหรับ $\alpha < 60$ องศา , แรงดันโหลดชั่วขณะกับโหลดอินดักทีฟสูง จะเหมือนกับโหลดความต้าน
ทานที่มุม $\alpha = 75$ องศา , $e_L(\omega t)$ ประกอบด้วยส่วนประกอบที่เป็นลบน้อย สำหรับส่วนของไซเคิล
เมื่อ $\alpha = 90$ องศา แรงดันโหลดชั่วขณะมีส่วนที่เป็นบวกเหมือนกันอย่างในรูปที่ 2.5(e) แต่จะสมมูล
กับส่วนที่เป็นลบ , รูปที่ 2.3(d) จะให้ค่าเฉลี่ยเป็นศูนย์ แม้ว่ารีปเปลแพคเตอร์ของกระแสโหลดจะเป็น
ศูนย์ รีปเปลแพคเตอร์ของแรงดันโหลดถูกกำหนดโดยอัตราส่วน E_L/E_{L0} จากสมการ (2.8) และ
(2.14) กับมุม $\alpha < 60$ องศา

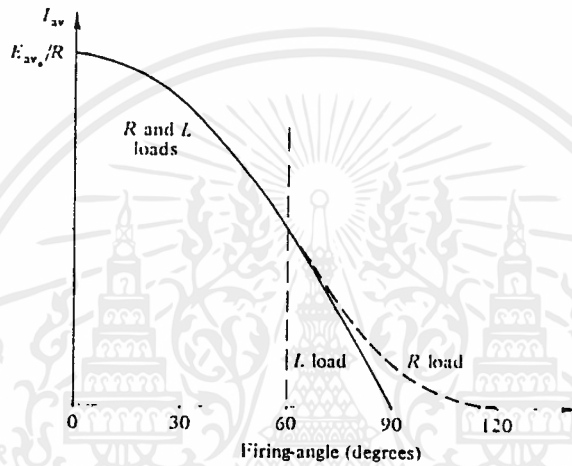
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$E_L/E_{av} = (\pi/6) \sqrt{(2+3\sqrt{3} \cos 2\alpha)/\pi \cos^2 \alpha} \quad (2.30)$$

เพาเวอร์ดิสริบเพี้ยนของโหลดเป็นส่วนสำคัญกับกำลังสองของค่า r.m.s. ของกระแสโหลด และ แทน (2.10) ลงใน (2.17)

$$\begin{aligned} P_L &= I_L^2 R = I_{av}^2 R \\ &= (E_{av}^2/R) \cos^2 \alpha = (27 E_m^2/\pi^2 R) \cos^2 \alpha \end{aligned} \quad (2.31)$$



รูปที่ 2.9 ค่าเฉลี่ยของกระแสโหลดกับมุมไฟริงของไทรสเตอร์
ของวงจร 3 เฟสบริดจ์เรกติฟายเออร์

2.2.2 ปริมาณต่างๆทางด้านแหล่งจ่าย

กระแสแหล่งจ่าย $i_a(\omega t)$ แสดงไว้ในรูป 2.9 ถูกกำหนดโดยสมการ

$$i_a(\omega t) = (E_{av}/R) \cos \alpha \left| \begin{array}{c} \alpha+150 \\ \alpha+30 \end{array} \right| - (E_{av}/R) \cos \alpha \left| \begin{array}{c} \alpha+330 \\ \alpha+210 \end{array} \right| \quad (2.32)$$

โดยที่ค่า r.m.s. ของส่วนที่เป็นลบและเป็นบวกของคลื่นเหมือนกันกับค่า r.m.s. ของกระแสแหล่งจ่ายซึ่งได้โดย

$$\begin{aligned} I_a &= \sqrt{(1/\pi) \int_{\alpha+30}^{\alpha+150} [(E_{av}/R) \cos \alpha]^2 d(\omega t)} \\ &= (E_{av}/R) \cos \alpha \sqrt{(1/\pi) [\omega t] \Big|_{\alpha+30}^{\alpha+150}} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$= \sqrt{(2/3)} \cdot (E_{m\phi}/R) \cos \alpha$$

$$= (3\sqrt{2}/\pi R) E_m \cos \alpha$$

$$= \sqrt{2/3} I_{m\phi}$$

(2.33)

ค่าในสมการ (2.33) พิสูจน์แล้วว่าเป็น $\sqrt{2}$ เท่าของค่าฮาร์โมนิกเฟสเออร์ และเหมือนกับ (2.24) สำหรับกรณีโหลดความต้านทาน

เพาเวอร์แฟคเตอร์ของวงจรบริดจ์สามารถหาได้โดยการแทน (2.31) และ (2.32) ลงใน

(2.25) โดยที่ $E_m = E_{m\phi}/\sqrt{2}$

$$PF = P_t / 3 E_m I_m$$

$$= [(27E_m^2/\pi^2 R) \cos^2 \alpha] / [(3 E_m/\sqrt{2})(3\sqrt{2} E_m \cos \alpha/\pi R)]$$

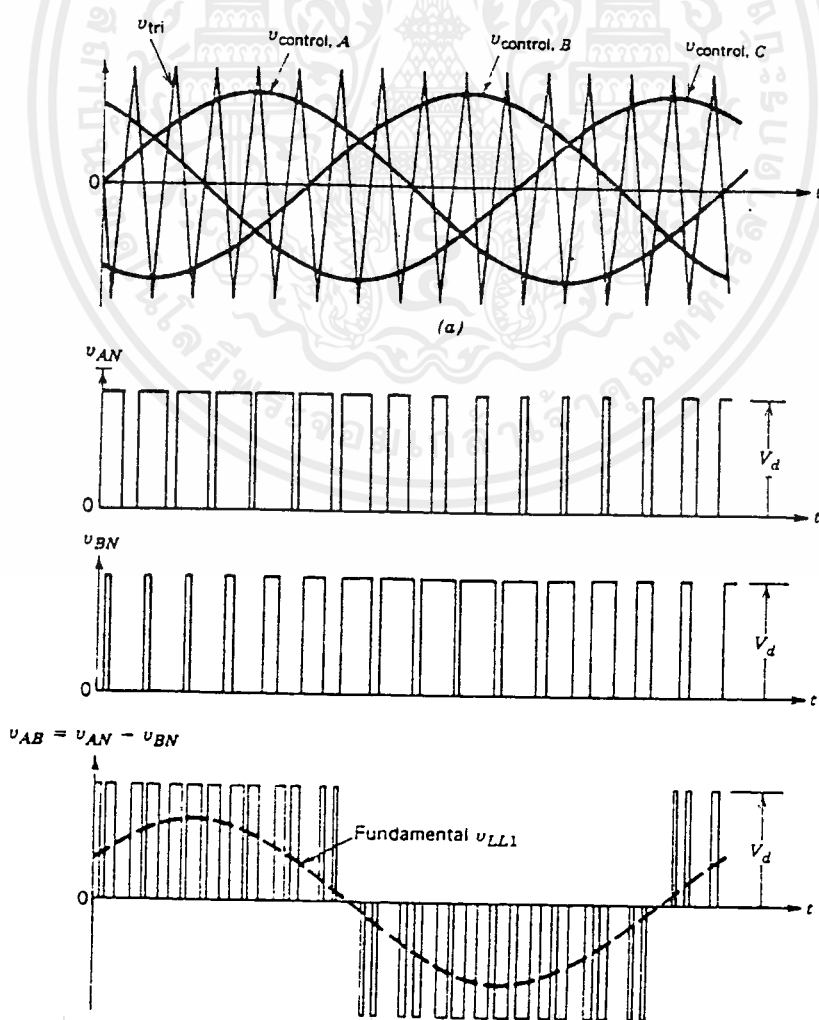
$$= (3/\pi) \cos \alpha$$

เพาเวอร์แฟคเตอร์พิสูจน์ได้แล้วว่าเป็น $\sqrt{2}$ เท่าของค่า 3 เฟส ฮาร์โมนิกคอนโทรลบริดจ์และเป็นค่าที่รู้จักกันดีคือ $3/\pi$ หรือ 0.955 ของการทำงานที่ $\alpha=0$ องศา (หรือแบบไดโอดบริดจ์)

วงจรเฟสเออร์ที่ใช้ในระบบ ดี.ซี. ลิงค์อินเวอร์เตอร์นี้จะทำการแปลงไฟ เอ.ซี. 3 เฟส ให้เป็นไฟ ดี.ซี. โดยสามารถปรับระดับขนาดแรงดันได้โดยการปรับมุม α และแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะนำไปผ่านวงจรกรองความถี่ที่ใช้คาปาซิเตอร์ ก่อนนำไปป้อนให้วงจรอินเวอร์เตอร์



สวิตทอมิต dc-to-ac ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสสลับ นั้นต้องควบคุมทั้งขนาดแรงดันและความถี่ควบคู่กันไป โดยที่นำแรงดันกระแสตรงซึ่งผ่านวงจรฟิลเตอร์ แล้วนำมาควบคุมรูปลักษณะของแรงดันเอาต์พุต ซึ่งมีลักษณะที่แตกต่างกันไป ซึ่งสามารถแบ่งเป็นลักษณะต่างๆกันไปเช่น pules width modulation inverter, step wave inverter square wave inverter แต่ในที่นี้จะทำการออกแบบรูปคลื่นเอาต์พุตที่มีลักษณะคลื่นเป็นแบบ pwm in three phase inverter ซึ่งลักษณะของ pwm นั้นสามารถที่จะทำการออกแบบโดยใช้เทคนิคต่างๆ เช่น การนำสัญญาณรูปคลื่นไซน์ตัดกับรูปคลื่นสามเหลี่ยมหรือการออกแบบโดยใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ดังรูปข้างล่างแสดงให้เห็น การมอดูเลชันแบบสามเฟส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.1 แสดงลักษณะการใช้รูปคลื่นสามเหลี่ยมตัดกับรูปคลื่นสามเหลี่ยม



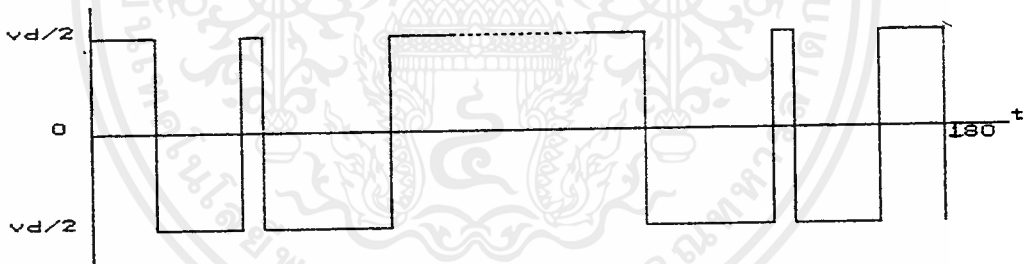
การนำเอาสัญญาณสามเหลี่ยมมาตัดกับคลื่นซายนั้นยังมีระดับฮาร์โมนิกส์ปะปนอยู่โดยที่นี้จะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนการมอดูเลชั่น โดยในที่นี้จะใช้เทคนิค PROGRAMED HARMONIC ELIMINATION SWITCHING ซึ่งเป็นการวิเคราะห์ฮาร์โมนิกส์ลำดับต่างๆ โดยการกำหนดกลุ่มมุมสวิทชิงของสัญญาณ PWM โดยเริ่มจากการวิเคราะห์และหารูปแบบสัญญาณ PWM จากการกระจายฟูเรียร์เพื่อหาสมการทั่วไปเพื่อใช้ในการคำนวณหามุมสวิทชิงต่อไป

3.1 การวิเคราะห์สัญญาณโดยสมการฟูเรียร์

เราพิจารณาสัญญาณ PWM ในรูปที่ 3.2 จะเห็นว่ารูปสัญญาณมีลักษณะสมมาตรกัน และมีจำนวนการสวิทชิงของสัญญาณ $2m+1$ ครั้งในครึ่งคาบ จากรูปที่ 3.2 จะเห็นว่า

$$f(\omega t) = -f(\omega t)$$

3.1



รูปที่ 3.2 รูปสัญญาณลักษณะของคลื่น PWM

กำหนดให้ $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3, \dots, \alpha_{2m+1}$ เป็นมุมสวิทชิงของสัญญาณจากรูปสามเหลี่ยมเขียนแด้วยสมการทางคณิตศาสตร์ของอนุกรมฟูเรียร์ ดังนี้

$$f(\omega t) = \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cdot \sin(n\omega t) + b_n \cdot \cos(n\omega t)) \quad 3.2$$

โดยที่

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cdot \sin(n\omega t) d(\omega t) \quad 3.3$$



$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(\omega t) \cdot \cos(n\omega t) d(n\omega t) \quad 3.4$$

แทนค่า $f(\omega t)$ ลงในสมการที่ 3.3 และจากคุณสมบัติการสมมาตรในครึ่งคาบจะได้

$$a_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{2m} (-1)^k \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} \sin(n\omega t) d(n\omega t) \quad 3.5$$

โดยที่

$\alpha_0=0$, $\alpha_1=\pi$ และ $\alpha_0 < \alpha_1 < \alpha_3 \dots < \alpha_{2m+1}$ ดังใน

$$a_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{2m} (-1)^k \cdot (\cos(n\alpha_{k+1}) - \cos(n\alpha_k))$$

เนื่องจากว่า $2m$ เป็นเลขคู่ ดังนั้น

$$a_n = (2/\pi) \cdot (\cos(n\alpha_0) - \cos(n\alpha_1) - \cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) + \cos(n\alpha_2) \dots \cos(n\alpha_{2m-1}) + \cos(n\alpha_{2m}) + \cos(n\alpha_{2m+1}))$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \cdot ((\cos n\alpha_0) - \cos(n\alpha_{2m+1}) + 2 \sum_{k=1}^{2m} (-1)^k \cdot \cos(n\alpha_k)) \quad 3.6$$

เพราะว่า $\alpha_0=0$ และ α_{2m+1} ดังนั้น

$$\cos(n\alpha_0) = 1 \text{ และ } \cos(n\alpha_{2m+1}) = (-1)^n \quad 3.7$$

$$a_n = \frac{2}{\pi} \cdot (1 - (-1)^n + 2 \sum_{k=1}^{2m} (-1)^k \cos(n\alpha_k)) \quad 3.8$$

ในทำนองเดียวกันจะได้

$$b_n = \frac{2}{\pi} \sum_{k=0}^{2m} (-1)^k \int_{\alpha_k}^{\alpha_{k+1}} \cos(n\omega t) d(n\omega t) \quad 3.9$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$\begin{aligned}
 b_n &= \frac{2}{n\pi} \sum_{k=0}^{2m} (-1)^k \cdot (\sin(n\alpha_{k+1}) - \sin(n\alpha_k)) \\
 &= (2/n\pi) \cdot (-\sin(n\alpha_0) + \sin(n\alpha_1) + \sin(n\alpha_1) - \sin(n\alpha_1) - \sin(n\alpha_1) + \dots \\
 &\quad + \sin(n\alpha_{2m+1}) - \sin(n\alpha_m) - \sin(n\alpha_m) + \sin(n\alpha_{2m+1})) \\
 &= \frac{2}{n\pi} \cdot (-\sin(n\alpha_0) + \sin(n\alpha_{2m+1}) + 2 \cdot \sum_{k=1}^{2m} (-1)^k \cdot \sin(n\alpha_k))
 \end{aligned}$$

เพราะว่า $\sin(n\alpha_0) = \sin(0) = 0$

และ $\sin(n\alpha_{2m+1}) = \sin(\pi) = 0$

ดังนั้นจะได้

$$b_n = (-4)/n\pi \cdot \sum_{k=1}^{2m} (-1)^k \cdot \sin(n\alpha_k) \quad 3.10$$

จากคุณสมบัติของการสมมาตรของสัญญาณในครึ่งคาบ เมื่อ n เป็นเลขคี่จะได้ว่า

$$a_n = b_n = 0$$

เมื่อ n เป็นเลขคู่จะได้ว่า

$$a_n = 4/n\pi \cdot \left(1 + \sum_{k=1}^{2m} (-1)^k \cdot \cos(n\alpha_k) \right) \quad ; n=1, 2, 3, 5, \dots \quad 3.11$$

$$b_n = 4/n\pi \cdot \left(-\sum_{k=1}^{2m} (-1)^k \cdot \sin(n\alpha_k) \right) \quad ; n=1, 2, 3 \quad 3.12$$

พิจารณารูปที่ 3.2 สัญญาณจะมีการสมมาตรกันทั้งที่ 1/4 คาบจะได้ว่า

$$f(\omega t) = f(\pi - \omega t)$$

และ $\alpha_k = \pi - \alpha_{2m+1-k} \quad k=1, 2, 3$

ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 \sin(\alpha_k) &= \sin(\pi - \alpha_{2m+1-k}) \\
 &= \sin(n\pi) \cdot \cos(n\alpha_{2m+1-k}) - \cos(n\pi) \cdot \sin(n\alpha_{2m+1-k})
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 \cos(\alpha_k) &= \cos(\pi - \alpha_{2m+1-k}) \\
 &= \cos(n\pi) \cdot \cos(n\alpha_{2m+1-k}) - \sin(n\pi) \cdot \sin(n\alpha_{2m+1-k})
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



สำหรับค่า n ที่เป็นเลขคี่ จะได้ว่า

$$\sin(n\pi) = 0 \text{ และ } \cos(n\pi) = -1$$

ดังนั้น

$$\sin(n\alpha_k) = \sin(n\alpha_{2m+1-k}) \quad ; k=1,2,3,4,\dots,m \quad 3.13$$

$$\text{และ } \cos(n\alpha_k) = -\cos(n\alpha_{2m+1-k}) \quad ; k=1,2,3,4,\dots,m \quad 3.14$$

แทนค่าลงในสมการที่ 3.11 และ 3.12 จะได้

$$a_n = (4/n\pi) \cdot (1 + (-\cos(n\alpha_1) + \cos(n\alpha_2) - \cos(n\alpha_3) \dots - \cos(n\alpha_{2m-1}) + \cos(n\alpha_{2m}))$$

$$a_n = (4/n\pi) \cdot (1 + 2\sum_{k=1}^m (-1)^k \cdot \cos(n\alpha_k)) \quad 3.15$$

$$b_n = (4/n\pi) \cdot (\sin(n\alpha_1) - \sin(n\alpha_2) + (\sin(n\alpha_3) \dots + \sin(n\alpha_{2m-1}))$$

$$b_n = 0 \quad 3.16$$

จากสมการที่ 3.15 และ 3.16 จะพบว่าขนาดของฮาร์โมนิกส์ลำดับต่างๆที่เกิดขึ้นขึ้นอยู่กับค่าของ a_n และเมื่อกระจายสมการแล้วจะได้ความสัมพันธ์ของฮาร์โมนิกส์ลำดับต่างๆดังนี้

$$\begin{aligned} a_1 &= 4/\pi (1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2 - 2\cos\alpha_3 \dots + 2(-1)^m \cos\alpha_m) \\ a_3 &= 4/3\pi (1 - 2\cos 3\alpha_1 + 2\cos 3\alpha_2 - 2\cos 3\alpha_3 \dots + 2(-1)^m \cos 3\alpha_m) \\ a_5 &= 4/5\pi (1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2 - 2\cos 5\alpha_3 \dots + 2(-1)^m \cos 5\alpha_m) \\ a_7 &= 4/7\pi (1 - 2\cos 7\alpha_1 + 2\cos 7\alpha_2 - 2\cos 7\alpha_3 \dots + 2(-1)^m \cos 7\alpha_m) \\ a_9 &= 4/9\pi (1 - 2\cos 9\alpha_1 + 2\cos 9\alpha_2 - 2\cos 9\alpha_3 \dots + 2(-1)^m \cos 9\alpha_m) \end{aligned} \quad 3.17$$

จะเห็นว่ากลุ่มของสมการที่กระจายออกมาแล้วเป็นสมการ non-linear การแก้สมการจะทำการหาค่ามุมสวิทชิงด้วยวิธีทางนิวตัน-ราฟสัน โดยวิธีของ นิวตัน-ราฟสัน ทำการแปลงกลุ่มสมการไม่เชิงเส้นให้เป็นเชิงเส้น จึงจะการแก้สมการได้ง่ายขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



3.2 การคำนวณค่ามุมสวิทชิงโดยวิธีอิตเตอเรชัน (ITERATION)

การคำนวณค่ามุมสวิทชิงของรูปแบบสัญญาณ PWM เพื่อกำจัดฮาร์โมนิกส์ จะพิจารณาจากกลุ่มสมการไม่เชิงเส้นในสมการที่ 3.17 จะเห็นได้ว่าจะกำจัดฮาร์โมนิกส์กลุ่มใดก็กำหนดให้ขนาดฮาร์โมนิกส์กลุ่มหรือลำดับนั้นเป็นศูนย์ ตัวอย่าง เช่น รูปแบบสัญญาณ PWM ที่จะทำให้ขนาดของฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 1 เท่ากับ 1 และกำจัดฮาร์โมนิกส์ที่ 5 แล้วกลุ่มของสมการไม่เชิงเส้นที่จะทำการแก้สมการหาค่ามุมสวิทชิงเป็นดังนี้

$$\frac{4}{\pi} \cdot (1 - 2\cos\alpha_1 + 2\cos\alpha_2) = 1$$

$$\frac{4}{5\pi} (1 - 2\cos 5\alpha_1 + 2\cos 5\alpha_2) = 0$$

หรือ

$$2\cos\alpha_1 - \cos\alpha_2 = 1 - \frac{\pi}{4} \quad 3.18$$

$$2\cos 5\alpha_1 - 2\cos 5\alpha_2 = 1$$

สมการที่ 3.26 เขียนให้อยู่ในรูปแบบการแก้สมการแบบนิวตันราฟสัน ได้ดังนี้

$$F(\alpha_1, \alpha_2) = 2\cos\alpha_1 - 2\cos\alpha_2 - (1 - \frac{\pi}{4}) = 0 \quad 3.19$$

$$G(\alpha_1, \alpha_2) = 2\cos 5\alpha_1 - 2\cos 5\alpha_2 - 1 = 0$$

$$-F(\alpha_1, \alpha_2) = \Delta\alpha_1 \cdot f'_{\alpha_1} + \Delta\alpha_2 \cdot f'_{\alpha_2} \quad 3.20$$

$$-G(\alpha_1, \alpha_2) = \Delta\alpha_1 \cdot g'_{\alpha_1} + \Delta\alpha_2 \cdot g'_{\alpha_2}$$

จากสมการที่ 3.28 จะหาค่ามุมสวิทชิง α_1, α_2 ได้โดยใช่วิธีการ อิตเตอเรชันทำการเดาค่ามุมสวิทชิงเริ่มต้น α_1, α_2 แล้วแทนค่าลงในสมการที่ 3.28 เมื่อทำการแก้สมการแล้วจะได้ค่า ของ $\Delta\alpha_1, \Delta\alpha_2$ ซึ่งเป็นค่าที่ผิดพลาดจากการเดาค่า α_1, α_2 โดยที่ค่าของ $\Delta\alpha_1, \Delta\alpha_2$ นี้จะนำไปหามุมสวิทชิง α_1, α_2 ใหม่ที่ในการคำนวณครั้งต่อไป ซึ่งจะมีความสัมพันธ์ดังนี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$\alpha_1 \text{ ใหม่} = \alpha_1 \text{ เก่า} + \Delta\alpha_2$$

$$\alpha_1 \text{ ใหม่} = \alpha_1 \text{ เก่า} + \Delta\alpha_2$$

การคำนวณหาค่ามุมสวิทช์ซึ่งจะทำการคำนวณต่อไปจนกระทั่งค่า $\Delta\alpha_1$ และ $\Delta\alpha_2$ มีค่าน้อยอยู่ในช่วงยอมรับได้ ซึ่งจะได้ค่าของมุมสวิทช์ α_1 และ α_2 ดังนี้

$$\alpha_1 = 24.00 \quad \text{องศา}$$

$$\alpha_2 = 36.27 \quad \text{องศา}$$

สำหรับการมีลักษณะคลื่นสามเฟส เนื่องจากผลของการหักล้างของสัญญาณจะไม่ทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 3 และฮาร์โมนิกส์ที่เป็นผลคูณของสาม ดังนั้นเมื่อระบบมีการทำงานแบบสามเฟส แล้วฮาร์โมนิกส์เหล่านี้จึงไม่จำเป็นต้องกำจัด ดังนั้นถ้าต้องการรูปแบบของสัญญาณ PWM ที่ให้ขนาดของฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 1 เท่ากับหนึ่งและกำจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 5 และ 7 พร้อมกันแล้ว กลุ่มของสมการที่จะต้องทำการแก้ไขจะมีสามสมการและสามตัวแปรดังนี้

$$\begin{aligned} 2\cos\alpha_1 - 2\cos\alpha_2 + 2\cos\alpha_3 &= 1 - \pi/4 \\ 2\cos\alpha_1 - 2\cos\alpha_2 + 2\cos\alpha_3 &= 1 \\ 2\cos\alpha_1 - 2\cos\alpha_2 + 2\cos\alpha_3 &= 1 \end{aligned} \quad 3.21$$

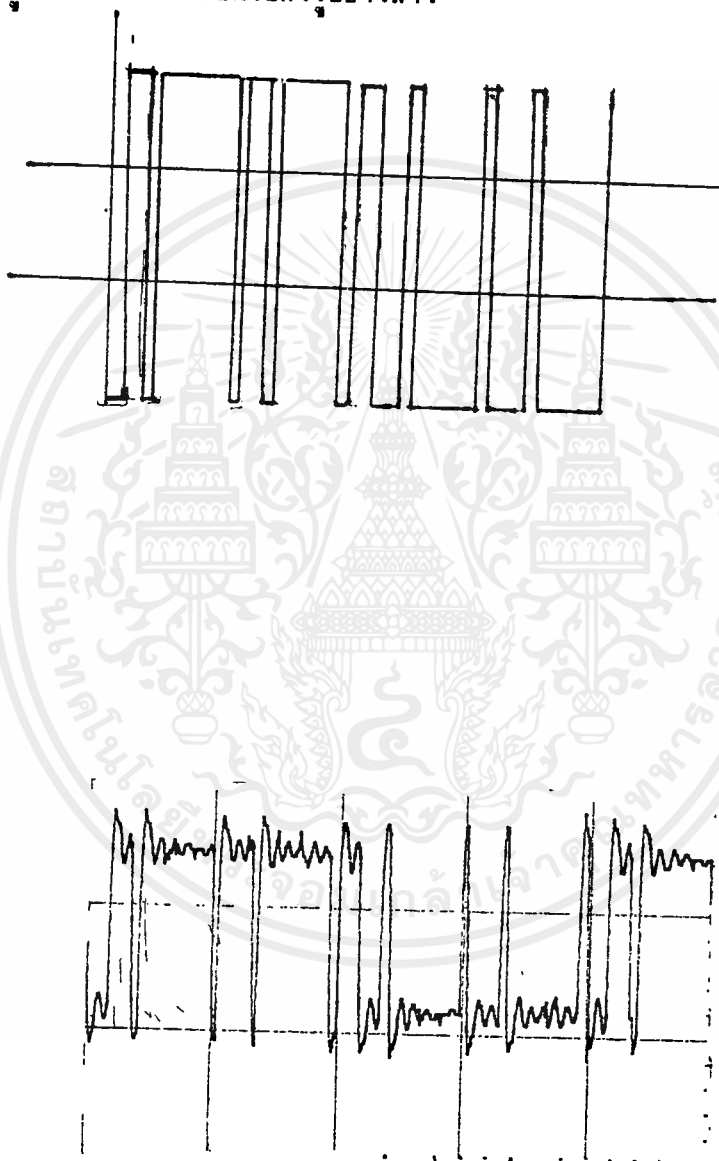
ตารางที่ 3.1 แสดงค่ามุมสวิทช์กรณีรูปสัญญาณ PWM แต่ละแบบใน 1/4 ไซเคิล

จำนวนพัลส์ PWM ต่อ 1/2 คาบ	α_1	α_2	α_3	α_4	α_5
1	180				
3	24	36			
7	16	38	46		
9	16	20	74	78	
11	10	24	28	46	50



3. 3 การนำค่ามุมสวิทชิงมาสร้างสัญญาณ PWM

จากตารางที่ 3.1 เราสามารถนำมาสร้างรูปคลื่น PWM โดยการนำมาวาดและเปรียบเทียบกับรูปคลื่นที่เกิดขึ้นเป็นไปดังรูปข้างล่าง



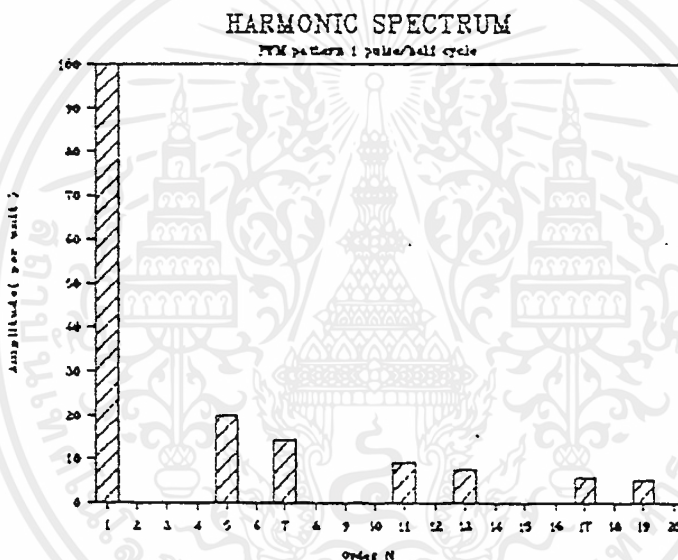
รูปที่ 3.3 (ก) แสดงการนำมุมที่ได้จากการคำนวณมาสร้างรูปคลื่น PWM
(ข) แสดงรูปที่ได้จากอินเวอร์เตอร์ในรูปคลื่น 9 พัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



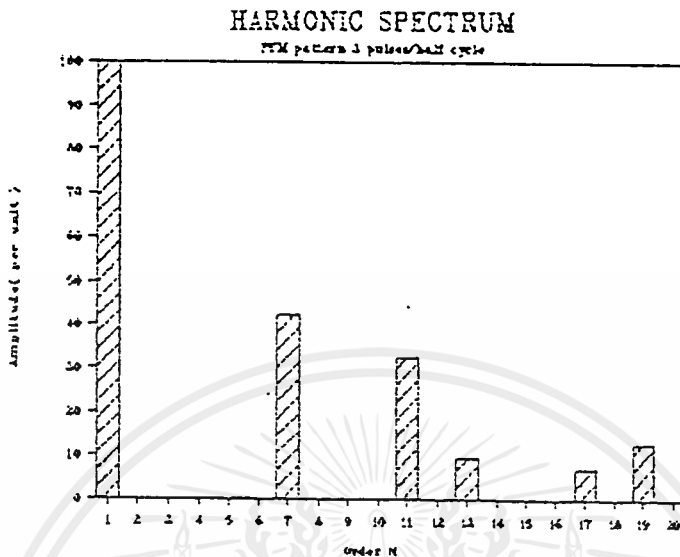
3.4 การคำนวณหาค่าสเปกตรัมของฮาร์โมนิกส์ในรูปคลื่นต่างๆ

จากการเทคนิค programed harmonic elimination switching โดยการกระจายเฟสเรื้อรังเราสามารถนำมาเขียนสเปกตรัมได้ดังรูปข้างล่าง

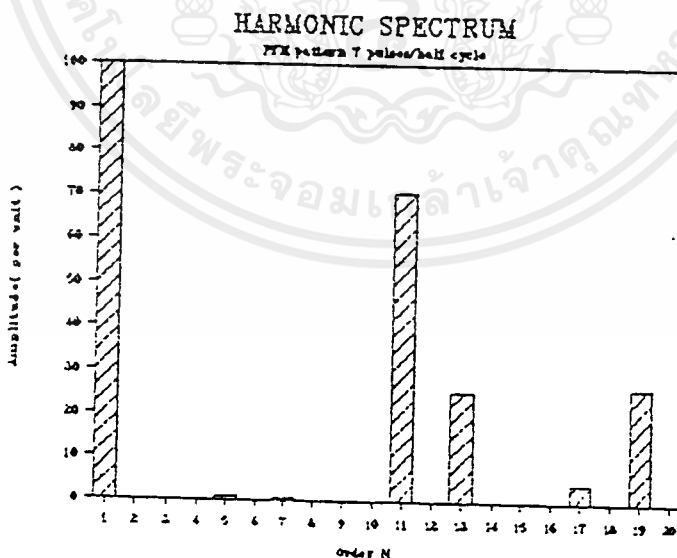


รูปที่ 3.4 แสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของรูปคลื่น 1 ผลลัพธ์

จากรูปที่ 3.4 จะเห็นได้ว่าจะไม่มียังองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์เลขคู่ และฮาร์โมนิกส์ที่มีตัวคูณสาม ไม่มีเพราะเป็นระบบสามเฟส

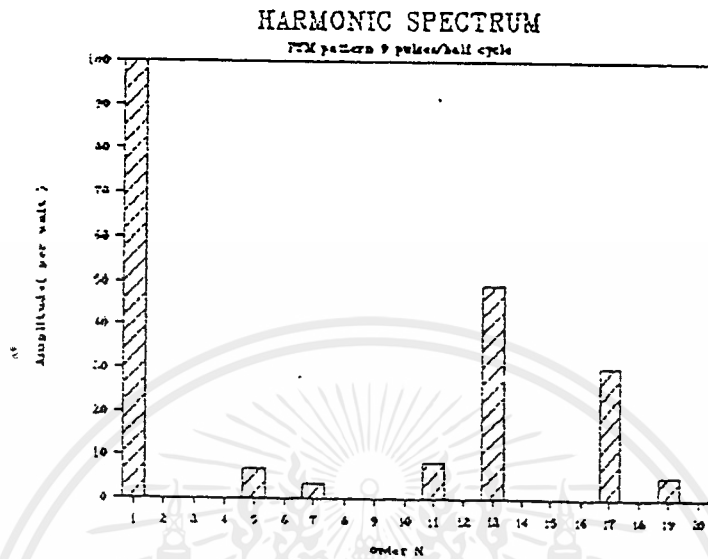


รูปที่ 3.5 แสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิกของรูปคลื่นแบบ 3 พัลส์.
จากรูปข้างบนเราจะเห็นได้ว่าฮาร์โมนิกอันดับที่ 5 อันดับคู่และอันดับตัวคูณสามไม่มี

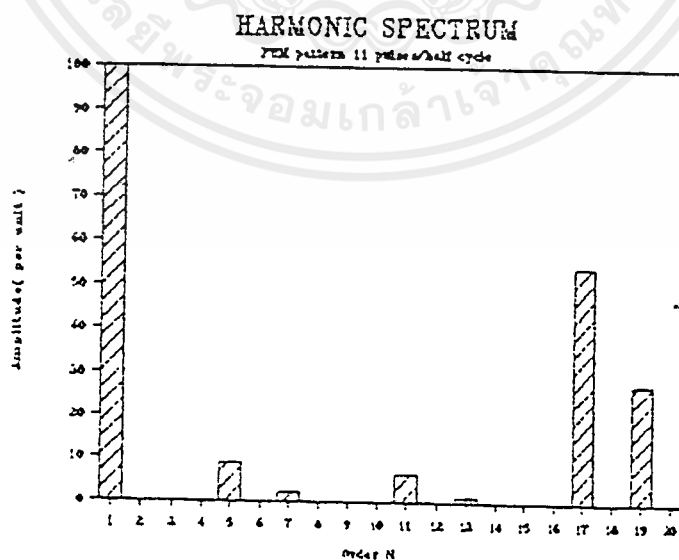


รูปที่ 3.6 แสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิกของรูปคลื่น 7 พัลส์.
จากรูปที่ 3.6 จะเห็นว่าฮาร์โมนิกอันดับที่ 5, 7 ไม่มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 แสดงองค์ประกอบของฮาร์โมนิกของรูปคลื่น 9 พัลส์,
จากรูปที่ 3.7 จะเห็นได้ว่าฮาร์โมนิกอันดับที่ 5, 7, 11 ถูกลดขนาดลง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
จากรูปที่ 3.8 จะเห็นได้ว่าฮาร์โมนิกอันดับที่ 5, 7, 11, 13 จะถูกกำจัดขนาดลง



การสร้างสัญญาณ PWM และความคุมระบบโดยไมโครคอนโทรลเลอร์

4.1 บทนำ

ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ 3 เฟส โดยใช้อินเวอร์เตอร์นั้น จำเป็นต้องมีวงจรควบคุมการทำงานของวงจรหลัก ซึ่งในระบบนี้มีวงจรหลักคือ วงจร เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส เพราะฉะนั้นจึงต้องมีวงจรควบคุมการทำงานของวงจรหลักหลายวงจรด้วยกัน เพื่อให้ระบบควบคุมมีความง่ายต่อการใช้งาน ยืดหยุ่นต่อการพัฒนา แก้ไข จึงนำเอาวงจรควบคุมแบบดิจิทัลโดยไมโครคอนโทรลเลอร์มาใช้งาน

สำหรับในส่วนนี้จะกล่าวถึง 2 ส่วนคือ

1. ส่วนของการสร้างวงจรควบคุม
2. ส่วนของโปรแกรม ไมโครคอนโทรลเลอร์

ส่วนของการสร้างวงจรควบคุม แบ่งออกเป็นส่วน ๆ ดังนี้

1. วงจรควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์
2. วงจรควบคุมเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส
3. วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

4.2 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์

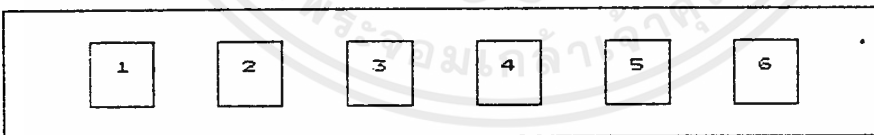
ในส่วนของวงจรควบคุมการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ 3 เฟสนี้ ใช้วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์มาควบคุมการทำงานซึ่งวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์จะใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 เป็นชิปคู่ประมวลผล ซึ่งหน้าที่หลักของไมโครโปรเซสเซอร์คือสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของวงจรเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ นี้มีการทำงานแบบควบคุมเฟส ประกอบด้วยไทรซิสเตอร์จำนวน 6 ตัวต่อแบบฟูลบริดจ์ ในการสร้างสัญญาณควบคุมการทำงานของวงจรเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ก็คือ การสร้างสัญญาณทริกเกทของไทรซิสเตอร์ โดยจะทำการส่งค่ามุมทริก ในรูปของข้อมูลดิจิทัล 16 บิตทางดาต้าบัสไปยังวงจรสร้างสัญญาณซึ่งข้อมูลค่ามุมที่ส่งไปจะมีความสัมพันธ์กับค่าความถี่ของสัญญาณควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์ ทำให้ค่าโวลต์เดจที่ป้อนเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์มีความสัมพันธ์กับความถี่



โทรลเลอร์เป็นลักษณะตารางของแต่ละรูปแบบของสัญญาณ PWM และจะทำการส่งค่าสภาวะสวิทช์ของสัญญาณ PWM ไปยังวงจรสร้างสัญญาณนับเกท รูปแบบของสัญญาณ PWM ที่เก็บไว้ในหน่วยความจำของวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์มีอยู่ทั้งหมด 5 รูปแบบ ในรูปผลการทดลองบทที่ 7 หัวข้อ 3 แสดงสัญญาณทริกเกทของไทรสเตอร์ 3 เฟสที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์ สัญญาณ PWM ที่เก็บไว้ในหน่วยความจำของวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์

สำหรับการป้อนคำสั่งควบคุมการทำงานของระบบสามารถควบคุมได้ด้วยสวิทช์รับคำสั่ง 6 ตัว ซึ่งติดต่อผ่านทางพอร์ตของ ไอซี 8255 เข้าสู่ I/O พอร์ตของชิปไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 ของชุดวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์และแสดงผลต่างๆ โดยแผงหน้าปัดดิจิทัล ซึ่งรายละเอียดของชุดควบคุมการทำงานมีดังนี้

- 1 สวิทช์เพิ่มความถี่
- 2 สวิทช์ลดความถี่
- 3 สวิทช์เปลี่ยนรูปแบบสัญญาณ PWM
- 4 สวิทช์ปิดเปิดสัญญาณควบคุม
- 5 สวิทช์เลือกการควบคุม/ไม่ควบคุมอัตราส่วนโวลต์เดจต่อความถี่
- 6 สวิทช์เริ่มต้นการทำงานของระบบใหม่



รูปที่ 4.1 แสดงคอนโทรลนาแนลของระบบควบคุม

การแสดงผลของระบบโดยแผงหน้าปัดดิจิทัล จะแสดงค่าดังนี้

- ค่าระดับดีวีโวลต์เดจที่อินพุท ของวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นเลขฐาน 10 มี 3 หลัก มีค่าตั้งแต่ 0-550 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่มอบให้สำหรับอาจารย์ใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นโดยไม่ผ่านการอนุญาต
- ค่าความถี่ของสัญญาณ PWM ที่ป้อนเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นเลขฐาน 10 มี 3 หลัก มีค่าตั้งแต่ 10-100 เฮิรตซ์เปลี่ยนตามการกดสวิทช์เพิ่มความถี่หรือลดความถี่



- ค่าตัวเลขแสดงรูปแบบของสัญญาณ PWM โดยมีรายละเอียดดังนี้

เลข 0 หมายถึง รูปแบบสัญญาณ PWM ที่มีพัลส์เท่ากับ 1 พัลส์ในครึ่งไซเคิล

เลข 1 หมายถึง รูปแบบสัญญาณ PWM ที่มีพัลส์เท่ากับ 3 พัลส์ในครึ่งไซเคิล

เลข 2 หมายถึง รูปแบบสัญญาณ PWM ที่มีพัลส์เท่ากับ 7 พัลส์ในครึ่งไซเคิล

เลข 3 หมายถึง รูปแบบสัญญาณ PWM ที่มีพัลส์เท่ากับ 9 พัลส์ในครึ่งไซเคิล

เลข 4 หมายถึง รูปแบบสัญญาณ PWM ที่มีพัลส์เท่ากับ 11 พัลส์ในครึ่งไซเคิล

- ค่าตัวเลขแสดงการควบคุมอัตราส่วนโวลต์เดจ/ความถี่และสภาวะของสัญญาณควบคุมมีรายละเอียดดังนี้

เลข 0 หมายถึง ไม่มีสัญญาณควบคุมการทำงานของระบบ

เลข 1 หมายถึง มีสัญญาณควบคุมการทำงานของระบบ

เลข 2 หมายถึง อัตราส่วนโวลต์เดจ/ความถี่คงที่ เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง

เลข 3 หมายถึง ระดับดีซีโวลต์เดจลดลงเมื่อโหลดเพิ่มขึ้นหรือเมื่อมีการเพิ่มความถี่

เลข 4 หมายถึง ระดับดีซีโวลต์เดจเพิ่มขึ้นเมื่อโหลดลดลงหรือเมื่อมีการลดความถี่

4.3 วงจรควบคุม เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ 3 เฟส

สัญญาณควบคุมการทำงานของสัญญาณทริกเกทไทรสเตอร์ของวงจร เอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ที่วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ส่งมานั้นจะอยู่ในรูปของข้อมูลทางดิจิทัล ซึ่งยังไม่สามารถนำไปขับเกทให้ไทรสเตอร์ทำงานได้ โดยตรง ต้องผ่านวงจรต่างๆ ในการปรับแต่งสัญญาณให้เหมาะสมกับการใช้งาน ดังนั้นจึงต้องมีวงจรต่างๆ ในการทำงานดังนี้

4.3.1 วงจรแยกกราวด์

เนื่องจากการทำงานของวงจรเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบควบคุมเฟสนั้นจะต้องอาศัยโวลลิจช่วยในการหยุดนำกระแสของไทรสเตอร์ในวงจร ดังนั้นสัญญาณทริกที่ควบคุมการทำงานของวงจรจึงต้องซิงโครไนซ์กับสัญญาณโวลลิจทั้ง 3 เฟส และเพื่อป้องกันการเสียหายของวงจรควบคุมอันเนื่องจากการผิดปกติของสัญญาณโวลลิจจึงต้องนำการแยกกราวด์ของสัญญาณโวลลิจกับโวลลิจของวงจรควบคุมการแยกกราวด์นี้จะใช้หม้อแปลงทำการลดระดับโวลต์เดจขนาด 380/6 โวลต์จำนวน 3 ตัว โดยการต่อขดปฐมภูมิของหม้อแปลงทั้งเป็นแบบเดลต้า และต่อขดทุติยภูมิเป็นแบบสตาร์ แต่ในการต่อลักษณะนี้จะทำให้เฟสของสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของหม้อแปลงทั้ง 3 จำหลังสัญญาณอินพุตเท่ากับ 30 องศา แต่เพราะว่าการล่าช้าของสัญญาณเกิดขึ้นพร้อมกันทั้ง 3 เฟส ดังนั้นจึงเสมือนว่าสัญญาณโวลลิจทั้ง 3 เฟสที่ออกจากหม้อแปลงมีการซิงโครไนซ์กับสัญญาณโวลลิจ

4.3.2 วงจรตรวจจับสัญญาณศูนย์



วงจรตรวจจับสัญญาณศูนย์ ทำหน้าที่ตรวจจับสัญญาณไฟเอชี่ศูนย์วอลท์โดยจะนำสัญญาณไฟเอชี่ที่ลดระดับลงมาแล้วจากวงจรแยกกราวด์มาทำเป็นสัญญาณตรีกเพื่อเป็นสัญญาณเริ่มต้นทำงานของวงจรนับ ซึ่งสัญญาณที่ได้นี้จะมีความสัมพันธ์กับไฟเอชี่ 3 เฟส ดังนั้นจึงมีวงจรทั้งหมดอยู่ 3 ชุดสำหรับตรวจจับสัญญาณศูนย์วอลท์ของไฟเอชี่เฟส R S T

4.3.3 วงจรกลับสัญญาณ

วงจรกลับสัญญาณจะทำการกลับสัญญาณที่ออกจากวงจรตรวจจับสัญญาณศูนย์ไฟเอชี่ทั้ง 3 เฟส เพื่อจะนำไปสร้างสัญญาณตรีกควบคุมการทำงานของไทรสเตอร์ในช่วงเฟส -R -S -T

4.3.4 วงจรนับ

วงจรนับทำหน้าที่สร้างสัญญาณนาฬิกาโดยจะใช้ไอซีไทม์เมอร์เคาน์เตอร์เบอร์ 8253 การทำงานของวงจรนับเริ่มจากการรับข้อมูลมตรีกเลขฐานสอง 16 บิต จากไมโครโปรเซสเซอร์ซึ่งข้อมูลมตรีกที่ได้รับจะเป็นจำนวนสัญญาณนาฬิกาที่ไทม์เมอร์จะต้องทำการนับ ภายในไอซีไทม์เมอร์เบอร์ 8253 จะประกอบไปด้วยเคาน์เตอร์จำนวน 3 ตัว และจะใช้ในการสร้างสัญญาณตรีกของทั้ง 3 เฟส โดยที่เคาน์เตอร์แต่ละตัวจะมีความทำงานในโหมดที่ 1 คือ Programming one shot (รายละเอียดการทำงานของเคาน์เตอร์ในโหมดต่างๆ ดูได้จากข้อมูลของไอซีในภาคผนวก) การสร้างสัญญาณตรีกของเคาน์เตอร์แต่ละตัวนั้นจะต้องประกอบไปด้วย สัญญาณนาฬิกาฐานเวลา สัญญาณเกต และข้อมูลที่ต้องการนับ สัญญาณนาฬิกาฐานเวลาของเคาน์เตอร์แต่ละตัวนี้จะใช้สัญญาณความถี่ 2 เมกกะเฮิรตซ์ เป็นสัญญาณฐานเวลาเพื่อใช้ในการนับ สัญญาณเกตหรือสัญญาณตรีกให้เคาน์เตอร์เริ่มทำงาน ซึ่งสัญญาณนี้จะได้จากสัญญาณตรวจจับระดับศูนย์วอลท์ของไฟเอชี่ทั้ง 3 เฟส การทำงานของไทม์เมอร์เคาน์เตอร์เมื่อได้รับข้อมูลในการนับและมีสัญญาณตรีกเกตให้เริ่มต้นทำงานแล้วสัญญาณเอาท์พุตที่ได้จะเป็นศูนย์และเคาน์เตอร์จะทำการลดข้อมูลนับลงทีละหนึ่งจนกระทั่งข้อมูลที่ต้องการนับเป็นศูนย์สัญญาณเอาท์พุตที่ได้จึงจะเป็นหนึ่ง (หรือเท่ากับสัญญาณไฟเลี้ยงไอซี) และไทม์เมอร์เคาน์เตอร์จะเริ่มต้นทำงานใหม่เมื่อมีสัญญาณตรีกเกตเริ่มต้นการทำงานครั้งใหม่เข้ามาอีก โดยเคาน์เตอร์จะใช้ข้อมูลที่ต้องการนับค่าเดิมจนกว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงค่าข้อมูลใหม่ จากการทำงานของไทม์เมอร์เคาน์เตอร์ในลักษณะนี้สัญญาณนาฬิกาที่ได้จะเป็นสัญญาณควบคุมมตรีกของไทรสเตอร์ที่มีการซิงโครไนซ์กับสัญญาณไฟเอชี่ทั้ง 3 เฟส

4.3.5 วงจรโมโนสเตเบิล

สัญญาณควบคุมมตรีกที่ได้จากไทม์เมอร์เคาน์เตอร์ทั้ง 3 ตัวจะเป็นสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงาน

ของไทรสเตอร์ที่ทำงานในครึ่งสัญญาณไฟบวกของเฟส R S และ T ตามลำดับ สำหรับสัญญาณที่ใช้ควบคุมการทำงานของไทรสเตอร์ที่ทำงานในครึ่งสัญญาณไฟลบนั้นจะสร้างได้โดยการนำสัญญาณที่ได้จากไทม์เมอร์เคาน์เตอร์ทั้ง 3 ตัวไปผ่านวงจรโมโนสเตเบิลโดยวงจรนี้จะทำการหน่วง



คณะกรรมการศาสตร์

44

เวลาของสัญญาณออกไป 10 ms หรือทำให้ให้สัญญาณเข้าที่พิกัดได้ออกมามีเฟสช้าหลังสัญญาณอินพุตอยู่ 180 องศา

4.3.6 วงจรขับเกท

เมื่อได้สัญญาณควบคุมมมทริกแล้วสัญญาณที่ได้เหล่านี้ยังไม่สามารถนำไปขับเกทของทรานซิสเตอร์ให้ทำงานได้โดยตรง ดังนั้นจะต้องนำสัญญาณเหล่านี้ไปเข้าวงจรขับเกท โดยในวงจรขับเกทนี้จะใช้ทรานซิสเตอร์เป็นตัวขยายกระแสและใช้ฟิลส์ทรานฟอร์มเมอร์ทำหน้าที่แยกกราวด์ของวงจรควบคุมกับวงจรหลัก เนื่องจากคุณสมบัติของฟิลส์ทรานฟอร์มเมอร์นั้นจะเกิดการอิ่มตัวขึ้นเมื่อสัญญาณที่ป้อนเข้ามีคาบเวลานาน ดังนั้นจึงต้องทำการมีอคติเลทสัญญาณควบคุมมมทริกกับสัญญาณความถี่สูงก่อนป้อนเข้าฟิลส์ทรานฟอร์มเมอร์ และสัญญาณความถี่สูงที่ใช้จะมีค่าความถี่ประมาณ 20 กิโลเฮิรตซ์

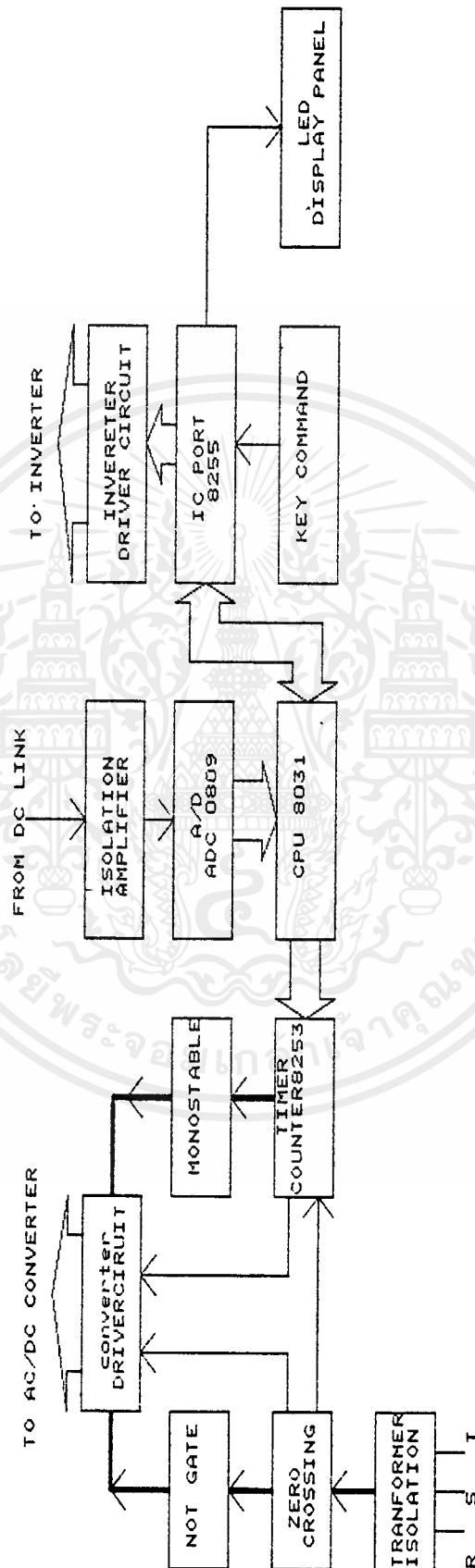
4.4 วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

สัญญาณควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ PWM นั้น ได้จากการที่ไม่โครโปรเซสเซอร์ทำการส่งค่าของสภาวะสวิทช์ที่ควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ทั้ง 6 ตัวออกมาโดยอาศัยฮาร์ดแวร์ของไอซี 8255 สัญญาณควบคุมการทำงานแบบ PWM ที่ได้ออกมานี้ยังไม่สามารถนำไปขับเกทของทรานซิสเตอร์ได้โดยตรง จึงต้องนำไปผ่านวงจรขับเกทเช่นเดียวกับสัญญาณควบคุมวงจรเอช/ดีซี คอนเวอร์เตอร์

4.5 วงจรตรวจจับระดับดีซีโวลต์เตจและวงจร A/D

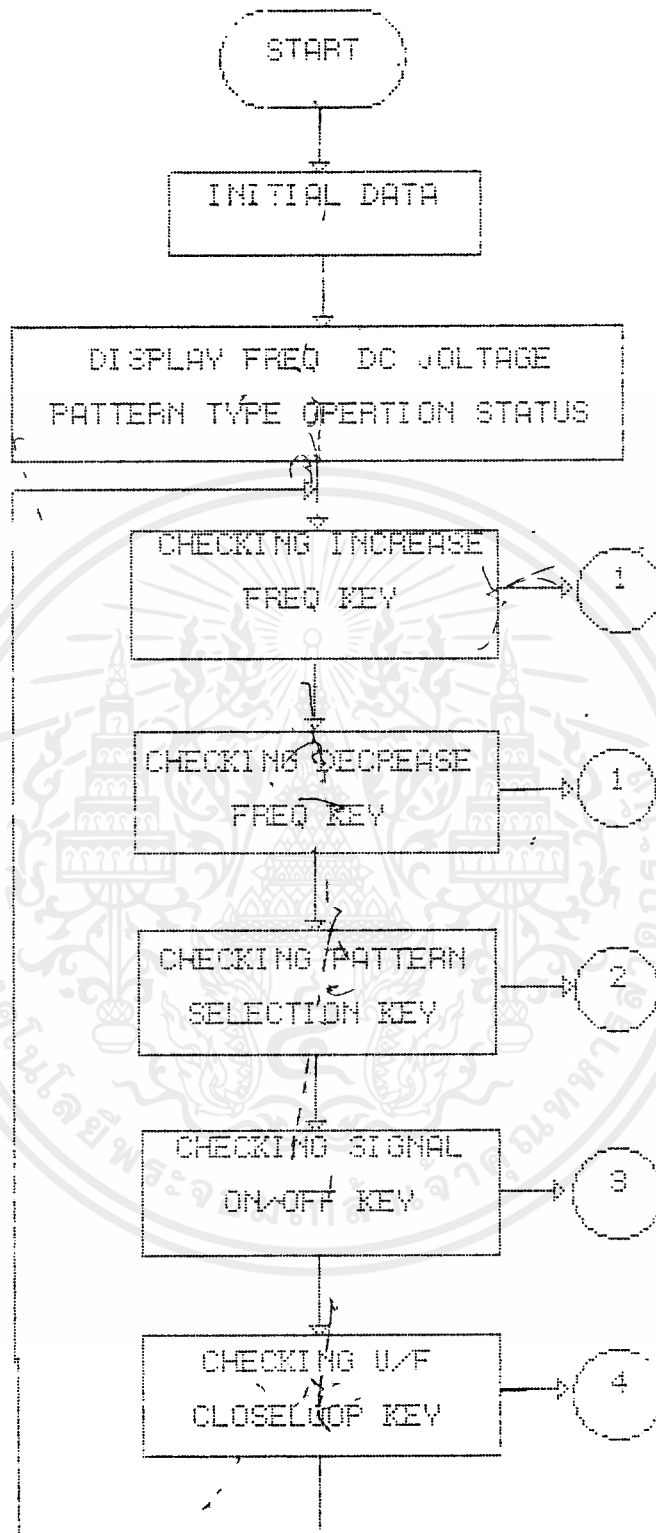
วงจรนี้ทำหน้าที่ตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของระดับดีซีโวลต์เตจที่ป้อนเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากระดับของดีซีโวลต์เตจที่ทำการตรวจจับมีค่าตั้งแต่ 0-537 โวลต์จึงต้องทำการลดระดับลงมาเหลือ 0-5 โวลต์เพื่อนำไปใช้ในวงจรควบคุม การลดระดับโวลต์เตจจะใช้หลักการแบ่งระดับโวลต์เตจ (R-Divider) เมื่อได้ระดับโวลต์เตจที่ต้องการแล้วก็จะทำการแยกกราวด์เพื่อป้องกันวงจรควบคุมโดยไอซีไอโอดีเอ็นแอมพลิไฟเออร์ (รายละเอียดการออกแบบวงจรทำงานและข้อมูลไอซีดูได้ในภาคผนวก) และระดับดีซีโวลต์เตจที่ได้ออกมาจะมีความลิเนียร์เมื่อเทียบกับระดับดีซีโวลต์เตจ ระดับดีซีโวลต์เตจที่ได้นี้จะนำไปเข้าวงจร A/D เพื่อทำการแปลงระดับดีซีโวลต์เตจเป็นค่าเลขฐานสอง 8 บิตส่งผ่านพอร์ตของไอซี 8255 เข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.2 แสดงบล็อกของชุดควบคุมการทำงานของระบบขับเคลื่อน





4.6 โปรแกรมควบคุมการทำงาน

โปรแกรมควบคุมการทำงานของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์นี้มีหน้าที่ควบคุมการสร้างสัญญาณ PWM ที่สามารถกำจัดฮาร์โมนิกส์ได้ โดยควบคุมการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณ PWM ตั้งแต่ 10-100 เฮิรตซ์ ควบคุมการเปลี่ยนรูปแบบของสัญญาณ PWM ทั้งหมด 5 รูปแบบ และยังทำการส่งค่ามุมทริกของวงจรวอร์เรสต์/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ที่มีความสัมพันธ์กับความถี่ของสัญญาณ PWM นอกจากนี้ยังทำการตรวจเช็คและรักษาอัตราส่วนระหว่างโวลต์เดจต่อความถี่ให้คงที่เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง โปรแกรมควบคุมนี้จะเขียนโดยใช้ภาษาแอสเซมบลีของไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 ซึ่งโครงสร้างของโปรแกรมควบคุมอธิบายได้ด้วยโฟลว์ชาร์ตที่ควบคุมการทำงานหลักของระบบในรูปที่ 4. โดยในแต่ละขั้นตอนจะมีการเรียกโปรแกรมย่อยเข้ามาช่วยในการทำงาน ซึ่งสามารถแบ่งขั้นตอนการทำงานหลักได้ดังนี้

-ขั้นตอนที่ 1 เมื่อเริ่มต้นการทำงานจะทำการป้อนข้อมูลเริ่มต้นให้ไมโครโปรเซสเซอร์ เช่น กำหนดแอดเดรสของพอร์ตต่างๆ ที่ใช้ติดต่อรับ/ส่ง สภาวะสวิทช์ของสัญญาณ PWM ข้อมูลมุมทริกของวงจรวอร์เรสต์/ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ค่าสิ่งทางสวิทช์ควบคุม ระดับดีวีโวลต์เดจในรูปแบบเลขฐานสองจากวงจร A/D กำหนดค่าความถี่ต่ำสุด/สูงสุด ของสัญญาณ PWM ฯลฯ

-ขั้นตอนที่ 2 แสดงผลข้อมูลต่างๆ ทางแผงหน้าปัดดิจิทัล คือ ค่าความถี่สัญญาณ PWM ที่ใช้งานค่าระดับดีวีโวลต์เดจ ค่าแสดงรูปแบบสัญญาณ PWM ที่ใช้งาน ค่าแสดงสภาวะการทำงานของระบบ

-ขั้นตอนที่ 3 การตรวจเช็ครับข้อมูลคำสั่งควบคุมการทำงานของระบบ และเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงข้อมูลการทำงาน ก็จะเข้าไปทำงานในส่วนของโปรแกรมย่อยที่เกี่ยวข้องการทำงานของโปรแกรมย่อยในส่วนควบคุมการสร้างสัญญาณแบ่งออกได้ดังนี้:

- (1) โปรแกรมควบคุมการสร้างสัญญาณ PWM
- (2) โปรแกรมควบคุมการส่งข้อมูลมุมทริกวงจรวอร์เรสต์/ดีซี คอนเวอร์เตอร์
- (3) โปรแกรมควบคุมอัตราส่วนโวลต์เดจต่อความถี่ให้คงที่

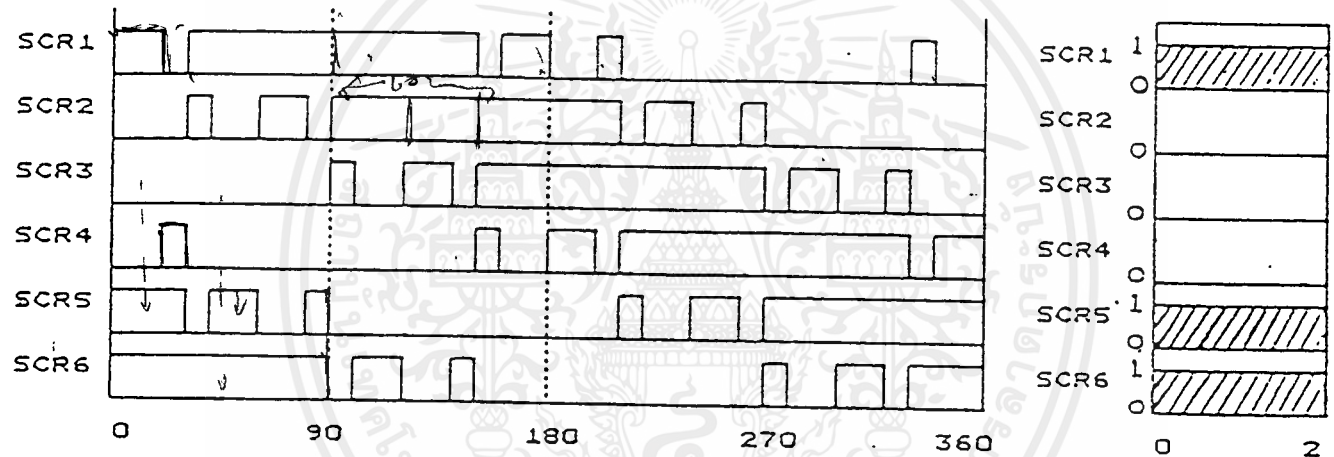
4.6.1 โปรแกรมควบคุมการสร้างสัญญาณ PWM

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่าการสร้างสัญญาณ PWM ไมโครโปรเซสเซอร์จะทำการส่งสภาวะสวิทช์ของสัญญาณ PWM นั้นออกไปยังวงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ โดยที่การส่งข้อมูลสภาวะสวิทช์นี้จะส่งออกไปทุกๆ 2 องศาครบ 360 องศาหรือ 1 ไซเคิล การทำงานของโปรแกรมในส่วนนี้จะทำงานโดยอาศัยการอินเทอร์รัพชัน เมื่อเกิดการอินเทอร์รัพชันจึงจะทำการส่งข้อมูลของสภาวะสวิทช์ออกไป ซึ่งโปรแกรมในส่วนการสร้างสัญญาณจะแสดงได้ดังโฟลว์ชาร์ตในรูปที่ 4.3

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ตัวได้ดังรูปที่ 4.5 รูปแบบสัญญาณ PWM ในรูปที่ 4.4 นั้น เป็นตัวอย่างของสัญญาณที่มีการกำจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ 5 โดยลักษณะการเก็บรูปแบบสัญญาณนั้นจะทำการแบ่งสัญญาณ PWM ออกเป็น 180 ช่วงๆละ 2 องศา ซึ่งในแต่ละช่วงก็จะได้รับรูปแบบของสภาวะสวิทซ์ซึ่งที่จะควบคุมการทำงานของไทรสเตอร์ทั้ง 6 เมื่อได้รับรูปแบบสภาวะสวิทซ์แล้วก็จะนำไปแปลงเป็นข้อมูลดิจิทัล 8 บิต ดังในรูปที่ 4.6 โดยที่ข้อมูลบิตที่ 7-8 จะแทนค่าด้วย 0 จากนั้นจะนำไปเก็บในหน่วยความจำข้อมูล ดังนั้นรูปแบบสัญญาณ PWM แต่ละแบบจะต้องใช้หน่วยความจำในการเก็บ 180 ไบต์ การเก็บรูปแบบสัญญาณ PWM ทั้ง 5 รูปแบบจะเก็บไว้เป็นตาราง ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะสัญญาณ PWM ของไทรสเตอร์ทั้ง 6 รูปที่ 4.6 แสดงสภาวะสวิทซ์

ภายในช่วง 2 องศา

	DC VOLTAGE LEVEL PAT.1	DC VOLTAGE LEVEL PAT.2	DC VOLTAGE LEVEL PAT.3	DC VOLTAGE LEVEL PAT.4	DC VOLTAGE LEVEL PAT.5
10 Hz	26	33	36	33	33
11 Hz	29	36	39	36	36
12 Hz	31	40	43	39	39
99 Hz	254	254	254	254	254
100 Hz	254	254	254	254	254

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

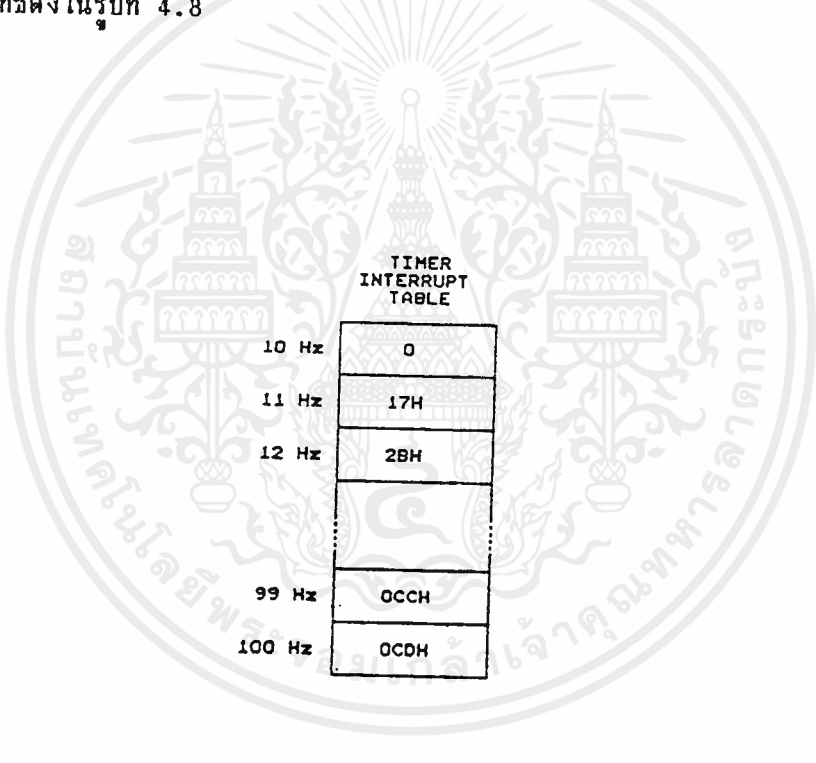
ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม ผู้รับจะรับผิดชอบต่อการใช้งานเอกสารนี้โดยไม่แจ้งความถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.7 แสดงตารางเก็บข้อมูลสภาวะสวิทซ์ในหน่วยความจำของสัญญาณ PWM ทั้ง 5 แบบ



4.6.1.2 วิธีการเปลี่ยนความถี่

สำหรับวิธีการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณ PWM ในที่นี้จะใช้การอินเทอร์รัพต์ของสัญญาณนาฬิกาภายใน โดยจะใช้การอินเทอร์รัพต์ของตัวไทม์เมอร์เคาน์เตอร์ THO ซึ่งจะต้องทำการเก็บข้อมูลตารางเวลาของการอินเทอร์รัพต์ที่สอดคล้องกับค่าความถี่ต่างๆ ข้อมูลการอินเทอร์รัพต์ของสัญญาณนาฬิกานี้จะหาได้โดยการคำนวณหาจำนวนที่จะทำให้เกิดการอินเทอร์รัพต์ทุกๆ 2 องศาเมื่อไมโครโปรเซสเซอร์มีการทำงานในส่วนของการเพิ่มหรือลดความถี่แล้ว ก็จะนำเอาความถี่นั้นมาทำการหาค่าของเวลาที่ใช้ในการอินเทอร์รัพต์ทุก 2 องศาของความถี่นั้นจากตารางเวลา เมื่อได้เวลาที่ใช้ในการอินเทอร์รัพต์แล้วก็จะนำไปเก็บไว้ใน THO เวลาในการอินเทอร์รัพต์จะทำการเก็บตั้งแต่ความถี่ 10-100 เฮิรตซ์ดังในรูปที่ 4.8



TIMER
INTERRUPT
TABLE

10 Hz	0
11 Hz	17H
12 Hz	2BH
...	...
99 Hz	0CCH
100 Hz	0CDH

รูปที่ 4.8 แสดงตารางเวลาที่ใช้ในการอินเทอร์รัพต์ของสัญญาณนาฬิกา THO

4.6.1.3 วิธีแปลงความถี่เป็นระดับความคมชัด

การควบคุมระดับดีวีวีโวลต์เตจเพื่อให้สอดคล้องกับค่าความถี่ของสัญญาณ PWM จะทำได้โดยการแปลงค่าความถี่เหล่านั้นไปเป็นค่าของระดับต่าง 256 ระดับ ทั้งนี้เพราะจะต้องสอดคล้องกับค่าของข้อมูลที่ได้จากการอ่านค่าระดับดีวีวีโวลต์เตจ ซึ่งในที่นี้จะได้จากวงจร A/D แบบ 8 บิต ดังนั้นดีวีวีโวลต์เตจในแต่ละระดับจะมีค่าแตกต่างกันประมาณ 2 โวลต์ และจากการคำนวณค่าของดีวีวีโวลต์เตจที่สอดคล้องกับค่าของความถี่ต่างๆ ในแต่ละรูปแบบสัญญาณ PWM ก็จะได้เป็นข้อมูลตารางในรูปที่ 4.9



	PWM 1 PULSE/ HALF CYCLE	PWM 3 PULSES/ HALF CYCLE	PWM 7 PULSES/ HALF CYCLE	PWM 9 PULSES/ HALF CYCLE	PWM 11 PULSES/ HALF CYCLE
0 - 2	00011001B	00011001B	00100101B	00011001B	00100101B
2 - 4	00011001B	00011001B	00100101B	00011001B	00100101B
4 - 6	00011001B	00011001B	00100101B	00011001B	00100101B
...	...	...	...	...	...
356 - 358	00011010B	00011010B	00100110B	00011010B	00100110B
358 - 360	00011010B	00011010B	00100110B	00011010B	00100110B

รูปที่ 4.9 แสดงตารางของระดับคีย์โวลต์ที่สอดคล้องกับค่าความถี่ของสัญญาณ PWM ทั้ง 5 แบบ

4.6.2 โปรแกรมควบคุมการสร้างสัญญาณทริกวงจรวอร์เรจ/ดีวี คอนเวอร์เตอร์

โปรแกรมการสร้างสัญญาณทริกของวงจรวอร์เรจ/ดีวี คอนเวอร์เตอร์นั้น จะทำการส่งข้อมูลของมุลทริกออกไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ 8253 ค่าของข้อมูลเหล่านี้จะเป็นค่าของจำนวนสัญญาณนาฬิกาและจะเก็บไว้ในตารางข้อมูลทั้งหมด 256 ข้อมูลในรูปที่ 4.10 ซึ่งความละเอียดของข้อมูลจะต้องสอดคล้องกับความละเอียดของระดับคีย์โวลต์ที่ทำการอ่านค่าได้

CLOCK TABLE	
1	015H, 034H
2	0FBH, 033H
3	0E0H, 033H
...	...
255	038H, 00FH
256	038H, 00FH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น

