การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ด้วย พี-ดับ-บลิว-เอ็ม อินเวอร์เตอร์

ชนิดใช้ทรานซิสเตอร์

.3 PHASE PWM TRANSISTOR

A.C. DRIVE.

B.E.2533 (1990)

การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วย พี-ดับ-บลิว-เอ็ม อินเวอร์เตอร์ ชนิดใช้ทรานซิสเตอร์

.3 PHASE PWM TRANSISTOR A.C. DRIVE.

จัดทำโดย

นาย	กิตติชัย	ตั้งทรงสุวรรณ์	รหัส	30-1016.
Mr.	KITTICHAI	TANGSONGSUWAN	No.	30-1016.
นาย	ศรีทิพย์	ทองคำ	รหัส	30-1273.
Mr.	SRETIP	THONGKOM	No.	30-1273.

นักศึกษา ภาควิชาไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

อาจารย์ที่ปรึกษา

นาย วิจิตร กิณเรศ

อาจารย์ประจำภาควิชาไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

.ADVISER.

Mr.VIJIT KINARATE.
LECTURER IN DEPARTMENT OF ELECTRICAL
FACULTY OF ENGINEERING
KINGMONGKUT INSTITUTE OF TECHNOLOGY CHOAKUN-THAHARN LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

028820

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2533.

ภาควิชาไฟฟ้า.

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

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

ผู้จัดทำ

นาย กิตติชัย ตั้งทรงสุวรรณ์ 30-1016.

นาย ศรีชิปย์ ทองคำ 30-1273.

(_____) อาจารย์ที่ปรึกษา

นาย วิจิตร กิณเรศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้าที่
บทคัดย่อ	
ABSTRACT	
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ	2
1.1.1 การปรับความเร็วโดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วแม่เหล็ก	
1.1.2 การปรับความเร็วโดยการเปลี่ยนความถี่	
1.2 แนะนำอุปกรณ์สวิทช์ชิ่งแบบเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์	6
1.2.1 ข้อมูลสำคัญที่ใช้ในการเลือกเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์	
1.2.2 เพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์แบบ Darlington	
1.2.3 เหตุผลที่เสนอเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิทช์ชิ่งในวงจรอินเวอร์เตอร์	
บทที่ 2 แนะนำอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป	10
2.1 การแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ	10
2.2 ระบบการใช้งานของอินเวอร์เตอร์	11
2.2.1 VOLTAGE-FED INVERTER	
2.2.2 CURRENT-FED INVERTER	
บทที่ 3 แนะนำเร็คติไฟร์เออร์โดยทั่วไป	15
3.1 วงจรเร็คติไฟร์เออร์	15
บทที่ 4 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดมอดูเลชั่น	18
4.1 รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ	18
4.2 การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม	19
4.3 การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบเนเทอรอลและแบบเรกูลาร์	20
4.3.1 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทรอลแซมพลิง	
4.3.2 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5 ทฤษฎีและหลักการสร้างสัญญาณดีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบที่ใช้งาน 24

5.1 การทำงานในโหมดต่างๆของอินเวอร์เตอร์ 24

5.1.1 โหมดอะซิงโครนัส

5.1.2 โหมดซิงโครนัส

5.1.3 โหมดโอเวอร์มอดูเลทชั่น

5.2 การรักษาอัตราส่วนระหว่างแรงดันมูลฐานต่อความถี่มูลฐานคงที่ 27

5.3 การได้รับประโยชน์จากแรงดันไฟกระแสตรง 29

5.4 อัตราส่วนของความถี่แคเรียร์ต่อความถี่อ้างอิงและการเปลี่ยน

จำนวนพัลส์ต่อไซเคิล 32

บทที่ 6 การออกแบบและการสร้างวงจรควบคุมแบบสัญญาณดีดับบลิวเอ็ม 40

6.1 การสร้างสัญญาณคลื่นซายน์อ้างอิง 3 เฟส 40

6.1.1 การสร้างข้อมูลของสัญญาณซายน์

6.1.2 การสร้างสัญญาณซายน์

6.1.3 ตารางแสดงข้อมูลที่เก็บในหน่วยความจำแบบ EPROM

6.2 วงจรเปลี่ยนความถี่ 46

6.2.1 เฟสล็อกลูป

6.2.2 วงจรหาร N

6.2.3 วงจร Multiplexer

6.2.4 วงจรส่วน one shot frequency detector

6.3 วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน 50

6.4 การสร้างสัญญาณคลื่นฟันเลื่อยแคเรียร์ 52

6.5 การชดเชยระดับแรงดันของสัญญาณอ้างอิงและสัญญาณแคเรียร์ 53

6.6 การเปรียบเทียบแรงดันของสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณแคเรียร์ 54

บทที่ 7 การควบคุมระดับแรงดันไฟกระแสตรงที่วงจรกำลังให้คงที่ 56

บทที่ 8 การป้องกันวงจรควบคุม 59

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 9 การควบคุมความเร็วมอเตอร์ให้คงที่ แบบลูปปิด 61

9.1 วงจรส่วนลูปปิด 61

9.2 การควบคุมแบบ P 61

9.3 การควบคุมแบบ I 62

9.4 การควบคุมแบบ PI 63

บทที่ 10 การขับกระแสเบสและสนับเบอร์ 64

10.1 การขับกระแสเบส 64

10.2 สนับเบอร์ 66

บทที่ 11 การออกแบบและการสร้างวงจรหลัก 67

11.1 วงจรส่วนแปลงไฟกระแสสลับเป็นไฟกระแสตรงแบบ 3 เฟส 67

11.2 วงจรส่วนควบคุมแรงดันไฟกระแสตรง 68

11.3 วงจรกรองความถี่ 69

11.4 วงจรแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับแบบ 3 เฟส 69

11.5 วงจรป้องกันวงจรหลัก 69

บทที่ 12 ผลการทดลอง 70

12.1 ผลการทดลอง 70

12.2 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง 85

บทที่ 13 สรุปและข้อเสนอแนะ 88

ภาคผนวก 91

หนังสืออ้างอิง

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมความเร็ว มอเตอร์เหนี่ยวนำ
ด้วยพี-ดับ-บลิวเอ็ม อินเวอร์เตอร์ ชนิดใช้ทรานซิสเตอร์

นาย กิตติชัย ตั้งทรงสุวรรณ์ 30.1016
นาย ศรีชัยย์ ทองคำ 30.1273
นักศึกษาภาควิชาไฟฟ้า
อาจารย์วิจิตร กิณเรศ
อาจารย์ที่ปรึกษา

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เกี่ยวกับเทคนิคการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสด้วยโวลท์เตจซอร์สอินเวอร์เตอร์ ที่มีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์สวิทช์ชิ่ง.

เทคนิคการควบคุมใช้หลักการควบคุมแบบพัลส์วิดธ์มอดดูเลท ที่มีการเปลี่ยนเกียร์ได้อย่างอัตโนมัติ วิธีการนี้จะจำกัดความถี่ของการสวิทช์ชิ่งอยู่ในขอบเขตที่กำหนด โดยการเปลี่ยนจำนวนพัลส์ PWM ต่อครึ่งไซเคิล อย่างทันทีทันใด ในช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ต่ำ จะให้จำนวนพัลส์PWM สูง ในช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์สูง จะให้จำนวนพัลส์ลดลงได้อย่างต่อเนื่องจนเป็น SQUARE WAVE ทั้งนี้ วัตถุประสงค์เพื่อลดฮาร์โมนิคในกระแสที่จ่ายให้แก่มอเตอร์ และลดการสูญเสียของการสวิทช์ชิ่งในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สัญญาณ PWM ได้จากการเปรียบเทียบกันระหว่างสัญญาณคลื่น SINE และฟันเลื่อย (SAW TOOTH) โดยอาศัยเทคนิคทางดิจิตอลและอนาลอก ทำให้ต่อการควบคุม

นอกจากนี้ วงจรหลักยังมีส่วนควบคุมแรงดันไฟกระแสตรงให้คงที่ เพื่อจ่ายให้แก่อินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดัน และส่วนควบคุมความเร็วมอเตอร์คงที่ เมื่อมีการเพิ่มภาระแก่มอเตอร์ เป็นวงจรแบบปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3 PHASE PWM TRANSISTOR A.C. DRIVE

MR. KITTICHAI TANGSONGSUWAN NO. 30-1016
MR. SRETIP TONGKOM NO. 30-1273
STUDENT
MR. VIJIT KINARATE
ADVISOR

ABSTRACT

This project presents a technique for 3 phase induction motor speed control by using voltage-source transistorized PWM inverter.

The control method is an automatic gear changing PWM controlled techinque. Switching frequency is limited in the specific boundary by suddenly changing PWM pluse number per half cycle, in lower region of inverter frequencies the pulse numbet is high, in higher region frequencies the pulse number is reduced and also eventually transited to square wave so that the harmonic in voltage and current motor supplied and transistor switching lossed is reduced. PWM pattern is generated by digital techique to compare sinusoidal with sawtooth which is easy to control.

Main circuit has the part of control d.c. voltage level which hold d.c.link is constant. Besides, the system has close loop speed. It keep constant speed when load is increased.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

ในปัจจุบันได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องและกว้างขวาง ของอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการขับมอเตอร์เหนี่ยวนำ (Induction Motor) เมื่อเทียบกับการพัฒนาการควบคุมมอเตอร์กระแสตรง(D.C. Motor) ทั้งนี้เนื่องมาจาก มอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งมีคุณสมบัติหลายประการที่ดีกว่ามอเตอร์กระแสตรง

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้งานในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ต้องสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ซึ่งจะทำหน้าที่เชื่อมโยงระหว่างระบบจ่ายไฟ (Utility Power System) และมอเตอร์ ต้องมีคุณสมบัติพื้นฐาน ที่สอดคล้องดังต่อไปนี้

1.สามารถที่จะปรับความถี่ได้ เป็นสัดส่วนกับความเร็วรอบที่ต้องการ

2.สามารถปรับแรงดันขาออก เพื่อที่จะรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ ให้คงที่ตลอดช่วงที่แรงบิดคงที่ ตามที่ต้องการ

3.สามารถจ่ายกระแสได้เต็มพิกัด ที่ความถี่ใดความถี่หนึ่ง ซึ่งอยู่ในช่วงของแรงบิดคงที่ ที่ต้องการ

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ส่วนใหญ่จะเป็นแบบ Six step และ PWM แบบ Six step จะใช้งานได้ดีที่ย่านความถี่สูง เนื่องจาก Switching loss น้อย และผลของฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำจะถูกกรองไปเมื่อใช้งานที่ความถี่สูง ส่วนแบบ PWM นั้นจะใช้งานได้ดีที่ย่านความถี่ต่ำทั้งนี้เพราะสามารถลดทอนองค์ประกอบฮาร์โมนิคส์อันดับต่ำๆได้

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1 ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับที่ใช้งานกันในโรงงานอุตสาหกรรมปัจจุบันมีมากมายหลายแบบ แต่ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะมอเตอร์กระแสสลับแบบเหนี่ยวนำเท่านั้น สำหรับมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำนี้เป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับมีสนามแม่เหล็กหมุนที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าของตัวสเตเตอร์ ซึ่งมีความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนหรือความเร็วซิงโครนัสเป็นไปตามสมการ

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

โดยที่ n_s เป็นความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุน (รอบ/นาที)

f เป็นความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่ป้อนให้กับขดลวดมอเตอร์ (เฮรตซ์)

p เป็นจำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์

ตามสมการ (1) นั้น มิใช่เป็นค่าความเร็วที่แท้จริงของมอเตอร์เพราะว่ายังมีค่าแฟกเตอร์ที่เป็นตัวแปรอีกตัวหนึ่งคือค่าสลิป (slip;s) ซึ่งจะทำให้ความเร็วรอบที่แท้จริงของมอเตอร์มีค่าต่ำกว่าดังความสัมพันธ์ในสมการ (2)

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

หรือ $n_r = (1-S)n_s$

จากสมการที่กล่าวมาข้างต้นจะเห็นได้ว่าการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์สามารถกระทำได้ 2 ลักษณะ คือการปรับค่าความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าและการปรับจำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์นอกจากนี้ยังมีอีกวิธีหนึ่งที่สามารถเปลี่ยนความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ คือการเปลี่ยนขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์ ซึ่งวิธีนี้สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับมักไม่ค่อยนิยมใช้เพราะว่าประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์ค่อนข้างจะต่ำนั่นเอง

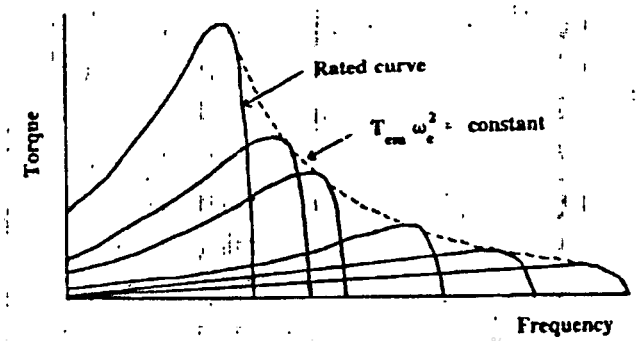
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1.1 การปรับความเร็วโดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วแม่เหล็ก

วิธีนี้เป็นการตัดต่อขดลวดที่ตัวสเตเตอร์ให้มีจำนวนขั้วตามต้องการโดยปลายของขดลวดจะถูกนำออกมาต่อกับสวิตช์เพื่อให้สามารถเปลี่ยนการต่อได้ง่ายและวิธีนี้จะใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบกรงกระรอก (squirrel cage) เท่านั้นอนึ่งการต่อสวิทช์ขดลวดทำให้ไม่สามารถเปลี่ยนจำนวนขั้วได้มากนัก และสามารถปรับความเร็วไม่เกิน 4 ระดับเท่านั้นอย่างไรก็ดีวิธีการนี้ เราไม่สามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ให้เพิ่มขึ้น หรือลดลงอย่างต่อเนื่องได้

