การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วย พีดับบลิวเอ็ม อินเวอร์เตอร์ชนิดใช้ทรานซิสเตอร์
3 PHASE PWM TRANSISTOR A.C.DRIVE

โดย

นายพิทวัส ไชยเขตต์

นายไพบูลย์ กอแก้วทองดี

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2534.

ภาควิชาไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

เรื่อง **การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วย พีดับบลิวเอ็ม อินเวอร์เตอร์ชนิดใช้ทรานซิสเตอร์**

3 PHASE PWM TRANSISTOR A.C. DRIVE

ผู้จัดทำ

พิทวัส ไชยเพชต์ 31.1181

ไพบูลย์ กอแก้วทองดี 31.1193

(_____) อาจารย์ที่ปรึกษา

นาย วิจิตร กิณะรศ

(_____) อาจารย์ที่ปรึกษา

นาย ศุภกิจ จูตะวิริยะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ ด้วยพีดับบลิวเอ็ม อินเวอร์เตอร์ ชนิดใช้ทรานซิสเตอร์

นายพิทวัส ไชยเขตต์ 31.1181
นายไพบูลย์ กอแก้วทองดี 31.1193
นักศึกษาภาควิชาไฟฟ้า
ดาจารย์วิจิตร กิณเรศ
อาจารย์ศุภกิจ จูตะวิริยะ
อาจารย์ที่ปรึกษา

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการพัฒนาส่วนของวงจรควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสด้วยโวลท์เตจซอร์สอินเวอร์เตอร์ ที่มีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นคุปกวนต์สวิทช์ซึ่งให้สามารถทำงานได้โดยอัตโนมัติ โดยการนำเอาการควบคุมแบบลูปปิดที่เป็นแบบ PI มาประยุกต์ใช้

การทำงานของวงจร PI จะเริ่มจากการนำสัญญาณความเร็วของมอเตอร์มาเปลี่ยนเป็นสัญญาณชนิดเดียวกับสัญญาณควบคุม แล้วใช้เป็นสัญญาณป้อนกลับ เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับค่าอ้างอิงที่ได้กำหนดไว้ก่อนแล้ว จากการเปรียบเทียบจะได้ค่าความผลาดเคลื่อนเกิดขึ้น ซึ่งชุดการควบคุมแบบ PI จะสร้างสัญญาณควบคุมขึ้นเพื่อทำให้ค่าความผลาดเคลื่อนมีค่าลดลงจนเป็นศูนย์ ทำให้มอเตอร์สามารถทำงานที่ความเร็วคงที่ตามค่าที่กำหนดไว้ ช่วงเวลาและความยากง่ายในการเข้าสู่สภาวะความเร็วคงที่ จะขึ้นอยู่กับการปรับตัวแปรสองตัวคือ ค่า K_p และค่า K_i สำหรับโครงงานที่เสนอในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เหมาะสำหรับการทำงานของมอเตอร์ในช่วงความเร็วรอบตั้งแต่ 1000 รอบต่อนาทีขึ้นไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3 PHASE PWM TRANSISTOR A.C. DRIVE

MR. PITTAWAT CHAIYAKHET

MR. PAIBOON KONKEOTHONGDEE

STUDENT

MR.VIJIT KINARATE

MR.SUPAKIJ JUTAVIRIYA

ADVISOR

ABSTRACT

This project is a development of the control part in 3 phase PWM transistor ac drive to obtain an automatic speed control. The method is achieved by use a PI close loop control.

The PI control process start at the speed sensor detect the motor's speed and send it as a feedback signal to compare with the reference signal. The comparision gives an error signal which will be reduced to zero by PI control signal. Consequently, the 3 phase PWM transistor ac drive can be run in automatic speed control mode and constant speed can be changed by adjust the reference signal level. Reference time and system stability are depend on the two system variable K_p and K_i. The appropriate speed range of motor which use this PI control is above 1000 rpm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้าที่

บทคัดย่อ

บทที่ 1 บทนำ

1.1 ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ 2

1.1.1 การปรับความเร็วโดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วแม่เหล็ก 3

1.1.2 การปรับความเร็วโดยการเปลี่ยนความถี่ 3

1.2 แนะนำอุปกรณ์สวิทช์ชิ่งแบบเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ 6

1.2.1 ข้อมูลสำคัญที่ใช้ในการเลือกเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ 8

1.2.2 เพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์แบบ Darlington 8

1.2.3 เหตุผลที่เสนอเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิทช์ชิ่งในวงจรอินเวอร์เตอร์ 9

บทที่ 2 แนะนำอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป

2.1 การแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ 10

2.2 ระบบการใช้งานของอินเวอร์เตอร์ 11

2.2.1 VOLTAGE-FED INVERTER 11

2.2.2 CURRENT-FED INVERTER 13

บทที่ 3 แนะนำเร็คติไฟเออร์โดยทั่วไป

3.1 วงจรเร็คติไฟเออร์ 15

บทที่ 4 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดมอดูเลชั่น

4.1 รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ 18

4.2 การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม 19

4.3 การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบเนทเพอรอลและแบบเรกูลาร์ 20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1 การสร้างรูปคลื่นแบบเนทเทอรอลแชมพลิง 21

4.3.2 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แชมพลิง 22

บทที่ 5 ทฤษฎีและหลักการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบที่ใช้งาน

5.1 การทำงานในโหมดต่างๆของอินเวอร์เตอร์ 24

5.1.1 โหมดอะซิงโครนัส 25

5.1.2 โหมดซิงโครนัส 26

5.1.3 โหมดโอเวอร์มอดูเลทชั่น 26

5.2 การรักษาอัตราส่วนระหว่างแรงดันมูลฐานต่อความถี่มูลฐานคงที่ 27

5.3 การได้รับประโยชน์จากแรงดันไฟตรง 28

บทที่ 6 การออกแบบและการสร้างวงจรควบคุมแบบสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม

6.1 การสร้างสัญญาณคลื่นซายน์อ้างอิง 3 เฟส 31

6.1.1 การสร้างข้อมูลของสัญญาณซายน์ 31

6.1.2 การสร้างสัญญาณซายน์ 32

6.1.3 ตารางแสดงข้อมูลที่เก็บในหน่วยความจำแบบ EPROM 34

6.2 วงจรเปลี่ยนความถี่ 38

6.2.1 เฟสล็อกลูป 40

6.2.2 วงจรหาร N 41

6.2.3 วงจร Multiplexer 42

6.2.4 วงจรส่วน one shot frequency detector 42

6.3 วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน 42

6.4 การสร้างสัญญาณคลื่นแคเรียร์ 44

6.5 การชดเชยระดับแรงดันของสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณแคเรียร์ 45

6.6 การเปรียบเทียบแรงดันของสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณแคเรียร์ 46

บทที่ 7 การป้องกันวงจรควบคุม 48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8 การขับกระแสเบสและสนับเบอร์ 50

8.1 การขับกระแสเบส 50

8.2 สนับเบอร์ 51

บทที่ 9 การออกแบบและการสร้างวงจรหลัก

9.1 วงจรส่วนแปลงไฟกระแสสลับเป็นไฟกระแสตรงแบบ 3 เฟส 52

9.2 วงจรส่วนควบคุมแรงดันไฟกระแสตรง 52

9.3 วงจรกรองความถี่ 54

9.4 วงจรแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับแบบ 3 เฟส 54

9.5 วงจรป้องกันวงจรหลัก 54

บทที่ 10 การควบคุมความเร็วมอเตอร์ให้คงที่แบบลูปปิด

10.1 วงจรส่วนลูปปิด 55

10.2 การควบคุมแบบ P 56

10.3 การควบคุมแบบ I 56

10.4 การควบคุมแบบ PI 57

ผลการทดลอง 58

วิเคราะห์ผลการทดลอง 62

สรุปผลการทดลอง 63

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาอย่างกว้างขวาง และต่อเนื่องในเรื่องของอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ (Induction Motor) เมื่อเทียบกับการพัฒนาการควบคุมมอเตอร์กระแสตรง (D.C. Motor) ทั้งนี้เนื่องมาจากมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งมีคุณสมบัติหลายประการที่ดีกว่ามอเตอร์กระแสตรง

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้งานในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ต้องสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ซึ่งจะทำหน้าที่เชื่อมโยงระหว่างระบบจ่ายไฟ (Utility Power System) และมอเตอร์ต้องมีคุณสมบัติพื้นฐานที่สอดคล้องดังต่อไปนี้

1. สามารถที่จะปรับความถี่ได้ เป็นสัดส่วนกับความเร็วรอบที่ต้องการ

2. สามารถปรับแรงดันขาออก เพื่อที่จะรักษาอัตราส่วนแรงดัน ต่อความถี่ให้คงที่ตลอดช่วงที่แรงบิดคงที่ตามที่ต้องการ

3. สามารถจ่ายกระแสได้เต็มพิกัดที่ความถี่ใดความถี่หนึ่ง ซึ่งอยู่ในช่วงของแรงบิดคงที่ ที่ต้องการ

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ส่วนใหญ่จะเป็นแบบ Six step และ PWM แบบ Six step จะใช้งานได้ดีที่ย่านความถี่สูง เนื่องจาก Switching loss น้อย และผลของฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำจะถูกกรองไป เมื่อใช้งานที่ความถี่สูง ส่วนแบบ PWM นั้นจะใช้งานได้ดี ที่ย่านความถี่ต่ำ ทั้งนี้เพราะสามารถลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำ ๆ ได้

ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ได้กล่าวถึงการออกแบบและการสร้างอินเวอร์เตอร์ที่ใช้การสร้างสัญญาณ PWM แบบ SINUSOIDAL PWM ซึ่งเป็นอินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดัน (VOLTAGE FED INVERTER) แบบ SINUSOIDAL PWM แต่สามารถปรับเปลี่ยนการทำงานเป็น SQUARE WAVE ได้ในย่านความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1 ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับที่ใช้งานกันในโรงงานอุตสาหกรรม ส่วนใหญ่จะเป็นแบบเหนี่ยวนำเท่านั้น สำหรับมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำนี้เป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับมีสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าของตัวสเตเตอร์ ซึ่งมีความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนหรือความเร็วซิงโครนัสเป็นไปตามสมการ

$$n_s = 120f/p \qquad \ldots(1)$$

โดยที่ n_s เป็นความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุน (รอบ/นาที)

f เป็นความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ป้อนให้กับขดลวดมอเตอร์ (เฮิรตซ์)

p เป็นจำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์

ตามสมการ (1) นั้น มิใช่เป็นค่าความเร็วที่แท้จริงของมอเตอร์ เพราะว่ายังมีค่าแฟกเตอร์ที่เป็นตัวแปรอีกตัวหนึ่ง คือ ค่าสลิป (slip;s) ซึ่งจะทำให้ความเร็วรอบที่แท้จริงของมอเตอร์มีค่าต่ำกว่า ดังความสัมพันธ์ในสมการ (2)

$$S = (n_s - n_r)/n_s \qquad \ldots(2)$$

หรือ $n_r = (1-S)n_s$

จากสมการที่กล่าวมาข้างต้น จะเห็นได้ว่า การปรับความเร็วรอบของมอเตอร์สามารถกระทำได้ 2 ลักษณะ คือ การปรับค่าความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้า และการปรับจำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์ นอกจากนี้ยังมีอีกวิธีหนึ่ง ที่สามารถเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ คือ การเปลี่ยนขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์ ซึ่งวิธีนี้สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับมักไม่ค่อยนิยมใช้ เพราะว่าประสิทธิภาพการทำงานมอเตอร์ค่อนข้างจะต่ำนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1.1 การปรับความเร็วโดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วแม่เหล็ก

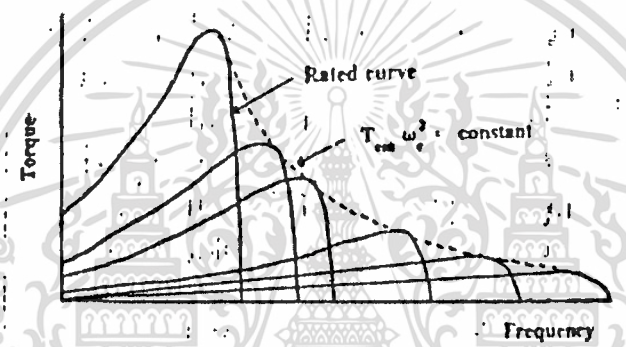
วิธีนี้เป็นการต่อขดลวดที่ตัวสเตเตอร์ ให้มีจำนวนขั้วตามต้องการโดยปลายของขดลวดจะถูกนำออกมาต่อกับสวิทช์ เพื่อให้สามารถเปลี่ยนการต่อได้ง่ายและวิธีนี้จะใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก (squirrel cage) เท่านั้น อนึ่งการต่อสวิทช์ขดลวดทำให้ไม่สามารถเปลี่ยนจำนวนขั้วได้มากนัก และสามารถปรับความเร็วไม่เกิน 4 ระดับเท่านั้นอย่างไรก็ดีวิธีการนี้ เราไม่สามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ให้เพิ่มขึ้น หรือลดลงอย่างต่อเนื่องได้

1.1.2 การปรับความเร็วโดยการเปลี่ยนความถี่

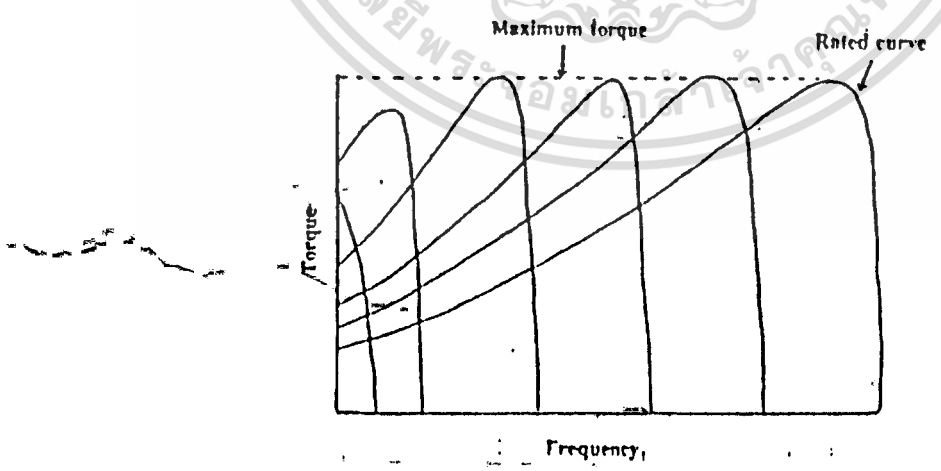
จากสมการ (1) จะเห็นว่าความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์เหนี่ยวนำแปรผันตรงกับความถี่ ดังนั้นจึงสามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ ซึ่งการปรับความถี่นี้ เพื่อที่จะทำให้มอเตอร์มีค่าของความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กคงที่เราจะต้องปรับขนาดของแรงดันไฟฟ้าให้ได้ อัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่คงที่ด้วยโดยวิธีนี้ก็จะได้ค่าทอร์คสูงสุดมีค่าคงที่ และมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีคุณลักษณะคล้ายกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก ที่มีค่าฟลักซ์แม่เหล็กคงที่ แต่ปัญหาที่สำคัญอย่างหนึ่งก็คือ การหาแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่สามารถปรับความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงนั้นค่อนข้างยากซึ่งวิธีที่นิยมใช้กันมากในปัจจุบัน คือ การใช้เครื่องแปลงผันความถี่แบบโซลิดสเตท (soldstate inverter) สำหรับการเปลี่ยนความถี่ของแรงดันไฟฟ้า ที่ป้อนให้กับตัวขดลวดสเตเตอร์มีอยู่หลายแบบ ได้แก่ Voltage-Fed Inverter, Current-Fed Inverter และ Cyclocon-verter เป็นต้น แต่ละแบบที่ใช้กันส่วนใหญ่ในปัจจุบันจะเป็นแบบ Voltage-Fed Inverter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากพิจารณาผลของการเปลี่ยนความถี่ ต่อคุณลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำ จะพบว่า ถ้าหากแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์คงที่ แล้วเพิ่มความถี่ให้สูงกว่าความถี่ที่กำหนด (rated frequency) จะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กในช่องอากาศระหว่างโรเตอร์ลดลงด้วย ซึ่งจะทำให้มอเตอร์ทำงานคล้ายกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม เมื่อความถี่ของแหล่งจ่ายแรงดันสูงขึ้นดังแสดงในรูปที่ 1.1 แต่ถ้าลดค่าความถี่ลงต่ำกว่าที่กำหนด ก็มีผลทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าสูงขึ้น แกนเหล็กจะอิ่มตัว นั่นคือ กระแสจะไหลเข้ามอเตอร์มาก ดังนั้นในย่านความถี่ต่ำกว่าที่กำหนด ควรมีการลดแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายเข้ามอเตอร์ด้วย เพื่อให้ฟลักซ์แม่เหล็กคงที่



รูปที่ 1.1 รูปแสดงทอร์คความเร็วที่แรงดันที่กำหนดและความถี่ถูกเพิ่มสูงกว่าที่กำหนด

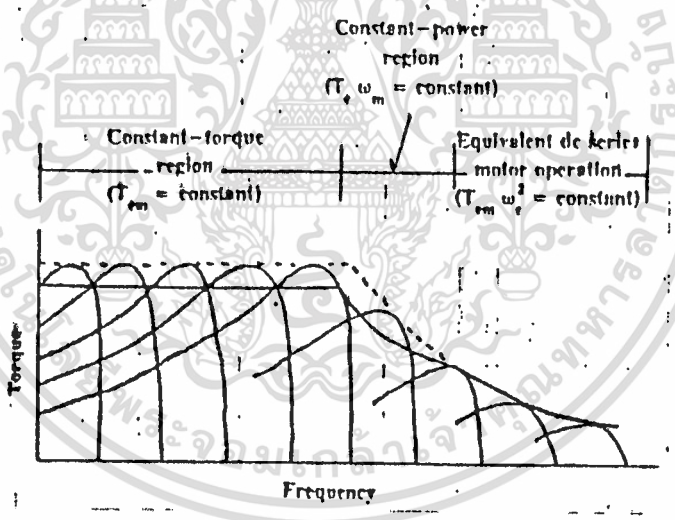


รูปที่ 1.2 แสดงทอร์คความเร็วที่แรงดันต่อความถี่คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามรูปที่ 1.2 แสดงให้เห็นถึงเส้นโค้งของทอร์คและความเร็วในกรณีที่แรงดันต่อความถี่คงที่ จะเห็นว่าค่าทอร์คสูงสุดจะคงที่ ยกเว้นในช่วงความถี่ต่ำมากค่าทอร์คจะลดลง ดังนั้นในบริเวณนี้จะต้องมีการเพิ่มแรงดันชดเชยผลของแรงดันที่ตกลงด้วย

ในระบบควบคุมความเร็วแบบปรับแรงดันและความถี่ จะทำให้มอเตอร์ที่งานที่ค่าสลิปต่ำทุกความเร็วนั่นคือ ทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์ มีค่าสูง นอกจากนี้มอเตอร์ยังสามารถเริ่มหมุนได้ ด้วยค่าทอร์คสูงสุดอีกด้วย แสดงดังรูปที่ 1.3 ซึ่งเป็นเหตุผลที่ว่า ทำไมระบบขับเคลื่อนหรือปรับความเร็วมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำส่วนใหญ่จะเป็นชนิดที่ปรับความถี่และปรับแรงดันเกือบทั้งสิ้น

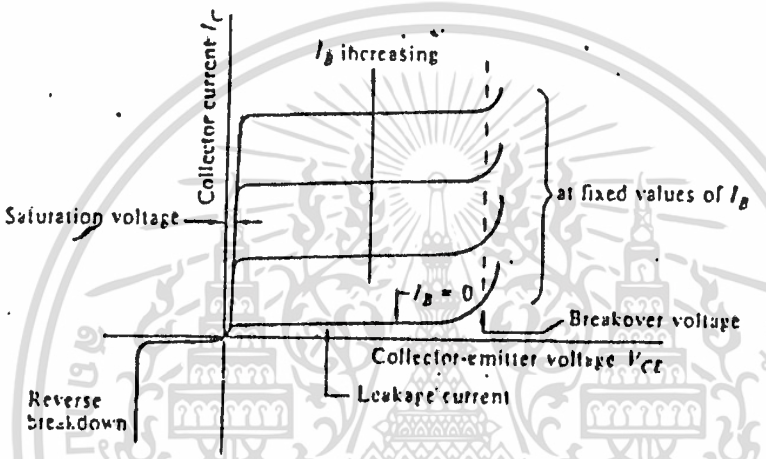


รูปที่ 1.3 แสดงทอร์คความเร็วเมื่อแหล่งจ่ายไฟเป็นแบบปรับความถี่และแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 แนะนำอุปกรณ์สวิทช์ชิ่งแบบเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ Power Transistor