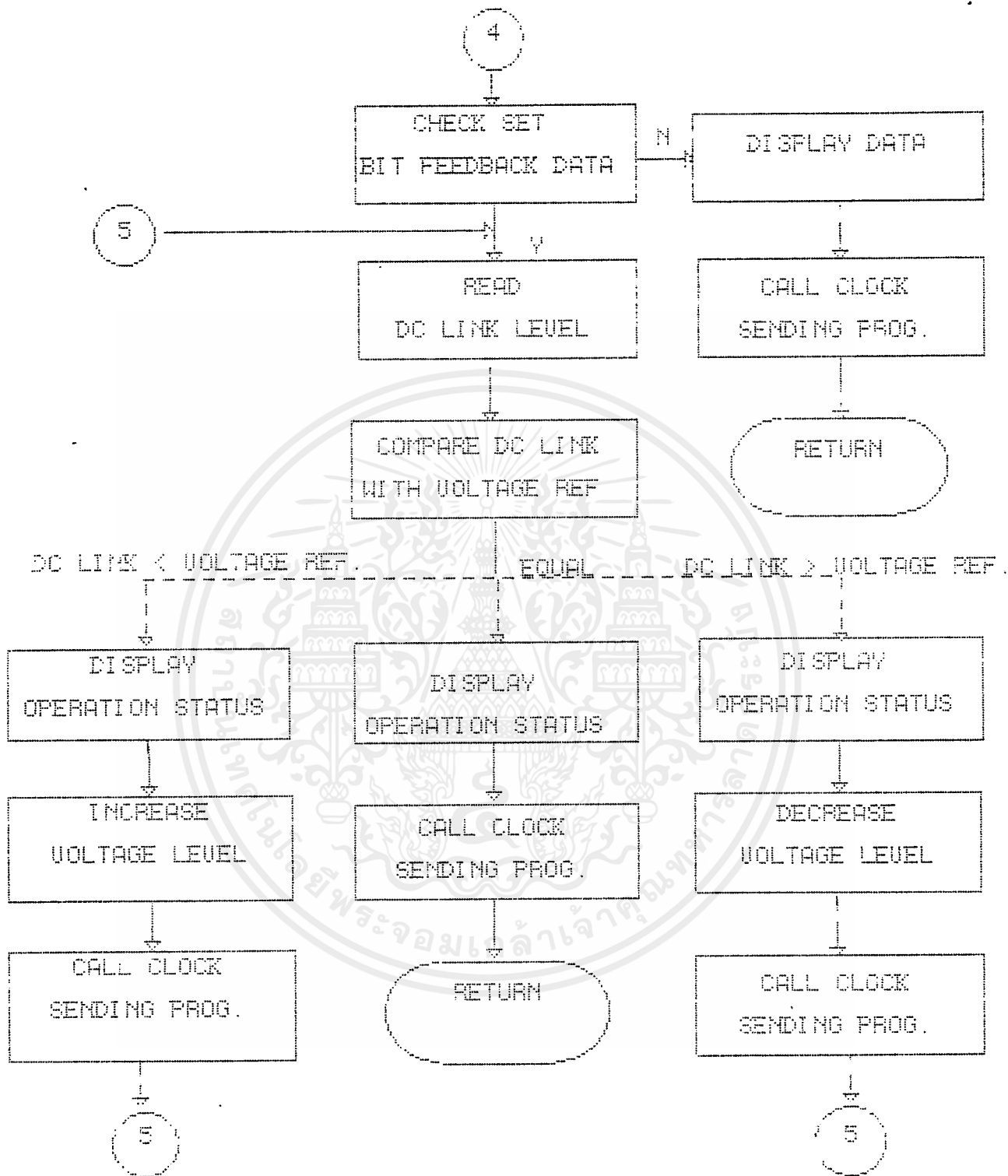
รูปที่ 4.10 แสดงตารางจำนวนสัญญาณนาฬิกาที่สอดคล้องกับระดับคีย์โวลต์ที่



4.6.3 โปรแกรมควบคุมอัตราส่วนโวลต์เดจต่อความถี่ให้คงที่

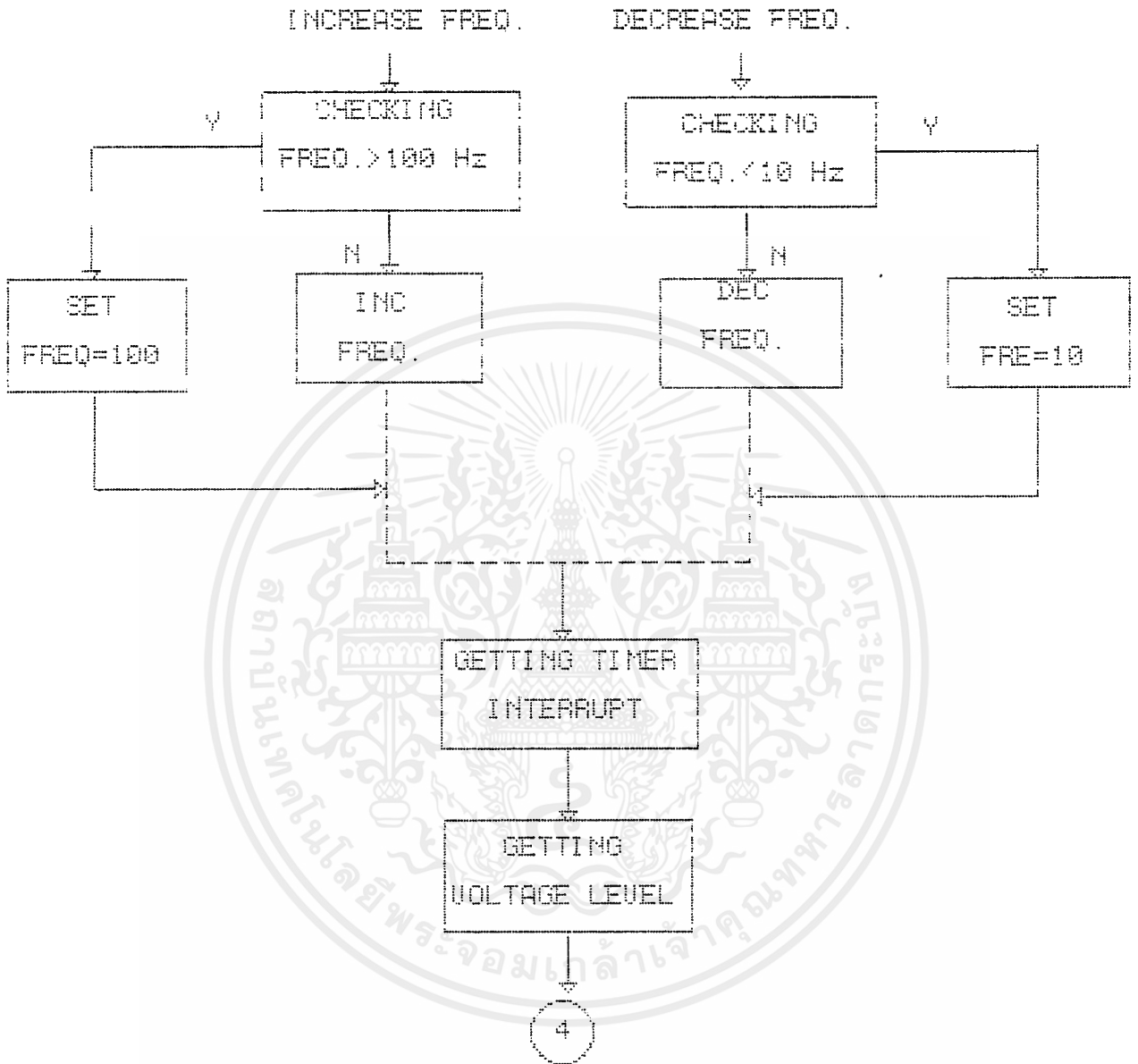
สำหรับโปรแกรมควบคุมอัตราส่วน V/F แสดงได้ด้วยโพล์ชาร์ตของการทำงานดังรูปที่ 4.10 จากรูปโพล์ชาร์ต การทำงานจะเริ่มจากการตรวจเช็คค่าที่มีการป้อนค่าสิ่งให้ระบบมีการทำงานรักษาอัตราส่วน V/F หรือไม่ ถ้ามีการสั่งงานให้ระบบมีการรักษาอัตราส่วน V/F ให้คงที่ โปรแกรมก็จะทำการอ่านค่าของดีซีโวลต์เดจแล้วนำมาเปรียบเทียบกับค่าของดีซีโวลต์เดจอ้างอิง ซึ่งเมื่อค่าดีซีโวลต์เดจที่เปรียบเทียบกับค่าแตกต่างโปรแกรมก็จะทำการปรับระดับของดีซีโวลต์เดจ โดยเพิ่มหรือลด เมื่อได้ระดับของโวลต์เดจที่ทำการปรับระดับแล้วก็จะนำมาหาค่าของจำนวนสัญญาณนาฬิกาเพื่อส่งไปยังวงจรสร้างสัญญาณต่อไป การทำงานของโปรแกรมในส่วนนี้จะทำไปจนกว่าค่าระดับดีซีโวลต์เดจมีค่าเท่ากับโวลต์เดจอ้างอิงจึงจะเสร็จสิ้นการทำงานและจะกลับไปทำงานในส่วนของโปรแกรมหลักต่อไป



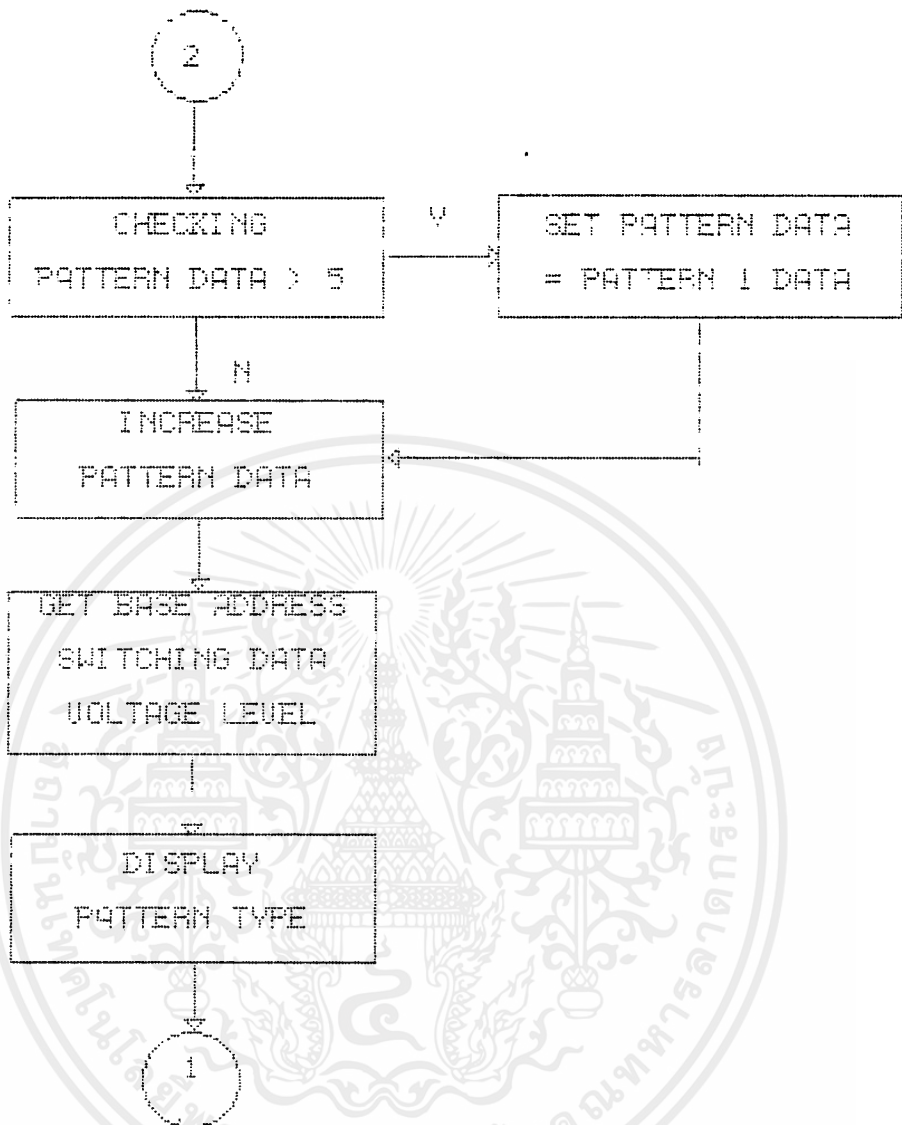


รูปที่ 4.11 แสดงโปรแกรมควบคุมอัตราส่วน V/F ให้คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

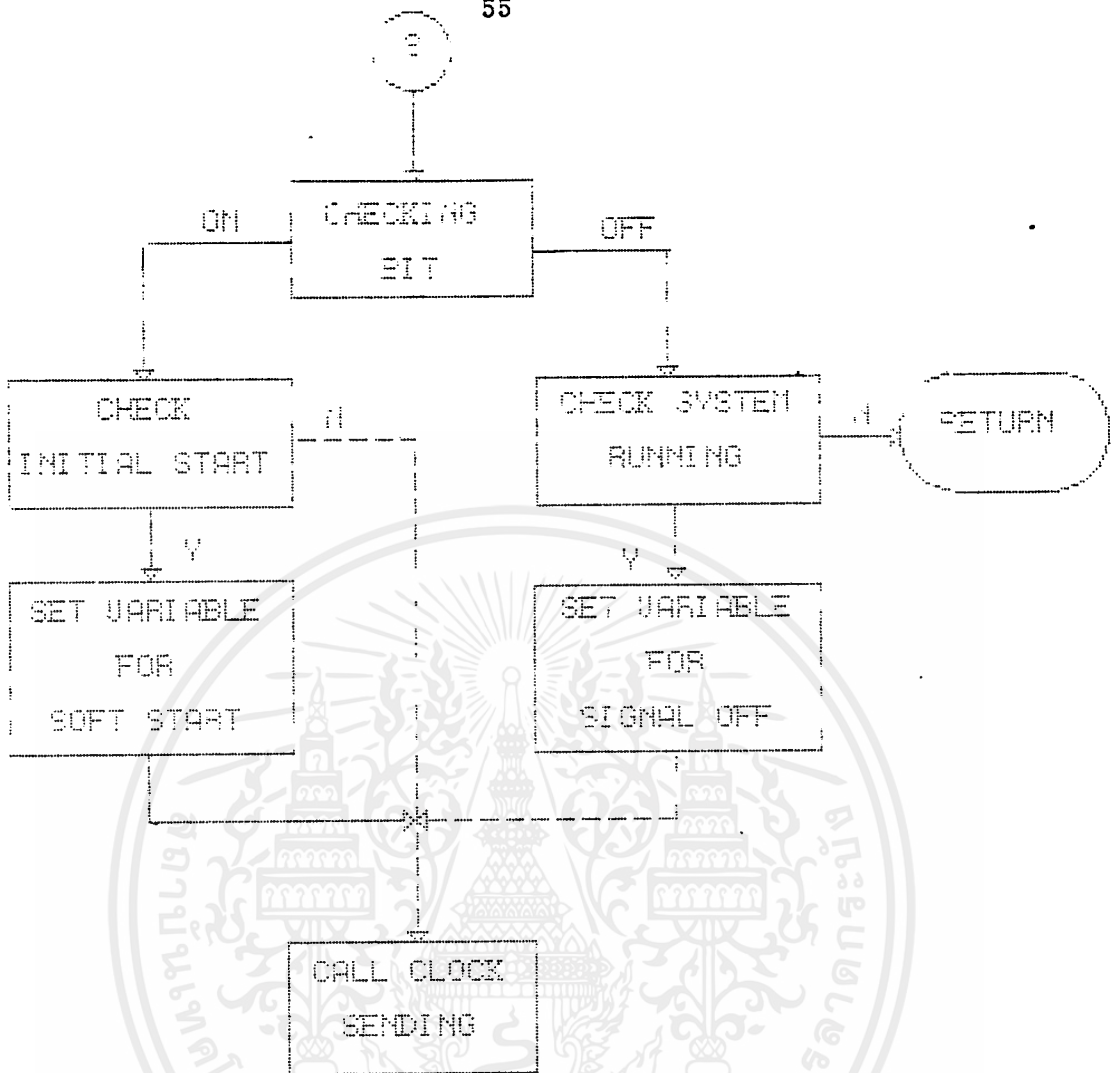


รูปที่ 4.12 แสดงโฟลชาร์ตของโปรแกรมเพิ่มและลดความถี่

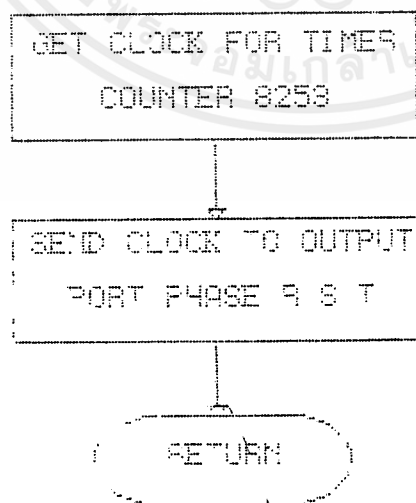


รูปที่ 4.13 แสดงโน้ตชาร์ตของโปรแกรมเลือกรูปแบบสัญญาณ PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 แสดงโฟลว์ชาร์ตของโปรแกรมปิดและเปิดสัญญาณควบคุม





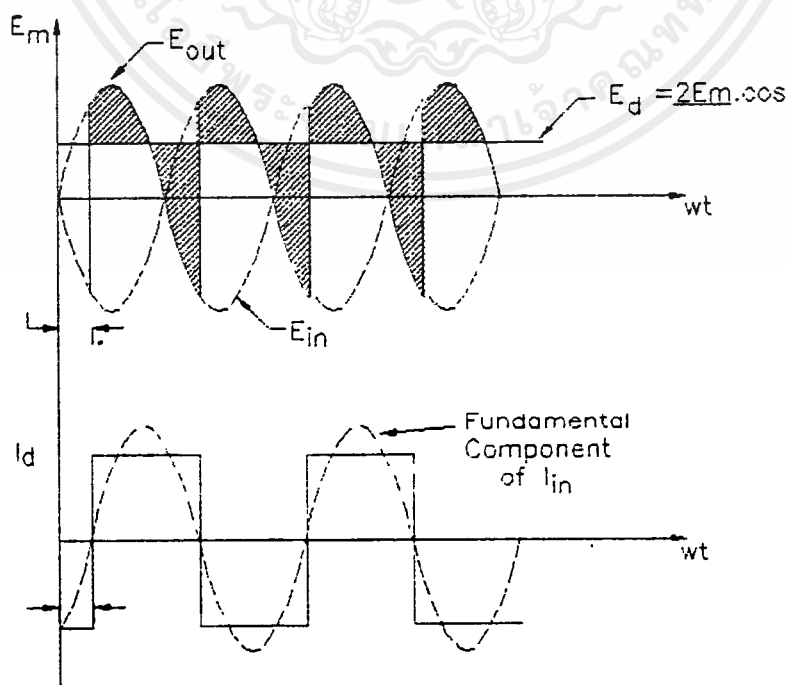
บทที่ 5

วงจรอินเวอร์เตอร์

5.1 บทนำ วงจรอินเวอร์เตอร์ก็คือวงจรหรือระบบที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแหล่งจ่ายกำลังงานดี.ซี.ให้เป็น เอ.ซี. หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือการทำงานในทางตรงกันข้ามกับเรกติฟายเออร์ อินเวอร์เตอร์จะเน้นในแง่ของวงจรที่จ่ายกำลังได้ ดังนั้นอินเวอร์เตอร์จึงแตกต่างจากคำว่าออสซิลเลเตอร์เพราะวงจรออสซิลเลเตอร์ทำหน้าที่เพียงสร้างสัญญาณไฟสลับขึ้นมาแต่อาจไม่มีกำลังงานเพียงพอที่จะไปจ่ายโหลดที่ต้องการกระแสและแรงดันสูงๆ

ปัจจุบันอินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นอาจใช้อุปกรณ์ต่างชนิดกัน เช่น ทรานซิสเตอร์, ไทริสเตอร์, มอสเฟต, ไตรแอค, จีทีโอ ซึ่งอุปกรณ์เหล่านี้ก็แบ่งพิกัดการทำงานว่าสามารถทำงานในพิกัดใดบ้าง เช่น ถ้าตัวก็เป็นไตรแอคส่วนทรานซิสเตอร์หรือเฟาเวอร์ทรานซิสเตอร์ก็มักใช้งานในย่านต่ำจนถึงพิกัด 5kVA ในส่วนของไทริสเตอร์ก็สามารถใช้งานได้สูงกว่าทรานซิสเตอร์ถึง 10kVA

หากพิจารณาการทำงานของไทริสเตอร์จะเห็นชัดเจนว่าจะมีโหมดการทำงานว่าจะให้กำลังไฟฟ้าไหลในทิศทางใด ทำได้โดยการเลือกมุมจุดชนวนหรือมุมทริกให้ไทริสเตอร์ทำงานในโหมดใดนั่นเอง ซึ่งโดยปกติแล้วกรณีที่ให้ไทริสเตอร์ทำงานในโหมดของเรกติฟายเออร์ก็จะให้ทำงานด้วยมุมจุดชนวนตั้งแต่ 0-90 องศาไฟฟ้า ซึ่งกำลังกำลังไฟฟ้าที่จะไหลจากด้านเอ.ซี. ไปสู่ด้านดี.ซี. แต่ถ้ามุมจุดชนวนเกินตั้งแต่ 90-180 องศาไฟฟ้า กำลังงานก็จะไหลในทิศทางตรงกันข้าม ดังรูปที่ 5.1



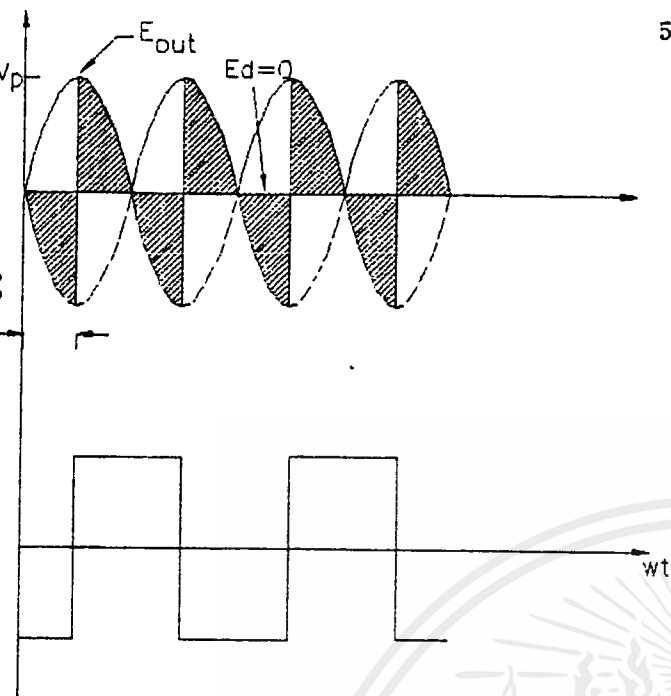
From Eq(7.1), for

$$E_d = 2E_m \cos 45^\circ$$

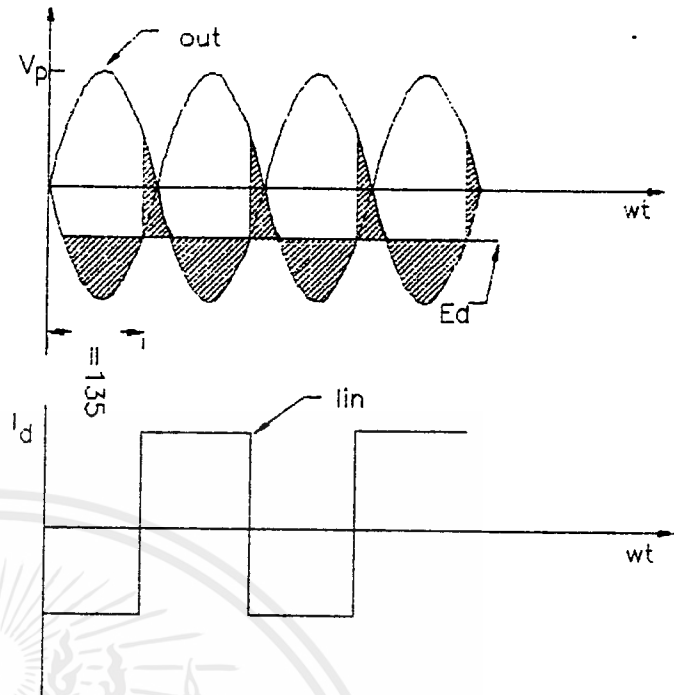
$$= 2E_m$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



From Eq(7.1), for
 $\alpha = 90^\circ$
 $E_d = 2E_m \cos 90^\circ = 0$

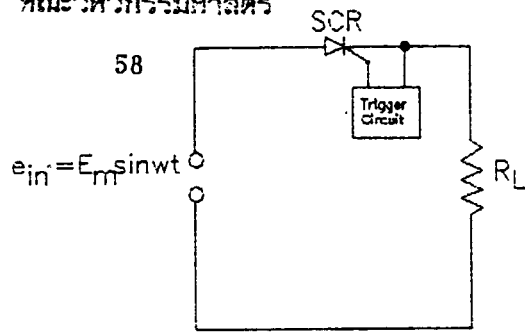


From Eq(7.1), for
 $\alpha = 135^\circ$
 $E_d = 2E_m \cos 135^\circ = -2E_m$

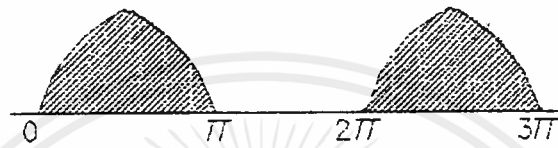
รูปที่ 5.1 แสดงรูปคลื่นและมุมทริก (TRIG)

ซึ่งลักษณะการกำหนดโหมดเช่นนี้จะใช้กับกรณีของวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดคอมมิวเตตด้วย
 ลาส์นโวลต์แดง กล่าวคือเมื่อไทรสเตอร์นำกระแสโดยจุดชนวนขาเกต ขาเกตของไทรสเตอร์จะไม่สามารถควบคุมการทำงานได้อีกต่อไป กรรมวิธีในการทำให้กระแสซึ่งไหลผ่านในไทรสเตอร์ในสภาวะนำ
 กระแสให้หยุดไหลนี้เรียกว่า "การคอมมิวเตต" และวิธีการต่างๆ ที่นำมาใช้เพื่อให้เกิดการคอมมิวเตตจะเป็น
 สาเหตุหนึ่งที่ทำให้อินเวอร์เตอร์มีลักษณะของวงจรที่แตกต่างกันออกไป ซึ่งภาพที่ 5.1 แสดงให้เห็นว่า
 การคอมมิวเตตนี้เป็นการคอมมิวเตตเชิงธรรมชาติ (natural commutation) หรือคอมมิวเตตด้วยลาส
 โวลต์แดงดังกล่าวข้างต้น ซึ่งใช้กับกรณีที่วงจรทำงานด้วยไฟฟ้านำกระแสสลับอันเป็นวิธีการคอมมิวเตตที่นับ
 ว่าง่ายที่สุด คือเมื่อวงจรไทรสเตอร์ทำงานด้วยไฟเอ.ซี. จากขั้วพลาซ การกลับทิศทางของแรงดันใน
 แต่ละครึ่งสามารถนำมาใช้ในการคอมมิวเตตไทรสเตอร์ซึ่งอยู่ในสภาวะนำกระแสโดยไม่จำเป็นต้องใช้
 อุปกรณ์อื่นช่วย

ส่วนการคอมมิวเตตอีกวิธีหนึ่งก็คือการคอมมิวเตตเชิงบังคับ (force commutation)
 ซึ่งไทรสเตอร์ถูกนำไปใช้กับแหล่งจ่ายไฟตรง ดังนั้นการกลับทิศทางของแหล่งจ่ายจึงไม่เกิดขึ้นแต่ถ้า
 การคอมมิวเตตนี้ไปใช้กับไฟสลับการกำหนดมุมดับชนวนต้องทำก่อนการกลับเฟสจะมาถึงดังแสดงในรูปที่ 5.2
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a) Circuit Diagram and Output Waveshapes with Natural and Force Commutation with Resistive Load



(b) Load Waveshape with No Delay



(c) Load Waveshape with Delay Angle ' ' - Natural Commutation

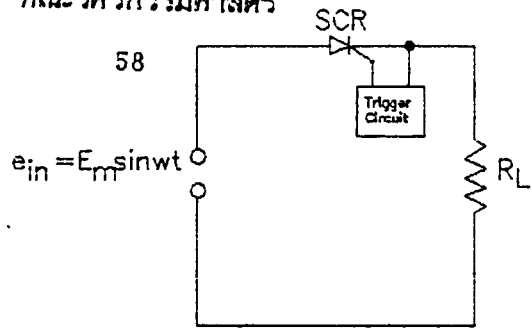


(d) Load Waveshape with Conduction Angle ' ' Forced Commutation

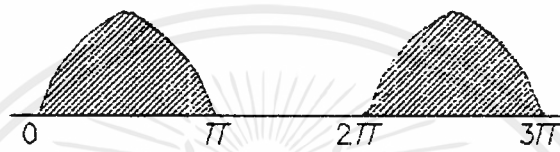
รูปที่ 5.2 แสดงไดอะแกรมของวงจรและรูปคลื่นเอาต์พุตจากการคอมมิวเตท



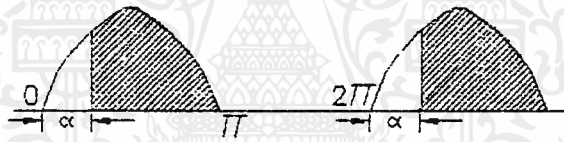
คณะวิศวกรรมศาสตร์



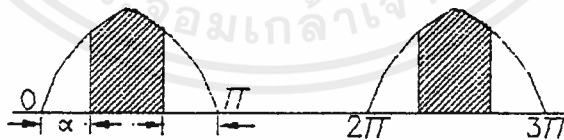
(a) Circuit Diagram and Output Waveshapes with Natural and Force Commutation with Resistive Load



(b) Load Waveshape with No Delay



(c) Load Waveshape with Delay Angle' ' -Natural Commutation

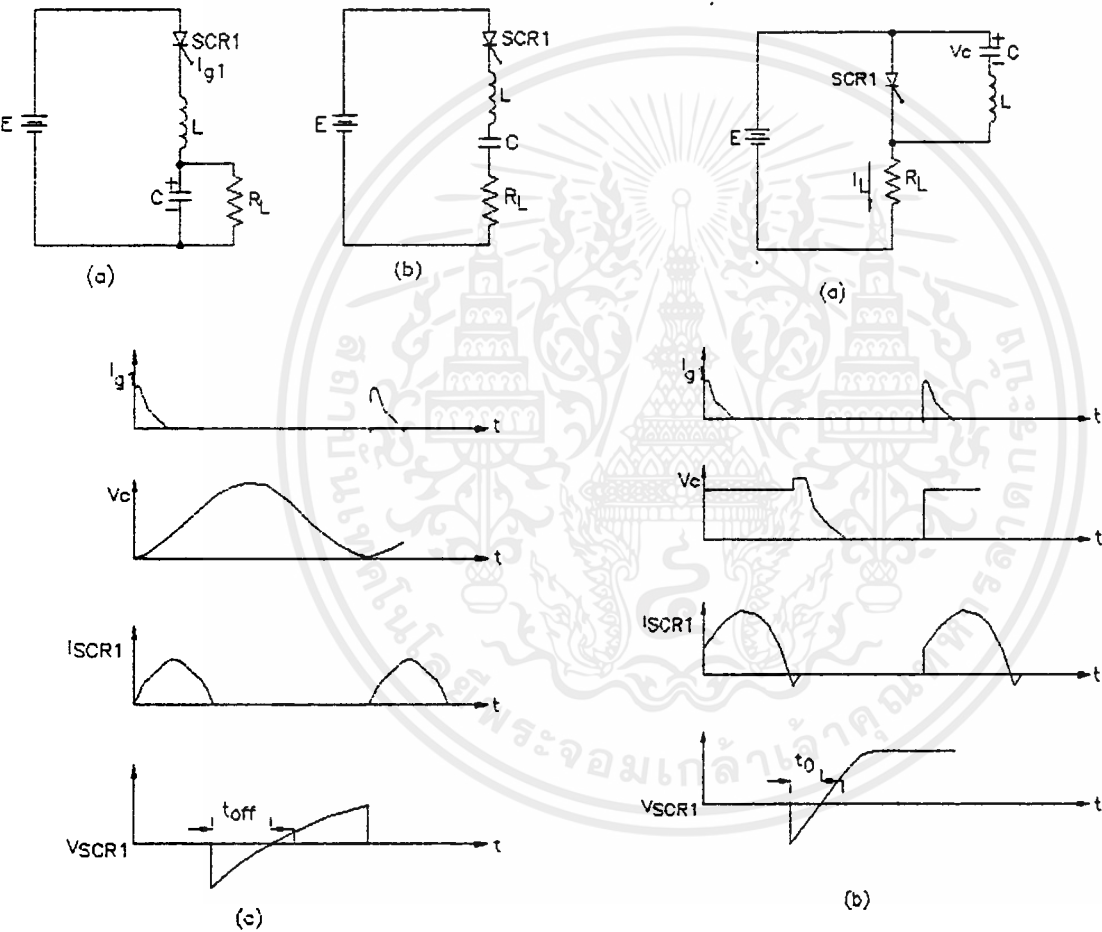


(d) Load Waveshape with Conduction Angle' ' Forced Commutation

รูปที่ 5.2 แสดงโคแอมแกรมของวงจรและรูปคลื่นเอาต์พุตจากการคอมมิวเตท



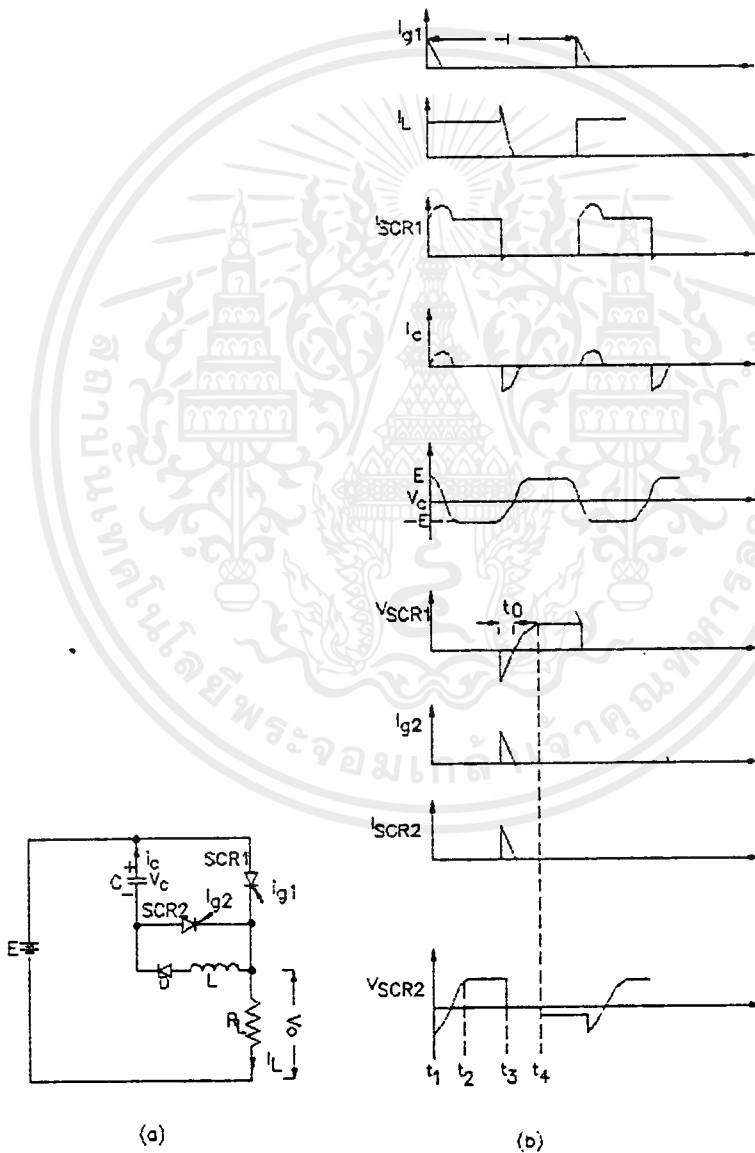
วิธีการคอมมิวเตชันเชิงบังคับมีด้วยกันหลายวิธี ดังรูปที่ 5.3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 5.3 แสดงการคอมมิวเตชันแบบต่างๆ หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จากภาพเป็นการคอมมิวเตชันบังคับโดยอาศัยการรีโซแนนซ์ของตัวต้านทาน, ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุทำงานเป็นหลัก ส่วนไทรสเตอร์ช่วยอาจนำมาใช้เพื่อความแม่นยำตรงกับความต้องการของเราในการหยุดการทำงานของไทรสเตอร์หลักให้แน่นอนยิ่งขึ้นและสะดวกแก่การจรจุนจวนด้วย ดังภาพที่ 5.4

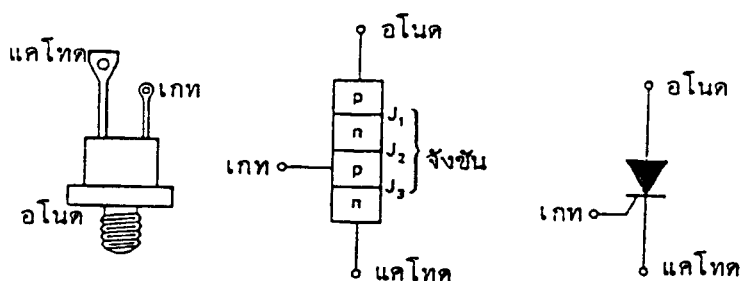


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาและวิจัยเท่านั้น ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



นอกจากนี้การคอมมิวเตทเชิงบังคับยังมีอีกวิธีคือใช้อิมพัลส์ในการดับขั้วบนแก่ไทริสเตอร์ซึ่งต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุประกอบกันให้เกิดการออสซิลเลทแล้วนำไปลดขนาดของกระแสและกลับขั้วไทริสเตอร์ทำให้ไทริสเตอร์หยุดนำกระแสอย่างรวดเร็ว อธิบายพอสังเขปดังนี้ คือ เมื่อไทริสเตอร์อยู่ในสภาวะนำกระแสจะมีแคร์เรียจของกระแสบวกหรือโฮลและแคร์เรียจของกระแสลบหรืออิเล็กตรอนอยู่นานแน่นมาก การคอมมิวเตทที่ง่ายที่สุดอาจใช้วิธีการตัดการไหลของกระแสโดยใช้สวิตช์ ซึ่งวิธีการตัดกระแสไม่เหมาะสมกับความถี่สูง สำหรับวงจรคอมมิวเตทที่จะให้ประสิทธิภาพสูงนั้นวงจรจะทำหน้าที่ป้อนรีเวอร์โวลท์เดจตกคล่อมไทริสเตอร์เพื่อลดกระแสฟอรวาร์ดให้มีค่าเป็นศูนย์และหลังจากนั้นจะมีกระแสไหลในทิศทางรีเวอร์สในลักษณะของพัลส์สูงๆในช่วงเวลาสั้นๆประมาณ 4-5 ไมโครวินาที (μsec) กระแสซึ่งไหลในทิศทางรีเวอร์สนี้จะทำหน้าที่กวาดเอาแคร์เรียจของกระแสซึ่งอยู่ที่รอยต่อหัวท้าย J_1 และ J_2 ออกไปจากตัวไทริสเตอร์จนหมด จากนั้นกระแสโนดจะมีค่าลดลงจนเป็นศูนย์และรอยต่อ J_1 และ J_2 ซึ่งขณะนี้ได้รีเวอร์สโวลท์เดจจะเริ่มกันกระแสในทิศทางรีเวอร์สได้ แต่สำหรับในทิศทางฟอรวาร์ดจะไม่สามารถกันได้ ทั้งนี้เนื่องจากยังมีแคร์เรียจของกระแสอยู่ในรอยต่อ J_2 ในทางปฏิบัติจะต้องเสียเวลาช่วงหนึ่งเพื่อให้แคร์เรียจเหล่านี้ใน J_2 รวมตัวกันหมดโดยธรรมชาติ ถ้าป้อนโวลท์เดจคล่อมไทริสเตอร์ในทิศทางฟอรวาร์ดก่อนหน้าการรวมตัวเสร็จสิ้นแล้วไทริสเตอร์จะกลับสู่สภาวะนำกระแสอีก

ซึ่งเป็นข้อจำกัดของตัวไทริสเตอร์เองที่หากนำไปใช้งานในย่านความถี่สูงหรือเร็วกว่าการรวมตัวของแคร์เรียจใน J_2 หมดทันทีทำให้ไม่สามารถควบคุมระดับของกำลังไฟฟ้าได้ ซึ่งข้อจำกัดอันนี้เรียกว่า เทอร์นออฟไทม์ คือช่วงเวลาที่นับตั้งแต่กระแสอาโนดมีค่าลดลงเป็นศูนย์จนถึงเวลาที่ไทริสเตอร์ทำหน้าที่กันกระแสในทิศทางฟอรวาร์ด ขนาดของกระแสซึ่งในทิศทางฟอรวาร์ดก่อนทำหน้าที่การคอมมิวเตทจะเริ่มขึ้นก็จะมีผลต่อช่วงเวลาของเทอร์นออฟไทม์ ทั้งนี้เพราะประจุที่ถูกกักไว้ในรอยต่อ J_2 จะมีปริมาณที่แปรผันโดยตรงกับขนาดของกระแสฟอรวาร์ดนี้





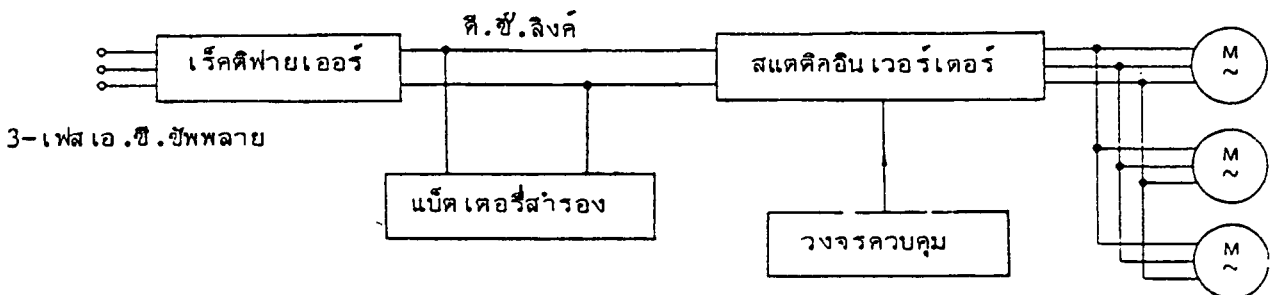
5.2 ดี.ซี. ลิงค์ อินเวอร์เตอร์

ดี.ซี. ลิงค์อินเวอร์เตอร์ คืออุปกรณ์แปรรูปกำลังไฟฟ้าซึ่งประกอบด้วย 2 ขั้นตอน โดยที่กําลังไฟฟ้าจะถูกเร็คติฟายให้เป็นไฟดี.ซี. ในขั้นตอนแรก จากนั้นจะถูกเปลี่ยนกลับเป็นไฟเอ.ซี. ซึ่งสามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้ในขั้นตอนที่2 การเร็คติฟายจะใช้วงจรเฟสบริดจ์เร็คติฟายเออร์ แต่ในที่นี้จะให้ความสนใจเกี่ยวกับอุปกรณ์ที่ใช้ทำหน้าที่ในขั้นตอนที่2 หรือที่เรียกว่า"อินเวอร์เตอร์"ที่จะทำหน้าที่ส่งกําลังไฟฟ้าเอ.ซี. ที่สามารถปรับความถี่ให้กับ 3 เฟสเอ.ซี. มอเตอร์ ซึ่งในอุปกรณ์ดี.ซี. ลิงค์ อินเวอร์เตอร์นี้จำเป็นต้องมีการควบคุมโวลต์เตจด้วย ทั้งนี้เพื่อให้เอ.ซี. เอาท์พุทโวลต์เตจมีค่าเหมาะสมกับความถี่ที่ปรับเปลี่ยนไป การควบคุมในลักษณะนี้จะช่วยให้ฟลักซ์ในแอร์แกนซ์ของเอ.ซี. มอเตอร์อยู่ในสภาวะที่ถูกต้องเสมอ ความยุ่งยากของวงจรดี.ซี. ลิงค์ อินเวอร์เตอร์นี้จะขึ้นอยู่กับคุณภาพของคลื่นเอาท์พุทที่ได้

ส่วนกรณีของไซโครคอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่เปลี่ยนเอ.ซี. โวลต์เตจที่มีความถี่ซัพพลายให้มีความถี่ต่ำลงได้โดยไม่จำเป็นต้องผ่านขั้นตอนในการแปลงเป็นไฟดี.ซี. แต่ความถี่ที่ได้ต่ำกว่าความถี่ซัพพลายเพราะจะใช้ความถี่ซัพพลายเป็นฐานความถี่ในการเปลี่ยนความถี่ ในขณะที่ดี.ซี. ลิงค์ อินเวอร์เตอร์จะมีวงจรกำเนิดความถี่ที่เป็นอิสระ และต่อไปเราจะกล่าวแต่การนำดี.ซี. ลิงค์ อินเวอร์เตอร์ไปใช้งานกับ มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ซึ่งมอเตอร์เหนี่ยวนำเป็นแบบกรงกระรอก

5.2.1 วงจรพื้นฐานของดี.ซี. ลิงค์ อินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นชนิดจ่ายแรงดันคงที่(Voltage Source Inverter) ดังนั้นตามอุดมคติจะต้องมีค่าอิมพีแดนซ์ภายในต่ำสุดคือศูนย์ ซึ่งจะจ่ายกระแสไม่จำกัดค่าในลักษณะที่แรงดันคงที่ตลอดทุกภาวะของโหลด ซึ่งข้อดีของดี.ซี. ลิงค์ อินเวอร์เตอร์ก็คือสามารถขับกลุ่มของมอเตอร์แบบเดียวกันได้โดยการต่อขนาน

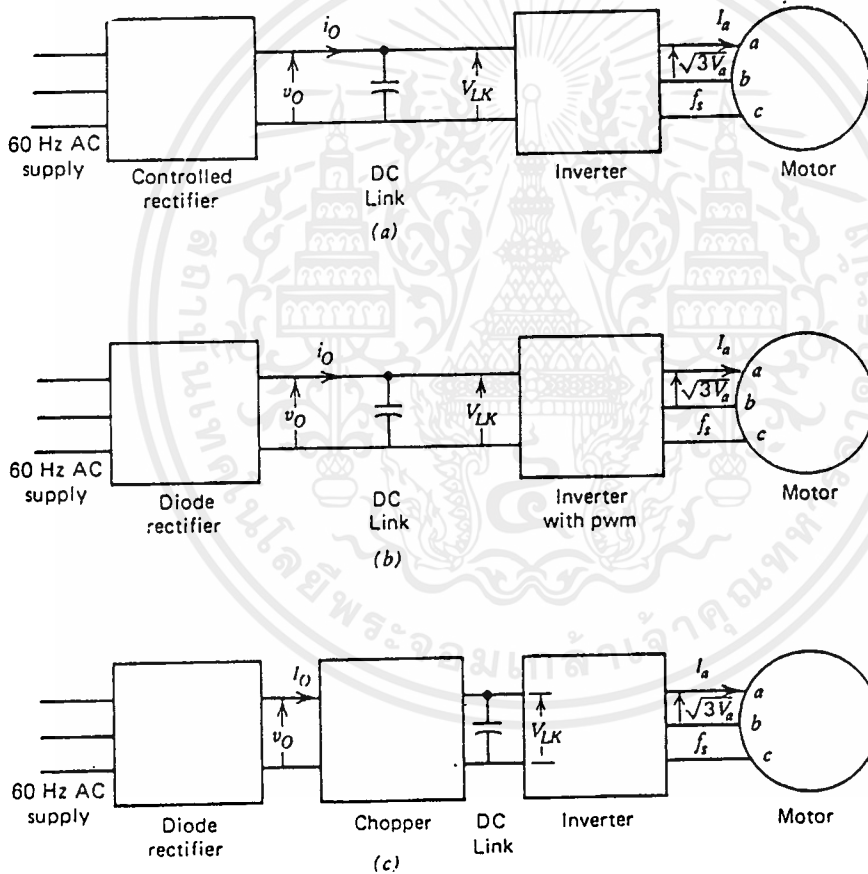


รูปที่ 5.5 ดีซีลิงค์อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



จากการที่เราต้องการความเร็วของมอเตอร์เหนืวนำซึ่งต้องใช้การเปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายหรืออาจใช้การเปลี่ยนของแหล่งจ่ายแรงดันในการปรับความเร็ว แต่กรณีหลังจะไม่สามารถรักษาทorqueให้คงที่ได้ และทั่วไปสำหรับ ดี.ซี.ลิงค์ อินเวอร์เตอร์ จะสร้างรูปคลื่นจากแหล่งจ่ายไฟตรง ฉะนั้นจึงแยกดี.ซี.ลิงค์ อินเวอร์เตอร์ออกเป็น 2 กรณี คือ พิจารณาในส่วนของเร็คติฟายเออร์กับส่วนของอินเวอร์เตอร์



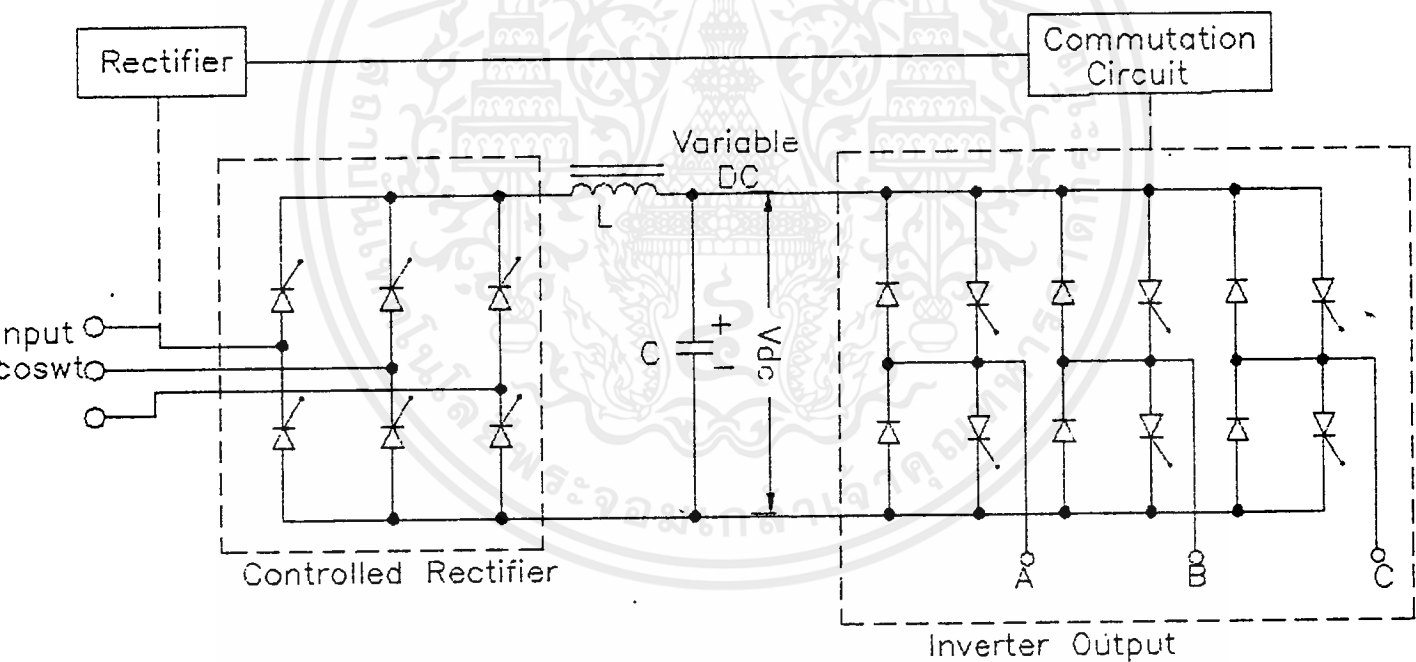
รูปที่ 5.6 แสดงดีซีลิงค์อินเวอร์เตอร์แบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



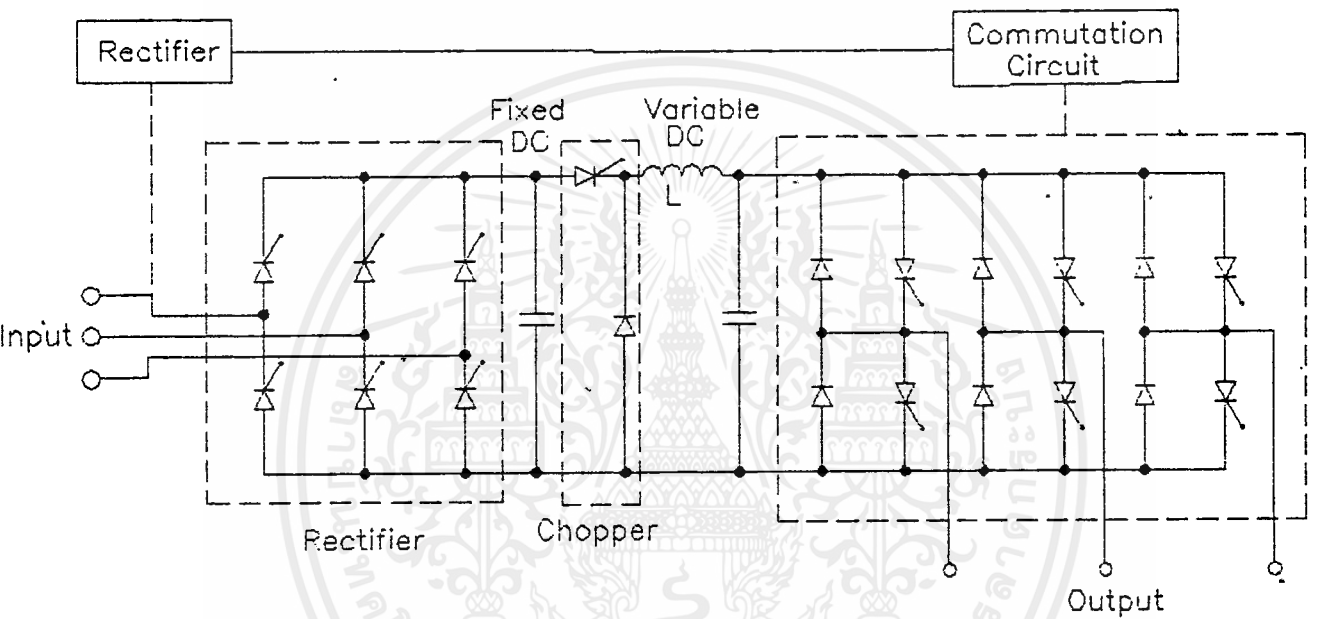
จากรูปที่ 6 จะพิจารณาในส่วนของเรกติฟายเออร์ก่อน ดังนี้

5.2.1.1 แรงดันทางอินพุตปรับได้ จากบล็อกไดอะแกรมข้างบนสามารถสรุปวงจรการทำงาน ซึ่งเป็นวงจรของบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 5. 6a





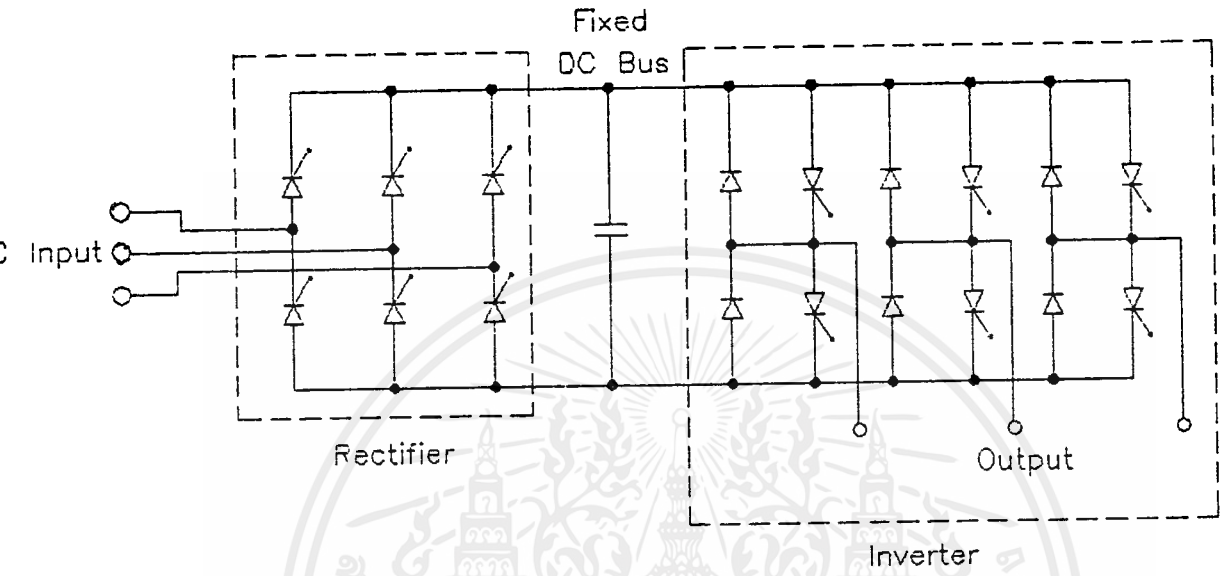
และรูปที่ 5.6c สามารถเขียนรูปวงจรได้ ดังรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 โวลต์เดจอนเวอร์เตอร์และช้อปเปอร์

ซึ่งทั้งสองวงจรข้างต้นล้วนเป็นการปรับแรงดันดี.ซี. ทางอินพุตที่จะเข้าสู่วงจรอินเวอร์เตอร์ในเวลาเดียวกับที่วงจรอินเวอร์เตอร์กำลังปรับความถี่อยู่ ซึ่งในส่วนของวงจรเรกติฟายเออร์จะคอมมิวเตตเชิงธรรมชาติ ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์จะคอมมิวเตตเชิงบังคับ กรณีของดี.ซี. ลิงค์อาจมีอินดักเตอร์ต่ออนุกรมก็ได้ แต่องค์ประกอบที่สำคัญยิ่งก็คือคาปาซิเตอร์หรือตัวเก็บประจุ ซึ่งต้องทำให้ค่าของดี.ซี. ที่อินพุตของอินเวอร์เตอร์เรียบที่สุด

5.2.1.2 แรงดันอินพุตคงที่ ในรูปที่ 5.6b นั้นเป็นเรกติฟายที่ทำงานเต็มรูปคลื่นแรงดันโดยป้อนแรงดันไฟตรงเข้าสู่วงจรอินเวอร์เตอร์ โดยไม่มีส่วนที่จะควบคุมแรงดันก่อนผ่านคาปาซิเตอร์ ดังรูปที่ 5.9



รูปที่ 5.9 พัดขับลิฟต์เอ็มอินเวอร์เตอร์

จะเห็นได้ว่า คี.ซี.ลิงค์โวลท์ที่ให้เป็นค่าคงที่หากสามารถที่จะควบคุมระดับแรงดันที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ได้โดยการปรับความกว้างของรูปพัลส์ดังรูปที่ 5.10



รูปที่ 5.10 แสดงสัญญาณพัดขับลิฟต์เอ็ม

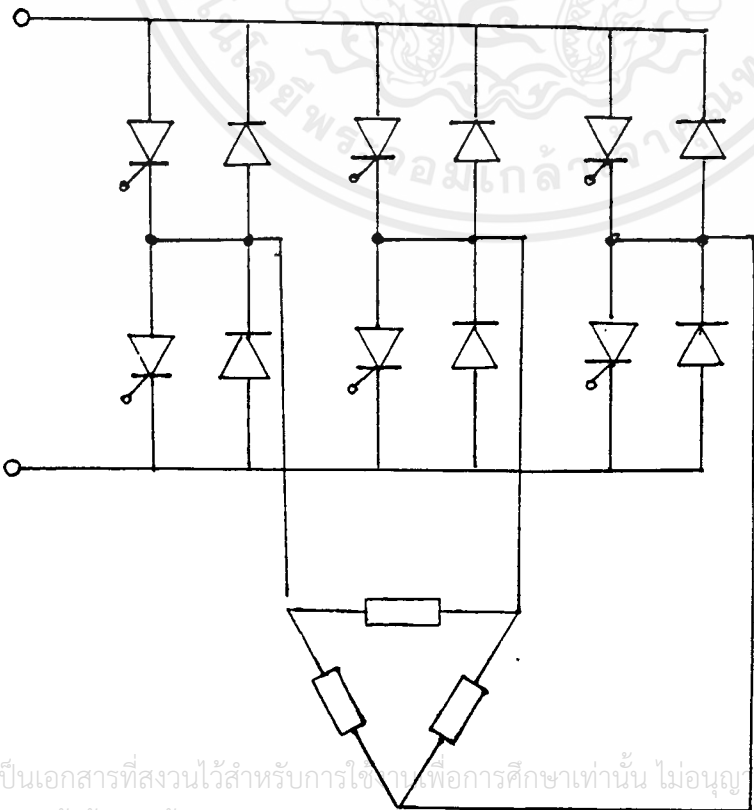
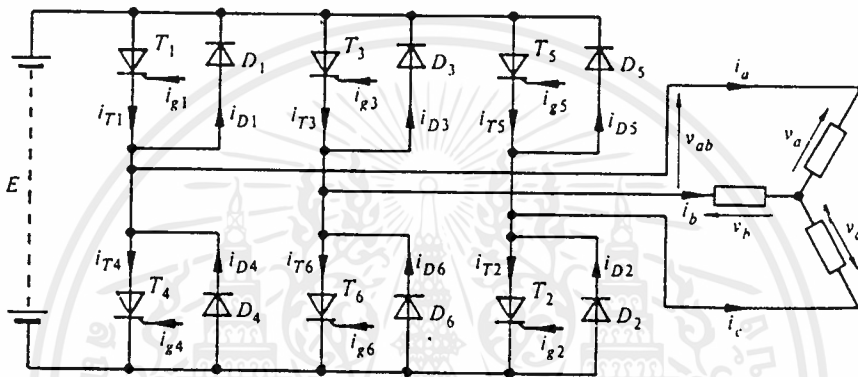
แต่ทั้งหมดนี้ไม่สามารถที่ทำการคืนพลังงานสู่ระบบ(regenerative energy) เพราะตัวเก็บประจุทางคี.ซี.ลิงค์จะเป็นตัวกั้นระบบของส่วนเอ.ซี.และคี.ซี.ไว้

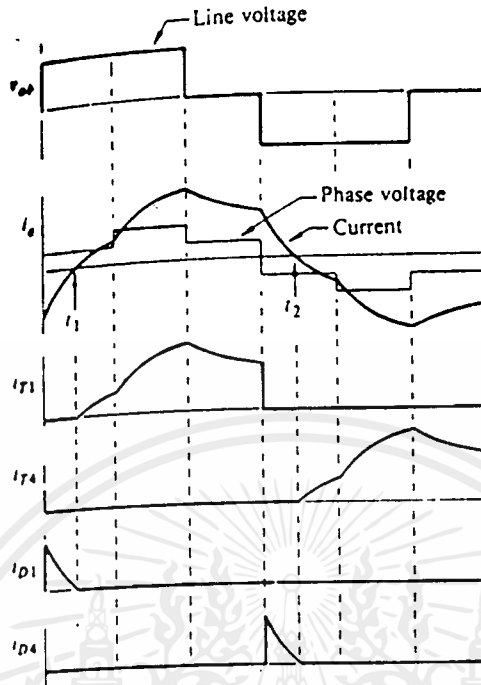
กรณีต่อไปที่จะกล่าวต่อไป เป็นการพิจารณาในส่วนของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเมื่อเราพิจารณาส่วนนี้แล้วพอจะเห็นว่าเพราะเหตุใดจึงต้องมีการปรับแรงดันหรือไม่ปรับแรงดันไฟตรงก่อนเข้าทางอินพุตของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



5.2.1.3 อินเวอร์เตอร์ชนิด 6 สแต๊ป อินเวอร์เตอร์แบบนี้รูปคลื่นแรงดันจะมีรูปเดิมตลอด หากความถี่เปลี่ยนแปลงได้ตลอดเพียงการทริกให้ไทรสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นตามการทริก สามารถเขียนรูปคลื่นของแรงดันและลำดับการจุดชนวนไทรสเตอร์ดังรูปที่ 5.11

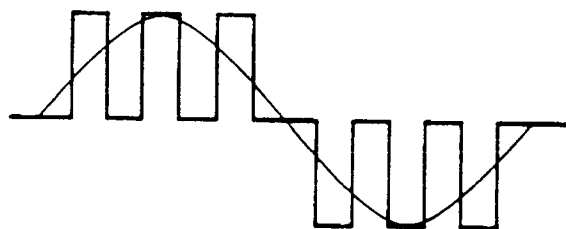




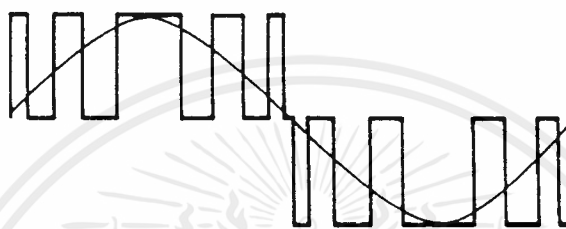
รูปที่ 5.12 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันเมื่อโหลดเป็นอินดักทีฟ

ดังนั้นเมื่อ T_1 ถูกจุดชนวน T_4 จะต้องหยุดทำงานหากกระแสไหลกลับซึ่งไม่สามารถกลับได้ทันทีก็จะไหลผ่าน D_1 (ในรูปที่ 5.11) และถ้าหากเราต้องการปรับความเร็วมอเตอร์โดยรักษาระดับของฟลักซ์ใน แอร์แก๊บให้คงที่ เราก็จำเป็นต้องให้แรงดันหรือขนาดของแรงดันนั้นมีสัดส่วนต่อความถี่ที่เปลี่ยนแปลง เพื่อให้ทอร์คมีค่าคงที่ ฉะนั้นเมื่ออินเวอร์เตอร์ชนิด 6 สแตตส์เปลี่ยนความถี่ ถ้าหากเราใช้วงจรเรกติฟายที่เป็นแบบจ่ายแรงดันคงที่ ก็ไม่สามารถควบคุมมอเตอร์ตามที่เรต้องการได้ส่วนในการลดความถี่ก็เช่นเดียวกัน ดังนั้นในส่วนของอินเวอร์เตอร์แบบนี้จึงต้องใช้การทำงานในหัวข้อ 5.2.1.1 ประกอบกัน

5.2.1.4 ฟีดแบ็คบิวด์เอม จากหัวข้อ 5.2.1.2 ในรูปที่ 5.10 นั้นเป็นการปรับความกว้างของพัลส์ เพื่อให้เห็นการทำงานกรณีปรับความกว้างของพัลส์นั้นทำได้หากในการใช้งานจริงแล้วจะใช้มากกว่า 2 พัลส์ในหนึ่งไซเคิล และตัวพัลส์จะไม่เท่ากันในแต่ละครั้งไซเคิล ดังรูปที่ 5.13



(a)



(b)

รูปที่ 5.13 แสดงการมอดูเลตพัลส์แบบลิแวนเอมอินเวอร์เตอร์ (a)square wave (b)sine wave

ซึ่งถ้าเป็นกรณีของ 3 เฟสแล้วแสดงดังรูปที่ 5.14

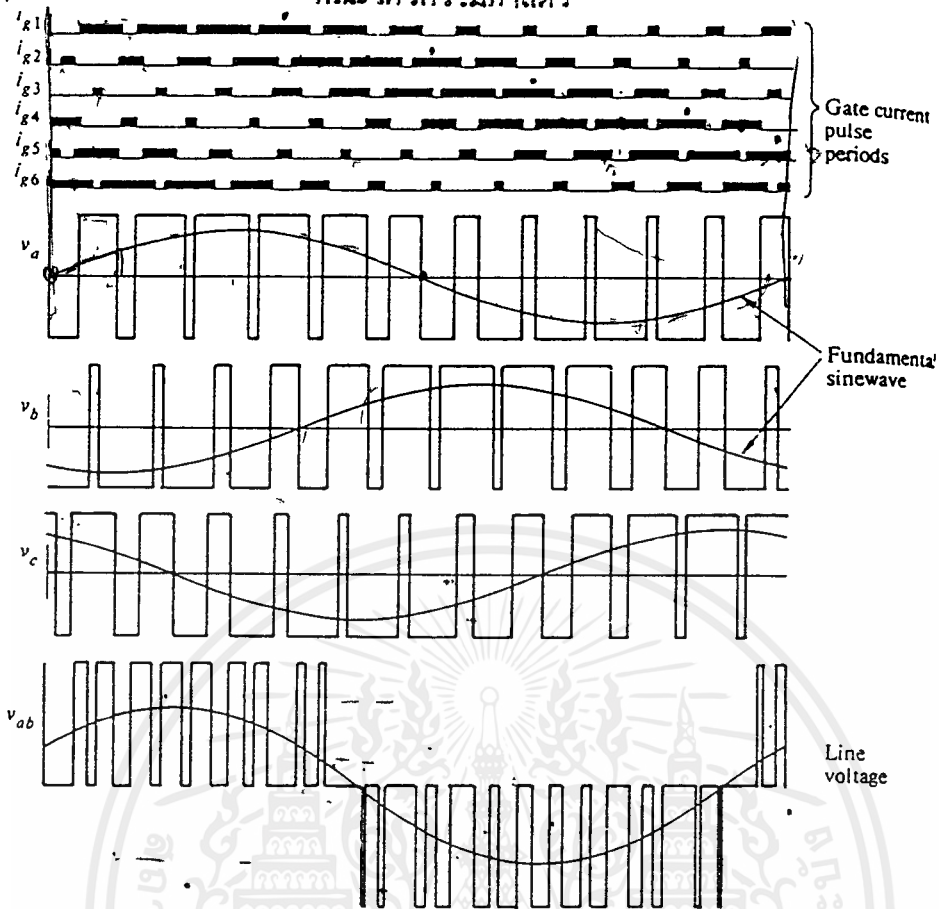
ส่วนของวงจรที่ใช้ก็จะเป็นวงจรเดียวกับรูปที่ 5.9 และรูปที่ 5.11 เพียงแต่สัญญาณจุดชนวนจะมีจำนวนมากในแต่ละไซเคิล อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติจำนวนของพัลส์ต่อไซเคิลจะถูกจำกัดด้วยเหตุผล 2 ประการ ประการแรกก็คือการคอมมิวเตทของไทรส์เตอร์มีเวลาที่จำกัดด้วยตัวมัน ซึ่งจะเป็นตัวกำหนดความถี่ของจำนวนพัลส์ ประการที่สองการคอมมิวเตทเชิงบังคับของไทรส์เตอร์เพื่อให้ไทรส์เตอร์ดับสนิทจะต้องใช้พลังงาน ถ้ามีจำนวนพัลส์มากก็จะมีกำลังงานสูญเสียและทำให้ประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ต่ำลง ซึ่งอัตราของจำนวนพัลส์ควรพิจารณาให้เพียงพอที่จะทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพโดยพิจารณาองค์ประกอบทางฮาร์โมนิกส์ด้วยเพราะกระแสฮาร์โมนิกส์เป็นผลให้เกิดการสูญเสียของตัวมอดูเลเตอร์ทำให้อินเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพต่ำ

ซึ่งถ้าพิจารณาข้อดีและข้อเสียของ ดี. ซี. ลิ้งคทั้ง 2 กรณีแล้วความเร็วที่จะขับมอดูเลตนั้นสามารถควบคุมได้อย่างเที่ยงตรงทั้งคู่ โดยให้กระแสที่สูงสุดที่ทุกๆ ความเร็ว ในส่วนของคลื่นพัลส์แบบลิแวนนั้นขนาดของมอดูเลตที่มันสามารถขับนั้นจะมีค่าจำกัดโดยค่าเทอร์มอฟัทม์ของตัวไทรส์เตอร์และค่าการสูญเสียของอินเวอร์เตอร์อื่นเนื่องจากขนาดของอุปกรณ์ที่ใหญ่เพื่อการคอมมิวเตทแต่ละครั้ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์



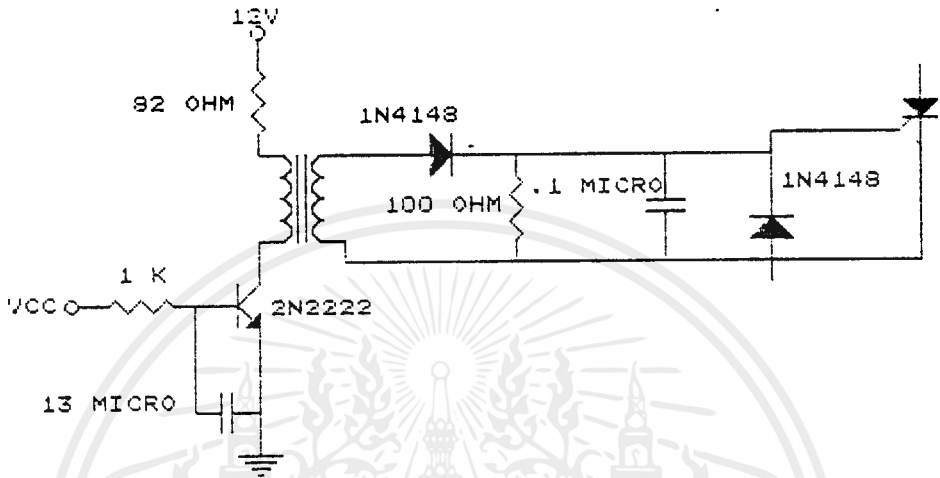
รูปที่ 5.14 แสดงสัญญาณสามเฟสพิดับลิวเอ็ม