1.1.2 การปรับความเร็วโดยการเปลี่ยนความถี่

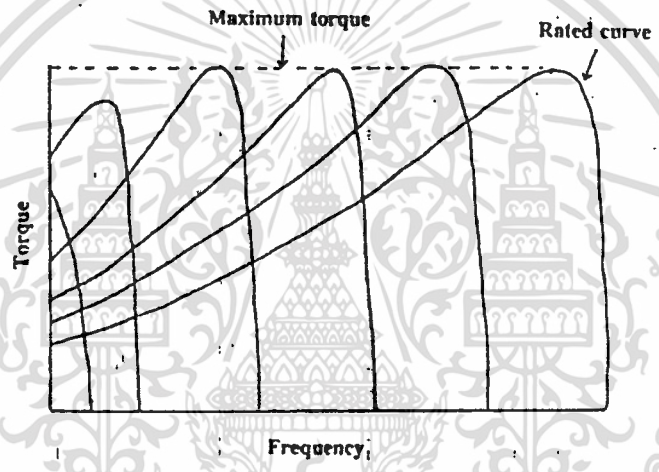
จากสมการ (1) จะเห็นว่าความเร็วซิงโครนัสของมอเตอร์เหนี่ยวนำแปรผันตรงกับความถี่ ดังนั้นจึงสามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ ซึ่งการปรับความถี่นี้เพื่อที่จะทำให้มอเตอร์มีค่าของความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กคงที่เราจะต้องปรับขนาดของแรงดันไฟฟ้าให้ได้อัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่คงที่ด้วย โดยวิธีนี้ก็จะได้ค่าทอร์คสูงสุดมีค่าคงที่และมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีคุณลักษณะคล้ายกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยกที่มีค่าฟลักซ์แม่เหล็กคงที่แต่ปัญหาที่สำคัญอย่างหนึ่งก็คือ การหาแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่สามารถปรับความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงนั้นค่อนข้างยากซึ่งวิธีที่นิยมใช้กันมากในปัจจุบัน คือ การใช้เครื่องแปลงผันความถี่แบบโซลิดสเตท (soldstate inverter) สำหรับการเปลี่ยนความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้กับตัวขดลวดสเตเตอร์มีอยู่หลายแบบได้แก่ Voltage-Fed Inverter, Current- FedInverter และ Cycloconverter เป็นต้นแต่ระบบที่ใช้กันส่วนใหญ่ในปัจจุบันจะเป็นแบบ Voltage-Fed Inverter



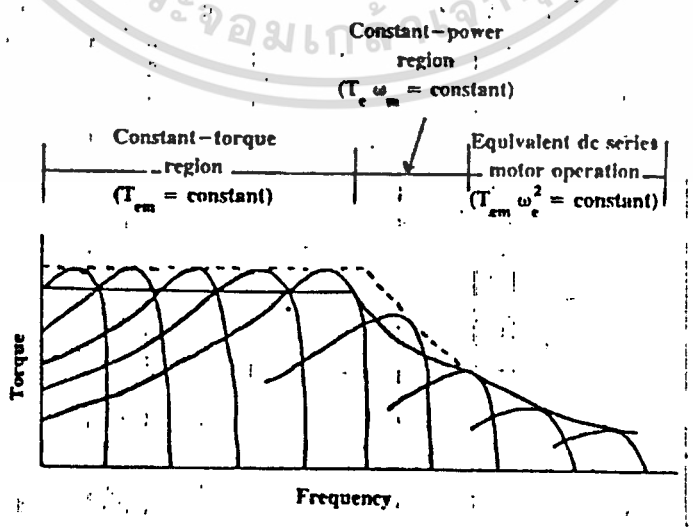
รูปที่1.1 รูปแสดงทอร์คความเร็วที่แรงดันที่กำหนดและความถี่ถูกเพิ่มสูงกว่าที่กำหนด

เอกสารนี้ [illegible] ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หากพิจารณาผลของการเปลี่ยนความถี่ต่อคุณลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะพบว่า ถ้าหากแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์คงที่แล้วเพิ่มความถี่ให้สูงกว่าความถี่ที่กำหนด (rated fre-quency) จะทำให้ฟลั๊กซ์แม่เหล็กในช่องอากาศระหว่างโรเตอร์และสเตเตอร์ลดลงด้วย ซึ่งจะทำให้มอเตอร์ทำงานคล้ายกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม เมื่อความถี่ของแหล่งจ่ายแรงดันสูงขึ้น ดังแสดงในรูปแต่ถ้าลดค่าความถี่ลงต่ำกว่าที่กำหนดก็มีผลทำให้ฟลั๊กซ์แม่เหล็กมีค่าสูงขึ้น แกนเหล็กจะอิ่มตัวนั่นคือ กระแสจะไหลเข้ามอเตอร์มาก ดังนั้นในย่านความถี่ต่ำกว่าที่กำหนด ควรมีการลดแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายเข้ามอเตอร์ด้วยเพื่อให้ฟลั๊กซ์แม่เหล็กคงที่



รูปที่1.2 แสดงทอร์คความเร็วที่แรงดัน/ความถี่คงที่



รูปที่1.3 รูปแสดงทอร์คความเร็วเมื่อแหล่งจ่ายไฟเป็นแบบปรับความถี่และแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามรูปแสดงให้เห็นถึงเส้นโค้งของทรอ์คและความเร็วในกรณีที่แรงดัน/ความถี่คงที่ จะเห็นว่าค่าทอร์คสูงสุดจะคงที่ยกเว้นในช่วงความถี่ต่ำมากค่าทอร์คจะลดลง ดังนั้นในบริเวณนี้จะต้องมีการเพิ่มแรงดันชดเชยผลของแรงดันตกด้วย

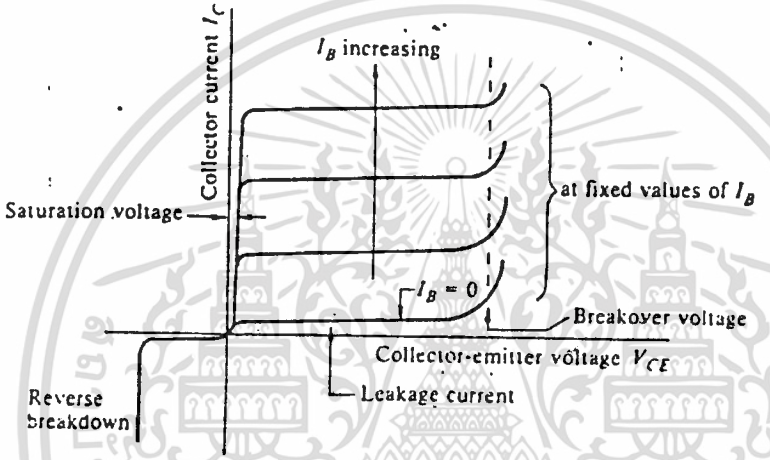
ในระบบควบคุมความเร็วแบบปรับแรงดันและความถี่จะทำให้มอเตอร์ทำงานที่ค่าสลิปต่ำทุกความเร็วนั่นคือ ทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์มีค่าสูง นอกจากนี้มอเตอร์ยังสามารถเริ่มหมุนได้ด้วยค่าทอร์คสูงสุดอีกด้วย แสดงดังรูปซึ่งเป็นเหตุผลที่ว่าทำไมระบบขับเคลื่อนหรือปรับความเร็วมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำส่วนใหญ่จะเป็นชนิดที่ปรับความถี่และปรับแรงดันเกือบทั้งสิ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 แนะนำอุปกรณ์สวิทช์ชิ่งแบบเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์

Power Transister

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 จะเป็นดังรูป

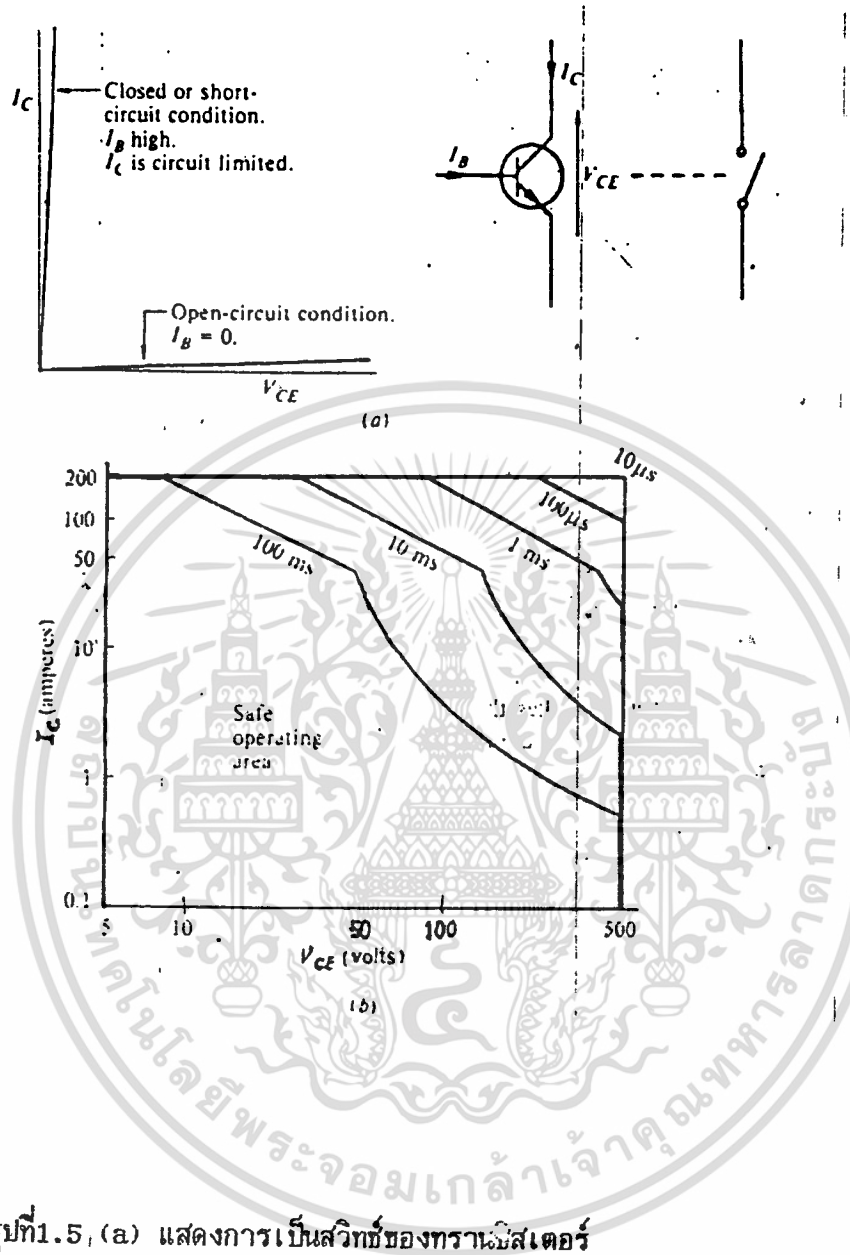


รูปที่1.4 รูปแสดงคุณสมบัติของ Transister N-P-N

เมื่อมีค่า V_{CE} เพิ่มขึ้นเรื่อยๆจะเกินจุด Breakover voltage จะทำให้ทรานซิสเตอร์พังได้ หรือเมื่อป้อน reverse Voltage ที่ V_{CE} จะเกิด Breakdown ระหว่าง V_{BE} ประมาณ 10V ดังนั้นเพื่อป้องกันกรณีนี้เกิดขึ้น จึงได้ต่อไดโอดคร่อมระหว่างขา C กับ E ดังรูปที่แสดงลักษณะของทรานซิสเตอร์แบบดาร์ลิงตัน

ในการนำไปใช้งานจะใช้เป็นสวิทช์ปิดเปิด เมื่อมีกระแสเบสจะเป็นการปิดสวิทช์ เมื่อนำกระแสเบสออกจะเป็นการเปิดสวิทช์ซึ่งกระแสเบสจะต้องมากพอที่จะให้ทรานซิสเตอร์ Suturation ได้ซึ่งก็คือการปิดสวิทช์นั่นเอง เพื่อให้ทรานซิสเตอร์ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพจะต้องไม่เกินค่า I_C, V_{CE} ที่กำหนดซึ่งอยู่ภายในบริเวณที่เรียกว่า Safe Operation area ดังรูปส่วนค่าเวลาในรูปเป็นคาบเวลาของการสวิทช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่1.5 (a) แสดงการเป็นสวิทช์ของทรานซิสเตอร์

(b) ย่านการใช้งานที่ปลอดภัย(safe operating area)

1.2.1 ข้อมูลสำคัญที่ใช้ในการเลือก Power Transistor

1. V_{CES}, V_{CEX} โวลท์ตกคร่อม V_{CE} ได้สูงสุดเมื่อไม่มีกระแส,แรงดันย้อนกลับสูงสุดตามลำดับ

2. V_{CE} (SAT) โวลต์เมื่อทรานซิสเตอร์ saturate ค่านี้จะต่างกันเมื่อค่ากระแสเบสต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

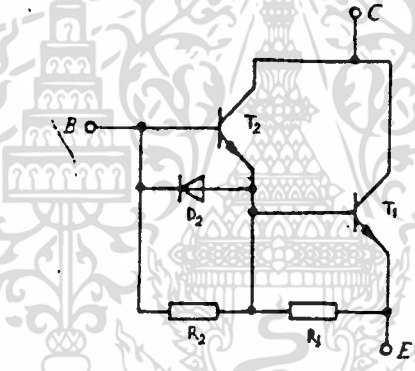
3. ค่า $h_{FE} = I_c/I_B$ เมื่อทรานซิสเตอร์ Saturate ค่านี้จะเปลี่ยนแปลงไปขึ้นอยู่กับกระแส Collector และอุณหภูมิ