ทรานซิสเตอร์จะมีแบบ NPN หรือ PNP แต่มักจะใช้แบบ NPN ขณะที่มันทำงานและมีค่า V_{CE} อยู่ I_C จะแปรค่าเป็นสัดส่วนกับ I_B ดังนี้คือ $I_C = \beta I_B$ ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 15-100 คุณสมบัติของ Transistor จะเป็นดังรูปที่ 1.4

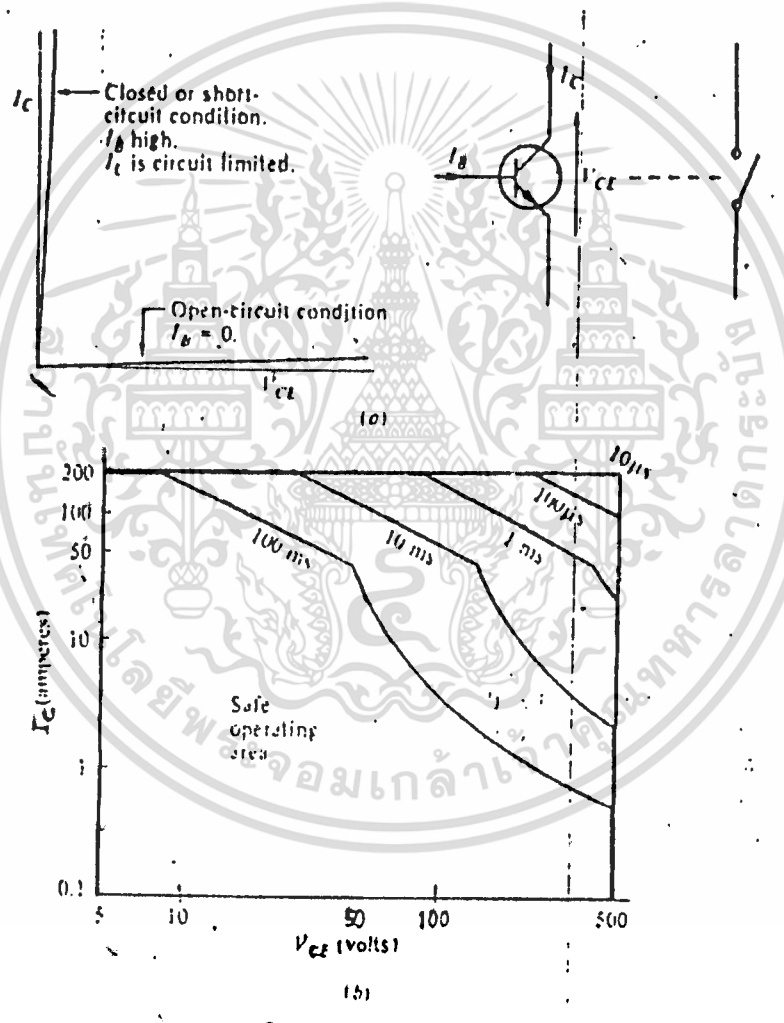


รูปที่ 1.4 แสดงคุณสมบัติของ Transistor NPN

เมื่อมีค่า V_{CE} เพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนเกินจุด Breakover voltage จะทำให้ทรานซิสเตอร์พังได้ หรือเมื่อป้อน Reverse voltage ที่ V_{CE} จะเกิด Breakdown ระหว่าง V_{BE} ประมาณ 10V ดังนั้นเพื่อป้องกันกรณีนี้เกิดขึ้น จึงได้ต่อไดโอดคร่อมระหว่างขา C กับ E ดังรูปที่ 1.6 แสดงลักษณะของทรานซิสเตอร์แบบดาร์ลิงตัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการนำไปใช้งานจะใช้เป็นสวิทช์ปิดเปิด เมื่อมีกระแสเบสจะเป็นการปิดสวิทช์ เมื่อนำกระแสเบสออกจะเป็นการเปิดสวิทช์ ซึ่งกระแสเบสจะต้องมากพอที่จะให้ทรานซิสเตอร์ Suturation ได้ซึ่งก็คือการปิดสวิทช์นั่นเอง เพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพจะต้องไม่เกินค่า I_c, V_{CE} ที่กำหนดซึ่งอยู่ภายในบริเวณที่เรียกว่า Safe Operation Area ดังรูปที่ 1.5 ส่วนค่าเวลาในรูปเป็นคาบเวลาของการสวิทช์



รูปที่1.5 (a) แสดงการเป็นสวิทช์ของทรานซิสเตอร์

(b) แสดงย่านการใช้งานที่ปลอดภัย (safe operation area)

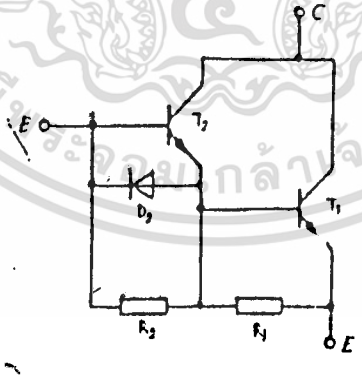
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2.1 ข้อมูลสำคัญที่ใช้ในการเลือก Power Trasistor

1. V_{CES}, V_{CEX} โวลท์ตกคร่อม V_{CE} ได้สูงสุดเมื่อไม่มีกระแส, แรงดันย้อนกลับสูงสุดตามลำดับ
2. V_{CE} (SAT) โวลต์เมื่อทรานซิสเตอร์ saturate ค่านี้จะต่างกันเมื่อค่ากระแสเบสต่างกัน
3. ค่า $h_{FE} = I_C/I_B$ เมื่อทรานซิสเตอร์ Saturate ค่านี้จะเปลี่ยนแปลงไปขึ้นอยู่กับกระแส Collector และอุณหภูมิ
4. I_C(SAT) คือ ค่ากระแส Collector สูงสุดที่ V_{CE}(SAT)
5. ton, t_s, t_f ช่วงเวลาเปิด, storage time, ช่วงเวลาปิด ของ Transistor

1.2.2 Transistor แบบ Darlington

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นแบบ Darlington ดังรูป



รูปที่ 1.6 แสดง Power Transistor ที่ต่อแบบดาร์ลิงตัน

FUJI ELECTRIC

EVG 31-050A

30A 500V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสคลีมิเตอร์ของ T_2 [illegible]ทรานซิสเตอร์หลัก T_1 ค่าการขยาย h_{FE} จะเป็นค่า h_{FE} ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวคูณกัน ส่วนตัวต้านทาน R_2 และ R_1 เป็นทางผ่านของกระแสลัดวงจรเมื่อทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เปิดสวิทช์ D_2 เป็นทางผ่านของกระแสในกรณีที่ T_2 หยุดนำกระแสก่อนที่ T_1 จะหยุดกระแส

T_1 และ T_2 จะต้องทนกระแสและโวลต์ได้เท่ากัน อย่างไร T_2 อาจจะน้อยกว่าเล็กน้อย เมื่อเปิดสวิทช์ (ทรานซิสเตอร์ทำงาน) V_{CE} ของ T_1 จะเท่ากับ V_{CE} ของ T_2 ซึ่งเป็นการป้องกันการ over-saturation ของ T_1

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นแบบโมดูล ในโมดูลจะมี Transistor แบบ Darlington (รูปที่ 1.6) ต่อกัน 2 ตัว อัตราการทนของกระแส ทนได้คือ 30 A. 500 V. สวิทช์ได้ในช่วง 0-3K Hz

1.2.3 เหตุผลที่เลือก Transistor เป็นอุปกรณ์สวิทช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์

การใช้ Transistor ดีตรงที่ไม่จำเป็นต้องมี วงจร Commulating เหมือนกับ Thyristor ซึ่งมันสามารถหยุดนำกระแสได้โดยเพียงแต่เอาสัญญาณที่ ทับเบสออกเท่านั้น การสวิทช์ต้องอยู่ในย่านที่มันสามารถสวิทช์ได้ และสามารถสวิทช์ได้เร็วกว่า Thyristor จึงเหมาะกับการใช้งานในช่วงความถี่สูง และแบบ PWM ได้ ข้อเสียคือ จะต้องมีกระแสตลอดเวลาและทน Volt ได้น้อยกว่า Thyristor แต่ก็มีน้ำหนักเบากว่าถึงทั้งราคาถูก ทำให้ประหยัดอีกด้วย

สิ่งสำคัญที่ต้องระวังคือ ต้องไม่ให้ Transistor ที่อยู่ในแกนเดียวกันทำงานพร้อมกันเพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรทำให้อุปกรณ์เสียหายได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

007757

บทที่ 2

แนะนำอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป

2.1 การแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ (INVERTER)

การแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ นิยมเรียกว่าอินเวอร์เตอร์ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงหรือควบคุมแรงดันไฟ และความถี่ของไฟกระแสสลับได้ อินเวอร์เตอร์ได้นำไปใช้ประโยชน์ต่างๆได้ เช่น

1. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสำรอง เมื่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหลักเกิดขัดข้องขึ้น ซึ่งเรียกแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับนี้ว่า STATAND-BY POWER SUPPLIES หรือ UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองสำหรับเครื่องมือที่สำคัญ เช่น คอมพิวเตอร์ โดยเมื่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหลักเกิดขัดของ TRANSFER SWITCH จะต่อระบบอินเวอร์เตอร์จ่ายไฟกระแสสลับแทนแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหลัก โดยแปลงไฟจากแบตเตอรี่

2. ใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยการเปลี่ยนความถี่ เมื่อความถี่ของไฟฟ้ากระแสสลับเปลี่ยนแปลง ความเร็วของมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงตามสมการ

$$N = \frac{120\ f}{P}$$

โดย N = ความเร็วรอบเป็นรอบต่อนาที

f = ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟเป็นไซเคิลต่อวินาที

P = จำนวนโพลของมอเตอร์

ในการควบคุมนี้จะต้องรักษาให้อัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ ที่จ่ายเข้ามอเตอร์จะต้องคงที่ เมื่อต้องการใช้แรงบิด (TORQUE) คงที่ ทุก ๆ ความเร็วที่เปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ใช้แปลงไฟฟ้าจากระบบส่งกำลังไฟฟ้าแรงสูงชนิดไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อจ่ายให้กับผู้ใช้

4. ใช้ในเตาถลุงเหล็กที่ใช้ความถี่สูง ซึ่งให้หลักการเหนี่ยวนำด้วยสนามแม่เหล็กทำให้ร้อน (INDUCTION HEATING)

วงจรอินเวอร์เตอร์สามารถใช้สารกึ่งตัวนำที่ทนแรงดัน และกระแสไฟฟ้าสูงๆ ได้ เช่น เพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ เอสซีอาร์ เป็นต้น แต่ในปริญญานิพนธ์นี้เลือกใช้อุปกรณ์สวิทช์ชิ่งแบบเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีข้อดีคือ การทำงานของเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ในแบบสวิทช์ชิ่ง ในย่านคัตออฟ และอิ่มตัว เพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์สามารถทำให้นำกระแสหรือหยุดนำกระแสด้วยการควบคุมกระแสเบส ซึ่งง่ายกว่าที่ควบคุมเอสซีอาร์ เพราะเอสซีอาร์ต้องการวงจรคอมพิวเตทขนาดใหญ่ และสามารถทำงานที่ความถี่สูงกว่า เอสซีอาร์

2.2 ระบบการใช้งานของอินเวอร์เตอร์

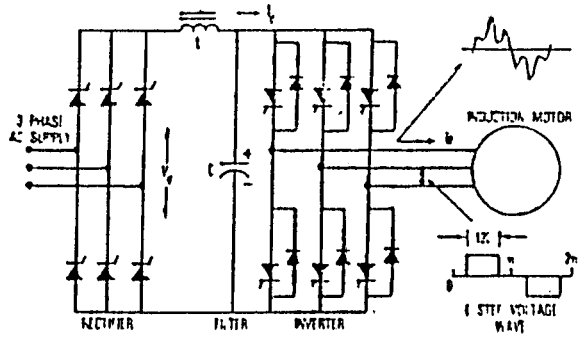
การปรับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับโดยการปรับความถี่ ของแรงดันที่ให้กับสเตเตอร์ของมอเตอร์ ซึ่งอาศัยอินเวอร์เตอร์และเนื่องจากสมบัติของระบบจะขึ้นอยู่กับชนิดของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ ดังนั้นจึงสามารถจำแนกระบบออกตามชนิดของอินเวอร์เต่อร์ได้ดังนี้

2.2.1 VOLTAGE-FED INVERTER DRIVES

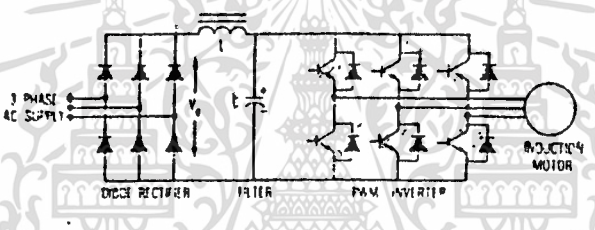
VOLTAGE-FED INVERTER โดยทั่วไปสามารถจำแนกเป็น 2 ชนิด คือ SQUARE-WAVE INVERTER หรือ SIX-STEP INVERTER และ PULSE-WIDTH MODULATED INVERTER ดังแสดงในรูปที่ 2.1 และ 2.2

การที่เรียกอินเวอร์เตอร์แบบนี้ว่าเป็น VOLTAGE-FED INVERTER ก็เนื่องจากการที่มี FILTER CAPACITOR C มีค่าใหญ่ ทำให้แรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์มีค่าคงที่ และแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์มีค่าไม่ขึ้นกับโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่2.1 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ SQUARE-WAVE



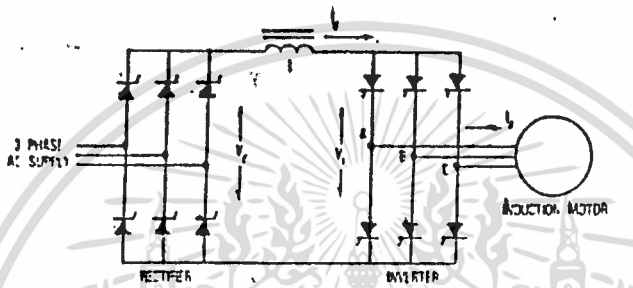
รูปที่2.2 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ PULSE-WIDTH MODULATED

ข้อดีของการใช้การควบคุมแรงดัน (VOLTAGE CONTROL) ก็คือสามารถควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ได้โดยการควบคุมความเร็ว โดยวิธีควบคุมแรงดันจะทำได้โดยไม่จำเป็นต้องมีการป้อนกลับ หรือถ้าระบบป้อนกลับเกิดขัดข้องที่จะเป็นอันตรายต่อระบบเพียงแต่ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนของความเร็วขึ้นเท่านั้น สำหรับข้อเสียของ VOLTAGE CONTROL ก็คือ หากเกิดความผิดพลาดในการควบคุมสวิทช์จะทำให้เกิดปัญหา SHORT-THROUGH ซึ่งอาจจะทำให้วงจรกำลังหรือในบางครั้งวงจรควบคุมเสียหายได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 CURRENT-FED INVERTER

อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะประกอบด้วยวงจร CONTROLLED RECTIFIER และ CURRENT FILTER CHOKE โดยไม่มีคาปาซิเตอร์เป็นวงจรทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์และมี CURRENT MODE INVERTER เป็นวงจรทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 2.3



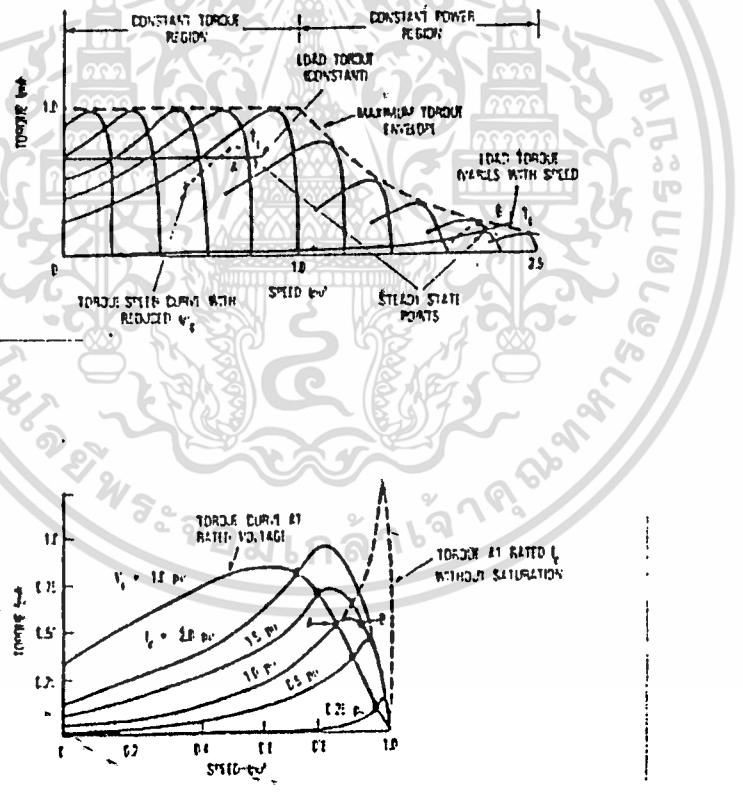
รูปที่2.3 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CURRENT-FED

CONTROLLED RECTIFIER และ FILTER CHOKE จะทำหน้าที่เป็น VARIABLE DC ควบคุมการไหลของกระแสเข้ามอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับเพื่อทำให้เกิดเป็นรูปคลื่นของกระแส 3 เฟส ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้

จากรูปแสดงคลื่นของกระแสและแรงดันในแต่ละเฟสของมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนด้วย CURRENT-FED INVERTER จะเห็นได้ว่ากระแสของมอเตอร์จะมีลักษณะเป็น QUASI-SINEWAVE ซึ่งมีขนาดตอนนำกระแสคงที่เท่ากับกระแสของแหล่งทำเนิดกระแส เปลี่ยงจากมีสวิทช์คู่เดียวเท่านั้นที่นำกระแสในแต่ละครั้ง ส่วนแรงดันเฟสของมอเตอร์จะมีลักษณะเกือบเป็น SINE WAVE โดยจะมี SPIKE เนื่องจากการ COMMUTATION อยู่ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อดีของการใช้การควบคุมแบบ CURRENT FED INVERTER ในการขับเคลื่อนมอเตอร์คือ มอเตอร์จะสามารถทำงานได้ 4 ควอดแดรนท์ โดยไม่ต้องเพิ่มอุปกรณ์ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับ OVER CURRENT หรือ SHORT THROUCH ข้อเสียของ CURRENT FED INVERTER คือ ทำงานแบบ OPEN LOOP ไม่ได้ ต้องใช้ FILTER CHOKE ขนาดใหญ่และหนักด้านอินพุทเป็น CONTROL RECTIFIER ซึ่งจะทำให้เพาวเวอร์แฟกเตอร์ของระบบมีค่าต่ำเมื่อโหลดมีค่าน้อยๆ ช่วงความถี่ในการทำงานต่ำกว่า VOLTAGE FED INVERTER ไม่สามารถทำงานได้ที่ NOLOAD และการควบคุมมอเตอร์หลายตัวโดยใช้อินเวอร์เตอร์ตัวเดียวทำให้ยาก



รูปที่2.1 แสดงเส้นโค้งของแรงบิดกับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ VOLTAGE-FED เทียบกับแบบ CURRENT-FED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = \sqrt{2}\, V \int \cos \omega t \, d\omega t$$