5.2.2 วงจรจุดชนวน

ในส่วนของการสร้างสัญญาณพัลส์ความถี่สูงแล้วนำมาพร้อมกับสัญญาณจุดชนวนไทรสเตอร์ที่มาจากวงจรควบคุม (วิธีการได้กล่าวอยู่ในส่วนของการใช้ซึ่งเกิดขึ้นมาควบคุมการทำงาน) ในหัวข้อนี้จะกล่าวในส่วนของการนำสัญญาณจุดชนวนที่ได้มาทำการขยายแล้วป้อนเข้าขาเกตของไทรสเตอร์ ซึ่งจำเป็นต้องมีการแยกในส่วนของวงจรควบคุมกับส่วนของวงจรกำลังเพื่อไม่ให้กวนกันและกัน เพื่อการทำงานของไทรสเตอร์ที่ถูกต้องพร้อมๆกัน

ขนาดและระยะเวลาของพัลส์ของวงจรจุดชนวนนั้นถูกต้องด้วย อีกทั้งจะไม่เกิดสัญญาณจุดชนวนปลอมขึ้นในส่วนการจุดชนวนนี้ วงจรนี้จึงใช้หม้อแปลงเป็นสัณคัปปี้งระหว่างวงจรจุดชนวนกับไทรสเตอร์และเพื่อให้แรงดันและกระแสของเกทอยู่ในจุดการทำงานที่ถูกต้อง วงจรจุดชนวนจึงต้องทำหน้าที่ 2 อย่างที่ด้วยกันคือ

- 1> ต้องให้พัลส์แรงดันสำหรับแต่ละตัวของไทรสเตอร์ในระยะเวลาใดๆถูกต้อง
- 2> พัลส์ที่ได้โดยวงจรนั้นต้องมีกำลังพอเพียงที่ขับให้ไทรสเตอร์ทำงานทันทีโดยตัวมันมีกำลังต่ำ



รูปที่ 5.15 แสดงวงจรขยายสัญญาณจุดชนวนและไอโซเลทวงจรควบคุม และวงจรกำลัง

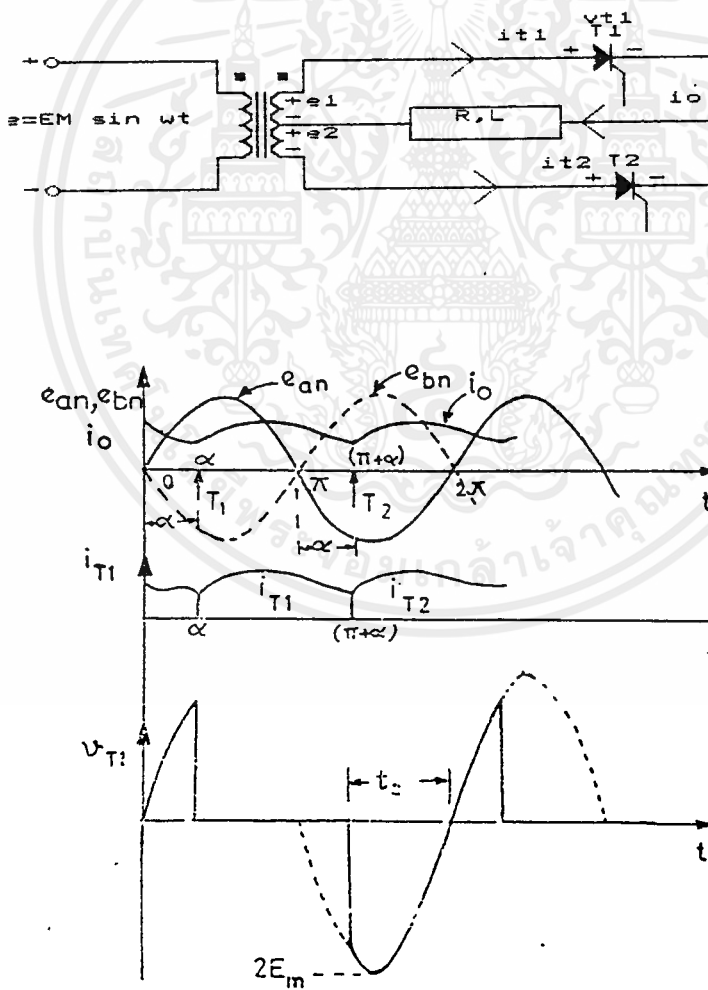
จากหน้าที่ทั้งสองประการเราจะให้พัลส์ที่ผลิตจากวงจรควบคุมผ่านพัลส์แอมพลิฟายมอดูล จากวงจรพรีอิมปัสได้ว่า เอาท์พุทของพัลส์ผ่านเข้าสู่พัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์และวงจรเดมพ์ปิ้งก่อนที่จะนำไป เข้าขาเอกของไทรซิสเตอร์ ซึ่งสัญญาณที่จะไปยังไทรซิสเตอร์จะผ่านทางสายที่มีการกันการรบกวนแล้ว (shielded cable) ซึ่งในส่วนของการทรานซิสเตอร์ 2N2222 นั้นจะทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จากวงจรควบคุมให้มีกำลังพอเพียงที่จะขับขาเอกของไทรซิสเตอร์ วงจรที่ใช้ในการทำงานในคลาสบีแอมพลิฟาย ส่วนตัวเก็บ ประจุ 13 ไมโครฟารัดนั้นจะทำหน้าที่บายพาสสัญญาณรบกวนที่ปนเข้ามา ส่วนหม้อแปลงทำหน้าที่แยกวงจรควบคุมเอกซึ่งเป็นแรงดันต่ำจากแรงดันสูงทางวงจรอาโนด และในส่วนของการวงจรเดมพ์ปิ้งจะประกอบด้วยไดโอดที่ต่ออนุกรมเอกจะป้องกันกระแสย้อนกลับที่ไหลมาจากเอกในขณะที่ไทรซิสเตอร์ทำงาน ไดโอดที่ต่อคล่อมจะยับยั้งแรงดันที่ย้อนกลับเข้าสู่เอกถ้าแรงดันที่ได้มีขนาดใหญ่เกินไป โดยไดโอดทั้งคู่ควรเป็น ชนิดฟอสฟอรัสโพลีเมอร์รี่ ในส่วนของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุจะเป็นวงจรกรองสัญญาณรบกวนแก่ไทรซิสเตอร์



5.2.3 วงจรคอมมิวเตเตอร์สำหรับอินเวอร์เตอร์

เกทของไทรสเตอร์หลังจากทำการจุดชนวนไทรสเตอร์จะไม่สามารถนำมาใช้ควบคุมการนำของไทรสเตอร์ได้อีก ไทรสเตอร์สามารถกลับมาอยู่ในโหมดบล็อกได้อีกก็โดยการลดกระแสฟอร์วาร์ดให้ต่ำกว่าระดับกระแสโฮลด์ลิ่งหรือโดยการจ่ายรีเวอร์โวลต์ที่แรงพอเพื่อตัดคอมมิวเตเตอร์ เราอาจแบ่งวิธีการคอมมิวเตเตอร์ไทรสเตอร์โดยกว้างๆดังนี้

5.2.3.1 การคอมมิวเตเตอร์ด้วยลายนโวลต์เตจเมื่อวงจรไทรสเตอร์ทำงานด้วยแหล่งจ่ายไฟสลับ การกลับขั้วโดยลายนโวลต์เตจที่นิวทรอนสามารถนำมาคอมมิวเตเตอร์ไทรสเตอร์ รูปที่ 5.16 แสดงวงจรเร็คติฟายนิ่งเฟส



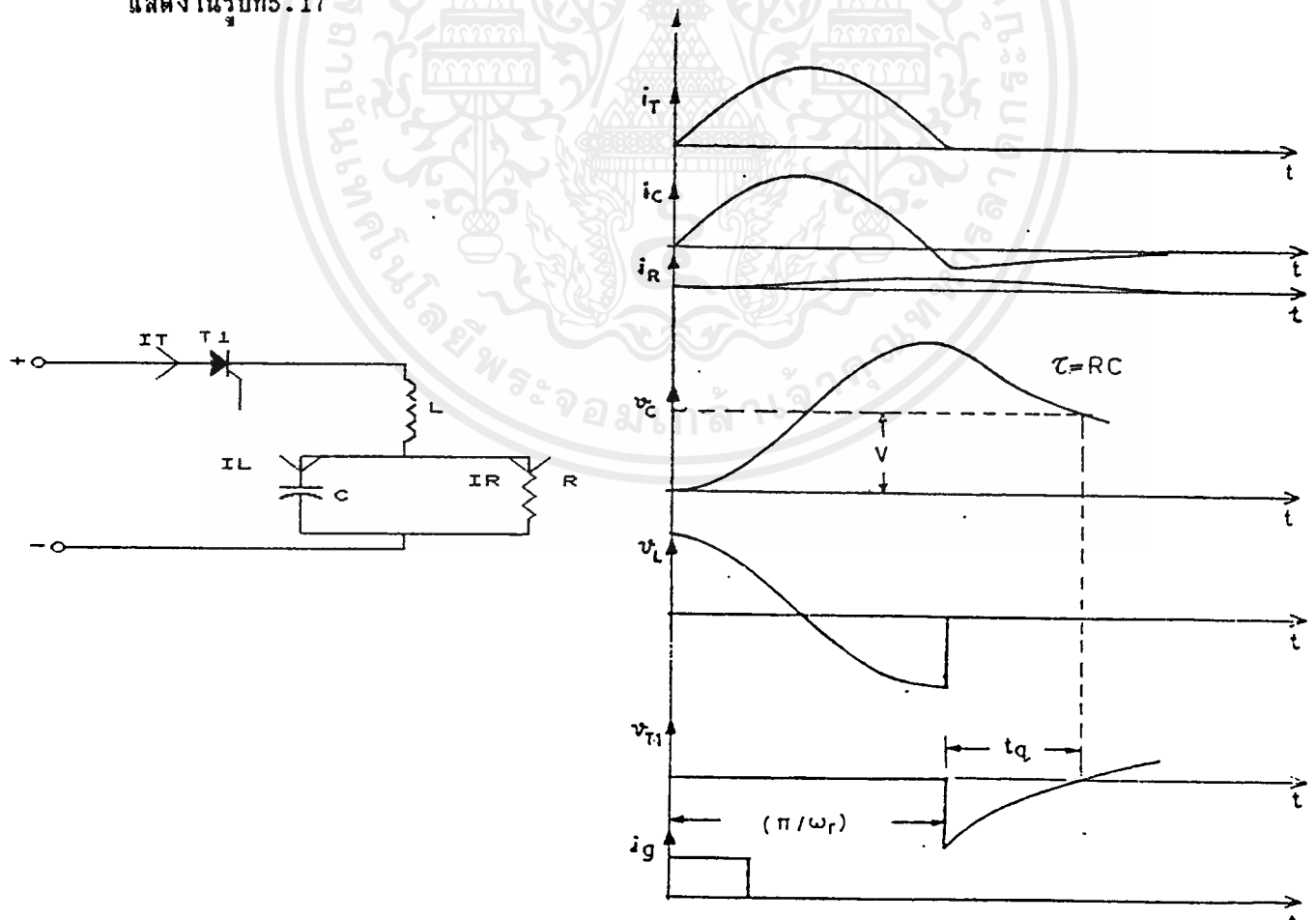


เมื่อไทรสเตอร์ T_1 และ T_2 ถูกจุดชนวนในครึ่งไซเคิลบวกและลบของชีพพลาย e ตามลำดับ มุมที่ไทรสเตอร์แต่ละตัวถูกจุดชนวนนั้นจะอ้างที่แรงดันศูนย์ของแต่ละครึ่งไซเคิลซึ่งอาจเป็นมุมจุดชนวนของตัวถัดไปหรืออาจห่างมุมเป็น α สำหรับทริกของตัวถัดไป ซึ่งมุมจุดชนวน α นี้ควบคุมได้ตั้งแต่ 0-180 องศา โดยการทำงานของวงจรจะเป็นคอนโทรลเร็คติฟายสำหรับมุมจุดชนวนตั้งแต่ 0-90 องศาและเป็นคอนโทรลอินเวอร์เตอร์สำหรับมุมจุดชนวนตั้งแต่ 90-180 องศา สำหรับเทอร้อฟโถม์ของวงจรนี้ในกรณีของ T_1 สำหรับมุมจุดชนวน α จะได้ว่า

$$t_c = (\pi - \alpha) / \omega$$

ซึ่งเทอร้อฟโถม์ของไทรสเตอร์ควรน้อยกว่าเทอร้อฟโถม์ของวงจร

5.2.3.2 การคอมมิวเตตด้วยโหลด สำหรับการใช้อยู่โหลดคอมมิวเตตนั้นเหมาะสำหรับนำไทรสเตอร์มาใช้กับแหล่งจ่ายไฟตรง โดยเราจะเลือกวงจรโหลดที่สามารถทำให้กระแสที่ผ่านตัวไทรสเตอร์ลดลงสู่ศูนย์ได้ ดังแสดงในรูปที่ 5.17



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในหน่วยงานเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 5.17 การคอมมิวเตตแบบโหลดคอมมิวเตต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

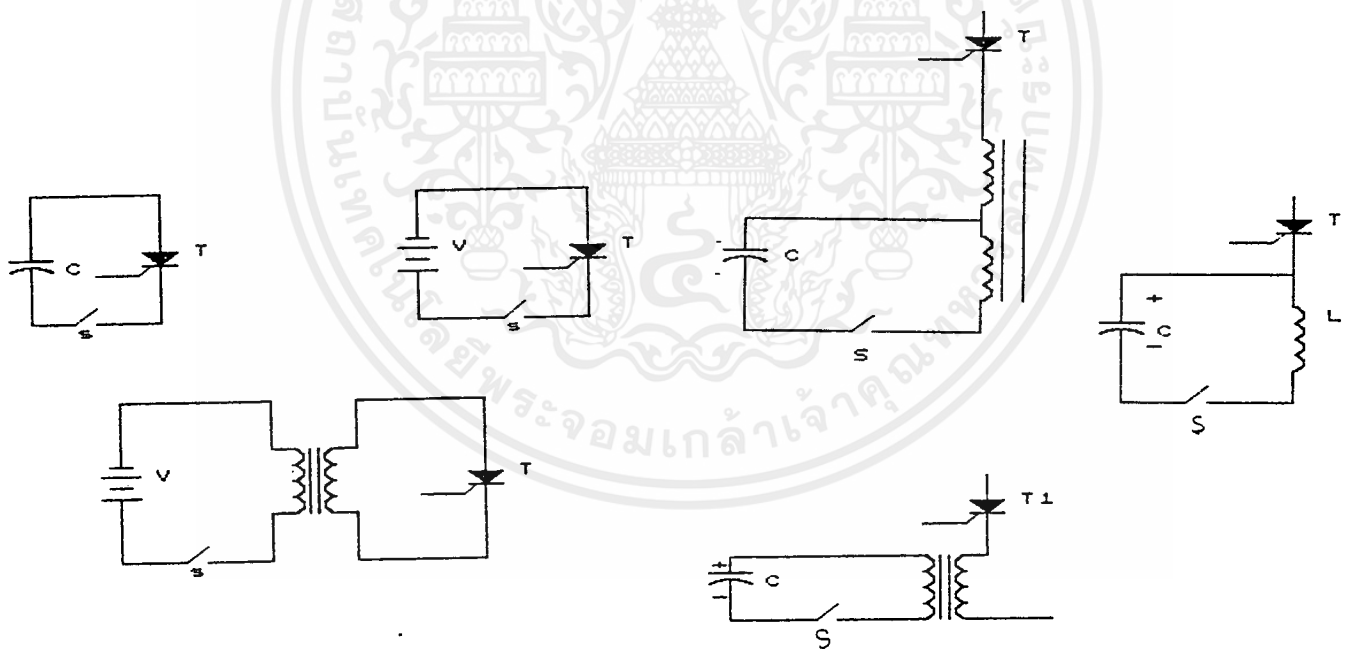


โดยที่ตัว L, C และ R เราจะเลือกเพื่อให้มีคุณลักษณะอันเดอร์แดมป์ สำหรับวงจรนี้ค่า R จะมีค่าสูง การทำงานก็คือเมื่อแรงดันที่ตกคล่อมตัวเก็บประจุสูงกว่าแหล่งจ่ายแรงดันกระแสไหลจะตกลงสู่ศูนย์ ดังนั้นในการที่จุดชนวนให้ไทรสเตอร์ทำงานต้องให้ตัวเก็บประจุคายประจุก่อน

ดังนั้นในการใช้งานสำหรับกระแสไหลที่ต่อเนื่อง พิกัดของอุปกรณ์ต้องสูงตามหากที่ทำงานความถี่ต่ำขนาดของอุปกรณ์คอมมิวเตทก็จะใหญ่ตาม

5.2.3.3 การคอมมิวเตทเชิงบังคับสำหรับการคอมมิวเตทกรณีนี้เราจะใช้ L และ C จากภายนอกที่ไม่ต้องมีกระแสไหลไหลผ่านอย่างต่อเนื่อง การคอมมิวเตทนี้อาจเป็นช่วงทรานเซียนต์คาบสั้น ฉะนั้นเทอร์ออฟไทม์ของการคอมมิวเตทเชิงบังคับจะมีค่าน้อยกว่าการคอมมิวเตทวิธีอื่น โดยการคอมมิวเตทนี้จ่ายเป็นพัลส์ของแรงดันสูงหรือโดยจ่ายพัลส์กระแสในทิศทางรีเวอร์ที่มีค่าสูงกว่ากระแสไหล อาจแบ่งได้เป็น

5.2.3.3.1 การคอมมิวเตทด้วยแรงดัน รูปที่ 5.18 แสดงวิธีต่างๆในการจ่ายรีเวอร์โวลต์เตจในลักษณะชนวนกับไทรสเตอร์



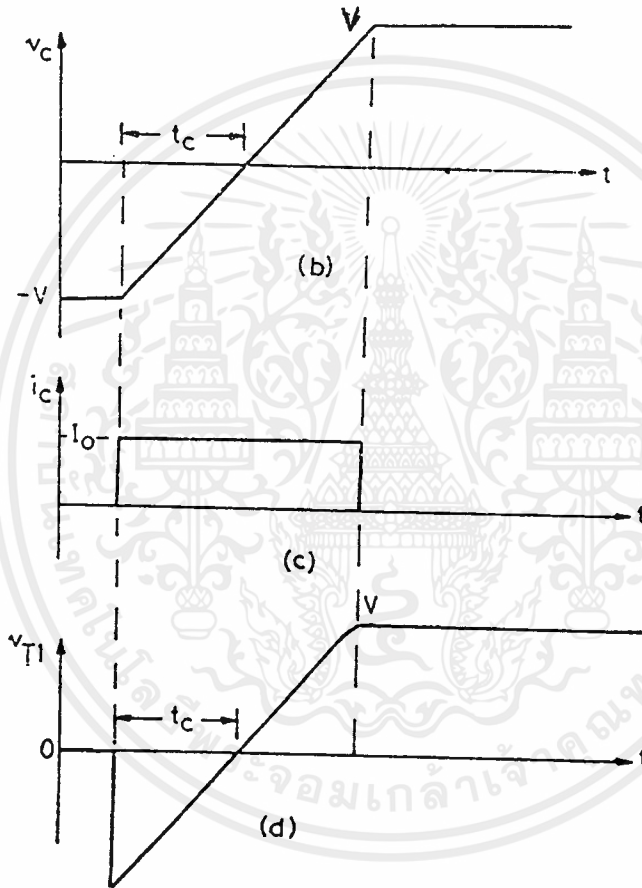
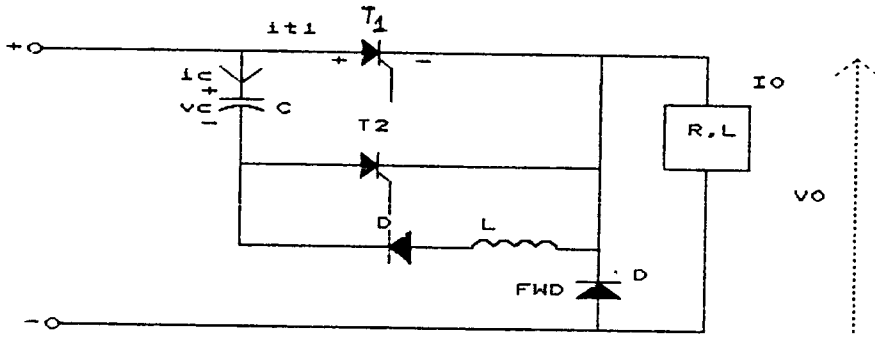
รูปที่ 5.18 การใช้พัลส์โวลต์เตจคอมมิวเตทไทรสเตอร์แบบชนวนและอนุกรม

แรงดันนี้ถูกต่อคล่อมโดยตรงหรือผ่านหม้อแปลง ซึ่งอาจแยกได้อีก 2 วิธีคือ เราจะใช้ไทรสเตอร์ช่วย (Auxiliary thyristor) ช่วยในการออฟไทรสเตอร์หลักดังรูปที่ 5.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์



รูปที่ 5.19 การคอมมิวเตตโดยใช้ไดโอดซิลารี่ไทรสเตอร์

เราจะใช้ไทรสเตอร์ช่วยนำเอาตัวเก็บประจุซึ่งได้รับการอัดประจุมาต่อชานกับไทรสเตอร์หลัก เมื่อเราต้องการหยุดการทำงานของไทรสเตอร์หลัก ดังนั้นค่าแรงดันรีเวอร์สที่มีพัลส์ขนาดใหญ่ที่ได้มาจากตัวเก็บประจุมาคล่อมตัวไทรสเตอร์หลัก ซึ่งคาบเวลาการเทอร้อฟไทม์นี้สามารถกำหนดได้จากค่าของตัวเก็บประจุกับค่าแรงดันต่อด้วยขนาดของกระแสไหล ดังสมการ

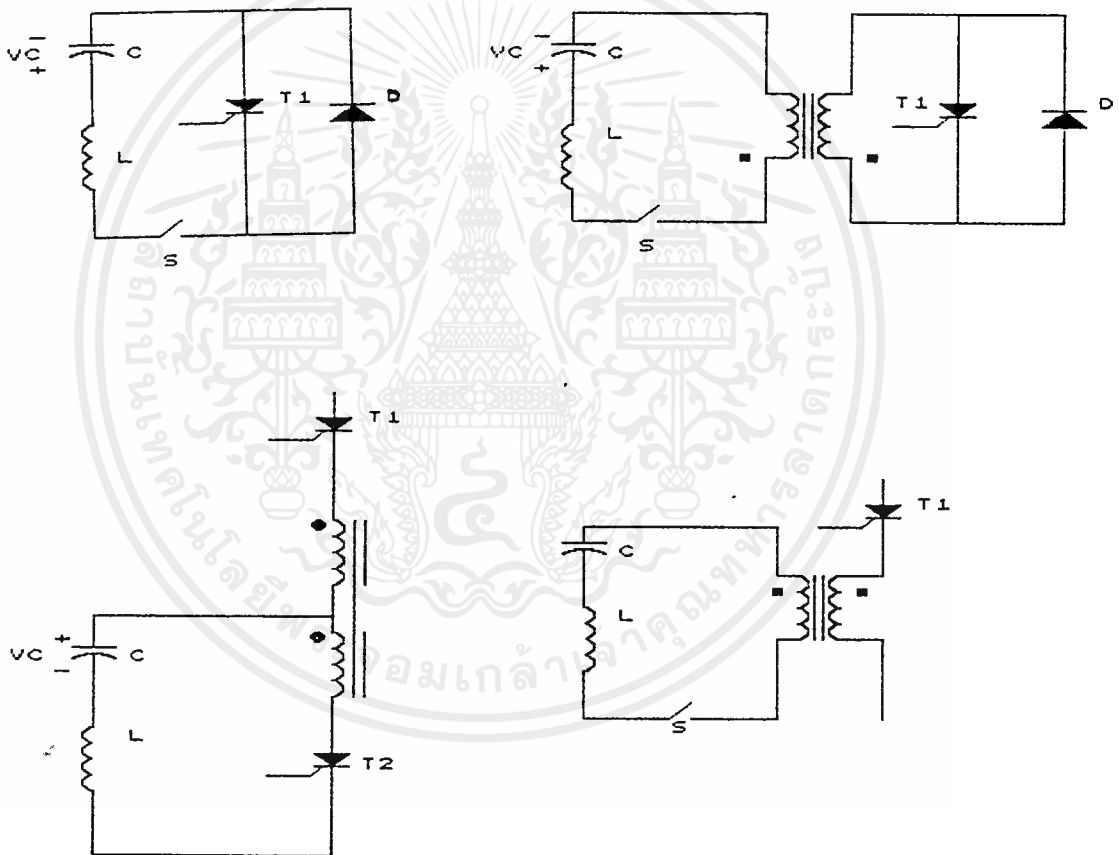
$$t_c = CV/I$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
วิธีเรืยกว่าการคอมมิวเตตด้วยแรงดันแบบไดโอดซิลารี่
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดเบ่งเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เมื่อต้องการให้ T_1 หยุดทำงาน T_2 จะต้องทำงาน กระแสไหลที่ไหลผ่าน T_1 จะไหลผ่านทาง L_2 ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุ V_{C_2} จะปรากฏมาคล่อมที่ L_2 ซึ่งจะเท่ากับค่าแรงดันเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นที่ L_1 ดังนั้นแรงดันขนาดเท่ากับ $-2V$ จะคล่อม T_1 ทำให้มันหยุดทำงาน ไดโอด D_1 และ D_2 จะยับยั้งแรงดันที่จะคล่อม L_1 และ L_2 ในทิศทางที่เป็นลบ ซึ่งวงจรนี้เรารู้จักกันว่าวงจรแม็คเมอร์เรย์-เบ็คฟอร์ด

5.2.3.3.2 การคอมมิวเตตด้วยกระแส รูปที่ 5.21 และรูปที่ 5.22 จะแสดงวิธีการใช้พัลส์ของกระแสในลักษณะขนานและอนุกรมกับไทรซิสเตอร์



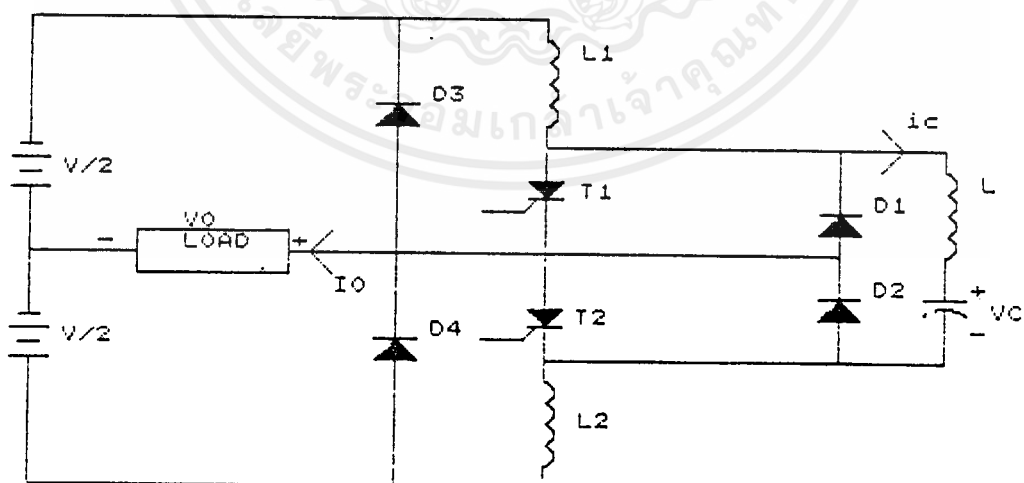
รูปที่ 5.21 การคอมมิวเตตด้วยกระแสพัลส์แบบขนาน
รูปที่ 5.22 การคอมมิวเตตด้วยกระแสพัลส์แบบอนุกรม



ซึ่งการคอมมิวเตทวิชันนี้ เราจะใช้กระแสพัลส์ที่ผลิตจากวงจรรีโซแนนซ์ $L-C$ ที่ต่อคัปเปิลกันมาต่อเข้าโดยตรง หรือผ่านหม้อแปลงดังรูป 5.21 และ 5.22 และเช่นเดียวกับการคอมมิวเตทด้วยแรงดันการคอมมิวเตท ด้วยกระแสก็แบ่งได้เป็นสองวิธีเช่นกันคือจากรูปที่ 5.23 เราจะสมมุติให้กระแสไหลต่อเนื่องโดยตลอด การคอมมิวเตทเริ่มต้นเมื่อเราจุดชนวนไทรสเตอร์ช่วยใหทำงาน กระแสพัลส์ของการคอมมิวเตทจะค่อยๆ เพิ่มขึ้นเป็นรูปซายน์ เมื่อกระแส i_c มีค่าเท่ากับกระแสโหลด I_o ทำให้กระแสรวมที่ไหลผ่านตัวไทรสเตอร์ T_1 มีค่าเป็นศูนย์ T_1 ถูกทำให้คอมมิวเตท พัลส์การคอมมิวเตทคงดำเนินต่อไปแต่จะผ่านส่วนของ D_1 แทน แรงดันฟอร์เวิร์ดของ D_1 จะทำให้เกิดรีเวอร์สไบอัสแก่ไทรสเตอร์ T_1 อีกด้วย

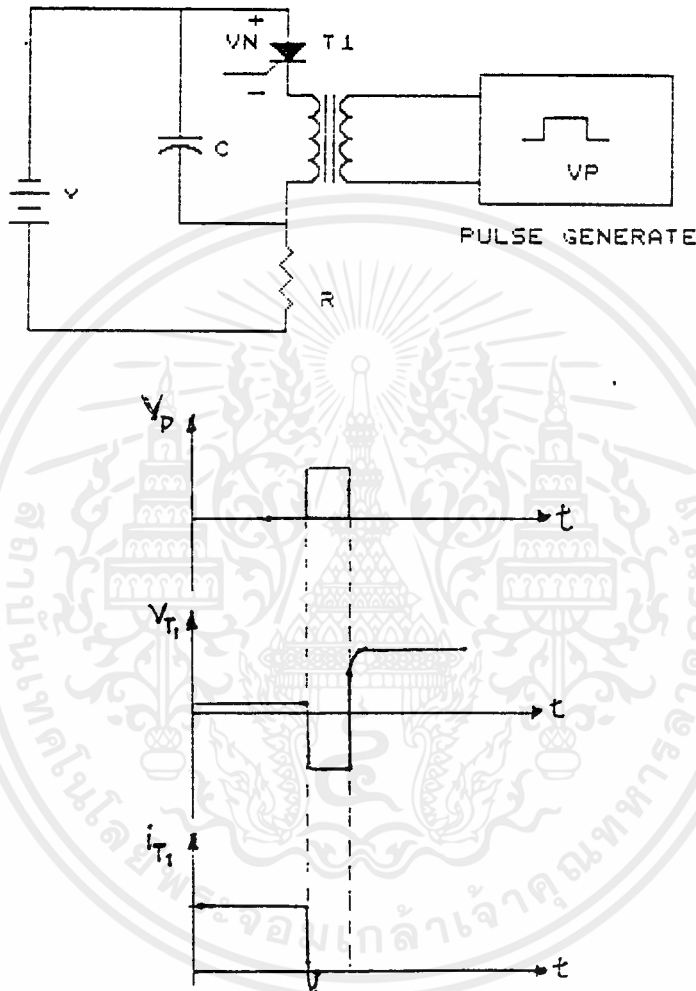
การคอมมิวเตทดำเนินต่อไปจนถึงค่าสูงสุดและลดลงเมื่อกระแสพัลส์มีค่าเท่ากับกระแสโหลดอีกครั้ง D_1 จะอยู่สภาวะบล็อก ตัวเก็บประจุจะเริ่มเก็บประจุ (charge up) เพิ่มขึ้นจนเท่ากับแหล่งจ่ายไฟตรง ไดโอด D_2 จะทำงานด้วยกระแสของตัวเก็บประจุที่ผ่าน D_2 จะเพิ่มขึ้นจนตัวเก็บประจุโอเวอร์ชาร์จกระแสที่ไหลผ่าน D_2 จึงเป็นอันสิ้นสุด

วิธีที่เราจะรู้จักกันในนามวิธีการคอมมิวเตทแบบแม็คเมอร์เรย์หรือแบบอ็อกซีลารี วิธีที่สองก็คือการคอมมิวเตทแบบคอมพลีเมนทารี รูปที่ 5.23 แสดงวงจรนี้โดย L_1 และ L_2 จะเป็นแชนกทูเรทแบลรีแอ็คเตอร์โดยถูกออกแบบให้อิ่มตัว (saturate) เมื่อตัวมันรับกระแสโหลด วงจรคอมมิวเตทแบบนี้สามารถลดพลังงานแตรป





5.2.3.4 การคอมมิวเตตด้วยพัลส์จากภายนอก รูปที่ 5.24 แสดงวิธีการคอมมิวเตต



รูปที่ 5.24 แสดงวงจรคอมมิวเตตโดยพัลส์จากภายนอก

เป็นการให้แรงดันรีเวอร์สแก่ไทรสเตอร์ตัวที่กำลังนำกระแสอยู่ จะเห็นว่าวงจรต่างจากวงจรคอมมิวเตตด้วยแรงดัน โดยแรงดันนี้จะผ่านพัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ ซึ่งพัลส์แรงดันที่ได้จากตัวกำเนิดพัลส์ป้อนสู่ขดปฐมภูมิและเหนี่ยวนำสู่ขดทุติยภูมิเป็นแรงดันรีเวอร์สแก่ T_1 เพื่อหยุดการทำงาน

5.2.4 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CCIC (Complementary Current Impluse Commutation)

อิมพัลส์คอมมิวเตตอินเวอร์เตอร์นำไปใช้อย่างมากในการใช้งานที่คงความถี่ได้เป็นอย่างดี เช่น ยูนิฟิเอส (uninterruptable power system) หรือในความถี่แปลงได้ในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ ซึ่งก็มีวงจรแบบต่างที่สามารถจะนำไปใช้งานด้านเหล่านี้ อย่างไรก็ตามก็ดังวงจรทั้งหมดสามารถแบ่งออกเป็นสองกลุ่มได้อย่างกว้างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



1) การคอมมิวเตทแบบคอมพลีเมนท์ารี (คอมมิวเตทด้วยแรงดัน)

2) การคอมมิวเตทแบบอ็อกซิลลารี (คอมมิวเตทด้วยกระแส)

อินเวอร์เตอร์ควรจัดให้มีองค์ประกอบต่างๆ เหล่านี้เหมาะสมที่สุด ดังนี้

โดยวงจรทั้งสองต่างก็มีคุณลักษณะต่างกันคือจำนวนของอุปกรณ์การสวิตช์, พลังงานที่แปรปในอุปกรณ์สำหรับการคอมมิวเตท, ความง่ายของวงจรในการทำงาน, ยานความถี่, กระแสรีปเปิ้ลและอื่นๆ

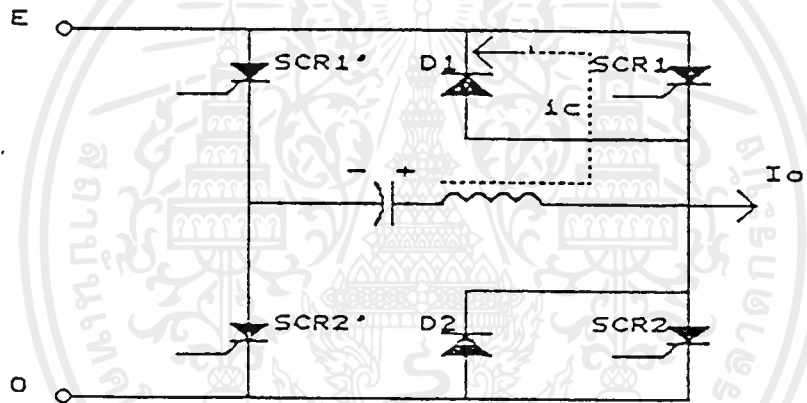
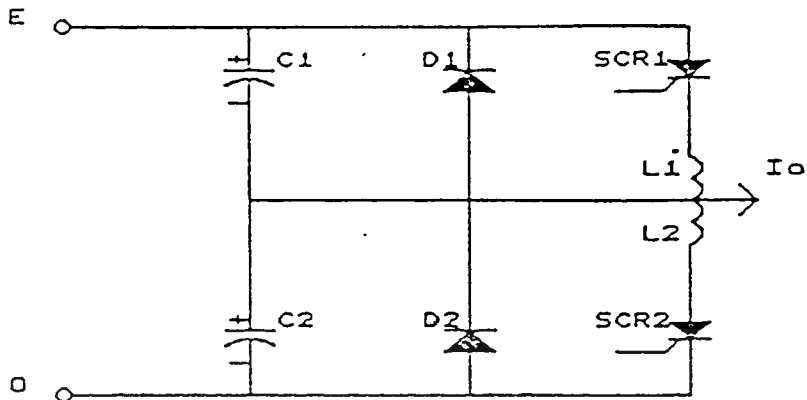
จึงควรจัดให้อินเวอร์เตอร์มีองค์ประกอบต่างๆ เหล่านี้เหมาะสมที่สุด พีดับบิวเอ็มนิสมใช้กับสแต็คอินเวอร์เตอร์มากต่อการควบคุมขนาดและค่าของฮาร์โมนิกส์ที่รวมอยู่ในแรงดันเอาต์พุท

พีดับบิวเอ็มต้องใช้จำนวนครั้งการคอมมิวเตทไทรสเตอร์ต่อหนึ่งไซเคิลมากครั้งถ้าจำนวนการคอมมิวเตทที่สูงการสูญเสียก็จะเพิ่มส่งผลให้ประสิทธิภาพต่ำลง เพราะฉะนั้นหนทางเลือกวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับการใช้งานสำหรับพีดับบิวเอ็มจะมีพื้นฐานอยู่บนประสิทธิภาพของวงจรคอมมิวเตท, จำนวนของอุปกรณ์สวิตช์และความง่ายในการทำงานของวงจร

วงจรอินเวอร์เตอร์ใช้อย่างทั่วไปมากที่สุดคือวงจรแม็คเมอร์เรย์-เบ็คฟอร์ดและวงจรแม็คเมอร์เรย์ดังรูปที่ 5.25 จะเห็นว่าวงจรแม็คเมอร์เรย์-เบ็คฟอร์ดใช้อุปกรณ์สวิตช์ซึ่งจำนวนน้อยที่สุดและทำงานง่าย วิธีการคอมมิวเตทแบบคอมพลีเมนท์ารี (หรือการคอมมิวเตทด้วยแรงดัน) ไทรสเตอร์ถูกจุดชนวนโดยตรงและง่ายต่อการจุดชนวนเมื่อไทรสเตอร์ทำงานมันจะคอมมิวเตทอีกตัวหนึ่งให้หยุดทำงาน แต่กระนั้นอินเวอร์เตอร์แบบนี้จะมีพลังงานที่สูญเสียไปมาก ดังนั้นประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์แบบนี้จึงต่ำ

ประสิทธิภาพสามารถปรับปรุงได้โดยการคืนพลังงานที่ป้อนใช้ในการคอมมิวเตทของอินดักเตอร์โดยใช้หม้อแปลงคืนพลังงาน (energy recovery transformer) โดยทั้งสองส่วนครึ่งบนและล่างของคอมมิวเตทอินดักเตอร์มีการคัปปลิงที่แน่นอนจะบังคับ di/dt ตอนเทอร์มินัลของไทรสเตอร์ตัวก่อนมีขนาดใหญ่หากค่าลี้เกจในอินดักเตอร์ของการคอมมิวเตทจะลดช่วง di/dt นี้ แต่ผลที่ยุงยากที่สุดคือเทอร์มินัลของวงจรและยังมีอุปสรรคอื่นอย่างเช่นกระแสฮาร์มอนิกส์คอมมิวเตทได้จากแหล่งจ่ายไฟตรงต้องมีขนาดมากจึงเป็นสิ่งที่บังคับให้ตัวเก็บประจุที่กรอง (filter) มีขนาดใหญ่ตาม ในส่วนของวงจรแม็คเมอร์เรย์ค่อนข้างมีประสิทธิภาพสูงและใช้กันอย่างแพร่หลายกับสัญญาณพีดับบิวเอ็มส่วนพลังงานที่ป้อนมีค่าต่ำที่เดียวและระหว่างการคอมมิวเตทตัวเก็บประจุคายพลังงานไปเก็บในตัวเหนี่ยวนำหรืออินดักเตอร์และกลับเข้าสู่ตัวเก็บประจุโดยการอัดประจุในทิศทางตรงข้าม การสูญเสียในวงจรโดยหลักแล้วมาจากสแต็คไทรสแต็คในวงจรและเป็นขนาดที่ค่าที่เดียวอีกทั้งไทรสเตอร์เทอร์มินัล di/dt ก็ต่ำช่วงเวลาในการคอมมิวเตทรวมแล้วสั้นกว่าและส่วนประกอบการคอมมิวเตทอย่าง L และ C มีค่าน้อยกว่าอินเวอร์เตอร์แบบแม็คเมอร์เรย์-เบ็คฟอร์ด หากการคอมมิวเตทแบบอ็อกซิลลารี (หรือกระแสคอมมิวเตท) ใช้อุปกรณ์เป็นจำนวนมากและการทำงานของวงจรยุ่งยากซับซ้อน

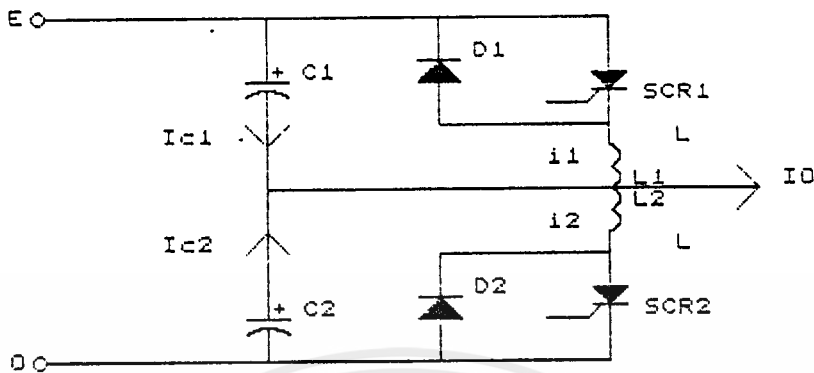
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.25 แสดงวงจรแมครเมอร์เรย์และแมคเมอร์เรย์เบ็คฟอร์ด

วงจรอินเวอร์เตอร์ที่พิจารณาจึงรวมเอาข้อดีของการคอมมิวเตททั้งแบบอ็อกซิลารี่และคอมพลีเมนทารีเข้าไว้ ในส่วนการทำงานของอินเวอร์เตอร์จะได้อธิบายต่อไปและเสนอต่อด้วยการหาค่าองค์ประกอบต่างๆสำหรับการคอมมิวเตทที่เหมาะสม

วงจรแบบนี้แสดงดังรูปที่ 5.26



รูปที่ 5.26 วงจร CCIC

ดูแล้วอาจคล้ายกับวงจรแม็คเมอร์เรย์-เบ็คฟอร์ด เว้นแต่การต่อไดโอด D_1 และ D_2 ไดโอดเหล่านี้จะทำงานในขณะที่ทำการคอมมิวเตทและนำกระแสในส่วนวงจรแอ็คทีฟโวลต์ที่ตัวเหนี่ยวนำอาจเห็นว่ามี αL ปรากฏอยู่ซึ่งก็คือค่ารั่วไหล (leakage) ในการคัปปลิงกันระหว่างเซ็นเตอร์แทปของตัวเหนี่ยวนำในการคอมมิวเตททั้งสองส่วน

การทำงานของวงจรนี้สามารถอธิบายได้ดังนี้สมมติให้ TH_1 กำลังทำงานด้วยกระแสโวลต์ I_u ตัวเก็บประจุ C_2 อัดประจุเท่ากับแหล่งจ่าย E โดยชั่วขณะเป็นชั่ววอกแรงดันที่คล่อม C_2 เป็นศูนย์

ถ้าเราจะคอมมิวเตท TH_1 ให้ TH_2 ทำงานดังนั้น C_2 จะต่อคล่อม L_2 และปลายบนของ L_1 ได้รับความต่างศักย์จากแหล่งจ่าย E แต่ D_1 จะยับยั้งการขึ้นของโวลต์ที่ L_2 ซึ่งมีแรงดันตกคล่อมจาก C_2 และส่วนขดลวดที่ยูกก็จะเป็น L_1 ซึ่งมีโวลต์เป็น C_2 ดังนั้นกระแสที่ออสซิลเลเตอร์ใน L_2 โดยการคายประจุจาก C_2 จะเหนี่ยวนำแบบเดียวกันกับกระแสที่เกิดขึ้นใน L_1 หากมีทิศทางตรงกันข้ามกับการไหลของ TH_1 ดังนั้นผลรวมลัพท์ของกระแสใน TH_1 จะเป็นอัตราของการเพิ่มขึ้นของกระแสสัมผัส ซึ่งคาบเวลาของกระแสสัมผัสชาสนี้ขึ้นกับตัวเก็บประจุคอมมิวเตท C_1 และ C_2 กับตัวเหนี่ยวนำลี้ด αL กระแสในไทรสโตร์ TH_1 จะกลายเป็นศูนย์เมื่อกระแสออสซิลเลทมีค่าเท่ากับกระแสโวลต์ในทันทีแทนโดย t_1 ดังรูปที่ 5.27 กระแสสัมผัสยังคงเพิ่มค่าขึ้นเกินกระแสโวลต์จนถึงค่าสูงสุดของมันและจากนั้นจะลดลง กระแสสัมผัสที่เกินค่ากระแสโวลต์มาก ๆ นี้จะไหลผ่านไดโอด D_1 ดังนั้นจะทำให้ TH_1 ถูกรีเวอร์สไบอัส ในระหว่างการนำของไดโอด D_1 นี้ก็คือเวลาเทอร์ออฟไทม์และการออกแบบควรที่จะเพื่อเทอร์ออฟไทม์ในการรีเซ็ตตัวสวิตช์ที่เร็วที่สุดด้วย เทอร์ออฟไทม์สิ้นสุดเมื่อกระแสผ่าน D_1 กลายเป็นศูนย์ ยังมีองค์ประกอบของกระแสส่วนที่สองที่ลดขอบเขตบางส่วนของเทอร์ออฟไทม์ เมื่อการคอมมิวเตทเริ่มขึ้นแรงดันไฟตรงที่มาคล่อม L_1 และ L_2 ในลักษณะอนุกรมเพราะว่า TH_2 และ TH_1/D_1 ทำงานผลของกระแสแม็คเนไดซ์จะเกิดขึ้นภายในขด (choke) ดังภาพที่ 5.27

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

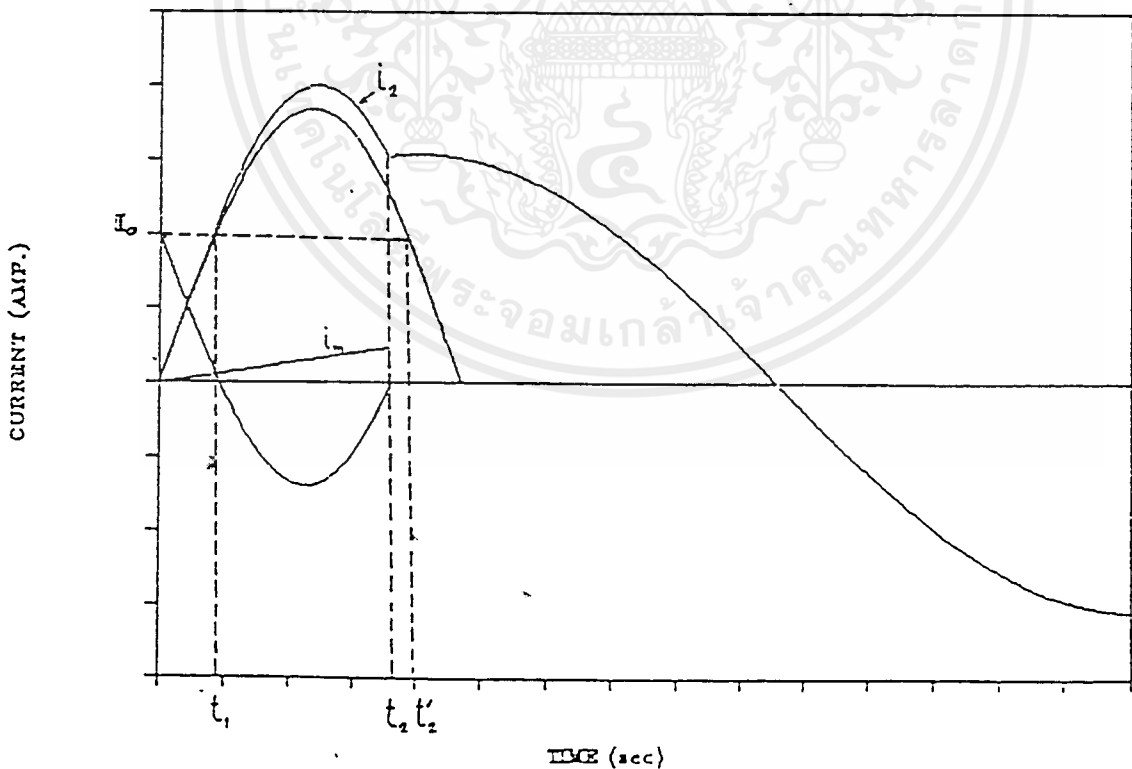
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เพราะฉะนั้นขณะที่ทำการคอมมิวเตทกระแสใน L_2 คือผลรวมของกระแสอิมพัลซ์และ i_m ผลของกระแสจะลดเวลาเทอร์ออฟไทม์ของวงจรดังรูปที่ 5.27 แทนใหม่ด้วย t_2' ซึ่งเป็นกระแสออสซิลเลทที่มีค่าเท่ากับกระแสไหล

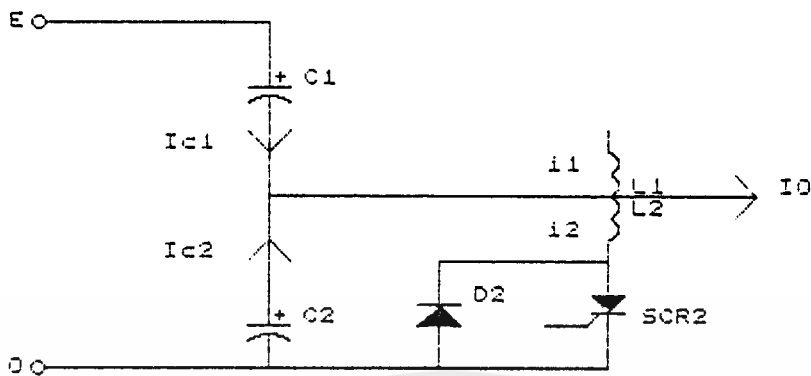
เพราะฉะนั้น $t_2' - t_1$ คือเวลาเทอร์ออฟไทม์อูคมคติ อย่างไรก็ตาม t_2 เป็นส่วนจริงที่ i_1 กลายเป็นศูนย์และเมื่อ D_1 หยุดทำงานดังนั้น $t_2 - t_1$ คือเวลาเทอร์ออฟไทม์ที่แท้จริง
พลังงานแตรป (trapped energy) จากรูปที่ 5.27 ที่ t_2 กระแสใน L_2 กลายเป็นศูนย์และทั้ง TH_1 และ D_1 ต่างก็จะหยุดทำงาน วงจรคอมมิวเตทขณะนี้ประกอบไปด้วยวงจร LC กับเงื่อนไขเริ่มต้นของแรงดันจากตัวเก็บประจุและกระแสของตัวเหนี่ยวนำ กระแสใน L_2 ขณะนี้คือ $I_o + 2I_m$ และแสดงรูปวงจรขณะนี้ดังรูปที่ 5.27 พลังงานที่ถูกแตรปไว้ใน L_2 เขียนเป็นสมการได้ดังนี้ $L(I_o + 2I_m)^2 / 2$ จะออสซิลเลทครั้งที่สองโดย $C_1 - C_2 - L_2$ - แหล่งจ่ายจนกระทั่งพลังงานทุกอย่างสูญหายในการสูญเสียของวงจร การออสซิลเลทของ i_2 แสดงดังภาพที่ 5.28

CURRENT WAVEFORM IN CCIC.



รูปที่ 5.27 แสดงรูปคลื่นกระแสระหว่างการคอมมิวเตทของ CCIC

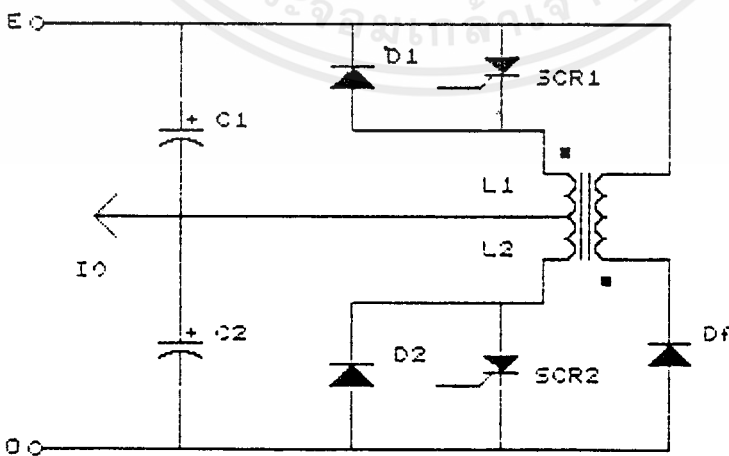
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.28 แสดงวงจรแตรปพลังงาน

ในการปรับปรุงประสิทธิภาพพลังงานที่ป้อนกลับอาจมาโดยการใช้ขดลวดป้อนกลับตรงขดคอมมิวเตเตอร์และตัวขดป้อนกลับนี้เข้าสู่แหล่งจ่ายไฟตรงดังรูปที่ 5.29 โดยไดโอด D_1 รับฟอว์วาร์ดไบอัส

เมื่อแรงดันคล่อม L_2 มีค่าเป็น nE ดังนั้นกระแสเริ่มต้นใน L_2 จะส่งผ่านสวิตช์ป้อนกลับ ด้วยวิธีนี้แรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้า (mmf) ยังคงสมดุลย์ผลสุดท้าย mmf ในตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเป็นศูนย์ตามอัตราที่กำหนดโดยค่าของ n , E , และ L_1 ($L_2 = L$) รูปคลื่นกระแสผ่าน L_2 และ TH_2 ในช่วงหลังการคอมมิวเตชันกับวิธีการจัดการส่งถ่ายพลังงานที่ถูกต้อง

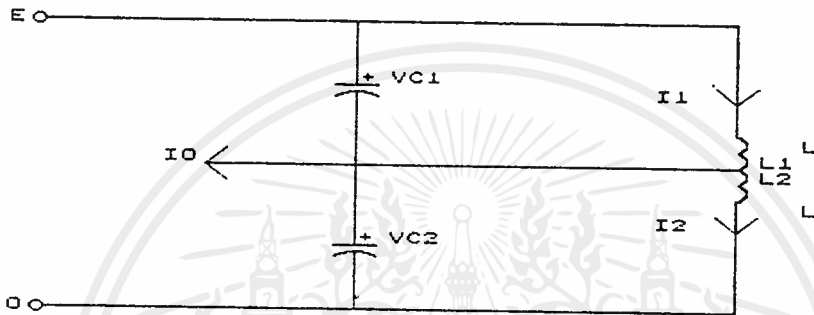




คณะวิศวกรรมศาสตร์

การวิเคราะห์ช่วงต่างๆในการคอมมิวเตท

แบ่งออกเป็นสามช่วง



รูปที่ 5.30 แสดงวงจรสมมูลในช่วงที่ 1

ช่วงที่ 1 วงจรช่วงที่ 1 แสดงรูปที่ 30 กำหนด TH_1 นำกระแส ช่วงนี้จะเริ่มทำงานเมื่อ TH_2 เริ่มทำงานโดยมีเงื่อนไขเริ่มต้นคือ $i_1(0) = I_O$, $i_2(0) = 0$, $V_{C2} = E$, $V_{C1} = 0$ ที่เวลา $t = 0$

$$(1/2C) \frac{di_2(t)}{dt} + 2\alpha L \frac{di_2(t)}{dt} = E/2$$

ทำการแปลงสมการโดยใช่วิธีลาปลาซ

$$[i_2(s)/2Cs] + 2\alpha L s i_2(s) = E/2s$$

$$i_2(s) = EC/(1 + 4\alpha L C s^2)$$

ให้ $\omega_o^2 = 1/4\alpha L C$ จะได้

$$i_2(s) = EC \omega_o^2 \left(\frac{1}{\omega_o^2 + s^2} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้แก้ไขใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_2(t) = \frac{E}{2} \sqrt{\frac{C}{\alpha L}} \sin(\omega_o t)$$



คณะวิศวกรรมศาสตร์

แต่เมื่อเริ่มการคอมมิวเตทจะเกิดกระแสแม่คเนดซ์ขึ้นดังนี้

$$i_2(t) = \frac{E}{2} \sqrt{\frac{C}{\alpha L}} \sin(\omega_0 t) + i_m \quad (1)$$

โดยที่ $i_m = \frac{Et}{(4L+2\alpha L)}$

และเมื่ออินดัคเตอร์มีการคัปปีงกันอย่างสมบูรณ์แล้ว จะได้

$$i_1(t) = (I_0 - \frac{E}{2} \sqrt{\frac{C}{\alpha L}} \sin(\omega_0 t) + i_m \quad (2)$$

ช่วงที่1 จะสิ้นสุดเมื่อกระแส i_1 ที่ไหลผ่าน TH_1 เท่ากับศูนย์หลังจากนั้นกระแสเริ่มเป็นลบและไดโอด D_1 จะเริ่มนำกระแส ซึ่งช่วงที่2 เริ่มจากที่ t_1

$$t_1 = \frac{1}{\omega_0} \sin^{-1} \left(\frac{I_0}{(E/2) \sqrt{(C/\alpha L)}} \right)$$

(3)

กำหนดให้ $x = \frac{(E/2) \sqrt{(C/\alpha L)}}{I_0}$

ดังนั้น

$$t_1 = \frac{1}{\omega_0} \sin^{-1} \left(\frac{1}{x} \right) \quad (4)$$

ช่วงที่2 ในช่วงนี้โหมดการทำงานยังคงดเหมือนช่วงที่1 จนกระทั่งกระแสอิมพัลซ์กลับมามีค่าเป็นศูนย์ อีกครั้งหนึ่งจึงเป็นอันสิ้นสุดช่วงนี้ โดย TH_1 และ D_1 จะหยุดนำกระแสที่เวลา t_2 เมื่อ $i_1=0$

$$I_0 + \frac{E_e}{4L + 2\alpha L} = XI_0 \sin(\omega_0 t_2) \quad (5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

และจากสมการที่ 5 สามารถหา t_2 ที่กระแสใน D_1 เท่ากับศูนย์ได้เมื่อ D_1 หยุดนำกระแสไว้เวอร์สไบอัส ดังนั้นเทอร์ออฟไทม์ของวงจรเท่ากับ

$$t_{\infty} = t_2 - t_1$$

จากสมการที่ 1, 2 และ 5 จะได้ว่า

$$\begin{aligned} i_2(t_2) &= XI_o \cdot \sin(\omega_o t_o) + i_m(t_2) \\ &= I_o + 2I_m \end{aligned}$$

$$\text{โดยที่ } i_m = i_m(t_2) = \frac{E_{c2}}{4L + 2\alpha L}$$

และหาค่าแรงดันตัวเก็บประจุได้ดังนี้

$$\begin{aligned} V_{c1} &= \frac{E}{2} - \frac{E}{2} \cos(\omega_o t_o) \\ V_{c2} &= \frac{E}{2} + \frac{E}{2} \cos(\omega_o t_2) = E^2 \end{aligned}$$

สุดท้ายเมื่อ TH_1 และ D_1 หยุดนำกระแสที่เวลา t_2 วงจรจะเปลี่ยนโหมดการทำงาน

ช่วงที่ 3 วงจรของช่วงที่ 3 แสดงดังรูปที่ 5.3

ในช่วงนี้เรากำหนดเงื่อนไขเริ่มต้นใหม่ดังนี้ $i_2(0) = I_o + 2I_m$, $V_{c1}(0) = V_{c1}(t_2)$, $V_{c2}(0) = E_2$

กำหนดให้เวลาช่วงนี้เป็น t' ดังนั้น

$$t' = t - t_2$$

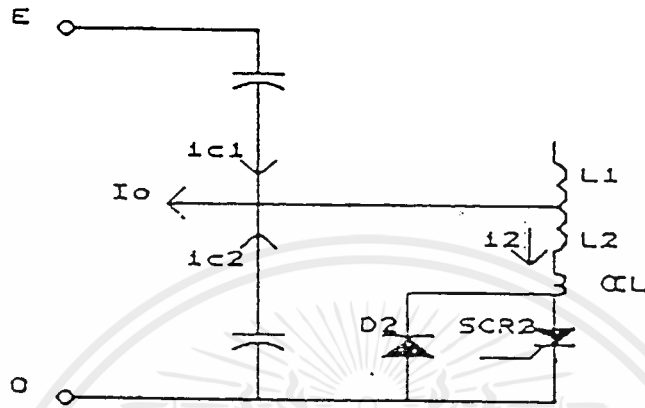
สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$\frac{1}{2C} \int i_2(t') dt' + (\alpha L + L) \frac{d i_2(t')}{dt'} = E_2'$$

ทำการแปลงลาปลาซ

$$\frac{1}{2Cs} \cdot i_2(s) + (\alpha L + L)s \cdot i_2(s) - I_2'(\alpha L + L) = \frac{E_2'}{s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ถือว่าท่านมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
จัดรูปใหม่ได้เป็น



รูปที่ 5.31 แสดงวงจรสมมูลช่วงที่ 3

$$i_e(s) = \frac{2CE_e'}{(1 + 2(\alpha L + L)Cs^2)} + \frac{2I_e'Cs(\alpha L + L)}{(1 + 2(\alpha L + L)Cs^2)}$$

เมื่อให้ $w_r = 1/2(\alpha L + L)C$ จะได้ว่า

$$i_e(s) = \frac{E_e'}{(\alpha L + L)} \cdot \frac{w_r}{(w_r^2 + s^2)} + I_e' \cdot \frac{s}{(w_r^2 + s^2)}$$

ดังนั้น

$$i_e(t') = \frac{E_e' \cdot \sin(w_r t') - I_e' \cdot \cos(w_r t')}{w_r (\alpha L + L)}$$

และจะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักศึกษาใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

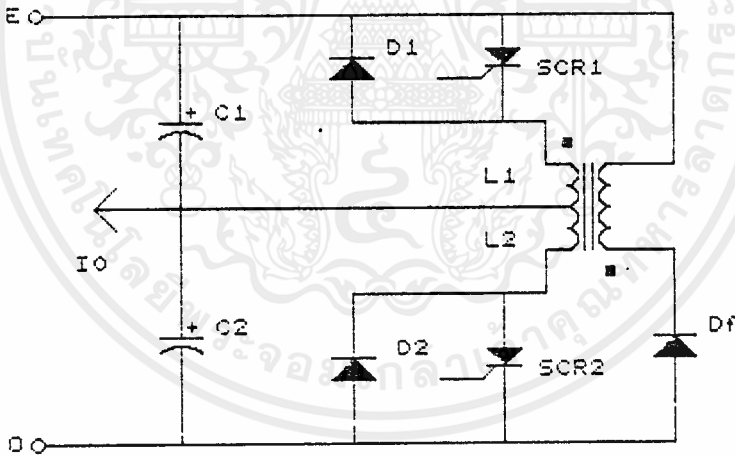


$$V_{L2} = \frac{E_2' L \cos(\omega_r t') - I_2' \cos(\omega_r t')}{(\alpha L + L)}$$

เมื่อ $\alpha L \ll L$ จะได้

$$V_{L2} = E_2' \cos(\omega_r t') - I_2' \omega_r L \sin(\omega_r t')$$

ช่วงที่ 4 ช่วงนี้ไทรสเตอร์และไดโอดจะหยุดการทำงานและกระแสใน L_1 เท่ากับศูนย์ พลังงานที่เกิดการออสซิลเลทผ่าน C_1, C_2, L_2 ทำให้เกิดการสูญเสียในรูปความร้อน วิธีการลดการสูญเสียด้วยการต่อเพื่อป้อนพลังงานกลับโดยการเพิ่มขดลวดทุติยภูมิเป็นหม้อแปลงดังรูป 5.32



รูปที่ 5. 32 แสดงวงจรการคืนพลังงาน

เงื่อนไขเริ่มต้นในการพิจารณาช่วงนี้คือเรากำหนดให้การคืนพลังงานเริ่มต้นเมื่อ

$$V_{L2} = -nE$$

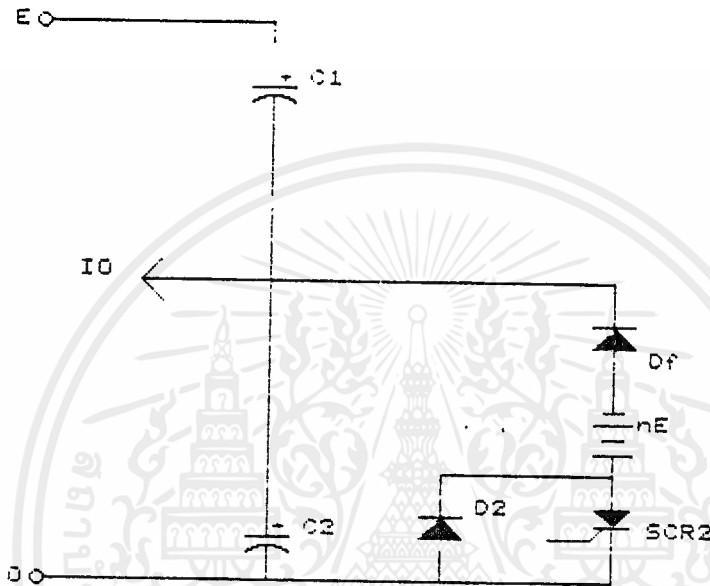
ซึ่งทำให้ไดโอด D_f ได้รับฟร็วาร์คไบอัส ดังนั้นกระแสใน L_2 จะถูกส่งผ่านไปยังขดป้อนกลับ ถ้า αL ไม่เท่ากับศูนย์ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้เปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ คือ ลีคเกวระหว่าง L_1 และ L_2 ดังนั้น



คณะวิศวกรรมศาสตร์

$$V_{L2} = V_{C2} = -nE$$

วงจรสมมูล (equivalent circuit) ช่วงนี้แสดงได้ดังรูปที่ 5.33



รูปที่ 5.33 แสดงวงจรสมมูลกรณีที่มีขดป้อนกลับ

ถ้ากำหนดช่วงเวลานี้เป็น t'' และค่าของ αL มีผลกระทบน้อยจะได้ว่า

$$1 \quad i_2(t'') dt'' + \alpha L di_2(t'') = V_{C2}(t_3) + nE$$

โดยที่ $t'' = t - t_3$

ทำการแปลงลาปลาซจะได้ว่า

$$\frac{1}{2Cs} i_2(s) + \alpha L s i_2(s) - \alpha L I_2'' = \frac{V_{C2}(t_3) + nE}{s}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและข้อมูลอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารนี้



$$\omega_x^2 = 1/2C\alpha L$$

$$i_z(s) = \frac{(V_{c2}(t_3) + nE) \cdot \omega_x}{\alpha L \omega_x (\omega_x^2 + s^2)} + \frac{I_z'' \cdot s}{(\omega_x^2 + s^2)}$$

$$i_z(t) = \frac{(V_{c2}(t_3) + nE) \cdot \sin(\sqrt{2\omega_0}t'') + I_z'' \cdot \cos(\sqrt{2\omega_0}t'')}{\alpha L \sqrt{2\omega_0}}$$

การเลือกค่าอินดักแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ที่เหมาะสมในวงจรคอมมิวเตท

การหาค่าพลังงานใน L

จากช่วงสุดท้ายของการคอมมิวเตทจะได้ว่า

$$I_{L2} = I_o + 2I_m$$

และ

$$t_2 = \frac{1 \cdot \sin^{-1}(1) + t_{\alpha}}{\omega_0} \times$$

โดยที่

$$i_m = \frac{Et_2}{4L + 2\alpha L} \quad \text{และ} \quad t_2 = t_1 + t_{\alpha}$$

เนื่องจากกระแสอินดักแตนซ์มีค่าสูงสุดเมื่อ $t = \pi/2$ ดังนั้นกระแสแมกเนติกได้จะเท่ากับ

$$\frac{i_m(\pi)}{2} = \frac{E \cdot \pi \cdot \sqrt{4\alpha LC}}{2 \cdot 2(4L + 2\alpha L)}$$

พิจารณา

$$\frac{\sin(\omega_0 t_c + \pi)}{2} = \cos(\omega_0 t_c)$$

แต่

$$\omega_0 t_c = \omega_0 t_{\alpha}/2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ทางวิศวกรรมศาสตร์ให้การใช้นั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
จากสมการที่ 5 เมื่อหาค่า t_{α}
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

$$\cos(\omega_0 t_c/2) = \frac{E \pi \sqrt{\alpha LC} + 1}{(4L + 2\alpha L) X I_{0\alpha}}$$

$$t_c = \frac{2\sqrt{4\alpha LC} \cdot \cos^{-1}\left[\frac{1 + \frac{\pi X \alpha}{(2 + \alpha)}}{X}\right]}{X}$$

ดังนั้นจะได้เวลา t_c คือ

$$t_c = \frac{1}{\omega_0} \cdot \frac{(\sin^{-1}(1) + 2 \cdot \cos^{-1}\left[\frac{1 + \frac{\pi X \alpha}{(2 + \alpha)}}{X}\right])}{X}$$

ดังนั้นค่า i_m จะเท่ากับ

$$i_m = \frac{2 \cdot X I_{0\alpha} \cdot (\sin^{-1}(1) + 2 \cdot \cos^{-1}\left[\frac{1 + \frac{\pi X \alpha}{(2 + \alpha)}}{X}\right])}{(2 + \alpha) X}$$

พลังงานที่เก็บไว้ใน L คือ

$$W_T = \frac{1}{2} \cdot L (I_m'')^2$$

เพราะฉะนั้นเราจะได้อ่านพลังงานเก็บคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานใช้ภายในสำนักงานเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่สู่สาธารณะโดยไม่ได้รับอนุญาต
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานใช้ภายในสำนักงานเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่สู่สาธารณะโดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คัดลอกและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



กำหนดให้พลังงานที่จ่ายให้โหลดในช่วงคอมมิวเตทเท่ากับ $E I_0 t_\alpha$

$$E(X, \alpha) = \frac{W_T}{E I_0 t_\alpha}$$

$$= \frac{\left(1 + \frac{8 X \alpha \cdot (\sin^{-1}(1))}{(2 + \alpha)} + \frac{2 \cdot \cos^{-1}\left[\frac{1 + \pi X \alpha}{(2 + \alpha)}\right]}{X} \right)}{16 X \alpha \cdot \cos^{-1}\left[\frac{1 + \pi X \alpha}{(2 + \alpha)}\right] X}$$

การหาค่าพลังงานใน C ในส่วนของพลังงานที่สะสมใน C นั้นได้มาจากพลังงานที่สะสมใน αL ดังนั้น

$$W_C = 2 \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot \alpha L \cdot I_{pk}^2 \right)$$

โดยที่ I_{pk} คือ ขนาดของกระแสมีนัลซ์ ฉะนั้น

$$\begin{aligned} I_{pk} &= X I_0 \\ &= \frac{E}{2} \sqrt{\frac{C}{\alpha L}} \end{aligned}$$

ในทำนองเดียวกัน เราจะได้พลังงานที่ C เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

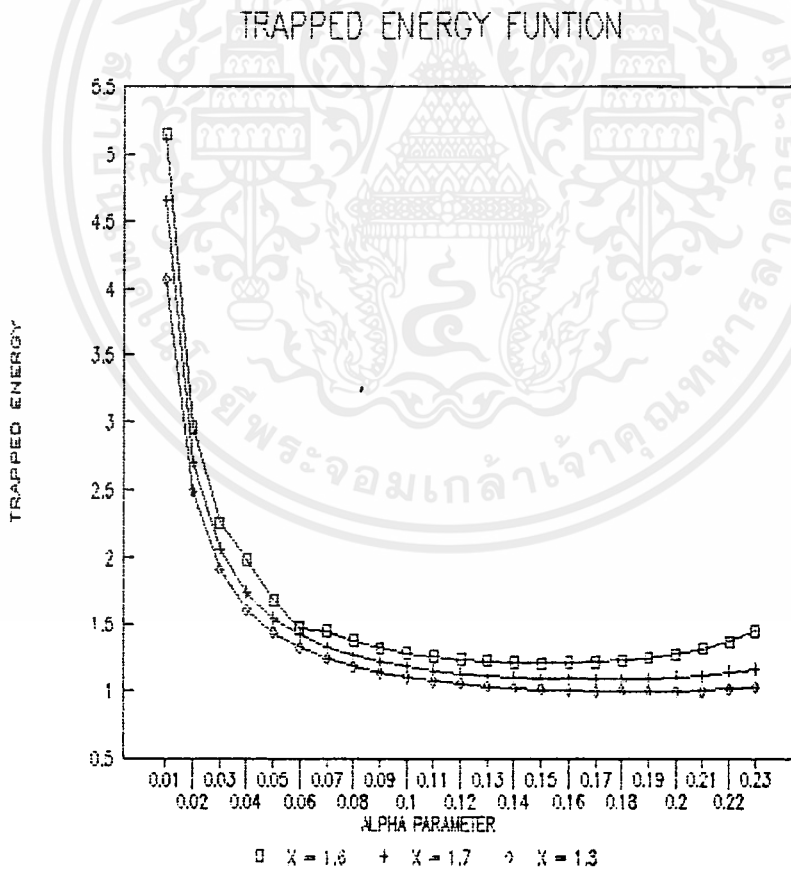
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$F(X, \alpha) = \frac{\alpha L (X I_0)^2}{E I t}$$



$$X = \frac{1 + \pi X \alpha}{8 \cdot \cos^{-1} \left[\frac{(2 + \alpha)}{X} \right]}$$