4. $I_{C(SAT)}$ คือค่ากระแส Collector สูงสุดที่ $V_{CE(SAT)}$

5. ton, t_s, t_f ช่วงเวลาเปิด, starage time, ช่วงเวลาปิด ของ Transistor

1.2.2 Transistor แบบ Darlington

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นแบบ Darlington ดังรูป



รูปที่1.6 รูปแสดง Power transistor ที่ต่อแบบดาร์ลิงตัน

FUJI ELECTRIC

EvG 31-050A

30 A 500 V

กระแสอีมิเตอร์ของ T_2 จะไปขับทรานซิสเตอร์หลัก 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 จะต้องทนกระแสและโวลต์ได้เท่ากันอย่างไร T_2 อาจจะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

น้อยกว่าเล็กน้อย เมื่อปิดสวิทช์ (ทรานซิสเตอร์ทำงาน) V_{CB} ของ T_1 จะเท่ากับ V_{CE} ของ T_2 ซึ่งเป็นการป้องกันการ over-saturation ของ T_1

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นแบบโมดูล ใน โมดูลจะมี Transistor แบบ Darlington (รูปที่ 6) ต่อกัน 2 ตัว อัตราการทนของกระแสทนได้คือ 30 A 500V สวิทช์ได้ในช่วง 0-3K Hz

1.2.3 เหตุผลที่เลือก Transistor เป็นอุปกรณ์สวิทช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์

การใช้ Transistor ดีตรงที่ไม่จำเป็นต้องมีวงจร Commu. tating เหมือนกับ Thyristor ซึ่งมันสามารถหยุดนำกระแสได้โดยเพียงแต่เอาสัญญาณที่ขับเบสออกเท่านั้น การสวิทช์ต้องอยู่ในที่มันสามารถสวิทช์ได้ และสามารถสวิทช์ได้เร็วกว่า Thyristor จึงทำให้ใช้งานในช่วงความถี่สูงและแบบ PWM ได้ ข้อเสียคือจะต้องมีกระแสตลอดเวลาและทน Volt ได้น้อยกว่า Thyristor แต่ก็มีน้ำหนักเบากว่าอีกทั้งราคาถูกทำให้ประหยัดอีกด้วย

สิ่งสำคัญที่ต้องระวังคือต้องไม่ให้ Transistor ที่อยู่ในแกนเดียวกันทำงานพร้อมกันเพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรทำให้อุปกรณ์เสียหายได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
028820

บทที่ 2

แนะนำอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป

2.1 การแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ (INVERTER)

การแปลงไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ นิยมเรียกว่าอินเวอร์เตอร์ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงหรือควบคุมแรงดันไฟและความถี่ของไฟกระแสสลับได้ อินเวอร์เตอร์ได้นำไปใช้ประโยชน์ต่างๆ ได้เช่น

1. แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับสำรอง เมื่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหลักเกิดขัดข้องขึ้นซึ่งเรียกแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับนี้ว่า STATAND-BY POWER SUPPLIES หรือ UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES ใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำรองสำหรับเครื่องมือที่สำคัญ เช่นคอมพิวเตอร์ โดยเมื่อแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับหลักเกิดขัดข้อง TRANSTER SWITCH จะต่อระบบอินเวอร์เตอร์จ่ายไฟกระแสสลับแทนแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับหลัก โดยแปลงไฟจากแบตเตอรี่

2. ใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสสลับโดยการเปลี่ยนความถี่ เมื่อความถี่ของไฟฟ้ากระแสสลับเปลี่ยนแปลง ความเร็วของมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงตามสมการ

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

โดย N = ความเร็วรอบเป็นรอบต่อนาที

f = ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟเป็นไซเคิลต่อวินาที

และ P = จำนวนโพลของมอเตอร์

ในการควบคุมนี้จะต้องรักษาให้อัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่ที่จ่ายเข้ามอเตอร์จะต้องคงที่ เมื่อต้องการใช้แรงบิด (TORQUE) คงที่ ทุกๆ ความเร็วที่เปลี่ยนแปลง

3. ใช้แปลงไฟฟ้าจากระบบส่งกำลังไฟฟ้าแรงสูงชนิดไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อจ่ายให้กับผู้ใช้

4. ใช้ในเตาถลุงเหล็กที่ใช้ความถี่สูง ซึ่งใช้หลักการเหนี่ยวนำด้วยสนามแม่เหล็กทำให้ร้อน (INDUCTION HEATING)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

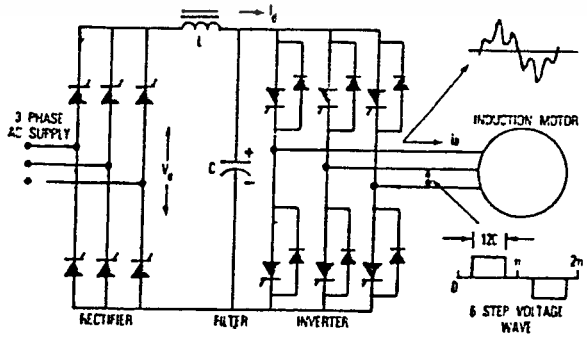
วงจรอินเวอร์เตอร์สามารถใช้สารกึ่งตัวนำที่ทนแรงดันและกระแสไฟฟ้าสูงๆ ได้เช่น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เอสซีอาร์ เป็นต้น แต่ในปริญญานิพนธ์นี้เลือกใช้อุปกรณ์สวิทชิ่งแบบ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีข้อดีคือ การทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในแบบสวิทชิ่งในย่านคัดออฟ และอิ่มตัว เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์สามารถทำให้นำกระแสหรือหยุดนำกระแสด้วยการควบคุมกระแสเบส ซึ่งง่ายกว่าที่จะควบคุมเอสซีอาร์ เพราะเอสซีอาร์ต้องการวงจรคอมมิวเตทขนาดใหญ่ และสามารถทำงานที่ความถี่สูงกว่า เอสซีอาร์

2.2 ระบบการใช้งานของอินเวอร์เตอร์

การปรับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ โดยใช้การปรับความถี่ของแรงดันที่ให้กับสเตเตอร์ของมอเตอร์ ซึ่งอาศัยอินเวอร์เตอร์และเนื่องจากสมบัติของระบบจะขึ้นอยู่กับชนิดของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ ดังนั้นจึงสามารถจำแนกระบบออกตามชนิดของอินเวอร์เตอร์ได้ดังนี้

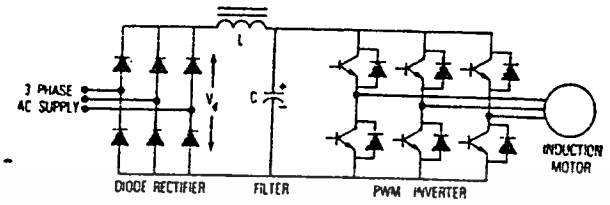
2.2.1 VOLTAGE-FED INVERTER DRIVES

VOLTAGE-FED INVERTER โดยทั่วไปอาจจำแนกเป็น 2 ชนิด คือ SQUARE-WAVE INVERTER หรือ SIX-STEP INVERTER และ PULSE-WIDTH MODULATED INVERTER ดังแสดงในรูป



รูปที่2.1 รูปแสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ SQUARE-WAVE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่2.2 รูปแสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ PULSE-WIDTH MODULATED

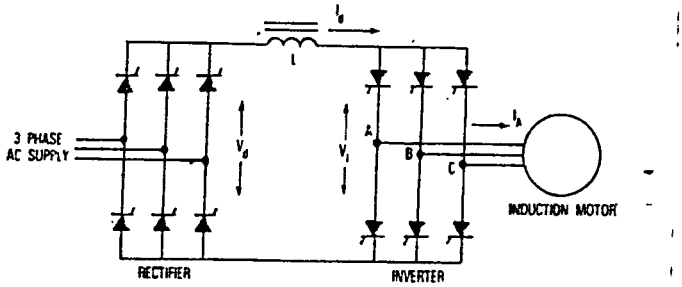
การที่เรียกอินเวอร์เตอร์แบบนี้ว่าเป็น VOLTAGE-FED INVERTER ก็เนื่องจากการที่มี FILTER CAPACITOR C มีค่าใหญ่ ทำให้แรงดันอินพุทของอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่และแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์มีค่าไม่ขึ้นกับโหลด

ข้อดีของการใช้การควบคุมแรงดัน (VOLTAGE CONTROL) ก็คือสามารถควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ได้โดยการควบคุมความเร็ว โดยวิธีควบคุมแรงดันจะทำได้โดยไม่จำเป็นต้องมีการป้อนกลับ หรือถ้าระบบป้อนกลับเกิดขัดข้องที่จะเป็นอันตรายต่อระบบเพียงแต่ทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนของความเร็วขึ้นเท่านั้น สำหรับข้อเสียของ VOLTAGE CONTROL ก็คือหากเกิดความผิดพลาดในการควบคุมสวิทช์ จะทำให้เกิดปัญหา SHORT-THROUCH ซึ่งอาจจะทำให้วงจรกำลังหรือในบางครั้งวงจรควบคุมเสียหายได้

2.2.2 CURRENT-FED INVERTER

อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะประกอบด้วยวงจร CONTROLLED RECTIFIER และ CURRENT FILTER CHOKE โดยไม่มีคาปาซิเตอร์เป็นวงจรทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์และมี CURRENT MODE INVERTER เป็นวงจรทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



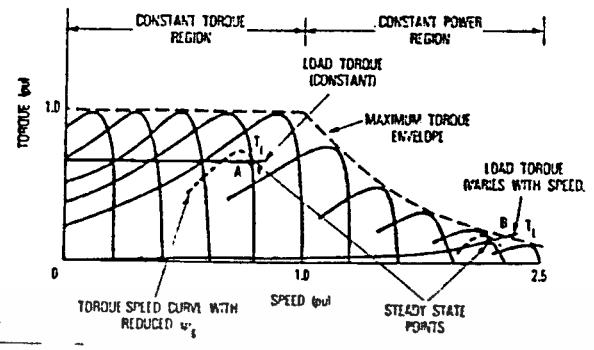
รูปที่2.3 รูปแสดงวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ CURRENT-FED

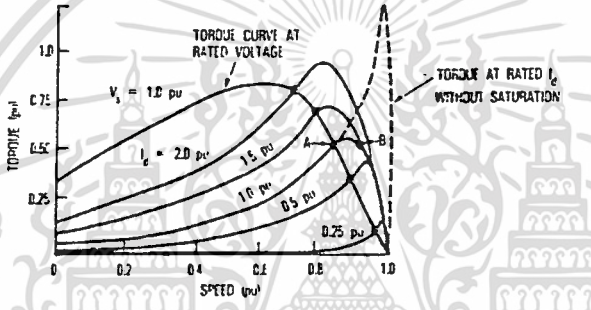
CONTROLLED RECTIFIER และ FILTER CHOKE จะทำหน้าที่เป็น VARIABLE DC ควบคุมการไหลของกระแสเข้ามอเตอร์เหมือนกระแสสลับเพื่อทำให้เกิดเป็นรูปคลื่นของกระแส 3 เฟส ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้

จากรูปแสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันในแต่เฟสของมอเตอร์ที่ขับเคลื่อนด้วย CURRENT-FED INVERTER จะเห็นได้ว่ากระแสของมอเตอร์จะมีลักษณะเป็น QUASI-SINE WAUE ซึ่งมีขนาดตอนนำกระแสคงที่เท่ากับกระแสของแหล่งกำเนิดกระแส เนื่องจากจะมีสวิทช์คู่เดียวเท่านั้นที่นำกระแสในแต่ละครั้ง ส่วนแรงดันเฟสของมอเตอร์จะมีลักษณะเกือบเป็น SINE WAVE โดยจะมี SPIKE เนื่องจากการ COMMUTATION อยู่ด้วย

ข้อดีของการใช้การควบคุมแบบ CURRENT FED INVERTER ในการขับเคลื่อนมอเตอร์คือ มอเตอร์จะสามารถทำงานได้ 4 ควอดแดรนท์โดยไม่ต้องเพิ่มอุปกรณ์ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับ OVER CURRENT หรือ SHORT THROUCH ข้อเสียของ CURRENT FED INVERTER คือทำงานแบบ OPEN LOOP ไม่ได้ FILTER CHOKE มีขนาดใหญ่และหนักด้านอินพุทเป็น CONTROL RECTIFIER ซึ่งจะทำให้เพาวเวอร์แฟกเตอร์ของระบบมีค่าต่ำเมื่อโหลดมีค่าน้อยๆ ช่วงความถี่ในการทำงานต่ำกว่า VOLTAGE FED INVERTER ไม่สามารถทำงานได้ที่ NOLOAD และการควบคุมมอเตอร์หลายตัวโดยใช้อินเวอร์เตอร์ตัวเดียวทำให้ยาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





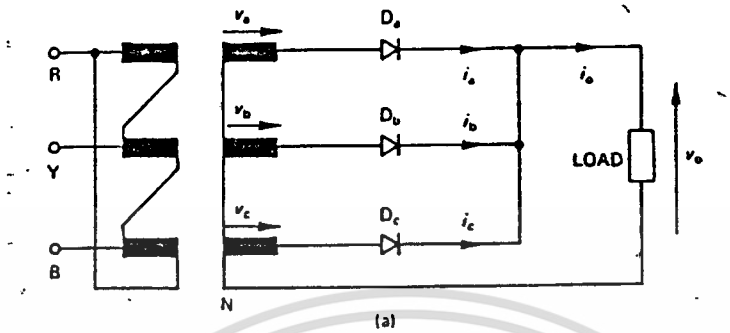
รูปที่2.4 รูปแสดงเส้นโค้งของแรงบิดกับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ VOLTAGE-FED เปรียบเทียบกับแบบ CURRENT-FED