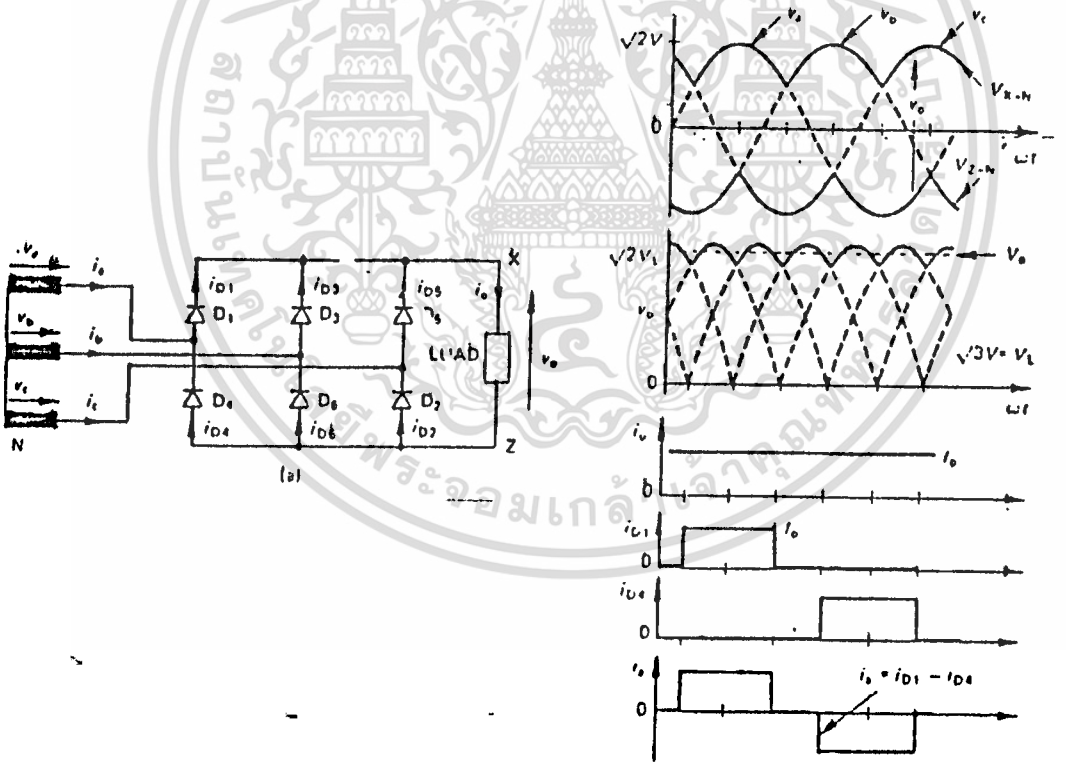
$$= \sqrt{2}\, V \left[\sin(\pi/n)\right] / (\pi/n)$$

สำหรับระบบ 3 เฟส ค่า Output Voltage เฉลี่ยดังนี้

$$V_o = \sqrt{2}\, \frac{V\sqrt{3}/2}{\pi/3} = 1.169\ V$$

ซึ่งไดโอดใช้เวลานำกระแส $2\pi/3$ และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้ $\sqrt{6}$ V. กระแสในแต่ละไดโอดมีค่า $I/3$ A (เป็นกระแสโหลด) ส่วนกระแส RMS มีค่า $I/\sqrt{3}$ A

วงจร rectifier ที่ใช้จะเป็นแบบ 3 เฟส ดังรูป



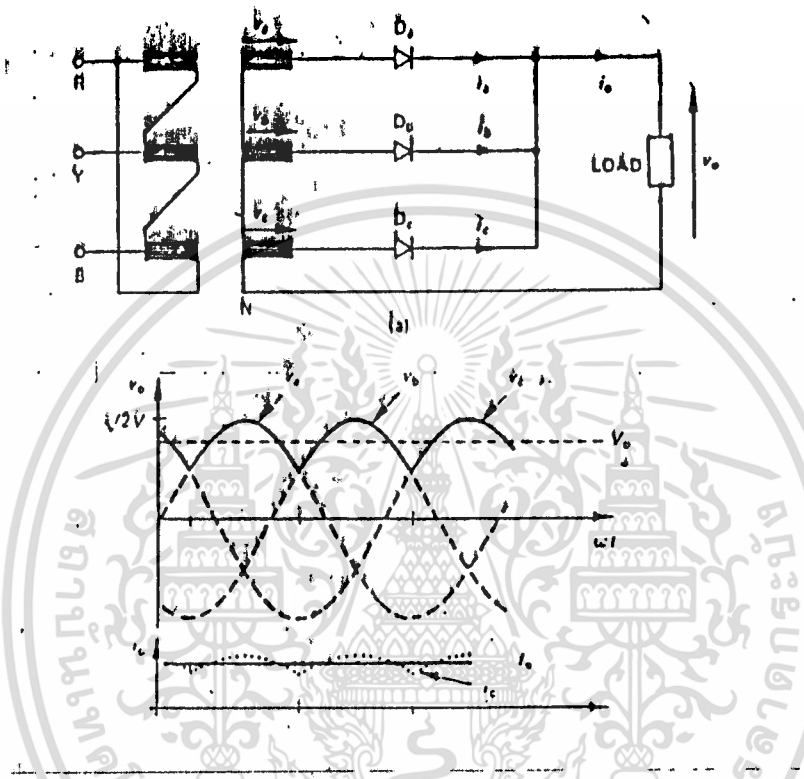
รูปที่ 2 แสดงวงจร 3 เฟส full wave bridge rectifier

(a) รูปลักษณะวงจร (b) แสดงโวลท์และกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
แนะนำเร็คติไฟร์เออร์โดยทั่วไป

3.1 วงจร Rectifier



รูปที่3.1 แสดงวงจร 3-phase half wave rectifier, กระแส และ แรงดัน

จากรูปเป็นวงจร half-wave rectifier แสดงถึงระบบแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟส 4 สาย ต่อกับโหลดผ่านทาง ไดโอด 3 ตัว ซึ่งต่อคาโถดร่วมกัน ไดโอดตัวที่มีค่าโวลต์เทียบกับ neutral สูงกว่าตัวอื่นจะนำกระแส ซึ่งจะผลัดกันนำกระแสเมื่อไดโอดตัวอื่นมีโวลต์สูงกว่า และไดโอดตัวแรกจะถูก Reverse-biased และหยุดนำกระแสไปโดยปริยาย รูปคลื่นแรงดัน และกระแสทางด้านโหลด เป็นดังรูปข้างบน

สูตรทั่วไปของระบบ n-phase มีค่า Output Voltage เฉลี่ยดังสมการ โดย V เป็นค่า RMS ของแต่ละ phase

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเว็ดติไฟว์ 3 เฟสไม่จำเป็นต้องมีสาย neuttral ประกอบด้วยไดโอด 2 ชุดคือ ชุดบนกับชุดล่างเปรียบเทียบเหมือนเอาวงจร halfwave rectifier 2 ชุดมาต่อกัน โดยชุดบนจะนำกระแสทางด้านบวก ชุดล่างจะนำกระแสทางด้านลบ โดยไดโอดแต่ละตัวนำกระแสเป็นมุม $2\pi/3$ และทนแรงดันย้อนกลับได้ $\sqrt{6}$ V

ส่วนค่าเฉลี่ยของ Output Voltage มีค่าเป็น 2 เท่าของ Halfwave ดังนี้

$$V_o = \frac{2(\sqrt{2}V\ \sqrt{3}/2)}{\pi/3} = 2.34\ V$$

หรือ $$V_o = \frac{2.34\ \sqrt{3}\ V}{\sqrt{3}} = 1.35\ V_L$$

ดังนั้นถ้าจ่ายไฟ. 3 เฟส $V_o = 2.34*220 = 524.8$ V

เลือกไดโอดที่ทนแรงดันย้อนกลับเท่ากับ $\sqrt{6}$ V = 539 V ทนกระแสได้ I/3A ซึ่งเท่ากับขนาดกระแสของโหลด จึงเลือกใช้ไดโอดที่มีขายคือขนาด 50 A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4
ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดมอดูเลชั่น (PWM)

การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation, PWM) เป็นเทคนิคการแบ่งรูปคลื่นใน 1 คาบ ออกเป็นพัลส์ย่อยๆ หลายพัลส์ โดยที่แต่ละพัลส์อาจมีความกว้างของพัลส์ไม่เท่ากัน ในบทนี้จะกล่าวถึง พีดับบลิวเอ็มชนิดต่างๆ รวมทั้งเทคนิคในการสร้างรูปคลื่น พีดับบลิวเอ็มวิธีต่างๆ

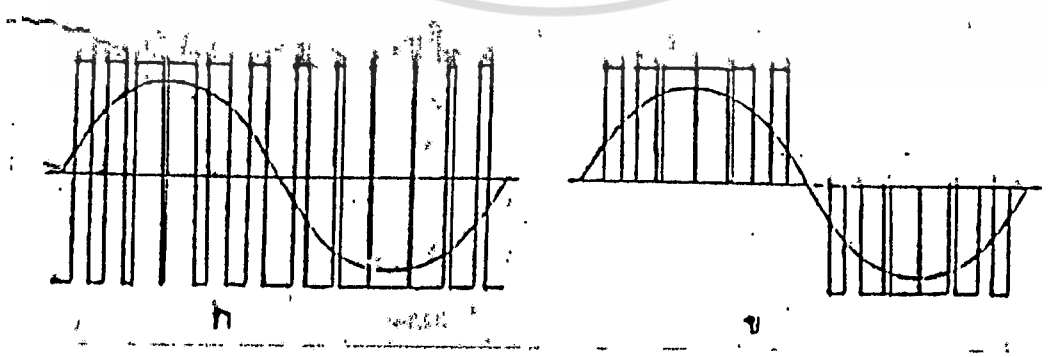
4.1 รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ

รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มมีอยู่ด้วยกันหลายชนิดแต่ชนิดที่ถูกนำมาประยุกต์ใช้มากที่สุดและเป็นชนิดพื้นฐานที่สุด ได้แก่แบบ 2 ระดับ (2 level PWM) และแบบ 3 ระดับ (3 level PWM)

1) รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิทช์ระหว่างระดับอ้างอิง 2 ระดับ +E และ -E

2) รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม 3 ระดับ เป็นรูปคลื่นที่มีการสวิทช์ระหว่างระดับอ้างอิง 3 ระดับคือ +E,O และ -E

รูปคลื่นทั้ง 2 แบบมีลักษณะดังรูปที่ 1 โดยแสดงรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม เปรียบเทียบกับความถี่มูลฐาน (fundamental) ของรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มนั้น



รูปที่4.1 แสดงรูปคลื่นพีดับบลิว (ก) แบบ 2 ระดับ (ข) แบบ 3 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

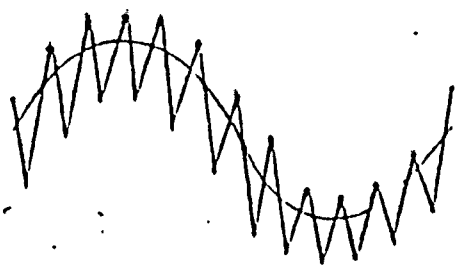
4.2 การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม

รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มสามารถสร้างขึ้นมาได้โดยวิธีต่างๆ ได้แก่

1) โดยการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ส่งสัญญาณซึ่งสอดคล้อง กับมุมสวิทช์ผ่านทางพอร์ทเอาท์พุท (output port) ซึ่งวิธีนี้จะต้องมีการคำนวณหรือกำหนดค่ามุมสวิทช์มุมต่าง ๆ ออกมาเสียก่อนแล้วจึงเก็บไว้ในหน่วยความจำ ไมโครโปรเซสเซอร์จะอาศัยข้อมูลจากหน่วยความจำนั้นเพื่อสร้างรูปแบบ (pattern) สัญญาณพีดับบลิวเอ็มขึ้นมาแล้วจึงส่งผ่านพอร์ทเอาท์พุทออกมา

2) โดยใช้วงจรอีเลคทรอนิคส์ วิธีที่สะดวกที่สุดคือ ใช้วงจรเปรียบเทียบ (Compparator) เช่น ไอซีเบอร์ LM339,LM311 เป็นต้น ซึ่งสามารถกระทำได้โดยป้อนสัญญาณอินพุท 2 สัญญาณ เข้าสู่วงจรเปรียบเทียบ คือ สัญญาณอ้างอิง (refernce signal) ซึ่งจะมีความถี่เท่ากับรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มที่ต้องการกับสัญญาณแคร์เรียร์ (carrier signal) ที่มีความถี่สูงกว่า มุมสวิทช์ของรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มก็คือ จุดตัดของสัญญาณทั้งสอง การสร้างโดยอาศัยวงจรเปรียบเทียบนี้สามารถเลือกสัญญาณที่ใช้เปรียบเทียบได้หลายลักษณะดังตัวอย่างในรูปที่ 4.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4.2 แสดงตัวอย่างการสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มโดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ

4.3 การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบเนเทอรอลและแบบเรกูลาร์

การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม โดยการใช้วงจรเปรียบเทียบจะมีองค์ประกอบ 2 ประการที่จะเป็นตัวกำหนดลักษณะรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม ได้แก่

1) อัตราส่วนความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ต่อสัญญาณอ้างอิง (Frequency Ratio,N)

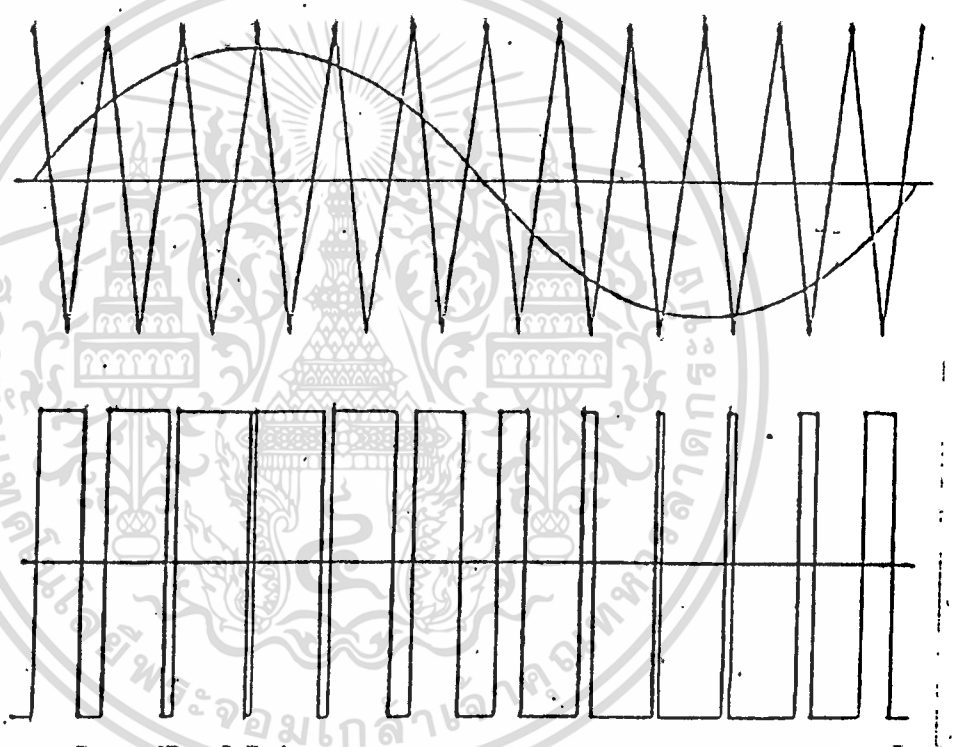
2) อัตราส่วนแอมปลิจูดของสัญญาณอ้างอิงต่อสัญญาณแคเรียร์ หรืออัตราส่วนการมอดูเลชั่น (modulation Ratio,M)

โดยทั่วไปค่าอัตราส่วนการมอดูเลชั่นจะใช้ค่าที่อยู่ในช่วงไม่เกิน 1 ค่านี้จะเป็นตัวกำหนดความกว้างของพัลส์แต่ละพัลส์โดยความกว้างของพัลส์จะยิ่งมากขึ้น เมื่อค่า M มีค่ามากขึ้น ส่วนค่าอัตราส่วนความถี่จะเป็นตัวกำหนดจำนวนพัลส์ให้มีจำนวนพัลส์เท่ากับค่า N และจำนวนมุมสวิทช์จะมีจำนวน 2N มุม ทั้งนี้ต้องอยู่ในกรณีที่มีค่า M ไม่เกิน 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมพลิง

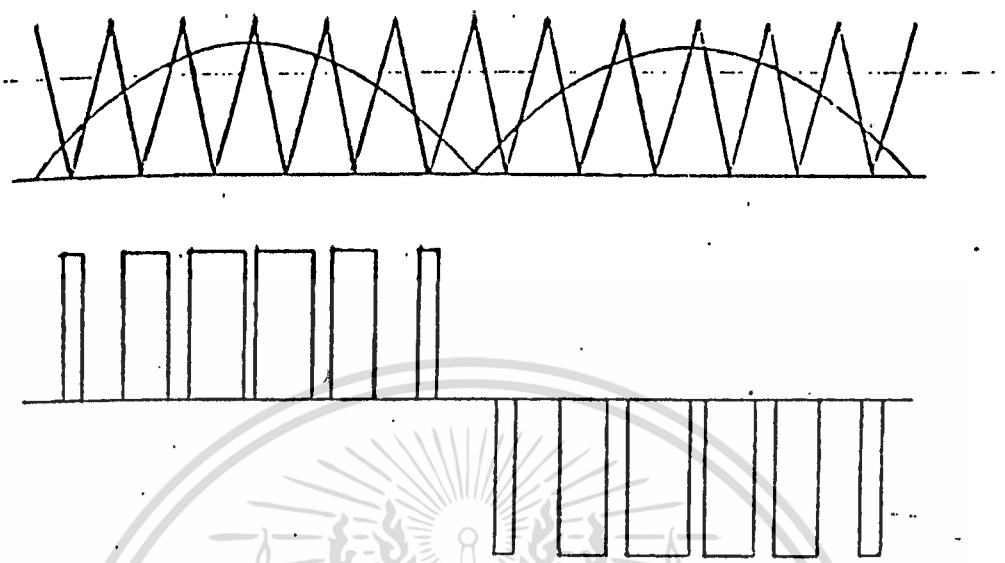
การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมพลิง (Natural Sampling) จะใช้คลื่นซายน์เป็นสัญญาณอ้างอิง และคลื่นสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณแคร์เรียร์โดยสามารถสร้างได้ทั้งแบบ 2 ระดับ และแบบ 3 ระดับ การสร้างแบบ 2 ระดับ จะใช้คลื่นซายน์และคลื่นสามเหลี่ยมแบบเต็มรูปคลื่น ช่วงที่คลื่นซายน์มากกว่าคลื่นสามเหลี่ยม การสวิทช์จะเป็นบวก และช่วงที่คลื่นซายน์มีขนาดน้อยกว่า การสวิทช์จะเป็นลบ ดังแสดงในรูปที่ 4.3



รูปที่4.3 แสดงการสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมพลิงชนิด 2 ระดับ

สำหรับการเปรียบเทียบแบบ 3 ระดับ จะใช้คลื่นซายน์ที่เรคติไฟร์ขึ้นไปเป็นฟลูเวฟ (full wave) เปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยมที่ถูกยกระดับขึ้นไปเหนือเส้นกราวนด์ (ground) ช่วงที่คลื่นฟลูเวฟมีขนาดมากกว่า การสวิทช์จะมีค่าเป็นบวกในครั้งคาบแรก และเป็นลบในครั้งคาบหลัง ส่วนช่วงที่คลื่นฟลูเวฟมีขนาดน้อยกว่า การสวิทช์จะเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 4.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