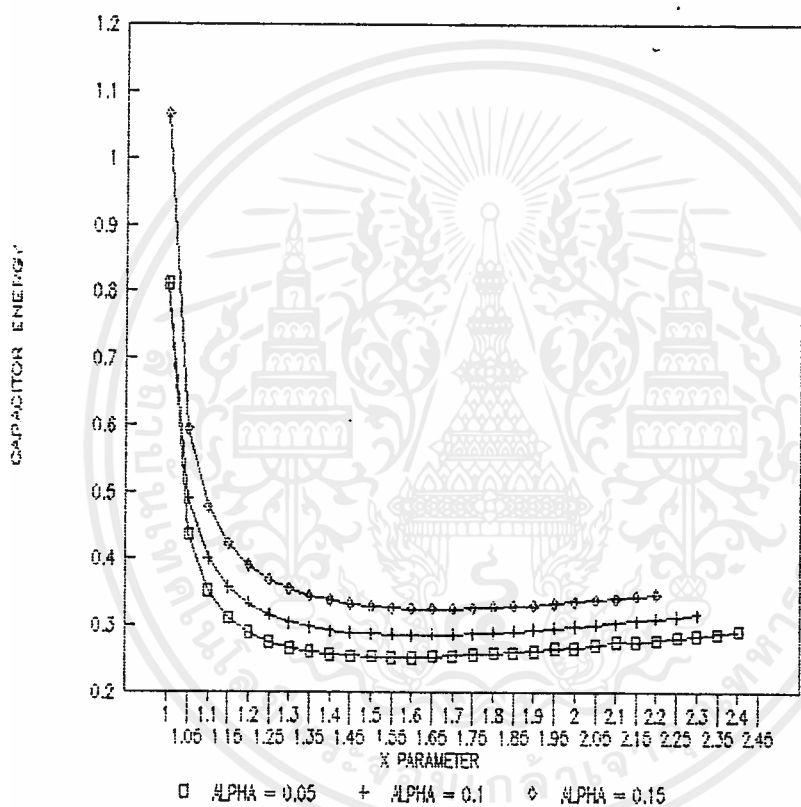
นำสมการพลังงานของ L และ C มาหาค่าโดยการแทนค่า X และ α ตามลำดับ ซึ่งจะได้ดังภาพที่ 34 และ 35



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COMMUTATION CAPACITOR ENERGY



รูปที่ 5.35

จากกราฟทั้งสองจะเห็นว่าค่า X ควรมีค่ามากกว่า 1.5 และ ค่า α ควรอยู่ระหว่าง 0.06-0.16 ในที่นี้เราเลือกค่า $X = 1.7$ และ $\alpha = 0.1$ จะสามารถหาค่า C และ L ได้

เอาเอกสารที่ส่งไปให้กรรมการโรงงานเพื่อพิจารณาว่าสมควรหรือไม่ และให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

$$C = 1.147 \frac{I_o t_\alpha}{E}$$

และ

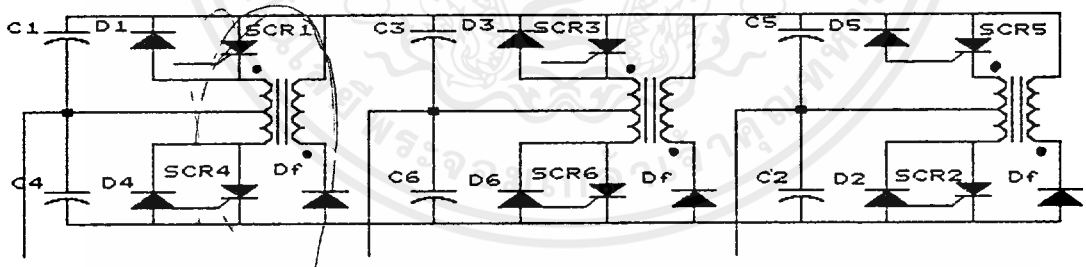
$$L = 0.992 \frac{E t_\alpha}{I_o}$$

ถ้ากำหนดให้ $E = 550 \text{ V}$, $t_\alpha = 45 \mu\text{sec}$ และ $I_o = 50 \text{ A}$ จะได้

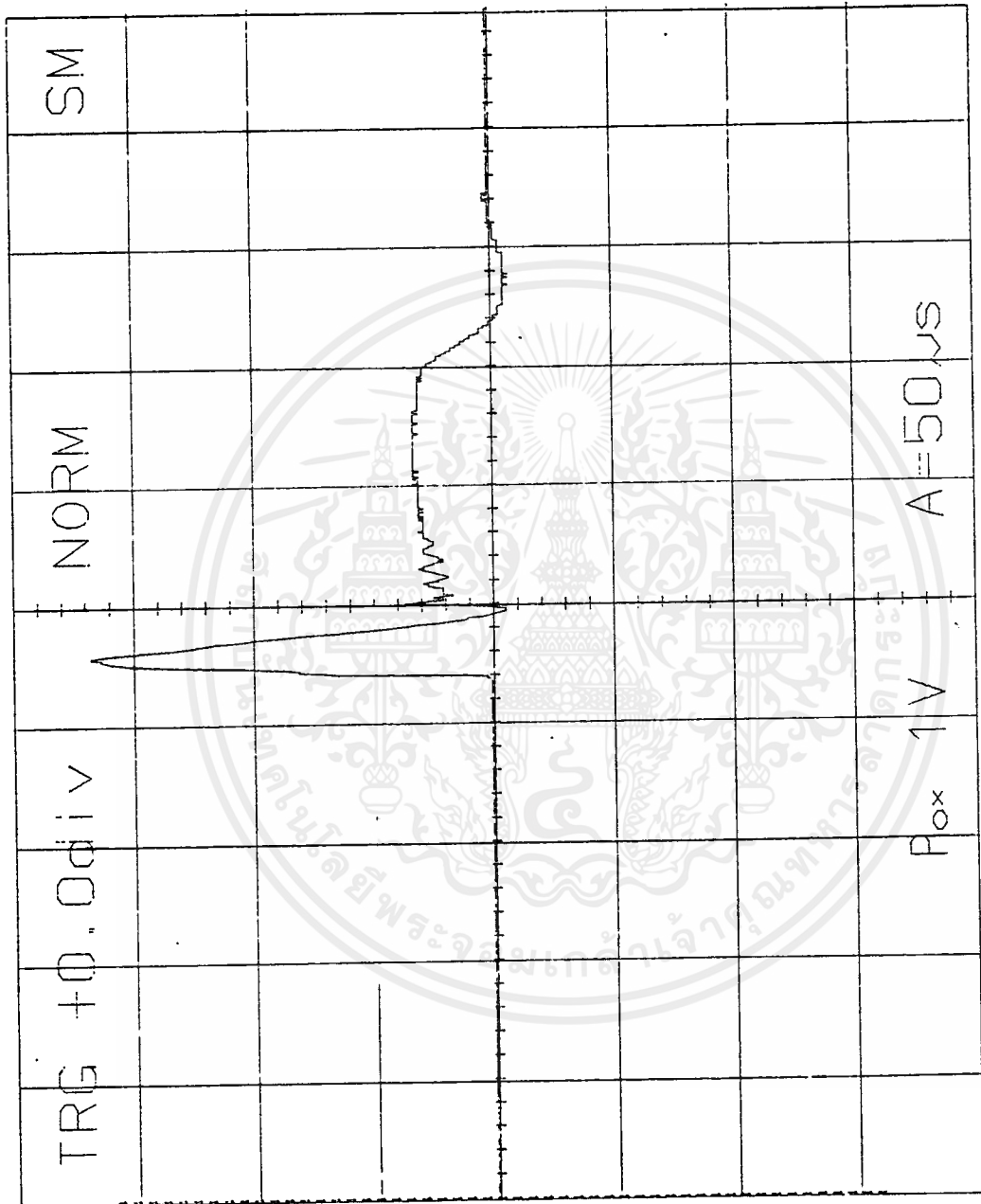
$$L = 0.49 \text{ mH}$$

$$C = 4.69 \mu\text{F}$$

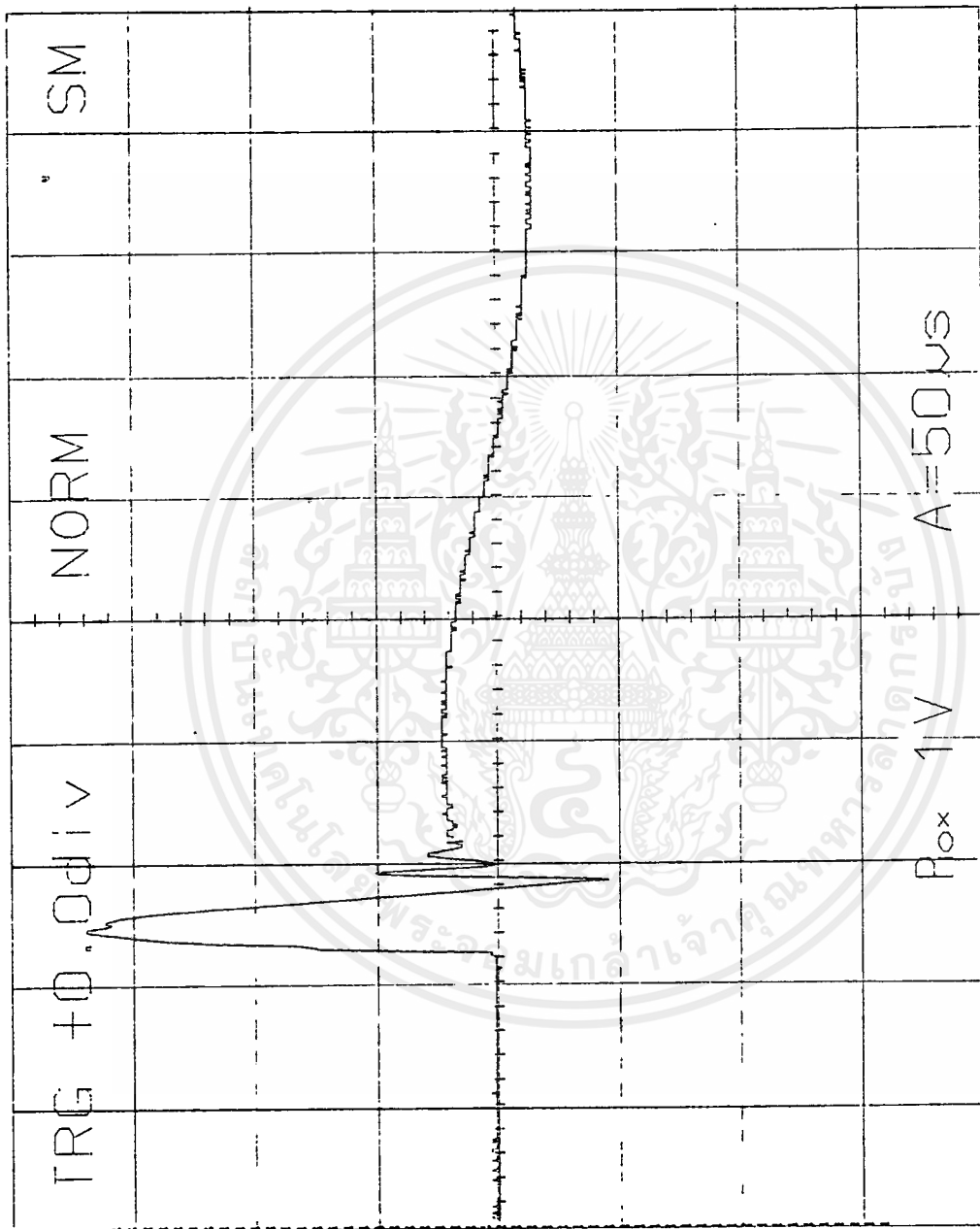
ในส่วนของเทอรันเรโซ n ระหว่างขดปฐมภูมิกับขดป้อนกลับนั้นเราเลือกใช้ค่าที่ $n = 0.2$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.37 แสดงสัญญาณในขณะคอมมิวเตทการ Feed back energy



รูปที่ 5.38 แสดงสัญญาณในขณะคอมมัวเตอร์ที่ไม่ Feed back energy



คณะวิศวกรรมศาสตร์

100

บทที่ 6

ผลของฮาร์โมนิกส์ต่อ 3φ อินดักชันมอเตอร์

ในการใช้งานมอเตอร์ที่มีสัญญาณไม่เป็นไซน์(SINE)นั้นจะต้องคำนึงถึงผลของฮาร์โมนิกส์ด้วยซึ่งสามารถวิเคราะห์ได้ดังนี้

6.1 ฮาร์โมนิกส์ของแรงเคลื่อนแม่เหล็กในแอร์เก็บ

จากผลของสนามแม่เหล็กใน 3φ ดังนั้นถ้าคิดเฉพาะคอสส์ 1. จะได้ว่า

$$f_1 = F_1 \cos \rho \quad \text{----- (1)}$$

โดยกำหนดให้

f_1 = สนามแม่เหล็กในเส้นรอบวงของแกนหลัก

F_1 = ขนาดของแรงเคลื่อนแม่เหล็กใน COIL 1

ρ = มุมระหว่างแรงเคลื่อนใน COIL 1 กับแรงเคลื่อนบน

ผิวของอาร์เมเจอร์

และเนื่องจาก F_1 เป็นขนาดของแรงเคลื่อนแม่เหล็กใน COIL 1 ดังนั้นค่า rms ของ F_1 จะเปลี่ยนแปลงตามฟังก์ชันไซน์(FUNCTION SINE) ของกระแสสามารถเขียนเป็นสูตรได้ว่า

$$F_1 = F_{1\max} \sin \omega t \quad \text{----- (2)}$$

เมื่อ $F_{1\max}$ = ค่าสูงสุดของแรงเคลื่อนแม่เหล็ก
ดังนั้นจะได้ว่า

$$f_1 = F_{1\max} \cos \rho \sin \omega t \quad \text{----- (3)}$$

ในทำนองเดียวกัน f_2 จะห่างจาก f_1 เป็นมุม 120

เพราะฉะนั้นจะสามารถเขียนได้ว่า

$$f_2 = F_{1\max} \cos(\rho - 2\pi/3) \sin(\omega t - 2\pi/3) \quad \text{---- (4)}$$

$$f_3 = F_{1\max} \cos(\rho - 4\pi/3) \sin(\omega t - 4\pi/3) \quad \text{---- (5)}$$

โดยที่ $F_{1\max} = F_{2\max} = F_{3\max}$

เพราะว่ากระแสในระบบสามเฟสสมดุลนั้นเองและเมื่อคิดผลรวมทั้งหมดจะได้ว่า

$$f = f_1 + f_2 + f_3$$

$$f = F_{1\max} [\cos \rho \sin \omega t + \dots]$$

เมื่อลดทอนสมการโดยใช้สมการตรีโกณมิติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ $\cos a \sin b = 1/2 \sin(a+b) - 1/2 \sin(a-b)$ ตให้นำไปใช้ประโยชน์(6)การคำนวณ
ไม่ว่ากรณีใดจะได้ว่า อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

101

$$f = 3/2 F_{1, \max} \sin(\omega t - \phi) \quad \text{-----}(7)$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าถ้ากระแส 3φ ไหลอย่างสมดุลจะทำให้แรงเคลื่อนแม่เหล็กหมุนในลักษณะ SINE WAVE โดยมีมุมค่าคงที่ = ϕ ดังนั้นเมื่อ $\sin(\omega t - \phi)$ คงที่จะได้ว่า

$$(\omega t - \phi) = K$$

$$d(\omega t - \phi)/dt = d(K)/dt$$

$$\omega - d(\phi)/dt = 0$$

$$d(\phi)/dt = \omega \quad \text{-----}(8)$$

เพราะฉะนั้นจะแสดงให้เห็นว่าสนามแม่เหล็กจะหมุนด้วยความเร็ว ω ด้วย

6.2 คลื่นฮาร์โมนิกของแรงเคลื่อนแม่เหล็กในรูปเวลา

ผลของฮาร์โมนิกเนื่องจาก I_{har} ดังนั้นจึงทำให้เกิด mmf harmonic ด้วยแต่ความถี่จะสูงขึ้นกว่าความถี่ fundamental

$$f_1 = F_{1, 5\max} \cos \phi \sin 5\omega t \quad \text{-----}(9)$$

ดังนั้นเมื่อคิดผลรวมของฮาร์โมนิกจึงทำให้มีมุมต่างเฟสเช่นเดียวกับคลื่น fundamental

$$f = 3/2 F_{1, 5\max} \sin(5\omega t + \phi) \quad \text{-----}(10)$$

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$d(5\omega t + \phi)/dt = 0$$

$$d(\phi)/dt = (-5\omega) \quad \text{-----}(11)$$

แสดงว่าฮาร์โมนิก mmf จะเคลื่อนที่เร็วกว่าซิงโครนัส 5 เท่าและมีทิศทางตรงข้ามกับ mmf ของคลื่นพื้นดาคาเมลทอล(FUNDAMENTAL) และเช่นเดียวกันฮาร์โมนิกลำดับต่อไปคือ ฮาร์โมนิกที่ $3n+2$ จะให้ mmf ในทิศทางตรงข้ามกับคลื่นพื้นดาคาเมลทอล(FUNDAMENTAL) ฮาร์โมนิกที่ $3n+1$ จะให้ mmf ในทิศทางเดียวกับคลื่นพื้นดาคาเมลทอล(FUNDAMENTAL) สามารถพิสูจน์ได้โดยใช้ตรีโกณมิติเช่นเดียวกันโดยทิศทางของฮาร์โมนิกจะสลับกันไปเรื่อย ๆ

6.3 คลื่นฮาร์โมนิกของแรงเคลื่อนแม่เหล็กในรูปของระยะทาง

หมายถึง ฮาร์โมนิก mmf ที่เกิดจาก Displacement Factor หรือ ฮาร์โมนิก mmf ที่เกิดจากความห่างของคลื่นที่มีผลทำให้ mmf เกิดการรวมตัวกันเพื่อทำให้เกิดการหมุนได้แต่มีความถี่สูงขึ้นกว่าคลื่นพื้นดาคาเมลทอล ซึ่งสามารถเขียนได้ดังนี้

$$f_1 = F_{5, 1\max} \cos 5\phi \sin \omega t \quad \text{-----}(12)$$

เมื่อคิดเป็นผลรวมจะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

102

$$f_1 = F_1 + F_2 + F_3$$

$$f = 3/2 F_{1,max} \sin(\omega t + 5\mu) \text{ -----(13)}$$

$$d(\omega t + 5\mu)/dt = 0$$

$$\omega + 5d(\mu)/dt = 0$$

$$d(\mu)/dt = (-\omega/5) \text{ -----(14)}$$

แสดงว่า mmf ในระยะห่างหมุนด้วยความเร็ว $\omega/5$ ในทิศทางตรงข้าม เพราะฉะนั้นฮาร์โมนิกส์ที่ 7 ก็หมุนด้วยความเร็ว $\omega/7$ ในทิศทางเดียวกับคลื่นพื้นดาเมลทอล ในทำนองเดียวกันนี้ ฮาร์โมนิกส์ของกระแสลำดับที่ 5 จะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ของแรงเคลื่อนในลำดับที่ 7 ของระยะห่าง สามารถหาผลรวมได้ดังนี้

$$f_1 = F_{7,5max} \cos 7\mu \sin 5\omega t$$

$$f_2 = F_{7,5max} \cos 7(\mu - 2\pi/3) \sin 5(\omega t - 2\pi/3)$$

$$f_3 = F_{7,5max} \cos 7(\mu - 4\pi/3) \sin 5(\omega t - 4\pi/3)$$

เพราะฉะนั้น

$$f = 3/2 F_{7,5max} \sin(5\omega t + 7\mu) \text{ -----(15)}$$

และ $d(5\omega t + 7\mu)/dt = 0$

$$5\omega + 7d(\mu)/dt = 0$$

$$d(\mu)/dt = (-5\omega)/7$$

เพราะฉะนั้นความเร็วมีค่าเท่ากับ $5(\omega)/7$ และมีทิศทางตรงข้ามกับคลื่นพื้นดาเมลทอล

6.4 ค่าสูงสุดของคลื่นฮาร์โมนิกส์ของแรงเคลื่อนแม่เหล็ก

ขนาดของ mmf ของระยะห่างฮาร์โมนิกส์ที่ h ที่เกิดจากกระแสฮาร์โมนิกส์ที่ k สามารถหาได้จาก

$$F_{h,k} = 1.35K (1/h) (N_{ph}/P) I_k \quad A-T/P \text{ -----(16)}$$

โดยกำหนดให้

$$K_{ph} = \text{โวลต์แอมแปร์ของฮาร์โมนิกส์ที่ } h$$

$$N_{ph} = \text{จำนวนรอบที่อนุกรมกันใน 1 เฟส}$$

$$P = \text{จำนวนขั้ว}$$

$$I_k = I_{rmax} \text{ ของฮาร์โมนิกส์ที่ } k$$

$$h = \text{ฮาร์โมนิกส์อันดับที่ } h \text{ ของ mmf ของคลื่นระยะห่าง}$$

เช่น $F_{h,k}$ ของคลื่นพื้นดาเมลทอลคือ $h, k = 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

103

$$F_{1..1} = 1.35 K_{w1} (1/1) (N_{ph}/P) I_1 \quad \text{----- (17)}$$

ถ้าคิดในรูปอัตราส่วน

$$F_{k..h}/F_{1..1}$$

จะได้ว่า

$$F_{k..h}/F_{1..1} = 1.35 K_{wh} (1/h) (N_{ph}/P) I_k / [1.35 K_w (N_{ph}/p) I_1]$$

$$F_{k..h}/F_{1..1} = K_{wh} I_k / (K_w h I_1) \quad \text{A-T/Pole} \quad \text{---- (18)}$$

โดยสรุปแล้ว mmf ของคลื่นฮาร์โมนิกส์ในรูปประยะทางจะมีค่าน้อยมากและ K_{wh} ก็มีค่าน้อยมากด้วยดังนั้นในปกติทั่วไปสามารถตัดทิ้งได้ ไม่จำเป็นต้องนำไปคิดในการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วย แต่จะคิดผลของฮาร์โมนิกส์ในรูปของเวลาด้วย

6.5 ฮาร์โมนิกส์ที่มีซีเค้นขั้วบวก ลบ และศูนย์
ดูที่ทิศทางการหมุนเป็นหลักโดยได้ว่า

ฮาร์โมนิกส์ที่ $(3n+1)$ จะมี Sequence เดียวกับคลื่นฟันดาเมลทอล ดังนั้นจึงเรียกว่า Positive Sequence

ฮาร์โมนิกส์ที่ $(3n+2)$ จะมี Sequence ตรงข้ามกับคลื่นฟันดาเมลทอล ดังนั้นจึงเรียกว่า Negative Sequence

ฮาร์โมนิกส์ที่ $(3n+3)$ จะไม่สร้างคลื่นฟันดาเมลทอล ดังนั้นจึงเรียกว่า Zero Sequence

6.6 พฤติกรรมด้านฮาร์โมนิกส์ของเอชเอ็มเตอร์

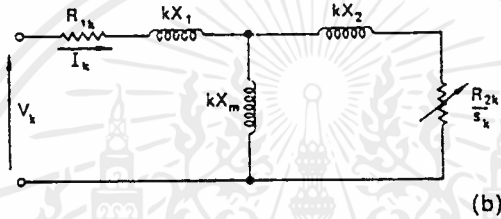
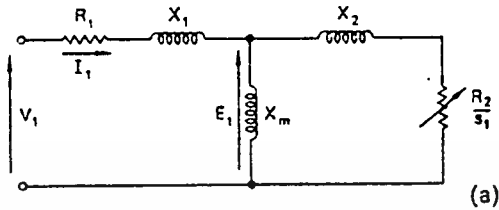
ถ้าไม่คำนึงถึงผลของการอิ่มตัวของมอเตอร์ สามารถทำการวิเคราะห์ได้ 2 ส่วนคือ ส่วนของคลื่นฟันดาเมลทอลและส่วนของคลื่นฮาร์โมนิกส์ ผลรวมที่ได้ก็คือผลที่เกิดขึ้นกับมอเตอร์ ซึ่งได้จากการนำ 2 ส่วนมารวมกันนั่นเอง



คณะวิศวกรรมศาสตร์

104

วงจรสมมูลอื่นเนื่องจากผลของฮาร์โมนิกส์



รูปที่ 5.1 วงจรสมมูลอินดักชันมอเตอร์

(a) วงจรกรณีคลื่นฟันดาเมลดอล (b) วงจรกรณีที่มีผลของฮาร์โมนิกส์

ซึ่งสามารถหา $Slip_k = (K_{n1} \pm n) / K_{n1}$ ----- (19)

ซึ่งมาจาก $S = (N_s - N_r) / N_s$ ----- (20)

จะได้ว่า $S_s = [(S+1) \pm S_1] / 5$

ถ้า $S_1 = 1$ จะได้ว่า

$$S_s = \{(5+1) \pm 1\} / 5$$

$$= (1.2) \pm 1/2$$

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า $S_s = 1.4$ ถึง 1.0 (เป็น Negative Sequence)

$S_r = 0.875$ ถึง 1.0 (เป็น Positive Sequence)

จากการคำนวณที่ได้ฮาร์โมนิกส์สลิบ (S_k) จะมีค่าเข้าใกล้ 1.0 ดังนั้นค่าความต้านทานจะคงที่ แต่ค่ารีแอคแตนซ์จะแปรผันตามความถี่

$$X \propto f \text{ ----- (21)}$$

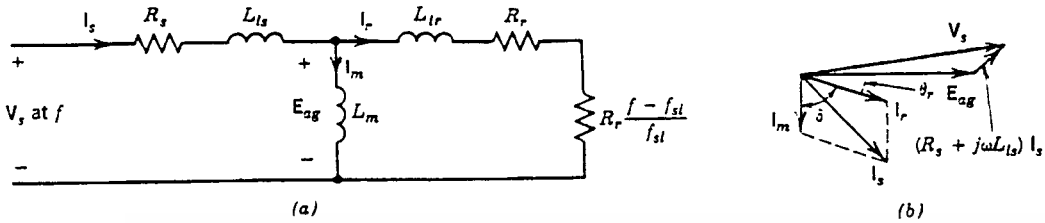


FIGURE 12-2: Per-phase representation: (a) equivalent circuit, (b) phasor diagram.

รูปที่ 5.2 แสดงวงจรสมมูลโดยประมาณ
เมื่อ f เพิ่มขึ้นจะทำให้ X_m เพิ่มขึ้น
ประมาณได้ว่า

$$X_m \propto \text{อินฟินิตี้}$$

ดังนั้นจะได้วงจรเสมือนใหม่ดังรูป

IMPACT OF NONSINUSOIDAL EXCITATION ON INDUCTION MOTORS

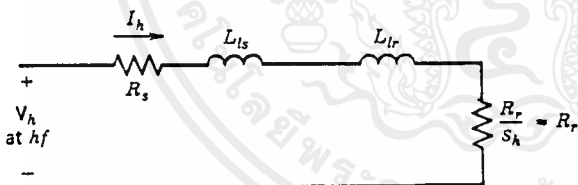


FIGURE 12-15: Per-phase harmonic equivalent circuit.

รูปที่ 5.3 แสดงวงจรสมมูลโดยประมาณ

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$V_1 = I_1 K (X_1 + X_2)$$

$$I_1 = V_1 / K (X_1 + X_2)$$

----- (22)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



6.6.1 กระแสฮาร์โมนิกส์

ผลของกระแสฮาร์โมนิกส์จะคงที่ในสภาวะการทำงานต่างๆของมอเตอร์จาก No load ถึง Full Load และกระแสฮาร์โมนิกส์ในกรณี No load จะมีค่ามากกว่าในกรณี Full load ที่ Full load นี้ประสิทธิภาพของมอเตอร์จะลดลงไม่มากนัก ในการใช้งานมอเตอร์ที่มีผลของฮาร์โมนิกส์จะต้องระมัดระวังผลของความร้อนสะสมด้วย ซึ่งจะขึ้นอยู่กับการออกแบบของมอเตอร์เป็นหลัก สามารถแสดงการคำนวณได้ดังนี้

$$I_k = V_k / K(X_1 + X_2) \quad \text{----- (23)}$$

เมื่อ

K = ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ K

ถ้าคิดในกรณี Zero sequence จะได้ว่า

$$I_k = V_k / Z_0 \quad \text{----- (24)}$$

เมื่อ

V_k = Supply voltage ที่ประกอบด้วยฮาร์โมนิกส์ที่ k

และ I_{rms} ของฮาร์โมนิกส์จะได้ว่า

$$I_{har} = \sqrt{I_1^2 + I_7^2 + \dots + I_n^2} \quad \text{----- (25)}$$

$$I_{har} = \sqrt{\sum I_k^2}$$

และจะได้ I_{rms} รวมของวงจรว่า

$$I_{rms} = \sqrt{I_1^2 + I_{har}^2} \quad \text{----- (26)}$$

และค่า X_{bu} คือ ลีเกจรีแอคแตนซ์ (Leakage reactance) ต่อ X_{bus} ที่ความถี่พิกัดเมนทอลจะหาได้จาก

$$X_{bus} = V_r / I_{r1}$$

V_r = แรงดันที่พิกัด

I_{r1} = กระแสที่พิกัด

$$X_{bu} = (X_1 + X_2) / X_{bus}$$

$$= (X_1 + X_2) I_{r1} / V_r$$

$$= I_{r1} / (I_u \sin \phi_u) \quad \text{----- (27)}$$

เมื่อ

$$(V_r / (X_1 + X_2)) = I_u \sin \phi_u$$



คณะวิศวกรรมศาสตร์

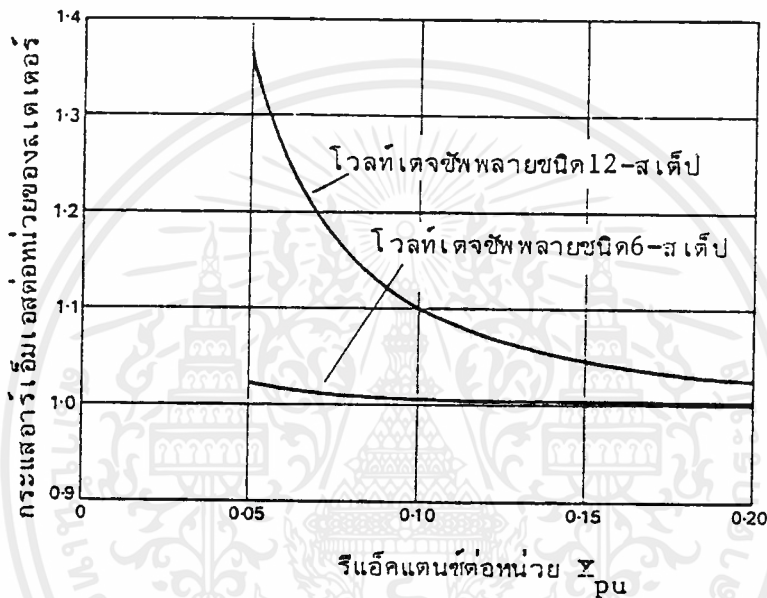
107

โดยที่

I_m = กระแสขณะสตาร์ทมอเตอร์

ϕ_m = มุมเฟสอาร์เวอร์เฟลคเตอร์ขณะสตาร์ท

และจากการคำนวณสามารถเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง X_{pu} ต่อ I_{rms} ดังต่อไปนี้



รูป 5.4 รูปแสดงกระแสอาร์เอ็มเอสต่อค่ารีแอคแตนซ์ต่อหน่วย

$$\text{กรณีคลื่น 6 ส.เต็ป ค่า } I_{rms} = \sqrt{1.0 + (0.046/X_{pu})^2} \quad \text{-----(28)}$$

$$\text{กรณีคลื่น 12 ส.เต็ป ค่า } I_{rms} = \sqrt{1.0 + (0.0105/X_{pu})^2} \quad \text{-----(29)}$$

แต่ในกรณี Multiple - pulse modulation จะหา V_{rms} จะหาได้จาก

$$V_m = (8V \sin n\alpha \sin n\beta) / 4n\pi \quad \text{-----(30)}$$

โดยค่าของ V_m จะขึ้นอยู่กับ α และ β โดยที่

$$N = f_c / 2f = \omega_c / 2\omega \quad ; \text{ เมื่อ } f_c \text{ มากกว่า } f$$

เมื่อ

f_c = ความถี่ของพัลส์ {Pulse frequency (carrier)}

f = ความถี่ของไซเคิล {Cycle frequency (modulated)}

จะได้ว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

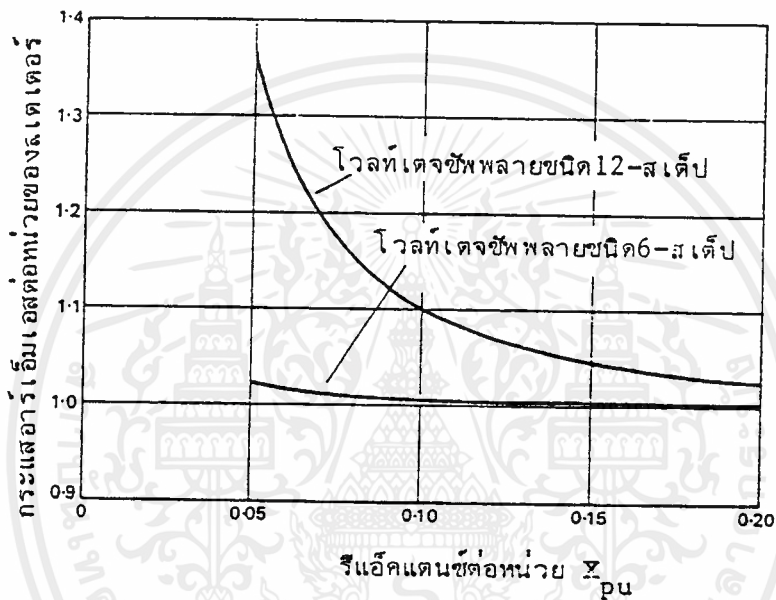
107

โดยที่

I_m = กระแสขณะสตาร์ทมอเตอร์

ϕ_m = มุมเฟรียร์เวอร์แฟคเตอร์ขณะสตาร์ท

และจากการคำนวณสามารถเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง X_{pu} ต่อ $I_{r.m.s}$ ดังต่อไปนี้



รูป 5.4 รูปแสดงกระแสอาร์เอ็มเอสต่อค่ารีแอคซ์ต่อหน่วย

$$\text{กรณีคลื่น 6 สเต็ป ค่า } I_{r.m.s} = \sqrt{1.0 + (0.046/X_{pu})^2} \quad \text{-----(28)}$$

$$\text{กรณีคลื่น 12 สเต็ป ค่า } I_{r.m.s} = \sqrt{1.0 + (0.0105/X_{pu})^2} \quad \text{-----(29)}$$

แต่ในกรณี Multiple - pulse modulation จะหา $V_{r.m.s}$ จะหาได้จาก

$$V_n = (8V \sin n\alpha \sin n\beta) / 4n\pi \quad \text{-----(30)}$$

โดยค่าของ V_n จะขึ้นอยู่กั α และ β โดยที่

$$N = f_c / 2f = \omega_c / 2\omega \quad ; \text{ เมื่อ } f_c \text{ มากกว่า } f$$

เมื่อ

f_c = ความถี่ของพัลส์ {Pulse frequency (carrier)}

f = ความถี่ของไซเคิล {Cycle frequency (modulated)}

เอกสารนี้จะเป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

108

$$\alpha = (2N\pi - \mu) / 2N(N+1)$$

$$\mu/N = \{1 - V/V_c\} \pi/N$$

เมื่อ

V_c = Voltage carrier

6.6.2 ผลของฮาร์โมนิกส์ที่มีต่อมอเตอร์

6.6.2.1 ทำให้ค่ากระแสเพิ่มขึ้นและจะทำให้การคอมมิวเตทชากขึ้นไปอีก

6.6.2.2 ทำให้เกิดทอร์คกระเพื่อมที่ความถี่ต่ำ และมีการสูญเสียเพิ่มขึ้น

6.6.3 การสูญเสียในลวดตัวนำ

6.6.3.1 การสูญเสียในสเตเตอร์

$$\begin{aligned} P_{\text{loss stator}} &= 3I_{\text{rms}}^2 R_1 \\ &= 3\{ \sqrt{(I_1^2 + I_{\text{har}}^2)} \}^2 R_1 \\ &= 3(I_1^2 + I_{\text{har}}^2) R_1 \end{aligned} \quad \text{----- (31)}$$

6.6.3.2 การสูญเสียในโรเตอร์

ผลของกระแสไหลตามผิวทำให้ความต้านทานทางด้านไฟสลับเพิ่มขึ้นอย่างมากในกรณีที่มีตัวนำฝัง ดังนั้นการสูญเสียในโรเตอร์ที่ฮาร์โมนิกส์ใดๆ $= 3(I_{ek})^2 R_{ek}$

เมื่อ

k = ฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ k

โดยทั่วไปการสูญเสียในโรเตอร์จะเป็นแผลเตอร์สำคัญที่ทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์ลดลง

6.6.4 การสูญเสียในแกนเหล็กเนื่องจากฮาร์โมนิกส์

ค่าการสูญเสียโดยมากจะเกิดจากล็กเกจพลัดส์ทำให้เกิดกระแสไหลวนที่ปลายของแกนเหล็กได้ โดยมีค่าอยู่ระหว่าง 10% ใน 6 สเต็ปเวฟ

6.6.5 ประสิทธิภาพของมอเตอร์

ผลของฮาร์โมนิกส์ ถ้าพิจารณา 3φ 6 สเต็ป ค่ากระแสจะเพิ่มขึ้นประมาณ 4%

การสูญเสียในตัวนำเพิ่มขึ้นมากกว่า 8%

การสูญเสียโดยรวมเพิ่มขึ้นประมาณ 12%

การหาการสูญเสียของฮาร์โมนิกส์จะสามารถทำได้โดยเดินเครื่องมอเตอร์ที่ No load

โดยจ่ายแรงดันอินพุทเป็นไซน์และจ่ายแรงดันอินพุทที่ไม่ใช่ไซน์ผลต่างของกำลังไฟฟ้า

ก็คือการสูญเสียที่เกิดจากฮาร์โมนิกส์



คณะวิศวกรรมศาสตร์

109

6.6.6 มอเตอร์เหนี่ยวนำ

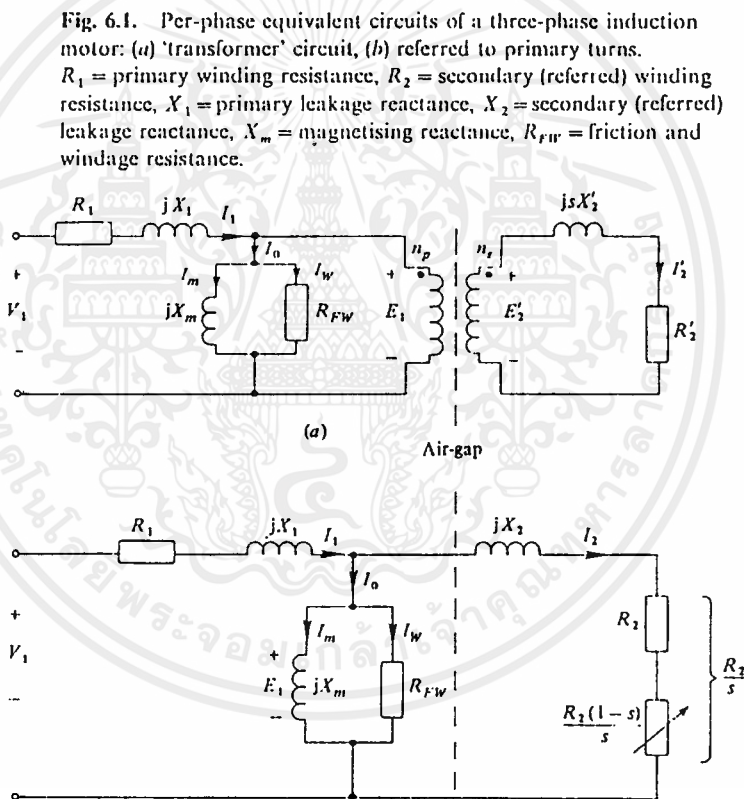
มีตัวกัน 2 ชนิด คือ

6.6.6.1 มอเตอร์คงที่ (Constant Torque)

6.6.6.2 มอเตอร์แปรผัน (Variable torque)

6.6.6.1 มอเตอร์คงที่

วงจรสมมูลของอินดัคชั่นมอเตอร์



รูปที่ 5.5 แสดงวงจรสมมูลของอินดัคชั่นมอเตอร์เมื่อพิจารณากำลังทางด้านเอาต์พุต

ทำการแยกความต้าน R_2 ออกเป็น 2 ส่วนคือ R_2 และ $(R_2/S - R_2)$ ซึ่ง

$$(R_2/S - R_2) = R_2 (1-S/S)$$

ดังนั้น

R_2 ส่วนที่สูญเสียที่โรเตอร์

$R_2 (1-S/S)$ คือส่วนที่จ่ายกำลังไฟ้อาท์พุท

เพราะฉะนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$P_{mech} = 3(I_2)^2 R_2 (1-S/S) \quad (32)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

110

และทอร์คสามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned} T_{\text{mech}} &= P_{\text{mech}} / \omega_m \\ &= 3R_{2k} (I_{2k})^2 / [4\pi f S_k] \end{aligned} \quad \text{----- (33)}$$

เมื่อ

$$\omega_m = 4\pi f \quad (\text{คิดทางกล})$$

$$\omega_e = 2\pi f \quad (\text{คิดทางไฟฟ้า})$$

เพราะฉะนั้นเมื่อคิดผลของฮาร์โมนิกส์ จะได้ว่า

$$\begin{aligned} T_{\text{mech}(k)} &= 3R_{2k} (I_{2k})^2 / (4\pi k f S_k) \\ S_k &= (K^2 + 1) / K \\ T_{\text{mech}(k)} &= 3R_{2k} (I_{2k})^2 / (4\pi f) (K^2 + 1) \end{aligned} \quad \text{----- (34)}$$

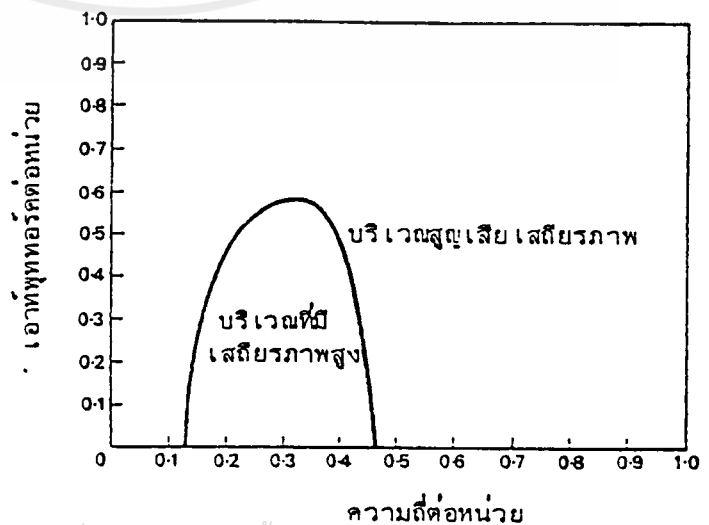
แต่

$$I_{2k} = V_k / K(X_1 + X_2)$$

R_{2k} จะต้องคำนึงถึงผลของกระแสตามผิวด้วยจะทำให้ค่า R_{2k} มากกว่าค่าในสภาวะปกติ

6.6.6.2 ทอร์คกระเพื่อม

ที่พิกัด ทอร์คกระเพื่อมจะมีผลน้อยมาก แต่ถ้าใช้งานที่ความถี่ต่ำ ทอร์คกระเพื่อมจะมีผลต่อมอเตอร์อย่างเห็นได้ชัด โดยความเร็วรอบจะเกิดการกระตุกอย่างเห็นได้ชัด ดังนั้นการใช้งานมอเตอร์จะต้องมีขอบเขตการใช้งานซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 5.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและข้อมูลของเอกสารนี้เพื่อใช้ในการอื่นใด

เอ.ซี.มอเตอร์ซึ่งได้ชีพพลายจากคอนเวอร์เตอร์



ผลการทดลองระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ 3 เฟสโดยใช้อินเวอร์เตอร์

(THYRISTOR INVERTER FOR 3 ϕ AC MOTOR DRIVE)

จุดประสงค์ เพื่อหาประสิทธิภาพของระบบขับเคลื่อนเอซิมอเตอร์โดยใช้การควบคุมแรงดันต่อความถี่ให้คงที่ (V/F) ซึ่งจะทำการเปรียบเทียบกันระหว่างชุดควบคุมสแตติกกับชุดควบคุมเอ็มจีเซต (MG. SET) ซึ่งสามารถควบคุมแรงดันต่อความถี่ได้โดยการควบคุมกระแสไหลด์ (I_r) รวมทั้งหาประสิทธิภาพของระบบสแตติกเมื่อทำการขับเคลื่อนที่ความถี่ต่างๆกันโดยเปลี่ยนรูปแบบสัญญาณดับบลิวเอ็ม (PWM) เพื่อผลในการกำจัดฮาร์มอนิกส์ ซึ่งจะช่วยให้ประสิทธิภาพดีขึ้น แต่ต้องคิดถึงความเสี่ยงจากการคอมมิวเททที่เพิ่มขึ้นด้วย

เครื่องมือและอุปกรณ์

1. คอนเวอร์เตอร์ (CONVERTER)
2. อินเวอร์เตอร์ (INVERTER)
3. ชุดเอ็มจีเซต (MG. SET)
 - 3.1 คอมแปนด์มอเตอร์ (LONG SHUNT COMPOUND MOTOR)
 - 3.2 ซิงโครนัสเจนเนอเรเตอร์ (SYNCHRONOUS GENERATORS)
 - 3.3 อินดัคชั่นมอเตอร์ (INDUCTION MOTOR); V: 380/220 ; I: 1.8/3.1
 - 3.4 บริดจ์เรกติไฟเออร์ (BRIDGE RECTIFIER)
 - 3.5 วาเรียคเตอร์ (VARIACT AC. 220 VOLT)
4. โวลต์มิเตอร์
5. แอมมิเตอร์
6. วัตต์มิเตอร์
7. เพาเวอร์แฟคเตอร์มิเตอร์ (COS ϕ)
8. ออสซิลอสโคป (OSCILSCOPE)
9. พอร์ทเตอร์ (POTTER)

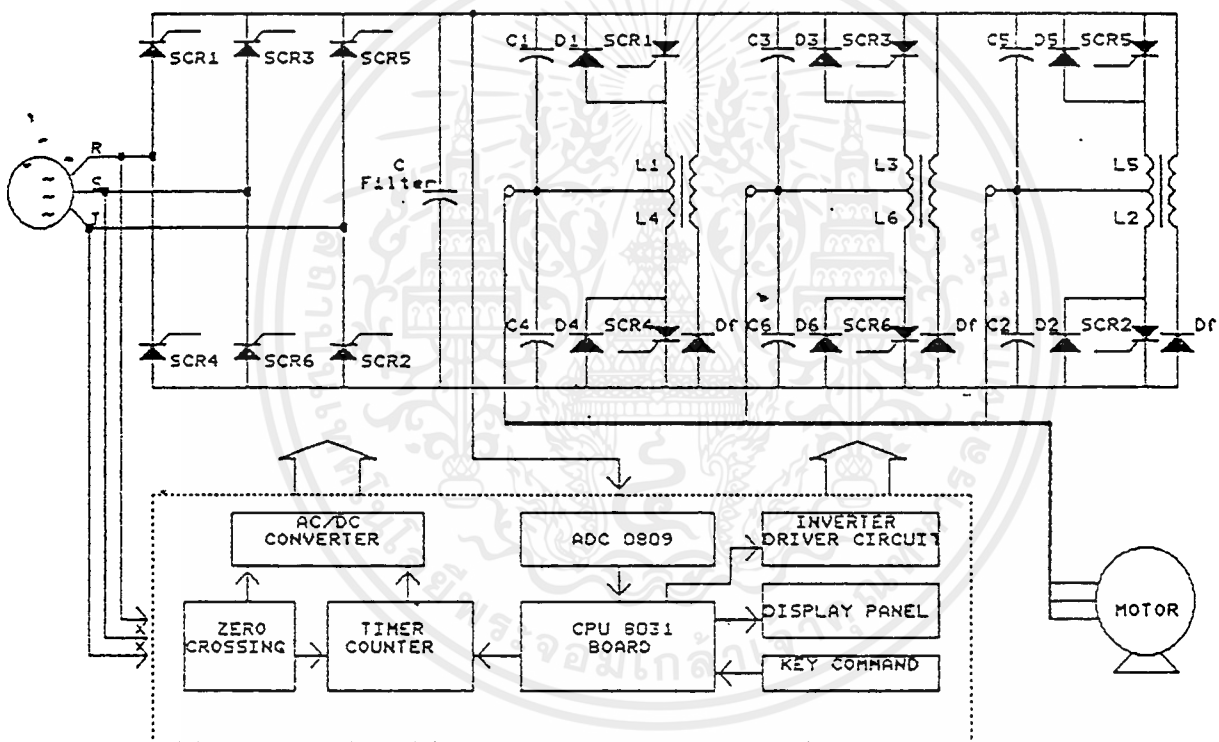


คณะวิศวกรรมศาสตร์

112

วงจรการทดลอง

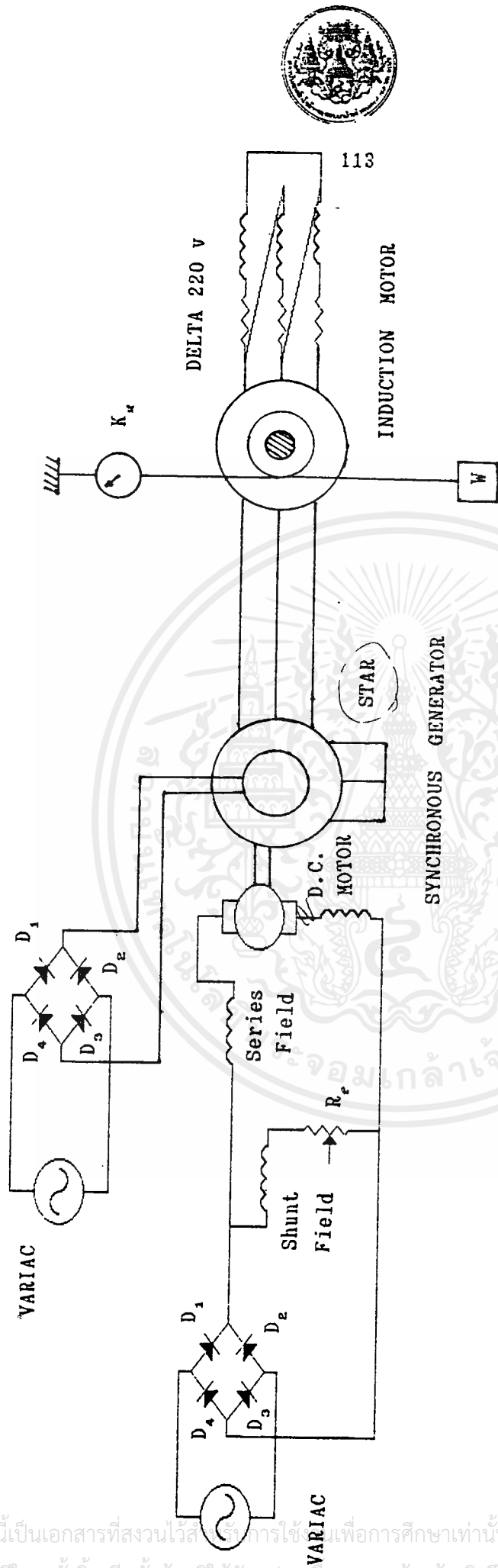
1. วงจรการทดลองชุดควบคุมเอชเอ็มเอเตอร์



รูป 7.1 แสดงวงจรการควบคุมการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.2 วงจรทดลองชุดเอ็มเจ็เซต (MG. SET)



รูปที่ 7.2 แสดงวงจรการควบคุมมอเตอร์ด้วยการับเคลื่อนมอเตอร์โดยใช้ชุดเอ็มเจ็เซต (MG. SET)



คณะวิศวกรรมศาสตร์

114

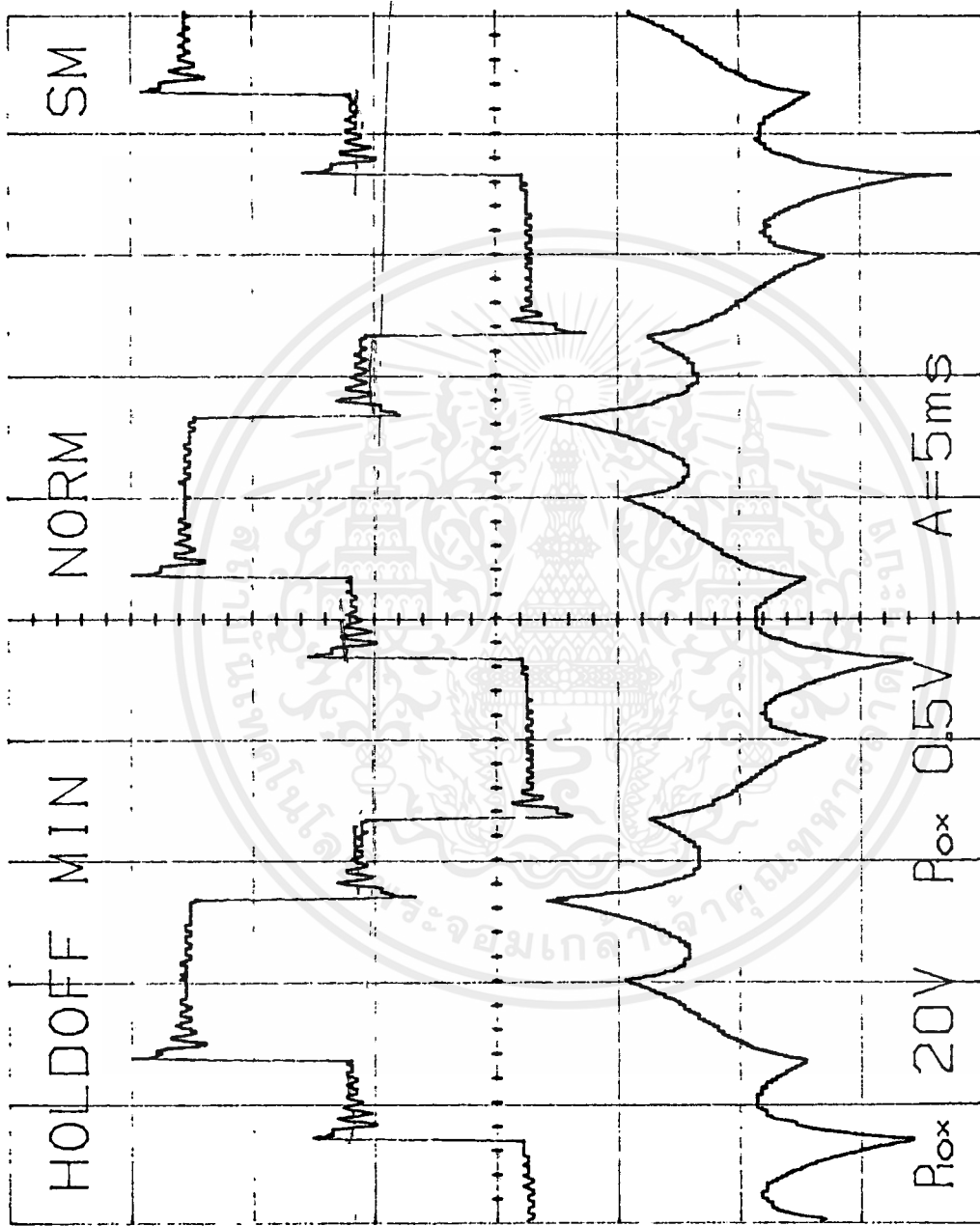
ผลการทดลอง

7.3 ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสของอินดักชันมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนด้วยคลื่น PWM ที่มีจำนวนพัลส์ เป็น 1,3,7,9,11พัลส์

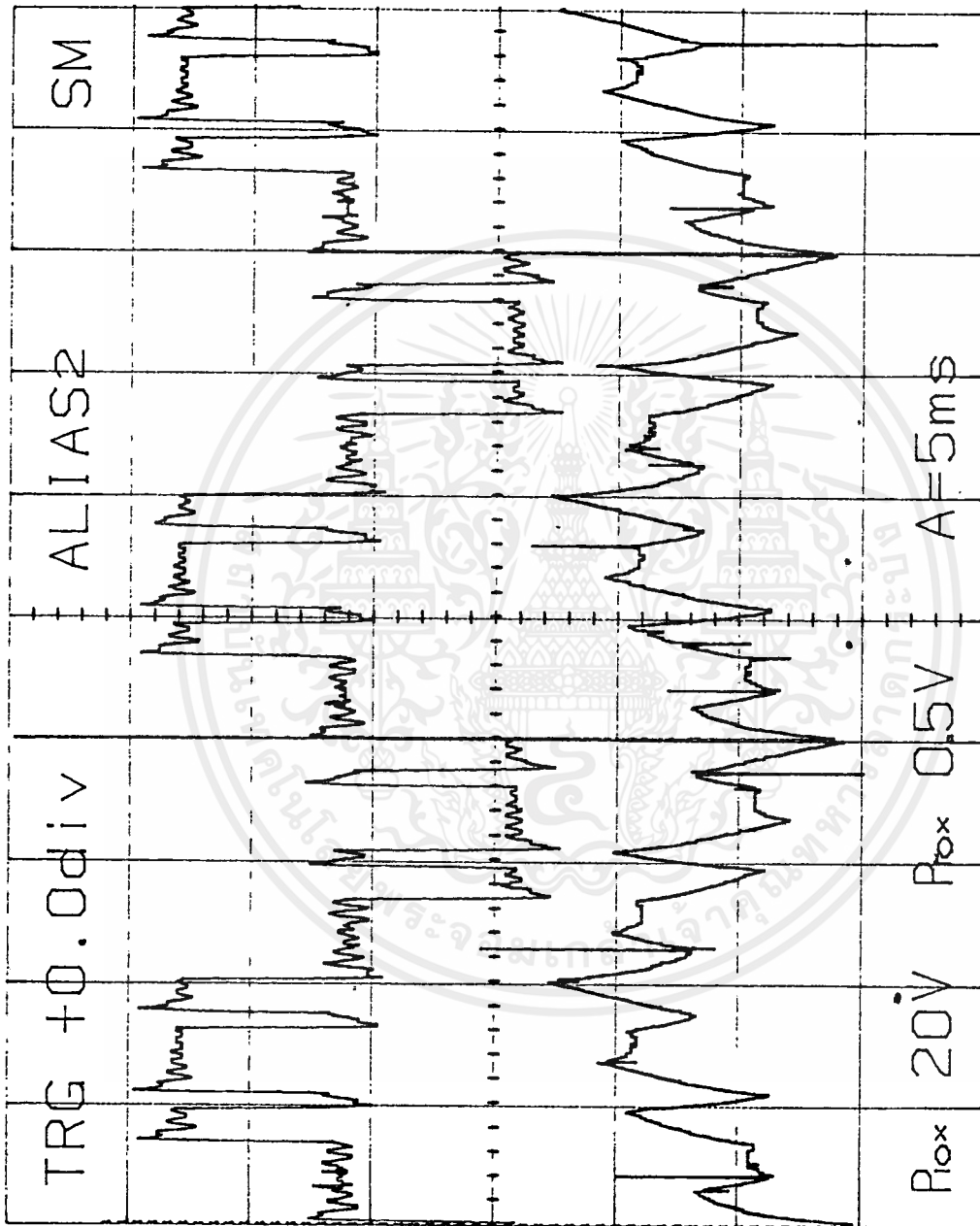
คลื่น PWM VOLTAGE (LINE TO LINE)

โหลดเป็น INDUCTION 3φ รับโหลด 4 นิวตันเมตร ที่ความเร็ว 50 เฮิร์ต

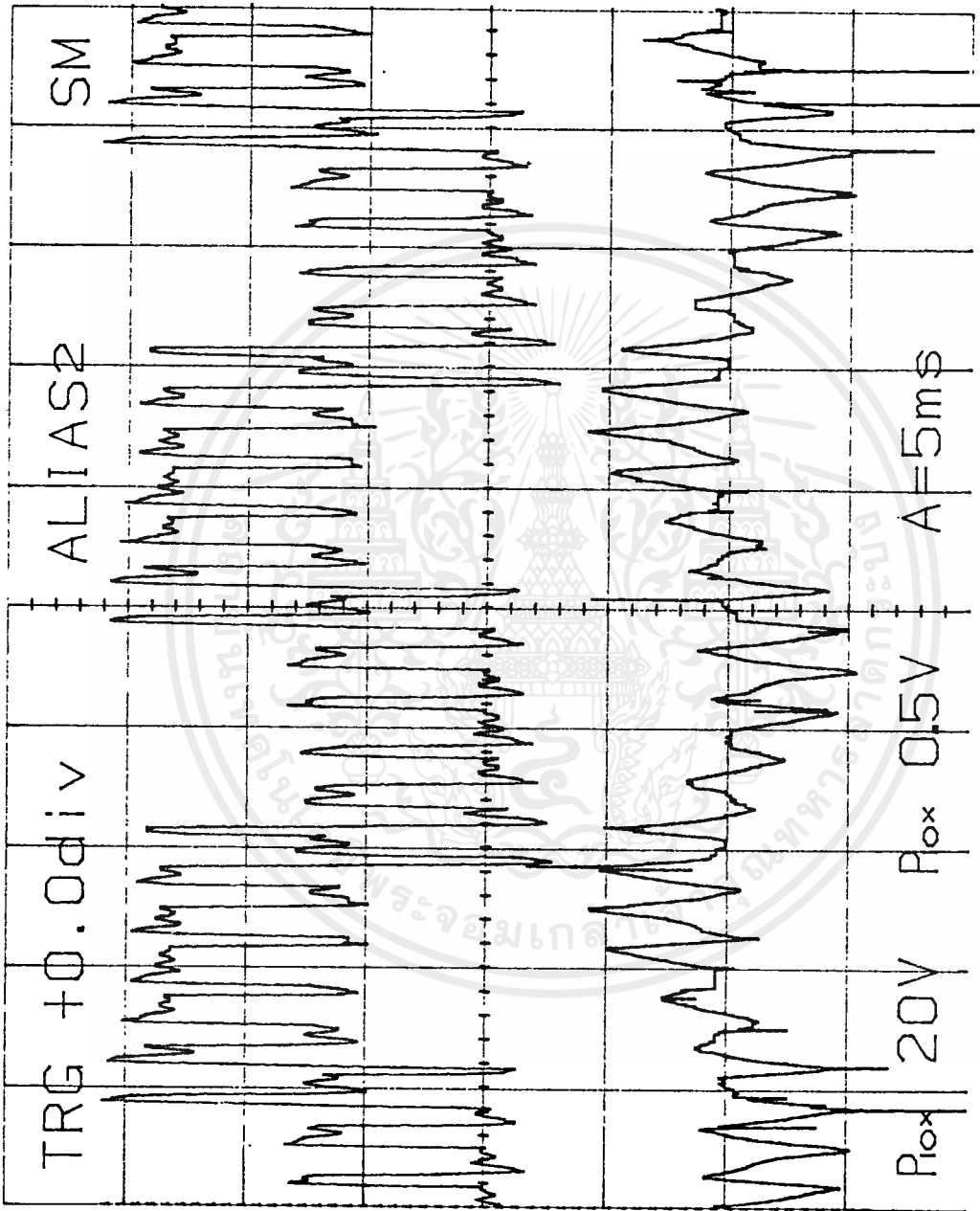
คลื่น PWM VOLTAGE (LINE TO NEUTRAL)



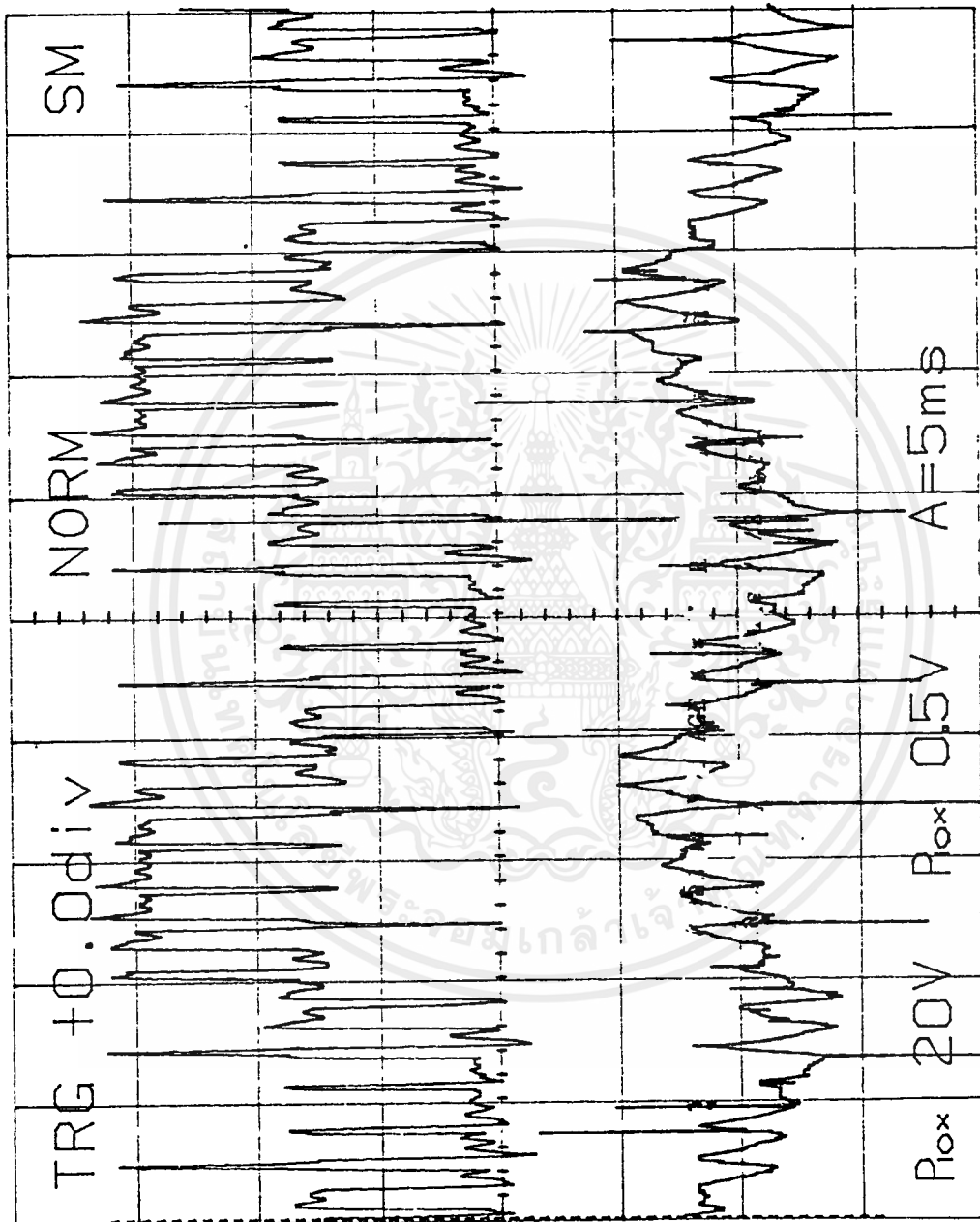
รูปที่ 7.3 แสดงลักษณะ VOLTAGE และ CURRENT ของมอเตอร์ที่ขับ
เคลื่อนด้วยสัญญาณ PWM 1 Pulse/1/2 Cycle



รูปที่ 7.4 แสดงลักษณะ VOLTAGE และ CURRENT ของมอเตอร์ที่ขับ
เคลื่อนด้วยสัญญาณ PWM 3 Pulse/1/2 Cycle



รูปที่ 7.5 แสดงลักษณะ VOLTAGE และ CURRENT ของมอเตอร์ที่ขับ
เคลื่อนด้วยสัญญาณ PWM 7 Pulse/1/2 Cycle

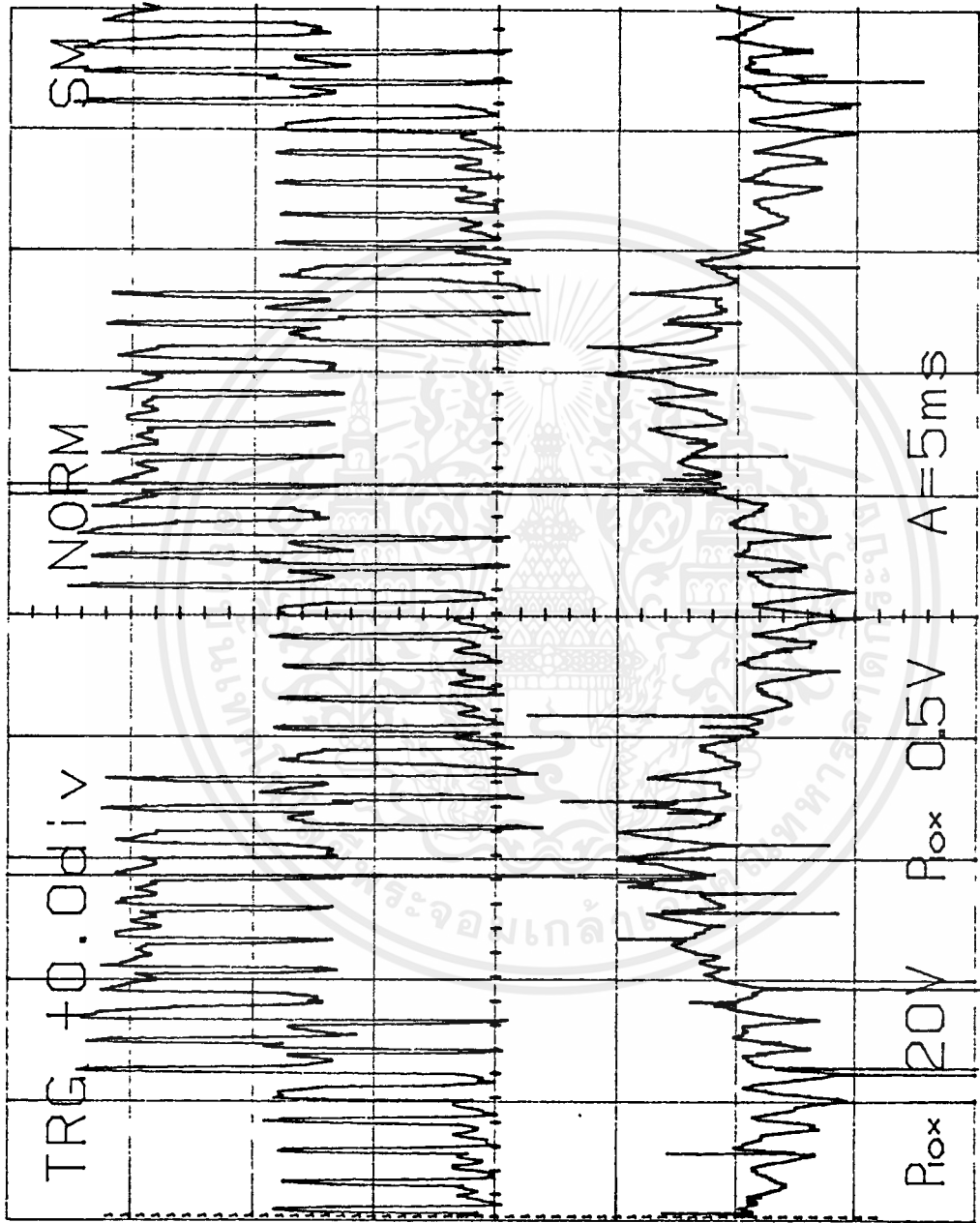


รูปที่ 7.6 แสดงลักษณะ VOLTAGE และ CURRENT ของมอเตอร์กับ
เคลื่อนด้วยสัญญาณ PWM 9 Pulse/1/2 Cycle