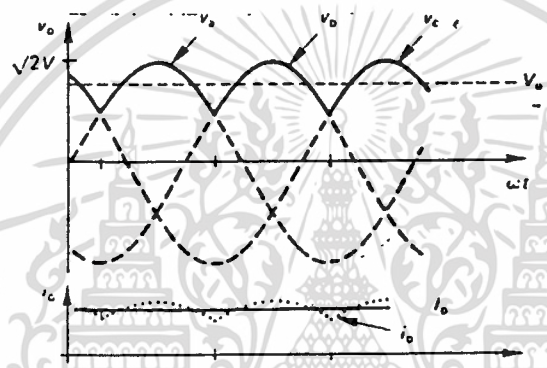
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

แนะนำเร็คติไฟร์เออร์โดยทั่วไป

3.1 วงจร Rectifier





รูปที่3.1 รูปแสดงวงจร 3 เฟส half wave rectifier,กระแส และ โวลท์

จากรูปเป็นวงจร half-wave rectifier แสดงถึงระบบแหล่งจ่ายไฟ 3 เฟส สี่สาย ต่อกับโหลดผ่านทาง ไดโอด 3 ตัว ซึ่งต่อคาโถดร่วมกัน ไดโอดตัวที่มีค่าโวลต์เทียบกับ neutral สูงกว่าตัวอื่นจะนำกระแส ซึ่งจะผลัดกันนำกระแสเมื่อไดโอดตัวอื่นมีโวลต์สูงกว่า และไดโอดตัวแรกจะถูก Reverse-biased และหยุดนำกระแสไปโดยปริยาย รูปคลื่นแรงดัน และกระแส ทางด้านโหลด เป็นดังรูปข้างบน

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

$$V_o = \sqrt{2}\, V \int_{-\pi/n}^{\pi/n} \cos \omega t \, d\omega t$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

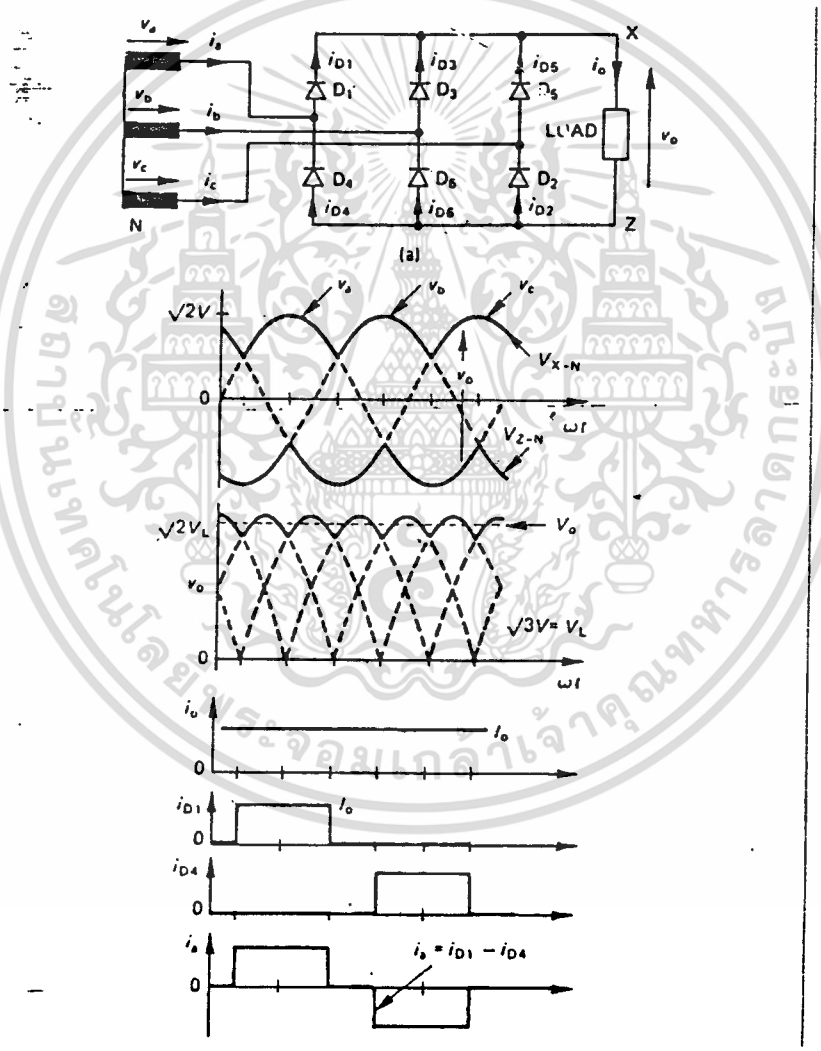
$$= \sqrt{2}\ V\ [\sin(\pi/n)]/(\pi/n)$$

สำหรับระบบ 3 เฟส ค่า Output Voltage เฉลี่ยดังนี้

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

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

วงจร rectifier ที่ใช้จะเป็นแบบ 3 เฟส ดังรูป



รูปที่ 3.2 รูปแสดงวงจร 3 เฟส full wave bridge rectifier

(a) รูปลักษณะวงจร (b) แสดง โวลท์ และ กระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเร็คติไฟร์ 3เฟสไม่จำเป็นต้องมีสายneutralประกอบด้วยไดโอด 2 ชุดคือชุดบนกับชุดล่างเปรียบเทียบเหมือนเอาวงจร halfwave rectifier 2 ชุดมาต่อกัน โดยชุดบนจะนำกระแสทางด้านบวก ชุดล่าง จะนำกระแสทางด้านลบ โดยไดโอดแต่ละตัวนำกระแสเป็นมุม 2π/3 และ ทนแรงดันย้อนกลับได้ $\sqrt{6}V$

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 x 220 = 524.8 V

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

.บทที่ 4.

ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดมอดดูเลชั่น (PWM)

การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation, PWM) เป็นเทคนิคการแบ่งรูปคลื่นใน 1 คาบ ออกเป็นพัลส์ย่อยๆหลายพัลส์ โดยที่แต่ละพัลส์อาจมีความกว้างของพัลส์ไม่เท่ากัน ในบทนี้จะกล่าวถึงพีดับบลิวเอ็มชนิดต่างๆ รวมทั้งเทคนิคในการสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มวิธีต่างๆ

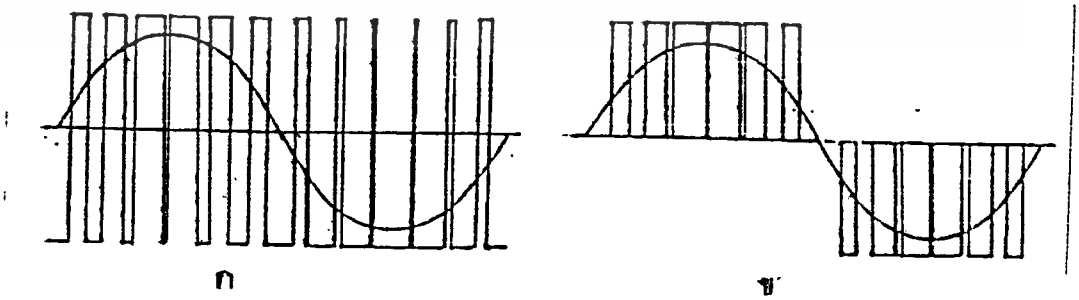
4.1 รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ

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 ระดับ คือ +E,0 และ -E

รูปคลื่นทั้ง 2 แบบ มีลักษณะดังรูปที่ 1. โดยการแสดงรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม เปรียบเทียบกับความถี่มูลฐาน (fundamentel) ของรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มนั้น



รูปที่ 4.1 แสดงรูปคลื่นพีดับบลิว (ก) แบบ 2 (ข) แบบ 3 ระดับ

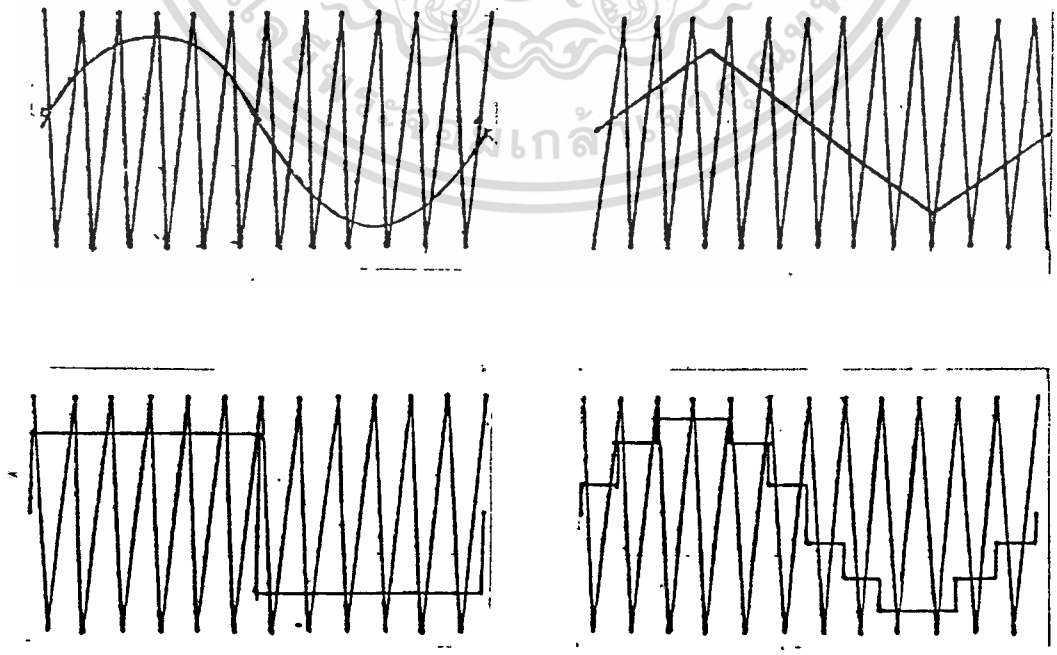
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็ม

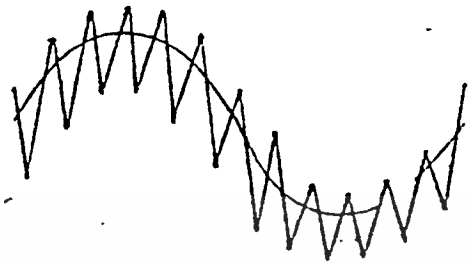
รูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มสามารถสร้างขึ้นมาได้โดยวิธีต่างๆ ได้แก่

1) โดยการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งสามารถกระทำได้โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ส่งสัญญาณซึ่งสอดคล้องกับมุมสวิทช์ผ่านทางพอร์ทเอาท์พุท (output port) ซึ่งวิธีนี้จะต้องมีการคำนวณหรือกำหนดค่ามุมสวิทช์มุมต่างๆออกมาเสียก่อนแล้วจึงเก็บไว้ในหน่วยความจำ ไมโครโปรเซสเซอร์จะอาศัยข้อมูลจากหน่วยความจำนั้นเพื่อสร้างรูปแบบ (pattern) สัญญาณพีดับบลิวเอ็มขึ้นมาแล้วจึงส่งผ่านพอร์ทเอาท์พุทออกมา

2) โดยใช้วงจรอีเลคทรอนิคส์ วิธีที่สะดวกที่สุดคือใช้วงจรเปรียบเทียบ (Comparator) เช่นไอซีเบอร์ LM339, LM311 เป็นต้น ซึ่งสามารถกระทำได้โดยป้อนสัญญาณอินพุท 2 สัญญาณเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบคือสัญญาณอ้างอิง (refernce signal) ซึ่งจะมีความถี่เท่ากับรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มที่ต้องการกับสัญญาณแคร์เรียร์ (carrier signal) ที่มีความถี่สูงกว่า มุมสวิทช์ของรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มก็คือจุดตัดของสัญญาณทั้งสอง การสร้างโดยอาศัยวงจรเปรียบเทียบนี้สามารถเลือกสัญญาณที่ใช้เปรียบเทียบได้หลายลักษณะดังตัวอย่างในรูปที่ 2.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 ตัวอย่างการสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มโดยการใช้วงจรเปรียบเทียบ

4.3 การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มแบบเนเทอรอลและแบบเรกูลาร์

การสร้างรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มโดยการใช้วงจรเปรียบเทียบจะมีองค์ประกอบ 2 ประการที่จะเป็นตัวกำหนดลักษณะรูปคลื่นพีดับบลิวเอ็มได้แก่

1) อัตราส่วนความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ต่อสัญญาณอ้างอิง (Frequency Ratio,N)

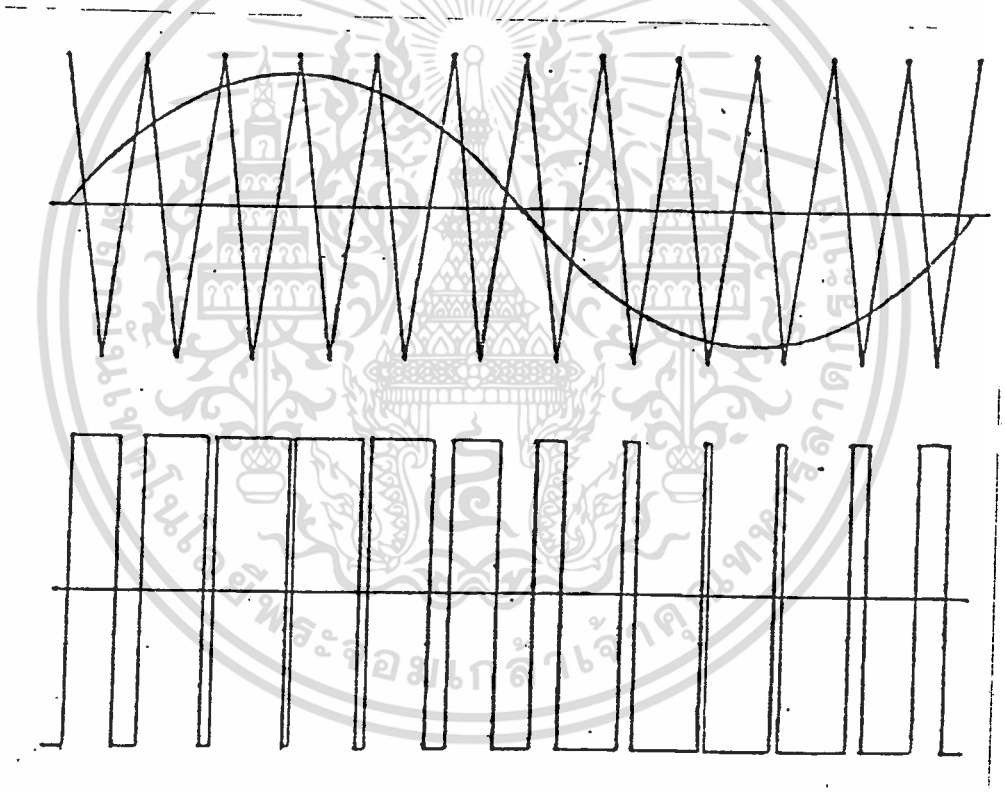
2) อัตราส่วนแอมปลิจูดของสัญญาณอ้างอิงต่อสัญญาณแคเรียร์หรืออัตราส่วนการมอดูเลชั่น (modulation Ratio,M)