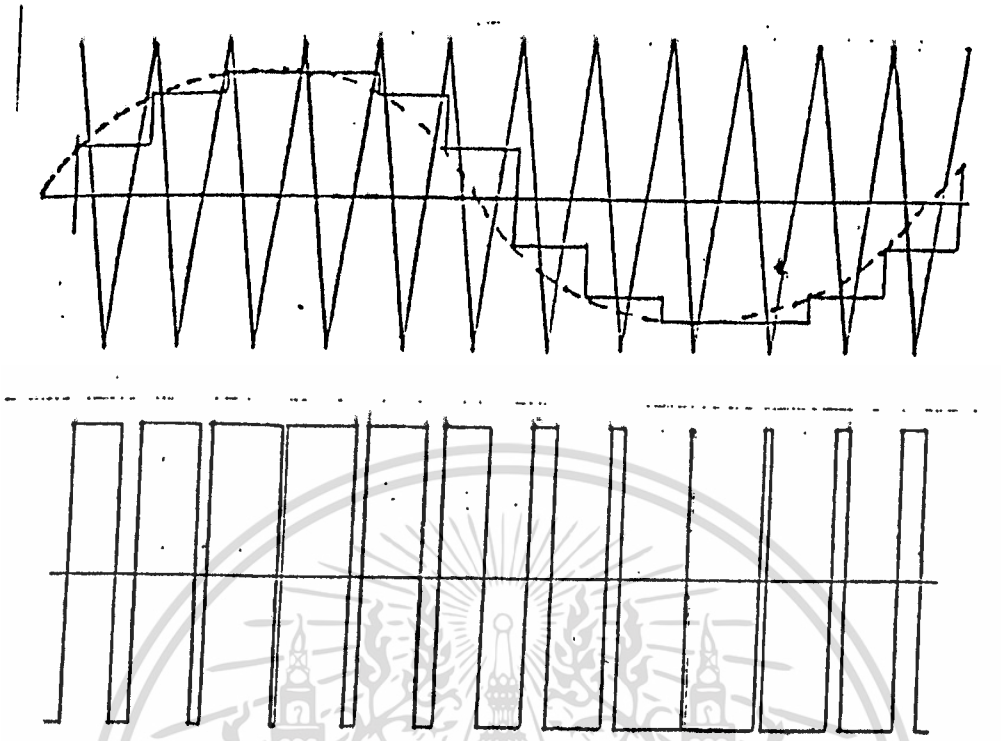


รูปที่4.4 แสดงการสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมพลิงชนิด 3 ระดับ

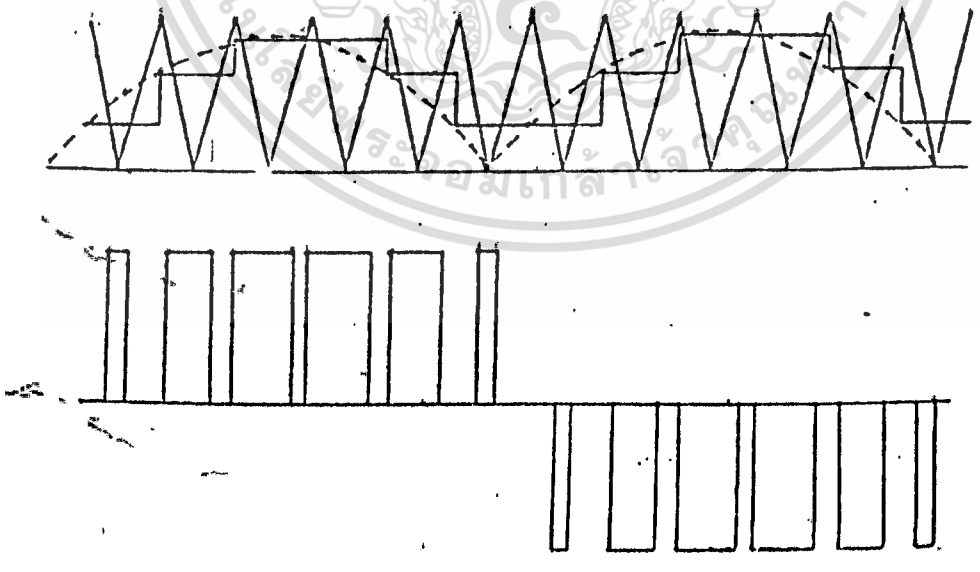
4.3.2 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิง

การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิง (Regular Sampling)ใช้หลักการเช่นเดียวกับแบบเนเทอรอล โดยดัดแปลงมาจากแบบเนเทอรอล เนื่องจากการเปรียบเทียบแบบเนเทอรอลนั้นระหว่างการเปรียบเทียบแต่ละครั้งส่วนของคลื่นซายน์จะไม่เป็นเชิงเส้น (Linear) การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์จะนำคลื่นซายน์ผ่านวงจรแซมเพิลและโฮลด์ (Sample and Hold) ที่มีความถี่การแซมเพิล (sample) เท่ากับความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยม ได้เอาท์พุทออกมาเป็นรูปคลื่นขั้นบันได (step) แล้วจึงนำไปเข้าวงจรเปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งจะเห็นได้ว่าระหว่างการเปรียบเทียบแต่ละช่วงจะมีลักษณะเป็นเชิงเส้น การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์สามารถทำได้ทั้งแบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับเช่นเดียวกัน ดังแสดงในรูปที่ 4.5 และ 4.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4.5 แสดงการสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิงชนิด 2 ระดับ



รูปที่4.6 แสดงการสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิงชนิด 3 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ทฤษฎีและหลักการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบที่ใช้งาน

5.1 การทำงานในโหมดต่าง ๆ ของอินเวอร์เตอร์

การทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบการมอดูเลทความกว้างของพัลส์ ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ส่วน คือ

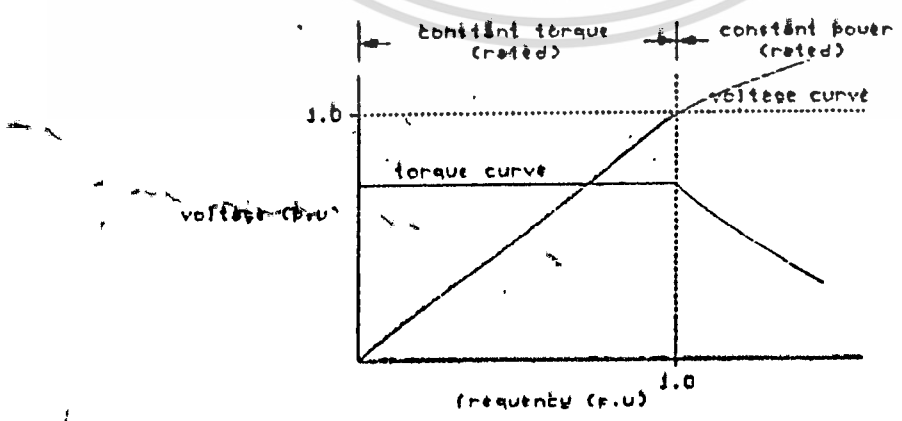
1. การทำงานในช่วงแรงบิดคงที่ (CONSTANT TORQUE)

การทำงานในช่วงนี้จะเกิดขึ้นเมื่อ อัตราส่วนการมอดูเลทอยู่ระหว่าง 0 ถึง 1 (MODULATION INDEX, $0<=M<=1$) ซึ่งเป็นช่วงที่รักษาอัตราส่วนของแรงดันมูลฐานต่อความถี่คงที่ เพื่อให้ AIR GAP FLUX คงที่ ทำให้แรงบิดของมอเตอร์คงที่ด้วย

2. การทำงานในช่วงกำลังเอาท์พุทคงที่ (CONSTANT POWER)

การทำงานในช่วงนี้ จะเกิดขึ้นเมื่ออัตราส่วนการมอดูเลทมากกว่า 1 (MODULATION INDEX, $M>1$) ซึ่งเป็นช่วงที่ AIR GAP FLUX ลดลง ทำให้แรงบิดของมอเตอร์ลดลง การทำงานในช่วงนี้อาจเรียกอีกชื่อว่า FIELD WEAKENING

ซึ่งสามารถแสดงการทำงานช่วง CONSTANT TORQUE และ CONSTANT POWER ดังรูป



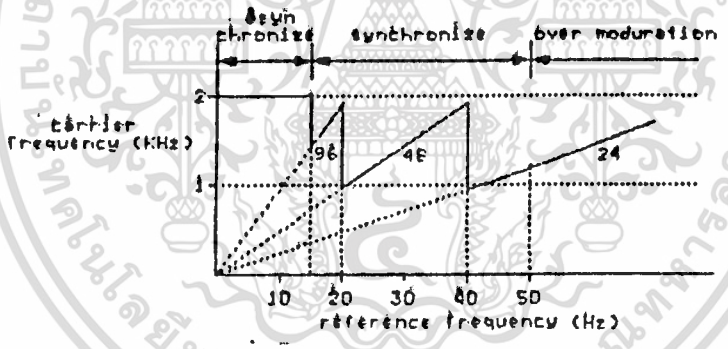
รูปที่5.1 แสดงการทำงานใน mode ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

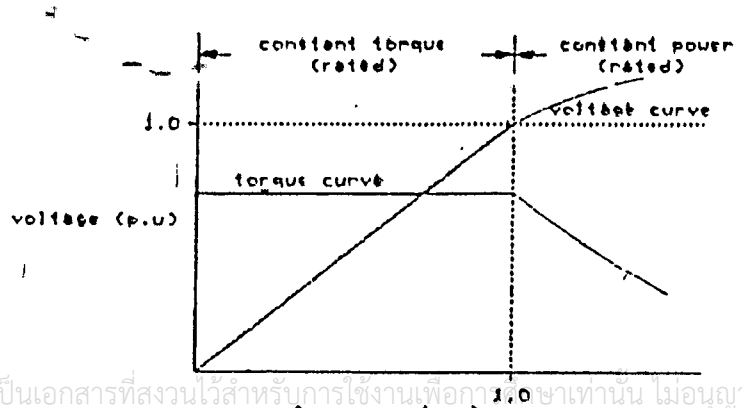
การทำงานในช่วงแรงบิดคงที่และช่วงกำลังเอาท์พุทคงที่ ยังสามารถแบ่งออกได้เป็น mode การทำงานดังรูปที่ 5.1 ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

5.1.1 <u>โหมดอะซิงโครนัส</u> (ASYNCHRONOUS MODE)

การทำงานโหมดอะซิงโครนัสจะเกิดเฉพาะความถี่ต่ำ คือ อยู่ในช่วงความถี่ของสัญญาณอ้างอิง 0Hz-15Hz ในโหมดนี้ สัญญาณแคร์เรียร์จะไม่ซิงโครนัสกับสัญญาณอ้างอิง ดังนั้นความถี่ของสัญญาณพัลส์ต่อไซเคิลของสัญญาณอ้างอิงต้องมีค่าสูงถึงขอบเขตของการทำงานของเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่กำหนด เพื่อลดผลของฮาร์มอนิคส์ที่เพิ่มมากขึ้น เมื่อเทียบกับโหมดซิงโครนัส เนื่องจากสัญญาณทั้ง 2 ไม่ซิงโครนัสกัน การทำงานของโหมดนี้จะเกิดเฉพาะช่วงความถี่ต่ำ เพราะที่ความถี่ต่ำนั้นแรงดันเอาท์พุทจะต่ำด้วย ทำให้ฮาร์มอนิคส์ไม่มีผลกระทบต่อการหมุนของมอเตอร์เท่าใดนัก และการสร้างสัญญาณซิงโครนัสในช่วงความถี่นี้ ทำได้ยากมากในทางอิเล็คทรอนิคส์



รูปที่5.2 แสดงการทำงานของมอเตอร์ในช่วง constant torque และ constant power ในรูปความสัมพันธ์ของแรงดัน(p.u) กับความถี่(p.u)



รูปที่ 5.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.2 โหมดซิงโครนัส (SYNCHRONOUS MODE)

การทำงานโหมดนี้จะอยู่ในช่วงที่ อัตราส่วนการมอดูเลทน้อยกว่าหรือเท่ากับ 1 (M<=1) หรือความถี่ของสัญญาณอ้างอิงอยู่ในช่วง 15Hz-50Hz และการทำงานในช่วงนี้จะมีการเปลี่ยนอัตราส่วนความถี่ (FREQUENCY RATIO) หรือเปลี่ยนจำนวนพัลส์ต่อไซเคิลของสัญญาณอ้างอิง (GEAR CHANGING) เพื่อให้ความถี่ของการสวิทช์อยู่ในขอบเขตการทำงานที่กำหนด ลดผลของความสูญเสีย สัญญาณแคเรียร์จะซิงโครนัสกับสัญญาณอ้างอิง ซึ่งทำให้รูปคลื่นกระแสของโหลดมอเตอร์มีลักษณะใกล้เคียงซายน์มากที่สุดในช่วงนี้

5.1.3 โหมดโอเวอร์มอดูเลชั่น (OVER MODULATION MODE)

การทำงานของโหมดนี้จะเกิดขึ้น เมื่ออัตราส่วนการมอดูเลทมากกว่า 1 (M>1) ทำให้เกิดโอเวอร์มอดูเลทชั่น (OVER MODULATION) เมื่ออัตราส่วนการมอดูเลทชั่นมากกว่า 1 ทำให้จำนวนพัลส์ต่อไซเคิลของสัญญาณอ้างอิงลดลงในขณะที่แรงดันเอาท์พุทมูลฐานของอินเวอร์เตอร์เริ่มคงที่ ทำให้แรงดันมูลฐานต่อความถี่มูลฐานเริ่มมีค่าลดลงจนกระทั่งไม่เป็นไปตามกฎแรงดันต่อความถี่คงที่ แรงดันเอาท์พุทมูลฐานของอินเวอร์เตอร์จะคงที่ และมีค่ามากที่สุดเมื่อเป็น SIX-STEP (SQUARE WAVE) หรือเมื่อค่าอัตราส่วนการมอดูเลชั่นมีค่ามากกว่า 1 มากๆ (M>>1) ซึ่งจะได้สัญญาณPWMเป็น SQUARE WAVE ทำให้ในช่วงนี้แรงบิดลดลง แต่กำลังเอาท์พุทคงที่ การทำงานในโหมดนี้มีประโยชน์ เนื่องจากที่แรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ถึงพิกัดแรงดันของมอเตอร์แล้ว จำเป็นต้องรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ไว้ที่พิกัดแรงดันของมอเตอร์ แต่ความถี่ยังสามารถเปลี่ยนแปลงให้สูงขึ้นได้อย่างต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 การรักษาอัตราส่วนระหว่างแรงดันมูลฐานต่อความถี่มูลฐานคงที่ (CONSTANT VOLTAGE PER FREQUENCY)

ลักษณะของการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ โดยการควบคุมความถี่นั้น กล่าวคือเมื่อต้องการเพิ่มความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ จำเป็นต้องเพิ่มความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็กหมุน ซึ่งทำได้โดยการเพิ่มความถี่ของแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์แต่การเพิ่มความถี่จะเป็นผลทำให้ AIRGAP FLUX ของมอเตอร์ลดลง เนื่องจากการลดลงของ MAGNETIZING CURRENT อันเป็นผลเนื่องมาจากการเพิ่มขึ้นของ MAGNETIZING REACTANCE กับความถี่ ซึ่งเมื่อ AIRGAP FLUX ลดลงทำให้ MAXIMUM TORQUE ของมอเตอร์ลดลง เพื่อที่จะรักษา AIRGAP FLUX และ MAXIMUM TORQUE คงที่จึงจำเป็นต้องเพิ่มแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น เพื่อรักษาอัตราส่วนของแรงดันเอาท์พุทต่อความถี่มูลฐานให้คงที่ จะทำให้ MAXIMUM TORQUE คงที่

การควบคุมให้มอเตอร์มี MAXIMUM TORQUE คงที่จะกระทำได้เฉพาะในย่านความเร็วต่ำกว่าความเร็วกำหนด (BASESPEED) หรือความถี่ต่ำกว่า BASE FREQUENCY ดังแสดงในรูป 5.3 แสดงเส้นโค้งความสัมพันธ์ของแรงดันกับความถี่ของมอเตอร์ ในย่านความเร็วที่สูงกว่าความเร็วกำหนด จะไม่สามารถรักษา MAXIMUM TORQUE ให้คงที่ เนื่องจากที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วกำหนด หรือความถี่ของแรงดันเอาท์พุทสูงกว่า BASE FREQUENCY จะทำให้แรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ สูงกว่าพิกัดแรงดันของมอเตอร์ ถ้าแรงดันสูงเกินพิกัดของมอเตอร์มากๆ จะมีผลทำให้มอเตอร์เสียหายได้ ดังนั้นจึงต้องรักษาแรงดันของเอาท์ ณ. ที่ความเร็วกำหนด ซึ่งมีผลทำให้ MAXIMUM TORQUE ลดลงเนื่องจากการลดลงของ AIRGAP FLUX เมื่อเพิ่มความเร็วขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 5.3 การควบคุมความเร็วในย่านนี้ กำลังเอาท์พุทสูงสุดของมอเตอร์จะมีค่าคงที่ ดังนั้นจึงเรียกการทำงานในช่วงความเร็วสูงกว่าความเร็วกำหนดว่า CONSTANT HORSE POWER (T.๘) หรือ FIELD WEAKENING MODE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 การได้รับประโยชน์จากแรงดันไฟกระแสตรง (VOLTAGE UTILIZATION)

เมื่อต้องการเพิ่มความเร็วรอบของมอเตอร์ โดยการเพิ่มแรงดันกับความถี่มูลฐานของ SINEUSOIDAL PWM INVERTER มีผลทำให้อัตราส่วนของแอมปลิจูดสัญญาณอ้างอิงต่อสัญญาณแคเรียร์ หรืออัตราส่วนการมอดูเลชั่น (MODULATION RATIO OR MODULATION INDEX,M) มีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากแอมปลิจูดของสัญญาณอ้างอิงเพิ่ม แต่แอมปลิจูดของสัญญาณแคเรียร์คงที่ จนกระทั่งอัตราส่วนการมอดูเลชั่นเป็น 1 (M=1) หรือแอมปลิจูดของสัญญาณอ้างอิงเท่ากับแอมปลิจูดของสัญญาณแคเรียร์ ในช่วงที่อัตราส่วนการมอดูเลชั่นน้อยกว่าหรือเท่ากับ 1 (M<=1) นี้จะเห็นได้ว่า แรงดันต่อเฟสโดยเฉลี่ย (MODULATED POLE VOLTAGE WAVEFORM) ของสัญญาณ PWM จะมีค่าน้อยเมื่อเทียบแรงดันต่อเฟสโดยเฉลี่ยต่อไซเคิลของ SIX-STEP INVERTER ซึ่งก็หมายความว่าแรงดันของความถี่มูลฐานสูงสุดทางเอาท์พุทของ SINEUSOIDAL PWM INVERTER น้อยกว่าแบบ SIX-STEP INVERTER ดังแสดงสมการเปรียบเทียบ

จากสมการ

$$V \text{ (FUNDAMENTAL LINE-TO-NEUTRAL)} = M\ Vd/2 \quad , \ 0<=M<=1$$

เมื่อ M = อัตราส่วนการมอดูเลชั่น (MODULATION INDEX)

V_d = แรงดันไฟกระแสตรงของวงจรกำลัง (DC LINK VOLTAGE)

เมื่ออัตราส่วนการอมดูเลชั่นเป็น 1 (M=1) แทนค่าในสมการข้างต้นจะได้แรงดันมูลฐานไลน์ทูนิวทรอน (FUNDAMENTAL LINE-TO-NEUTRAL VOLTAGE) เมื่อต่อโหลดเป็นแบบ WYE คือ

$$V \text{ (FUNDAMENTAL LINE-TO-NEUTRAL)} = Vd/2 = 0.5\ Vd$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับกรณีของ SIX-STEP INVERTER จากสมการ SQUARE WAVE POLE VOLTAGE

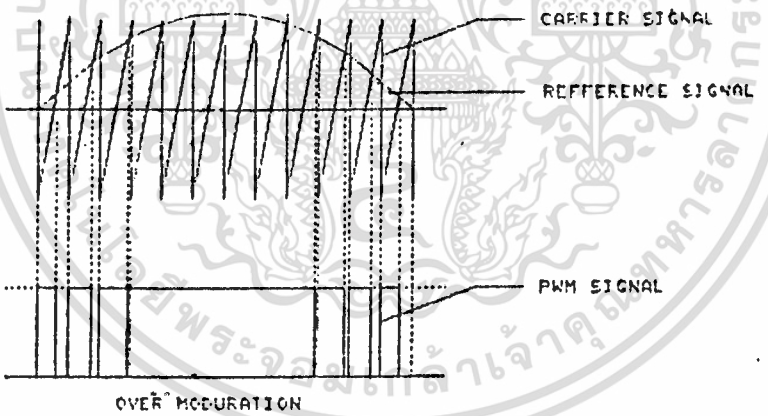
$$VAN = 2Vd/\pi[SINwt+1/5SIN5wt+1/7SIN7wt+1/11SIN11wt+...]$$