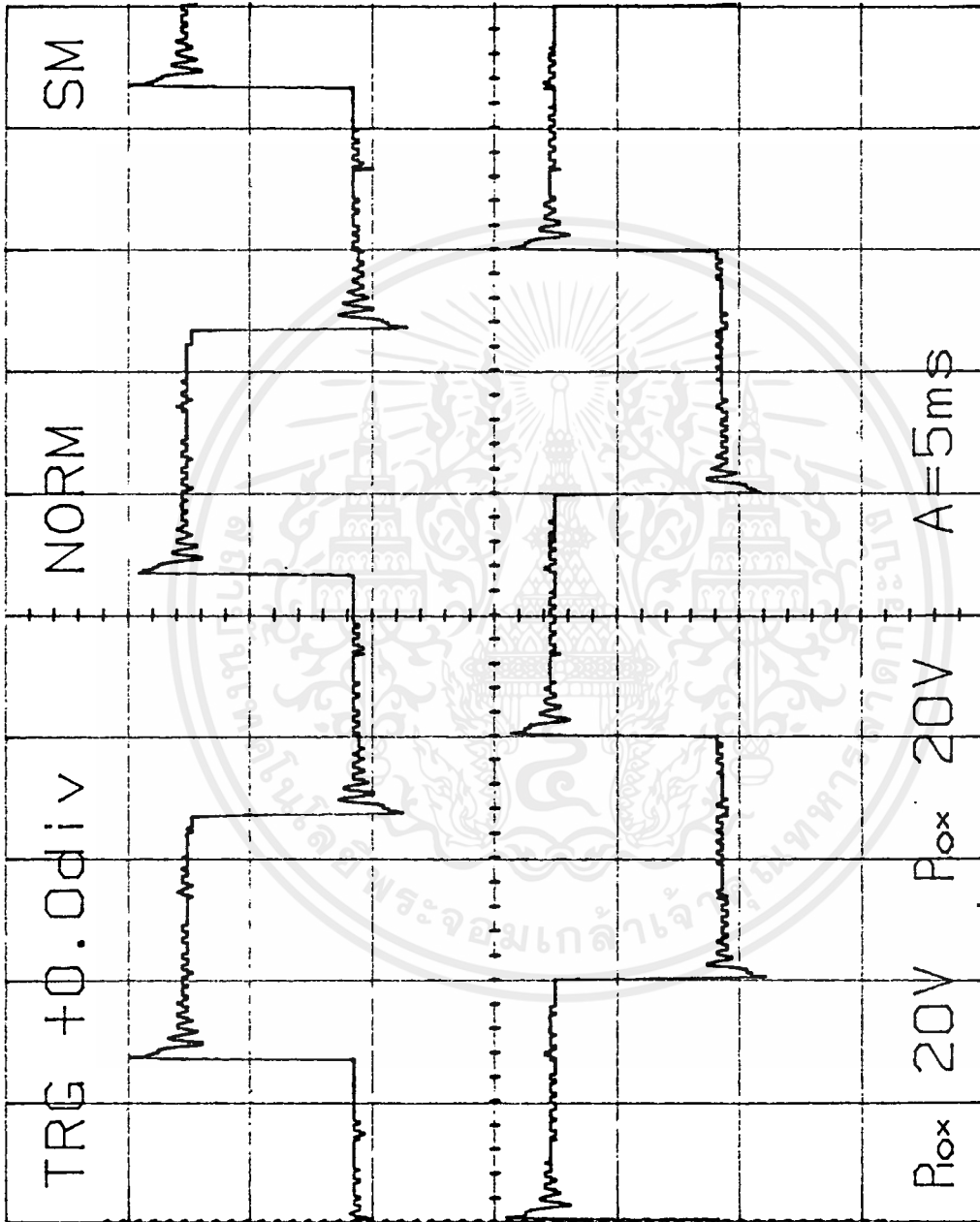


คณะกรรมการศาสตร์

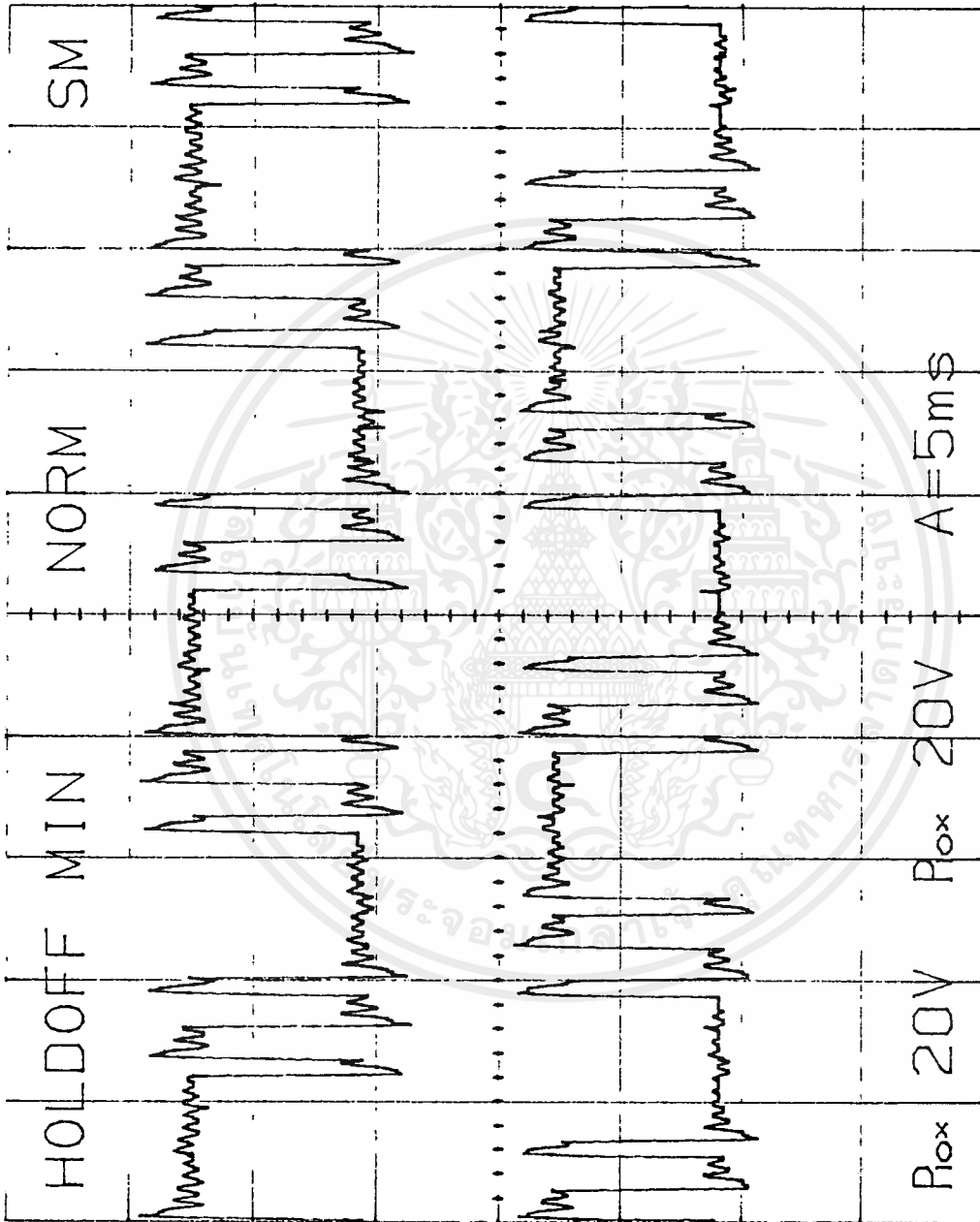
119



รูปที่ 7.7 แสดงลักษณะ VOLTAGE และ CURRENT ของมอเตอร์กับ
คลื่นตัวนำสัญญาณ PWM 11 Pulse/1/2 Cycle



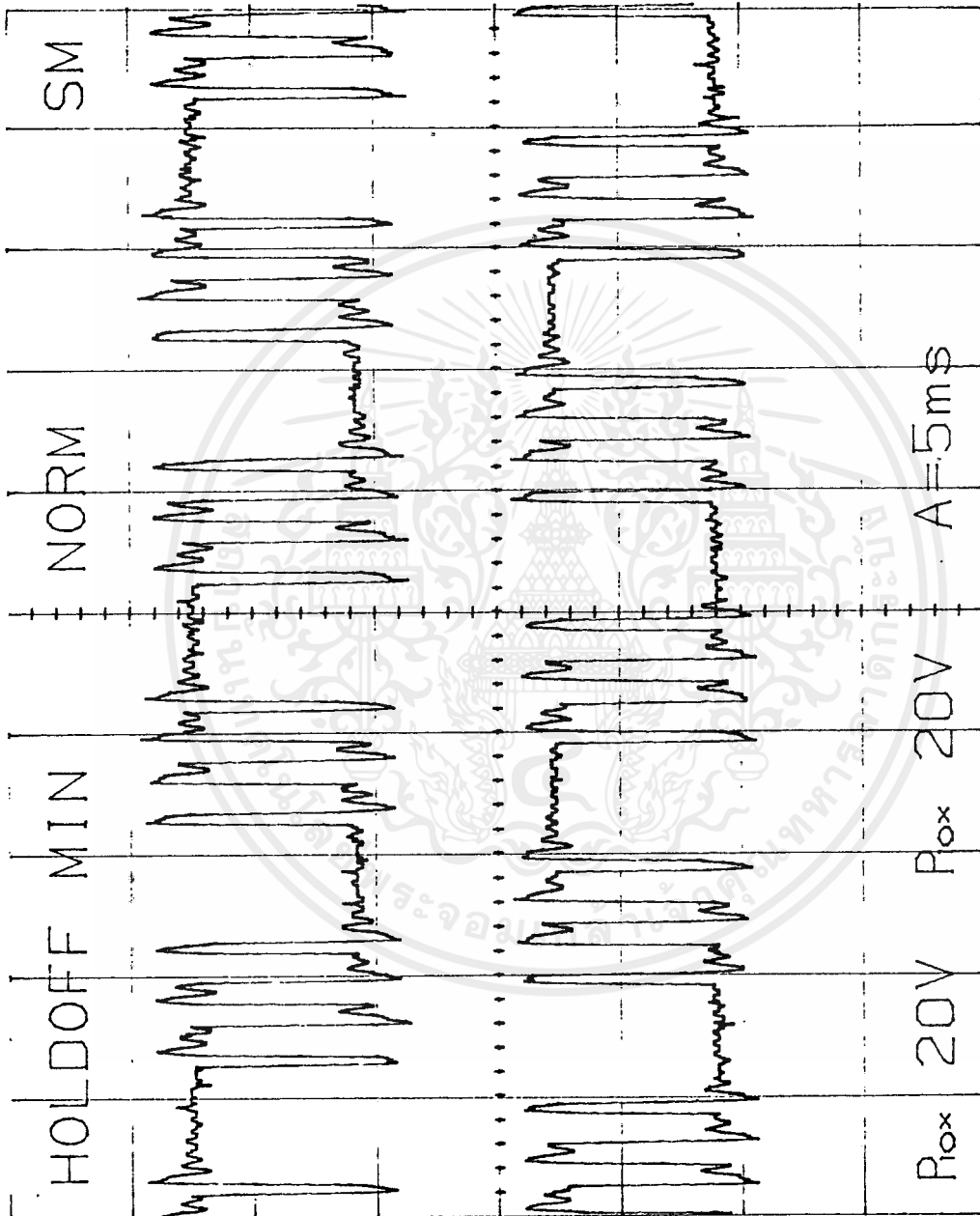
รูปที่ 7.8 แสดงลักษณะคลื่น VOLTAGE (LINE TO NEUTRAL) ที่สัญญาณ PWM
1 Pulse/ 1/2 Cycle เปลี่ยนเทียบกับระหว่างเฟส R และเฟส S
(220 V.; 50 Hz)



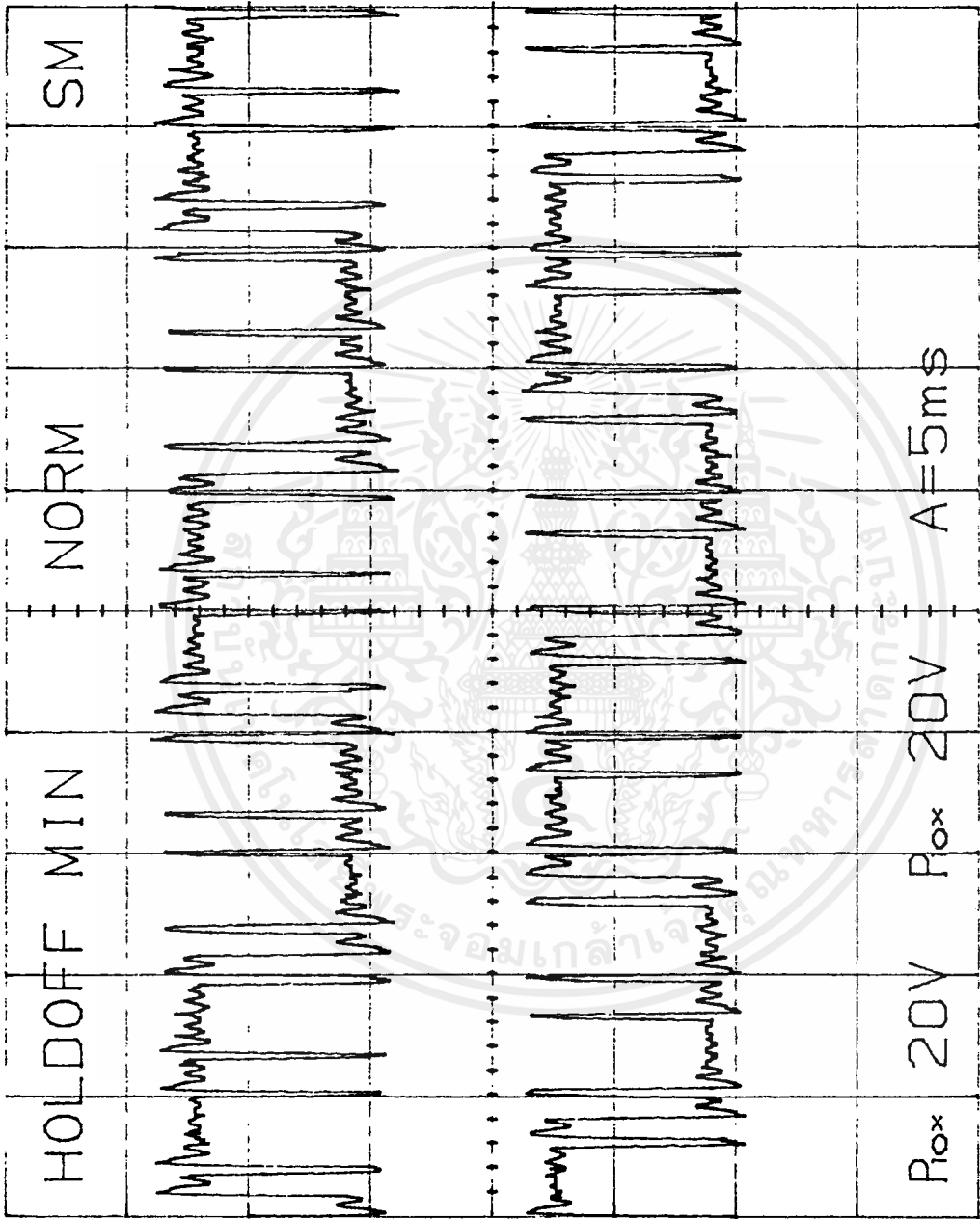
รูปที่ 7.9 แสดงลักษณะคลื่น VOLTAGE (LINE TO NEUTRAL) ที่สัญญาณ PWM

5 Pulse/ 1/2 Cycle เปลี่ยนเทียบกับระหว่างเฟส R และเฟส S

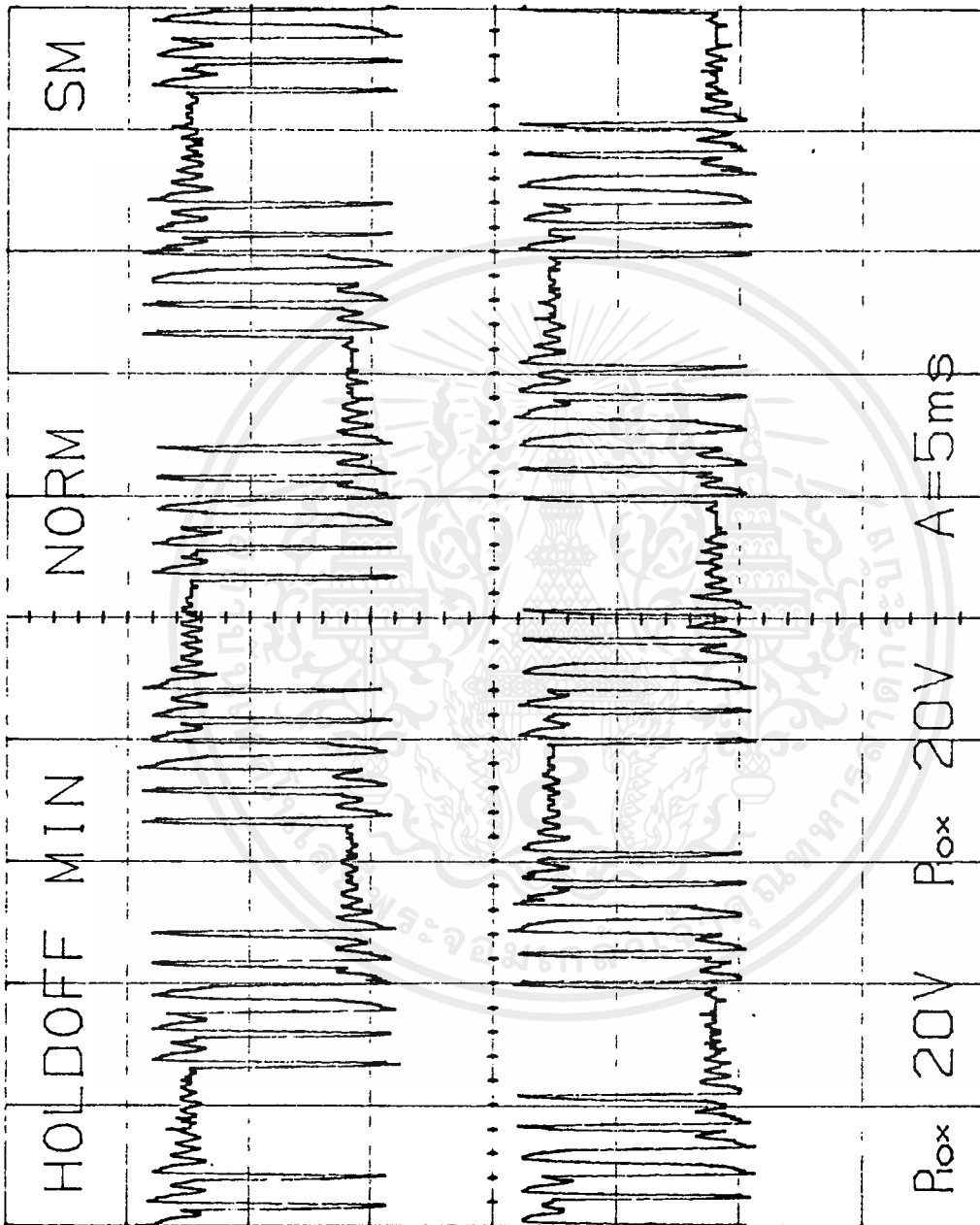
(220 V.; 50 Hz)



รูปที่ 7.10 แสดงลักษณะคลื่น ^{ที่}VOLTAGE (LINE TO NEUTRAL) ที่สัญญาณ PWM
7 Pulse/1/2 Cycle เปลี่ยนที่เกณฑ์ระหว่างเฟส R และเฟส S
(220 V.; 50 Hz)



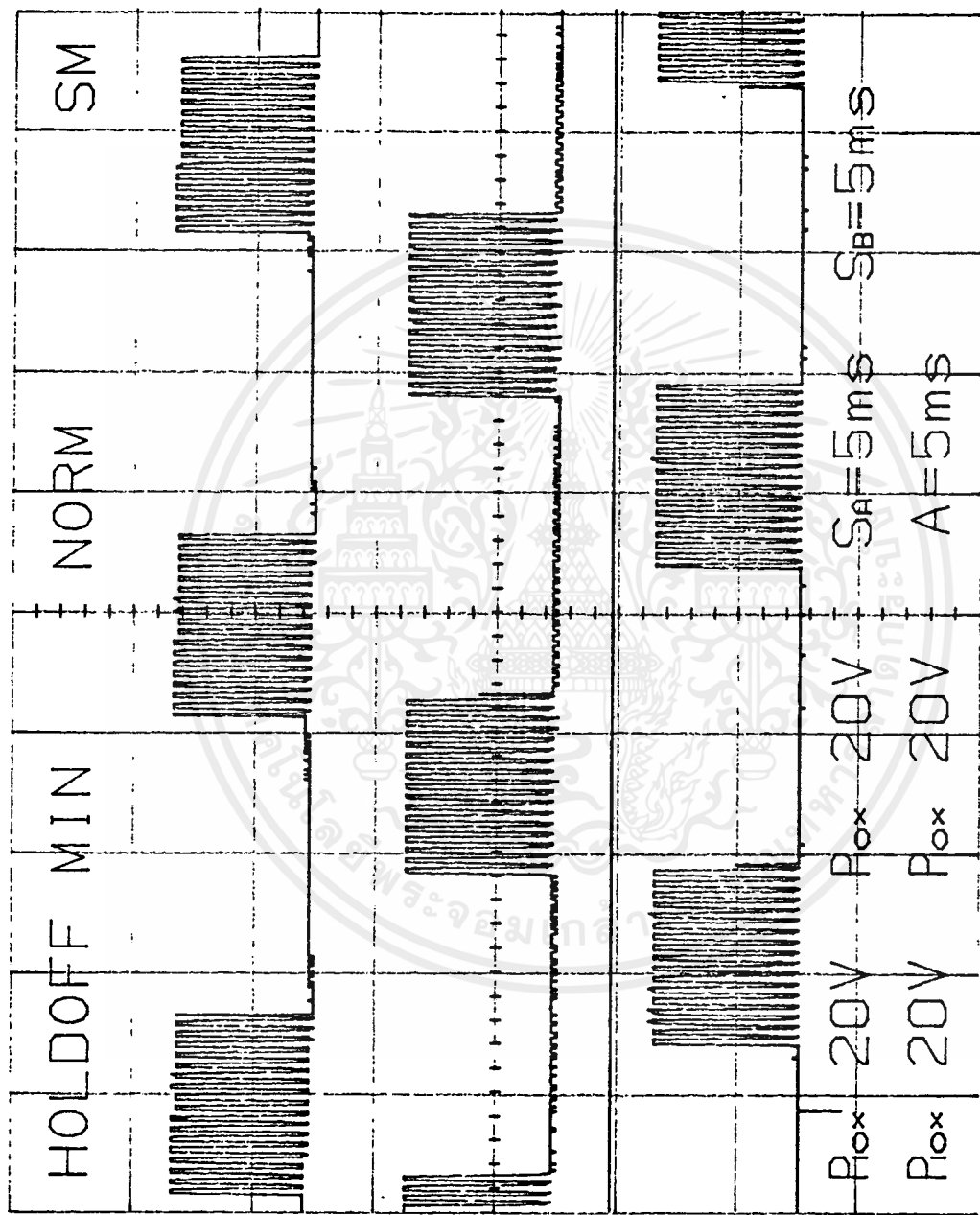
รูปที่ 7.11 แสดงลักษณะคลื่น VOLTAGE (LINE TO NEUTRAL) ที่สัญญาณ PWM
9 Pulse/1/2 Cycle เปลี่ยนเฟสกันระหว่างเฟส R และเฟส S
(220 V.; 50 Hz)



รูปที่ 7.12 แสดงลักษณะคลื่น VOLTAGE (LINE TO NEUTRAL) ที่สัญญาณ PWM

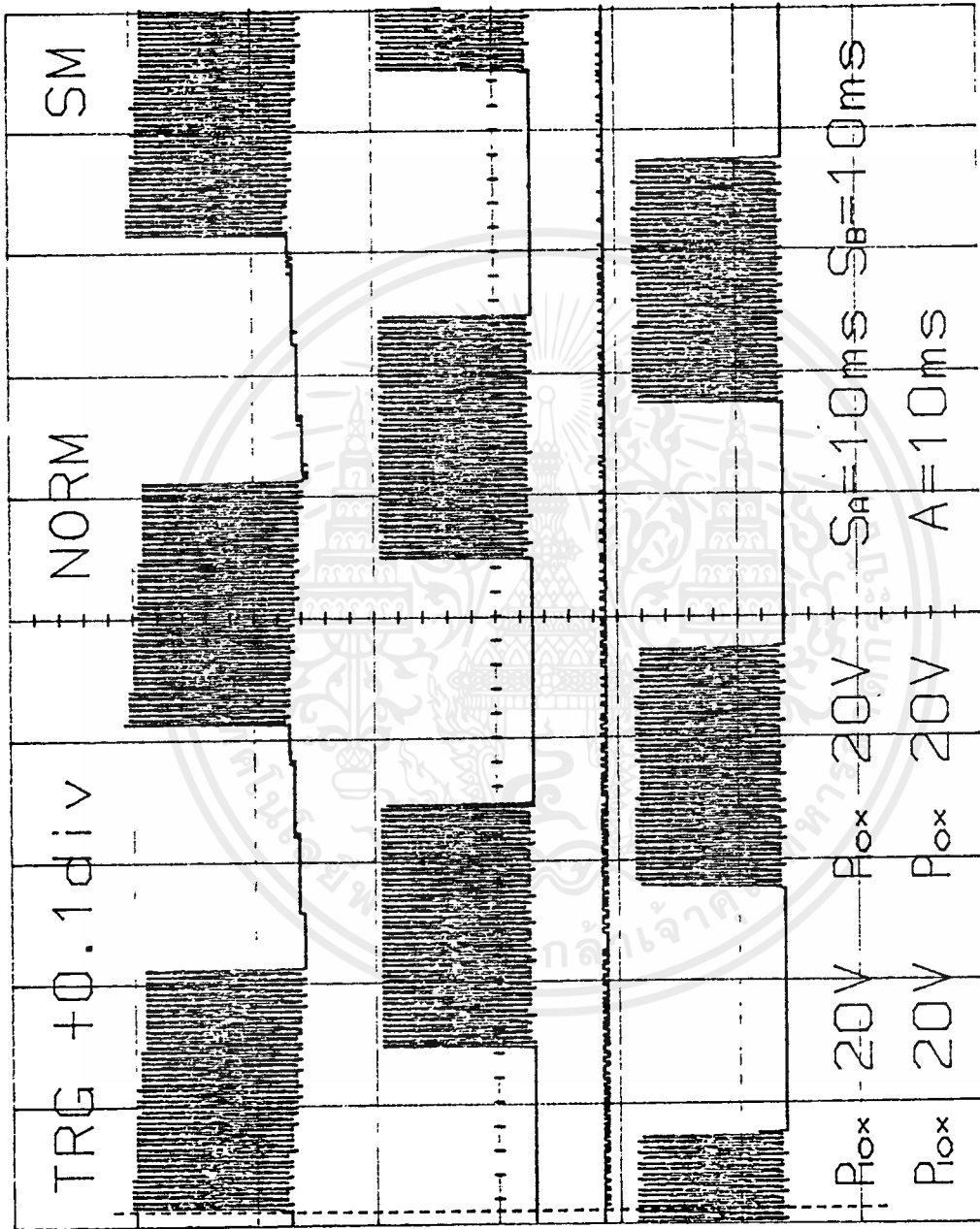
11 Pulse/1/2 Cycle เปรียบเทียบกันระหว่างเฟส R และเฟส S

(220 V.; 50 Hz)



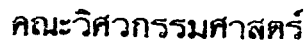
รูปที่ 7.13 สัญญาณกรีกคอนเวอร์เตอร์

จะลักษณะที่สามารถเพิ่มหรือลดแรงดึงดูด(Dc Link)เพื่อให้สามารถควบคุมแรงดันความถี่ได้



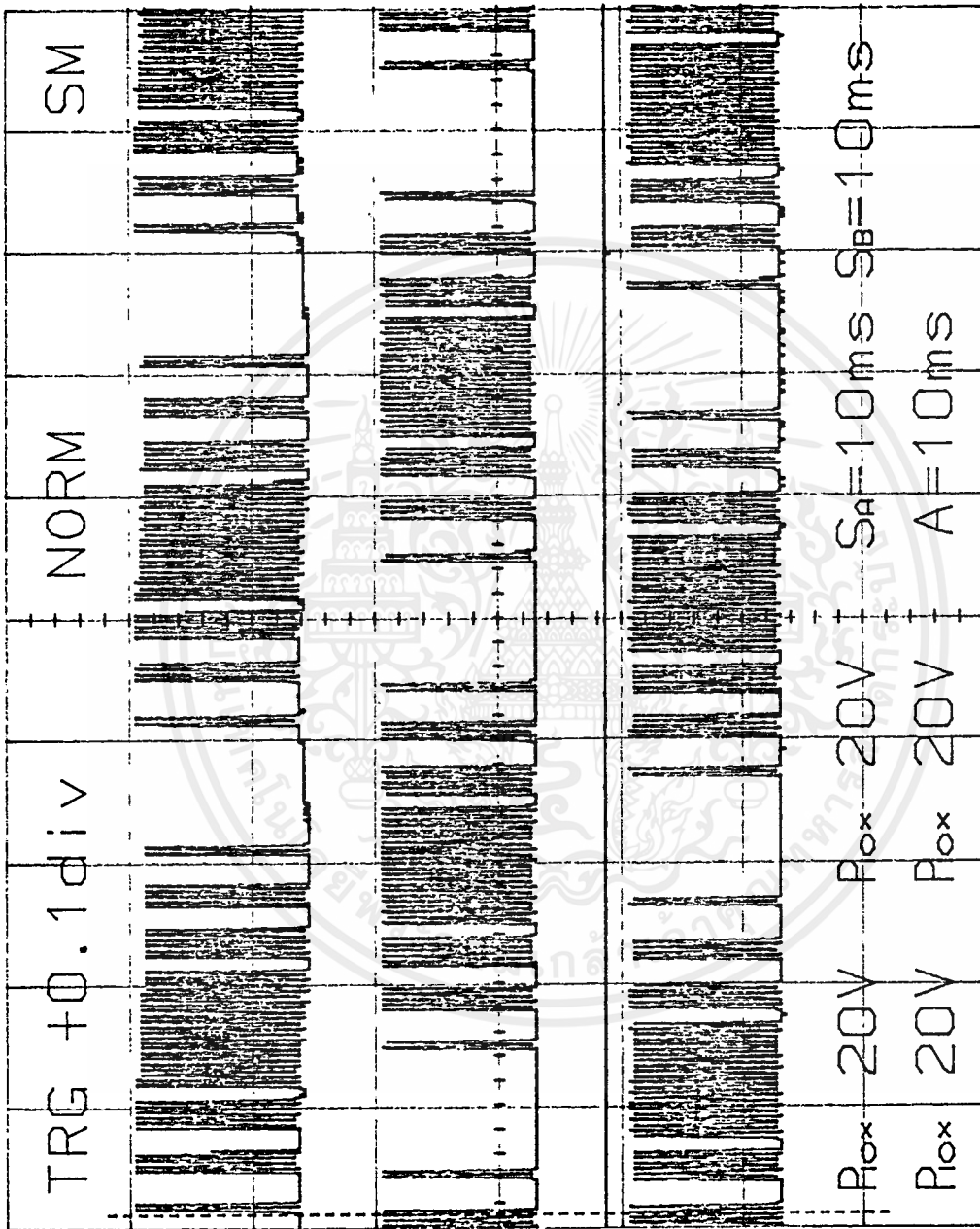
รูปที่ 7.14 แสดง Pulse Trig ของ Inverter 3๑ ที่สัญญาณ PWM

1 Pulse/1/2 Cycle (24 V; 50Hz)

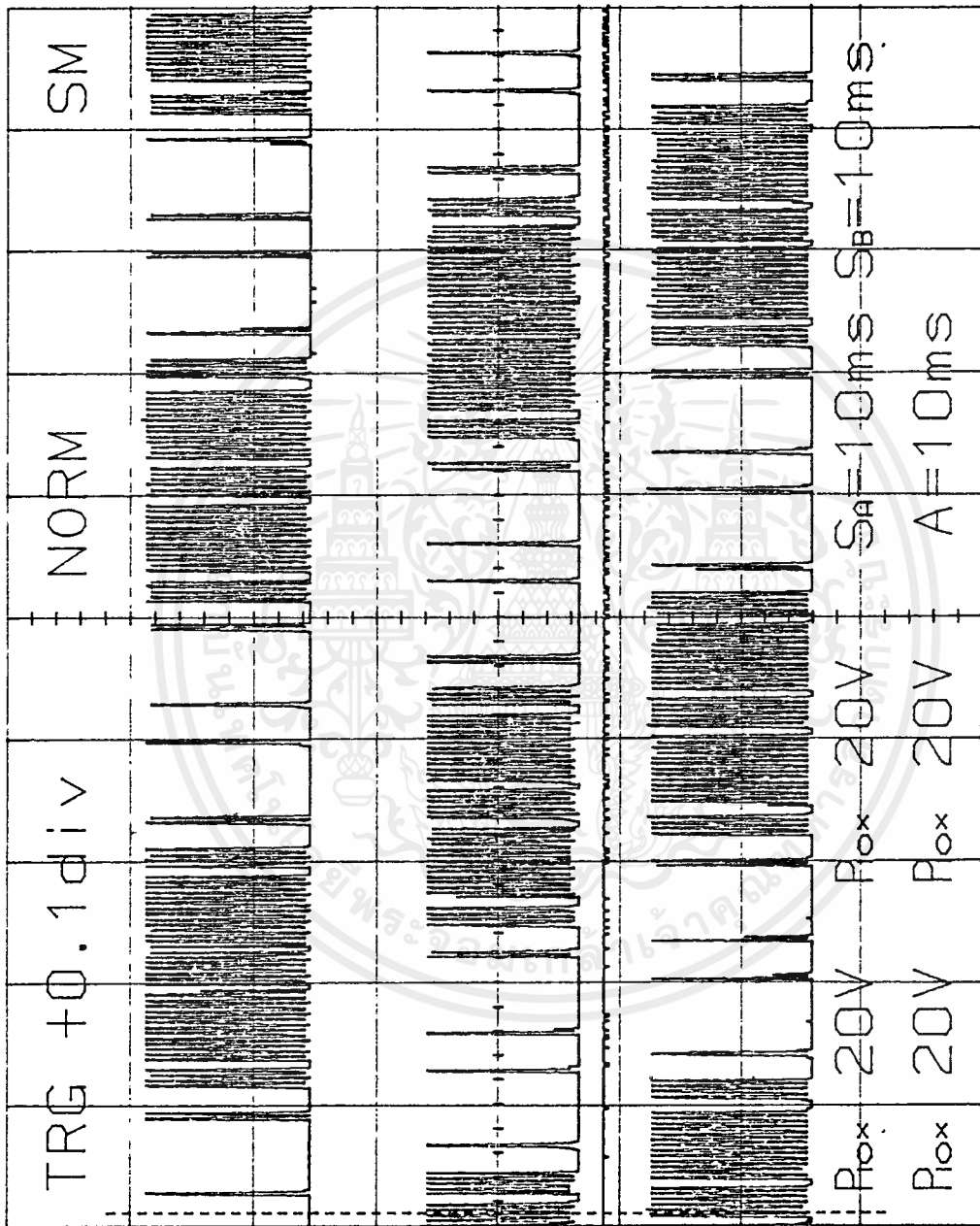


รูปที่ 7.15 แสดง Pulse Trig ของ Inverter 3Φ ที่สัญญาณ PWM

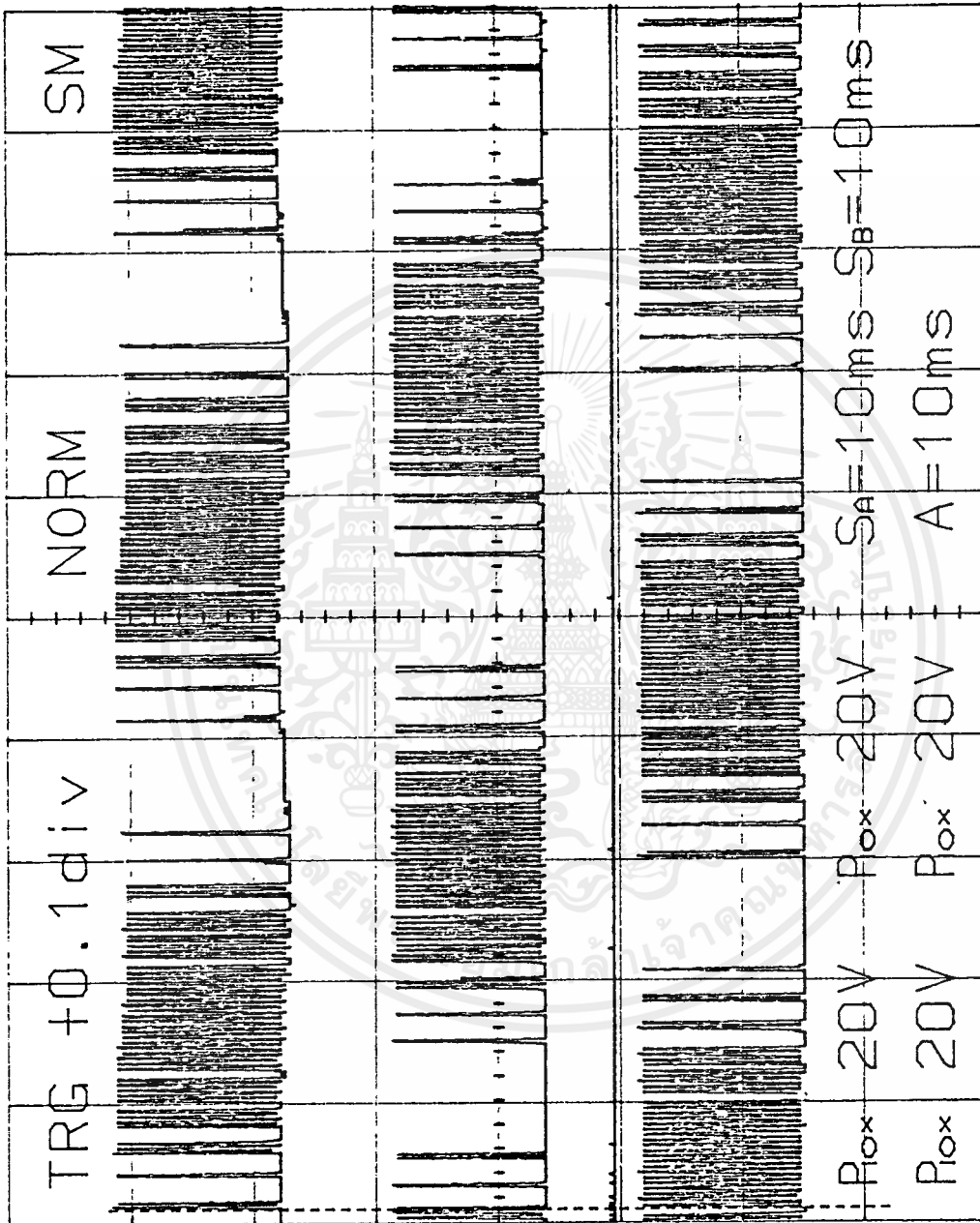
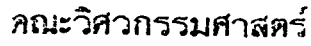
5 Pulse/1/2 Cycle (24 V; 50Hz)



รูปที่ 7.16 แสดง Pulse Trig ของ Inverter 3φ ที่สัญญาณ PWM
7 Pulse/1/2 Cycle (24 V; 50Hz).



รูปที่ 7.17 แสดง Pulse Trig ของ Inverter 3 ที่สัญญาณ PWM
9 Pulse/1/2 Cycle (24 V; 50Hz)



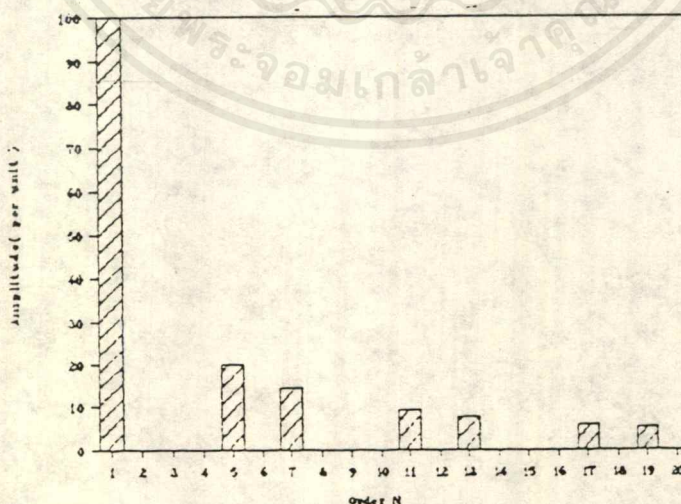
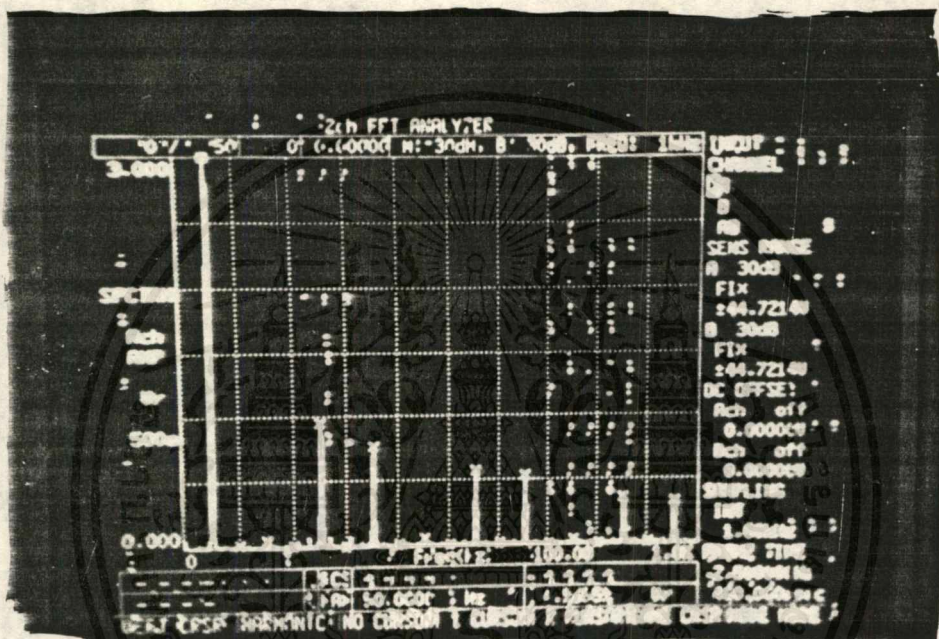
รูปที่ 7.18 แสดง Pulse Trig ของ Inverter 3 ϕ ที่สัญญาณ PWM 11 Pulse/1/2 Cycle (24 V; 50Hz)



คณะวิศวกรรมศาสตร์

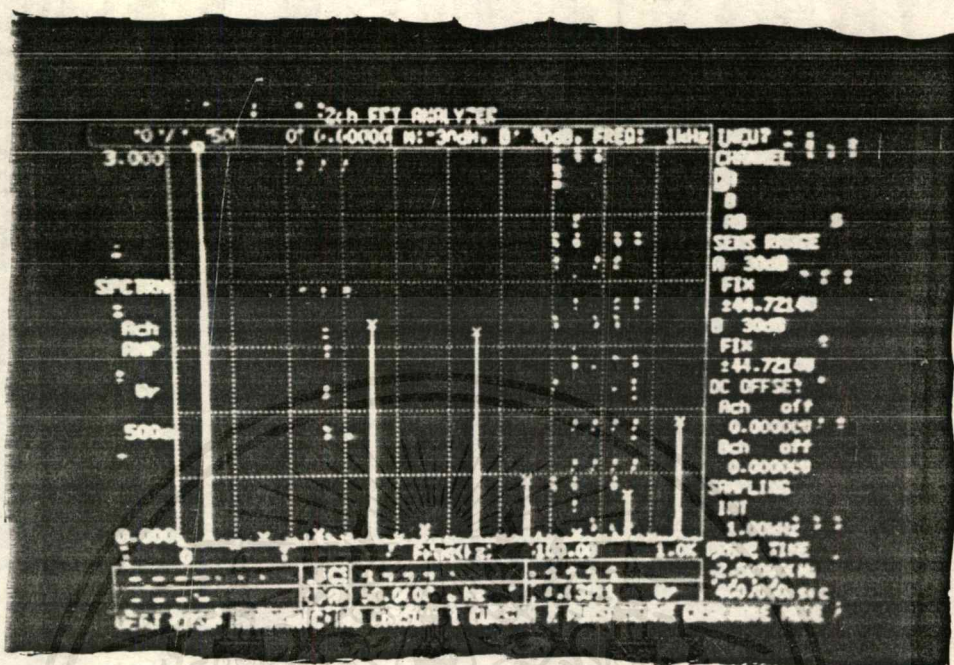
131

7.4 แสดงผลขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ในรูปของสเปกตรัมที่ได้จากการทดลองและทำการเปรียบเทียบกับผลการคำนวณและแสดงการใช้เทคนิค PWM ในการกำจัดฮาร์โมนิกส์ลำดับต่ำออกไป



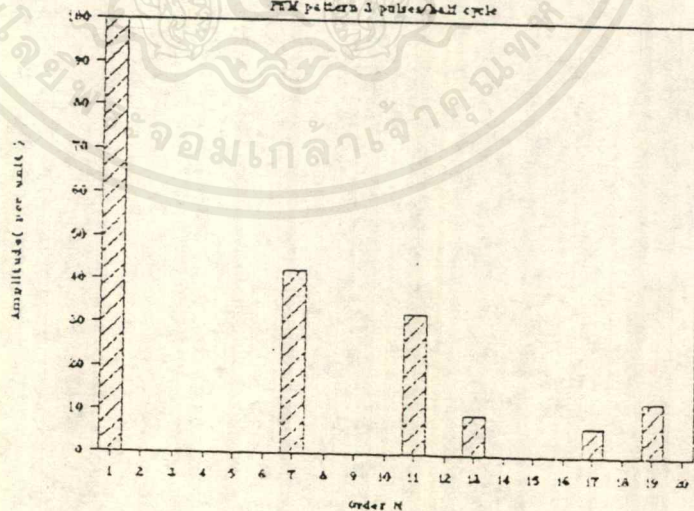
รูปที่ 7.19 แสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิคส์ที่เกิดขึ้นเปรียบเทียบกับขนาดของฮาร์โมนิคส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการเชิงพาณิชย์เท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

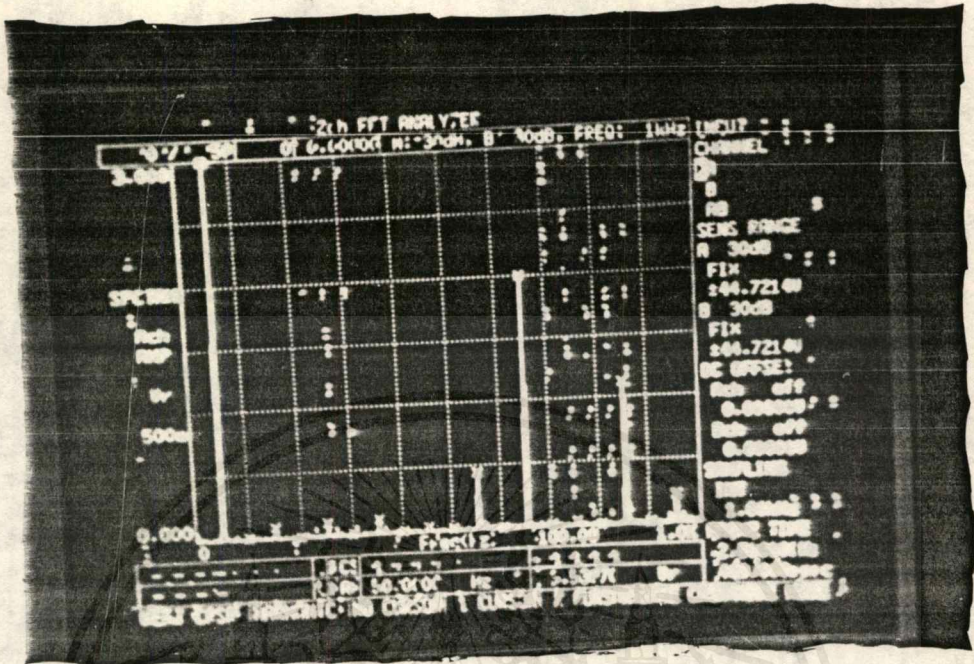


HARMONIC SPECTRUM

PWM pattern 1 pulses/cycle

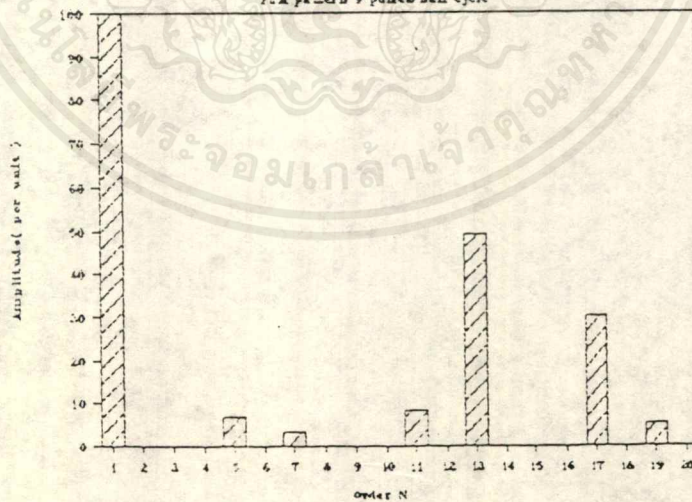


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 7.20 แสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นเปรียบเทียบกับฮาร์โมนิกส์ที่
ไม่จำกัดใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต

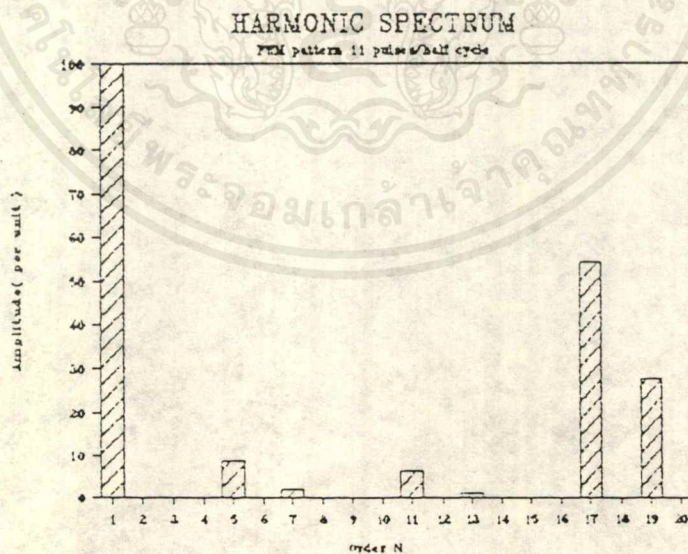
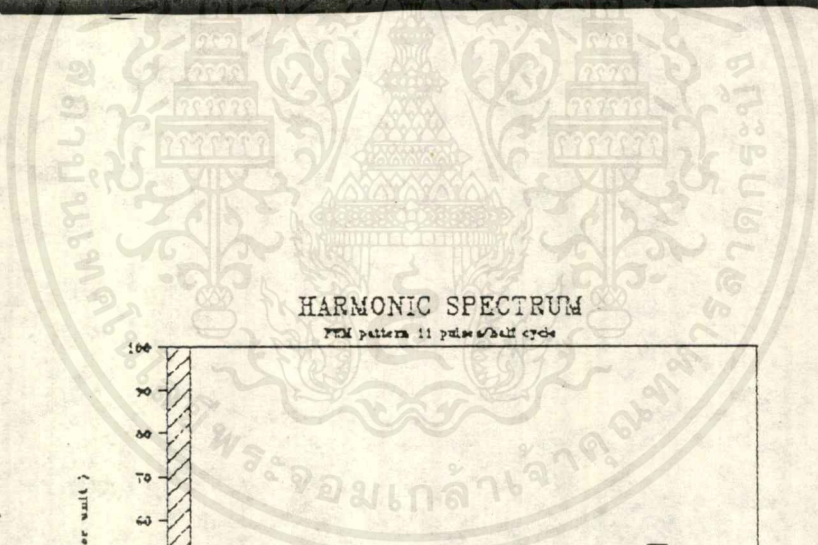
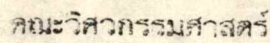


HARMONIC SPECTRUM

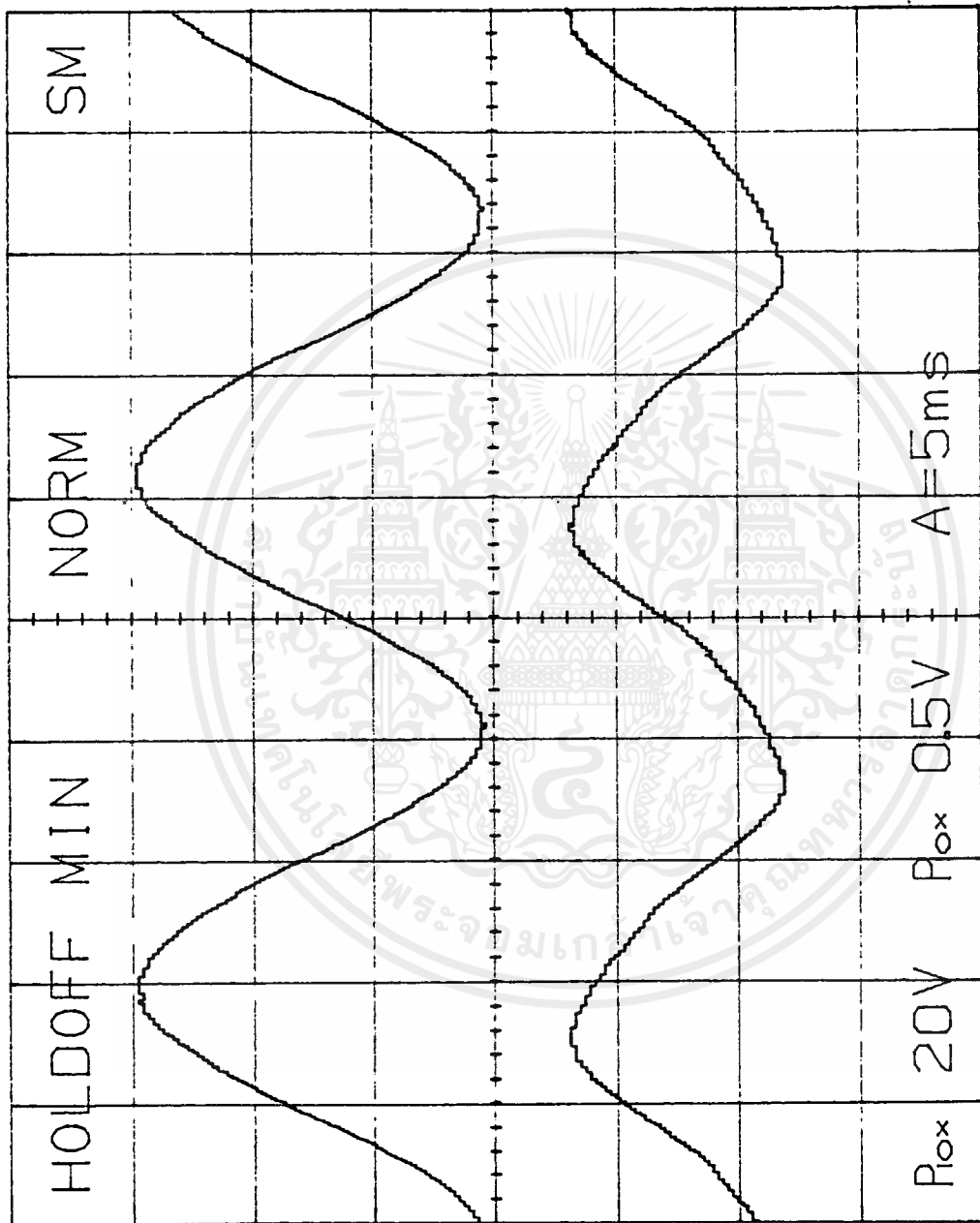
PWM pattern 9 pulses/half cycle



รูปที่ 7.22 แสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นเปรียบเทียบกับฮาร์โมนิกส์ที่
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และข้อมูลใดๆ ไปใช้ในทางที่ผิดหรือนำไปใช้



รูปที่ 7.23 แสดงองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นเปรียบเทียบกับฮาร์โมนิกส์ที่
ไม่วกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดูได้จากการทดลองที่สัญญาณ PWM 11 พัลส์/ครึ่งไซเคิล



7.5 ลักษณะสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของชุดเอเอ็มจีเซ็ท(HG.SET)ที่ 50ไมล์ 220โวลท์จ่ายโหลดอิน

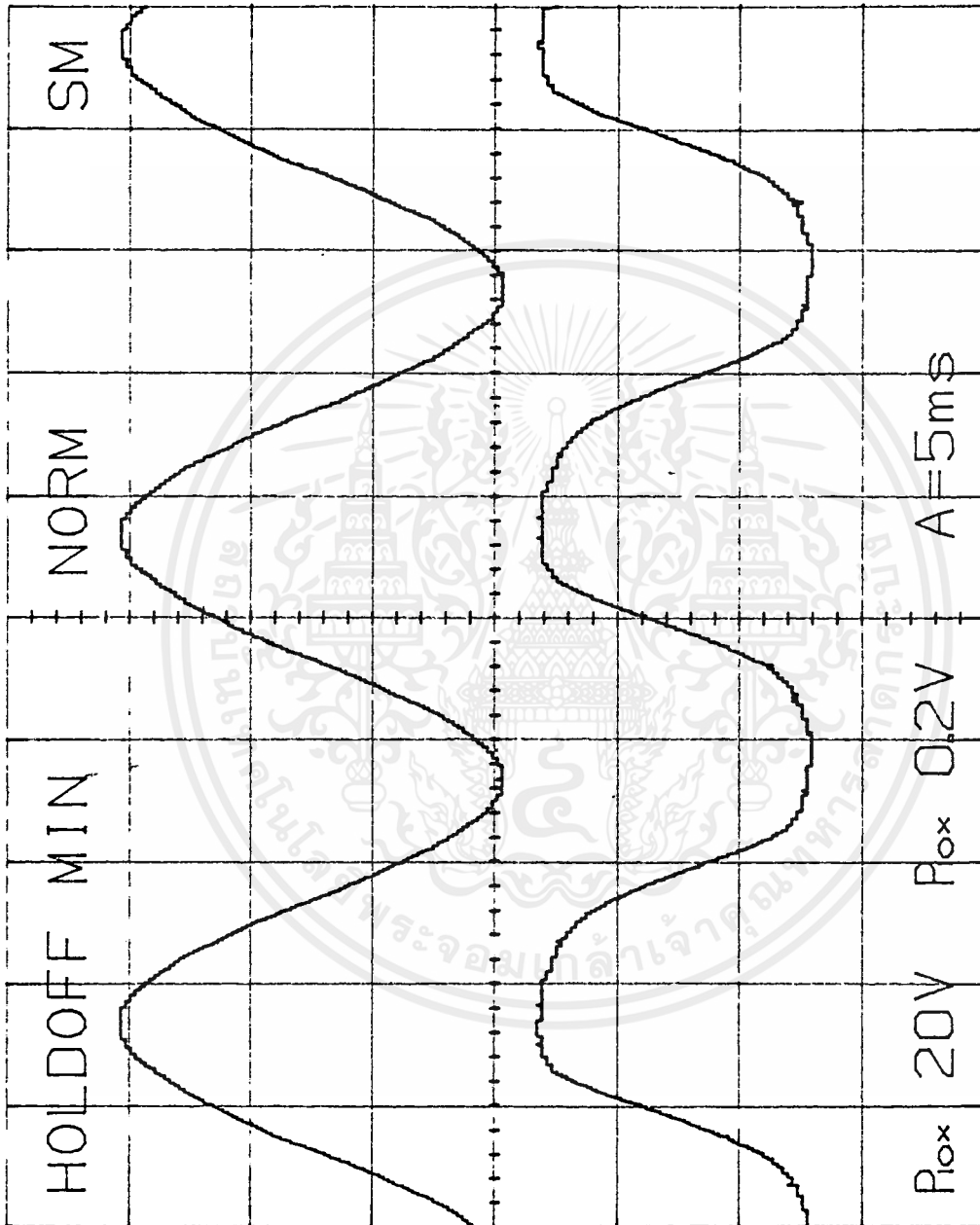
ดักชั่นมอเตอร์ รับโหลดที่ 4นิวตันเมตร และในขณะไม่มีโหลด

รูปที่ 7.24 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของชุดเอเอ็มจีเซ็ท(HG.SET)ขณะ Full load



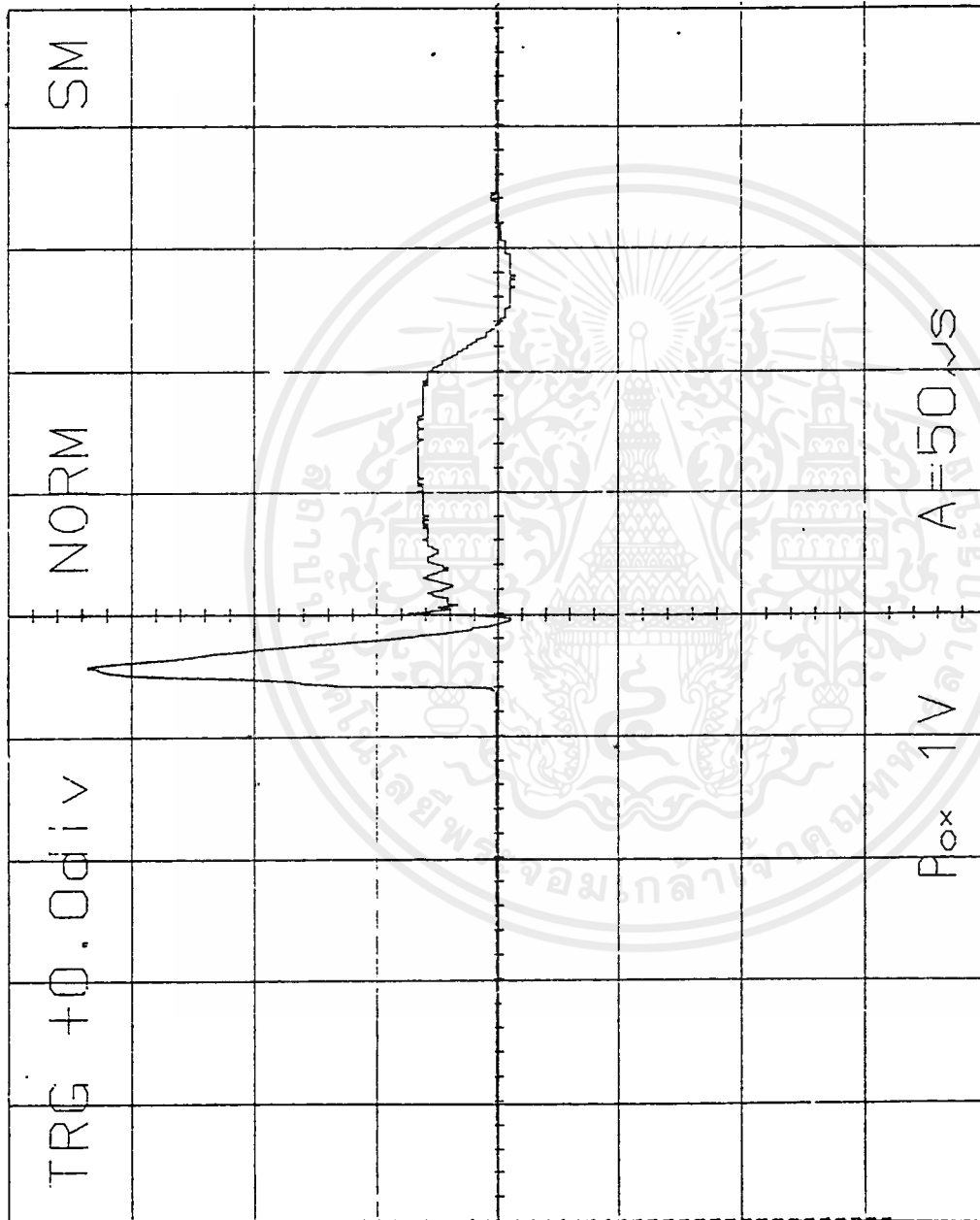
คณะวิศวกรรมศาสตร์

137



รูปที่ 7.25 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของชุดเอ็มจีเซ็ท (MG. SET) ขณะ No load

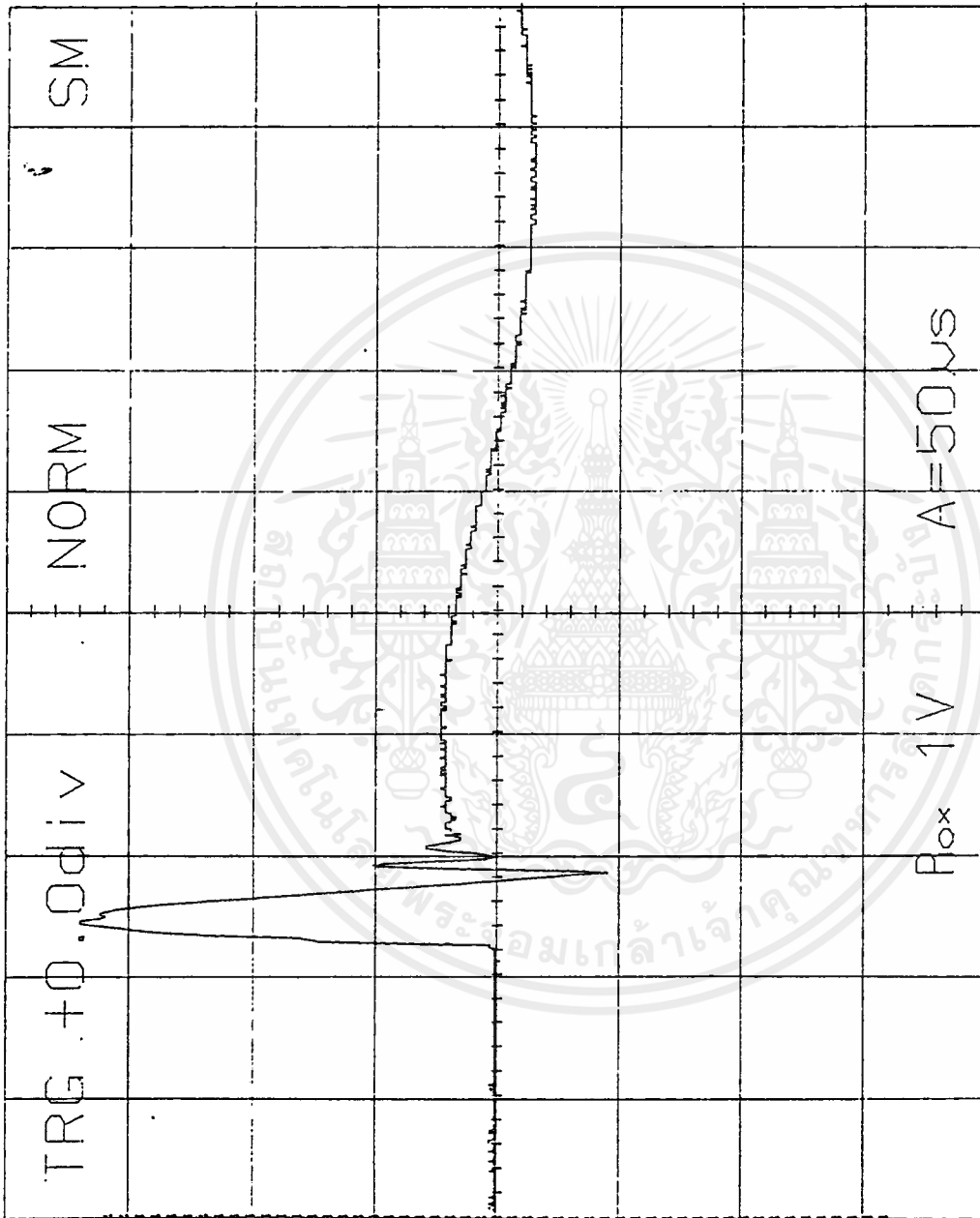
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



7.6 ลักษณะสัญญาณในขณะคอมมิวเตท (COMMUTATED) ในกรณีที่ FEED พลังงานและไม่ FEED พลัง

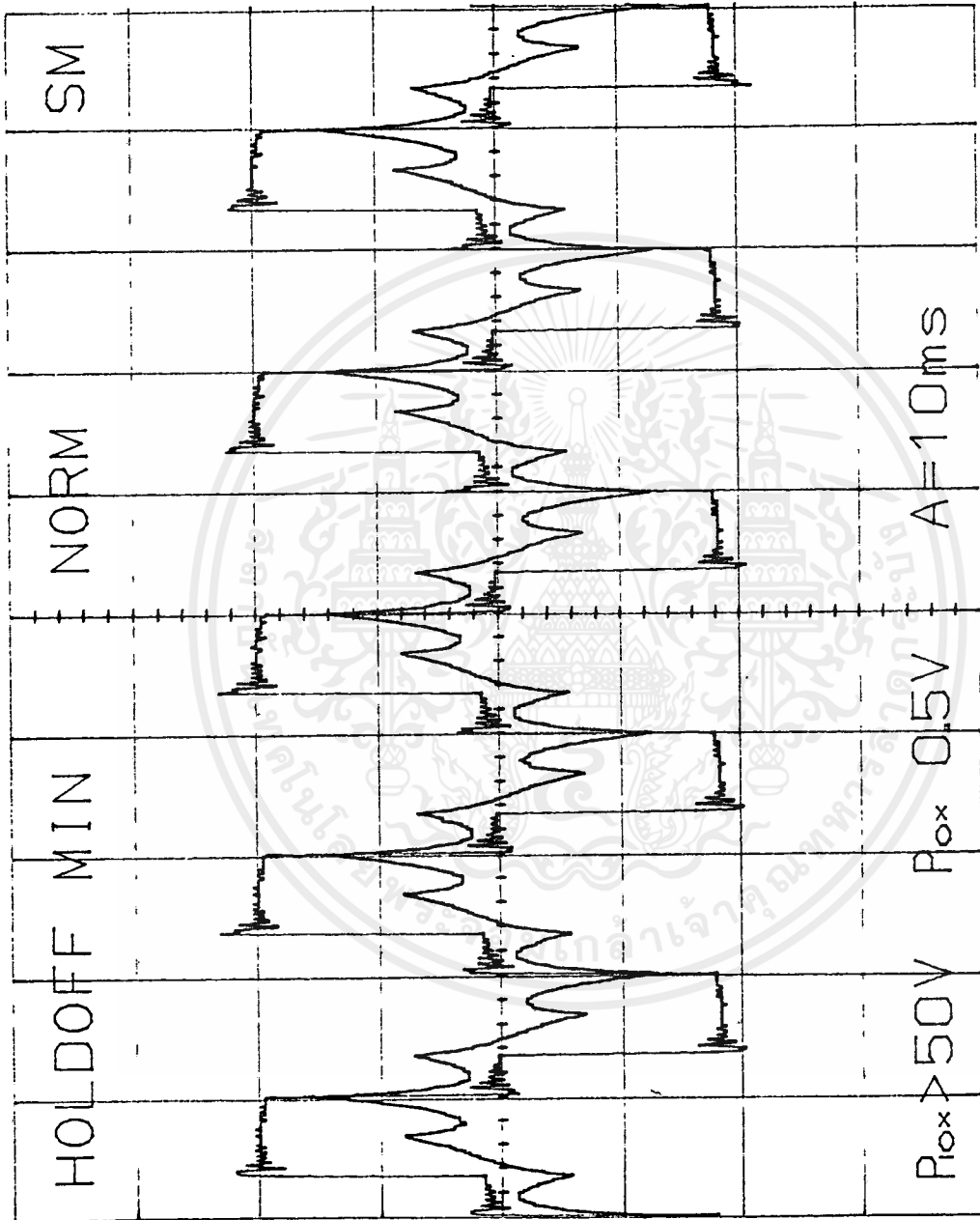
งานเข้า DC.LINK

รูปที่ 7.26 แสดงสัญญาณในขณะคอมมิวเตทที่ FEED back energy



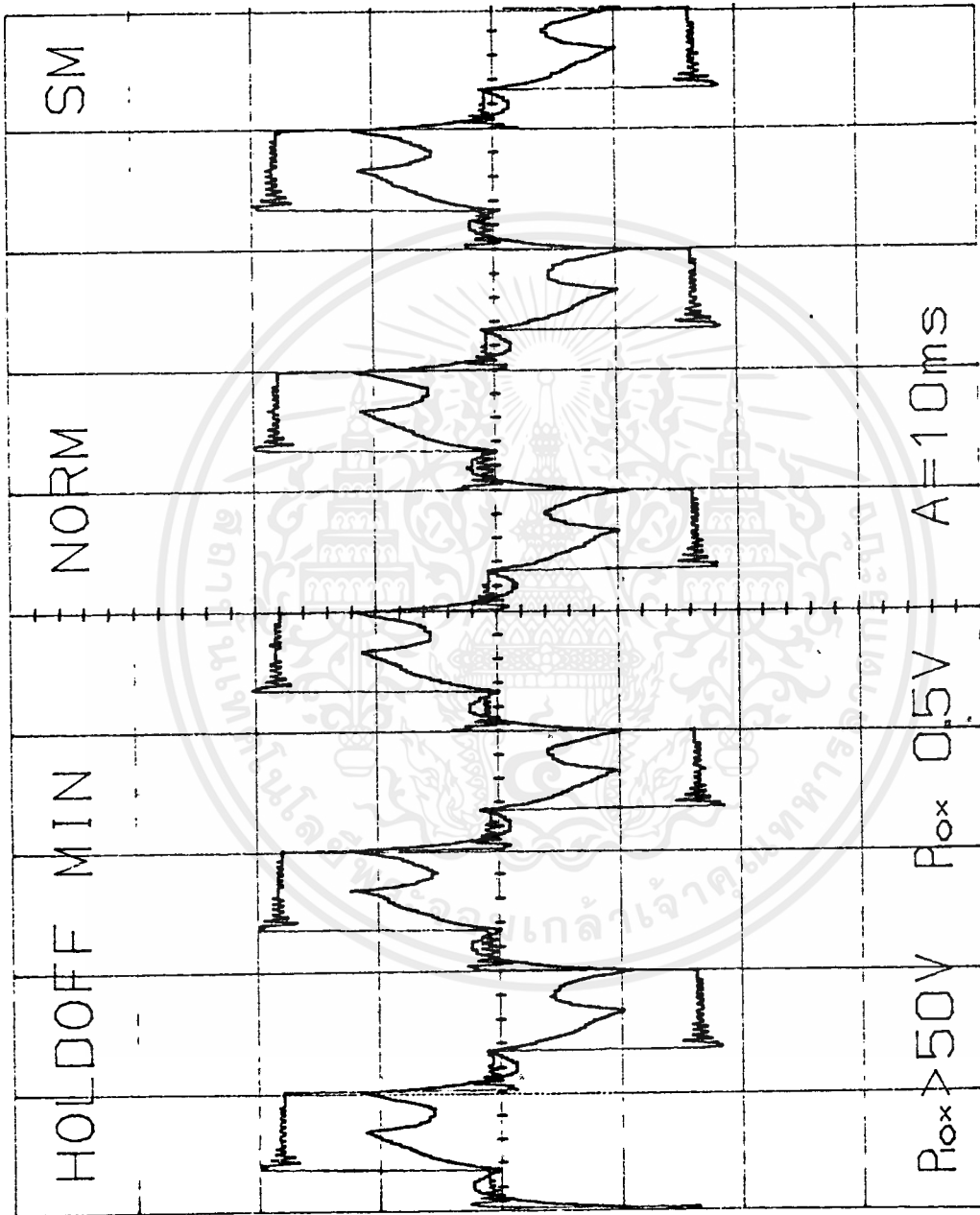
รูปที่ 7.27 แสดงสัญญาณขณะคอมมิวเตทการที่ไม่ Feed back energy

