



เครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสโดยใช้
อะแด็ปทีฟพีดีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์

ADAPTIVE PWM INVERTER FOR 3- ϕ INDUCTION
MOTOR DRIVE



โดย
นาย พรสมนึก ชินพีระเสถียร
นาย ลิขิต สันทัดตโสภณ
นาย วัลลภ ปุ่นบุญหอม
นาย วิรัช ศรีหิรัญ

วัน เดือน ปี ๑ ก.ค. ๒๕๖๐
เลขทะเบียน ๐๓๗๐๒๐
เลขเรียกหนังสือ T ๑8113 พ ๒๕๖ ๑

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

037020

ปีการศึกษา 2538

เครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสโดยใช้

อะแด็ปทีฟพีพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์

ADAPTIVE PWM INVERTER FOR 3- ϕ INDUCTION

MOTOR DRIVE



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิริยะ พิเชษฐจำเริญ

อ.สมภพ ผลไม้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2538

ภาควิชาวิศวกรรมศาสตร์ไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยใช้อะแดปทีฟ พีดแบคฟีดแบค
อินเวอร์เตอร์

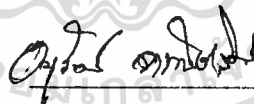
ผู้จัดทำ

- 
1. นาย พรสมนึก ชินพิระเสถียร
 2. นาย ลีขิต สันทัดโสภณ
 3. นาย วัลลภ บุนบุญหอม
 4. นาย วิรัช ศรีหิรัญ



อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐจำเรียม)



อาจารย์ที่ปรึกษา (1 คน)

(อ. สมกษ ผลไม้)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส
โดยใช้อะแด็ปทีฟพีดีดับลิแวมอินเวอร์เตอร์

นาย พรสมนึก ชินพีระเสถียร

นาย ลีขิต สันทัดโตโสภณ

นาย วัลลภ ปุ่นบุญหอม

นาย วิรัช ศรีหิรัญ

รศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. สมภพ ผลไม้ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2538

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอ หลักการ โดยทั่วไปของการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยใช้เทคนิคอะแด็ปทีฟพีดีดับลิแวมอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ชนิดโวลต์เดจเซอร์ส โดยใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ตัดต่อแบบโซลิดสเตต ซึ่งจะให้สัญญาณพีดีดับลิแวม ชนิดอะแด็ปทีฟพีดีดับลิแวม (Adaptive PWM) โดยจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ สร้างสัญญาณไซน์ (Sine Wave) และ สัญญาณสามเหลี่ยม (Triangle Wave) และจะนำสัญญาณนี้ไปรวมกัน แล้วนำสัญญาณที่รวมกันนี้ เปรียบเทียบกับสัญญาณป้อนกลับ เพื่อทำให้เกิดสัญญาณพีดีดับลิแวม จากนั้นสัญญาณจะถูกขยาย ด้วยวงจรขับเบสในภาคต่อไป ซึ่งสัญญาณนี้จะนำไปขับให้แก่ขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่อยู่ในภาคกำลังของ อินเวอร์เตอร์ เพื่อใช้ในการปรับความเร็วมอเตอร์ ลักษณะของแรงดันต่อ ความถี่คงที่

สำหรับปริญญานิพนธ์นี้ยังได้กล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรควบคุมและวงจรกำลัง รวมทั้งกล่าวถึงทฤษฎีและการออกแบบการสร้างสัญญาณอะแด็ปทีฟพีดีดับลิแวมไว้ และยังได้ นำผลจากการวิเคราะห์เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดสอบในเงื่อนไขต่างๆ ไปด้วย

ในตอนท้าย ยังได้นำเอาเครื่องต้นแบบอินเวอร์เตอร์ไปทดสอบขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ที่โหลดต่างๆเพื่อทดสอบหาคุณสมบัติการทำงานต่างๆของระบบขับเคลื่อนนี้ เช่น ความสัมพันธ์ระหว่างทอร์คและความเร็วของมอเตอร์ อัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่มูลฐาน ทางค่านเอาท์พุทเอาไว้ออกสังเขป