ดังนั้น

$$V\ (FUNDAMENTAL\ LINE\text{-}TO\text{-}NEUTRAL) = 2Vd/\pi = 0.636\ Vd$$

อาจกล่าวได้ว่า เมื่อจ่ายแรงดันไฟกระแสตรงคงที่ (D.C LINK VOLTAGE) ในกรณีของ SINEUSOIDAL PWM INVERTER จะได้แรงดันมูลฐานเพียง 78% ของ SIX-STEP INVERTER

ดังนั้นการปรับปรุงประโยชน์ที่จะได้รับจากแรงดันไฟกระแสตรงคงที่ใน SINEUSOIDAL สามารถทำได้โดยเพิ่มอัตราส่วนการมอดูเลชั่นให้มากกว่า 1(M>1) ดังรูปที่ 5.4



รูปที่5.4 แสดงอัตราส่วนการมอดูเรชั่นมากกว่า 1 (M>1)

การเพิ่มอัตราส่วนการมอดูเลชั่นมากกว่า 1 (M>1) นิยมเรียกว่า OVER MODULATION การ OVER MODULATION นี้ ทำให้การเปรียบเทียบของสัญญาณค้างอิงกับสัญญาณแคเรียร์ต่อไซเคิลลดลง เป็นผลให้จำนวนพัลส์ต่อไซเคิลลดลง ในขณะที่พื้นที่ของเนื้อพัลส์เพิ่มมากขึ้น ซึ่งทำให้แรงดันมูลฐานไลน์-ทู-นิวทรอนมีค่ามากกว่า 0.5 Vd

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อดัชนีส่วนการมอดูเลชั่นมากขึ้นเรื่อยๆ (M>>1) จนการเปรียบเทียบของสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณแคเรียร์เกิดขึ้นเฉพาะบริเวณ ZERO-CROSSING ของสัญญาณอ้างอิงเท่านั้นทำให้รูปคลื่นของ SINEUSOIDAL PWM INVERTER เปลี่ยนเป็น UNMODULATED SQUARE WAVE และอินเวอร์จะเปลี่ยนการทำงานจาก SINEUSOIDAL PWM INVERTER เป็น SIX-STEP INVERTER ซึ่งจะทำให้ได้ค่าแรงดันมูลฐานมากที่สุด

ข้อเสียของการ OVER MODULATION ก็คือ จะมีผลของฮาร์โมนิคส์เข้ามารบกวนมากกว่าแบบ SINEUSOIDAL PWM INVERTER

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

การออกแบบและการสร้างวงจรควบคุมแบบสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม

6.1 การสร้างสัญญาณคลื่นซายน์อ้างอิง 3 เฟส

(3 PHASE SINEWAVE GENERATOR)

6.1.1 การสร้างข้อมูลของสัญญาณซายน์

วงจรสร้างสัญญาณคลื่นซายน์นี้จะสร้างสัญญาณซายน์ 3 เฟสที่มีมุมเฟสต่างกัน 120 องศาเพื่อใช้เป็นสัญญาณอ้างอิง การสร้างสัญญาณซายน์อ้างอิงทำได้โดยการเก็บข้อมูลของคลื่นซายน์จำนวน 2^n = 256 ข้อมูล ไว้ในหน่วยความจำแบบ EPROM โดยที่แต่ละข้อมูลนี้จะเก็บเป็นค่าแอมปลิจูดแต่ละตำแหน่งของคลื่นซายน์ ณ มุมต่างๆ ซึ่งมุมเหล่านี้สามารถหาได้จาก

จำนวนข้อมูลที่จะเก็บไว้ในหน่วยความจำ = มุม 360 องศาของคลื่นซายน์

หรือ 2^8 = 256 ข้อมูล = 360 องศา

แต่ละข้อมูลจะเก็บค่าแอมปลิจูด ณ มุมที่ห่างกัน $\frac{360 \text{ องศา}}{256 \text{ ข้อมูล}}$

$= 1.406$ องศา

ซึ่งก็หมายความว่าถ้าข้อมูลแรกเก็บค่าแอมปลิจูด ณ มุม 0 องศา ข้อมูลที่ 2 ก็จะเท่ากับค่าแอมปลิจูด ณ มุม 1.406 องศา ข้อมูลที่ 3 ก็จะเก็บค่าแอมปลิจูด ณ มุม 2.812 องศา เช่นนี้เรื่อยไปจนครบ 360 องศา ซึ่งข้อมูลทั้ง 256 ข้อมูล จากการทดลองพบว่า มีความละเอียดเพียงพอแล้วสำหรับสัญญาณคลื่นซายน์อ้างอิง ข้อมูลที่จะเก็บในหน่วยความจำแบบ EPROM นั้น จะต้องอยู่ในรูปของเลขฐาน 16 ซึ่งสามารถคำนวณหาข้อมูลเหล่านี้จากสมการ

$$V_{sin\omega t} = \frac{V_{ref}(R)(A1+A2+A3+A4+A5+A6+A7+A8)-V_{ref}.(R)}{R}$$

$$\frac{}{R} \quad 2 \quad 4 \quad 8 \quad 16 \quad 32 \quad 54 \quad 128 \quad 256 \quad R$$

เมื่อ V = แรงดันสูงสุดของคลื่นซายน์

V_{ref} = แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งเป็นแรงดันอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$A1 - A8$ = ข้อมูลที่คำนวณได้เป็นเลขฐาน 2

R_9, R_{10}, R_{12} = เป็นค่าความต้านทาน (ดูจากรูปแสดงวงจรสร้าง-สัญญาณซายน์)

ข้อมูลทั้ง 256 ข้อมูลเมื่อคำนวณจากสมการดังกล่าวแล้วต้องนำมาเปลี่ยนจากเลขฐาน 2 เป็นเลขฐาน 16 ก่อน ข้อมูล 256 ข้อมูลนี้ถูกแสดงในตารางที่ 1 การสร้างข้อมูลของสัญญาณซายน์ โดยเก็บในหน่วยความจำแล้วเรียกออกมาใช้งานโดยชี้ตำแหน่งแอดเดรสนี้เรียกว่า "LOOK UP TABLE"

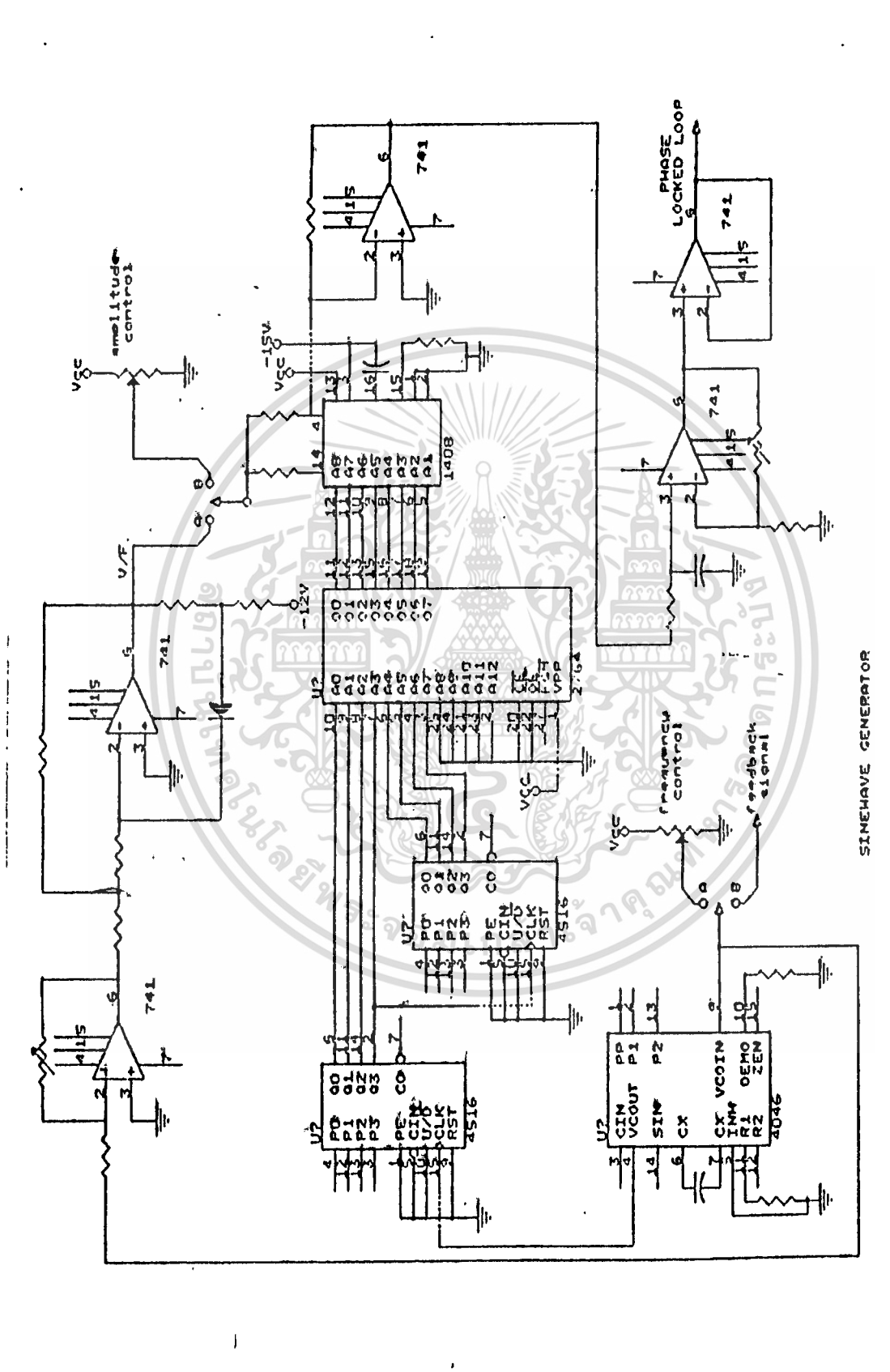
6.1.2 <u>การสร้างสัญญาณซายน์</u>

เมื่อข้อมูลทั้ง 256 ข้อมูลถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำแล้ว ข้อมูลที่เก็บในหน่วยความจำจะถูกนำออกมาทางด้านเอาท์พุทของหน่วยความจำ โดยการชี้ตำแหน่งแอดเดรสที่จัดเก็บข้อมูลการชี้ตำแหน่งแอดเดรส ทำได้โดยใช้ 8 BIT UP/DOWN COUNTER (ในวงจรนี้ใช้ 4 BIT UP/DOWN COUNTER 2 ตัว ต่ออนุกรมกัน) เป็นตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาซึ่งสามารถนับข้อมูลได้ 8 บิท เป็นจำนวน $2^8 = 256$ ข้อมูล โดยจำทำหน้าที่นับเลขจาก 0 ถึง 256 ด้วยความถี่ในการนับเท่ากับจำนวนความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ได้รับจากตัวสร้างสัญญาณนาฬิกา VCO (VOLTAGE CONTROL OSCILLATOR) เป็นตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่ของสัญญาณตั้งแต่ 0-25,600 Hz (เฮริท์ซ) โดยประมาณ

ข้อมูลภายในหน่วยความจำ จะถูกแปลงจากข้อมูลเลขฐาน 16 เป็นสัญญาณอนาล็อคที่เปลี่ยนแปลง โดยตัว 8-BIT CULTIPLYING-DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER (DAC) ซึ่งสัญญาณอนาล็อคที่เปลี่ยนแปลงนี้ ต้องผ่านวงจรส่วน CURRENT TO VOLTAGE CONVERTOR เพื่อเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อคในรูปกระแสให้เป็นแรงดันก่อนนำไปใช้งาน

สัญญาณซายน์ที่สร้างจากวงจรนี้ สามารถปรับความถี่สัญญาณซายน์ได้โดยการเปลี่ยนแรงดันไฟกระแสตรงที่จ่ายให้แก่ VCO โดยความถี่ของสัญญาณซายน์สามารถปรับได้จากประมาณ 0-100 Hz (เฮิรท์ซ) ในขณะเดียวกันแอมปลิจูดของสัญญาณซายน์ก็สามารถเปลี่ยนได้โดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟกระแสตรงที่ Vref ของ DAC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1.3 ตารางที่ 1 แสดงข้อมูลที่เก็บในหน่วยความจำแบบ EPROM

แอดเดรสที่	เลขฐาน 16	แอดเดรสที่	เลขฐาน 16	แอดเดรสที่	เลขฐาน 16
0	80	23	C4	46	F3
1	83	24	C7	47	F5
2	86	25	C9	48	F6
3	89	26	CC	49	F7
4	8C	27	CE	50	F8
5	8F	28	D1	51	F9
6	92	29	D3	52	FA
7	96	30	D5	53	FB
8	99	31	D8	54	FC
9	9C	32	DA	55	FC
10	9F	33	DC	56	FD
11	A2	34	DE	57	FE
12	A5	35	E0	58	FE
13	A8	36	E2	59	FF
14	AB	37	E4	60	FF
15	AE	38	E6	61	FF
16	B1	39	E8	62	FF
17	B3	40	EA	63	FF
18	B6	41	EC	64	FF
19	B9	42	ED	65	FF
20	BC	43	EF	66	FF
21	BF	44	F0	67	FF
22	C1	45	F2	68	FF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แคดเตรสที่	เลขฐาน 16	แคดเตรสที่	เลขฐาน 16	แยดเตรสที่	เลขฐาน 16
69	FF	93	E0	117	A2
70	FE	94	DE	118	9F
71	FE	95	DC	119	9C
72	FD	96	DA	120	99
73	FC	97	D8	121	96
74	FC	98	D5	122	92
75	FB	99	D3	123	8F
76	FA	100	D1	124	8C
77	F9	101	CE	125	89
78	F8	102	CC	126	86
79	F7	103	C9	127	83
80	F6	104	C7	128	80
81	F5	105	C4	129	7C
82	F3	106	C1	130	79
83	F2	107	BF	131	76
84	F0	108	BC	132	73
85	EF	109	B9	133	70
86	ED	110	B6	134	6D
87	EC	111	B3	135	67
88	EA	112	B1	136	64
89	E8	113	AE	137	63
90	E6	114	AB	138	60
91	E4	115	A8	139	5D
92	E2	116	A5	140	5A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอดเดรสที่	เลขฐาน 16	แอดเดรสที่	เลขฐาน 16	แอดเดรสที่	เลขฐาน 16
141	57	165	1B	189	01
142	54	166	19	190	01
143	51	167	17	191	01
144	4F	168	15	192	01
145	4C	169	13	193	01
146	49	170	12	194	01
147	46	171	10	195	01
148	43	172	0F	196	01
149	40	173	0D	197	01
150	3E	174	0C	198	01
151	3B	175	0A	199	01
152	38	176	09	200	02
153	36	177	08	201	03
154	33	178	07	202	03
155	31	179	06	203	04
156	2E	180	05	204	05
157	2C	181	04	205	06
158	2A	182	03	206	07
159	27	183	03	207	08
160	25	184	02	208	09
161	23	185	01	209	0A
162	21	186	01	210	0C
163	1F	187	01	211	0D
164	1D	188	01	212	0F

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แลดเดรสที่	เลขฐาน 16	แอดเดรสที่	เลขฐาน 16	แลดเดรสที่	เลขฐาน 16
213	10	228	2E	243	57
214	12	229	31	244	5A
215	13	230	33	245	5D
216	15	231	35	246	60
217	17	232	36	247	63
218	19	233	3B	248	64
219	1B	234	3E	249	67
220	1D	235	40	250	6D
221	1F	236	43	251	70
222	21	237	46	252	73
223	23	238	49	253	76
224	25	239	4C	254	79
225	27	240	4F	255	7C
226	2A	241	51		
227	2C	242	54		

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

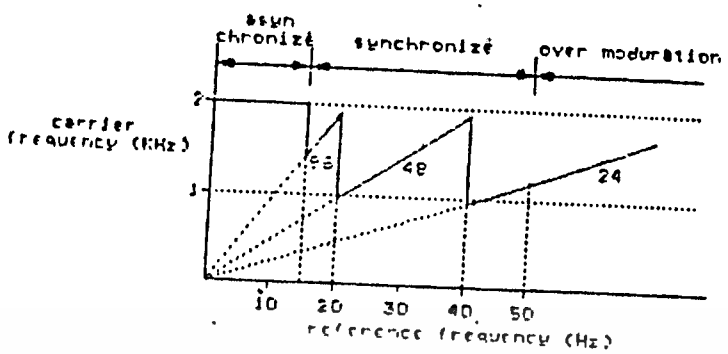
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2 วงจรเปลี่ยนความถี่

หลักการในการขับเคลื่อนมอเตอร์มักจะทำให้โวลท์และความถี่มีความสัมพันธ์กันทั้งนี้คือ v/f มีค่าคงที่ ส่วนในช่วงที่ต้องการทำสังงานคงที่ ต้องป้อนโวลต์สูงสุดเท้าไปโดยให้อินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด square-wave ส่วนในช่วงที่ต้องการ torque คงที่เราควบคุมโวลต์ โดยใช้หลักการ PWM ดังนี้ คือเราออกแบบให้คินเวลร์เตอร์มีความถี่ในการสวิทช์ (W_c Carrier frequency) เป็นจำนวนเท่าของความถี่สัญญาณ sine (W_m Modulating frequncy) ดังรูป และในช่วงความถี่ต่างๆ สัญญาณทั้งสองจะ synchronous ไปด้วยกันตลอด ถ้าจำนวนเท่า (P) มีค่าเดียวและ W_m มีค่าลดลง จะทำให้ความถี่ในการสวิทช์ต่ำเกิดการสูญเสียขึ้น ดังนั้นในทางปฏิบัติจึงจำเป็นจะต้องมีจำนวนเท่าเป็นหลายค่า และกำหนดขอบเขตของการสวิทช์ให้คงอยู่ในช่วง 0-2 KHz ดังรูป ที่ความถี่ต่ำ 10 Hz จะให้ W_c มีค่าคงที่ 2 KHz และสัญญาณทั้งสองจะไม่ synchronous กัน ก็คือเมื่อความถี่สัญญาณ sine มีค่าเกินกว่า 50 Hz เราจะให้วันในโหมด Square-wave ซึ่ง W_c จะเท่ากับ W_m การออกแบบในช่วงที่เปลี่ยนความถี่นั้น สัญญาณ W_c จะมีค่าที่กำหนดไม่ได้ ดังนั้นจึงจำเป็นจะต้องเพิ่มวงจรเข้ามา เพื่อให้มีช่วงการเปลี่ยนความถี่ และสามารถบอกค่า W_c ได้ ณ ความถี่นั้นซึ่งเป็นการปรับช่วงเปลี่ยนความถี่ที่เรียกว่าเพิ่ม hysterisis band เข้ามา ณ จุดที่เปลี่ยนความถี่

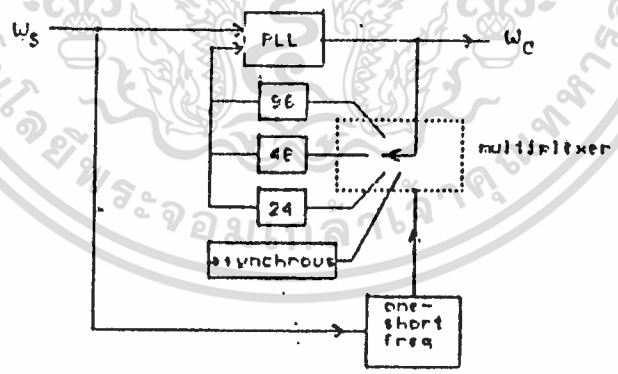
จากรูปวงจรส่วน phase lock loop ตัวเปลี่ยนความถี่ (Multiplexer) One-short frequency Detector N วงจรทั้งหมดทำหน้าที่สับเปลี่ยนความถี่ของการสวิทช์ทรานซิสเตอร์ ให้อยู่ในช่วงขอบเขตของความถี่ ที่ทรานซิสเตอร์สามารถสวิทช์ได้ ซึ่งอยู่ในช่วง 0-2 KHz ดังจะได้อธิบายวงจรแต่ละส่วนต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า, ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่6.2 แสดงการเปลี่ยนความถี่ของทางสวิทช์ ที่เรียกว่า Gear changing