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



7.7 ผลการทดลองแสดงค่าเฟิร์วแอมพลิจูด (COS ϕ) ในขณะไม่มีโหลดและที่โหลดเต็มพิกัด แสดงให้เห็นว่าที่ไม่มีโหลด COS ϕ จะมีค่าต่ำมาก ๆ แต่เมื่อโหลด เข้าใกล้พิกัดค่า COS ϕ จะเพิ่มขึ้น

รูปที่ 7.28 แสดง COS ϕ ของเอาต์พุตอินพุตที่โมเตอร์ที่ No load

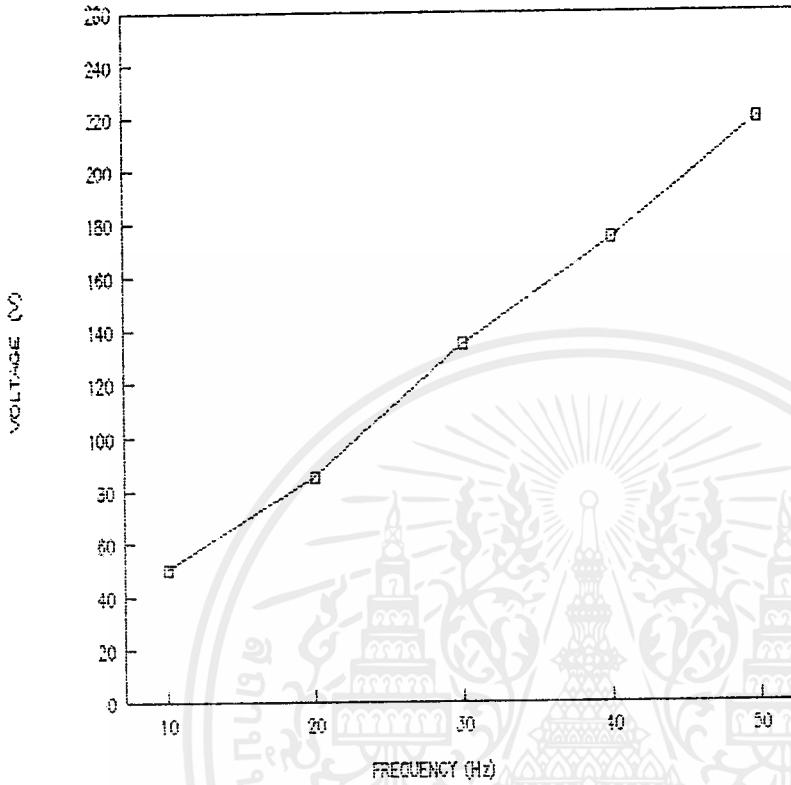


รูปที่ 7.29 แสดง COS ของเอาต์พุตที่ตัดกันเมื่อเตอร์ที่ Full load



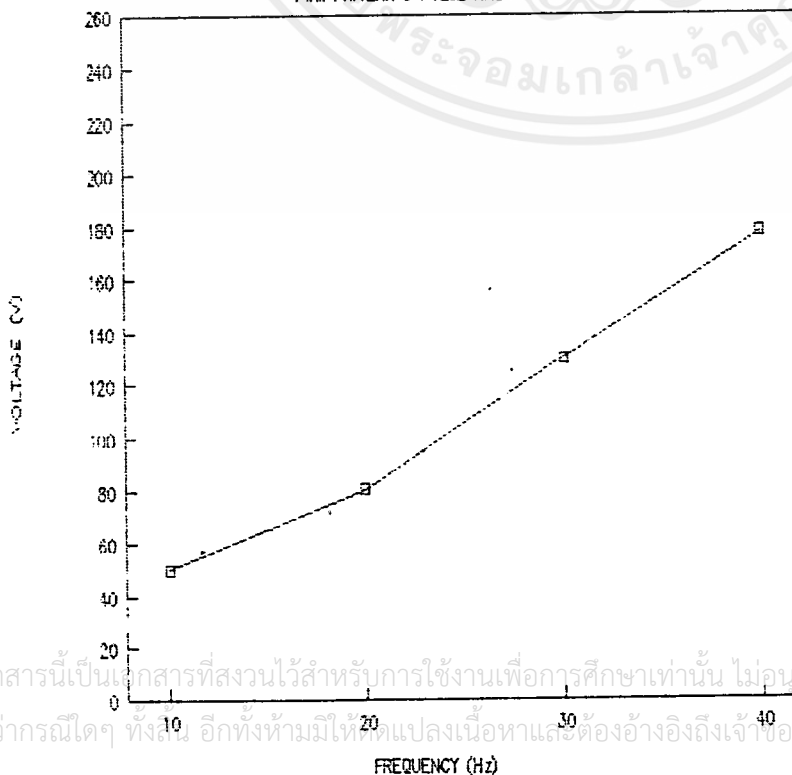
V/F CHARACTERISTICS

PWM PATTERN 1 PULSE HALF CYCLE



V/F CHARACTERISTICS

PWM PATTERN 3 PULSE HALF CYCLE

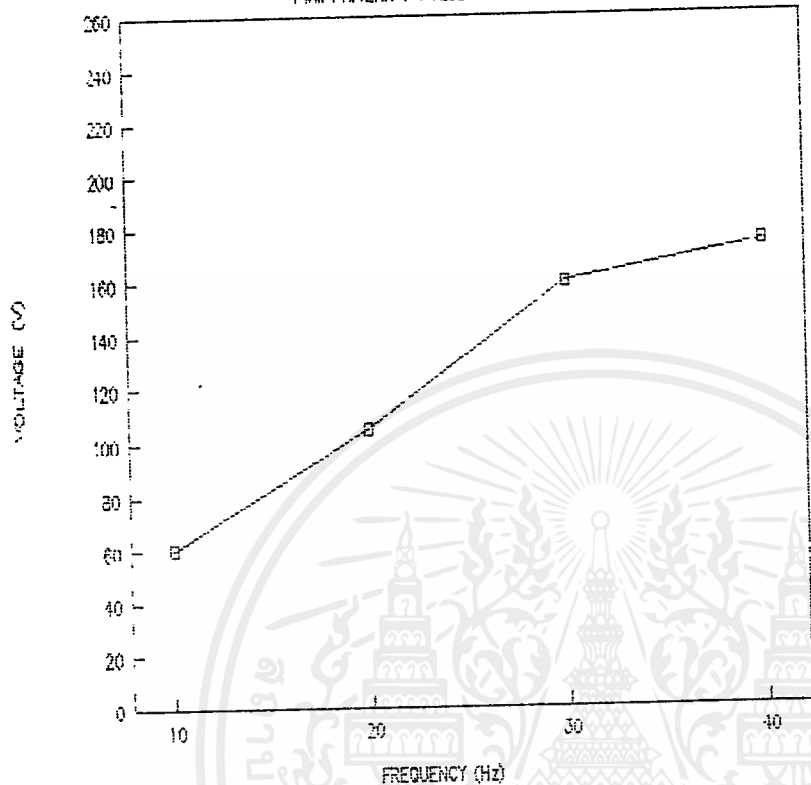


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



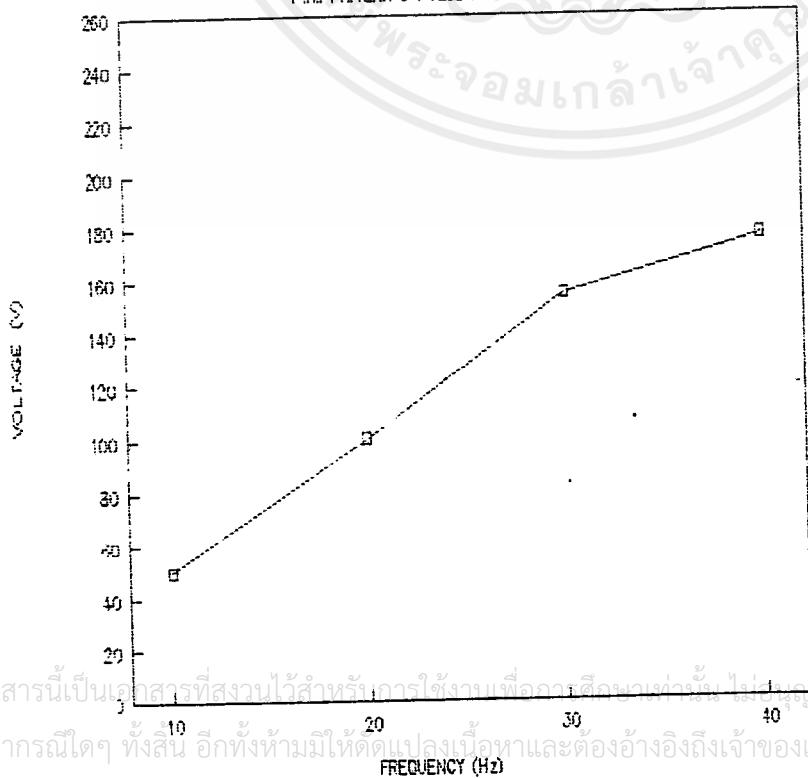
V/F CHARACTERISTICS

PWM PATTERN 7 PULSE HALF CYCLE



V/F CHARACTERISTICS

PWM PATTERN 9 PULSE HALF CYCLE

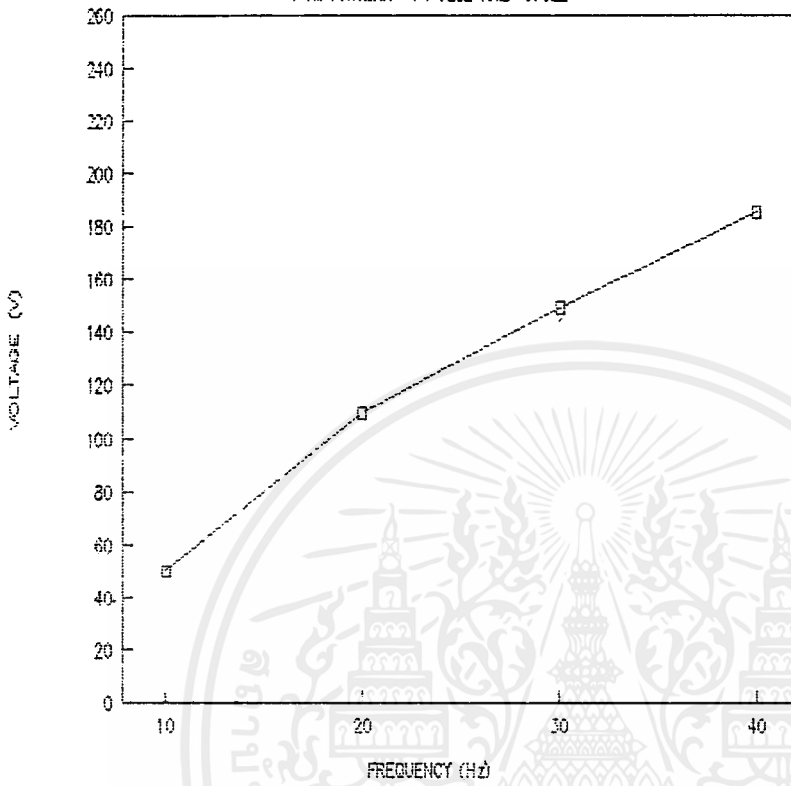


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



V/F CHARACTERISTICS

PWM PATTERN 11 PULSE HALF CYCLE

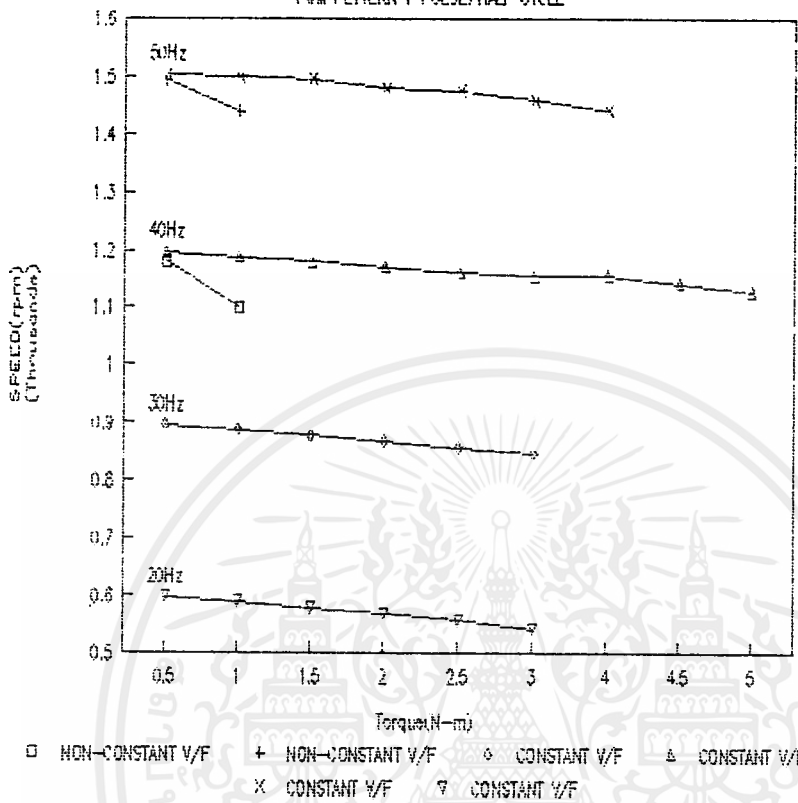


รูปที่ 7.30 แสดงอัตราส่วน V/F



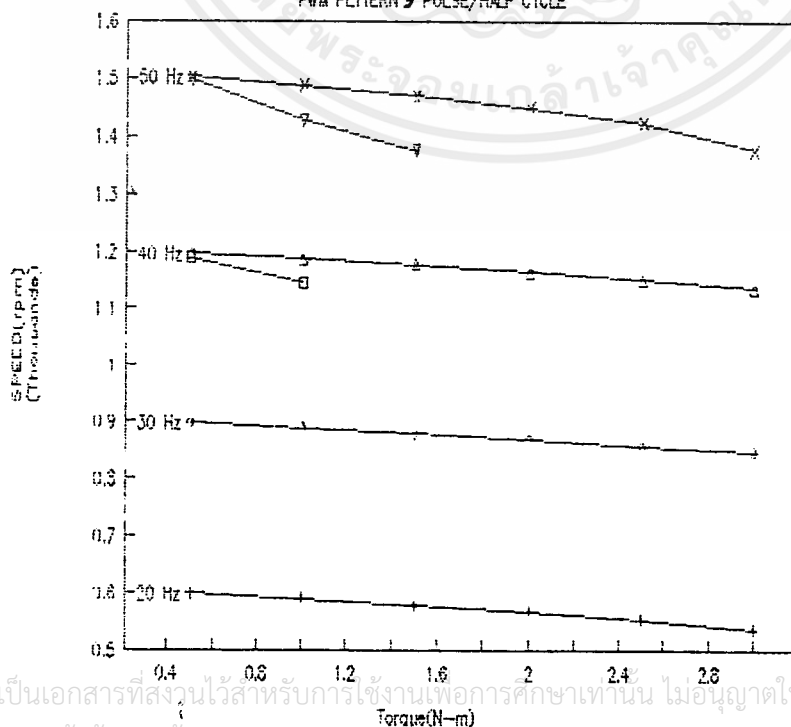
SPEED-TORQUE CHARACTERISTICS

PWM PATTERN 1 PULSE/HALF CYCLE



SPEED-TORQUE CHARACTERISTICS

PWM PATTERN 2 PULSE/HALF CYCLE



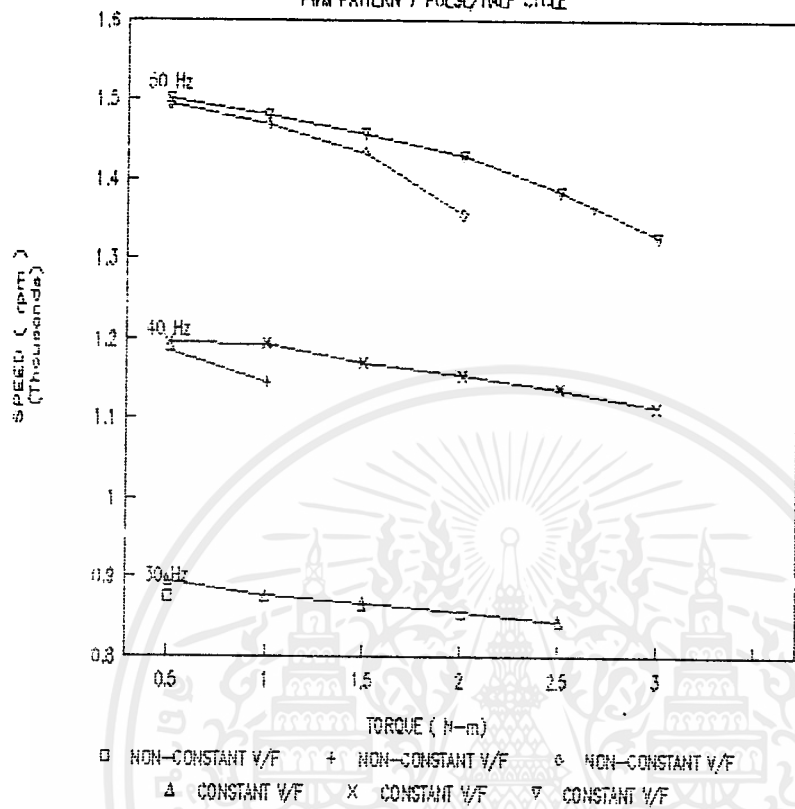
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ □ NON-CONSTANT V/F + NON-CONSTANT V/F ◊ CONSTANT V/F △ CONSTANT V/F x CONSTANT V/F ▽ NON-CONSTANT V/F



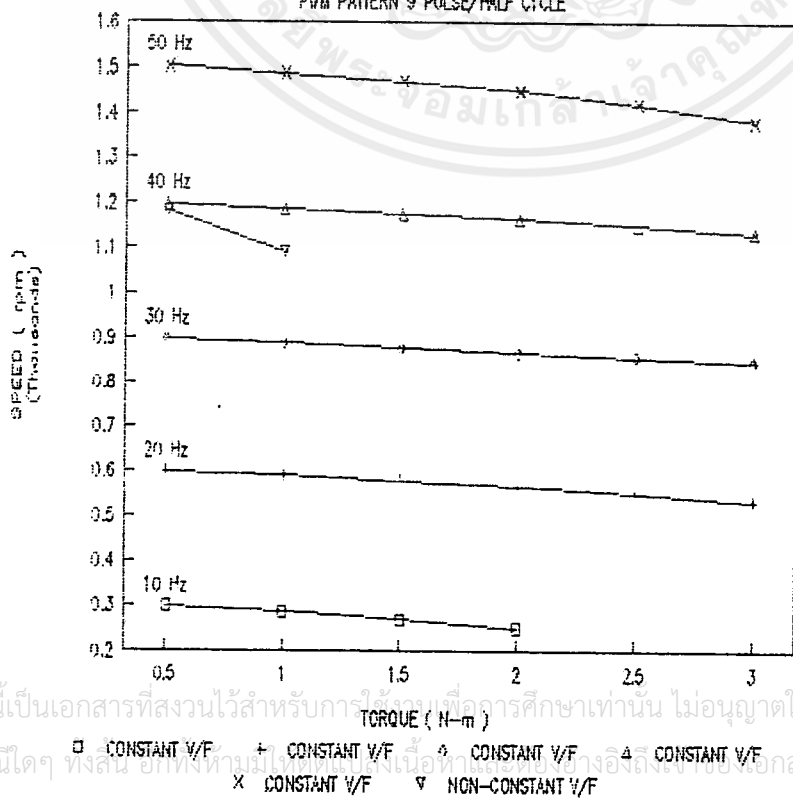
SPEED-TORQUE CHARACTERISTICS

PWM PATTERN 7 PULSE/HALF CYCLE



SPEED-TORQUE CHARACTERISTICS

PWM PATTERN 9 PULSE/HALF CYCLE

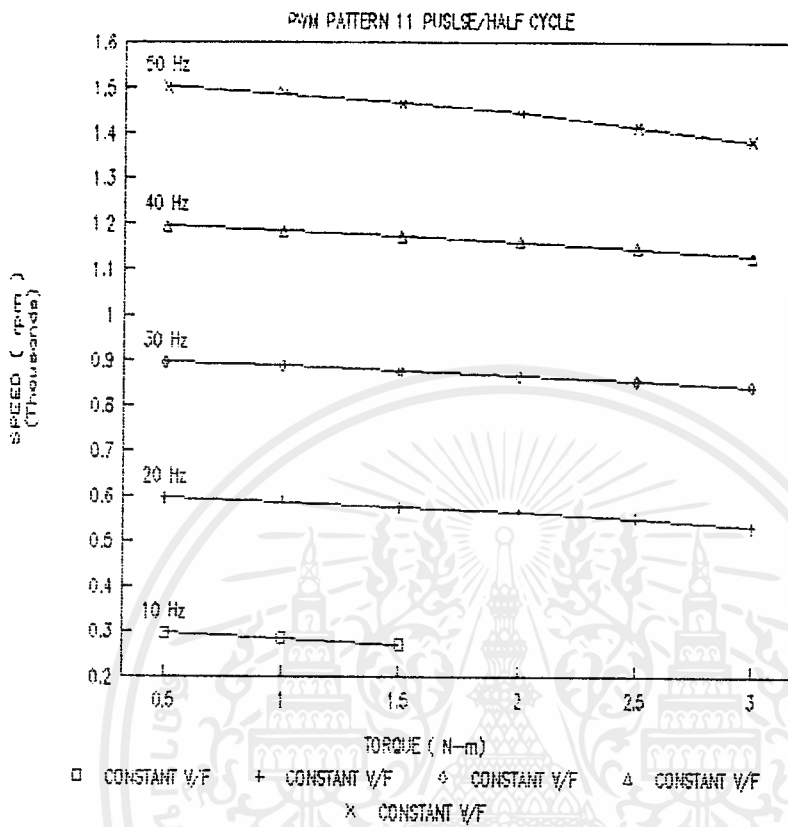


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้เผยแพร่ข้อมูลและเนื้อหาข้างต้นไปยังบุคคลภายนอกทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



SPEED-TORQUE CHARACTERISTICS

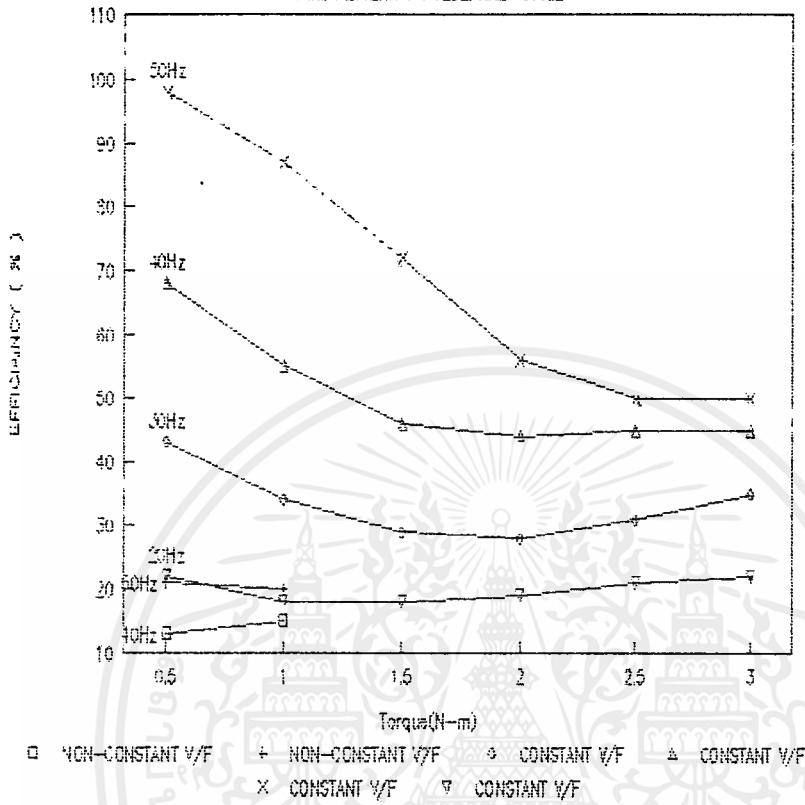


7.31 การแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง SPEED/TORQUE



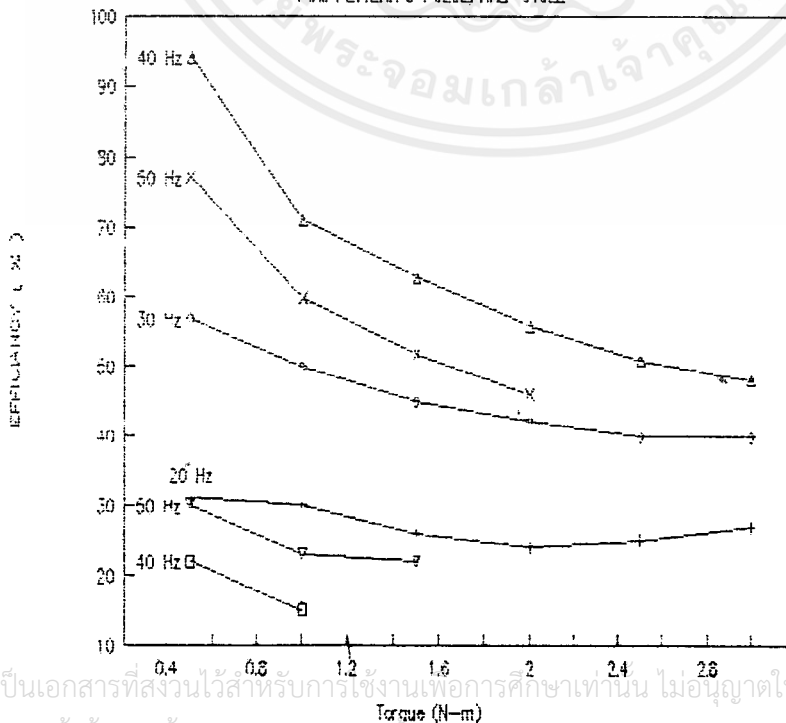
TORQUE-EFFICIENCY CHARACTERISTICS

PWM PATTERN 1 PULSE/HALF CYCLE



TORQUE-EFFICIENCY CHARACTERISTICS

PWM PATTERN 3 PULSE/HALF CYCLE

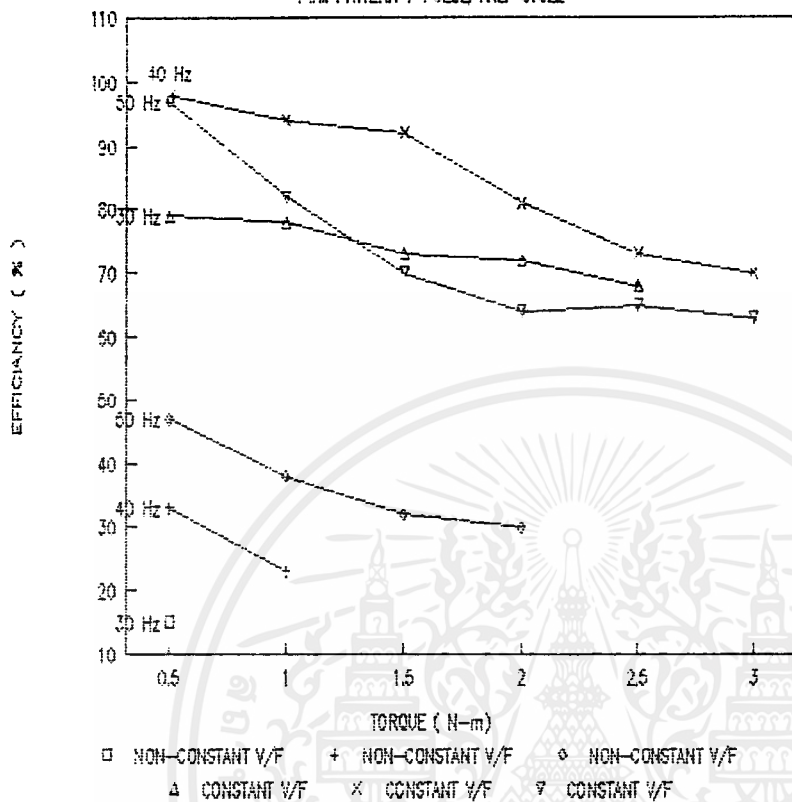


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งนี้ NON-CONSTANT V/F มิให้ + CONSTANT V/F หากจะ CONSTANT V/F ถึง ๖ จักร CONSTANT V/F
x CONSTANT V/F ▽ NON-CONSTANT V/F



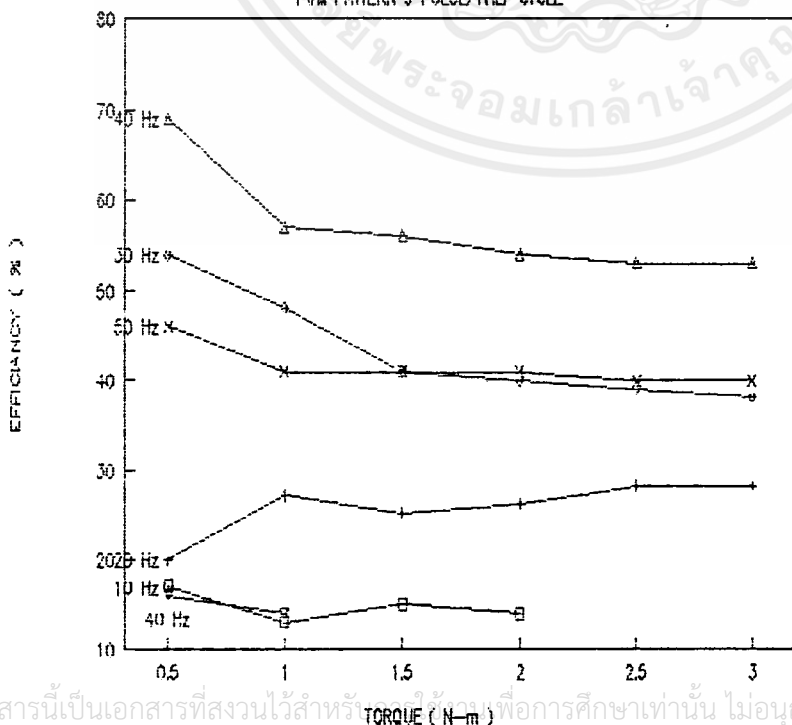
EFFICIENCY-TORQUE CHARACTERISTICS

PWM PATTERN 7 PULSE/HALF CYCLE



EFFICIENCY-TORQUE CHARACTERISTICS

PWM PATTERN 9 PULSE/HALF CYCLE



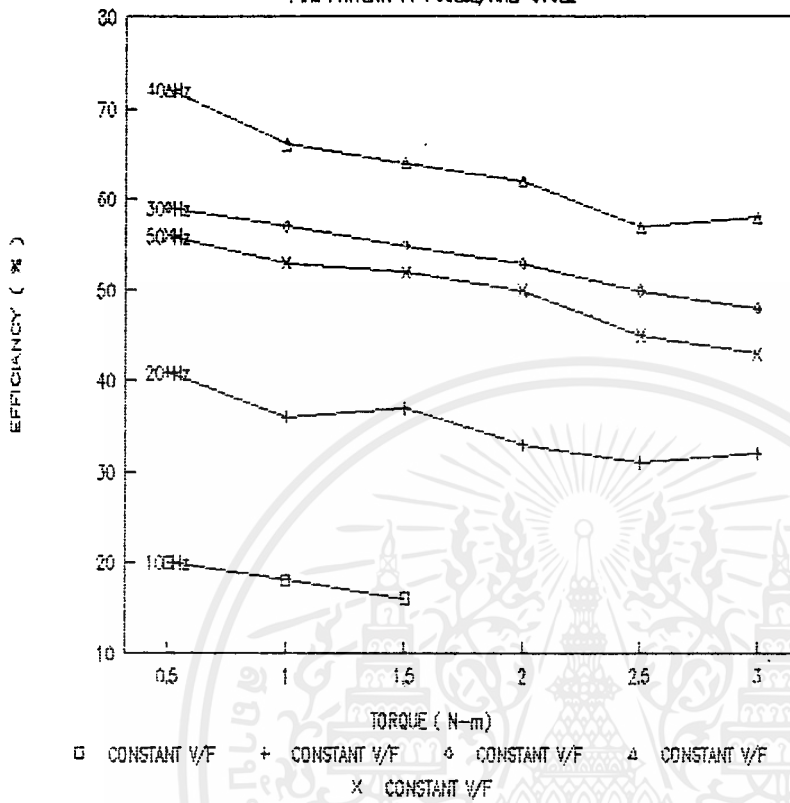
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ยกเว้นหากมีการเปลี่ยนแปลงเนื้อหาหรือข้อมูลอย่างองเงใจของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



EFFICIENCY-TORQUE CHARACTERISTICS

PWM PATTERN 11 PULSE/HALF CYCLE



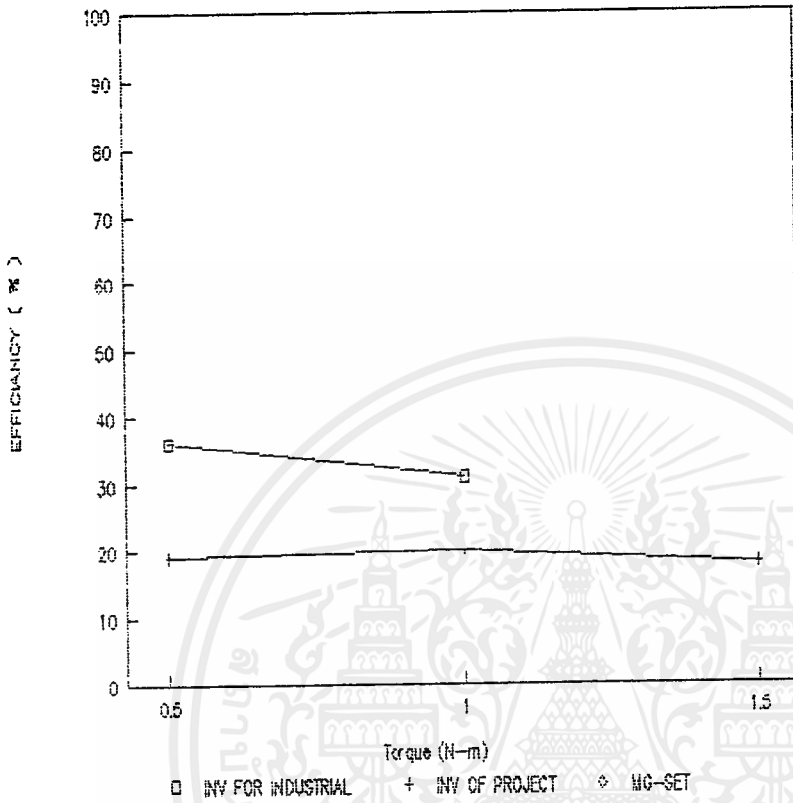
7.32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



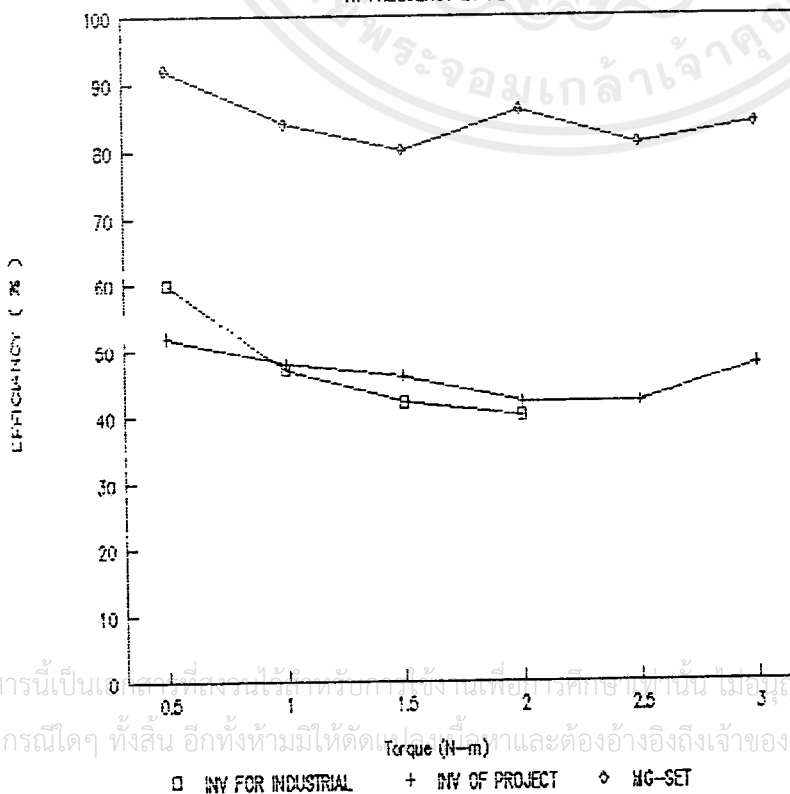
COMPARE EFFICIENCY

AT FREQUENCY 10 Hz



COMPARE EFFICIENCY

AT FREQUENCY 20 Hz

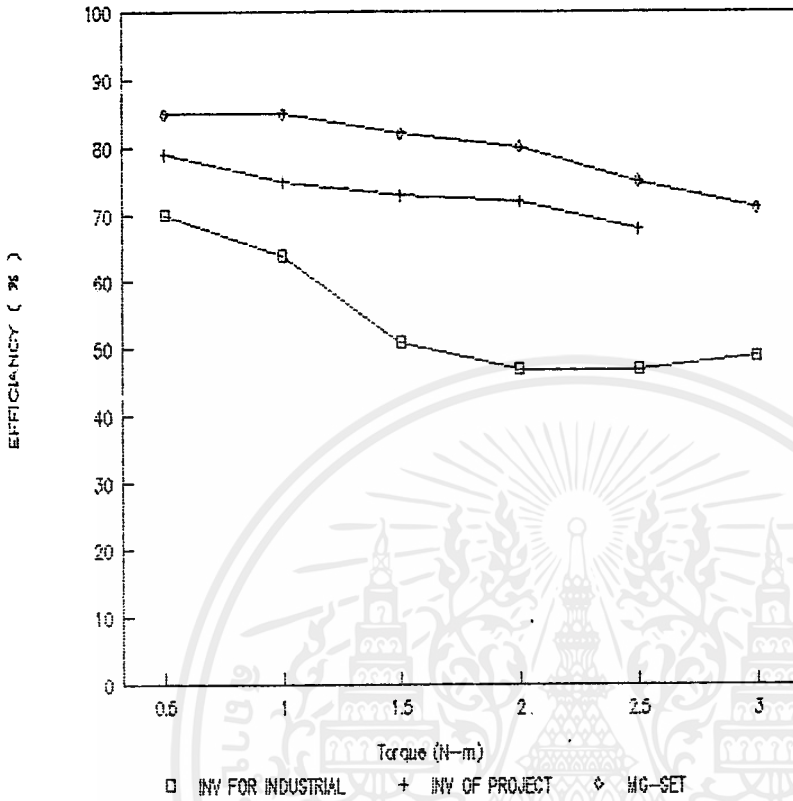


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเอกสารและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



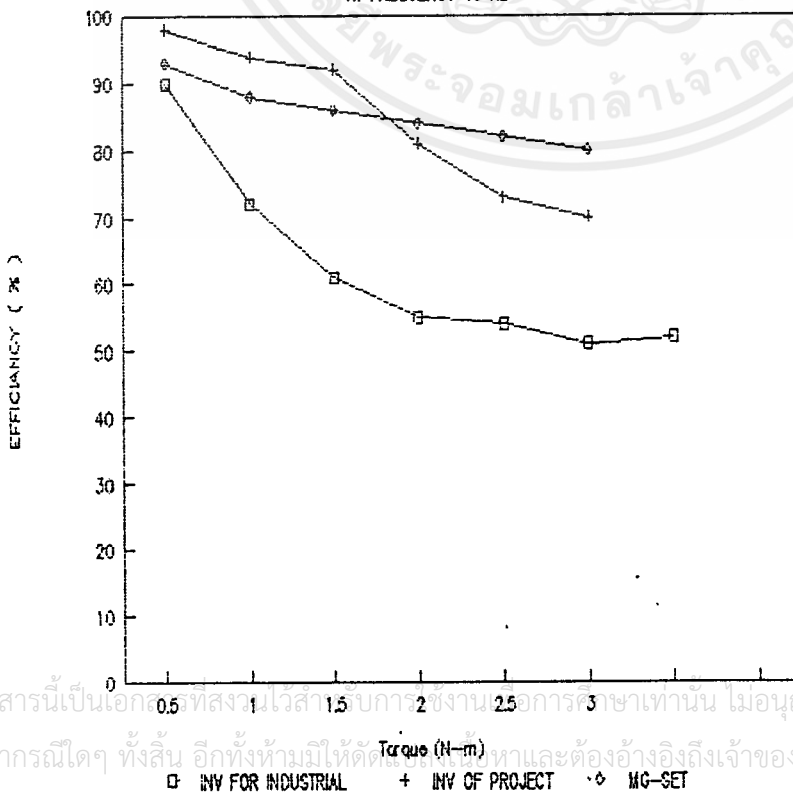
COMPARE EFFICIENCY

AT FREQUENCY 30 Hz



COMPARE EFFICIENCY

AT FREQUENCY 40 Hz



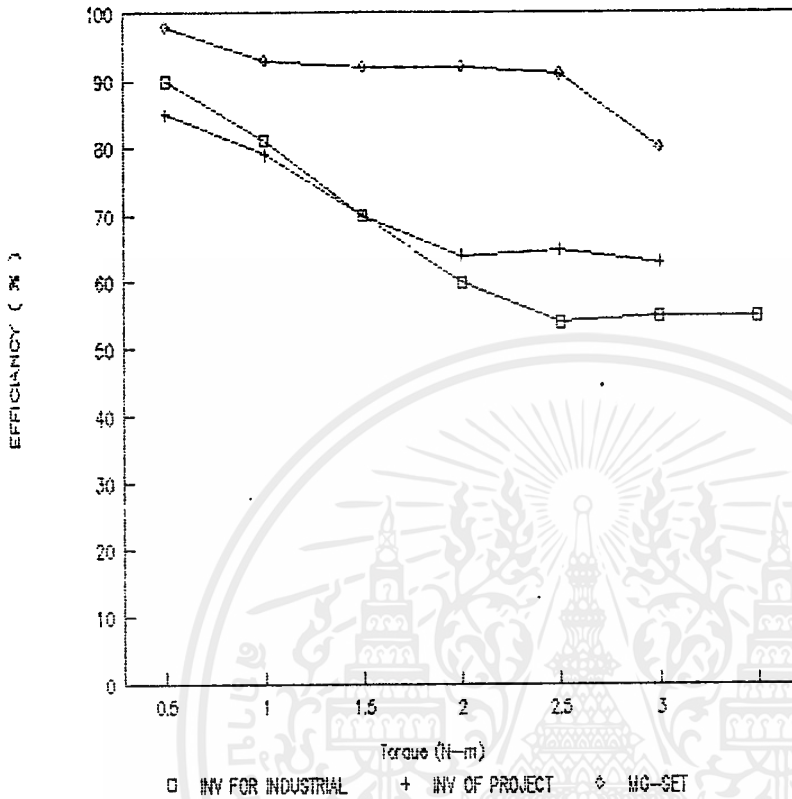
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานวิชาการเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COMPARE EFFICIENCY

AT FREQUENCY 50 Hz



รูปที่ 7.32 ลักษณะของกราฟ ประสิทธิภาพ - ทอร์ค โดยจะทำการเปรียบเทียบระหว่างชุดควบคุมที่ทำการทดลอง;ชุดสแตติกคอนเวอร์เตอร์ ;อินเวอร์ที่ใช้ในงานอุตสาหกรรม และชุดเอ็มจีเซต(MG.SET)ที่ ความถี่ 50,40,30,20,10 เฮิรตซ์ อินดักชั่นมอเตอร์ จํานวนโหลดที่ 0-4 นิวตันเมตร



7.12.0 สรุปผลการทดลอง

- 7.12.1 ในส่วนของวงจร คอนเวอร์เตอร์ชนิดควบคุมเฟสที่สามารถควบคุมระดับดีซีลิงค์(DC. LINK) ด้วยการปรับมุมทริก
- 7.12.2 ในการคอมมิวเตทของอินเวอร์เตอร์ให้แบบ CCIC สามารถนำพลังงานจากการคอมมิวเตท กลับเข้าสู่ดีซีลิงค์(DC LINK) เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของระบบ
- 7.12.3 การใช้เทคนิคการออกแบบคลื่น PWM ซึ่งกำหนดไว้ 5 Pattern เพื่อกำจัดฮาร์โมนิกส์ ลำดับต่ำ
- 7.12.4 การรักษ้อัตราส่วนแรงดันต่อความถี่(V/F)ให้มีค่าคงที่ตลอดการใช้งานเพื่อให้ทอร์คสูงสุด คงที่
- 7.12.5 จากผลการทดลองคุณสมบัติ ความเร็ว-ทอร์คของชุดทดลองสรุปได้ว่าในกรณีควบคุมแบบ ลูปปิด(CLOSED -LOOP) ช่วงของการควบคุมจะกว้างกว่าในกรณีที่ทำการควบคุมแบบลูป เปิด(OPEN -LOOP)ในการควบคุมแบบลูปปิดนั้นค่าดีซีลิงค์จะคงที่(DC.LINK CONSTAND) แต่การควบคุมแบบลูปเปิดค่าดีซีลิงค์จะลดลงตามการเพิ่มขึ้นของโหลดจึงทำให้ช่วงของการ ควบคุมแคบลงนั่นเอง
- 7.12.6 จากกราฟคุณสมบัติ ประสิทธิภาพ -ทอร์ค สามารถวิเคราะห์ผลที่ได้ดังนี้
 - 7.12.6.1 ชุดควบคุมเอชเอ็มเอเตอร์ที่ทำการทดลองจะให้ประสิทธิภาพสูงขึ้นเมื่อเอชเอ็มเอเตอร์ทำการ จ่ายโหลดเพิ่มขึ้นและจะให้ประสิทธิภาพสูงสุดที่ค่าที่พิกัดของมอเตอร์ค่าโดยเฉลี่ยประ มาณ 75-85%
 - 7.12.6.2 ประสิทธิภาพของชุดควบคุมจะลดลงเรื่อยๆตามความถี่ที่ลดลง ที่ Patter เดียวกัน เนื่องมาจากผลของความต้านทานที่ความถี่ต่ำ
 - 7.12.6.3 ประสิทธิภาพของชุดควบคุมที่ใช้ในงานอุตสาหกรรมที่ได้ก็มีผลเช่นเดียวกัน ความสูญเสียอันเนื่องมาจากฮาร์โมนิกส์จะส่งผลอย่างมากที่ความถี่ต่ำ
 - 7.12.6.4 ประสิทธิภาพของชุดเอ็มจีเซ็ท(MG.SET)ที่ได้ค่อนข้างจะคงที่ทุกย่านการใช้งานเป็น เพราะที่ไม่มีผลของฮาร์โมนิกส์นั่นเอง ซึ่งมีค่าเฉลี่ยโดยประมาณ 80-90% เลยที่ เดียว
- 7.12.7 ในการใช้งานทางด้านอุตสาหกรรมจริงนั้นแพลตฟอร์มที่นำมาพิจารณาในการตัดสินใจเลือก ชุดควบคุมนั้นจะพิจารณาที่ ลักษณะของงานที่ใช้ ความสะดวกสบายในการติดตั้งและการควบคุมค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาและราคาต้นทุน รวมทั้งการขยายงานในอนาคต ดังนั้นในปัจจุบันชุดควบคุมแบบสแตติกจึงได้รับความนิยมและพัฒนาเพิ่มขึ้นเป็นอย่างมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

156

เอกสารอ้างอิง

- 1) W. SHEPHEERD and LN HULLEY, "POWER ELETRINIC and MOTOR CONTROL " CAMBRIGE UNIVERSITY PRESS 1987
- 2) NED MOHAN, TORE M. UNDELAND AND WILLIAM P .ROBIN "POWER ELETRONIC CONVERTER, APPLICANTION AND DESIGN " PUBLISHED SIMULTANEOUS IN CCANADA 1989
- 3) J.M.D MURPHY and F.G TURNBULL, "POWER ELECTRONIC CONTROL OF AC MOOTOR"
- 4) P.C SEN , "POWER ELECTRONIC " TATA MCGROW-HILL 1987
- 5) CYRIL N. LONDER , "POWER ELECTRONIC " MC GROW-HILL 1987
- 6) SAMIR K. DATTA, "POWER ELECTRONIC AND CONTROLS " PRENTICL-HALL OF INDIA 1986
- 7) G.K. DUBET, SR DORALA, A.JOSHI RMK SINHA " THYRISTORISED POWER CONTROLLERS " WILEY EASTERN LIMITED 1986
- 8) S.B DEWAN , A.STRAUGHEN, "POWER SEMICONDUCTOR DRIVEN " JOHN NILEY & SON 1984
- 9) S.B DEWAN , A.STRONGHEN , "POWER SEMICONDUCTOR CIRCUIT "
- 10)G.PREM CHANDRAN, PC.SEN, " ANALYSIS AND OTIMIZATION OF A COMPLEMENTALY CURRENT IMPULSE COMMUTATE INVERSTER "
- 11)รศ. ดร.วิริยะ นิเชฐจำเริญ, "เอ ซี มอเตอร์คอนโทรล" คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2529
- 12)วิริยะ นิเชฐจำเริญ, "การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ แบบ แมคเมอร์เรย์-เบ็คฟอร์ด ที่ดีที่สุด" วิศวกรรมลาดกระบังปีที่ 6 ฉบับที่ หน้าที่ 39-54 , 2526
- 13)มนตรี ห่วงอาษา "วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ " วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
- 14)คู่มือไอซี "ไมโครโปรเซสเซอร์ MCS - 51 INTEL" ETT.CO.LTD
- 15)วิชัย หังขจักรานนท์ "ควบคุมเครื่องกลไวน้ำด้วยอิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1,2 " สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยีไทย-ญี่ปุ่น 2528.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกให้ผู้อื่นใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

16)คู่มือไอซี "อินทิเกรตและหน่วยความจำ" บริษัท ซีแอลเคเคชั่น , 2529



กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ รศ.ดร.วิริยะ นิเชฐจำเริญ เป็นอย่างสูงที่ได้ให้ความรู้และให้คำปรึกษาแนะนำจนปริิฏญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงด้วยดีและขอขอบพระคุณคณาจารย์กลุ่ม Power Electronic ที่ได้ให้คำแนะนำเพื่อทำการแก้ไขในส่วนที่บกพร่องจนปริิฏญานิพนธ์สำเร็จอย่างสมบูรณ์

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณ คุณมนตรี ห่วงอาษา ที่ให้คำแนะนำเกี่ยวกับการทำงานของระบบวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์





คณะกรรมการศาสตร์

158

ภาคผนวก

ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับไมโครโปรเซสเซอร์ 8031

ลักษณะทั่วไปของไมโครโปรเซสเซอร์

ไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ซึ่งไม่มีหน่วยความจำชนิดรอม (ROM) อยู่บนชิปเดียวกัน ซึ่งลักษณะของไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 จะประกอบลักษณะต่างๆ คือ

1. ใช้เทคโนโลยี HMOS ในการสร้างทำงานด้วยแหล่งจ่ายไฟขนาด 5 โวลต์
2. ชิปนี้มีขนาด 8 บิต
3. มีวงจรออสซิลเลเตอร์บนชิป
4. ชุดแบงก์ (BANK) รีจิสเตอร์มีอยู่ 4 ชุดโดยในแต่ละชุดมี 8 รีจิสเตอร์
5. มีไทม์เมอร์เคาน์เตอร์ ขนาด 16 บิต 2 ตัว
6. พอร์ตไอโอขนาน 2 ทิศทาง (Bidirectional I/O Port) จำนวน 32 เส้นและใช้ 16 เส้นในการอ้างอิงแอดเดรสและการเข้าถึงข้อมูล
7. พอร์ตอนุกรมสามารถใช้โปรแกรมการรับส่งแบบ Full Duplex ที่ความเร็วสูง
8. ในหนึ่งวัฏจักรคำสั่งจะใช้เวลา 1 ไมโครวินาที ด้วยการไคริสตอล 12 เมกกะเฮิรตซ์ ดังนั้นหนึ่งวัฏจักรคำสั่งจะใช้เวลา 1 ไมโครวินาที
9. สามารถแอดเดรสโปรแกรมภายนอกได้ 64 กิโลไบต์
10. สามารถแอดเดรสข้อมูลภายนอกได้ 64 กิโลไบต์
11. มีซอฟต์แวร์แฟล็กสำหรับผู้ใช้ที่จะกำหนดเองได้ถึง 128 ตำแหน่งบิต
12. โครงสร้างอินเตอร์รัพท์ทำได้ 5 แห่งพร้อมการจัดลำดับไพโอริตี้ (Priority) ได้ 2 ระดับ
13. ตัวไมโครโปรเซสเซอร์สามารถใช้งานแบบบูลีน (Boolean) สำหรับการใช้งานควบคุม
14. มีคำสั่งคูณและหารทำได้ภายในเวลา 4 ไมโครวินาที
15. ตัวเลขทางคณิตศาสตร์ใช้ได้ทั้งแบบไบนารี (Binary) และแบบเดซิมีอล (Decimal)
16. การใช้พื้นที่สแต็ก (Stack) สำหรับโปรแกรมย่อยต่างๆ ทำได้กว้างขึ้น
17. ชุดคำสั่งของ MCS-51 มีถึง 256 คำสั่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะกรรมการศาสตร์

159

การจัดหาภายนอกของไมโครโปรเซสเซอร์

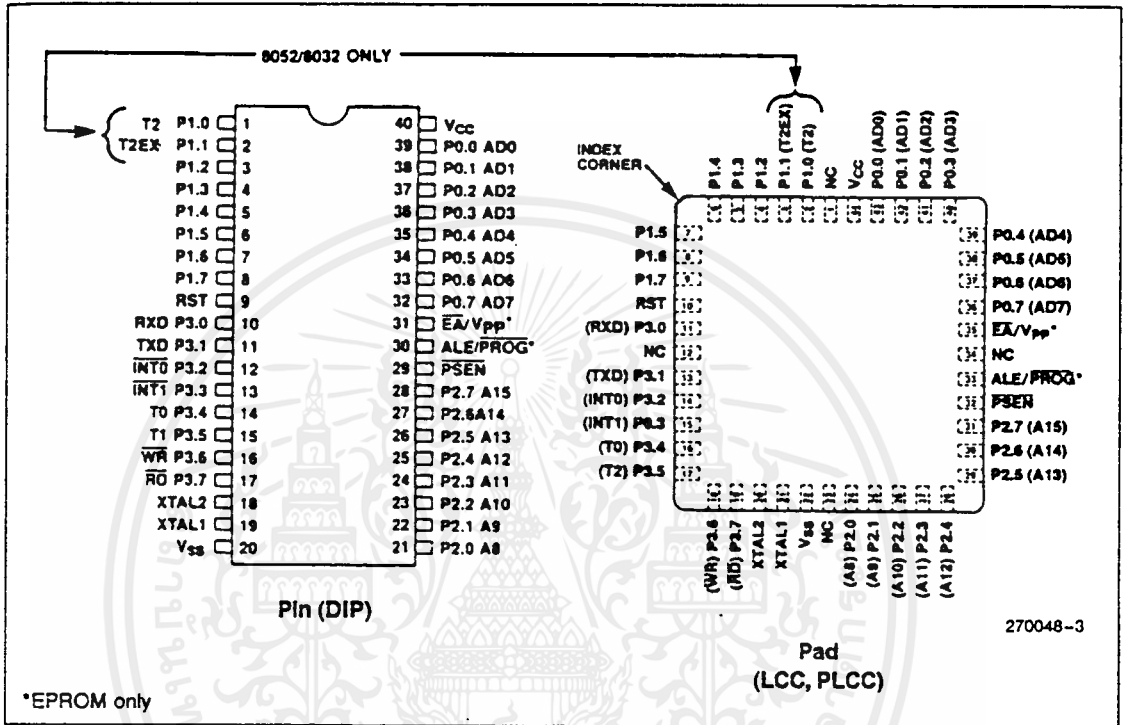


Figure 2. MCS[®]-51 Connections

รูปการจัดหาภายนอกของไมโครโปรเซสเซอร์ 8031

จากรูปเป็นการจัดหาตามลักษณะภายนอกของไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้คือ

- ขา Vss ขาที่ 20 เป็นขาสำหรับต่อลงกราวด์
- ขา Vcc ขาที่ 40 เป็นขาสำหรับต่อไฟเลี้ยงดีซีขนาด 5 โวลต์
- ขาพอร์ต 0 (P0.0-P0.7 หรือ ADO-AD7) ขาที่ 32-39 เป็นพอร์ตไอโอ 8 บิต แบบ

Open Drain Bidirectional สามารถที่จะรับโหลดที่ที่แอลได้ 8 ตัว การเขียนค่า 1 ไปที่พอร์ตนี้จะเป็นการลอย (Float) ขาของพอร์ตนี้ทำให้ทำงานเป็นขาอินพุต มีสถานะอิมพีแดนซ์สูง การให้พอร์ตนี้ทำงานแบบไอโอ พอร์ตนี้จะทำงานแบบมัลติเพล็กซ์ด้วยสัญญาณแอดเดรสไบท์ต่ำกับบัสข้อมูล สำหรับการนำพอร์ตนี้ทำงานกับหน่วยความจำภายนอกจะใช้ลักษณะภายในเป็นคัตพุลอัพ (Pull Up) นอกจากนี้พอร์ต 0 ยังสามารถใช้งานเป็นคัตส่งข้อมูลออก

- ขาพอร์ต 1 (P1.0-P1.7) ขาที่ 1-8 เป็นพอร์ตไอโอ 8 บิต เหมือนกับพอร์ต 0 พร้อม

แอดเดรสที่มีการพูลอัพภายใน ถ้าพอร์ตนี้ทำงานเป็นพอร์ตเอาต์พุตเพื่อสามารถขับโหลดที่ที่แอลได้ 4 ตัว เมื่อพอร์ตนี้ถูกโปรแกรมเขียนค่า 1 ก็จะมีสถานะสูงด้วยการพูลอัพภายในและใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

160

เป็นการอินนิเชียล (Initial) ให้ทำงานเป็นอินพุท ขณะที่ทำงานเป็นอินพุทการให้สัญญาณลงต่ำจะเป็นการจ่ายกระแสออกเนื่องจากการพูล์อัพภายใน

- ขาพอร์ต 2 (P2.0-2.7) ขาที่ 21-28 เป็นพอร์ตไอโอ 8 บิตเหมือนพอร์ต 0 พอร์ตนี้ทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์เข้าที่ทุกขาสามารถจ่ายโหลดที่ที่แอลตระกูลแอลเอสได้ 4 ตัว พอร์ตนี้จะถูกใช้งานเป็นตัวส่งแอดเดรสไบต์สูงด้วยเมื่อใช้งานร่วมกับหน่วยความจำภายนอกเพื่อใช้งานให้ได้แอดเดรสสูงถึง 16 บิต การทำงานแบบนี้จะมีการพูล์อัพภายในที่ช่วยให้การส่งค่า 1 ที่แน่นอน

- ขาพอร์ต 3 (P3.0-3.7) เป็นไอโอพอร์ต 8 บิตแบบพูล์อัพภายในนอกจากสามารถรับโหลดที่ที่แอลได้ 4 ตัวแล้ว พอร์ตนี้ยังสามารถใช้งานเป็นพิเศษคือ

ขาพอร์ต	ขา	การทำงานตามฟังก์ชัน
P3.0	10	RxD พอร์ตอนุกรมอินพุท
P3.1	11	TxD พอร์ตอนุกรมเอาท์พุท
P3.2	12	INT0 อินเตอร์รัพภายนอกตัวที่ 1
P3.3	13	INT1 อินเตอร์รัพภายนอกตัวที่ 2
P3.4	14	T0 สัญญาณกระตุ้นเข้าสำหรับตัวตั้งเวลาและตัวนับ 0

เมื่อต้องการทำงานตามฟังก์ชันข้างบนแล้วจะต้องทำการโปรแกรมส่งค่า 1 ไปแลตช์ไว้ที่ขาเหล่านั้นก่อน

- ขา RST ขาที่ 9 เป็นขาที่ใช้การทำงานของระบบ เมื่อต้องการรีเซ็ตการทำงานของระบบจะต้องคงสถานะสูงเป็นเวลานานอย่างน้อยสองวัฏจักรระหว่างที่ออสซิลเลเตอร์ทำงาน โดยจะทำการต่อพูลดาวน์ (8.2 กิโลโอมห์) RST ลงกราวด์ และเมื่อต้องการให้ชิพรีเซ็ตอัตโนมัติขณะเปิดไฟจะใช้คาปาซิเตอร์ (10 ไมโครฟารัด) ต่อคร่อมระหว่างขา RST กับขา Vcc

- ขา ALE/PROG ขาที่ 30 เป็นขาแอดเดรสแลตช์อินาไบต์ โดยจะทำการส่งพัลส์ออกไปสำหรับแลตช์ค่าแอดเดรสไบต์ต่ำ จากพอร์ต 0 ในขณะที่ทำการเข้าถึงข้อมูลของหน่วยความจำภายนอก ALE จะส่งสัญญาณนาฬิกาออกมาในอัตราความเร็วคงที่ที่ 1/8 ของความถี่ออสซิลเลเตอร์ตลอดเวลาถึงแม้จะไม่มีการทำงานเข้าถึงข้อมูลหน่วยความจำภายนอก ความถี่ของสัญญาณนาฬิกาจะช้าลงไปหนึ่งเท่าขณะมีการทำงานแบบเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูล

- ขา PSEN ขาที่ 29 เป็นขา Program Storage Enable เป็นสไตรพอ่านข้อมูลจากโปรแกรมหน่วยความจำภายนอกเมื่อมีการทำงานด้วยโปรแกรมภายนอก แต่เมื่อมีการทำงานด้วยโปรแกรมภายในแล้ว ขา PSEN จะไม่มีสัญญาณพัลส์ออกมา

- ขา EA/Vpp ขาที่ 31 ขานี้เมื่อมีสถานะสูงแล้วชิพอยู่ในโหมดจะทำงานด้วยโปรแกรมที่อยู่ในหน่วยความจำภายใน (ความยาวของโปรแกรมต้องไม่เกิน 4 กิโลไบต์) เมื่อต้องการให้ชิพทำงานไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

161

งานตามโปรแกรมของหน่วยความจำภายนอก(โปรแกรมสามารถขยายได้ถึง 64 กิโลไบต์)จะต้องทำให้ขา EA มีสถานะต่ำ สำหรับไมโครโปรเซสเซอร์ 8031 ขา EA จะต้องต่อลงกราวด์ด้วยถึงแม้จะไม่มี ROM ภายในก็ตาม

- ขา XTAL1 ขาที่ 19 ใช้เป็นตัวอินพุตเข้าสู่ออสซิลเลเตอร์ขยายแบบ Invert
- ขา XTAL2 ขาที่ 1 ใช้เป็นตัวเอาต์พุตจากออสซิลเลเตอร์ขยายแบบ Invert

รีจิสเตอร์ที่สำคัญในไมโครโปรเซสเซอร์

การทำงานที่สำคัญอย่างหนึ่งของ MCS-51 คือสามารถทำงานได้ทีละขนาดข้อมูล 8 บิตหรือ 1 บิต ซึ่งการใช้งานในขนาด 1 บิต เช่น การเซ็ท เคลียร์ กลับค่า การเคลื่อนย้ายทดสอบ หรือใช้คำนวณทางตรรก ซึ่งการทำงานในลักษณะนี้สามารถนำมาใช้ในงานควบคุมที่มีการคิดและออกแบบสัญญาณเข้า/ออกทางตรรก ซึ่งไมโครโปรเซสเซอร์โดยทั่วไปแล้วจะทำได้ค่อนข้างลำบาก ดังนั้นการทำงานในลักษณะนี้จึงได้อีกอย่างหนึ่งว่า Boolean - Processor ภายใน MCS-51 ประกอบไปด้วยส่วนต่างๆดังนี้

1. แอคคิวมิวเลเตอร์ (Accumulator : ACC)

แอควิวมิวเลเตอร์ใน MCS-51 จะใช้ขนาด 8บิตเช่นเดียวกับใน MCS-48 คำสั่งส่วนใหญ่จะอ้างถึงรีจิสเตอร์ตัวนี้ โดยจะถือเป็นตัวตั้งหรือตัวรับผลลัพธ์ทางคณิตศาสตร์ เช่น การบวก คูณ หรือหาร เข้ามาเก็บไว้ นอกจากนี้ตัว ACC ยังใช้เป็นตัวกระทำหรือถูกกระทำในทางตรรก หรือใช้ในการถ่ายเทข้อมูลที่ติดต่อกับอุปกรณ์ไอโอภายนอกหรือหน่วยความจำภายในอีกด้วย การตรวจสอบตารางข้อมูล

2. รีจิสเตอร์ B

เป็นรีจิสเตอร์พิเศษที่ใช้ในคำสั่งของการคูณ และหาร โดยจะใช้เป็นตัวคูณหรือตัวหารและยังใช้เป็นตัวเก็บผลลัพธ์ตัวที่สองของการคูณหรือการหาร ด้วย

3. Program Status word (PSW)

รีจิสเตอร์ PSW นี้เป็นรีจิสเตอร์ที่แสดงผลที่ได้หลังจากการใช้คำสั่งต่างๆ และยังใช้เป็นตัวเลือกกลุ่มการทำงานของรีจิสเตอร์กลุ่มต่าง โดยมีรายละเอียดดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

162

ถ้ายังก็ทำการร่อต่อไป หรือในกรณีที่มีการคำนวณแล้วผลลัพธ์เกิด Overflow ใน PSW ก็จะทำให้ตัวเองที่บิต 0V

- การเซ็ท/เคลียร์บิต ด้วยซอฟต์แวร์ หมายถึงการใช้คำสั่งในการเซ็ท/เคลียร์ในแต่ละบิตของรีจิสเตอร์

4. ตัวชี้สแต็ก(Stack Pointer : SP)

MCS-51 สามารถใช้สแต็กมีเนื้อที่ถึง 128 ไบต์ โดยปกติโปรแกรมทั่วไปจะใช้เนื้อที่น้อยกว่านี้ SP จะเริ่มใช้งานตำแหน่งที่ 07H ดังนั้นจึงเริ่มบรรจุข้อมูลตำแหน่งที่ 08H และ MCS-51 สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงค่าใน SP โดยจะเปลี่ยนไปยังที่ใดภายใน RAM ก็ได้ สำหรับการเปลี่ยนแปลงของ SP เมื่อมีการทำงานเช่น การเชื่อมต่อระหว่างโปรแกรมหลัก การผ่านพารามิเตอร์ระหว่างงานในแต่ละส่วนของโปรแกรม การใช้สแต็กเก็บตัวแปรข้อมูลชั่วคราว การเก็บสถานะระหว่างการอินเทอร์รัพ SP ที่ใช้จะมีขนาด 8 บิต ซึ่งเมื่อมีการทำงานดังกล่าว SP จะเพิ่มค่าขึ้นโดยอัตโนมัติก่อนที่จะนำข้อมูลมาเก็บไว้ในหน่วยความจำระหว่างการใช้อำนาจ CALL หรือ PUSH และจะทำการลดค่าของ SP ลงหลังจากถ่ายเทข้อมูลไปแล้วในคำสั่ง RETURN หรือ POP

5. ตัวชี้ข้อมูล (Data Pointer : DPTR)

DPTR เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 16 บิตประกอบไปด้วยไบต์สูง(DPH)และ (DPL) โดยสามารถเลือกแบ่งเป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้ได้อย่างอิสระ 8 บิตหรือจะใช้รวมกันทั้ง 16บิตเพื่อเป็นประโยชน์สำหรับคำสั่งเกี่ยวกับตารางข้อมูลและชี้ตำแหน่งแอดเดรสของข้อมูลหน่วยความจำภายนอก โดยใช้เป็นแอดเดรสฐานของรีจิสเตอร์ในการกระโดดโดยอ้อม

6. พอร์ต 0 ถึง 3

รีจิสเตอร์ P0,P1,P2,P3 เป็นกลุ่มรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ (Special Function Register : SFR) จะทำหน้าที่เป็นตัวแทนค่าของพอร์ต 0,1,2,3 ตามลำดับ

7. บัฟเฟอร์ข้อมูลอนุกรม (Serial Data Buffer : SBUF)

บัฟเฟอร์ข้อมูลอนุกรมจะแบ่งออกเป็น 2 รีจิสเตอร์ โดยตัวหนึ่งจะเป็นบัฟเฟอร์ตัวส่งและอีก ตัวหนึ่งจะเป็นบัฟเฟอร์ตัวรับ เมื่อมีการถ่ายเทข้อมูลเข้า SBUF แล้วข้อมูลก็จะถูกส่งเข้าบัฟเฟอร์ตัวส่ง ซึ่งจะเป็นตัวจัดการส่งข้อมูลอนุกรม การเคลื่อนย้ายข้อมูลเข้า SBUF จะเริ่มทำงานเมื่อการย้ายข้อมูลออกจาก SBUF แล้ว ข้อมูลที่ต้องการรับจะถูกเคลื่อนย้ายเข้าไปยังบัฟเฟอร์ตัวรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

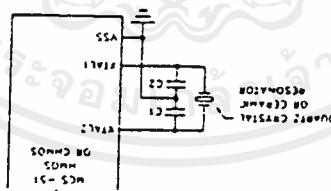
163

8. รีจิสเตอร์ควบคุม

รีจิสเตอร์กลุ่ม SFR พวกร IP, IE, TMOD, TCON, SCON และ PCON ประกอบด้วยบิตที่ใช้ในการควบคุม และแสดงสถานะการใช้งานในระบบการอินเทอร์เฟซ ตัวตั้งเวลา/ตัวนับ และพอร์ตอนุกรม

ออสซิลเลเตอร์

วงจรออสซิลเลเตอร์ที่อยู่ในชิพไมโครโปรเซสเซอร์แบบ HMOS จะเป็นวงจรแบบ Single Linear Inverter ตามรูปโดยใช้คริสตัลเป็นออสซิลเลเตอร์แบบบีแอ็คทีฟพวกร วงจรออสซิลเลเตอร์แบบนี้คริสตัลที่ใช้จะมีความถี่ที่โหมด Fundamental โดยทำหน้าที่เสมือนเป็นอินคัคแทนซ์ ในวงจรจะมีการคาปาซิเตอร์ภายนอกต่อขนานกับคริสตัล การเลือกใช้ค่าของคริสตัลและคาปาซิเตอร์ C_1 และ C_2 จะมีความยืดหยุ่นมากโดยปกติจะใช้ค่าคาปาซิเตอร์ประมาณ 30 ไมโครฟารัด เมื่อใช้กับคริสตัลที่มีคุณภาพดี ส่วนวงจรที่ใช้งานโดยใช้ Ceramic Resonator จะใช้คาปาซิเตอร์ค่าประมาณ 47 ไมโครฟารัด ซึ่งค่าของคาปาซิเตอร์จะเปลี่ยนไป ขึ้นอยู่กับการใช้ตัว Ceramic Resonator นั้นๆ การกระตุ้น HMOS จากสัญญาณนาฬิกาภายนอกสามารถทำได้เช่นกัน โดยป้อนสัญญาณเข้าที่ขา XTAL₂ และต่อขา XTAL₁ ลงกราวด์ และสัญญาณ ที่นำเข้ามาควรทำการพูลอัพโดยใช้ความต้านทานเพราะ XTAL₂ ต้องการได้ระดับสัญญาณที่ที่แอล



รูปการต่อวงจรออสซิลเลเตอร์ภายนอก

ช่วงจังหวะเวลาของชิพ

วัฏจักรแมชชีนของ MCS-51 ประกอบไปด้วย 6 สถานะโดยแต่ละสถานะจะแบ่งเป็นเฟส 1(P1) และเฟส 2(P2) ดังนั้นในแต่ละวัฏจักรแมชชีนจะประกอบด้วย 12 คาบของออสซิลเลเตอร์ ถ้ากำหนดให้ S1P1 เป็นสถานะที่ 1 เฟสที่ 1 แล้วก็จะได้ S6P2 เป็นสถานะที่ 6 เฟสที่ 2 ซึ่งเป็นสถานะสุดท้าย และเฟสสุดท้ายของ 1 วัฏจักรแมชชีน โดยปกติการทำงานแบบคณิตศาสตร์และแบบตรรกศาสตร์ จะทำเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า งานในหัวข้อเฟสที่ 1 และการถ่ายเทข้อมูลในระหว่างรีจิสเตอร์จะทำงานในช่วงที่ 2 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องยังอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

164

(MSB)

(LSB)