ADAPTIVE PWM INVERTER FOR 3 - ϕ INDUCTION MOTOR DRIVE

Pornsomnuk Chinperasatien

Likit Sintattasopon

Wallop Poonboonhom

Wiruch Srihirun

ASSOC. PROF. DR.Wiriya Pichatejumrun Advisor

Sompop Phollamai Advisor

1995

ABSTRACT

This project proposes general principle of controlled speed 3- ϕ induction motor by adaptive pwm inverter technique ,voltage source type inverter .The adaptive pwm method obtained by microcontroller produces sinewave and trianglewave, then combine both signal before compare with feedback signal to generate pwm waveform. This waveform is then amplified by base drive in next part and used for driving power transistor in inverter which convert DC to AC. This method automatically operates at constant ratio of voltage to frequency.

In the last chapter of thesis ,the prototype of the inverter test set is used to test the 3-phase induction motor under various load condition so as to obtain the operating characteristics of the moter drive system; for example the motor speed-torque characteristics,the output voltage-to-fundamental frequency ratio.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	III
สารบัญตาราง	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ	
2.1 บทนำ	4
2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของวงจรมอเตอร์เหนี่ยวนำ	
2.2.1 หลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	4
2.2.2 วงจรสมมูล	5
2.3 วิธีการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ	
2.3.1 การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์	8
2.3.2 การควบคุมสลิปเฟวเวอร์	9
2.3.3 การควบคุมด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันและความถี่	11
2.4 อินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ	
2.4.1 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดัน	14
2.4.2 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายกระแส	15
บทที่ 3 ทฤษฎีและหลักการต่างๆของส่วนควบคุม	
3.1 บทนำ	18

สารบัญ

หน้า

3.2	ส่วนประกอบต่างๆของส่วนควบคุม	20
3.3	เทคนิคการสร้างสัญญาณอะแด็ปทีฟพีดีบีบลิวเอ็ม	22
3.4	หลักการสร้างสัญญาณพีดีบีบลิวเอ็ม	28
บทที่ 4	หลักการออกแบบวงจรควบคุมและวงจรถ้าล้าง	
4.1	บทนำ	34
4.2	การออกแบบและการสร้างวงจรควบคุม	
4.2.1	การสร้างสัญญาณไซน์และสามเหลี่ยมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์	35
4.2.2	ส่วนแสดงผล	37
4.2.3	วงจรถ้าล้างสัญญาณพีดีบีบลิวเอ็ม	42
4.2.4	วงจรถ้าล้างเอาท์	43
4.3	การออกแบบและการสร้างวงจรถ้าล้าง	
4.3.1	วงจรถ้าล้างรีเลย์	44
4.3.2	วงจรถ้าล้างรีเลย์	45
4.3.3	วงจรถ้าล้างรีเลย์	47
4.3.4	วงจรถ้าล้างรีเลย์	48
4.3.5	วงจรถ้าล้างรีเลย์	51
4.3.6	วงจรถ้าล้างรีเลย์	51
4.4	ชิ้นงานปริญาณินท์	56