วงจรทางทำงานที่กล่าวมาแสดงดัง Block-Diagram ดังนี้

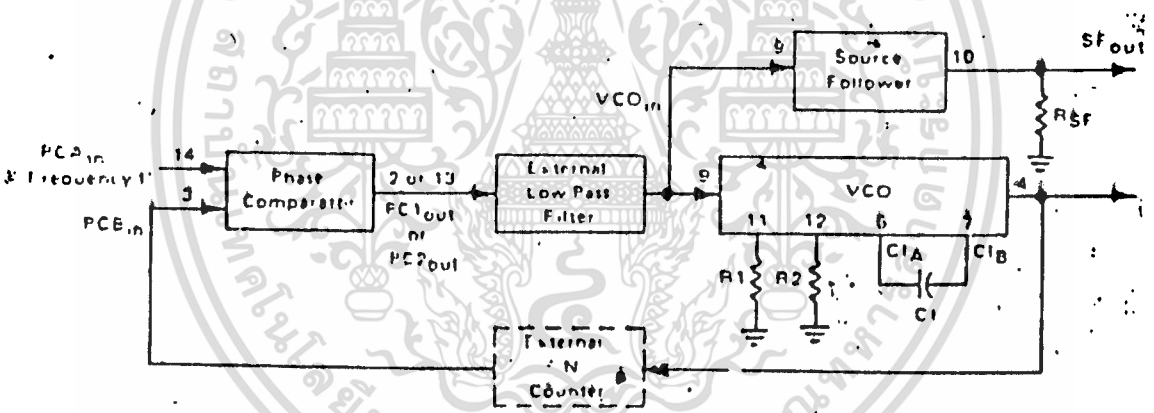


รูปที่6.3 แสดง Block Diagram ของวงจรคอนโทรล
ส่วนเฟสล็อคลูป และการเปลี่ยนความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.1 phase-lock loop (PLL)

เฟสล็อคลูปเป็นระบบอิเลคทรอนิคส์เซอร์โวลูป แบบพื้นฐานประกอบด้วยเฟสดีเทคเตอร์ (PD) โลว์พาสฟิลเตอร์ (LPF) และโวลท์เตจคอนโทรลออสซิเลเตอร์ (VOC) และวงจรหาร N เฟสจะไปควบคุมออสซิสเตอร์ให้เอาท์พุทสามารถล็อคหรือ Synchronizing กับสัญญาณอินพุทถ้าเฟสเปลี่ยนแสดงว่าความถี่อินพุทเปลี่ยน เอาท์พุทของ PD ก็จะเพิ่มขึ้นหรือลดลง เพื่อรักษาให้ความถี่ออสซิลเลเตอร์เท่ากับความถี่อินพุท ซึ่งเรียกว่าอยู่ในภาวะล็อคไว้ ดังนั้นโวลท์เตจเฉลี่ยที่ป้อนให้กับ VCO จะเป็นฟังก์ชั่นกับความถี่ของสัญญาณอินพุท ความถี่ที่ออกมาจะมีค่าเป็นจำนวนเท่ากับที่กำหนดในวงจรหารมีค่า Nf และ Synchronous กับความถี่อินพุทด้วย



รูปที่ 6.4 แสดงการต่อวงจร phase-locked loop

จากการคุณสมบัติของ IC phase-locked loop เบอร์ 4046 จะต้องกำหนดค่า R,C ในส่วน low-pass filter และค่า R_1, R_2 เพื่อกำหนดช่วงความถี่ที่ต้องการดังสูตรต่อไปนี้

ความถี่ต่ำสุด $f_{min} = \frac{1}{R2\ (C1 + 32pF)}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่สูงสุด $f_{max} = \frac{1}{R1\ (C1 + 32pF)}$

ซึ่ง $10K < R_1 < 1M$

$10K < R_2 < 1M$

$100PF < C_1 < 0.01uF$

Low-pass Filters ใช้สูตร

$$R_4C_2 = \frac{GN}{fmax} - \frac{N}{2\pi\Delta f}$$

$$(R_3 + 3,000)C_2 = \frac{1001\Delta f - R_4C_2}{fmax_2}$$

$$f = fmax - fmin$$

กำหนดค่าอย่างคร่าวๆ $R_4 = (0.1)R_3$

6.2.2 วงจรหาร N

ใช้ IC เบอร์ 4018 IC 1 ตัว สามารถหารค่าได้ตั้งแต่ 1-10 ในโครงงานได้กำหนดการหารไว้ 3 ค่า คือ 96,48,24 แต่ว่าจะต้องนำความถี่ที่ออกมาจาก PLL ไปให้ Counter นับด้วยจึงต้องเพิ่มค่าการหารไปเป็นจำนวน 256 ค่าด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.2.3 วงจรส่วน Muliplexor

ส่วนนี้ใช้ IC เบอร์ 4016 Cmos Quad Analog Switch ทำหน้าที่เป็นสวิทช์สับไปยังวงจรต่าง ๆ ตามค่าความถี่ W_s

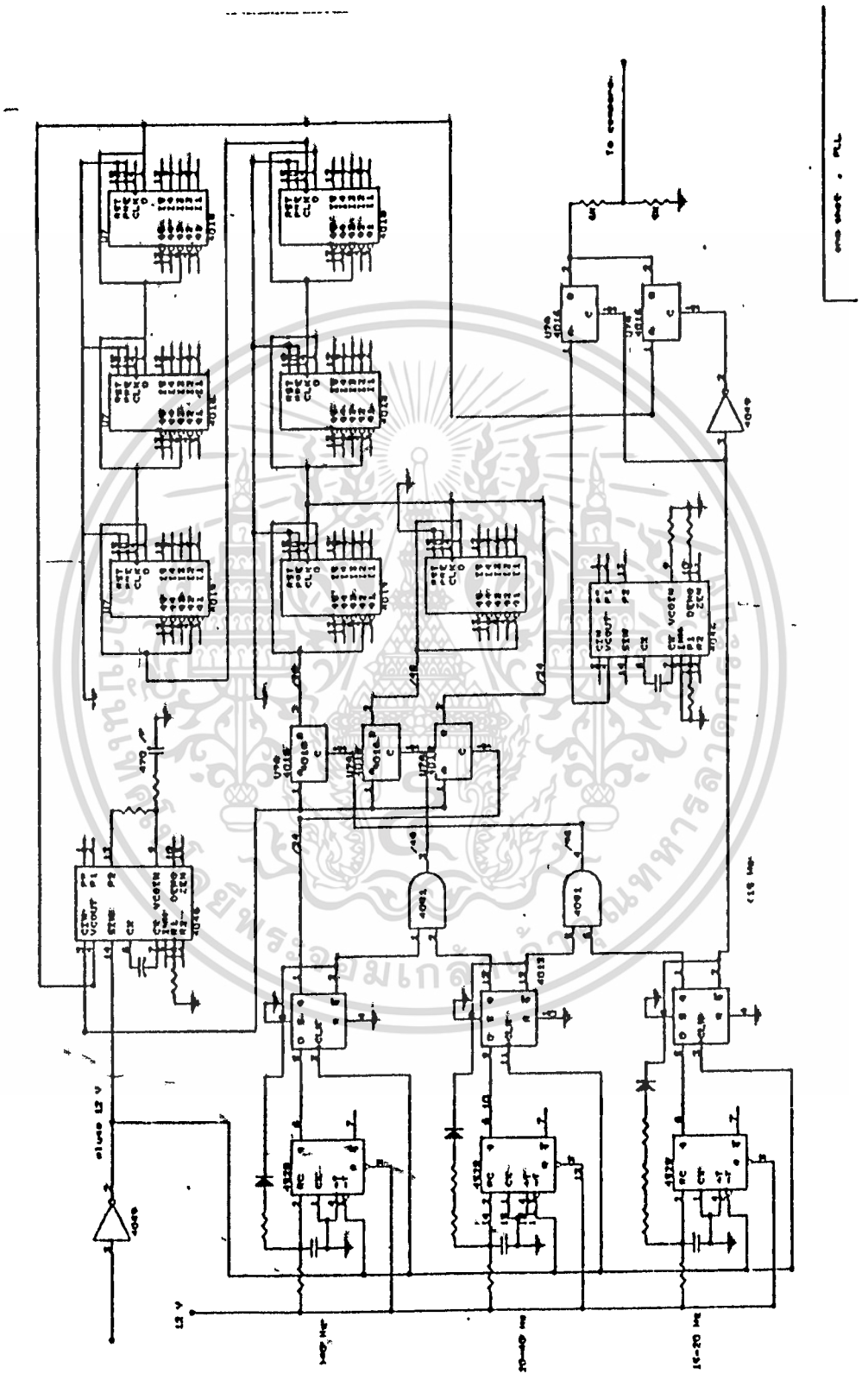
6.2.4 วงจรส่วน One shot Frequency Detector

วงจรส่วนนี้ใช้ IC เบอร์ 4528 Monostable Multivibrator และ 4013 D-Flip Flop ทำหน้าที่เป็นส่วนกำหนดความถี่ W_s ซึ่งจะมีสัญญาณไปกริก Analog Switch ให้สับไปยังวงจรหารตามที่กำหนดไว้ เพื่อสร้างความถี่ W_c เป็นจำนวนเท่าของความถี่ W_s

6.3 วงจร F/V

วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่ตรวจจับความเร็วรอบของมอเตอร์ Photo cell ได้สัญญาณเป็นความถี่ แล้วแปลงให้เป็นโวลท์ โดยใช้ IC 2917 จากนั้นจึงป้อนโวลท์ที่ได้ไปยังวงจร PI control รายละเอียดการใช้ IC ดูจากรายละเอียดของ IC ในบทที่สาม

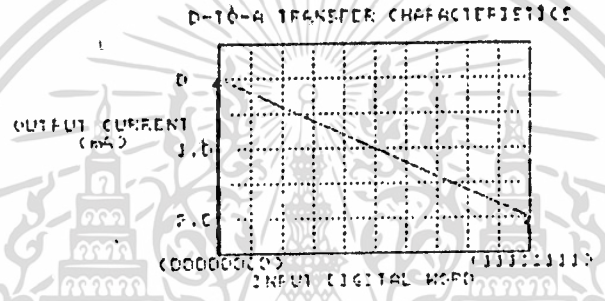
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

G.4 การสร้างสัญญาณคลื่นฟันเลื่อยแคเรียร์ (1 PHASE SAWTOOTH GENERATOR)

วงจรสัญญาณคลื่นฟันเลื่อยแคเรียร์ มีหลักการสร้างดังนี้คือใช้ 8 BIT UP/DOWN COUNTER ในวงจรนี้ใช้ 4 BIT UP/DOWN COUNTER เป็นตัวนับจาก 0 ถึง 255 โดยสัญญาณนาฬิกาจากวงจรส่วน PHASE LOCKED LOOP สัญญาณนับจาก 0 ถึง 255 นี้จะถูกส่งให้กับ DAC 1 ข้าที่ A1-A8 ซึ่ง DAC นี้จะทำหน้าที่ในการเปลี่ยนสัญญาณนับจาก 0 ถึง 255 เป็นสัญญาณอนาล็อค การนับของ BIT CONTER จาก 0 ถึง 255 ครบ 1 วงจบ จะทำให้เกิดสัญญาณฟันเลื่อย 1 ลูกคลื่น ดังรูป

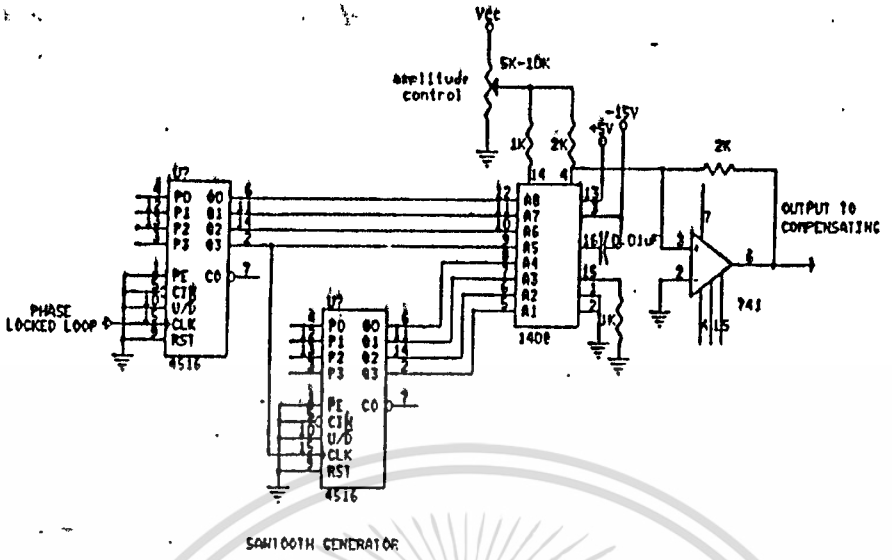


รูปที่ G.7

เมื่อ 8 BIT UP/DOWN COUNTER นับจนถึง 255 ก็จะเริ่มนับ 0 ใหม่อีกครั้งซึ่งจะเป็นการเริ่มคลื่นฟันเลื่อยลูกใหม่อีกครั้งหนึ่งเป็นเช่นนี้เรื่อยไป ซึ่งความถี่ของสัญญาณคลื่นฟันเลื่อยนี้ จะแปรตามความถี่ของสัญญาณนาฬิกาวงจรส่วน PHASE LOCKED LOOP เมื่อสัญญาณทางเอาท์พุทของ DAC ที่ได้เป็นสัญญาณอนาล็อคในรูปของกระแส ดังนั้นจึงต้องผ่านวงจร CURRENT TO VOLTAGE CONVERTER เพื่อเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของแรงดัน

สัญญาณแคเรียร์แบบพัลส์คลื่นฟันเลื่อยนี้ สามารถเปลี่ยนความสูงของแอมปลิจูดได้โดยการเปลี่ยนแรงดันไฟกระแสตรงที่แรงดัน V_{cc} จาก 0 ถึง 5 โวลท์ ความถี่สูงสุดโดยประมาณของสัญญาณแคเรียร์แบบฟันเลื่อยมีค่าเท่ากับ 2 KHz (กิโลเฮิรท์ซ) ซึ่งเป็นค่าขอบเขตสูงสุดการสวิทช์ของเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่กำหนด ในปริญญานิพนธ์นี้ ในขณะที่ความถี่ต่ำสุดโดยประมาณของสัญญาณแคเรียร์แบบคลื่นฟันเลื่อยมีค่าเท่ากับ 1 KHz ซึ่งเป็นขอบเขตต่ำสุดของการสวิทช์ของเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่6.8 แสดงวงจรการสร้างสัญญาณคลื่นฟันเลื่อยแคเรียร์

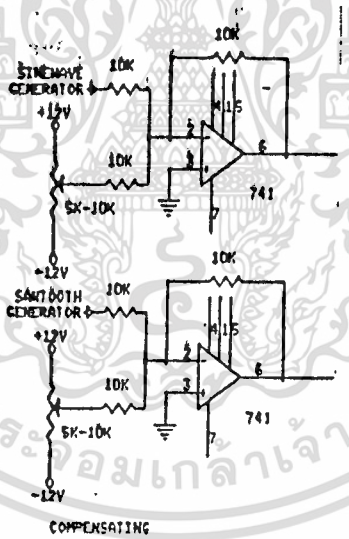
6.5 การชดเชยระดับแรงดันของสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณแคเรียร์ COMPENSATING

วงจรส่วนนี้จะทำหน้าที่รักษาสมดุลด้านบวกและด้านลบของสัญญาณอ้างอิง 3 เฟส และสัญญาณแคเรียร์ โดยใช้ OP-AMP ต่อเป็นวงจร SUMMING ดังรูป ซึ่งสัญญาณอ้างอิงหรือสัญญาณแคเรียร์ จะถูกยกระดับหรือลดแรงดันไฟกระแสตรงในขณะที่แอมปลิจูดและความถี่ของสัญญาณทั้ง 2 แบบคงที่ วงจรนี้มีความจำเป็นเพราะว่าสัญญาณอ้างอิงหรือสัญญาณแคเรียร์ในบางครั้งจะไม่สมดุลกันระหว่างด้านบวกกับด้านลบ ทำให้ระดับของสัญญาณแต่ละสัญญาณมีด้านบวกและด้านลบไม่เท่ากัน เกิด UNBALANCE ระหว่างเฟสเนื่องมาจากตัวแปรต่างๆ ที่มีส่วนในการสร้างสัญญาณ เช่น วงจรขยาย GAIN วงจรกรองสัญญาณ (FILTER) เป็นต้น ดังนั้นจะมีผลทำให้เมื่อนำเอาสัญญาณ PWM ไปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ จะทำให้เกิดความสูญเสียในรูปของความร้อนเนื่องจาก CORE LOSS ความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลงในขณะที่ความถี่ของอินเวอร์เตอร์สูงขึ้น จึงมีความจำเป็นต้องปรับระดับแรงดันไฟกระแสตรงในวงจรดังรูปที่ 6.9 เพื่อให้เกิดความ BALANCE ระหว่างเฟสนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

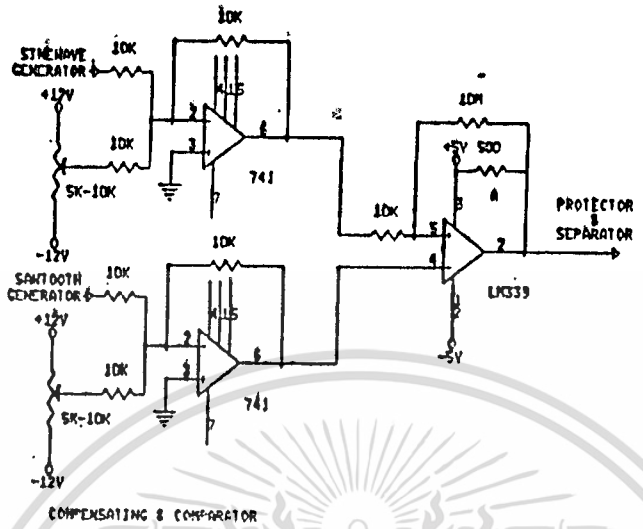
6.6 การเปรียบเทียบแรงดันของสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณแคเรียร์ (COMPARATOR)

วงจร COMPARATOR นี้เป็นวงจรเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณแคเรียร์ เพื่อสร้างพัลส์ความถี่สูง PWM โดยใช้ OP-AMP LM339 เป็น QUAD COMPARATOR โดยการป้อนสัญญาณอ้างอิงเข้าขาบวกของ LM339 และป้อนสัญญาณแคเรียร์เข้าขาลบของ LM339 ดังรูปที่ 6.10 วงจรส่วนนี้จะทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณแคเรียร์ โดยเมื่อสัญญาณอ้างอิงมีแรงดันมากกว่าแรงดันของสัญญาณแคเรียร์ แรงดันเอาท์พุทของ LM339 ก็มีค่าเท่ากับแรงดันไฟเลี้ยง LM339 ด้านบวก ในทางตรงกันข้ามเมื่อแรงดันของสัญญาณอ้างอิงน้อยกว่าแรงดันสัญญาณแคเรียร์ แรงดันเอาท์พุทของ LM339 ก็จะมีค่าเท่ากับแรงดันไฟเลี้ยงด้านลบของ LM339 ดังรูปที่ 6.11

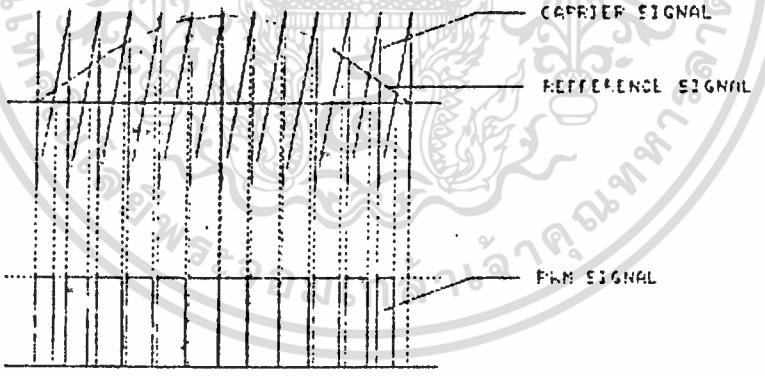


รูปที่6.9 แสดงวงจรการชดเชยระดับแรงดันของสัญญาณอ้างอิงและแคเรียร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่6.10 แสดงวงจรการเปรียบเทียบระดับแรงดันของสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณแคเรียร์