CY	AC	FO	RS1	RS0	OV	-	p
----	----	----	-----	-----	----	---	---

สัญลักษณ์	ตำแหน่ง	ข้อกำหนดการทำงาน	
CY	PSW7	แฟลกตัวทศจะเซ็ท/เคลียร์ด้วยฮาร์ดแวร์หรือซอฟต์แวร์ระหว่างการใช้อำนาจทางคณิตศาสตร์หรือตรรกศาสตร์ที่แน่นอน	
AC	PSW6	แฟลกตัวทศของ Auxiliary จะเซ็ท/เคลียร์ด้วยฮาร์ดแวร์ระหว่างการบวกและลบที่แสดงผลจากการทดหรือการยืมจากบิตที่ 3	
FO	PSW5	แฟลก 0 จะเซ็ท/เคลียร์ด้วยซอฟต์แวร์ที่ผู้ใช้กำหนดสถานะแฟลกขึ้นเอง	
RS1	PSW4	รีจิสเตอร์ตัวควบคุมการเลือกแบ่งค้ด้วยค่า RS1 และ RS0 จะเซ็ท/เคลียร์ด้วยซอฟต์แวร์ เพื่อเลือกกลุ่มรีจิสเตอร์ทำงานที่ใช้ทำงานในแต่ละแบ่งค้ โดยการเลือกค่า RS1 และ RS0 ดังต่อไปนี้	
RS0	PSW3		
			RS1 RS0 เลือกแบ่งค้ ค่าแอดเดรส
			0 0 0 00H - 07H
			0 1 1 08H - 0FH
		1 0 2 10H - 17H	
		1 1 3 18H - 1FH	
OV	PSW2	แฟลกโอเวอร์โฟลว์ จะเซ็ท/เคลียร์ด้วยฮาร์ดแวร์ระหว่างการใช้อำนาจที่แสดงผลถึงการเกิดลักษณะโอเวอร์โฟลว์	
-	PSW1	บิตสำรอง	
P	PSW0	แฟลกพาริตีจะเซ็ท/เคลียร์ด้วยฮาร์ดแวร์ในแต่ละวัฏจักรคำสั่ง ซึ่งจะแสดงถึงตัวเลขค่าหนึ่ง ในแต่ละบิตของ ACC เช่น ถ้ามี 1 อยู่ 6 ตัวจะเป็นพาริตีค้ P บิตจะเท่ากับ 0	

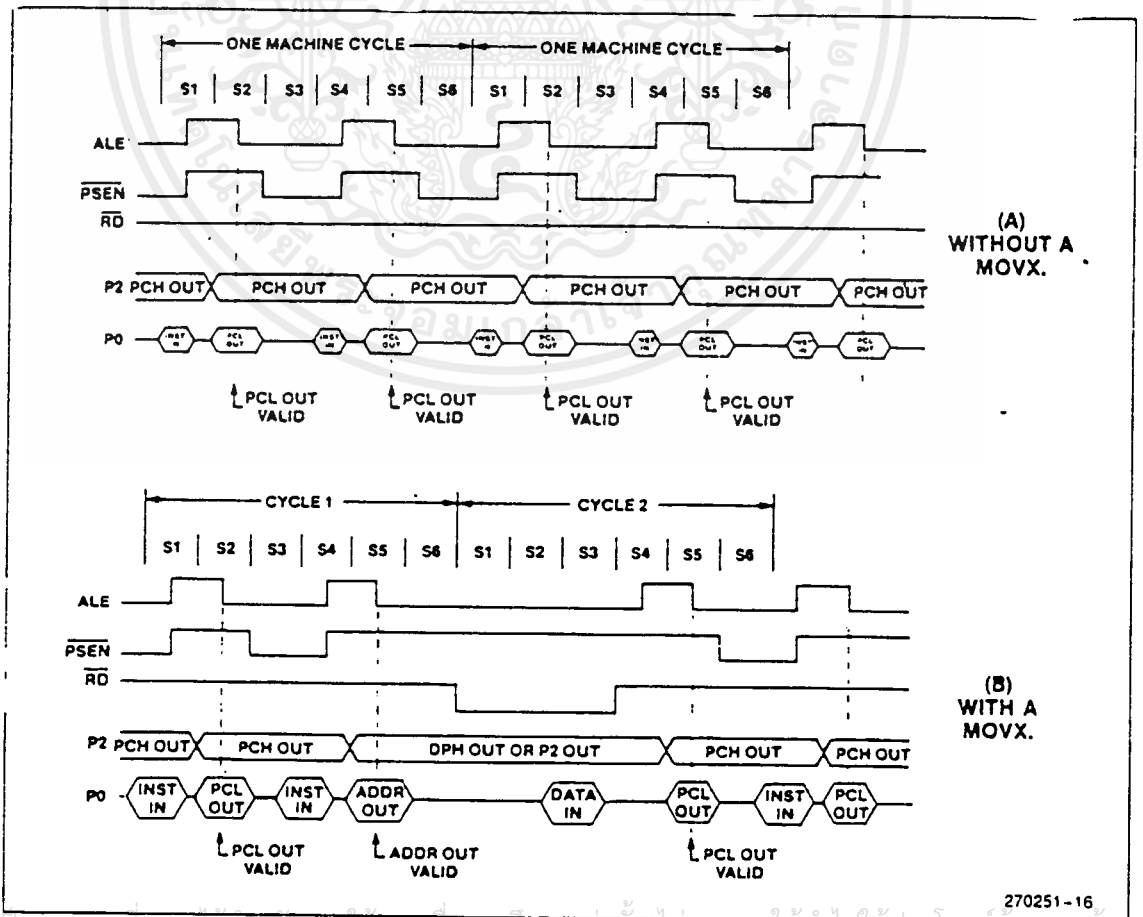
หมายเหตุ - การเซ็ท/เคลียร์บิตด้วยฮาร์ดแวร์ หมายถึง ค้บิตในรีจิสเตอร์จะเกิดเซ็ทตัวเองเนื่องจากผลของความหมายของการทำงานตามคำสั่งของบิตนั้น เช่น T_1 จะเซ็ทตัวเองด้วยฮาร์ดแวร์เมื่อการส่งข้อมูลสิ้นสุดถึง Stop บิตแล้ว ซึ่งจะช่วยให้สามารถตรวจสอบได้ว่าการส่งข้อมูลค้จะไปกั้นนั้นสิ้นสุดหรือยังไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

165

ตามรูปที่แสดงถึงช่วงเวลาของสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ในการเฟตซ์ การทำงานจะอ้างอิงถึงลักษณะภายในและเฟส เนื่องจากสัญญาณนาฬิกาภายในนั้นไม่สามารถที่จะควบคุมได้ โดยปกติแล้ว ALE จะแอ็คทีฟ 2 ครั้งในแต่ละวัฏจักรแมชชีน ซึ่งจะเกิดขึ้นระหว่าง S1P2 ถึง S2P1 ครั้งหนึ่ง และระหว่าง S4P2 ถึง S4P1 อีกครั้งหนึ่ง การทำงานของแต่ละวัฏจักรคำสั่งจะเริ่มที่ S1P2 เมื่ออ่านอ็อปโค้ดเข้ามาและเก็บไว้ในรีจิสเตอร์คำสั่ง ถ้าคำสั่งมี 2 ไบต์แล้วไบต์ที่ 2 จะถูกอ่านในช่วง S4 จะไม่มีผลทำให้ตัวนับโปรแกรม (PC) เพิ่มค่าไม่ว่ากรณีใดๆ และการทำงานจะเสร็จสมบูรณ์ที่ปลายของ S5P2 ในรูป A และ B เป็นการแสดงแผนภูมิเวลาสำหรับ 1 ไบต์ใน 1 รอบคำสั่งกับการทำงาน 2 ไบต์ใน 1 รอบคำสั่ง คำสั่งของ MCS-51 ส่วนใหญ่จะทำงานในช่วง 1 วัฏจักรยกเว้นคำสั่งคูณ และหาร ที่ใช้มากกว่า 2 วัฏจักรในการทำงานซึ่งจะใช้ถึง 4 วัฏจักร ปกติการทำงานของวัฏจักร 2 ไบต์จะถูกเฟตซ์จากหน่วยความจำโปรแกรมทุกวัฏจักรแมชชีน ยกเว้นคำสั่ง MOVX ซึ่งมี 1 ไบต์คำสั่งแต่จะใช้เวลา 2 วัฏจักรในการเข้าถึงหน่วยความจำภายนอก เพราะวาระหว่างการทำคำสั่ง MOVX การเฟตซ์จะถูกสลับหรือหาสไปขณะที่หน่วยความจำข้อมูลภายนอกจะถูกแอดเดรส และสไตรปหรือการกระตุ้นรับเข้าในซีพียูและรูป C และ D เป็นการแสดงแผนภูมิเวลาปกติของคำสั่งประเภท 1 ไบต์แต่ใช้ 2 วัฏจักรแมชชีน



270251-16

Figure 16. Bus Cycles in MCS-51 Devices Executing from External Program Memory

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาและวิจัยเท่านั้น ไม่ควรนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสาร



คณะวิศวกรรมศาสตร์

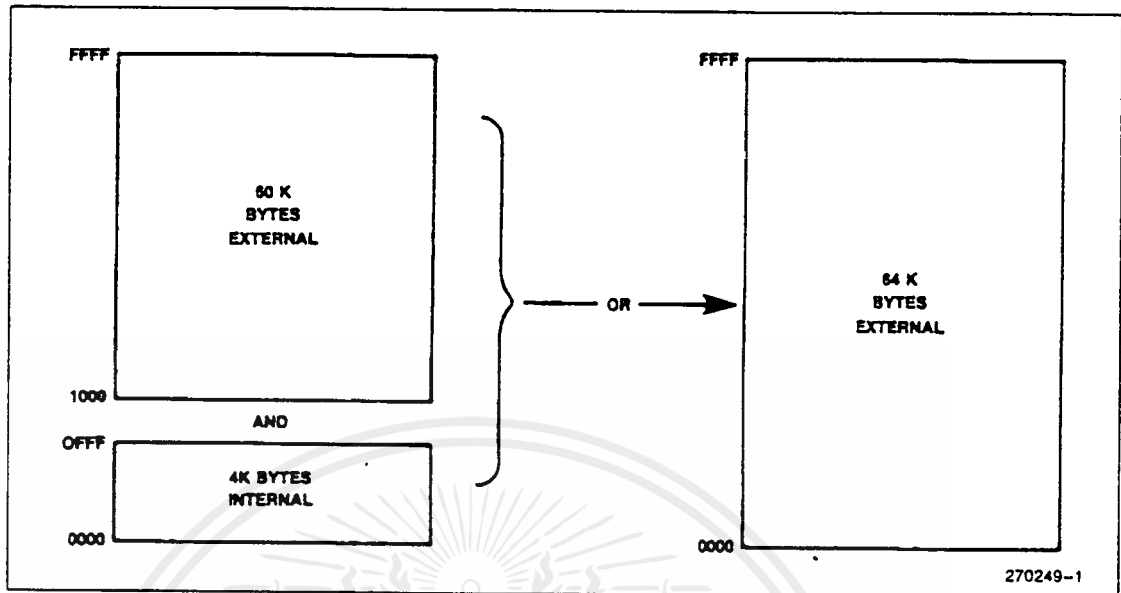


Figure 1. The 8051 Program Memory

หน่วยความจำในไมโครโปรเซสเซอร์

โครงสร้างพอร์ตและการทำงาน

พอร์ตใน MCS-51 มีอยู่ทั้งหมด 4 พอร์ตและเป็นชนิดสองทิศทาง แต่ละพอร์ตจะประกอบไปด้วย แลตช์ที่เป็น P0 ถึง P3 ของ SFR และภายในจะมีตัวขับเอ้าท์พุทและบัฟเฟอร์อินพุทการทำงานในการเข้าถึงหน่วยความจำภายนอกจะใช้บัฟเฟอร์อินพุทของพอร์ต 0 ตัวขับเอ้าท์พุทของพอร์ต 0 และพอร์ต 2 โดยที่เอ้าท์พุทของพอร์ต 0 จะเป็นตัวกำหนดไบท์ลำดับต่ำ และเอ้าท์พุทของพอร์ต 2 จะเป็นตัวกำหนดไบท์สูงของแอดเดรสหน่วยความจำภายนอก ค่าแอดเดรสและค่าข้อมูลจะถูกมัลติเพลกซ์ด้วยวงจรหะการเพทซ์ และการอ่านหรือเขียนกับข้อมูล บางขาของตัวขับเอ้าท์พุทและบัฟเฟอร์อินพุทของพอร์ต 1 และ 3 สามารถนำไปใช้งานได้หลายฟังก์ชัน (Multifunction) ดังนี้

ขาพอร์ต	การใช้งานตามฟังก์ชัน
P3.0	RxD พอร์ตรับข้อมูลอนุกรม
P3.1	TxD พอร์ตส่งข้อมูลอนุกรม
P3.2	INT0 การใช้อินเตอร์รัพภายนอกตัวที่ 1
P3.3	INT1 การใช้อินเตอร์รัพภายนอกตัวที่ 2
P3.4	T0 timer/counter 0 สัญญาณอินพุทภายนอก
P3.5	T1 timer/counter 1 สัญญาณอินพุทภายนอก
P3.6	WR สวิตช์การเขียนหน่วยความจำภายนอก
P3.7	RD สวิตช์การอ่านหน่วยความจำภายนอก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เมื่อต้องการทำงานตามฟังก์ชันข้างบน จะต้องทำการโปรแกรมด้วยการเช็ทค่า 1 เก็บไว้ในแลตช์ก่อน ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

167

การจัดการหน่วยความจำ

MCS-51 จะแยกแอดเดรสสำหรับหน่วยความจำโปรแกรม และหน่วยความจำข้อมูลโดยที่โปรแกรมหน่วยความจำภายในสามารถขยายได้ถึง 64 กิโลไบต์ สำหรับหน่วยความจำข้อมูลมี 128 ไบต์ และมีหน่วยความจำสำหรับรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ (SFR) อีก 128 ไบต์และมีหน่วยความจำภายนอกได้อีก 64 กิโลไบต์

Program Memory Address Space

หน่วยความจำโปรแกรมทั้งภายในภายนอกสามารถขยายได้ถึง 64 กิโลไบต์ โดยที่เมื่อขา EA มีการต่อไว้ที่ high ไมโครโปรเซสเซอร์จะทำงานจากโปรแกรมภายใน นอกจากมีการเรียกโปรแกรมจากตำแหน่งมากกว่า 0FFFH โดยจะถือว่าตำแหน่ง 1000H ถึง 0FFFH จะอยู่ภายนอกเสมอ ถ้าขา EA มีการต่อไว้ที่ low ไมโครโปรเซสเซอร์จะทำงานจากโปรแกรมภายนอก ในการทำงานทั้งสองนี้จะใช้ PC ขนาด 18 บิต สำหรับตำแหน่งของหน่วยความจำ 00H ถึง 23H จะถูกใช้สำหรับโปรแกรมตอบสนองการอินเทอร์รัพต์ ดังตาราง

แหล่งของการอินเทอร์รัพต์	ตำแหน่ง
External Interrupt 0	0003H
Timer 0 Overflow	000BH
External Interrupt 1	0013H
Timer 1 Overflow	001BH
Serial Port	0023H
Timer 2 Overflow	002BH

การเข้าถึงหน่วยความจำภายนอก

การเข้าถึงหน่วยความจำภายนอกมี 2 แบบคือ การเข้าถึงหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก กับ หน่วยความจำข้อมูล การเข้าถึงหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกจะใช้คำสั่ง PSEN (Program Store Enable) แอ็คทีฟต่ำเป็นสไตรบควบคุมการอ่าน สำหรับการเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูลภายนอกจะใช้ขา RD และ WR แอ็คทีฟต่ำสัญญาณสไตรบควบคุมหน่วยความจำ ในการเฟรชโปรแกรมภายนอกจะใช้ขาแอดเดรส 16 บิตเสมอ แต่จะสามารถใช้กำหนดเลขที่อยู่ได้ทั้ง 16 บิตแอดเดรส หรือ 8 บิตแอดเดรส เช่น คำสั่ง MOVX 0DPTR ใช้ 16 บิตแอดเดรสและคำสั่ง MOVX 0Ri จะใช้ 8 บิตแอดเดรส เมื่อคำสั่งที่มีการใช้ทั้ง 16 บิตแอดเดรสแล้ว ไบต์สูงของค่าแอดเดรสจะส่งออกไปที่พอร์ต 2 และจะไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

168

คงสถานะนั้นตลอดในช่วงวัฏจักรการอ่านและเขียน ระหว่างช่วงเวลานี้ตัวแลตซ์ของพอร์ต 2 ใน SFR จะต้องประกอบด้วยค่า 1 และค่าของข้อมูลใน SFR จะไม่มีการเซ็ท และถ้าช่วงวัฏจักรการอ่านหน่วยความจำภายนอกไม่มีการเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูลในวัฏจักรต่อมา ค่าใน SFR ของพอร์ต 2 จะปรากฏค่าเดิมกลับมาใหม่ในวัฏจักรตัวต่อมา สำหรับค่าสิ่งที่มีการใช้ 8 บิตแอดเดรส ค่าใน SFR ของพอร์ตจะยังคงค่าเดิมที่พอร์ต 2 ตลอดช่วงวัฏจักรการอ่านหน่วยความจำภายนอก ซึ่งลักษณะนี้จะเป็นการใช้งานด้านเพจของหน่วยความจำ

ในกรณีที่ใช้น็อคแตรสไบท์ค่าเป็นช่วงเวลาในการมัลติเพล็กซ์กับข้อมูลของพอร์ต 0 ซาสัญญาณแอดเดรส/ข้อมูล จะเป็นตัวขับ FET ทั้ง 2 ตัวในพอร์ต 0 ให้เป็นบัฟเฟอร์ส่งข้อมูลออกดังนั้นในการใช้งานพอร์ต 0 จะไม่มีการรับกระแสเข้า จึงไม่จำเป็นต้องมีการพูลจากภายนอกซึ่งค่าแอดเดรสจะคงที่ในช่วงขอบขาลง ALE ดังนั้นในวัฏจักรการเขียน ข้อมูลจะถูกเขียนออกไปที่พอร์ต 0 ก่อนที่ WR จะแอ็คทีฟค่าส่วนวัฏจักรการอ่านข้อมูลจะรับเข้ามาที่พอร์ต 0 ก่อนสไตรปการอ่านจะเกิดขึ้นเล็กน้อย และในระหว่างการเข้าถึงหน่วยความจำภายนอก ตัวซีพียูจะส่งค่า OFFH มาเก็บไว้ที่พอร์ต 0 ของ SFR

จะเห็นว่าการใช้งานของหน่วยความจำภายนอกจะขึ้นอยู่กับเมื่อ EA มีการแอ็คทีฟ และตัวนับโปรแกรม PC มีค่าเป็น OFFFH ในโครโปรเซสเซอร์รุ่นที่ไม่มี ROM ภายในให้ใช้ค่าแอ็คทีฟต่ำป้อนที่ขา EA เพื่อกำหนดแพทช์โปรแกรมภายนอกที่มีค่าต่ำกว่า 4 กิโลไบท์ เมื่อซีพียูทำงานด้วยหน่วยความจำภายนอกด้วยค่าสิ่ง 8 บิตแอดเดรสแล้วค่าของพอร์ต 2 ก็จะส่งค่าแอดเดรสออกมาด้วย จึงทำให้ไม่สามารถใช้งานเป็นไอโอได้ระหว่างการเฟตช์โปรแกรมภายนอก และระหว่างการเข้าถึงข้อมูลภายนอก ค่าของพอร์ต 2 ที่ส่งออกมานี้จะส่งทั้ง DPH หรือ SFR ซึ่งขึ้นอยู่กับการใช้ค่าสิ่งแบบใด เช่นค่าสิ่ง MOVX @DPTR จะส่งค่า DPH หรือค่าสิ่ง MOVX @Ri จะส่งค่า SFR สัญญาณควบคุมที่ใช้ในการเข้าถึงหน่วยความจำภายนอกคือ

สัญญาณ PSEN

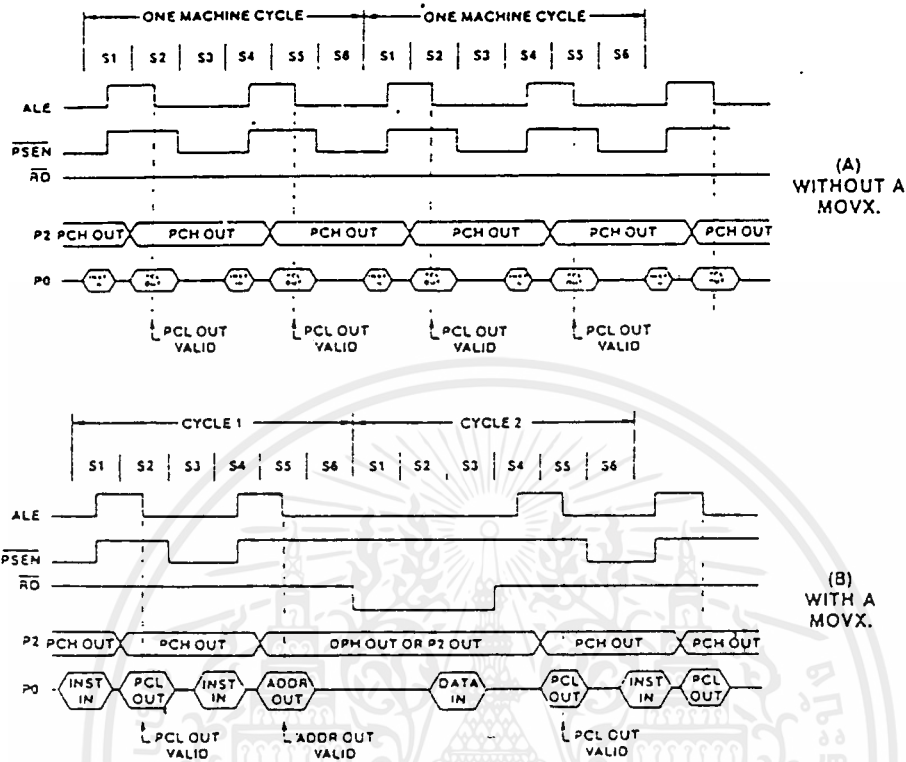
สัญญาณนี้จะใช้ในการเข้าถึงหน่วยความจำข้อมูลภายนอก ซึ่งจะไม่มีการแอ็คทีฟเมื่อมีการเฟตช์โปรแกรมภายใน แต่เมื่อมีการเฟตช์โปรแกรมภายนอกแล้วสัญญาณนี้จะมีการแอ็คทีฟ 2 ครั้ง ในแต่ละช่วงวัฏจักรการเฟตช์ ยกเว้นค่าสิ่ง MOVX ช่วงเวลาของสัญญาณ PSEN จะเกิดการแอ็คทีฟไม่เหมือนกับช่วงของสัญญาณ RD แอ็คทีฟ ช่วงวัฏจักรการอ่านที่สมบูรณ์นั้นจะรวมเอาช่วงที่สัญญาณ ALE มีการแอ็คทีฟ 2 ครั้งและสัญญาณควบคุม RD ที่เกิดพัลส์ต่ำมารวมด้วยกันจะใช้เวลา 12 คาบสัญญาณนาฬิกา ส่วนช่วงเวลาของสัญญาณ PSEN ที่สมบูรณ์นั้นจะรวมเอาช่วงที่สัญญาณ ALE มีการแอ็คทีฟ 2 ครั้งและสัญญาณควบคุม PSEN มารวมด้วยกันซึ่งจะใช้เวลา 6 คาบสัญญาณนาฬิกา ลักษณะการทำงานของวัฏจักรการอ่านทั้งสองแบบ แสดงได้ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



คณะวิศวกรรมศาสตร์

169



รูปจังหวะการเข้าถึงหน่วยความจำภายนอก

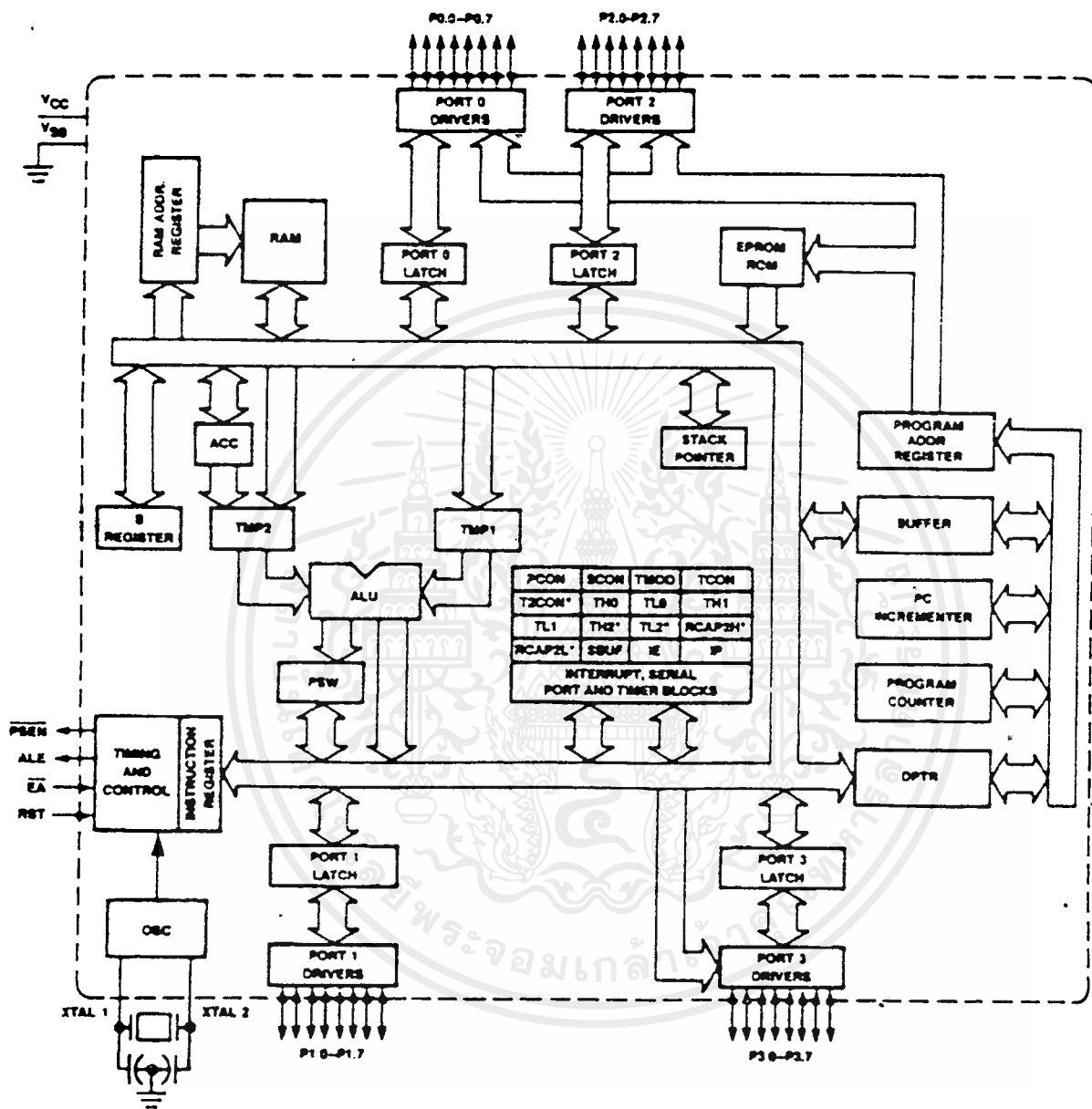
สัญญาณ ALE

หน้าที่หลักของสัญญาณ ALE คือการใช้งานเป็นจังหวะที่แน่นอนในการแลตช์เอาไบต์ค่าของแอดเดรสจาก P0 ไปเก็บไว้ที่ภายนอกเพื่อใช้ในการถอดรหัสแอดเดรสโปรแกรมภายนอก โดยจะใช้สัญญาณ ALE มีการแอ็คทีฟ 2 ครั้งในทุกวัฏจักรแมชชีน สัญญาณนี้จะเกิดตลอดเวลาถึงแม้จะไม่มีเฟลชจากหน่วยความจำภายนอก ซึ่งสัญญาณนี้จะไม่มีการเกิดพัลส์ขึ้นในช่วงระหว่างการเข้าถึงหน่วยความจำภายนอก ตามรูป B จะเห็นว่าพัลส์แรกของ ALE ในวัฏจักรที่ 2 ของคำสั่ง MOVX ขาดหายไปหรือมีเพียงพัลส์เดียวในหนึ่งคำสั่ง ลักษณะพัลส์ของสัญญาณ ALE นี้จะเกิดขึ้นคงที่ในอัตรา 1/6 ของสัญญาณความถี่ออสซิลเลเตอร์ ซึ่งสามารถนำมาใช้เป็นสัญญาณนาฬิกาภายนอกหรือเป็นตัวกำหนดเวลาได้

โครงสร้างทางสถาปัตยกรรม

การจัดโครงสร้างภายในของ MCS-51 จะแบ่งออกเป็นบล็อกๆ ดังรูป ซึ่งเกิดขีพตระกูล MCS-51 นี้จะประกอบด้วย หน่วยประมวลผลศูนย์กลาง หน่วยความจำมี 2 ชนิดคือ แบบ ROM และ EPROM พอร์ตอินพุต/เอาต์พุต และโหมครีจิสเตอร์สถานะและข้อมูล การติดต่อของส่วนต่างๆ ที่กล่าวมานี้จะติดต่อทางบัสข้อมูล 8 บิต นอกจากนี้ยังมีบัสเฟลชสำหรับการติดต่อข้อมูลภายนอกผ่านไอโอพอร์ตเมื่อต้องการขยายหน่วยความจำหรือขยายพอร์ตไอโอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





MCS®-51 INSTRUCTION SET

Table 10. 8051 Instruction Set Summary

Interrupt Response Time: Refer to Hardware Description Chapter.

Instructions that Affect Flag Settings(1)

Instruction	Flag			Instruction	Flag		
	C	OV	AC		C	OV	AC
ADD	X	X	X	CLR C	O		
ADDC	X	X	X	CPL C	X		
SUBB	X	X	X	ANL C,bit	X		
MUL	O	X		ANL C,/bit	X		
DIV	O	X		ORL C,bit	X		
DA	X			ORL C,bit	X		
RRC	X			MOV C,bit	X		
RLC	X			CJNE	X		
SETB,C	1						

(1) Note that operations on SFR byte address 208 or bit addresses 209-215 (i.e., the PSW or bits in the PSW) will also affect flag settings.

Note on instruction set and addressing modes:

- Rn — Register R7-R0 of the currently selected Register Bank.
- direct — 8-bit internal data location's address. This could be an Internal Data RAM location (0-127) or a SFR [i.e., I/O port, control register, status register, etc. (128-255)].
- @Ri — 8-bit internal data RAM location (0-255) addressed indirectly through register R1 or R0.
- #data — 8-bit constant included in instruction.
- #data 16 — 16-bit constant included in instruction.
- addr 16 — 16-bit destination address. Used by LCALL & LJMP. A branch can be anywhere within the 64K-byte Program Memory address space.
- addr 11 — 11-bit destination address. Used by ACALL & AJMP. The branch will be within the same 2K-byte page of program memory as the first byte of the following instruction.
- rel — Signed (two's complement) 8-bit offset byte. Used by SJMP and all conditional jumps. Range is -128 to +127 bytes relative to first byte of the following instruction.
- bit — Direct Addressed bit in Internal Data RAM or Special Function Register.

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
ARITHMETIC OPERATIONS			
ADD A,Rn	Add register to Accumulator	1	12
ADD A,direct	Add direct byte to Accumulator	2	12
ADD A,@Ri	Add indirect RAM to Accumulator	1	12
ADD A,#data	Add immediate data to Accumulator	2	12
ADDC A,Rn	Add register to Accumulator with Carry	1	12
ADDC A,direct	Add direct byte to Accumulator with Carry	2	12
ADDC A,@Ri	Add indirect RAM to Accumulator with Carry	1	12
ADDC A,#data	Add immediate data to Acc with Carry	2	12
SUBB A,Rn	Subtract Register from Acc with borrow	1	12
SUBB A,direct	Subtract direct byte from Acc with borrow	2	12
SUBB A,@Ri	Subtract indirect RAM from ACC with borrow	1	12
SUBB A,#data	Subtract immediate data from Acc with borrow	2	12
INC A	Increment Accumulator	1	12
INC Rn	Increment register	1	12
INC direct	Increment direct byte	2	12
INC @Ri	Increment direct RAM	1	12
DEC A	Decrement Accumulator	1	12
DEC Rn	Decrement Register	1	12
DEC direct	Decrement direct byte	2	12
DEC @Ri	Decrement indirect RAM	1	12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางบริษัทฯ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและข้อมูลใดๆ ของบริษัทฯ



Table 10. 8051 Instruction Set Summary (Continued)

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period	Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
ARITHMETIC OPERATIONS (Continued)				LOGICAL OPERATIONS (Continued)			
INC DPTR	Increment Data Pointer	1	24	RL A	Rotate Accumulator Left	1	12
MUL AB	Multiply A & B	1	48	RLC A	Rotate Accumulator Left through the Carry	1	12
DIV AB	Divide A by B	1	48	RR A	Rotate Accumulator Right	1	12
DA A	Decimal Adjust Accumulator	1	12	RRC A	Rotate Accumulator Right through the Carry	1	12
LOGICAL OPERATIONS				SWAP A	Swap nibbles within the Accumulator	1	12
ANL A,Rn	AND Register to Accumulator	1	12	DATA TRANSFER			
ANL A,direct	AND direct byte to Accumulator	2	12	MOV A,Rn	Move register to Accumulator	1	12
ANL A,@Ri	AND indirect RAM to Accumulator	1	12	MOV A,direct	Move direct byte to Accumulator	2	12
ANL A,#data	AND immediate data to Accumulator	2	12	MOV A,@Ri	Move indirect RAM to Accumulator	1	12
ANL direct,A	AND Accumulator to direct byte	2	12	MOV A,#data	Move immediate data to Accumulator	2	12
ANL direct,#data	AND immediate data to direct byte	3	24	MOV Rn,A	Move Accumulator to register	1	12
ORL A,Rn	OR register to Accumulator	1	12	MOV Rn,direct	Move direct byte to register	2	24
ORL A,direct	OR direct byte to Accumulator	2	12	MOV Rn,#data	Move immediate data to register	2	12
ORL A,@Ri	OR indirect RAM to Accumulator	1	12	MOV direct,A	Move Accumulator to direct byte	2	12
ORL A,#data	OR immediate data to Accumulator	2	12	MOV direct,Rn	Move register to direct byte	2	24
ORL direct,A	OR Accumulator to direct byte	2	12	MOV direct,direct	Move direct byte to direct	3	24
ORL direct,#data	OR immediate data to direct byte	3	24	MOV direct,@Ri	Move indirect RAM to direct byte	2	24
XRL A,Rn	Exclusive-OR register to Accumulator	1	12	MOV direct,#data	Move immediate data to direct byte	3	24
XRL A,direct	Exclusive-OR direct byte to Accumulator	2	12	MOV @Ri,A	Move Accumulator to indirect RAM	1	12
XRL A,@Ri	Exclusive-OR indirect RAM to Accumulator	1	12	All mnemonics copyrighted © Intel Corporation 1980			
XRL A,#data	Exclusive-OR immediate data to Accumulator	2	12				
XRL direct,A	Exclusive-OR Accumulator to direct byte	2	12				
XRL direct,#data	Exclusive-OR immediate data to direct byte	3	24				
CLR A	Clear Accumulator	1	12				
CPL A	Complement Accumulator	1	12				



Table 10. 8051 Instruction Set Summary (Continued)

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
DATA TRANSFER (Continued)			
MOV @Ri, direct	Move direct byte to indirect RAM	2	24
MOV @Ri, #data	Move immediate data to indirect RAM	2	12
MOV DPTR, #data16	Load Data Pointer with a 16-bit constant	3	24
MOVC A, @A - DPTR	Move Code byte relative to DPTR to Acc	1	24
MOVC A, @A + PC	Move Code byte relative to PC to Acc	1	24
MOVX A, @Ri	Move External RAM (8-bit addr) to Acc	1	24
MOVX A, @DPTR	Move External RAM (16-bit addr) to Acc	1	24
MOVX @Ri, A	Move Acc to External RAM (8-bit addr)	1	24
MOVX @DPTR, A	Move Acc to External RAM (16-bit addr)	1	24
PUSH direct	Push direct byte onto stack	2	24
POP direct	Pop direct byte from stack	2	24
XCH A, Rn	Exchange register with Accumulator	1	12
XCH A, direct	Exchange direct byte with Accumulator	2	12
XCH A, @Ri	Exchange indirect RAM with Accumulator	1	12
XCHD A, @Ri	Exchange low-order Digit indirect RAM with Acc	1	12

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
BOOLEAN VARIABLE MANIPULATION			
CLR C	Clear Carry	1	12
CLR bit	Clear direct bit	2	12
SETB C	Set Carry	1	12
SETB bit	Set direct bit	2	12
CPL C	Complement Carry	1	12
CPL bit	Complement direct bit	2	12
ANL C, bit	AND direct bit to CARRY	2	24
ANL C, /bit	AND complement of direct bit to Carry	2	24
ORL C, bit	OR direct bit to Carry	2	24
ORL C, /bit	OR complement of direct bit to Carry	2	24
MOV C, bit	Move direct bit to Carry	2	12
MOV bit, C	Move Carry to direct bit	2	24
JC rel	Jump if Carry is set	2	24
JNC rel	Jump if Carry not set	2	24
JB bit, rel	Jump if direct Bit is set	3	24
JNB bit, rel	Jump if direct Bit is Not set	3	24
JBC bit, rel	Jump if direct Bit is set & clear bit	3	24
PROGRAM BRANCHING			
ACALL addr11	Absolute Subroutine Call	2	24
LCALL addr16	Long Subroutine Call	3	24
RET	Return from Subroutine	1	24
RETI	Return from interrupt	1	24
AJMP addr11	Absolute Jump	2	24
LJMP addr16	Long Jump	3	24
SJMP rel	Short Jump (relative addr)	2	24

All mnemonics copyrighted © Intel Corporation 1980

เอกสารนี้เป็นเอกสารต้นฉบับสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่สามารถนำออกจำหน่าย

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Table 10. 8051 Instruction Set Summary (Continued)

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
PROGRAM BRANCHING (Continued)			
JMP @A + DPTR	Jump indirect relative to the DPTR	1	24
JZ rel	Jump if Accumulator is Zero	2	24
JNZ rel	Jump if Accumulator is Not Zero	2	24
CJNE A, direct, rel	Compare direct byte to Acc and Jump if Not Equal	3	24
CJNE A, #data, rel	Compare immediate to Acc and Jump if Not Equal	3	24

Mnemonic	Description	Byte	Oscillator Period
PROGRAM BRANCHING (Continued)			
CJNE Rn, #data, rel	Compare immediate to register and Jump if Not Equal	3	24
CJNE @Ri, #data, rel	Compare immediate to indirect and Jump if Not Equal	3	24
DJNZ Rn, rel	Decrement register and Jump if Not Zero	2	24
DJNZ direct, rel	Decrement direct byte and Jump if Not Zero	3	24
NOP	No Operation	1	12

All mnemonics copyrighted © Intel Corporation 1980

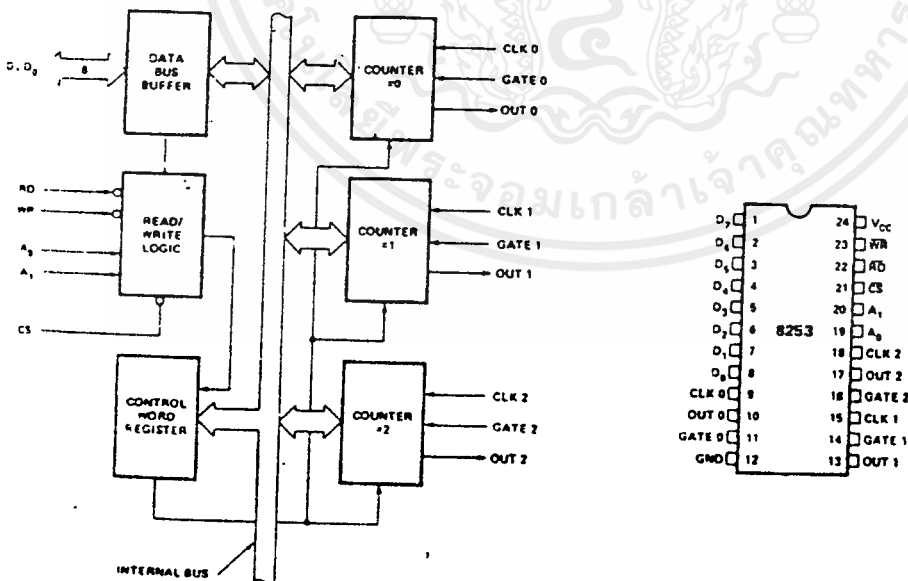
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



8253/8253-5 PROGRAMMABLE INTERVAL TIMER

- MCS-85™ Compatible 8253-5
- 3 Independent 16-Bit Counters
- DC to 2.6 MHz
- Programmable Counter Modes
- Count Binary or BCD
- Single +5V Supply
- Available in EXPRESS
 - Standard Temperature Range
 - Extended Temperature Range

The Intel® 8253 is a programmable counter/timer device designed for use as an Intel microcomputer peripheral. It uses nMOS technology with a single +5V supply and is packaged in a 24-pin plastic DIP. It is organized as 3 independent 16-bit counters, each with a count rate of up to 2.6 MHz. All modes of operation are software programmable.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



FUNCTIONAL DESCRIPTION

General

The 8253 is a programmable interval timer/counter specifically designed for use with the Intel™ Microcomputer systems. Its function is that of a general purpose, multi-timing element that can be treated as an array of I/O ports in the system software.

The 8253 solves one of the most common problems in any microcomputer system, the generation of accurate time delays under software control. Instead of setting up timing loops in systems software, the programmer configures the 8253 to match his requirements, initializes one of the counters of the 8253 with the desired quantity, then upon command the 8253 will count out the delay and interrupt the CPU when it has completed its tasks. It is easy to see that the software overhead is minimal and that multiple delays can easily be maintained by assignment of priority levels.

Other counter/timer functions that are non-delay in nature but also common to most microcomputers can be implemented with the 8253.

- Programmable Rate Generator
- Event Counter
- Binary Rate Multiplier
- Real Time Clock
- Digital One-Shot
- Complex Motor Controller

Data Bus Buffer

This 3-state, bi-directional, 8-bit buffer is used to interface the 8253 to the system data bus. Data is transmitted or received by the buffer upon execution of Input or Output CPU Instructions. The Data Bus Buffer has three basic functions.

1. Programming the MODES of the 8253.
2. Loading the count registers.
3. Reading the count values.

Read/Write Logic

The Read/Write Logic accepts inputs from the system bus and in turn generates control signals for overall device operation. It is enabled or disabled by CS so that no operation can occur to change the function unless the device has been selected by the system logic.

RD (Read)

A "low" on this input informs the 8253 that the CPU is inputting data in the form of a counters value.

WR (Write)

A "low" on this input informs the 8253 that the CPU is outputting data in the form of mode information or loading counters.

A0, A1

These inputs are normally connected to the address bus. Their function is to select one of the three counters to be operated on and to address the control word register for mode selection.

CS (Chip Select)

A "low" on this input enables the 8253. No reading or writing will occur unless the device is selected. The CS input has no effect upon the actual operation of the counters.

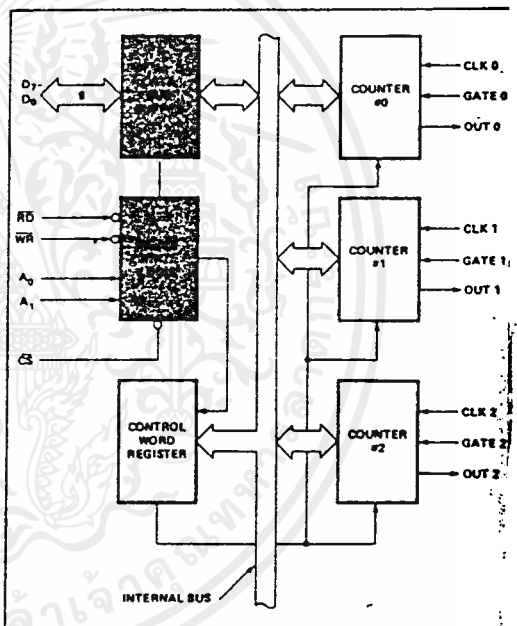


Figure 3. Block Diagram Showing Data Bus Buffer and Read/Write Logic Functions

CS	RD	WR	A ₁	A ₀	
0	1	0	0	0	Load Counter No. 0
0	1	0	0	1	Load Counter No. 1
0	1	0	1	0	Load Counter No. 2
0	1	0	1	1	Write Mode Word
0	0	1	0	0	Read Counter No. 0
0	0	1	0	1	Read Counter No. 1
0	0	1	1	0	Read Counter No. 2
0	0	1	1	1	No-Operation 3-State
1	X	X	X	X	Disable 3-State
0	1	1	X	X	No-Operation 3-State



intel

8253/8253-5

Control Word Register

The Control Word Register is selected when A₀, A₁ are 11. It then accepts information from the data bus buffer and stores it in a register. The information stored in this register controls the operational MODE of each counter, selection of binary or BCD counting and the loading of each count register.

The Control Word Register can only be written into; no read operation of its contents is available.

Counter #0, Counter #1, Counter #2

These three functional blocks are identical in operation so only a single Counter will be described. Each Counter consists of a single, 16-bit, pre-settable, DOWN counter. The counter can operate in either binary or BCD and its input, gate and output are configured by the selection of MODES stored in the Control Word Register.

The counters are fully independent and each can have separate Mode configuration and counting operation, binary or BCD. Also, there are special features in the control word that handle the loading of the count value so that software overhead can be minimized for these functions.

The reading of the contents of each counter is available to the programmer with simple READ operations for event counting applications and special commands and logic are included in the 8253 so that the contents of each counter can be read "on the fly" without having to inhibit the clock input.

8253 SYSTEM INTERFACE

The 8253 is a component of the Intel™ Microcomputer Systems and interfaces in the same manner as all other peripherals of the family. It is treated by the systems software as an array of peripheral I/O ports; three are counters and the fourth is a control register for MODE programming.

Basically, the select inputs A₀, A₁ connect to the A₀, A₁ address bus signals of the CPU. The CS can be derived directly from the address bus using a linear select method. Or it can be connected to the output of a decoder, such as an Intel® 8205 for larger systems.

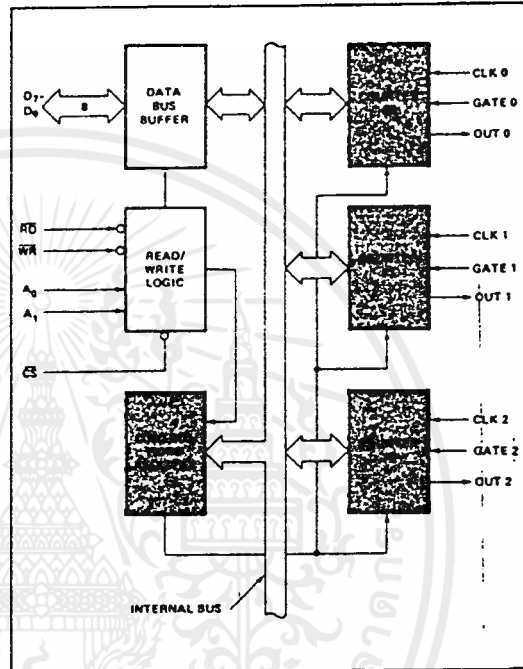


Figure 4. Block Diagram Showing Control Word Register and Counter Functions

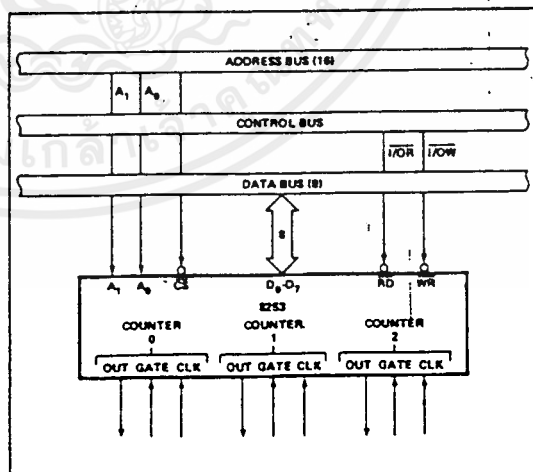


Figure 5. 8253 System Interface



8253/8253-5

OPERATIONAL DESCRIPTION

General

The complete functional definition of the 8253 is programmed by the systems software. A set of control words must be sent out by the CPU to initialize each counter of the 8253 with the desired MODE and quantity information. Prior to initialization, the MODE, count, and output of all counters is undefined. These control words program the MODE, Loading sequence and selection of binary or BCD counting.

Once programmed, the 8253 is ready to perform whatever timing tasks it is assigned to accomplish.

The actual counting operation of each counter is completely independent and additional logic is provided on-chip so that the usual problems associated with efficient monitoring and management of external, asynchronous events or rates to the microcomputer system have been eliminated.

Programming the 8253

All of the MODES for each counter are programmed by the systems software by simple I/O operations.

Each counter of the 8253 is individually programmed by writing a control word into the Control Word Register. (A0, A1 = 11)

Control Word Format

D ₇	D ₆	D ₅	D ₄	D ₃	D ₂	D ₁	D ₀
SC1	SC0	RL1	RL0	M2	M1	M0	BCD

Definition of Control

SC — Select Counter:

SC1	SC0	
0	0	Select Counter 0
0	1	Select Counter 1
1	0	Select Counter 2
1	1	Illegal

RL — Read/Load:

RL1	RL0	
0	0	Counter Latching operation (see READ/WRITE Procedure Section)
1	0	Read/Load most significant byte only.
0	1	Read/Load least significant byte only.
1	1	Read/Load least significant byte first, then most significant byte.

M — MODE:

M2	M1	M0	
0	0	0	Mode 0
0	0	1	Mode 1
X	1	0	Mode 2
X	1	1	Mode 3
1	0	0	Mode 4
1	0	1	Mode 5

BCD:

0	Binary Counter 16-bits
1	Binary Coded Decimal (BCD) Counter (4 Decades)

Counter Loading

The count register is not loaded until the count value is written (one or two bytes, depending on the mode selected by the RL bits), followed by a rising edge and a falling edge of the clock. Any read of the counter prior to that falling clock edge may yield invalid data.

MODE Definition

MODE 0: Interrupt on Terminal Count. The output will be initially low after the mode set operation. After the count is loaded into the selected count register, the output will remain low and the counter will count. When terminal count is reached the output will go high and remain high until the selected count register is reloaded with the mode or a new count is loaded. The counter continues to decrement after terminal count has been reached.

Rewriting a counter register during counting results in the following:

- (1) Write 1st byte stops the current counting.
- (2) Write 2nd byte starts the new count.

MODE 1: Programmable One-Shot. The output will go low on the count following the rising edge of the gate input.

The output will go high on the terminal count. If a new count value is loaded while the output is low it will not affect the duration of the one-shot pulse until the succeeding trigger. The current count can be read at any time without affecting the one-shot pulse.

The one-shot is retriggerable, hence the output will remain low for the full count after any rising edge of the gate input.



intel

8253/8253-5

MODE 2: Rate Generator. Divide by N counter. The output will be low for one period of the input clock. The period from one output pulse to the next equals the number of input counts in the count register. If the count register is reloaded between output pulses the present period will not be affected, but the subsequent period will reflect the new value.

The gate input, when low, will force the output high. When the gate input goes high, the counter will start from the initial count. Thus, the gate input can be used to synchronize the counter.

When this mode is set, the output will remain high until after the count register is loaded. The output then can also be synchronized by software.

MODE 3: Square Wave Rate Generator. Similar to MODE 2 except that the output will remain high until one half the count has been completed (for even numbers) and go low for the other half of the count. This is accomplished by decrementing the counter by two on the falling edge of each clock pulse. When the counter reaches terminal count, the state of the output is changed and the counter is reloaded with the full count and the whole process is repeated.

If the count is odd and the output is high, the first clock pulse (after the count is loaded) decrements the count by 1. Subsequent clock pulses decrement the clock by 2. After timeout, the output goes low and the full count is reloaded. The first clock pulse (following the reload) decrements the counter by 3. Subsequent clock pulses decrement the count by 2 until timeout. Then the whole process is repeated. In this way, if the count is odd, the output will be high for $(N + 1)/2$ counts and low for $(N - 1)/2$ counts.

In Modes 2 and 3, if a CLK source other than the system clock is used, GATE should be pulsed immediately following WR of a new count value.

MODE 4: Software Triggered Strobe. After the mode is set, the output will be high. When the count is loaded, the counter will begin counting. On terminal count, the

output will go low for one input clock period, then will go high again.

If the count register is reloaded during counting, the new count will be loaded on the next CLK pulse. The count will be inhibited while the GATE input is low.

MODE 5: Hardware Triggered Strobe. The counter will start counting after the rising edge of the trigger input and will go low for one clock period when the terminal count is reached. The counter is retriggerable. The output will not go low until the full count after the rising edge of any trigger.

Signal Status	Low Or Going Low	Rising	High
0	Disables counting	---	Enables counting
1	---	1) Initiates counting 2) Resets output after next clock	---
2	1) Disables counting 2) Sets output immediately high	1) Reloads counter 2) Initiates counting	Enables counting
3	1) Disables counting 2) Sets output immediately high	1) Reloads counter 2) Initiates counting	Enables counting
4	Disables counting	---	Enables counting
5	---	Initiates counting	---

Figure 8. Gate Pin Operations Summary



intel

8253/8253-5

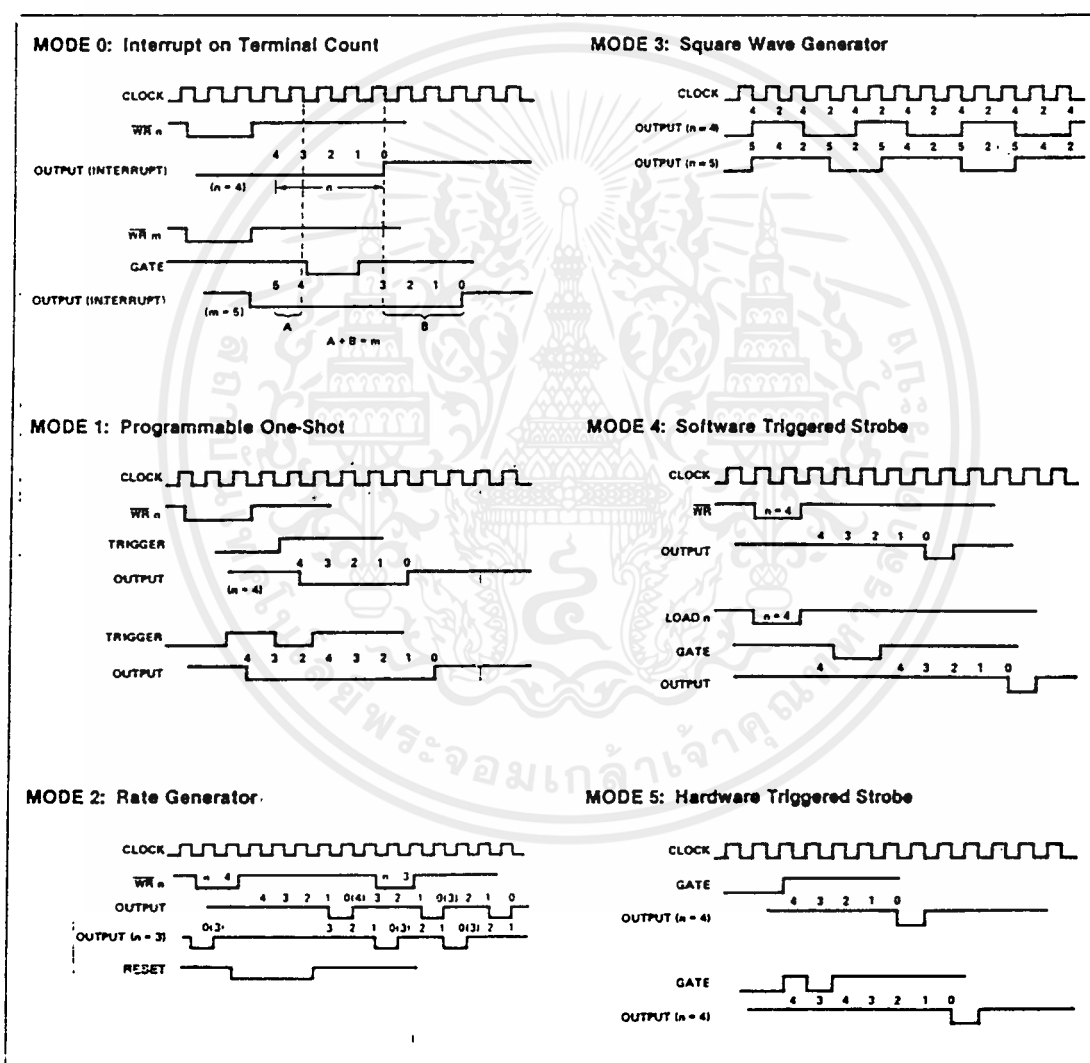


Figure 7. 8253 Timing Diagrams



8253/8253-5

8253 READ/WRITE PROCEDURE

Write Operations

The systems software must program each counter of the 8253 with the mode and quantity desired. The programmer must write out to the 8253 a MODE control word and the programmed number of count register bytes (1 or 2) prior to actually using the selected counter.

The actual order of the programming is quite flexible. Writing out of the MODE control word can be in any sequence of counter selection, e.g., counter #0 does not have to be first or counter #2 last. Each counter's MODE control word register has a separate address so that its loading is completely sequence independent. (SC0, SC1)

The loading of the Count Register with the actual count value, however, must be done in exactly the sequence programmed in the MODE control word (RL0, RL1). This loading of the counter's count register is still sequence independent like the MODE control word loading, but when a selected count register is to be loaded it must be loaded with the number of bytes programmed in the MODE control word (RL0, RL1). The one or two bytes to be loaded in the count register do not have to follow the associated MODE control word. They can be programmed at any time following the MODE control word loading as long as the correct number of bytes is loaded in order.

All counters are down counters. Thus, the value loaded into the count register will actually be decremented. Loading all zeroes into a count register will result in the maximum count (2^{16} for Binary or 10^4 for BCD). In MODE 0 the new count will not restart until the load has been completed. It will accept one of two bytes depending on how the MODE control words (RL0, RL1) are programmed. Then proceed with the restart operation.

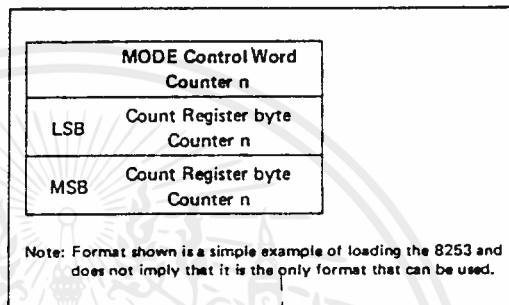


Figure 8. Programming Format

		A1	A0
No. 1	MODE Control Word Counter 0	1	1
No. 2	MODE Control Word Counter 1	1	1
No. 3	MODE Control Word Counter 2	1	1
No. 4	LSB Count Register Byte Counter 1	0	1
No. 5	MSB Count Register Byte Counter 1	0	1
No. 6	LSB Count Register Byte Counter 2	1	0
No. 7	MSB Count Register Byte Counter 2	1	0
No. 8	LSB Count Register Byte Counter 0	0	0
No. 9	MSB Count Register Byte Counter 0	0	0

Note: The exclusive addresses of each counter's count register make the task of programming the 8253 a very simple matter, and maximum effective use of the device will result if this feature is fully utilized.

Figure 9. Alternate Programming Formats



intel

8253/8253-5

Read Operations

In most counter applications it becomes necessary to read the value of the count in progress and make a computational decision based on this quantity. Event counters are probably the most common application that uses this function. The 8253 contains logic that will allow the programmer to easily read the contents of any of the three counters without disturbing the actual count in progress.

There are two methods that the programmer can use to read the value of the counters. The first method involves the use of simple I/O read operations of the selected counter. By controlling the A0, A1 inputs to the 8253 the programmer can select the counter to be read (remember that no read operation of the mode register is allowed A0, A1=11). The only requirement with this method is that in order to assure a stable count reading the actual operation of the selected counter must be inhibited either by controlling the Gate input or by external logic that inhibits the clock input. The contents of the counter selected will be available as follows:

first I/O Read contains the least significant byte (LSB).

second I/O Read contains the most significant byte (MSB).

Due to the internal logic of the 8253 it is absolutely necessary to complete the entire reading procedure. If two bytes are programmed to be read then two bytes must be read before any loading WR command can be sent to the same counter.

Read Operation Chart

A1	A0	RD	
0	0	0	Read Counter No. 0
0	1	0	Read Counter No. 1
1	0	0	Read Counter No. 2
1	1	0	Illegal

Reading While Counting

In order for the programmer to read the contents of any counter without effecting or disturbing the counting operation the 8253 has special internal logic that can be accessed using simple WR commands to the MODE register. Basically, when the programmer wishes to read the contents of a selected counter "on the fly" he loads the MODE register with a special code which latches the present count value into a storage register so that its contents contain an accurate, stable quantity. The programmer then issues a normal read command to the selected counter and the contents of the latched register is available.

MODE Register for Latching Count

A0, A1 = 11

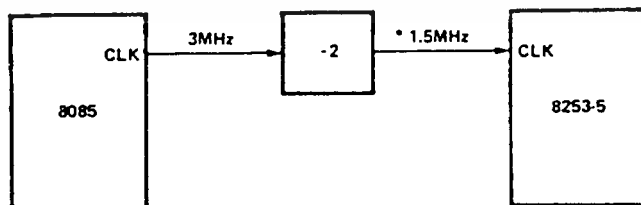
D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
SC1	SC0	0	0	X	X	X	X

SC1, SC0 — specify counter to be latched.

D5, D4 — 00 designates counter latching operation.

X — don't care.

The same limitation applies to this mode of reading the counter as the previous method. That is, it is mandatory to complete the entire read operation as programmed. This command has no effect on the counter's mode.



*If an 8085 clock output is to drive an 8253-5 clock input, it must be reduced to 2 MHz or less.

Figure 10. MCS-85™ Clock Interface*



intel

8253/8253-5

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Ambient Temperature Under Bias 0°C to 70°C
Storage Temperature -65°C to +150°C
Voltage On Any Pin
With Respect to Ground -0.5 V to +7 V
Power Dissipation 1 Watt

*NOTICE: Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

D.C. CHARACTERISTICS (T_A = 0°C to 70°C, V_{CC} = 5V ± 10%)*

Symbol	Parameter	Min.	Max.	Unit	Test Conditions
V _{IL}	Input Low Voltage	-0.5	0.8	V	
V _{IH}	Input High Voltage	2.2	V _{CC} + .5V	V	
V _{OL}	Output Low Voltage		0.45	V	Note 1
V _{OH}	Output High Voltage	2.4		V	Note 2
I _{IL}	Input Load Current		±10	μA	V _{IN} = V _{CC} to 0V
I _{OFL}	Output Float Leakage		±10	μA	V _{OUT} = V _{CC} to .45V
I _{CC}	V _{CC} Supply Current		140	mA	

CAPACITANCE (T_A = 25°C, V_{CC} = GND = 0V)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Unit	Test Conditions
C _{IN}	Input Capacitance			10	pF	f _c = 1 MHz
C _{I/O}	I/O Capacitance			20	pF	Unmeasured pins returned to V _{SS}

A.C. CHARACTERISTICS (T_A = 0°C to 70°C, V_{CC} = 5.0V ± 10%, GND = 0V)*

Bus Parameters (Note 3)

READ CYCLE

Symbol	Parameter	8253		8253-5		Unit
		Min.	Max.	Min.	Max.	
t _{AR}	Address Stable Before READ	50		30		ns
t _{RA}	Address Hold Time for READ	5		5		ns
t _{RR}	READ Pulse Width	400		300		ns
t _{RD}	Data Delay From READ(†)		300		200	ns
t _{DF}	READ to Data Floating	25	125	25	100	ns
t _{RV}	Recovery Time Between READ and Any Other Control Signal	1		1		μs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



8253/8253-5

A.C. CHARACTERISTICS (Continued)

WRITE CYCLE

Symbol	Parameter	8253		8253-5		Unit
		Min.	Max.	Min.	Max.	
t_{AW}	Address Stable Before $\overline{WRITE}$	50		30		ns
t_{WA}	Address Hold Time for $\overline{WRITE}$	30		30		ns
t_{WW}	$\overline{WRITE}$ Pulse Width	400		300		ns
t_{DW}	Data Set Up Time for $\overline{WRITE}$	300		250		ns
t_{WD}	Data Hold Time for $\overline{WRITE}$	40		30		ns
t_{rv}	Recovery Time Between $\overline{WRITE}$ and Any Other Control Signal	1		1		μs

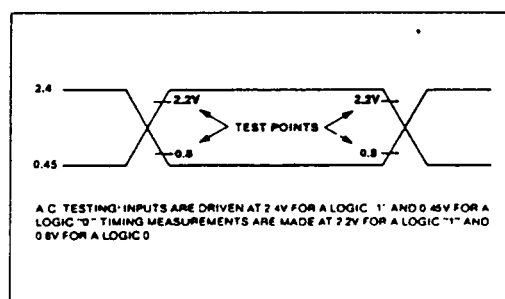
CLOCK AND GATE TIMING

Symbol	Parameter	8253		8253-5		Unit
		Min.	Max.	Min.	Max.	
t_{CLK}	Clock Period	380	dc	380	dc	ns
t_{PWH}	High Pulse Width	230		230		ns
t_{PWL}	Low Pulse Width	150		150		ns
t_{GW}	Gate Width High	150		150		ns
t_{GL}	Gate Width Low	100		100		ns
t_{GS}	Gate Set Up Time to $CLK\uparrow$	100		100		ns
t_{GH}	Gate Hold Time After $CLK\uparrow$	50		50		ns
t_{OD}	Output Delay From $CLK\downarrow$ [4]		400		400	ns
t_{ODG}	Output Delay From Gate $\downarrow$ [4]		300		300	ns

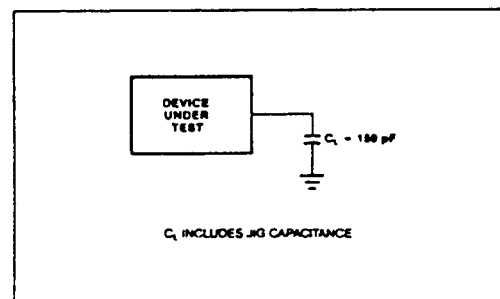
NOTES:

1. $I_{OL} = 2.2$ mA.
 2. $I_{OH} = -400$ μA .
 3. AC timings measured at $V_{OH} = 2.2$, $V_{OL} = 0.8$.
 4. $C_L = 150$ pF.
- * For Extended Temperature EXPRESS, use M8253 electrical parameters.

A.C. TESTING INPUT, OUTPUT WAVEFORM



A.C. TESTING LOAD CIRCUIT





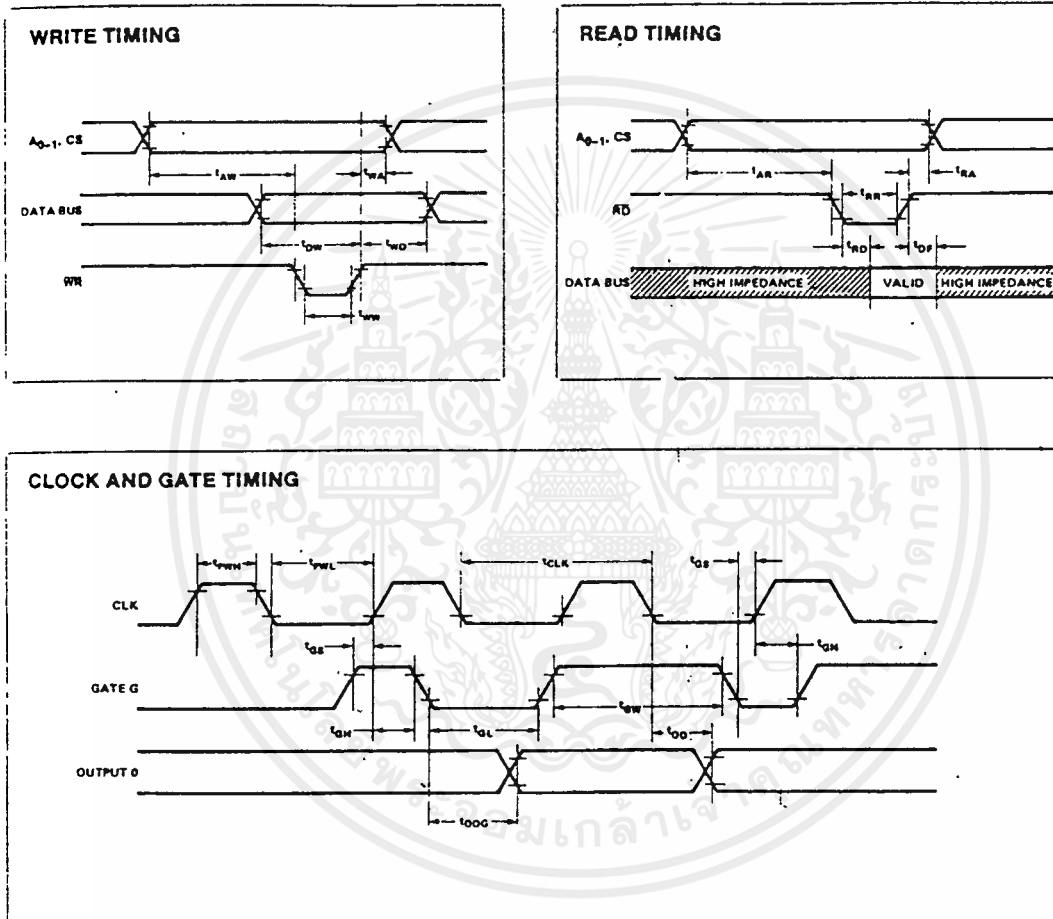
คณะวิศวกรรมศาสตร์

186

intel

8253/8253-5

WAVEFORMS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



3650
3652

Optically-Coupled Linear ISOLATION AMPLIFIERS

FEATURES

- BALANCED INPUT
- LARGE COMMON-MODE VOLTAGES
 $\pm 2000V$ Continuous
140dB Rejection
- ULTRA LOW LEAKAGE
 $0.35\mu A$ max at 240V/60Hz
1.8pF Leakage Capacitance
- EXCELLENT GAIN ACCURACY
0.05% Linearity
0.05%/1000Hours Stability
- WIDE BANDWIDTH
15kHz $\pm 3dB$
1.2V/ μsec Slew Rate

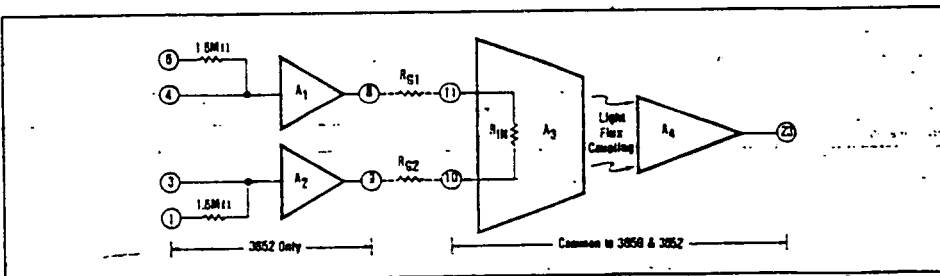
APPLICATIONS

- INDUSTRIAL PROCESS CONTROL
- DATA ACQUISITION
- INTERFACE ELEMENT
- BIOMEDICAL MEASUREMENTS
- PATIENT MONITORING
- TEST EQUIPMENT
- CURRENT SHUNT MEASUREMENT
- GROUND-LOOP ELIMINATION
- SCR CONTROLS

DESCRIPTION

The 3650 and 3652 are optically coupled integrated circuit isolation amplifiers. Prior to their introduction commercially available isolation amplifiers had been modular or rack mounted devices using transformer coupled modulation demodulation techniques. Compared to these earlier isolation amplifiers the 3650 and 3652 have the advantage of smaller size,

lower cost, wider bandwidth and integrated circuit reliability. Also, because they use a DC analog modulation technique as opposed to a carrier type technique, they avoid the problems of electromagnetic interference (both transmitted and received) that most of the modular isolation amplifiers exhibit.





SPECIFICATIONS

ELECTRICAL

Typical at 25°C and ±15VDC supply voltages unless otherwise noted.