โดยปกติค่าอัตราส่วนการมอดูเลชั่นจะใช้ค่าที่อยู่ในช่วงไม่เกิน 1 ค่านี้จะเป็นตัวกำหนดความกว้างของพัลส์แต่ละพัลส์โดยความกว้างของพัลส์จะยิ่งมากขึ้นเมื่อค่า M มีค่ามากขึ้น ส่วนค่าอัตราส่วนความถี่จะเป็นตัวกำหนดจำนวนพัลส์ให้มีจำนวนเท่ากับค่า N และจำนวนมุมสวิทช์จะมีจำนวน 2N มุมทั้งนี้ต้องอยู่ในกรณีที่ค่า M ไม่เกิน 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมพลิง

การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมพลิง (Natural Sampling) จะใช้คลื่นซายน์เป็นสัญญาณอ้างอิง และคลื่นสามเหลี่ยมเป็นสัญญาณแคเรียร์โดยสามารถสร้างได้ทั้งแบบ 2 ระดับ และแบบ 3 ระดับ การสร้างแบบ 2 ระดับ จะใช้คลื่นซายน์และคลื่นสามเหลี่ยมแบบเต็มรูปคลื่นช่วงที่คลื่นซายน์มากกว่าคลื่นสามเหลี่ยมการสวิทช์จะเป็นบวก และช่วงที่คลื่นไซน์มีขนาดน้อยกว่าการสวิทช์จะเป็นลบ ดังแสดงในรูปที่ 3.

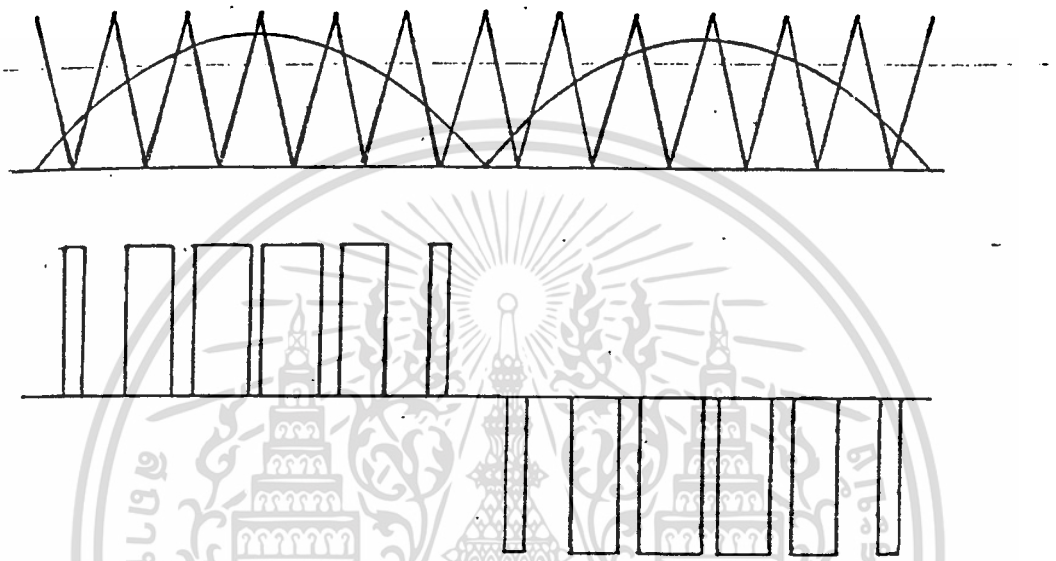


รูปที่ 4.3 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมพลิงชนิด 2 ระดับ

สำหรับการเปรียบเทียบแบบ 3 ระดับ จะใช้คลื่นซายน์ที่เรคติไฟร์ขึ้นไปเป็นฟลูเวฟ (full wave) เปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยมที่ถูกยกระดับขึ้นไปเหนือเส้นกราวาวน์ (ground) ช่วงที่คลื่นฟลูเวฟมีขนาดมากกว่าการสวิทช์จะมีค่าเป็นบวกในครั้งคาบแรก และ

เอกสารนี้สงวนลิขสิทธิ์ ห้ามนำไปใช้ในเชิงการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นลบในครึ่งคาบหลัง ส่วนช่วงที่คลื่นฟลูเวฟมีขนาดน้อยกว่าการสวิทช์จะเป็นศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 4

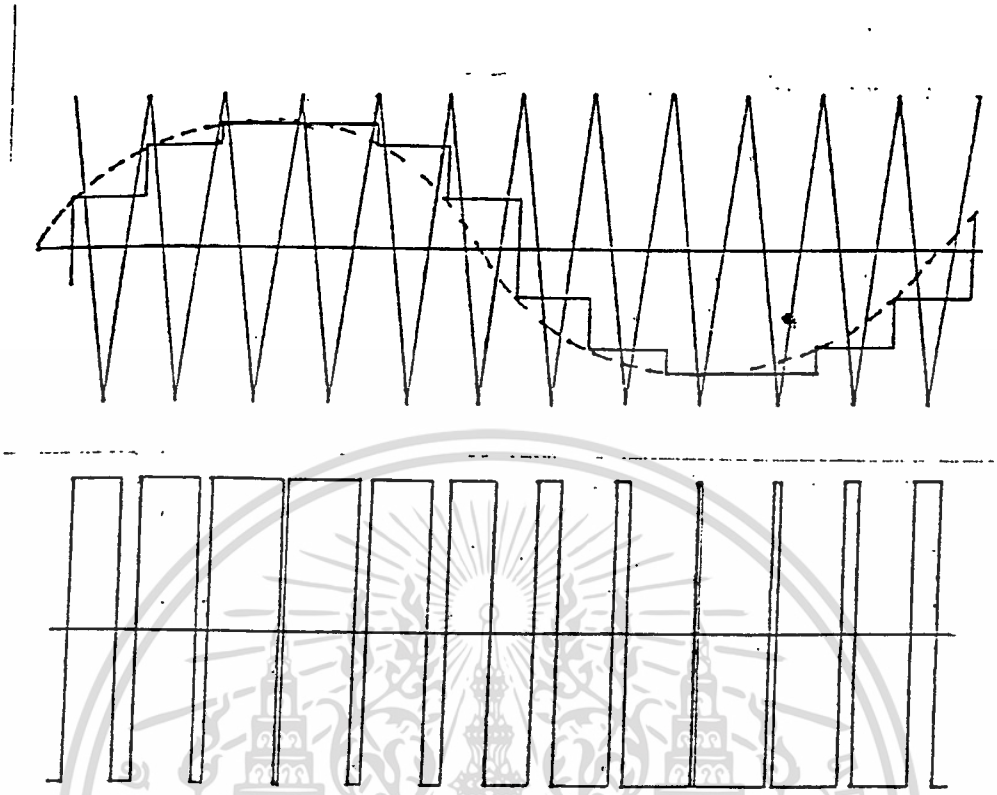


รูปที่ 4.4 การสร้างรูปคลื่นแบบเนเทอรอลแซมพลิงชนิด 3 ระดับ

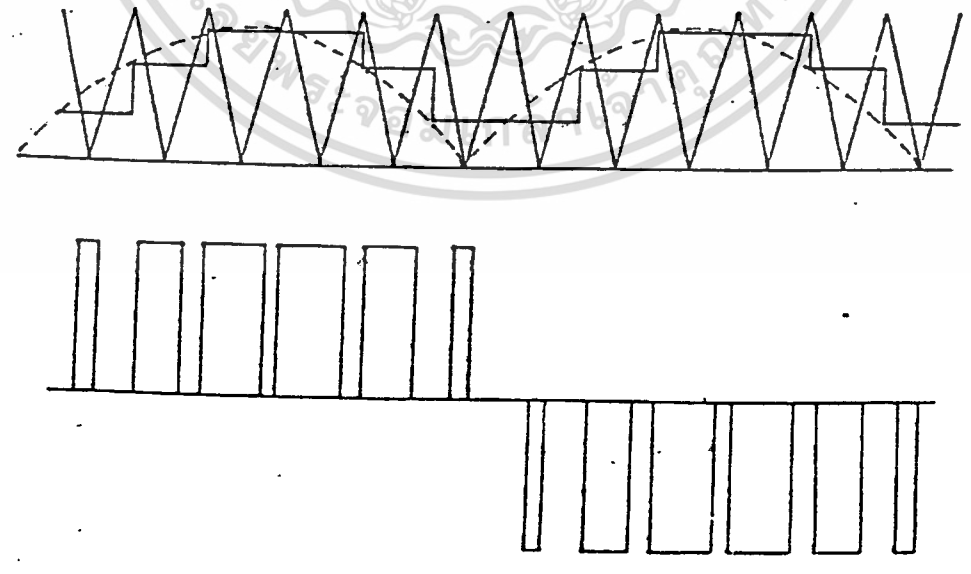
4.3.2 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิง

การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิง (Regular Sampling) ใช้หลักการเช่นเดียวกับแบบเนเทอรอล โดยดัดแปลงมาจากแบบเนเทอรอล เนื่องจากการเปรียบเทียบแบบเนเทอรอลนั้นระหว่างการเปรียบเทียบแต่ละครั้งส่วนของคลื่นซายน์จะไม่เป็นเชิงเส้น (linear) การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์จะนำคลื่นซายน์ผ่านวงจรแซมเพิลและโฮลด์ (Sample and Hold) ที่มีความถี่การแซมเพิล (sample) เท่ากับความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยมได้เอาท์พุทออกมาเป็นรูปคลื่นขั้นบันได (step) แล้วจึงนำไปเข้าวงจรเปรียบเทียบกับคลื่นสามเหลี่ยม ซึ่งจะเห็นได้ว่าระหว่างการเปรียบเทียบแต่ละช่วงจะมีลักษณะเป็นเชิงเส้น การเปรียบเทียบแบบเรกูลาร์สามารถทำได้ทั้งแบบ 2 ระดับ และ 3 ระดับ เช่นเดียวกันดังแสดงในรูปที่ 5 และ 6

เอกสารนี้ได้รับการสนับสนุนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิงชนิด 2 ระดับ



รูปที่ 4.6 การสร้างรูปคลื่นแบบเรกูลาร์แซมพลิงชนิด 3 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสาร[illegible]ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ทฤษฎีและหลักการสร้างสัญญาณพัลส์แบบพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบที่ใช้งาน

5.1 การทำงานในโหมดต่าง ๆของอินเวอร์เตอร์

การทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบการมอดูเลทความกว้างของพัลส์ ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ส่วน คือ

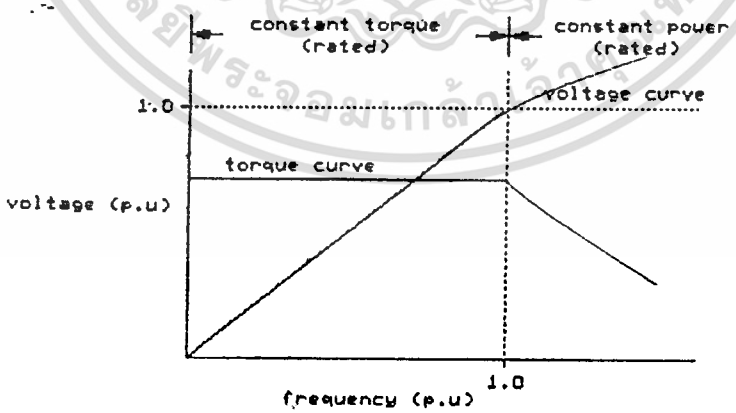
1. การทำงานในช่วงแรงบิดคงที่ (CONSTANT TORQUE)

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

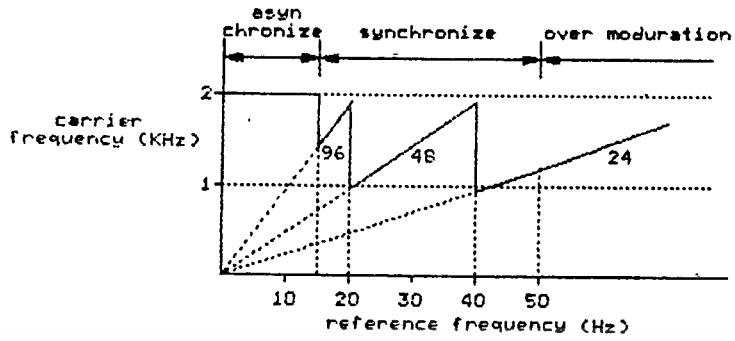
2. การทำงานในช่วงกำลังเอาท์พุทคงที่ (CONSTANT POWER)

การทำงานในช่วงนี้จะเกิดขึ้นเมื่ออัตราส่วนการมอดูเลทมากกว่า 1 (MODULATION JNDEX, M > 1) ซึ่งเป็นช่วงที่ AIR GAP FLUX ลดลง ทำให้แรงบิดของมอเตอร์ลดลง การทำงานในช่วงนี้อาจเรียกอีกชื่อว่า FIELD WEAKENING