รูปที่6.11 แสดงการเปรียบเทียบระดับสัญญาณอ้างอิงกับแคเรียร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 7

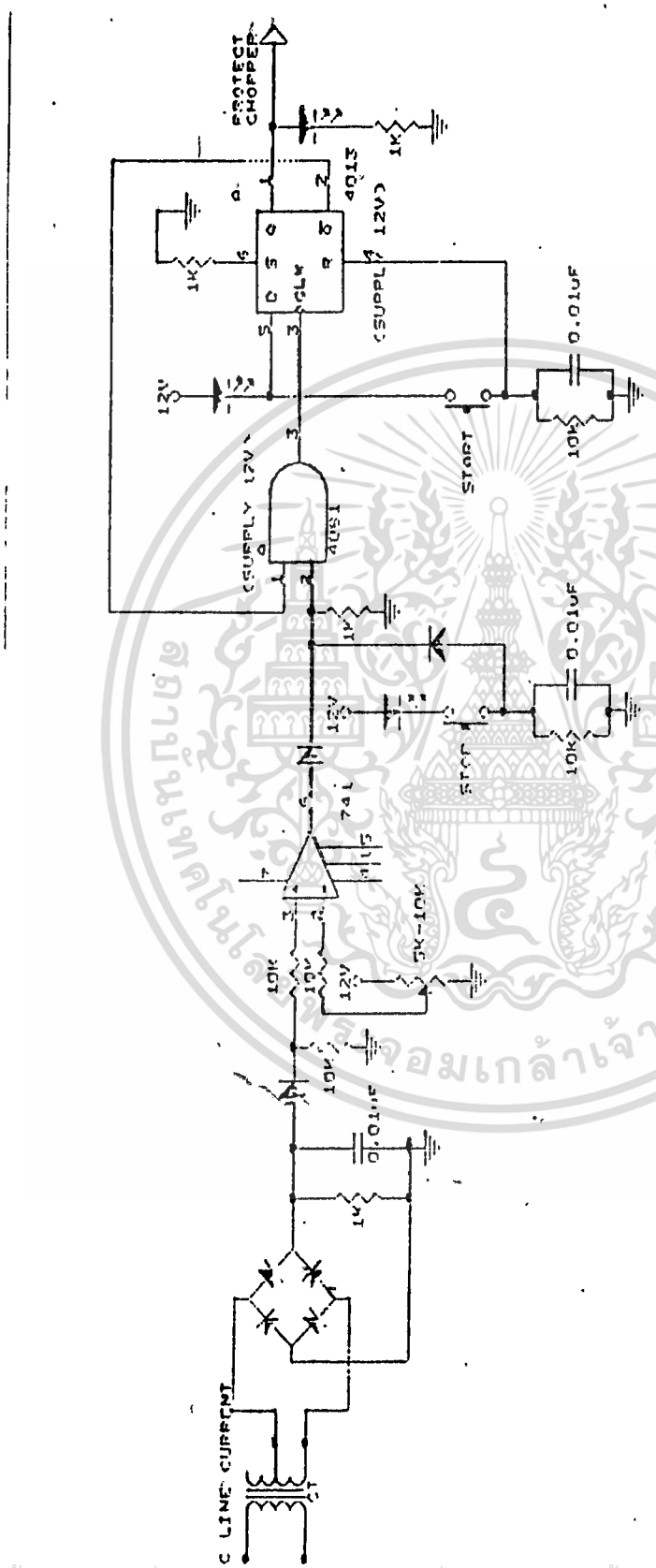
การป้องกันวงจรควบคุม (PROTECTION)

วงจรส่วนนี้จะทำหน้าที่ป้องกันส่วนสร้างสัญญาณควบคุม โดยมีหลักการทำงานที่สำคัญ คือ เมื่อวงจรป้องกันตรวจพบความผิดพลาดจากส่วนกำลัง (MAIN) เนื่องจากกระแส ในวงจรส่วนกำลังสูงผิดปกติ หรือมีขนาดเกินระดับอ้างอิงที่กำหนดไว้ วงจรป้องกันก็จะส่งสัญญาณที่มีค่าทางตรรกยะเป็น LOW ไปทำการหยุดสัญญาณควบคุม

การตรวจความผิดพลาดของกระแสทำได้โดยใช้ CURRENT TRANSFORMER เป็นอุปกรณ์เซ็นเซอร์ (SENSOR) ในการวัดขนาดของกระแสลงด้วยอัตราส่วนของจำนวนรอบระหว่างขดปฐมภูมิ ขนาดของกระแสที่ลดลงแล้วจะถูกส่งผ่าน DIODE BRIDGE RECTIFIER เพื่อแปลงเป็นไฟกระแสตรง และเปลี่ยนเป็นแรงดันโดยตัวความต้านทานก่อนจะเข้าวงจรเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง หรือระดับอ้างอิงเมื่อเกิดความผิดพลาดเนื่องจากกระแสวงจรเปรียบเทียบจะส่งสัญญาณมีค่าทางตรรกเป็น HIGH ให้แก่วงจรป้องกันเพื่อส่งสัญญาณมีค่าเป็น LOW ไปหยุดสัญญาณควบคุมก่อนส่งไปยังเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดการสวิทช์ชิ่ง ทำให้กระแสภายในวงจรกำลังหยุดไหล วงจรทั้งระบบจึงหยุดทำงาน

นอกจากนี้วงจรป้องกันวงจรควบคุม ยังมีสวิทช์เปิดและปิดเพื่อควบคุมสัญญาณ PWM โดยใช้หลักการเปรียบเทียบกับส่วนตรวจเช็คความผิดพลาดของวงจรกำลัง โดยสวิทช์เปิดวงจรทำการสร้างสัญญาณผิดพลาดขึ้นมา เพื่อให้วงจรป้องกันวงจรควบคุมการทำการหยุดสัญญาณควบคุม ในการที่สวิทช์ปิดวงจรควบคุมจะส่งสัญญาณไปทำการรีเซ็ท (RESET) วงจรป้องกันวงจรควบคุม เพื่อเริ่มการทำงานของวงจรควบคุมใหม่อีกครั้งหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปแสดงวงจรส่วนป้องกัน โดยการหยุดสัญญาณควบคุม
การวิจัยสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับระบบส่งกำลังไฟฟ้าแรงสูงกระแสตรงได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 8

การขับกระแสเบสและสนับเบอร์

8.1 การขับกระแสเบส (BASE DRIVES)

สัญญาณ PWM จากวงจรส่วนสร้างสัญญาณควบคุมจะถูกป้อนให้กับวงจรขับเบส เพื่อขยายกระแสขับเบสให้มากเพียงพอ ที่จะทำให้เพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ลิ่มตัวได้ ณ จุดการทำงานที่เหมาะสม โดยสัญญาณ PWM ที่ออกจากวงจรขับเบสจะมีการสวิทช์ด้านบวก 8 โวล์และด้านลบ 6 โวลท์ การสวิทช์ทางด้านบวกจะเป็นการไบอัสข้างหน้า (FORWARD BIAS) ซึ่งจะทำให้เพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส การสวิทช์ทางด้านลบจะเป็นการไบอัสกลับทาง (REVERSE BIAS) ซึ่งจะทำให้เพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสทันที

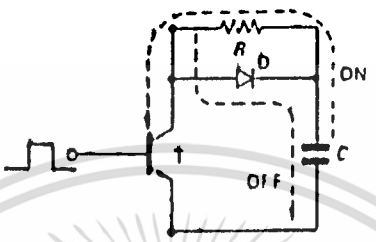
วงจรขับเบสจะใช้อคปโต้ไอโซเลเตอร์ (OPTO-ISOLATOR) เบอร์ 4N25 เป็นตัวแยกวงจร ส่วนควบคุมกับส่วนกำลังออกจากกัน เพื่อป้องกันการทำงานผิดพลาดของส่วนควบคุม อันเนื่องจากการรบกวนของส่วนกำลังและจากมอเตอร์ที่เข้ามาทางสายกราวด์ ดังรูปที่ 8.1 แสดงวงจรขับเบส

เมื่อนำสัญญาณจากวงจรขับเบสไปต่อเข้ากับเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะทำให้ระดับสัญญาณการสวิทช์ทางด้านบวกลดลงเหลือประมาณ 1.2 โวลท์ และทางด้านลบเหลือประมาณ 4 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.2 Snubber

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ป้องกัน Transistor มีลักษณะดังรูป



รูปที่8.2 แสดงวงจร Snubber

ประกอบด้วย capacctor diode และตัวต้านทานต่อคร่อมระหว่าง Collector กับ emitter ในขณะที่สวิทช์เปิดกระแสจะไหลจาก C ผ่านไดโอดไปยังตัวเก็บประจุและทำให้กระแสคลเลคเตอร์ค่อยๆ ลดลง โวลท์ที่คร่อมขา C จะปรากฏบนตัวเก็บประจุด้วย ถ้าตัวเก็บประจุ มีค่ามาก จะทำให้ V_c มีอัตราการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ซึ่งเป็นข้อดีเป็นการลด dv สูงๆ แทนที่จะให้ผ่านทรานซิสเตอร์ ก็ให้ผ่านตัวเก็บประจุแทน และทำหน้าที่ลด spike voltage ในขณะที่มีการ reverse ของทรานซิสเตอร์ค่าของ C จะอยู่ในช่วง 0.01 ถึง 1 μF

R ที่ใช้มีขนาด 10 โอห์ม ทนได้ 5W

ไดโอดเลือกขนาดที่ทนกระแสได้ประมาณ 10 A การกำหนดขนาดนี้ขึ้นอยู่กับโวลต์และความจุของตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 9

การออกแบบและการสร้างวงจรหลัก

วงจรหลัก (MAIN CIRCUIT)

วงจรหลัก เป็นวงจรส่วนกำลังที่ใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับโดยตรง วงจรในส่วนนี้ประกอบด้วยส่วนสำคัญ ดังนี้

1. วงจรส่วนแปลงไฟกระแสสลับเป็นไฟกระแสตรงแบบ 3 เฟส (THREE PHASES BRIDGE RECTIFIER)
2. วงจรส่วนควบคุมแรงดันไฟกระแสตรง (D.C. LINK VOLTAGE)
3. วงจรกรองความถี่ (FILTER)
4. วงจรแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับแบบ 3 เฟส (THREE PHASES INVERTER)
5. วงจรส่วนป้องกันวงจรหลัก (PROTECTION)

ซึ่งสามารถแสดงรูปวงจรหลักได้ดังรูปที่ 9.2

การทำงานของวงจรหลัก

9.1 วงจรส่วนแปลงไฟกระแสสลับเป็นไฟกระแสตรงแบบ 3 เฟส (THREE PHASES BRIDGE RECTIFIER)

วงจรส่วนนี้ประกอบด้วยไดโอด 6 ตัว ต่อกันแบบ BRIDGE เป็น DIODE BRIDGE RECTIFIER ซึ่งทำหน้าที่รับไฟ A.C. อินพุทจากไลน์ 3 เฟส แล้วเปลี่ยนเป็นไฟกระแสตรงที่มี RIPPLE ก่อนเข้าสู่วงจรกรองความถี่ชุดแรก ดังนั้นเพื่อที่จะรับไฟ A.C. อินพุทดังกล่าว BRIDGE DIODE นี้จะต้องสามารถรับอินพุทได้ ± 15 % ของแรงดันขาเข้า และต้องเผื่อ OVER VOLTAGE อีกค่ากระแสพิกัดต้องเผื่อไว้ในขณะที่เกิดการกระชากกระแสอีก 50 % สำหรับในกรณีของ BRIDGE RECTIFIER นี้ สามารถคำนวณหาแรงดันไฟกระแสตรงหลังจากผ่านวงจรส่วนแปลงไฟกระแสสลับเป็นกระแสตรง ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v = (3\sqrt{2}V)/\pi$$

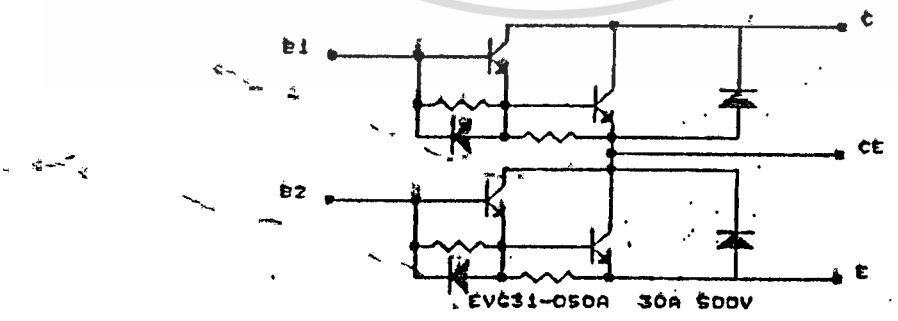
เมื่อ v = แรงดันไฟกระแสตรงทางด้านเอาท์พุท

V = แรงดันไฟกระแสสลับทางด้านอินพุท

9.2 วงจรส่วนควบคุมแรงดันไฟกระแสตรง

(D.C. LINK VOLTAGE)

สำหรับในส่วนนี้จะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ EVG31-050A เป็น POWER TRANSISTIOE MODULE มีการต่อทรานซิสเต่อร์ภายในตัวแบบ DARLINGTON ในพิกัดกระแส 30 A และทนแรงดัน 500 V เป็นอุปกรณ์ SWITCHING ดังแสดงในรูป และวงจรสามารถควบคุม duty cycle ของการสวิทช์ โดยส่วน control unit เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟกระแสตรงให้คงที่ โดยการปรับเปลี่ยน duty cycle เองโดยอัตโนมัติ และมีวงจร CURRENT PROTECTION เพื่อป้องกันการเปลี่ยนแปลง รวมทั้งวงจรขับเบส โดยจะมีช่วงการเปิดปิดของการสวิทช์ สำหรับช่วงเปิดทรานซิสเตอร์จะนำกระแสโดยพลังงานถูกสะสมใน L ผ่าน FREE WHEELING DIODE ซึ่งเป็นไดโอดชนิด FAST DIODE กระแสที่ได้จาก CHOPPER จะถูกกรองให้เรียบโดย LC FILTER ได้เป็นไฟกระแสตรงออกมาที่ส่วน D.C. LINK VOLTAGE เข้าวงจรหลักของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 9.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

9.3 <u>วงจรกรองความถี่</u> (FILTER)

เป็นวงจรสำหรับกรองความถี่เพื่อให้แรงดันไฟกระแสตรงเรียบขึ้น เนื่องจากกระแสที่ผ่านวงจรแปลงกระแสสลับเป็นไฟกระแสตรง (DIODE BRIDGE RECTIFIER) เป็นกระแสที่มี RIPPLE อยู่สูงมาก

ในวงจรกรองความถี่นี้ใช้ CAPACITOR ขนาด 13000 MFD 150 V. ต่อขนานรวมกัน 3 ตัว เพื่อให้สามารถทนต่อแรงดันคร่อม CAPACITOR ได้สูง นอกจากนี้ในวงจรกรองความถี่ในส่วนที่ 2 ยังมี L ขนาดใหญ่และเพื่อให้กระแสที่ผ่านวงจร CHOPPER ภายหลังจากการสวิทช์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เรียบเหมือนก่อนเข้าวงจร CHOPPER

9.4 <u>วงจรแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับแบบ 3 เฟส</u>

(THREE PHASES INVERTER)

วงจรส่วนนี้เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งอุปกรณ์สวิทช์ชิ่งเป็นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ EVG 31-050A พิกัดกระแส 30A และทนแรงดัน 500 V จำนวน 6 ตัวต่อกันแบบ BRIDGE ซึ่งสามารถควบคุมการทำงานโดยใช้วงจรสร้างสัญญาณ PWM แบบ SINUSOIDAL PWM ส่งสัญญาณ PWM ให้วงจรขับกระแสแบสที่ขาเข้าขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวเพื่อสร้างไฟกระแสสลับแบบ 3 เฟส สำหรับขับมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟกระแสสลับ และสามารถควบคุมความเร็วมอเตอร์ โดยการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณควบคุมได้อีกด้วย

9.5 <u>วงจรส่วนป้องกันวงจรหลัก</u> (PROTECTION)

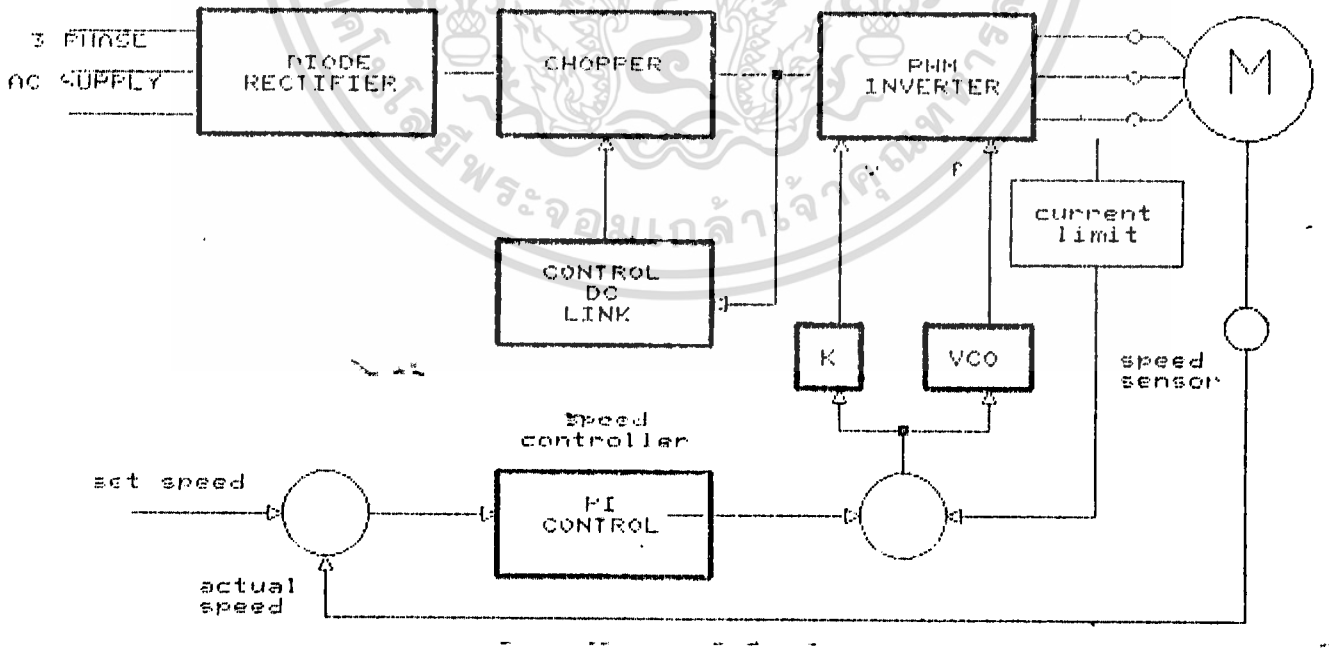
จากรูปแสดงวงจรหลัก จะเห็นว่ามีวงจรป้องกัน (PROTECTION CIRCUIT) เนื่องจากกระแสขาเข้าจากไลน์ และกระแสขาออกจากอินเวอร์เตอร์เข้ามอเตอร์ จะมีการใช้ CT (CURRENT TRANSFORMER) หม้อแปลงที่สามารถแปลงกระแสสัญญาณเป็นแรงดัน โดยนำตัวต้านทานมาต่อขนาน แล้วนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง ถ้ามีสัญญาณผิดปกติเข้ามาเกินค่าแรงดันอ้างอิงที่ตั้งไว้ วงจรจะหยุดการทำงานสามารถป้องกันวงจรไว้ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 10