MODEL	3850MG/HG™	3850JG	3850KG	3852MG/HG™	3852JG
ISOLATION					
Isolation Voltage Rated Continuous, (min): Test Voltage, (min): 10sec duration	2000Vp or VDC 5000Vo				
Isolation-Mode Rejection, G = 10 DC 60Hz, 5000Ω source unbalance. Leakage Current, 240V/60Hz Isolation Impedance Capacitance Resistance	140dB 120dB 0.35μA, max 1.8pF 10 ¹² Ω				
GAIN					
Gain Equation for current sources for voltage sources	$G_1 = 10^6 \text{ Volt/Amp}$ $G_v = \frac{10^6}{R_{G1} + R_{G2} + R_{IN}} \text{ V/V}$			$G_1 = 1.0057 \times 10^6 \text{ Volt/Amp}$ $G_v = \frac{10^6}{R_{G1} + R_{G2} + R_{IN} + R_O} \text{ V/V}$	
Input Resistance, R _{IN} , max Buffer Output Impedance, R _O Gain Equation Error, max ¹ Gain Nonlinearity Gain vs Temperature Gain vs Time	25Ω Not applicable 0.5% ±0.05% typ. ±0.2% max 300ppm/°C ±0.03% typ. ±0.1% max 100ppm/°C ±0.05%/1000hrs.			25Ω 90Ω ±30Ω 1.5% ¹ ±0.05% typ. ±0.2% max 300ppm/°C ¹ ±0.05% typ. ±0.1% max 200ppm/°C ¹ ±0.05%/1000hrs.	
Frequency Response Slew Rate ±3dB Frequency Settling Time to ±0.01% to ±0.1%	0.7V/μsec min, 1.2V/μsec typ. 15kHz 400μsec 200μsec				
INPUT STAGE™					
Input Offset Voltage at 25°C, max ¹ vs Temperature, max vs Supply vs Time ¹	±5mV ±25μV/°C	±1mV ±10μV/°C 100μV/V 50μV/1000 hrs.	±0.5mV ±5μV/°C	±5mV ±50μV/°C	±2mV ±25μV/°C 100μV/V 100μV/1000 hrs.
Input Bias Current at 25°C vs Temperature vs Supply	10nA typ, 40nA max 0.3nA/°C 0.2nA/V			10pA typ, 50pA max doubles every +10°C 1pA/V	
Input Offset Current vs Temperature vs Supply	effects included in output offset			10pA doubles every 10°C 1pA/V	
Input Impedance Differential Common-mode	"R _{IN} " = 25Ω max 109Ω			10 ¹¹ Ω 10 ¹¹ Ω	
Input Noise Voltage, 0.05Hz to 100Hz 10Hz to 10kHz	8μV, p-p 4μV, rms			4μ, p-p 5μV, rms	
Input Voltage Range Common-mode, linear operation, w/o damage, at +, - at +I, -I at +IR, -IR	± V -5V ±V Not applicable ¹ Not applicable ¹			± V -5V ±V ±300V for 10msec ¹ ±3000V for 10msec ¹	
Differential, w/o damage, at +, - Differential, w/o damage, at -I, -I Differential, w/o damage, at -IR, -IR	±V Not applicable Not applicable			±V ±600V for 10msec ¹ ±6000V for 10msec ¹	
Common-mode Rejection, 60Hz	90dB at 60Hz, 5kΩ imbalance			80dB at 60Hz, 5kΩ imbalance	
Power Supply - Input Stage Only Voltage, at -V ¹ and -V ¹ Current Quiescent with ±10V output ¹	±8V to ±18V ±1.2mA ¹ +8.5mA or -8.5mA, typ +12mA or -12mA, max			±8V to ±18V ±3mA ¹ +8.5mA or -8.5mA, typ +16mA or -16mA, max	



ELECTRICAL (cont)

MODEL	3650MG/HG ^(a)	3650JG	3650KG	3652MG/HG ^(a)	3652JG
OUTPUT STAGE					
Output Voltage, min		±10V		±10V	
Output Current, min		±5mA		±5mA	
Output Offset Voltage at 25°C max ^(b)	±25mV	±10mV	±10mV	±25mV	±10mV
vs Temperature, max	±900μV/°C	±450μV/°C	±300μV/°C	±900μV/°C	±450μV/°C
vs Supply		±500μV/V		±500μV/V	
vs Time		±1mV/1000hrs		±1mV/1000hrs	
Output Noise Voltage 0.05Hz to 100Hz		50μV, p-p		50μV, p-p	
10Hz to 1kHz		65μV, rms		65μV, rms	
Power Supply - Output Stage Only			±8V to ±18V		
Voltage - "V _{cc} " and "V _{ee} "					
Current -					
Quiescent			±2.3mA typ, ±5mA max		
with ±5mA output, max			±11mA		
TEMPERATURE ^(c)					
Specification			0°C to 85°C		
Operating			-40°C to -100°C		
Storage			-55°C to -125°C		

1. All electrical and mechanical specifications of the 3650MG and 3652MG are identical to the 3650HG and 3652HG, respectively, except that the following specifications apply to the 3650MG and 3652MG: (a) Isolation test voltage duration increased from 10sec minimum to 60sec minimum; (b) Input offset voltage at 25°C max: ±10mV; vs temp. max: ±100μV/°C; (c) Output offset voltage at 25°C max: ±50mV; vs temp. max: ±1.8mV/°C.
2. If used as 3650, see Installation and Operating Instructions.
3. Trimable to zero.
4. Gain error terms specified for inputs applied through buffer amplifiers (i.e., ±1 or ±1R pins).
5. Input stage specifications at +1 and -1 inputs for 3652 unless otherwise noted.
6. Maximum safe input current at either input is 10mA.
7. Continuous rating is 1/3 pulse rating.
8. Load current is drawn from one supply lead at a time; other supply current at quiescent level. For 3652 add 0.2mA/V of positive CMV.
9. dT/dt > 1°C/minute below 0°C, and long-term storage above 100°C is not recommended. Also limit the repeated thermal cycles to be within the 0°C to -85°C temperature range.

MECHANICAL

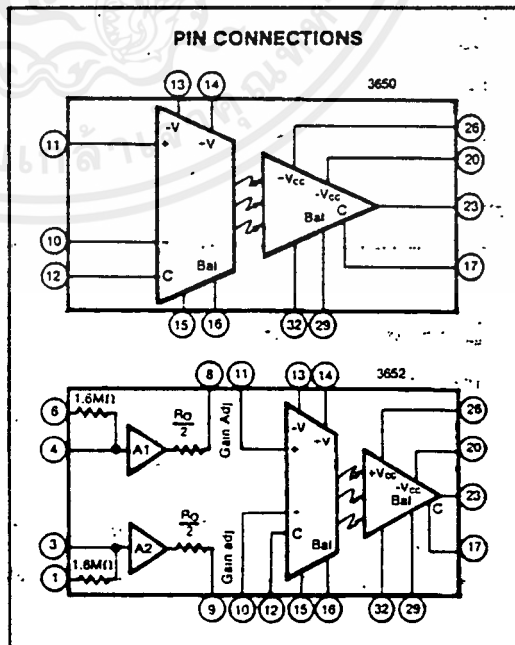
Pin numbers shown for reference only. Numbers may not be marked on package.

NOTE:
Leads in true position within 0.010"
0.25mm R at MMC at seating plane.

ORDER NUMBER:
3650MG 3652MG
3650HG 3652HG
3650JG 3652JG
3650KG

MATERIAL: Alumina ceramic
WEIGHT: 14 grams (0.5 oz)
MATING CONNECTOR: 2302MC, set of two, 16-pin stroke

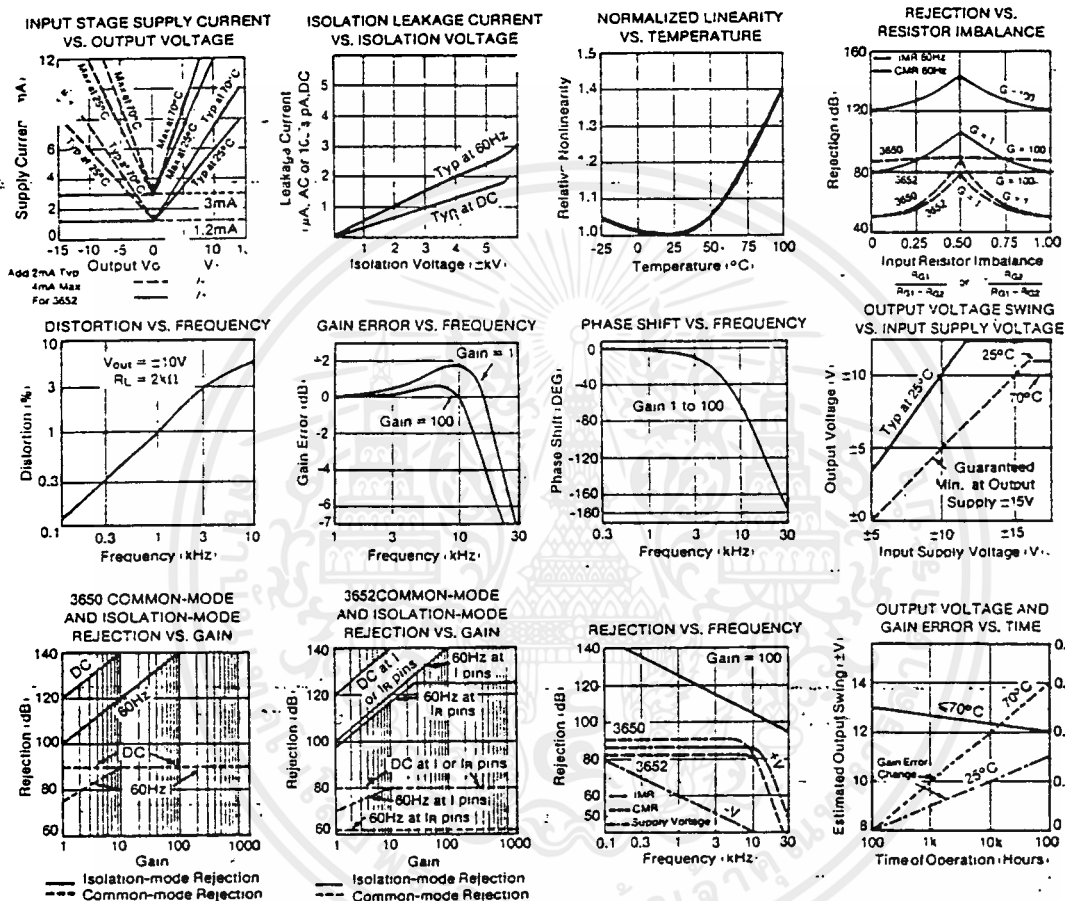
Dim	MIN	MAX	MIN	MAX
A	1.100	1.150	43.18	46.79
B	1.120	1.160	45.46	49.46
C	1.170	1.230	47.32	51.64
D	0.119	0.211	3.06	5.32
E	0.236	0.260	5.99	6.60
G	1.00 BASIC		25.4 BASIC	
H	1.110	1.130	27.97	28.75
K	1.100	1.160	27.97	46.79
L	0.80 BASIC		22.86 BASIC	
M	0.002	0.010	0.05	0.25
N	1.110	1.130	27.97	28.75





TYPICAL PERFORMANCE CURVES

Typical at 25°C and ±15VDC power supplies unless otherwise noted.



DEFINITIONS

ISOLATION-MODE VOLTAGE, V_{ISO}

The isolation-mode voltage is the voltage which appears across the isolation barrier, i.e., between the input common and the output common. (See Figure 1.)

Two isolation voltages are given in the electrical specifications: "rated continuous" and "test voltage". Since it is impractical on a production basis to test a "continuous" voltage (infinite test time is implied), it is generally accepted practice to test at a significantly higher voltage for some reasonable length of time. For the 3650 and the 3652 the "test voltage" is equal to 1000V plus two times the "rated continuous" voltage. Thus, for a continuous rating of 2000V each unit is tested at 5000V.

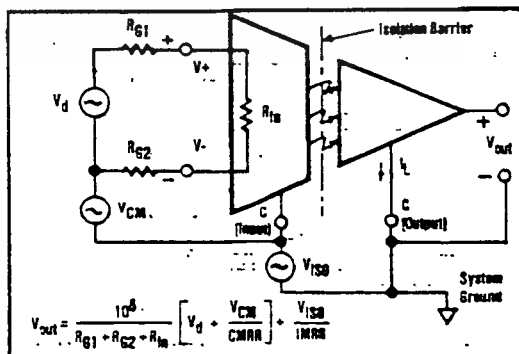


FIGURE 1. Illustration of Isolation-mode and Common-mode Specifications.



COMMON-MODE VOLTAGE, V_{CM}

The common-mode voltage is the voltage midway between the two inputs of the amplifier measured with respect to input common. It is the algebraic average of the voltage applied at the amplifiers' input terminals. In the circuit in Figure 5, $(V_+ + V_-)/2 = V_{CM}$. (Note: Many applications involve a large system "common-mode voltage." Usually in such cases the term defined here as " V_{CM} " is negligible and the system "common-mode voltage" is applied to the amplifier as " V_{ISO} " in Figure 1.)

ISOLATION-MODE REJECTION

The isolation-mode rejection is defined by the equation in Figure 1. The isolation-mode rejection is not infinite because there is some leakage across the isolation barrier due to the isolation resistance and capacitance.

NONLINEARITY

Nonlinearity is specified to be the peak deviation from a best straightline, expressed as a percent of peak-to-peak full scale output (i.e., $\pm 10\text{mV}$ at 20V p-p $\approx 0.05\%$).

THEORY OF OPERATION

Prior to the introduction of the 3650 family optical isolation had not been practical in linear circuits. A single LED and photodiode combination, while useful in a wide range of digital isolation applications, has fundamental limitations - primarily nonlinearity and instability as a function of time and temperature.

The 3650 and 3652 use a unique technique to overcome the limitations of the single LED and photodiode isolator. Figure 2 is an elementary equivalent circuit for the 3650 which can be used to understand the basic operation without consideration of the cluttering details of offset adjustment and biasing for bipolar operation.

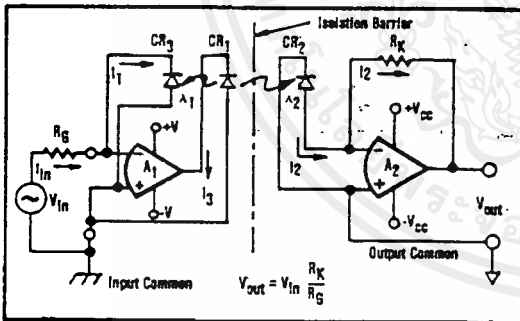


FIGURE 2. Simplified Equivalent Circuit of Linear Isolator.

Two matched photodiodes are used—one in the input (CR_1) and one in the output stage (CR_2)—to greatly reduce nonlinearities and time-temperature instabilities. Amplifier A_1 , LED CR_1 , and photodiode CR_2 are used in a negative feedback configuration such that $I_1 = I_m$, R_{G1} (where R_{G1} is the user supplied gain setting resistor). Since CR_2 and CR_1 are closely matched and since they receive equal amounts of light from the LED CR_1 (i.e., $\lambda_1 = \lambda_2$), $I_2 = I_1 = I_m$. Amplifier A_2 is connected as a current-to-voltage converter with $V_{out} = I_2 R_K$ where R_K is an internal $1\text{M}\Omega$ scaling resistor. Thus the overall transfer function is:

$$V_{out} = V_{in} \frac{10^6}{R_{G1}} \quad (R_{G1} \text{ in ohms})$$

This improved isolator circuit overcomes the primary limitations of the single LED and photodiode combination. The transfer function is now virtually independent of any degradation in the LED output as long as the two photodiodes and optics are closely matched*. Linearity is now a function of the accuracy of the matching and is further enhanced by the use of negative feedback in the input stage. Advanced laser trimming techniques are used to further compensate for residual matching errors.

*The only effect of decreased LED output is a slight decrease in full scale swing capability. See Typical Performance Curves.

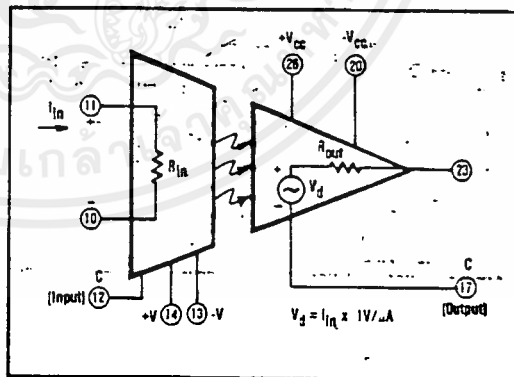


FIGURE 3. Simple Model of 3650.

A model of the 3650 suitable for simple circuit analysis is shown in Figure 3. The output is a current dependent voltage source, V_d , whose value depends on the input current. Thus, the 3650 is a transconductance amplifier with a gain of one volt per microamp. When voltage sources are used the input current is derived by using gain setting resistors in series with the voltage source (see Installation and Operating Instructions for details). R_{in} is the differential input impedance. The common-mode and isolation impedances are very high and are assumed to be infinite for this model.

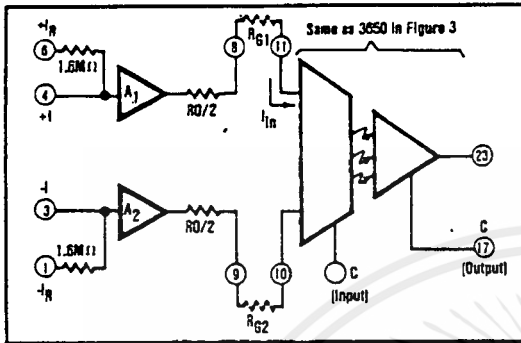


FIGURE 4. Simple Model of 3652.

INSTALLATION & OPERATING INSTRUCTIONS

POWER SUPPLY CONNECTIONS

The power supply connections for the 3650 and 3652 are shown in Figure 5. When a DC/DC converter is used for isolated power it is placed in a parallel with the isolation barrier of the amplifier. This can lower the isolation impedance and degrade the isolation-mode rejection of the overall circuit. Therefore, a high quality, low leakage DC/DC converter such as the Burr-Brown Model 722 should be used.

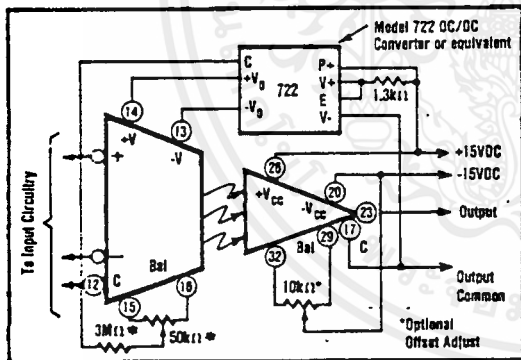


FIGURE 5. Power and Offset Adjust Connections.

OFFSET VOLTAGE ADJUSTMENTS

The offset nulling circuits are identical for the 3650 and 3652 and are shown in Figure 5. The offset adjust circuitry is optional and the units will meet the stated specifications with the BAL terminals unconnected. Provisions are available to null both the input and output stage offsets. If the amplifier is operated at a fixed gain, normally only one adjustment will be used; the output stage (10kΩ adjustment) for low gains and the input stage (50kΩ adjustment) for high gains (>10).

Use the following procedure if it is desired to null both input and output components (for example, if the gain of the amplifier is to be switched). The input stage offset is first nulled (50kΩ adjustment) with the appropriate input signal pins connected to input common and the amplifier set at its maximum gain. The gain is then set to its

A simplified model of the 3652 is shown in Figure 4. The isolation and output stages are identical to the 3650. Additional input circuitry consisting of FET buffer amplifiers and input protection resistors have been added to give higher differential and common-mode input impedance ($10^{11}\Omega$), lower bias currents (50pA) and overvoltage protection. The +IR and -IR inputs have a 10msec pulse rating of 6000V differential and 3000V common-mode (see Definitions for a discussion of common-mode and isolation-mode voltages.) The addition of the buffer amplifiers also creates a voltage-in voltage-out transfer function with the gain set by R_{i1} and R_{i2} .

minimum value and the output offset is nulled (10kΩ adjustment).

INPUT CONFIGURATIONS

Some possible input configurations for the 3650 and 3652 are shown in Figures 6a, 6b, 6c. Differential input sources are used in these examples. For situations with non-differential inputs the appropriate source term should be set to zero in the gain equations and replaced with a short in the diagrams.

Figure 6a shows the 3650 connected as a transconductance amplifier with input current sources. Voltage sources are shown in Figure 6b. In this case the voltages are converted to currents by R_{i1} and R_{i2} . As shown by the equations, they perform as gain setting resistors in the voltage transfer function. When a single voltage source is used it is recommended (but not essential) that the gain setting resistor remain split into two equal halves in order to minimize errors due to bias currents and common-mode rejection (see Typical Performance Curves).

Figure 6c illustrates the connections for the 3652 when the FET buffer amplifiers A_1 and A_2 are used. This configuration provides an isolation amplifier with high input impedance (both common-mode and differential) and good common-mode and isolation-mode rejection. It is a true isolated instrumentation amplifier which has many benefits for noise rejection when source impedance imbalances are present.

In the 3652 the voltage gain of the buffer amplifiers is slightly less than unity, but the gain of the output stage has been raised to compensate for this so that the overall transfer function from the $\pm I$ or $\pm IR$ inputs to the output is correct. It should be noted that A_1 and A_2 are buffer amplifiers. No summing can be done at the $\pm I$ or $\pm IR$ inputs. Figure 6c shows the $+I$ and $-I$ inputs used. If more input voltage protection is desired, then the $+IR$ and $-IR$ inputs should be used. This will increase the input noise due to the contribution from the 1.6MΩ resistors, but will provide additional differential and common-mode protection (10msec rating of 3kV).

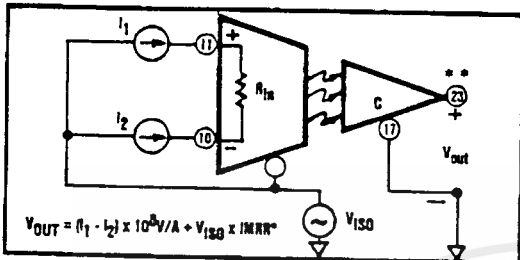


FIGURE 6a. 3650 With Differential Current Sources.

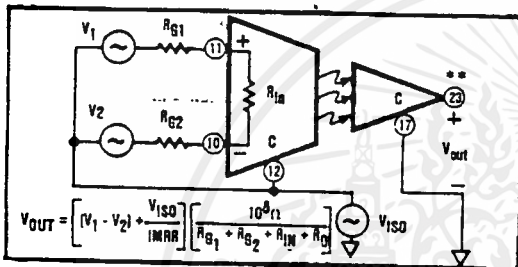


FIGURE 6b. 3650 With Differential Voltage Source.

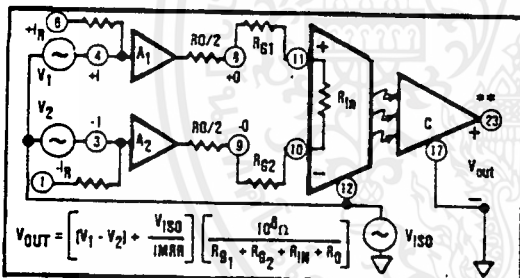


FIGURE 6c. 3652 with Differential Voltage Source.

*IMRR here is in pA/V, typically 5pA/V at 60Hz and 1pA/V at DC.

**The offset adjustment circuitry and power supply connections have been omitted for simplicity. Refer to Figure 5 for details.

ERROR ANALYSIS

A model of the 3650 suitable for DC error analysis of offset voltage, voltage drift versus temperature, bias current, etc., is shown in Figure 7.

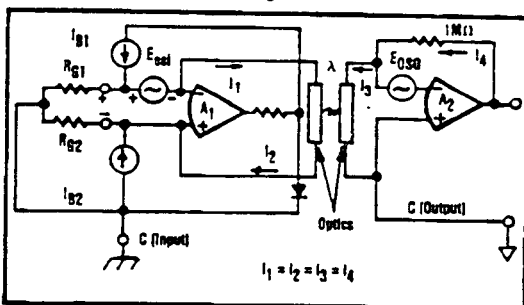


FIGURE 7. DC Error Analysis Model for 3650.

A_1 and A_2 , the input and output stage amplifiers, are considered to be ideal. Separate external generators are used to model the offset voltages and bias currents. R_{in} is assumed to be small relative to R_{G1} and R_{G2} and is therefore omitted from the gain equation. The feedback configuration, optics and component matching are such that $I_1 = I_2 = I_3 = I_4$. A simple circuit analysis gives the following expression for the total output error voltage due to offset voltages and bias currents.

$$V_{out-total} = \frac{10^6}{R_{G1} + R_{G2}} [E_{in1} + (I_{B1} R_{G1} - I_{B2} R_{G2})] + E_{in2} \quad (1)$$

Offset current is defined as the difference between the two bias currents I_{B1} and I_{B2} . If $I_{B1} = I_B$ and $I_{B2} = I_B + I_{oc}$,

$$\text{then, for } R_{G1} = R_{G2}, V_{out} - I_{oc} = \frac{10^6 \cdot I_{oc}}{2}$$

This component of error is not a function of gain and is therefore included as a part of E_{in2} specifications. The output errors due to the output stage bias current are also included in E_{in2} . This results in a very simple equation for the total error:

$$V_{out-total} = \frac{10^6 E_{in2}}{2 R_{G1}} + E_{out} \quad (\text{for } R_{G1} = R_{G2}). \quad (2)$$

In summary it should be noted that equation (2) should be used only when $R_{G1} = R_{G2}$. When $R_{G1} \neq R_{G2}$, equation (1) applies.

The effects of temperature may be analyzed by replacing the offset terms with their corresponding temperature gradient terms:

$$V_{out} \rightarrow \Delta V_{out} \Delta T, E_{in} \rightarrow \Delta E_{in} \Delta T, \text{ etc.}$$

For a complete analysis of the effects of temperature, gain variations must also be considered.

OUTPUT NOISE

The total output noise is given by

$$E_o \text{ (RMS)} = \sqrt{(E_{in} G)^2 + (E_{out})^2}$$

where $E_o \text{ (RMS)}$ = total output noise

E_{in} = RMS noise of the input stage

E_{out} = RMS noise of the output stage

$$G = 10^6 (R_{G1} + R_{G2})$$

E_{in} includes the noise contribution due to the optics and the noise currents of the output stage. Errors created by the noise current of the input stage are insignificant compared to other noise sources and are therefore omitted.

COMMON-MODE and ISOLATION-MODE REJECTION

The expression for the output error due to common-mode and isolation mode voltage is:

$$V_{out} = G \left[\frac{V_{cm}}{CMRR} + \frac{V_{is}}{IMRR} \right]$$



GUARDING & PROTECTION

To preserve the excellent inherent isolation characteristics of these amplifiers, the following recommended practice should be noted:

1. Use shielded, twisted pair of cable at the input as with any instrumentation amplifier;
2. Care could be taken to minimize external capacitance. A symmetrical layout of external components to achieve balanced capacitance from the input terminals to output common will preserve high IMR;
3. External components and conductor patterns should be at a distance equal to or greater than the distance between the input and output terminals, to prevent HV breakdown.
4. Though not an absolute requirement, the use of laminated or conformally coated printed circuit boards is recommended.

APPLICATIONS

Figure 8 shows a system where isolation amplifiers (3650) are used to measure the armature current and the armature voltage of a motor.

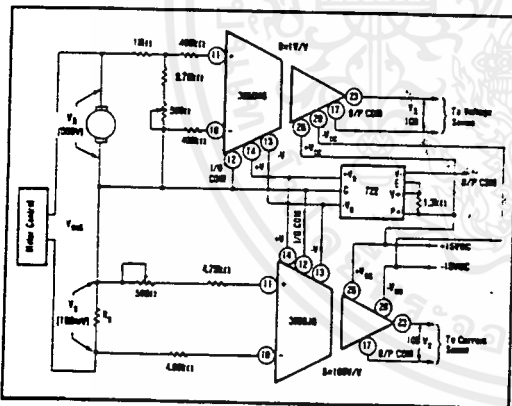


FIGURE 8. Isolated Armature Current and Voltage Sensor.

The armature current of the motor is converted to a voltage by the calibrated shunt R , and then amplifier (adjustable gain) and isolated by the 3650.

The armature voltage is sensed by the voltage divider (adjustable) shown and then amplified and isolated by the 3650.

The 3650 provides the advantage of accurate current measurement in the presence of high common-mode voltage. Both 3650's provide the advantage of isolating the motor ground from the control system ground. Isolated power is provided by an isolated DC DC converter (BB Model 722 or equivalent).

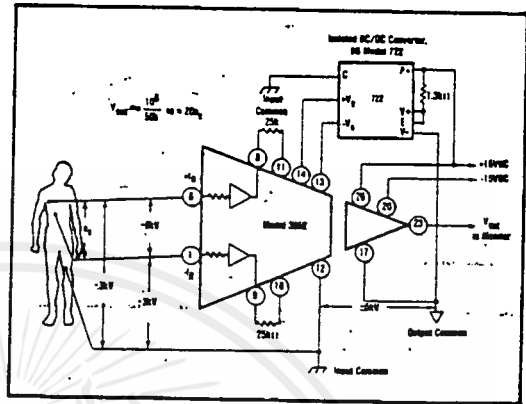


FIGURE 9. 3652 Used in Patient Monitoring Application (ECG, VCG, EMG Amplifier).

The 3652 is ideally suited for patient monitoring applications as shown in Figure 9. The fact that it is a true balanced input instrumentation amplifier with very high differential and common-mode impedance means that it can greatly reduce the common-mode noise pick up due to imbalance in lead impedances that often appear in patient monitoring situations. The 3kV and 6kV shown in Figure 9 are the 10msec pulse ratings of the +IR and -IR inputs for the common-mode and differential input voltages with respect to input common. The rating of the isolation barrier is 2000V, pk continuous. The non-recurrent pulse rating of the isolation barrier is 5000V, pk since each unit is factory tested at 5000V, pk. If the isolation barrier is to be subjected to higher voltages a gas filled surge voltage protection device can be used. For multichannel operation, two 3562's can be powered by one Model 722 isolated DC DC converter. The total leakage current for both channels at 240V 60Hz would still be less than 2μA.

The block diagram in Figure 10 shows the use of isolation amplifiers in SCR control application.

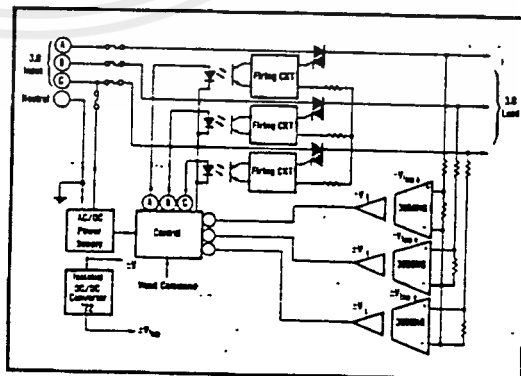


FIGURE 10. 3-Phase Bidirectional SCR Control with Voltage Feedback.



As mentioned earlier, there are 8 clock periods per approximation. Even though there is no conversion in progress the ADC0808/ADC0809 is still internally cycling through these 8 clock periods. A start pulse can occur any time during this cycle but the conversion will not actually begin until the converter internally cycles to the beginning of the next 8 clock period sequence. As long as the start pin is held high no conversion begins, but when the start pin is taken low the conversion will start within 8 clock periods.

The EOC output is triggered on the rising edge of the start pulse. It, too, is controlled by the 8 clock period cycle, so it will go low within 8 clock periods of the rising edge of the start pulse. One can see that it is entirely possible for EOC to go low before the conversion starts internally, but this is not important, since the positive transition of EOC, which occurs at the end of a conversion, is what the control logic is looking for.

Once EOC does go high this signals the interface logic that the data resulting from the conversion is ready to be read. The output enable (OE) is then raised high. This enables the TRI-STATE outputs, allowing the data to be read. Figure 2 shows the timing diagram.

2.0 ANALOG INPUTS

2.1 Ratiometric Inputs

The arrangement of the REF(+) and REF(-) inputs is intended to enable easy design of ratiometric converter systems. The REF inputs are located at either end of the 256R resistor ladder and by proper choice of the input voltages several applications can be easily implemented.

Figure 3 shows a typical input connection for ratiometric transducers. A ratiometric transducer is a conversion device whose output is proportional to some arbitrary full-scale value. In other words, the transducer's absolute output value is of no particular concern but the ratio of the output to the

full-scale is of great importance. For example, the potentiometric displacement transducers of Figure 3 have this feature. When the wiper is at midscale, the output voltage is $V_O = V_F \times (\text{Wiper Displacement}) = V_F \times 0.5$. This enables the use of much less accurate and less expensive references. The important consideration for this reference is noise. The reference must be "glitch free" because a voltage spike during a conversion cycle could cause conversion inaccuracies.

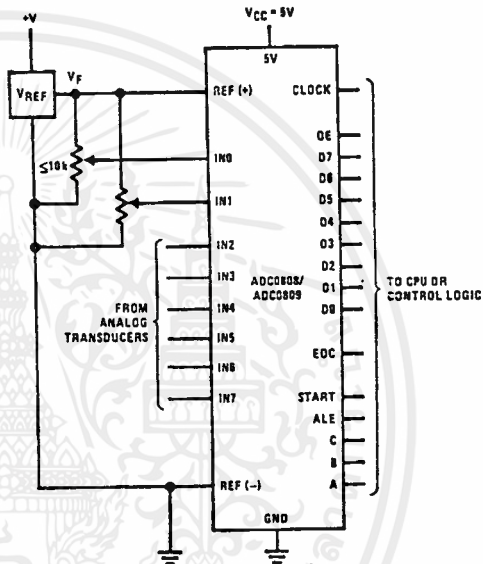
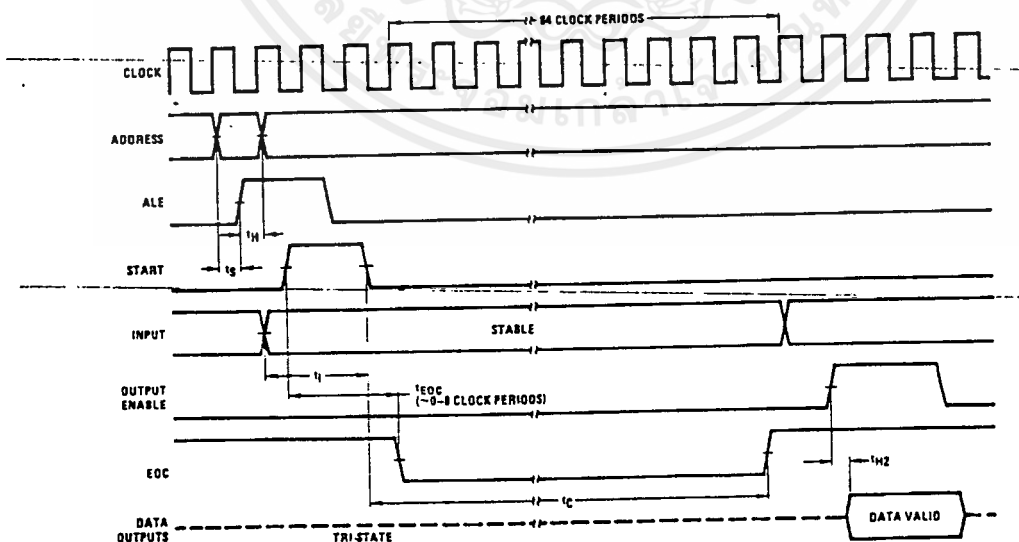


FIGURE 3. Ratiometric Converter with Separate Reference





Since highly accurate references aren't required it is possible to use the system power supply as a reference, as shown in *Figure 4*. If the power supply is to be used in this manner supply noise must be kept to a minimum to preserve conversion accuracy. If possible the supply should be well bypassed and separate reference and supply PC board traces, originating as close as possible to the power supply or regulator, should be used. This is illustrated in *Figure 4*. External accessibility of both ends of the resistor ladder enables several variations on these basic connections, and

are shown in *Figures 5 and 6*. The magnitude of the reference voltage, $V_{REF} = REF(+) - REF(-)$, can be varied from about $\sim 0.5V$ to V_{CC} , but the center voltage must be maintained within $\pm 0.1V$ of $V_{CC}/2$. This constraint is due to the design of the transistor switch tree, which could malfunction if the offset from center scale becomes excessive. Variation of the reference voltage can sometimes eliminate the need for external gain blocks to scale the input voltage to a full-scale range of $5V$.

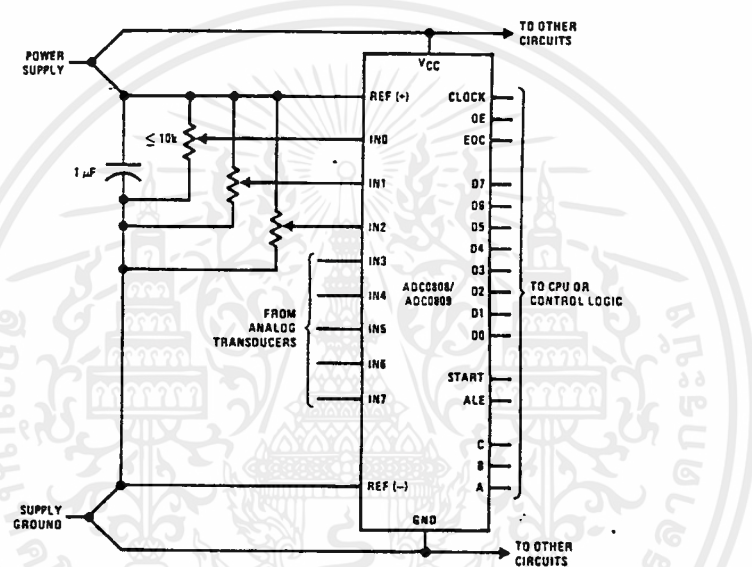


FIGURE 4. Ratiometric Converter with Power Supply Reference

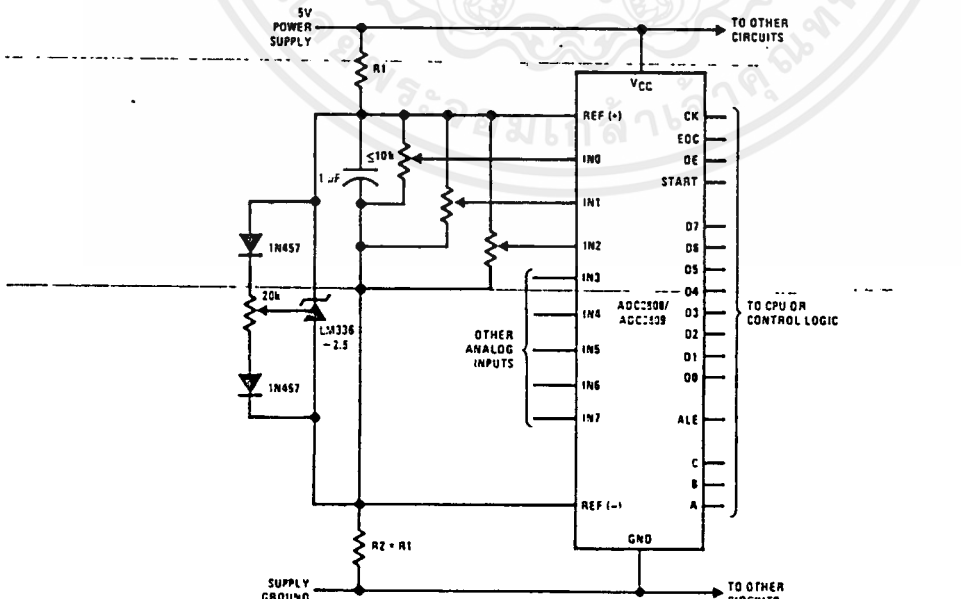
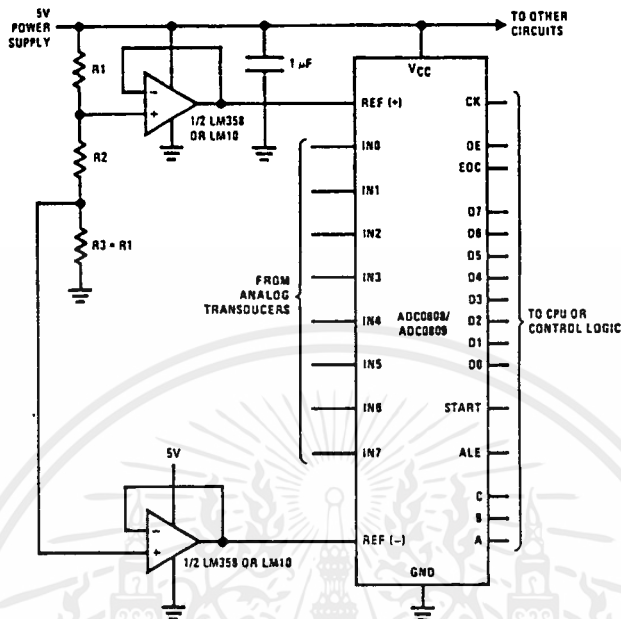


FIGURE 5. Mid-Supply Centered Reference Using LM336 2.5V Reference

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



TL/H/5623-4

FIGURE 6. Mid-Supply Centered Reference Using Buffered Resistors

Figure 5 shows a center referencing technique, using two equal resistors to symmetrically offset an LM336 2.5V reference, from both supplies. The offset from either supply is:

$$V_{OFF} = \frac{V_{CC} - V_{REF}}{2} = 1.25V$$

These resistors should be chosen so that they limit current through the LM336 to a reasonable value, say 5 mA. The total resistor current is:

$$I_R = I_{REF} + I_{LADDER} + I_{TRAN}$$

where I_{LADDER} is the 256R ladder current, I_{TRAN} is the current through all the transducers, and I_{REF} is the current through the reference. $R1$ and $R2$ should be well matched and track each other over temperature.

For odd values of reference voltage, the reference could be replaced by a resistor, but due to loading and temperature problems, these resistors should be buffered to the REF(+) and REF(-) inputs, Figure 6. The power supply must be well bypassed as supply glitches would otherwise be passed to the reference inputs. The reference voltage magnitude is:

$$V_{REF} = V_{DD} \left(\frac{R2}{2R1 + R2} \right) \text{ For } R3 = R1$$

There are several op amps that can be used for buffering this ladder. Without adding another supply, an LM358 could be used if the REF(+) input is not to be set above 3.5V. The LM10 can swing closer to the positive supply and can be used if a higher $V_{REF}(+)$ voltage is needed.

As the REF(+) to REF(-) voltage decreases the incremental voltage step size decreases. At 5V one LSB represents ~20 mV, but at 1V, one LSB represents ~4 mV.

As the reference voltage decreases, system noise will become more significant so greater precaution should be enforced at lower voltages to compensate for system noise; i.e., adequate supply and reference bypassing, and physical as well as electrical isolation of the inputs.

2.2 Absolute Analog Inputs

The ADC0808/ADC0809 may have been designed to easily utilize ratiometric transducers, but this does not preclude the use of non-ratiometric inputs. A second type of input is the absolute input. This is one which is independent of the reference. This implies that its *absolute* numerical voltage value is very critical, and to accurately measure this voltage the accuracy of the reference voltage becomes equally critical. The previous designs can be modified to accommodate absolute input signals by using a more accurate reference. In Figure 4 the power supply reference could be replaced by LM336-5.0 reference. $R1$ and $R2$ of Figure 6, and $R1$ and $R3$ of Figure 7 may have to be made more accurately equal.

In some small systems it is possible to use the precision reference as the power supply as shown in Figure 7. An unregulated supply voltage > 5V is required, but the LM336-5.0 functions as both a regulator and reference. The dropping resistor R must be chosen so that, for the whole range of supply currents needed by the system, the LM336-5.0 will stay in regulation. As in Figure 4 separate supply and reference traces should be used to maintain a noiseless supply.

If the system requires more power, an op amp can be used as shown in Figure 8 to isolate the reference and boost the supply current capabilities. Here again, a single unregulated supply is required.



2.3 Differential Inputs

Differential measurements can be obtained by playing a little software trick. This simply involves sequentially converting two channels then subtracting the two results. For example, if the difference voltage between channel 1 and 2 is required, merely convert channel 1 and read the result. Then convert channel 2, input the result, and subtract it

from the first result. (See Figure 9.) When using this procedure, both input signals must be stable throughout both conversion times or the end result will be incorrect. One way to get around this is to use two sample/holds which are sampled at the same time.

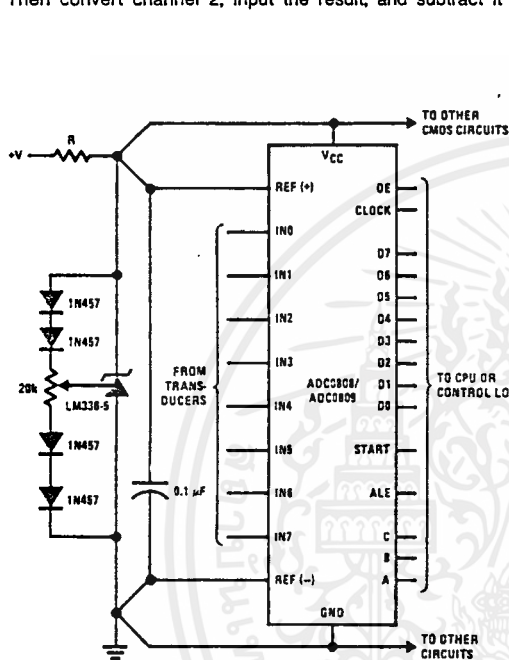


FIGURE 7. Precision Reference used as a Power Supply

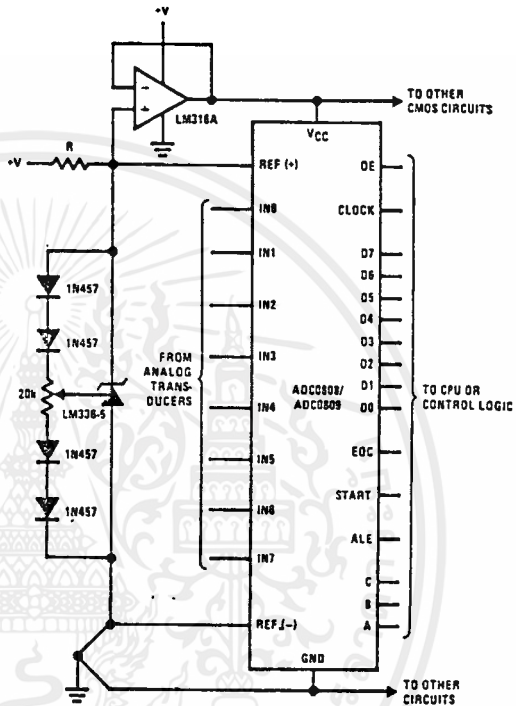


FIGURE 8. Precision Reference Buffered for Power Supply

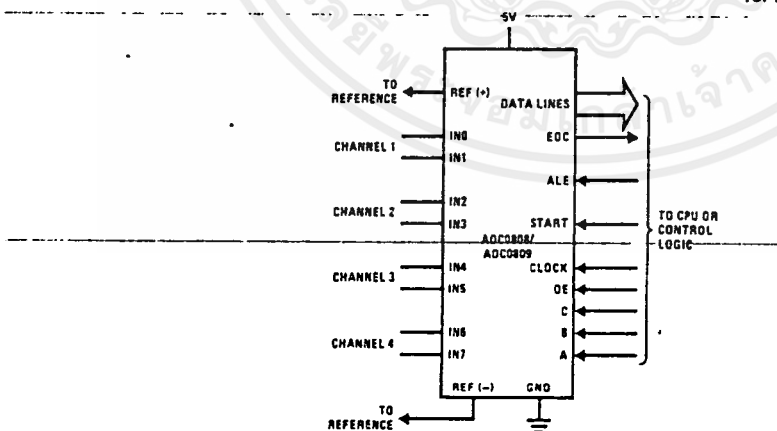


FIGURE 9. Software Controlled Differential Converter

TL/H/5623-5



คณะวิศวกรรมศาสตร์

200

A second method is to use two chips to convert a differential channel, *Figure 10*. Typically each channel 1 would be connected to opposite sides of the differential input. Both converters are started simultaneously. When both converters' EOC outputs go high the output of the AND gate will go high indicating that the data is ready to be read.

The circuit in *Figure 10* can be slightly modified to provide increased data throughput by using two converters in a

parallel data acquisition scheme. *Figure 11* shows this circuit in which all the input channels are connected in pairs through LF398 monolithic sample/holds. Under normal operation a sample/hold is accessed through an MM74C42 which will pulse an MM74C221, generating a sample pulse. After a sample/hold is done sampling the signal, the appropriate channel is started. If this process is alternated between two converters the sample rate can be doubled.

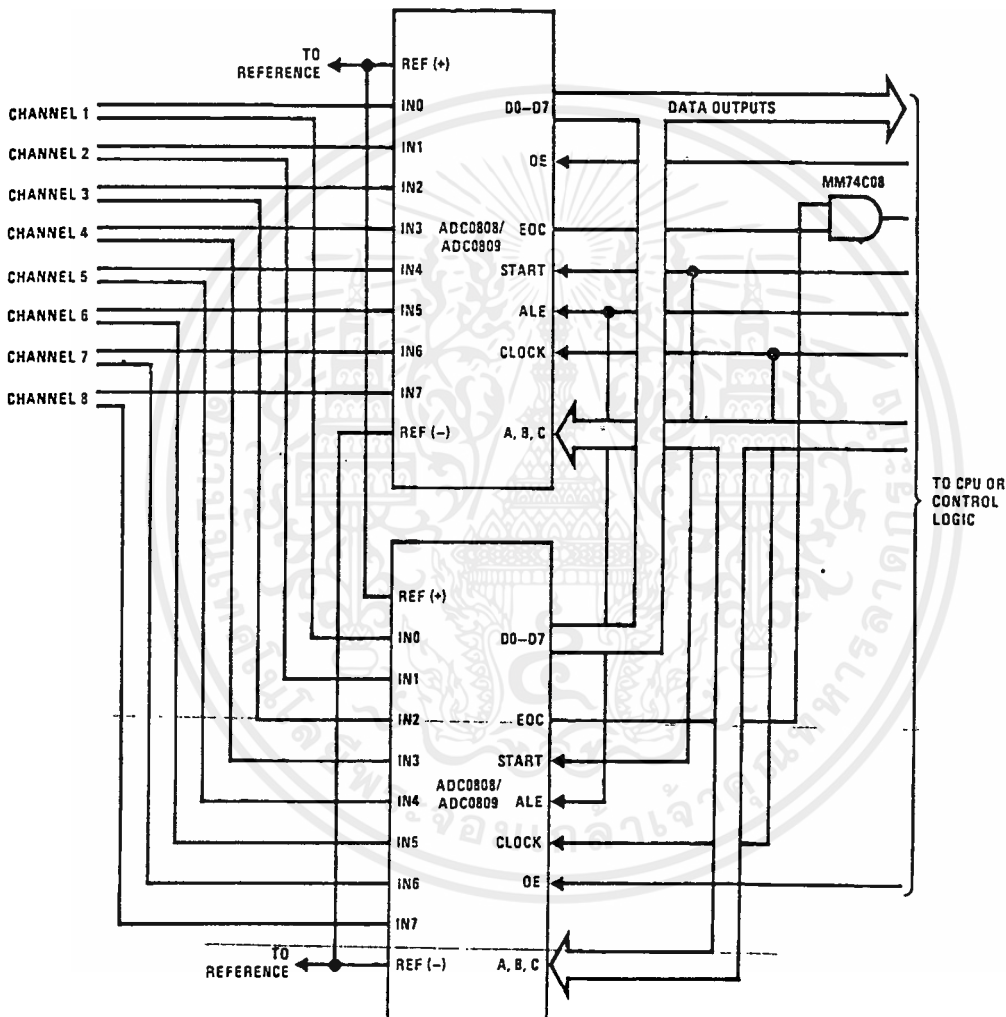


FIGURE 10. Dual Converter Differential Circuit

TL/H/5623-6



To understand the nature of these currents a short discussion of comparator operation is required. Figure 12 shows a simplified model of the comparator and multiplexer. This comparator alternately samples the input voltage and the ladder voltage. As it samples the input, C_c and C_p are charged up to the input voltage. It then samples the ladder and discharges the capacitor. The net charge difference is determined by a modified inverter chain and results in a 1 or 0 state at the output.

Eight samples are made per conversion, resulting in eight spikes of varying magnitude on the input.

If the source resistance is large, it adds to the RC time constant of the switched capacitor which will inhibit the input from settling properly, causing errors. As one might expect, the maximum source resistance allowable for accurate conversions is inversely proportional to clock frequency. This resistance should be $\leq 1 \text{ k}\Omega$ at 1.2 MHz and $\leq 2 \text{ k}\Omega$ at 640 kHz. If a potentiometer-type ratiometric transducer is used it should be $\leq 5 \text{ k}\Omega$ at 1.2 MHz and $\leq 10 \text{ k}\Omega$ at 640 kHz.

If large source impedances are unavoidable ($\geq 2 \text{ k}\Omega$ at 640 kHz), the transient errors can be reduced by placing a bypass capacitor $\geq 0.1 \mu\text{F}$ from the analog inputs to ground. This will reduce the spikes to a small average current which will cause some error as well, but this can be much less than the error otherwise incurred. The maximum voltage error for a potentiometer input with a bypass capacitor added is:

$$V_{ERR} \approx \left[\frac{R_{POT}}{5} (I_{IN}) \frac{C_k}{640 \text{ kHz}} \right] V$$

where R_{POT} = total potentiometer resistance; I_{IN} = maximum input current at 640 kHz, 2 μA ; and C_k = clock frequency.

For standard buffer source impedance the maximum error is:

$$V_{ERR} = \left[I_{IN} R_S \left(\frac{C_k}{640 \text{ kHz}} \right) \right] V$$

where R_S = buffer source resistance; I_{IN} = the maximum input current at 640 kHz, 2 μA ; and C_k = clock frequency.

3.0 MICROPROCESSOR INTERFACING

The ADC0808/ADC0809 converters were designed to interface to most standard microprocessors with very little external logic, but there are a few general requirements which must be considered to ensure proper converter operation. Most microprocessors are designed to be TTL compatible and, due to speed and drive requirements, incorporate

many TTL circuits. The data outputs of the ADC0808/ADC0809 are capable of driving one standard TTL load which is adequate for most small systems, but for larger systems extra buffering may be necessary. The EOC output is not quite as powerful as the data outputs, but normally it is not bussed like the data outputs.

The converter inputs are standard CMOS compatible inputs. When TTL outputs are connected to any of the digital inputs a pull-up resistor should be tied from the TTL output to V_{CC} , $\sim 5 \text{ k}\Omega$. This will ensure that the TTL will pull-up above 3.5V.

Usually the converter clock will be derived from the microprocessor system clock. Some slower microprocessor clocks can be used directly, but at worst a few divider stages may be necessary to divide microprocessor clock frequencies above 1.2 MHz to a usable value.

The timing of the START and ALE pulses relative to channel selection and signal stability can be critical. The simplest approach to microprocessor interfaces usually ties START and ALE together. When these lines are strobed the address is strobed into the address register and the conversion is started. The propagation delay from ALE to comparator input of the selected input signal is about $\sim 3.0 \mu\text{s}$ (input source resistance $< 1 \text{ k}\Omega$). If the start pulse is very short the comparator can sample the analog input before it is stable. When using a slow clock $\leq 500 \text{ kHz}$ the sample period of the comparator input is long enough to allow this delay to settle out.

If the ADC0808/ADC0809 clock is $> 500 \text{ kHz}$, a delay between the START and ALE pulses is required. There are three basic methods to accomplish this. The first possibility is to design the microprocessor interface so that the START and ALE inputs are separately accessible. This is simple if some extra address decoding is available. Separate accessibility of the START and ALE pins allows the microprocessor, via software, to set the delay time between the START and ALE pulses.

If extra decoding is not available, then START and ALE could be tied together. To obtain the proper delay, the microprocessor would cause START/ALE to be strobed twice by executing the load and start instruction twice. The first time this instruction is executed, the new channel address is loaded and the conversion is started. The second execution of this instruction will reload the same channel address and restart the conversion. But since the multiplexer address register contents are unchanged the selected analog input will have already settled by the time the second instruction is issued. Actual implementations of these ideas are shown in following sections.

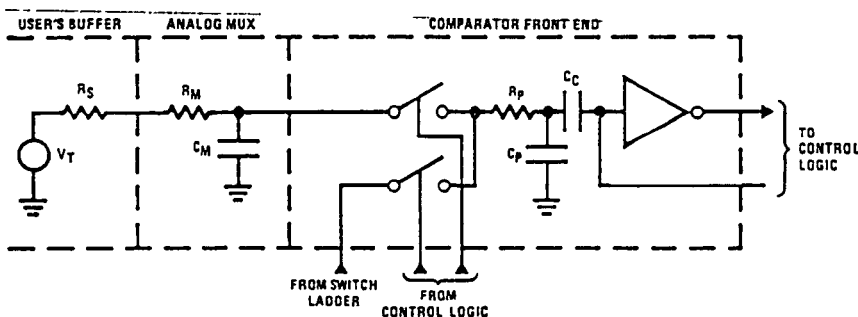


FIGURE 12. Analog Multiplexer and Comparator Input Model

TU/H/5623-8



A third possibility when ALE and START are tied together is to stretch the microprocessor derived ALE/START pulse by inserting a one-shot at these inputs and creating a positive pulse $>3\ \mu\text{s}$. Since ALE loads the multiplexer register on the positive going edge of the pulse and START begins the conversion on the falling edge, the width of the pulse sets the ALE to START delay time.

Most microprocessor interfaces would be designed such that a START pulse is issued by a memory or I/O write instruction, although a memory or I/O read can be used. The ALE strobe on the other hand, requires a write by the CPU when A, B, and C are connected to the data bus, and could use a read instruction if A, B, and C are connected to the address bus, but the software could get confusing. The logic to derive the OE strobe must be connected to the microprocessor so that a memory or I/O read instruction will cause OE to be pulsed. A read is required since the

ADC0808/ADC0809 data must be read.

3.1 Interfacing to the 8080

The simplest interface would contain no address decoding, which may seem unreasonable; but if the system ports are I/O mapped, up to 8 of them can be connected to the CPU with no decoding. Each of the 8 I/O address lines would serve as a simple port enable line which would be gated with read and write strobes to select a particular port. This scheme is shown in Figure 13. A7 is the address line used and, whenever it is zero and an I/O read or write is low, the port is accessed. This implementation shows A, B, C connected to D0, D1, D2 causing the information on the data bus to select the channel, but A, B, and C could be connected to the address bus, with a loss of only 3 ports. Both decoding schemes are tabulated in Figure 14. (Remember A, B, C inputs are only valid when selecting a channel to convert, and are not used to read data.)

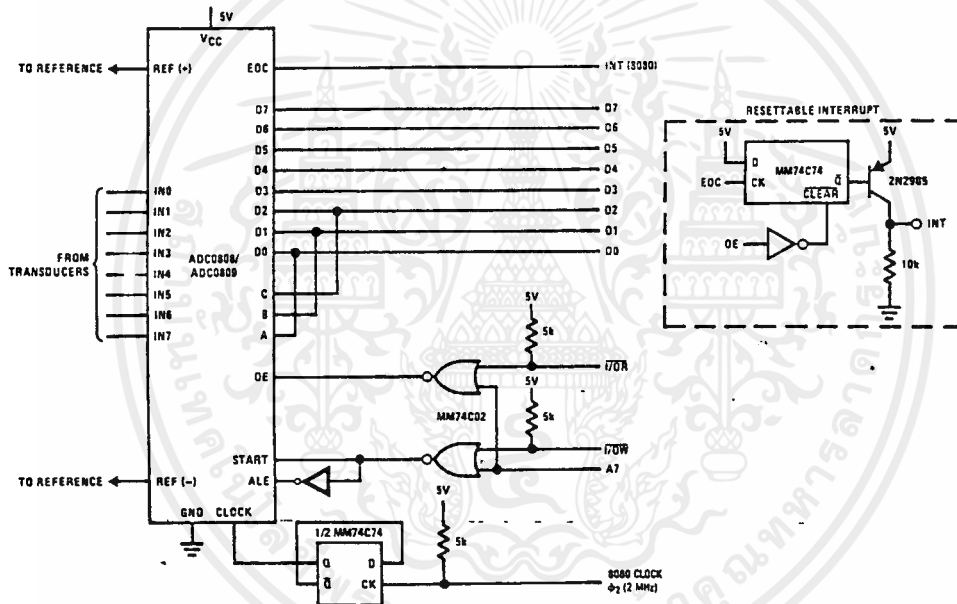


FIGURE 13. Minimum 8080/8224/8228 Interface

TL/H/5623-9

A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	D2	D1	D0	Output Port Description
1	1	1	1	1	1	1	0	X	X	X	Spare Port
1	1	1	1	1	1	0	1	X	X	X	Spare Port
1	1	1	1	1	0	1	1	X	X	X	Spare Port
1	1	1	1	0	1	1	1	X	X	X	Spare Port
1	1	0	1	1	1	1	1	X	X	X	Spare Port
1	0	1	1	1	1	1	1	X	X	X	Spare Port
0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	Channel 0 Port
0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	1	Channel 1 Port
0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	0	Channel 2 Port
0	1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	Channel 3 Port
0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	0	Channel 4 Port
0	1	1	1	1	1	1	1	1	0	1	Channel 5 Port
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0	Channel 6 Port
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	Channel 7 Port

FIGURE 14a. Write Address Decoding for 8080 Output Ports (A, B, C Connected to D0, D1, D2)

A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0	Output Port Description
0	1	1	1	1	0	0	0	Channel 0 Port
0	1	1	1	1	0	0	1	Channel 1 Port
0	1	1	1	1	0	1	0	Channel 2 Port
0	1	1	1	1	0	1	1	Channel 3 Port
0	1	1	1	1	1	0	0	Channel 4 Port
0	1	1	1	1	1	0	1	Channel 5 Port
0	1	1	1	1	1	1	0	Channel 6 Port
0	1	1	1	1	1	1	1	Channel 7 Port
1	1	1	1	0	X	X	X	Spare Port
1	1	1	0	1	X	X	X	Spare Port
1	1	0	1	1	X	X	X	Spare Port
1	0	1	1	1	X	X	X	Spare Port

X = don't care

FIGURE 14b. Modified Write Address Decoding for 8080 Output Ports (A, B, C Connected to A0, A1, A2)



Two LSTTL NOR gates are used to generate the ADC0808/ADC0809 read/write strobes. When the 8080 writes to the ADC0808/ADC0809 the ALE and START inputs are strobed, loading and starting the conversion. When the CPU reads the ADC0808/ADC0809 the OE input is taken high, and the data outputs are enabled.

Figure 13 implements a simple interrupt concept where EOC is tied directly to the 8080 interrupt input. When the INS8228 is used and the INTA pin is tied high through a 1 k Ω resistor, the interrupt will cause a restart, RST, instruction to be executed, which will then cause a jump to a restart vector and execution of the interrupt routine. If a very simple multi-interrupt system is desired, a wire OR'ed configuration employing resettable latches as shown in Figure 13's inset can be used. In this simple design the MM74C74 is reset when the ADC0808/ADC0809 data is read. If more complicated interrupt structures are required, then an interrupt controller is usually the best solution.

The I/O port address structure for Figure 13's implementation is shown in Figure 14a. If the A, B, C inputs are tied to A0, A1, A2 inputs the port structure is as shown in Figure 14b. The later method makes each channel look like a separate port address, whereas if A, B, C are tied to the data bus the ADC0808/ADC0809 looks like one start conversion port address whose channel is selected by the 3-bit status word written to it on the data bus.

Figure 15 shows a slightly more complex interface, where the address is partially decoded by a DM74LS139, dual 2-4 line decoder which creates the read and write strobes to operate the converter. This design interfaces to the processor in a polled type of interface. An MM80C97 TRI-STATE buffer is used to buffer the EOC line to the data bus, as well as provide the correct level for the START, ALE, and OE pulses. The converter clock is a divided 8080 system clock.

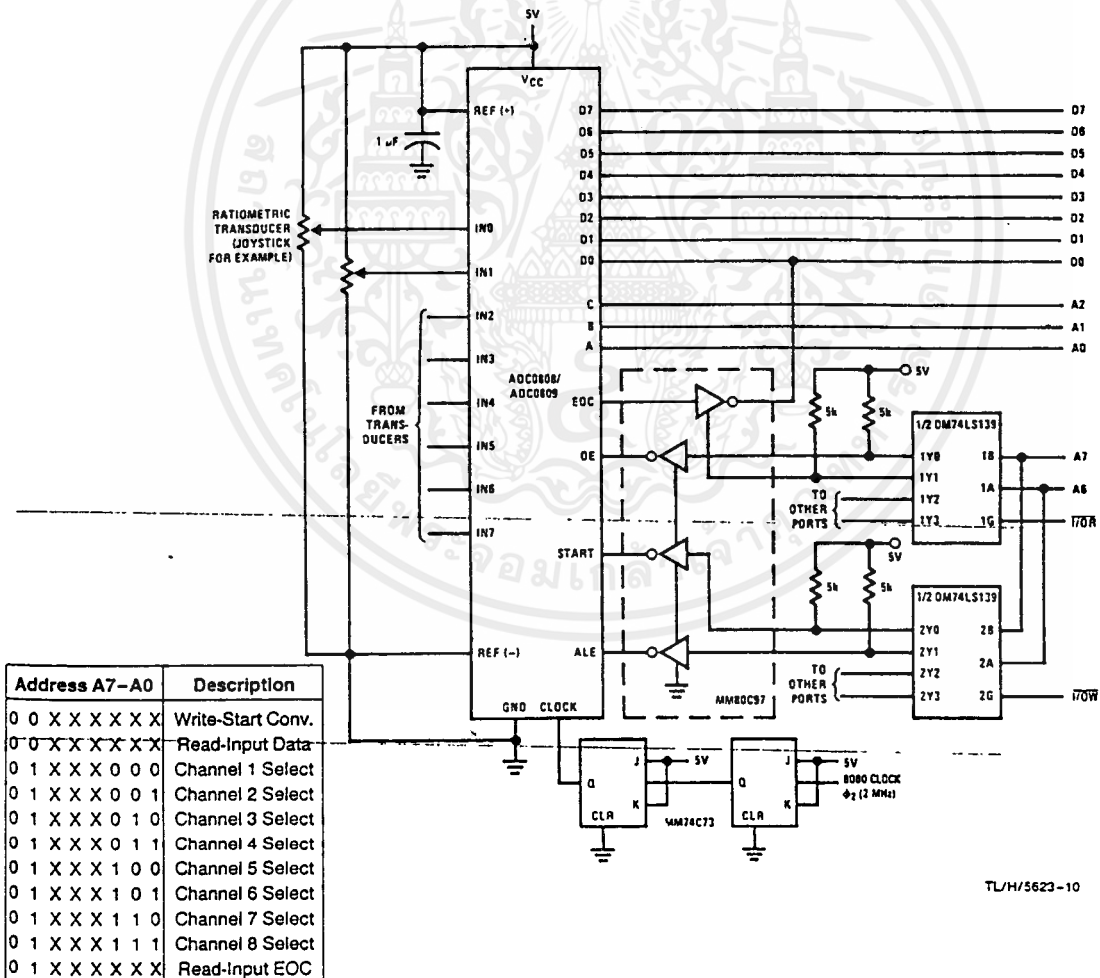


FIGURE 15. 8080/8224/8228 Interface Using Partial Decoding



คณะวิศวกรรมศาสตร์

205

Typically, the software to use *Figure 15* would first select the desired channel by writing the channel address to the ALE port address, 01XXCBA, where X=don't care, and CBA is the channel address. Next the conversion is started by writing to the START address, 00XXXXXX. Now the processor must wait a few instruction cycles to allow EOC to fall. Once EOC falls, its status can be checked by reading the EOC line, address 01XXXXXX. When the EOC line is detected high again (a low on DO), the data can be read by accessing the OE port, address 00XXXXXX. As in the previous example the A, B, C inputs can be tied to D0, D1, D2 rather

than A0, A1, A2, so that the information on the data bus selects the channel to be converted. *Figure 15* can be connected in an interrupt mode by incorporating the interrupt flip-flop of *Figure 13*.

A few typical utility routines to operate the ADC0808/ADC0809 application in *Figure 13* are shown in *Figure 16a*. These routines assume that the resettable interrupt flip-flop is used. *Figure 16b* illustrates some typical polled I/O routines for *Figure 15*. Notice that in *Figure 16a* the OUT START1 instruction is executed twice to allow the analog input signal to settle as discussed earlier.

```

; START CONVERSION (A, B, C CONNECTED TO D0, D1, D2)
;
CHANN1      EQU      7
START1      EQU      7FH
DATA        EQU      7FH
;
START:      LDA      CHANN1      ; LOAD CHANNEL ADDRESS INTO ACE
            OUT      START1      ; STORE IT TO ADC0808/ADC0809 AND START
            OUT      START1      ; RESTART ADC0808/ADC0809 TO ACCOUNT FOR
;                                ; MULTIPLEXER DELAY
            EI          ; ENABLE INTERRUPTS IF NOT ALREADY
            —          ; PROCESS PROGRAM
;
; INTERRUPT HANDLER ROUTINE
INTRP:      IN       DATA      ; READ DATA AND RESET INTERRUPT
            —          ; PROCESS DATA
            EI          ; ENABLE INTERRUPTS IF DESIRED
            RET        ; RETURN TO MAIN PROGRAM
    
```

FIGURE 16a. Typical 8080 Resettable Interrupt I/O Routines

```

; START CONVERSION (A, B, C CONNECTED TO A0, A2, A3) AND POLL EOC
; (FIGURE 15)
SELECT      EQU      40H      ; SELECT CHANNEL 0
START       EQU      00H      ; START CONVERTER
EOCIN       EQU      40H      ; READ EOC
DATA        EQU      00H      ; READ DATA
START:      OUT      SELECT      ; SELECT CHANNEL
            OUT      START      ; START CONVERSION
            NOP          ; INSERT INSTRUCTIONS TO WAIT 0-8
            NOP          ; CLOCK PERIODS OF ADC0808/ADC0809 CLOCK
            NOP          ; FOR EOC TO DROP (8NOPS MINIMUM)
            NOP
;
; READ AND TEST EOC
STATUS:      IN       EOCIN      ; INPUT EOC BIT
            ANI      01H      ; MASK OUT OTHER BITS
            JZ       READY      ; IF INPUT BIT IS ZERO JUMP READY
            —          ; ELSE CONTINUE EXECUTING PROGRAM
;
; CONTINUOUS POLLING ROUTINE
STAT 2:      IN       EOCIN      ; INPUT EOC STATUS BIT
            ANI      01H      ; MASK OUT ALL BITS BUT D0
            JNZ      STAT 2      ; JUMP TO TRY AGAIN IF NOT READY
READY:      IN       DATA      ; IF READY INPUT DATA
            —          ; CONTINUE EXECUTING PROGRAM
    
```

FIGURE 16b. Typical Polled I/O Routines for ADC0808/ADC0809



The application in *Figure 17* uses a 6-bit bus comparator and a few gates to decode a read and write strobe. Viewed from the CPU this interface looks like a bidirectional data port whose address is set by the logic levels on the T_n inputs of the DM8131 comparator. When data is written to the ADC0808/ADC0809 the 3 least significant bits on the address bus define the channel to be converted. The rest of the bits are decoded to provide the START and ALE strobes. When the conversion is completed EOC sets the interrupt flip-flop, and when the data is read the interrupt is reset.

Both the decoder and the bus comparator methods of address decoding have their own advantages. Bus comparators will more completely decode addresses but are capable of only a limited number of port strobes. Decoders, on the other hand, provide less decoding but more port strobes. There is a trade off for minimum parts systems as far as which route to go, and it will depend on the CPU and type of system.

3.2 Interfacing to the 6800

The ADC0808/ADC0809 easily interface to more than one microprocessor. The 6800 can also be used to control the converter. The 6800 has no separate I/O address space so all I/O transfers must be memory mapped. In general more address decoding logic is required to ensure that the I/O ports don't overlap existing memory. For small systems a partial address decoding scheme is shown in *Figure 18*. Generally, if several ports are desired, a small block of

memory would be set aside, as is accomplished by the DM8131. *Figure 18* also illustrates a typical 6800 interrupt scheme using a flip-flop and open collector transistor. The interrupt is reset when the data is read. If more ports are needed, a decoder could be added as shown in *Figure 19*. *Figure 19* also illustrates a polled I/O mode using TRI-STATE buffer to gate EOC onto the data bus. As with the INS8080 the A, B, C inputs of the ADC0808/ADC0809 can be connected to the address bus or the data bus.

The 6800 differs from the INS8080 in that the 6800 has a single read/write (R/W) strobe and a valid memory address (VMA), whereas the INS8080 has separate read and write strobes (I/OR and I/OW). Normally, to obtain a read pulse, VMA, R/W and ϕ_2 are gated together and, for a write R/W is inverted. ϕ_2 is the 6800 phase 2 system clock. Also notice that the 6800 INT interrupt input is active low. This enables a standard wired-OR open collector design to be implemented.

Figure 20 illustrates some typical 6800 software utility routines for either polled or interrupt interfaces. Again notice double start instructions.

3.3 Z80 Interface

Interfacing the Z80 to the ADC0808 is much the same as interfacing to an 8080/8224/8228 CPU group. CPU instruction timing is very similar, except the read/write control signals are slightly different. Instead of the I/OW write strobe there is the IOREQ and WR and instead of I/OR, IOREQ and RD are supplied.

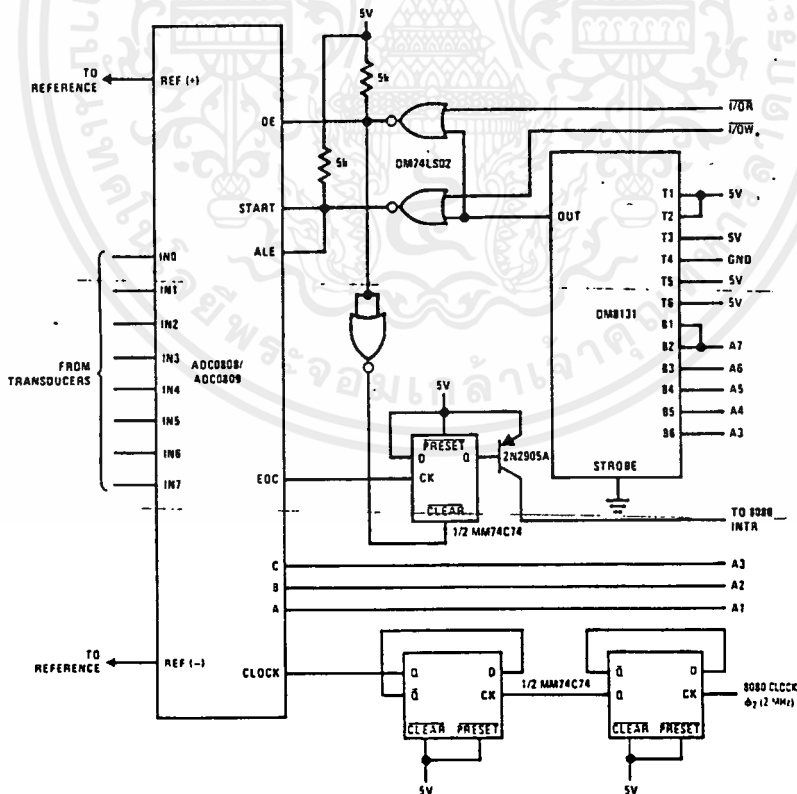


FIGURE 17. Interrupt-Type 8080/8224/8228 Interface Using 6-Bit Bus Comparator

TLN 5623-11