ซึ่งสามารถแสดงการทำงานช่วง CONSTANT TORQUE และ CONSTANT POWER ดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.1 แสดงการทำงานใน MODE ต่าง ๆ

รูปที่ 5.2 แสดงการทำงานของมอเตอร์ในช่วง CONSTANT TORQUE และ CONSTANT POWER ในรูปความสัมพันธ์ของแรงดัน (p.u) กับความถี่ (p.u)

การทำงานในช่วงแรงบิดคงที่และช่วงกำลังเอาท์พุทคงที่ ยังสามารถแบ่งออกเป็น MODE การทำงานได้อีกดังรูปข้างต้น ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้

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

การทำงานโหมดอะซิงโครนัสจะเกิดเฉพาะช่วงความถี่ต่ำ คือ อยู่ในช่วงความถี่ของสัญญาณอ้างอิง 0Hz-15Hz ในโหมดนี้ สัญญาณแคเรียร์จะไม่ซิงโครนัสกับสัญญาณอ้างอิง ดังนั้นความถี่ของสัญญาณพัลส์ต่อไซเคิ้ลของสัญญาณอ้างอิงต้องมีค่าสูงถึงขอบเขตของการทำงานของเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่กำหนด เพื่อลดผลของฮาร์มอนิคส์ที่เพิ่มมากขึ้น เมื่อเทียบกับโหมดซิงโครนัส เนื่องจากสัญญาณทั้ง 2 ไม่ซิงโครนัสกัน การทำงานของโหมดนี้จะเกิดเฉพาะช่วงความถี่ต่ำ เพราะ ที่ความถี่ต่ำนั้นแรงดันเอาท์พุทจะต่ำด้วย ทำให้ฮาร์มอนิคส์ไม่มีผลกระทบต่อการหมุนของมอเตอร์เท่าใดนัก และการสร้างสัญญาณซิงโครนัสในช่วงความถี่นี้ทำได้ยากมากในทางอิเล็คทรอนิกส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.2 โหมดซิงโครนัส (SYNCHRONOUS MODE)

การทำงานโหมดนี้จะอยู่ในช่วงที่อัตราส่วนการมอดูเลทน้อยกว่าหรือเท่ากับ 1 ($M \leq 1$) หรือ ความถี่ของสัญญาณอ้างอิงอยู่ในช่วง 15Hz-50Hz และการทำงานในช่วงนี้จะมีการเปลี่ยนอัตราส่วนความถี่ (FREQUENCY RATIO) หรือเปลี่ยนจำนวนพัลส์ต่อไซเคิ้ลของสัญญาณอ้างอิง (GEAR CHANGING) เพื่อให้ความถี่ของการสวิทช์อยู่ในขอบเขตการทำงานที่กำหนด ลดผลของความสูญเสีย สัญญาณแคเรียร์จะซิงโครนัสกับสัญญาณอ้างอิง ซึ่งทำให้รูปคลื่นกระสของ โหลดมอเตอร์มีลักษณะใกล้เคียงซายน์มากที่สุดในช่วงนี้

5.1.3 โหมดโอเวอร์มอดูเลทชั่น (OVER MODULATION MODE)

การทำงานของโหมดนี้จะเกิดขึ้นเมื่ออัตราส่วนการมอดูเลทมากกว่า 1 ($M > 1$) ทำให้เกิดโอเวอร์มอดูเลทชั่น (OVER MODULATION) เมื่ออัตราส่วนการมอดูเลทชั่นมากกว่า 1 ทำให้จำนวนพัลส์ต่อไซเคิ้ลของสัญญาณอ้างอิงลดลง ในขณะที่แรงดันเอาท์พุทมูลฐานของอินเวอร์เตอร์เริ่มคงที่ ทำให้แรงดันมูลฐานต่อความถี่มูลฐานเริ่มมีค่าลดลงจนกระทั่งไม่เป็นไปตามกฎแรงดันต่อความถี่คงที่ แรงดันเอาท์พุทมูลฐานของอินเวอร์เตอร์จะคงที่และมีค่ามากที่สุดเมื่อเป็น SIX-STEP (SQUARE WAVE) หรือเมื่อค่าอัตราส่วนการมอดูเลทมีค่ามากกว่า 1 มาก ๆ ($M >> 1$) ซึ่งจะได้สัญญาณ PWM เป็น SQUARE WAVE ทำให้ในช่วงนี้แรงบิดลดลง แต่กำลังเอาท์พุทคงที่ การทำงานในโหมดนี้มีประโยชน์เนื่องจากที่แรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ถึงพิกัดแรงดันของมอเตอร์แล้ว จำเป็นต้องรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ไว้ที่พิกัดแรงดันของมอเตอร์ แต่ความถี่ยังสามารถเปลี่ยนแปลงให้สูงขึ้นได้อย่างต่อเนื่อง

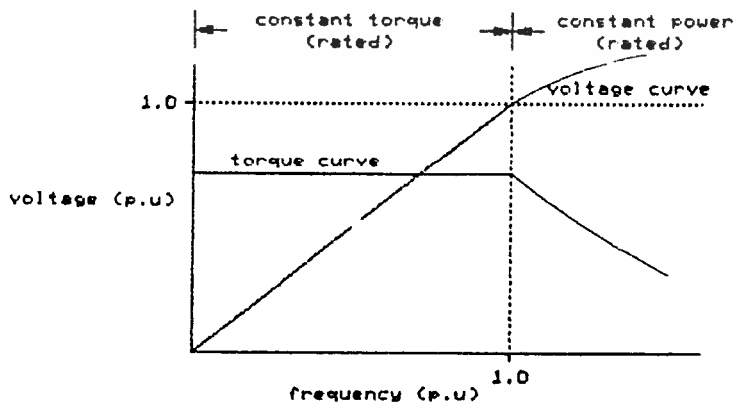
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 การรักษาอัตราส่วนระหว่างแรงดันมูลฐานต่อความถี่มูลฐานคงที่

(CONSTANT VOLTAGE PER FREQUENCY)

ลักษณะของการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ โดยการควบคุมความถี่นั้น กล่าวคือเมื่อต้องการเพิ่มความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ จำเป็นต้องเพิ่มความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็กหมุน ซึ่งทำได้โดยการเพิ่มความถี่ของแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์แต่การเพิ่มความถี่จะเป็นผลทำให้ AIRGAP FLUX ของมอเตอร์ลดลง เนื่องจากการลดลงของ MAGNETIZING CURRENT อันเป็นผลเนื่องมาจากการเพิ่มขึ้นของ MAGNETIZING REACTANCE กับความถี่ซึ่งเมื่อ AIRGAP FLUX ลดลงทำให้ MAXIMUM TORQUE ของมอเตอร์ลดลง เพื่อที่จะรักษา AIRGAP FLUX และ MAXIMUM TORQUE คงที่จึงจำเป็นต้องเพิ่มแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ ตามความถี่ที่เพิ่มขึ้น เพื่อรักษาอัตราส่วนของแรงดันเอาท์พุทต่อความถี่มูลฐานให้คงที่ จะทำให้ MAXIMUM TOROUE คงที่

การควบคุมให้มอเตอร์มี MAXIMUM TORQUE คงที่จะกระทำได้เฉพาะในย่านความเร็วต่ำกว่าความเร็วกำหนด (BASE SPEED) หรือความถี่ต่ำกว่า BASE FREQUENCY ดังแสดงในรูปแสดงเส้นโค้งความสัมพันธ์ของแรงดันกับความถี่ของมอเตอร์



รูปที่ 5.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในย่านความเร็วที่สูงกว่าความเร็วกำหนด จะไม่สามารถรักษา MAXIMUM TORQUE ให้คงที่ เนื่องจากที่ความเร็วสูงกว่าความเร็วกำหนดหรือความถี่ของแรงดันเอาท์พุทสูงกว่า BASE FREQUENCY จะทำให้แรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ สูงกว่าพิกัดแรงดันของมอเตอร์ ถ้าแรงดันสูงเกินพิกัดของมอเตอร์มากๆ จะมีผลทำให้มอเตอร์เสียหายได้ ดังนั้นจึงต้องรักษาแรงดันของเอาท์พุทให้คงที่ ณ. ที่ความเร็วกำหนด ซึ่งมีผลทำให้ MAXIMUM TOROUE ลดลง เนื่องจากการลดลงของ AIRGAP FLUX เมื่อเพิ่มความเร็วขึ้น ดังแสดงในรูปข้างบน การควบคุมความเร็วในย่านนี้กำลังเอาท์พุทสูงสุดของมอเตอร์จะมีค่าคงที่ ดังนั้นมีงเรียกการทำงานในช่วงความเร็วสูงกว่าความเร็วกำหนดว่า CONSTANT HORSE POWER หรือ FIELD WEAKENING MODE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 การได้รับประโยชน์จากแรงดันไฟกระแสตรง (VOLTAGE UTILIZATION)

เมื่อต้องการเพิ่มความเร็วรอบของมอเตอร์ โดยการเพิ่มแรงดันกับความถี่มูลฐานของ SINEUSOIDAL PWM INVERTER มีผลทำให้อัตราส่วนของแอมปลิจูดสัญญาณอ้างอิงต่อสัญญาณแคเรียร์ หรือ อัตราส่วนการมอดูเลชั่น (MODULATION RATIO OR MODULATION INDEX, M) มีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากแอมปลิจูดของสัญญาณอ้างอิงเพิ่มแต่แอมปลิจูดของสัญญาณแคเรียร์คงที่จนกระทั่งอัตราส่วนการมอดูเลชั่นเป็น 1 (M = 1) หรือแอมปลิจูดของสัญญาณสัญญาณอ้างอิงเท่ากับแอมปลิจูดของสัญญาณแคเรียร์ ในช่วงที่อัตราส่วนการมอดูเลชั่นน้อยกว่าหรือเท่ากับ 1 (M <=1)นี้ จะเห็นได้ว่า แรงดันต่อเฟสโดยเฉลี่ย (MODULATED POLE VOLTAGE WAVEFORM)ของสัญญาณ PWM จะมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับแรงดันต่อเฟสโดยเฉลี่ยต่อไซเคิล์ของ SIX - STEP INVERTERR 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)

เมื่ออัตราส่วนการมอดูเลชั่นเป็น 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

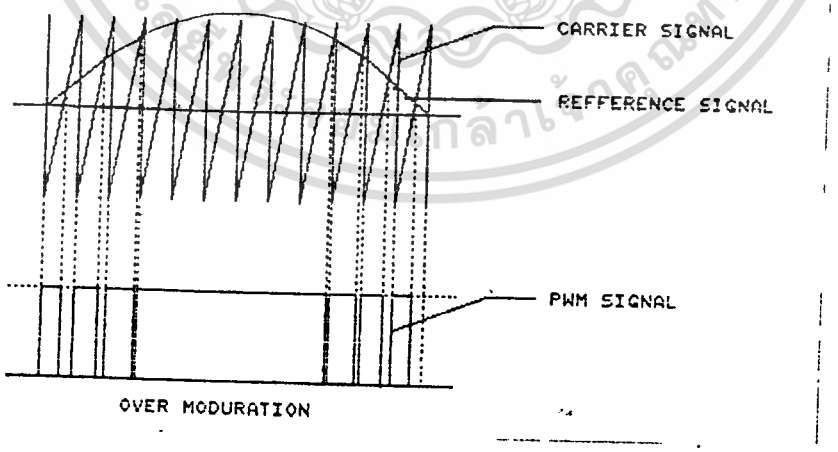
$$VAN = 2Vd/\pi[SINwt+1/5SIN5wt+1/7SIN7wt+1/11SIN11wt+...]$$

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) ดังรูป



รูปที่ 5.4 รูปแสดงอัตราส่วนการมอดูเลชั่นมากกว่า 1 (M > 1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเพิ่มอัตราส่วนการมอดูเลชั่นมากกว่า 1 (M > 1) นิยมเรียกกันว่า OVER MODULATION การ OVER MODULATIONนี้ ทำให้การเปรียบเทียบของสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณแคเรียร์ต่อไซเคิล์ลดลง เป็นผลให้จำนวนพัลส์ต่อไซเคิล์ลดลง ในขณะที่พื้นที่ของเนื้อพัลส์เพิ่มมากขึ้น ซึ่งทำให้แรงดันมูลฐานไลน์-ทู-นิวทรอนมีค่ามากกว่า 0.5 Vd

เมื่ออัตราส่วนการมอดูเลชั่นมากขึ้นเรื่อย ๆ (M >>1) จนการเปรียบเทียบของสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณแคเรียร์เกิดขึ้นเฉพาะบริเวณ ZERO-CROSSING ของสัญญาณอ้างอิงเท่านั้น ทำให้รูปคลื่นของ SINEUSOIDAL PWM INVERTER เปลี่ยนเป็น UNMODULATED SQUARE WAVE และอินเวอร์จะเปลี่ยนการทำงานจาก SINEUSOIDAL PWM INVERTER เป็น SIX-STEP INVERTER ซึ่งจะทำให้ได้ค่าแรงดันมูลฐานมากที่สุด

ข้อเสียของการOVER MODULATION ก็คือ จะมีผลของฮาร์โมนิคเข้ามารบกวนมากกว่าแบบ SINEUSOIDAL PWM INVERTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 อัตราส่วนของความถี่แคเรียร์ต่อความถี่อ้างอิงและการเปลี่ยนจำนวนพัลส์ต่อไซเคิล

(FREQUENCY RATIO AND GEAR CHANGING)

อินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลทความกว้างพัลส์ (PWM) ในส่วนการสร้างสัญญาณ PWM นั้น จำเป็นที่ต้องให้จำนวนพัลส์ต่อไซเคิล์สูงเพียงพอเพื่อลดผลของฮาร์มอนิคลง ยิ่งความถี่ของการสวิทช์สูง การลดผลของฮาร์มอนิคส์ก็จะประสบผลสำเร็จยิ่งขึ้น ตามความถี่ของการสวิทช์ที่เพิ่มขึ้นเนื่องจากการมีฮาร์มอนิคส์เกิดขึ้นในระบบการควบคุมความเร็วมอเตอร์ ย่อมทำให้เกิดความสูญเสียในระบบเนื่องจากฮาร์มอนิคส์ (MACHINE HARMONIC LOSSES) ดังนั้นเมื่อฮาร์มอนิคส์เกิดขึ้นมากความสูญเสียย่อมเกิดมากตาม ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันเอาท์พุทเมื่อสัญญาณ PWM เกิดจาก สัญญาณซายน์อ้างอิงเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อยแคเรียร์ดังนี้

$$F(t) = \frac{MV}{2}\cos(\omega_r t) + \frac{V}{\pi}\sum_{m=1}^{\infty}\frac{\sin(m\omega_c t)}{m} - \frac{V}{\pi}\sum_{m=1}^{\infty}\frac{J_o(mM\pi)}{m}\left[\cos(m\pi)\sin(m\omega_c t)\right] - \frac{V}{\pi}\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{n=\pm 1}^{\pm\infty}\frac{J_n(mM\pi)}{m}\left[\cos(m\pi + n\pi/2)\cdot\sin(m\omega_c t + n\omega_r t) - \sin(m\pi + n\pi/2)\cdot\cos(m\omega_c t + n\omega_r t)\right]. \quad (2)$$

เมื่อ

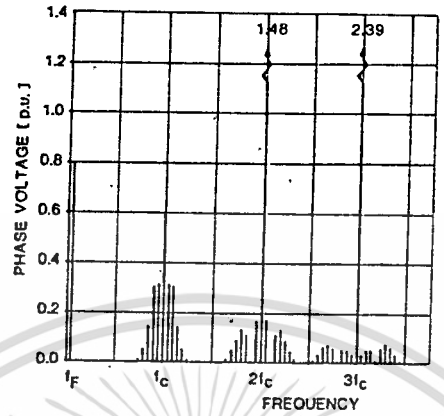
w_r = frequency of the fundamental (reference) (rad/s),
w_c = frequency of the carrier signal (rad/s),
M = modulation index,
V = value of the dc supply voltage,
J_o, J_n = Bessel functions of the first kind.