การควบคุมมอเตอร์ให้คงที่แบบลูปปิด

จาก block diagram ของวงจรควบคุมแบบ close loop ในรูปที่ 10.1 ซึ่งใช้หลักการควบคุมแบบ PI การควบคุมจะเริ่มจากนำสัญญาณที่ได้จากตัวตรวจจับความเร็ว (speed sensor) มาทำการเปรียบเทียบกับค่าความเร็วของมอเตอร์ที่ต้องการ (set speed) เนื่องจากค่า set speed เป็นสัญญาณ DC voltage แต่สัญญาณที่ได้จาก speed sensor เป็นสัญญาณนาฬิกาดังนั้นจึงต้องทำการแปลงรูปสัญญาณนาฬิกานี้ให้อยู่ในลักษณะเดียวกับสัญญาณ set speed ก่อนโดยผ่านวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (Frequency to voltage)ซึ่งใช้ IC LM 2917 เป็นตัวทำงาน หลังจากทำการเปรียบเทียบค่าความคลาดเคลื่อน (error) ที่ได้จะถูกป้อนให้วงจรควบคุมแบบ PI เพื่อสร้างสัญญาณไปควบคุมการขับกระแสเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจร PWM inverter ที่ใช้สร้างไฟกระแสสลับสำหรับขับมอเตอร์ สัญญาณควบคุมนี้จะทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าลดลงจนเป็นศูนย์ เป็นผลให้มอเตอร์มีความเร็วคงที่ตามค่า set speed ที่ต้องการ



รูปที่10.แสดง block diagram ของวงจรควบคุมแบบลูปปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<u>ทฤษฎีการควบคุมแบบ PI</u>

<u>การควบคุมแบบ P</u>(Proportional controller)

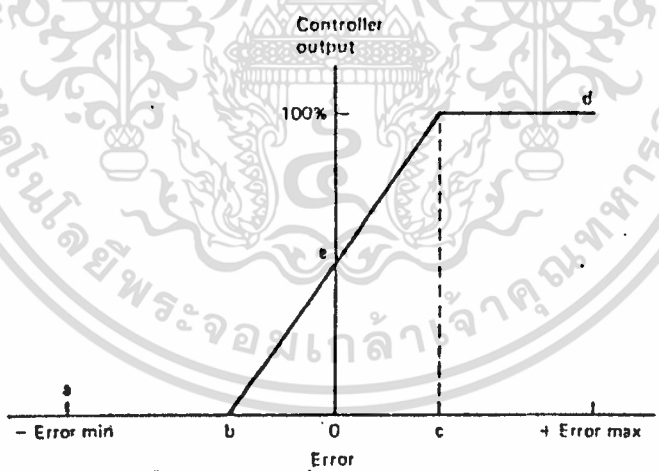
เมื่อ input ที่ป้อนให้วงจรควบคุมแบบ P เป็นสัญญาณ error ซึ่งได้จาก

$$v_{error} = v_{sp} - v_{pv}$$

output ที่ได้จะเป็นสัดส่วนกับ inputซึ่งเขียนสมการได้ดังนี้

$$v_{out} = k_p v_{error}$$

จากสมการจะได้กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง output กับ ค่าความคลาดเคลื่อนดังรูปที่ 10.2 ซึ่งอธิบายได้ว่า เมื่อค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าเป็นลบมากๆ outputของcontrollerจะ off (จุด a) ไม่ให้ output ออกมาจนกว่าค่าความคลาดเคลื่อนจะมีค่าน้อยลง(จุด b)ค่าความคลาดเคลื่อนที่เป็นบวกมากๆจะเป็นผลให้controller onให้outputออกมา 100%(จุด d)ในช่วง linear response region จากจุด b ถึง c ค่าของoutputของcontrollerจะเป็นสัดส่วนกับค่าความคลาดเคลื่อน



รูปที่ 10.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างoutputกับค่าความคลาดเคลื่อน

<u>การควบคุมแบบ I</u> (Integral controller)

จะทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของ output เป็นสัดส่วนกับค่าความคลาดเคลื่อนดังสมการ

$$dv_{out}/dt = k_i v_{error}$$

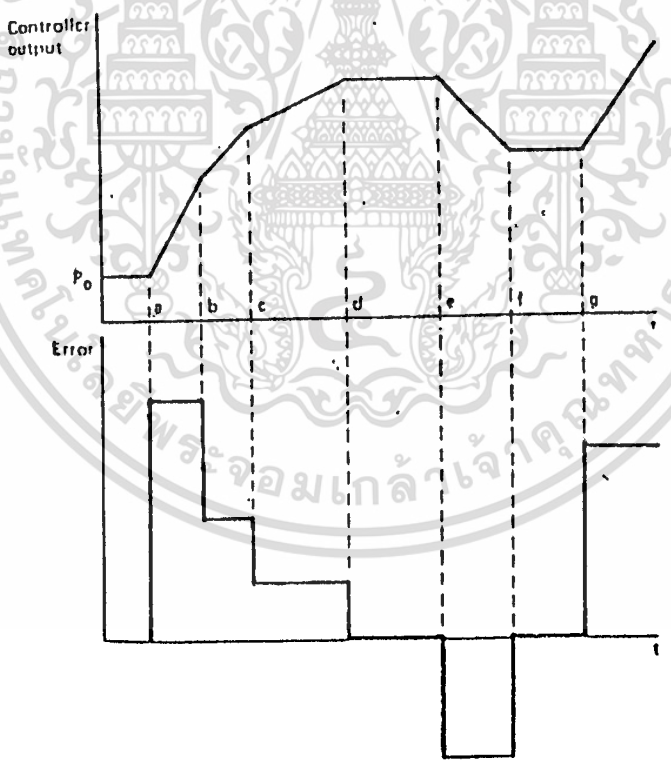
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างoutputกับค่าความคลาดเคลื่อนเทียบกับเวลาดังรูปที่ 10.3 ซึ่งอธิบายได้ว่า เมื่อค่าความคลาดเคลื่อนมีค่ามากค่าoutputของcontroller จะเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วตามค่าของค่าความคลาดเคลื่อน และเมื่อค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าลดลงค่า output ก็จะเปลี่ยนแปลงช้าลง จนเมื่อค่าความคลาดเคลื่อนลดลงจนเป็นศูนย์ค่า output ของ controllerจะคงที่ ไม่มีการเปลี่ยนแปลงจนกว่าจะมีค่าความคลาดเคลื่อนเกิดขึ้นอีก

เราสามารถหาค่า controller output ได้จาก

$$dv_{out} = k_1 v_{error} dt$$

$$v_{out} = k_1 v_{error} dt + v_o$$



รูปที่ 10.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง output และค่าความคลาดเคลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

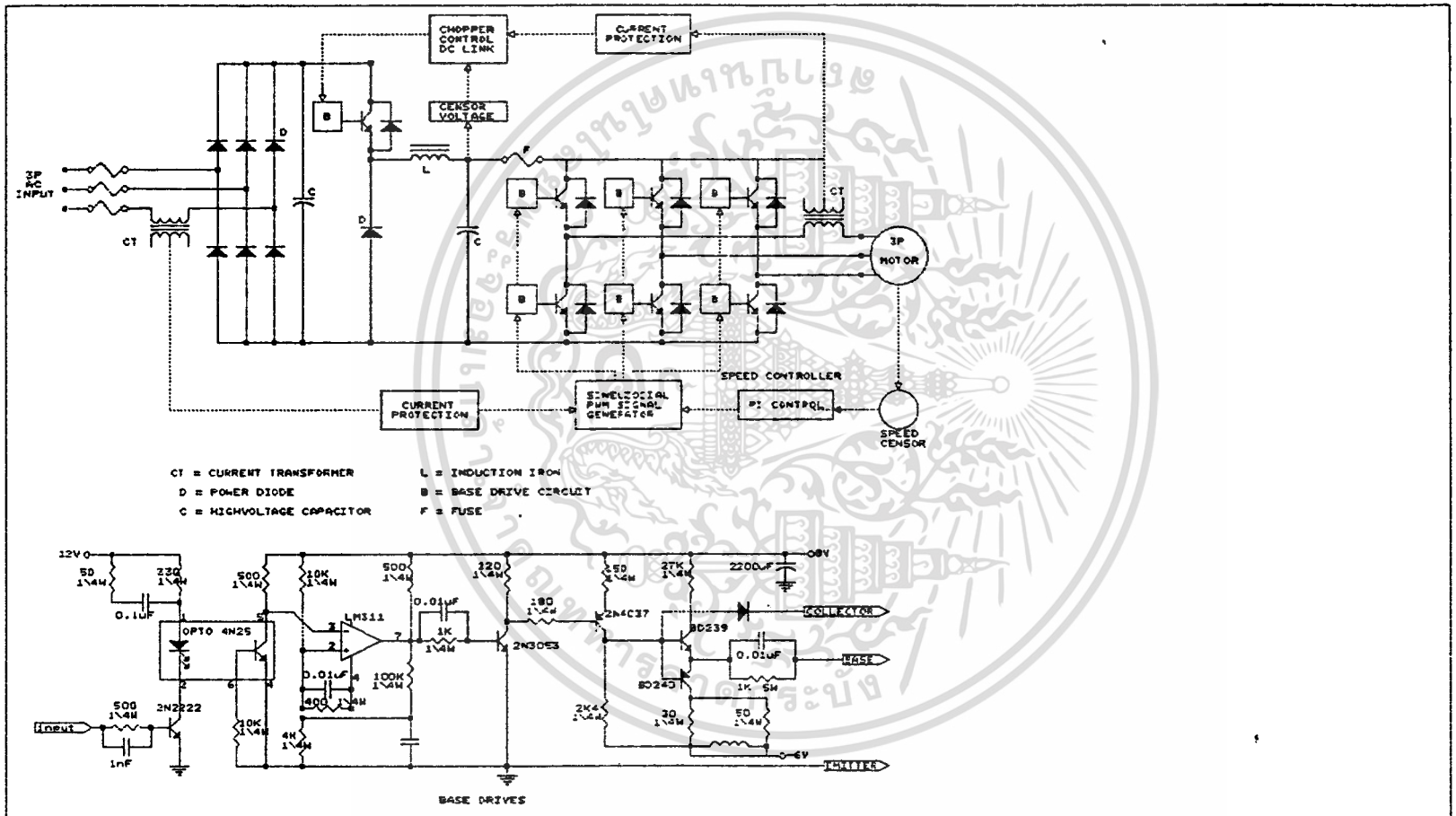
การควบคุมแบบ PI

เนื่องจากการควบคุมแบบ P ให้ผลตอบสนองต่อสัญญาณ error ได้อย่างรวดเร็วแต่ไม่สามารถกำจัด error ได้เพราะ output ของ controller เป็นสัดส่วนกับ error ส่วนการควบคุมแบบ I สามารถกำจัด error ได้อย่างสมบูรณ์โดยการตอบสนองต่อ error เป็น step ซึ่งต้องใช้เวลานานในการเข้าสู่สภาวะ steady-state จึงสามารถกำจัด error จนเป็นศูนย์ได้ ดังนั้นเพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพที่ดีและสามารถตอบสนองต่อ error ได้อย่างรวดเร็ว จึงต้องนำการควบคุมแบบ P และ I มาต่อรวมกัน เป็นการควบคุมแบบ PI (Proportional-Integral Controller) ซึ่งสามารถต่อเป็นวงจรได้ดังรูปที่ 10.4 ค่า k_p ในวงจรก็คือค่า gain ของ op-amp U4 ซึ่งมีค่าเท่ากับ R_2 / R_1 และค่า k_i เป็นค่า integral constant มีค่าเท่ากับ $-1/R_1C_1$ จากวงจรในรูปที่ 10.4 จะได้ค่าความสัมพันธ์ของ output และ ดังนี้

$$v_{out} = k_p v_{error} + k_p k_i \int v_{error}\, dt + v_o$$

การปรับค่า k_p และ k_i จะมีผลโดยตรงกับช่วงเวลาในการเข้าสู่สภาวะ steady-state ของระบบ ซึ่งถ้าปรับค่าสูงเกินไปก็จะทำให้ระบบเกิดการแกว่งไม่สามารถเข้าสู่สภาวะ steady-state ได้แต่ถ้าปรับค่าต่ำเกินไปก็จะทำให้ระบบใช้เวลานานมากในการเข้าสู่สภาวะ steady-state จึงควรปรับค่าทั้งสองให้เหมาะสมกับระบบที่ใช้งานด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Size	Document Number	REV
B		
Date: August 7, 1991	Sheet of	

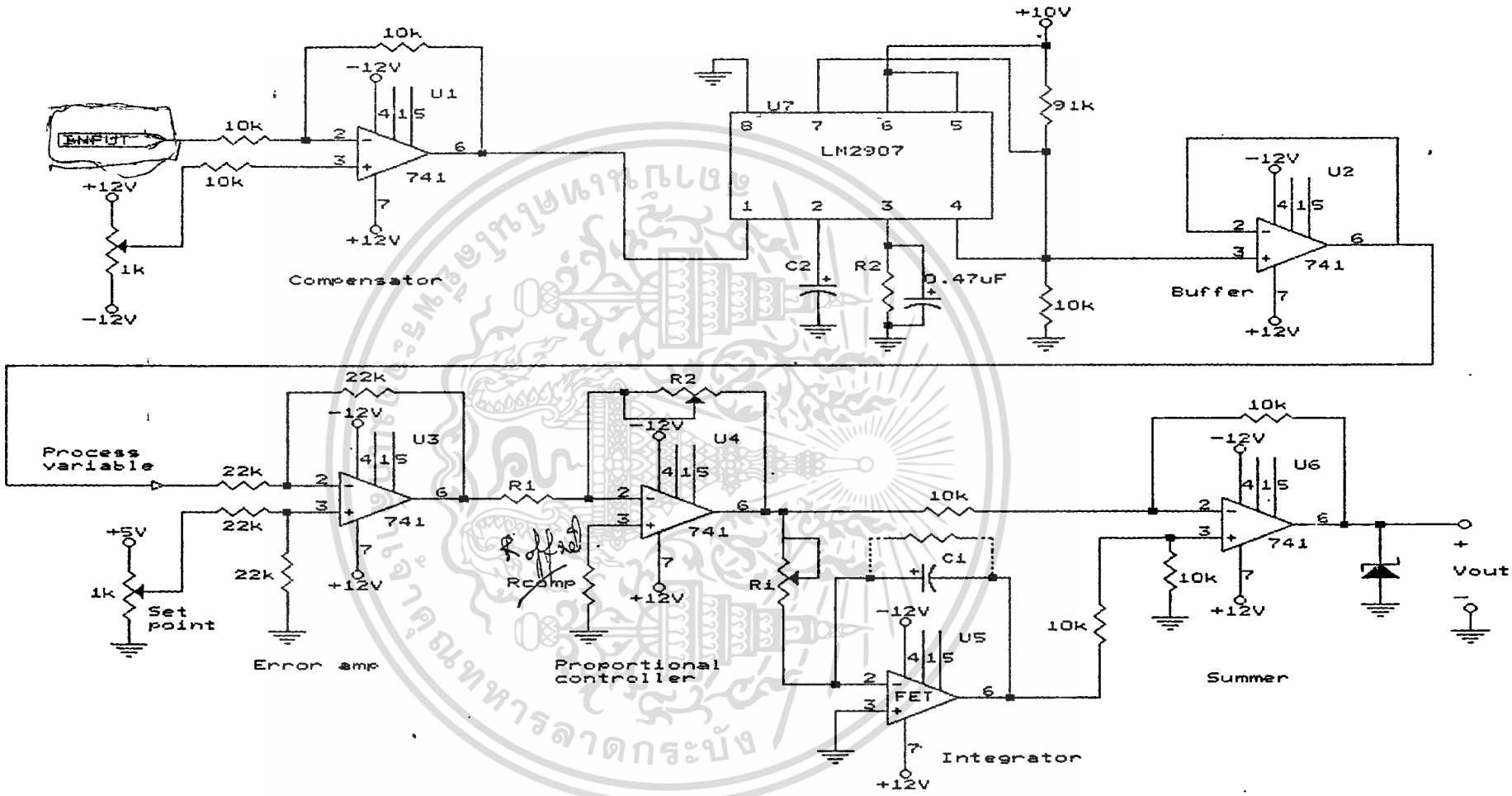


Figure 1 Proportional-integral controller

Size	Document Number	RE
A		
Date: October 30, 1991	Sheet of	

ผลการทดลอง

จากการใช้การควบคุมแบบลูพปิด โดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอ ได้ค่าดังนี้

ขณะ NO LOAD

SET POINT (volt)	SET SPEED (rpm)	ACTUAL SPEED (rpm)
1.0	1,000	1,000-1,001
1.1	1,100	1,099-1,100
1.2	1,200	1,200-1,201
1.3	1,300	1,300-1,302
1.4	1,400	1,397-1,401
1.5	1,500	1,497-1,500
1.6	1,600	1,600-1,601
1.7	1,700	1,701-1,703
1.8	1,800	1,801-1,802
1.9	1,900	1,899-1,900
2.0	2,000	2,001-2,002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะที่โหลด 1 กิโลกรัม

SET POINT (volt)	SET SPEED (rpm)	ACTUAL SPEED (rpm)
1.0	1,000	995-1,006
1.1	1,100	1,096-1,104
1.2	1,200	1,200-1,204
1.3	1,300	1,298-1,302
1.4	1,400	1,397-1,401
1.5	1,500	1,497-1,500
1.6	1,600	1,592-1,603
1.7	1,700	1,701-1,706
1.8	1,800	1,797-1,802
1.9	1,900	1,899-1,906
2.0	2,000	2,003-2,009

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่โหลด 2 กิโลกรัม

SET POINT (volt)	SET SPEED (rpm)	ACTUAL SPEED (rpm)
1.0	1,000	980-1,001
1.1	1,100	1,098-1,110
1.2	1,200	1,200-1,201
1.3	1,300	1,300-1,303
1.4	1,400	1,397-1,404
1.5	1,500	1,497-1,503
1.6	1,600	1,601-1,607
1.7	1,700	1,698-1,703
1.8	1,800	1,795-1,802
1.9	1,900	1,899-1,909
2.0	2,000	1,996-2,005

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่โหลด 3 กิโลกรัม

SET POINT (volt)	SET SPEED (rpm)	ACTUAL SPEED (rpm)
1.0	1,000	994-1,005
1.1	1,100	1,098-1,110
1.2	1,200	1,200-1,212
1.3	1,300	1,291-1,302
1.4	1,400	1,397-1,409
1.5	1,500	1,497-1,506
1.6	1,600	1,600-1,610
1.7	1,700	1,701-1,709
1.8	1,800	1,796-1,802
1.9	1,900	1,899-1,905
2.0	2,000	2,001-2,010

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 11

สรุป และ วิเคราะห์ผลการทดลอง

จากผลการทดลองค่าแอคชวลสปีดที่วัดจาก ทาโคมิเตอร์มีค่าคลาดเคลื่อนไปจากค่าเซ็ตสปีดที่ต้องการในขณะ ไม่มีโหลดประมาณ 0.1เปอร์เซ็นต์ และขณะมีโหลดประมาณ 1 เปอร์เซ็นต์ ของค่าเซ็ตสปีด ทั้งนี้มีสาเหตุจากหลายประการที่ทำให้ พีไอคอนโทรลเลอร์ ไม่สามารถปรับตัวเข้าสู่สภาวะคงตัวได้

1.เครื่องมือวัดความเร็วรอบ(Tachomiter) ที่ใช้เป็นตัวส่งสัญญาณป้อนกลับให้กับส่วนควบคุมพีไอ มีสัญญาณคล็อกแกว่ง

2.แหล่งจ่ายไฟ(power supply) ที่ป้อนให้กับส่วนควบคุม พีไอไม่เรียบพอมีสัญญาณรบกวน

3.เกิดสัญญาณรบกวน(noise) จากการหมุนของมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอกราบขอบพระคุณอาจารย์ วิจิตร กิณเรศ และ อาจารย์ ศุภกิจ จูตะวิริยะ ที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาและแก้ไขปัญหาต่างๆ ทั้งทางด้านทฤษฎีและปฏิบัติตลอดการทำปริญญานิพนธ์นี้

นอกจากนี้ยังขอบคุณ คุณวุฒิพงษ์ วีระวัฒนากร คุณวีระวัฒน์ ปัณฑวังกูร และคุณวิชิต ลิ่วคงสถาพร ที่มีส่วนช่วยในการทำปริญญานิพนธ์นี้

และสุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และ ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม ที่ได้ให้ใช้สถานที่ และเครื่องมือต่างๆที่ใช้ในการทดลองต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้