ซึ่งสามารถอธิบายสมการได้ดังนี้

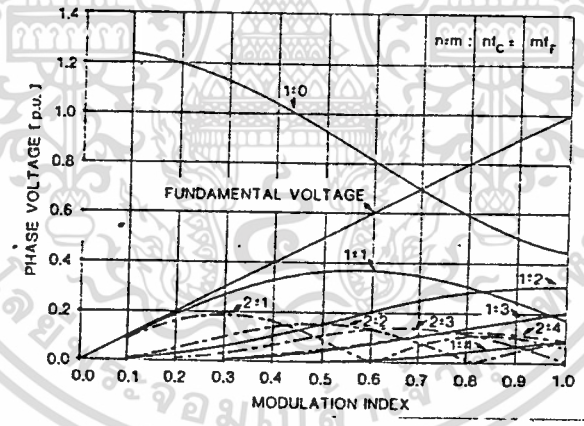
- เทอม 1 คือ แอมปลิจูดของความถี่มูลฐานซึ่งเป็นฟังก์ชั่นของอัตราส่วนการมอดูเลท M
- เทอม 2 และ เทอม 3 คือ แสดงฮาร์มอนิคส์ทั้งหมดที่เกิดจากความถี่แคเรียร์ในแรงดันต่อเฟส
- เทอม 4 คือ แอมปลิจูดของฮาร์มอนิคส์ที่เกิดรอบ ๆ ฮาร์มอนิคส์ของความถี่แคเรียร์

และสามารถแสดงองค์ประกอบฮาร์มอนิคส์ที่เกิดจากการเปรียบเทียบสัญญาณซายน์อ้างอิงกับสัญญาณแบบฟันเลื่อยได้ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

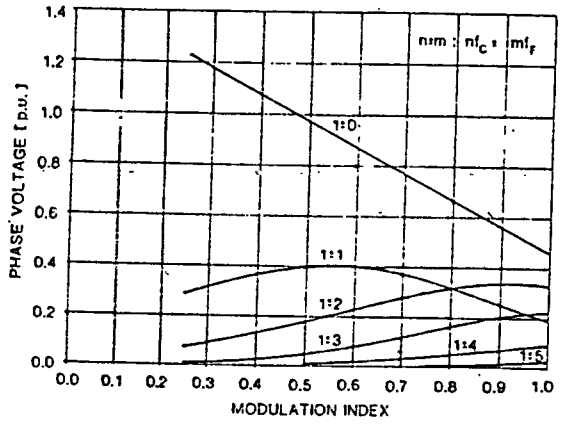


รูปที่ 5.5 รูปแสดงองค์ประกอบของฮาร์มอนิคส์จาก SPECTRUM ซึ่งคำนวณจากสมการเมื่อ MODULATION INDEX = 0.8



รูปที่ 5.6 รูปแสดงความสัมพันธ์ระหว่างองค์ประกอบฮาร์มอนิคส์ของแรงดันเฟส เมื่อ MODULATION INDEX เปลี่ยนจาก 0.0 - 1.0 และสัญญาณแคเรียร์แบบ SAWTOOTH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 รูปแสดงฮาร์มอนิคส์ใน FIRST HARMONIC BAND ของแรงดันเฟส เมื่อ MODULATION INDEX เปลี่ยนจาก 0.0 - 1.0 และสัญญาณแคเรียร์แบบ SAWTOOTH

ดังนั้นเพื่อจะลดผลของฮาร์มอนิคส์ที่เกิดขึ้นในระบบ จึงจำเป็นต้องให้ความถี่ของสัญญาณ PWM สูงมากหรือให้จำนวนพัลส์ของสัญญาณ PWM ต่อไซเคิล์ของสัญญาณอ้างอิงสูง ซึ่งการสร้างจำนวนพัลส์ของสัญญาณ PWM ต่อไซเคิล์ของสัญญาณอ้างอิงนั้นได้กำหนดเป็นค่าที่เหมาะสม ซึ่งค่าจำนวนพัลส์ของสัญญาณ PWM ต่อไซเคิล์ของสัญญาณอ้างอิงที่เหมาะสมนี้จะทำให้การลดฮาร์มอนิคส์ดีที่สุดด จากการค้นคว้าในบทความพบว่า บทความของ K.W.J BISHOP AND P.D MCLOUGHIN (GEC INDUSTRIAL LONTROLS LTD. UK) เรื่อง "THE IMPACT OF TECHNOLOGY ON INVERTER DRIVES" และจากบทความของ B.K BOSE (GENERAL ELECTRIC COMPANY) เรื่อง "POWER ELECTRONIC AND AC DRIVES" ในวรสาร IEEE ได้กำหนดให้ความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ต่อความถี่ของสัญญาณอ้างอิง (FREQUENCY RATIO) อยู่ในรูปของสมการความสัมพันธ์ดังนี้

$$fm = \frac{1}{2^n \times 6} \cdot fc$$

เมื่อ n = 0, 1, 2, 3 ,4,...

6×2^n = จำนวนพัลส์ต่อไซเคิล์ของสัญญาณอ้างอิง

fm = ความถี่ของสัญญาณอ้างอิง (MODULATING FREQUENCY)

fc = ความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ (CARRIER FREQUENCY)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้กำหนดให้อัตราส่วนความถี่ (FREQUENCY RATIO) เป็น 96, 48 และ24 ซึ่งทำให้ความถี่ของสัญญาณแคเรียร์เป็น 96, 48 และ 24เท่าของความถี่ของสัญญาณอ้างอิงหรือความถี่ของสัญญาณแคเรียร์อยู่ระหว่าง 1 KHz ถึง 2KHz ซึ่งจากการทดลองกับโหลดชนิดมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับพบว่า ผลของฮาร์มอนิคส์ลดลงจนแทบจะไม่มีผลต่อโหลดแบบมอเตอร์ ดังนั้นจึงสรุปว่าความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ในช่วง 1KHz ถึง2KHz เป็นความถี่ที่สูงเพียงพอในการลดผลของฮาร์มอนิคส์แล้ว ซึ่งถ้าความถี่ของสัญญาณแคเรียร์สูงมากขึ้น (เมื่อ M <= 1) ก็จะยิ่งมีผลดีต่อระบบ เพราะผลของฮาร์มอนิคส์จะลดลงไปอีก

แต่อุปกรณ์สวิทช์ชิงแบบเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์มีขอบเขตของความถี่ในการสวิทช์ซึ่งขึ้นอยู่กับช่วงเวลา RISE TIME และ FALL TIME และเมื่อความถี่ของการสวิทช์สูงก็มีผลทำให้เกิดความสูญเสียขึ้นที่อุปกรณ์สวิทช์ชิ่งขึ้น ความสูญเสียดังกล่าวอยู่ในรูปของ SWITCHING LOSS, CONDUCCTION LOSS และ OFF-STATE LOSS แต่ผลของความสูญเสียเนื่องจาก OFF-STATE มีค่าน้อยเมื่อเทียบกับความสูญเสียทั้ง 2 จึงไม่นำมาพิจารณา และสามารถแสดงสมการความสูญเสียเนื่องจาก SWITCHING LOSS กับ CONDUCTION LOSS ดังนี้

1.) <u>ความสูญเสียจากการนำกระแส</u> (CONDUCTION LOSS)

เมื่อ CONDUCTION LOSS = ON-STATE LOSS + DYNDMIC SATUKATION LOSS

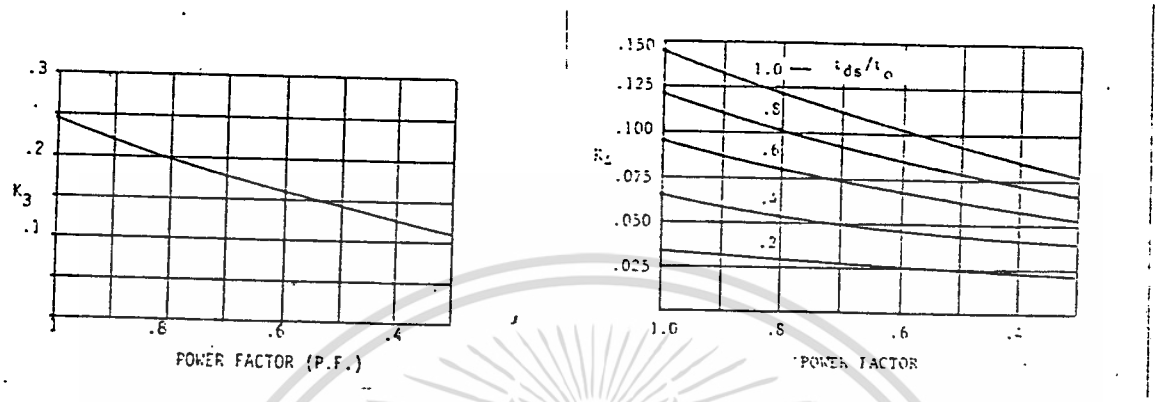
$$P_{cond} = K_3 V_{CE(sat)} I_c + K_4(0.1V_c - V_{CE(sat)})I_c + 0.318 I_B V_{BE(sat)}.$$

เมื่อ

V_c supply voltage,
I_c peak collector current,
M percent modulation / 100 ($M < 1$),
I_B base current (I_B constant).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ K_3 , K_4 เป็นค่าคงที่หาจากกราฟดังรูป



รูปที่ 5.8

2.) <u>ความสูญเสียจากการสวิทช์</u> (SWITCHING LOSS)

2.1 ความสูญเสียขณะหยุดนำกระแส (TURN-OFF LOSS)

$$P_{off} = (\tfrac{1}{2}) K_5 V_c I_c t_{cf} f_0$$

เมื่อ

$$K_5 = (\tfrac{1}{2}\pi)\left\{(\pi - \theta)/2 - \tfrac{1}{4}[\sin(2(\pi - \theta))]\right\}$$

และ

t_{cf} turn-off crossover time.
f_0 switching frequency,

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 ความสูญเสียขณะเริ่มนำกระแส (TURN-ON LOSS)

$$P_{on} = (\tfrac{1}{2})K_5 V_c I_c t_r f_0 + K_6 V_c I_c t_{rr} f_0 + K_7 V_c Q_{rr} f_0.$$

เมื่อ

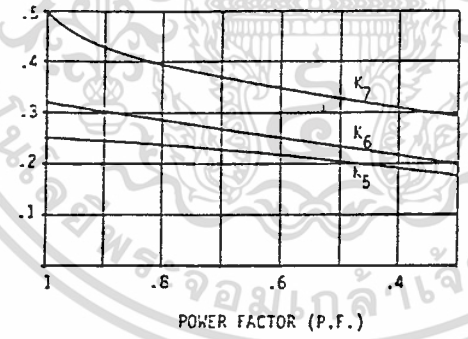
t_r transistor rise time,
t_{rr} diode reverse recovery time,
Q_{rr} diode reverse recovery charge.

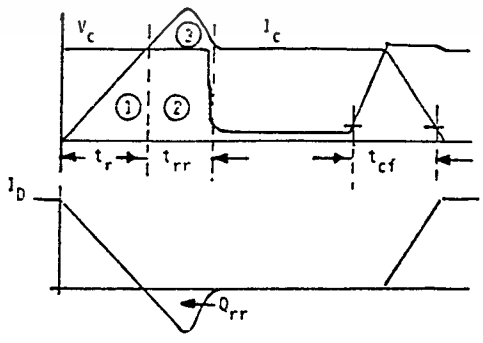
และ K_5, K_6, K_7 เป็นค่าคงที่

$$K_6 = (\tfrac{1}{2}\pi)(1 - \cos(\pi - \theta))$$

$$K_7 = (\pi - \theta)/2\pi.$$

หรือหาจากกราฟดังรูปกราฟหาค่าคงที่ K_5, K_6, K_7,





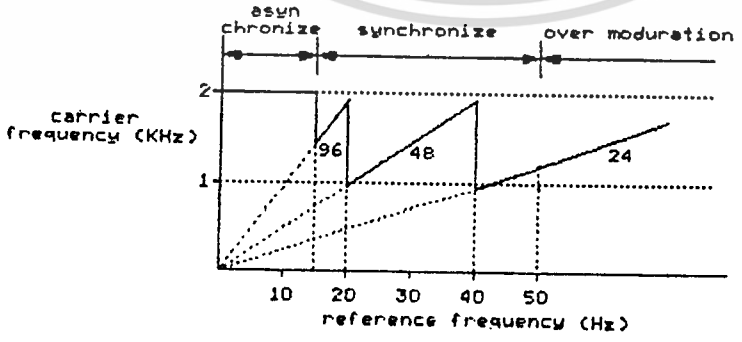
รูปที่ 5.9 รูปแสดงรูปคลื่นการสวิทช์เมื่อโหลดเป็น INDUCTIVE LOAD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ของอุปกรณ์สวิทชิ่งในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้กำหนดช่วงของการสวิทช์ของเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์อยู่ระหว่าง 1KHz ทั้ง 2KHz เพื่อลดผลของความสูญเสียในเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์เมื่อความถี่ในการสวิทช์มีค่าสูง และเพื่อลดผลของความสูญเสียในมอเตอร์เนื่องจากฮาร์มอนิคส์ เมื่อความถี่ในการสวิทช์มีค่าต่ำ

แต่เนื่องจากได้กำหนดให้ความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ เป็น 96;48 และ 24 เท่าของสัญญาณอ้างอิง เพราะเมื่อความถี่ของสัญญาณอ้างอิงสูงขึ้นมีผลทำให้ความถี่ของสัญญาณแคเรียร์สูงขึ้นเกินขอบเขตความถี่ที่กำหนด ทำให้ความถี่ในการสวิทช์ของเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์สูงเกินขอบเขตที่กำหนดด้วย(เมื่อ MODULATION INDEX >=1)จึงจำเป็นต้องมีการลดความถี่ของการสวิทช์ของเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ลงเมื่อถึงขอบเขตของความถี่ที่กำหนดซึ่งก็คือการลดจำนวนพัลส์ของสัญญาณ PWM ต่อไซเคิ้ลสัญญาณอ้างอิงลง หรือการเปลี่ยนอัตราส่วนความถี่ (PREQUENCY RATIO) เพื่อให้ความถี่ของสัญญาณแคเรียร์ลดลง

การเปลี่ยนอัตราส่วนความถี่ (FREQUENCY RATIO) เมื่อความถี่การสวิทช์สูงนี้นิยมเรียกกันว่า "GEAR CHANGING" ซึ่งสามารถแสดงการเปลี่ยนอัตราส่วนความถี่ หรือ GEAR CHANGING ดังรูป



รูปที่ 5.10 รูปแสดงการเปลี่ยนจำนวนพัลส์ต่อไซเคิล (GEAR CHANGING)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งอัตราส่วนความถี่ (FREQUENCY RATIO) นี้เกิดจากการคำนวณจากสมการข้างต้น การเปลี่ยนอัตราส่วนความถี่นี้มีผลทำให้ความถี่ของการสวิทช์อยู่ในช่วงที่กำหนดคือ 1KHz ถึง 2KHz ซึ่งเป็นช่วงที่เหมาะสมกับระบบ SINEUZODIAL PWM INVERTER เพื่อควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำไฟกระแสสลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

การออกแบบและการสร้างวงจรควบคุมแบบสัญญาณดิจิตอล

6.1 การสร้างสัญญาณคลื่นซายน์อ้างอิง 3 เฟส (3 PHASE SINEWAVE GENERATOR)

6.1.1 การสร้างข้อมูลของสัญญาณซายน์

วงจรสร้างสัญญาณคลื่นซายน์นี้จะสร้างสัญญาณซายน์ 3 เฟสที่มีมุมเฟสต่างกัน 120 องศาเพื่อใช้เป็นสัญญาณอ้างอิง การสร้างสัญญาณซายน์อ้างอิงทำได้โดยการเก็บข้อมูลของคลื่นซายน์จำนวน 2^8 = 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 ข้อมูลนี้จากการทดลองพบว่ามีความละเอียดเพียงพอแล้วสำหรับสร้างสัญญาณคลื่นซายน์อ้างอิง ข้อมูลที่จะเก็บในหน่วยความจำแบบ EPROM นั้นจะต้องอยู่ในรูปของเลขฐาน 16 ซึ่งสามารถคำนวณหาข้อมูลเหล่านี้จากสมการ

$$2v\sin wt = \frac{Vref}{R}(R)\left(\frac{A1}{2}+\frac{A2}{4}+\frac{A3}{8}+\frac{A4}{16}+\frac{A5}{32}+\frac{A6}{64}+\frac{A7}{128}+\frac{A8}{256}\right) - \frac{Vref.}{R}(R)$$

เมื่อ V = แรงดันสูงสุดของคลื่นซายน์

Vref = แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งเป็นแรงดันอ้างอิง

A1-A8 = ข้อมูลที่คำนวณได้เป็นเลขฐาน 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R_9, R_{10}, R_{12} = เป็นค่าความต้าทาน (ดูจากรูปแสดงวงจรสร้างสัญญาณซายน์

ข้อมูลทั้ง 256 ข้อมูลเพื่อคำนวณจากสมการดังกล่าวแล้วต้องนำมาเปลี่ยนจากเลขฐาน 2 เป็นเลขฐาน 16 ก่อน ข้อมูล 256 ข้อมูลนี้ถูกแสดงในตารางที่ 1 การสร้างข้อมูลของสัญญาณซายน์โดยเก็บในหน่วยความจำแล้วเรียกออกมาใช้งานโดยชี้ตำแหน่งแอดเดรสนี้เรียกว่า "LOOK UP TABLE"

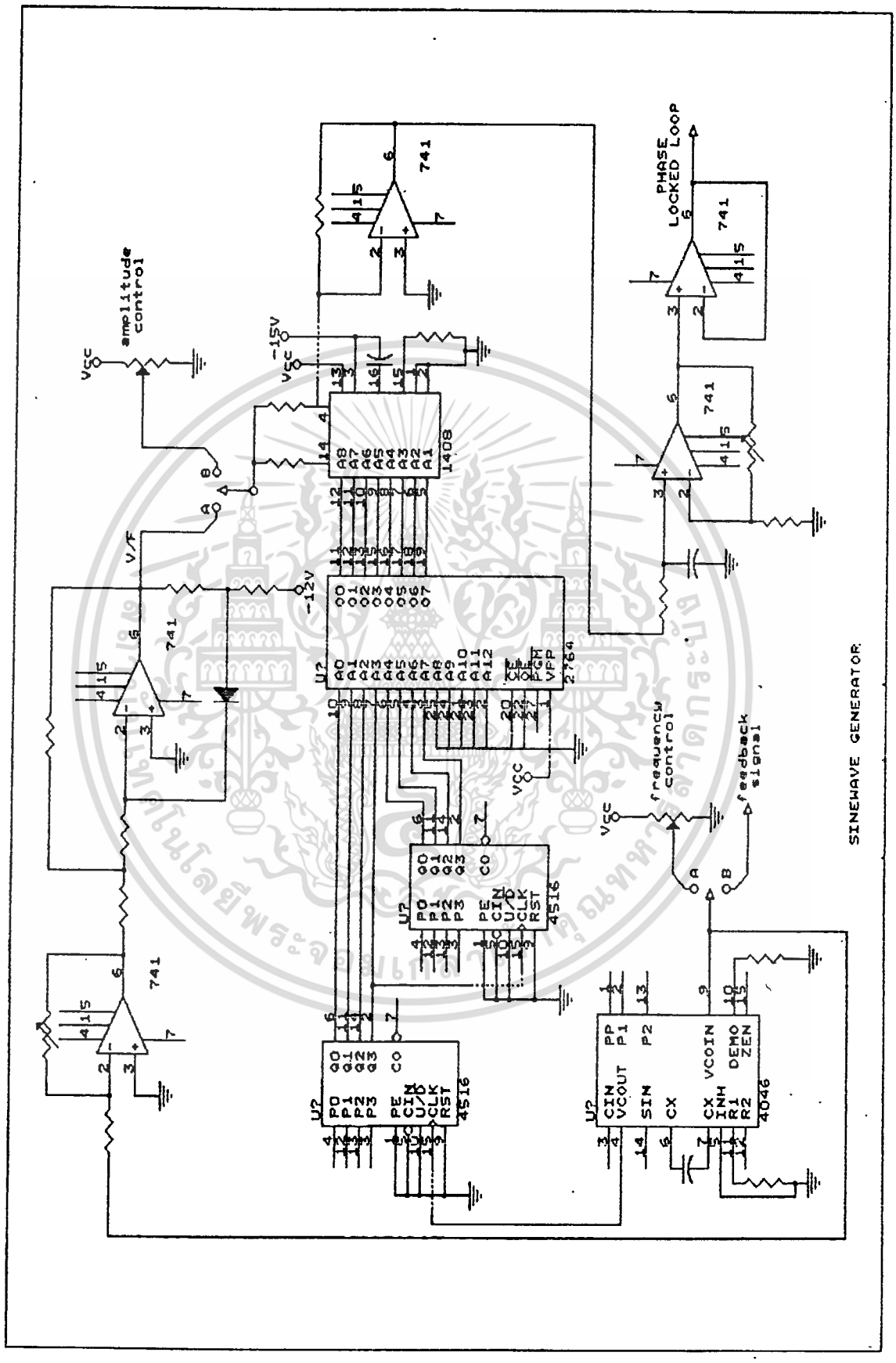
6.1.2 <u>การสร้างสัญญาณซายน์</u>

เมื่อข้อมูลทั้ง 256 ข้อมูลถูกเก็บไว้ในหน่วยความจำแล้ว ข้อมูลที่เก็บในหน่วยความจำจะถูกนำออกมาทางด้านเอาท์พุทของหน่วยความจำโดยการชี้ตำแหน่งแอดเดรสที่จัดเก็บข้อมูลการชี้ตำแหน่งแอดเดรสทำได้โดยใช้ 8 BIT UP/DOWN COUNTER (ในวงจรนี้ใช้ 4 BIT UP/DOWN COUNTER 2 ตัว ต่ออนุกรมกัน) เป็นตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาซึ่งสามารถนับข้อมูลได้ 8 บิท เป็นจำนวน 2^8 = 256 ข้อมูล โดยจะทำหน้าที่นับเลขจาก 0 ถึง 255 ด้วยความถี่ในการนับเท่ากับจำนวนความถี่ของสัญญาณนาฬิกาที่ได้รับจากตัวสร้างสัญญาณนาฬิกา VCO (VOLTAGE CONTROL OSCILLATOR) เป็นตัวสร้างสัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่ของสัญญาณตั้งแต่ 0-25,600Hz (เฮิร์ทซ์) โดยประมาณ

ข้อมูลภายในหน่วยความจำจะถูกแปลงจากข้อมูลเลขฐาน 16 เป็นสัญญาณอนาล็อคที่เปลี่ยนแปลงโดยตัว 8-BIT MULTIPLYING-DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER (DAC) ซึ่งสัญญาณอนาล็อคที่เปลี่ยนแปลงนี้ต้องผ่านวงจรส่วน CURRENT TO VOLTAGE CONVERTOR เพื่อเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อคในรูปกระแสให้เป็นแรงดันก่อนนำไปใช้งาน

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

เอกสารนี้ใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.1 วงจรสร้างสัญญาณ SINE ย่านถึง 3 เฮิร์ต และวงจรควบคุม V/F

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1.3 ตารางที่ 1 แสดงข้อมูลที่เก็บในหน่วยความจำแบบ EPROM

แอดเดรสที่	เลขฐาน 16	แอดเดรสที่	เลขฐาน 16	แอดเดรสที่	เลขฐาน 16
0	80	30	D5	60	FF
1	83	31	D8	61	FF
2	86	32	DA	62	FF
3	89	33	DC	63	FF
4	8C	34	DE	64	FF
5	8F	35	EO	65	FF
6	92	36	E2	66	FF
7	96	37	E4	67	FF
8	99	38	E6	68	FF
9	9C	39	E8	69	FF
10	9F	40	EA	70	FE
11	A2	41	EC	71	FE
12	A5	42	ED	72	FD
13	A8	43	EF	73	FC
14	AB	44	FO	74	FC
15	AE	45	F2	75	FB
16	B1	46	F3	76	FA
17	B3	47	F5	77	F9
18	B6	48	F6	78	F8
19	B9	49	F7	79	F7
20	BC	50	F8	80	F6
21	BF	51	F9	81	F5
22	C1	52	FA	82	F3
23	C4	53	FB	83	F2
24	C7	54	FC	84	FO
25	C9	55	FC	85	EF
26	CC	56	FD	86	ED
27	CE	57	FE	87	EC
28	D1	58	FE	88	EA
29	D3	59	FF	89	E8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แอดเดรสที่	เลขฐาน 16	แอดเดรสที่	เลขฐาน 16	แอดเดรสที่	เลขฐาน 16
90	E6	120	99	150	3E
91	E4	121	96	151	3B
92	E2	122	92	152	38
93	EO	123	8F	153	36
94	DE	124	8C	154	33
95	DC	125	89	155	31
96	DA	126	86	156	2E
97	D8	127	83	157	2C
98	D5	128	80	158	2A
99	D3	129	7C	159	27
100	D1	130	79	160	25
101	CE	131	76	161	23
102	CC	132	73	162	21
103	C9	133	70	163	1F
104	C7	134	6D	164	1D
105	C4	135	64	165	1B
106	C1	136	67	166	19
107	BF	137	63	167	17
108	BC	138	60	168	15
109	B9	139	5D	169	13
110	B6	140	5A	170	12
111	B3	141	57	171	10
112	B1	142	54	172	OF
113	AE	143	51	173	OD
114	AB	144	4F	174	OC
115	A8	145	4C	175	OA
116	A5	146	49	176	09
117	A2	147	46	177	08
118	9F	148	43	178	07
119	9C	149	40	179	06

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้