สารบัญ

หน้า

บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง

5.1 การทดลอง

59

5.2 ผลการทดลอง

60

5.3 สรุป

70

บทที่ 6 สรุปผลและวิจารณ์

71

ภาคผนวก

73

กิตติกรรมประกาศ

74

เอกสารอ้างอิง

75



สารบัญภาพ

	หน้า
รูป 2.1 วงจรสมมูลย์ทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	5
รูป 2.2 วงจรอย่างง่ายของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	7
รูป 2.3 กราฟความเร็ว-ทอร์ค ของมอเตอร์เหนี่ยวนำและโหลด	8
รูป 2.4 วงจรกำลัง 3 เฟส โดยควบคุมแรงดัน	9
รูป 2.5 วงจรการควบคุมความเร็วแบบป้อนกลับพลังงาน	10
รูป 2.6 การเปลี่ยนแปลงของแรงดัน, ทอร์ค, กระแสเตเตอร์ กับความถี่	11
รูป 2.7 กราฟทอร์ค-ความเร็วของมอเตอร์เมื่อใช้วิธีควบคุม ด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่	12
รูป 2.8 บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ	13
รูป 2.9 วงจรกำลังของพีคดับลิแวมอินเวอร์เตอร์	15
รูป 2.10 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส	16
รูป 2.11 แรงดันและกระแสทางคานเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส	16
รูป 3.1 แสดงบล็อก ไดอะแกรมของวงจรควบคุม	18
รูป 3.2 แสดงบล็อก ไดอะแกรมของเทคนิคการมีอดคูลเลชั่น	21
รูป 3.3 รูปคลื่นของสัญญาณพีคดับลิแวม	22
รูป 3.4 เป็นโครงสร้างของอุปกรณ์คานฮาร์ดแวร์ของเทคนิคพีคดับลิแวม	23
รูป 3.5 แสดงลักษณะของแรงดันต่อความถี่ในอุดมคติ	24
รูป 3.6 แสดงลักษณะสัญญาณควบคุมและรูปแบบพีคดับลิแวมโดยการ เปลี่ยนแปลงค่ามีอดคูลเลชั่นอินเด็กที่ความถี่ 60 เฮิรท์	25
รูป 3.7 เป็นสัญญาณควบคุมและสัญญาณพีคดับลิแวมเมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ f_r แรงดันเอาท์พุทสูงสุด โดย $f_m = 654$ เฮิรท์	26
รูป 3.8 แสดงลักษณะแรงดันต่อความถี่	26
รูป 3.9 แสดงความถี่สเป็คตรัมของแรงดันเอาท์พุทที่ $M=1.0$ และ $f_r = 60$ เฮิรท์	29
รูป 3.10 แสดงความถี่สเป็คตรัมของแรงดันเอาท์พุทที่ $M=0.6$ และ $f_r = 60$ เฮิรท์	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

	หน้า
รูป 3.11 แสดงบล็อกโคอะแกรมของอุปกรณ์ 3 เฟสมีอคดูเลขชั้น	31
รูป 3.12 แสดงรูปคลื่นของแรงดันไลน์เอาท์พุทและสเปกตรัมของความถี่ ของอุปกรณ์ 3 เฟส เมื่อ $M = 1$ และ $f_r = 60$ เฮิรท์	31
รูป 4.1 วงจรทั้งหมดของชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส	34
รูป 4.2 โพล์ซาร์ตของขั้นตอนการสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณไซน์สามเฟส และสัญญาณสามเหลี่ยม	36
รูป 4.3 วงจรกำเนิดสัญญาณไซน์สามเฟส และสัญญาณสามเหลี่ยม	38
รูป 4.4 การต่อคีย์บอร์ดแบบเมตริก	39
รูป 4.5 โพล์ซาร์ตของขั้นตอนการทำงานในการป้อนค่าให้ปุ่มกด	39
รูป 4.6 วงจรสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม	42
รูป 4.7 วงจรสร้างสัญญาณกลับเฟส	43
รูป 4.8 หลักการสร้างวงจรเรคโทม	44
รูป 4.9 วงจรบริดจ์เรคตีไฟน์สามเฟส	45
รูป 4.10 ระบบจ่ายไฟและการแยกส่วน(ดีซี เร็คกูเลต เพาเวอร์ซัพพลาย)	48
รูป 4.11 วงจรแหล่งจ่ายไฟตรงให้กับวงจรขับเบสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	48
รูป 4.12 รูปร่างของกระแสเบสในอุดมคติ	49
รูป 4.13 เป็นวงจรขับเบส	50
รูป 4.14 วงจรและรูปสัญญาณขณะต่อวงจรสับเบสที่ค่าตัวเก็บประจุขนาดต่างๆ	52
รูป 4.15 พื้นที่ RB SOA ที่ขนาดตัวเก็บประจุต่างๆ	52
รูป 4.16 ลักษณะรูปคลื่นเมื่อต่อวงจรสับเบสโดยต่อและไม่ต่อ R_s และ D_s	53
รูป 4.17 วงจรสับเบสต่อแบบฮาร์ฟเวฟ	54
รูป 4.18 วงจรสับเบสที่ต่อเข้ากับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส	55
รูป 4.19 ชุดควบคุม	56
รูป 4.20 วงจรขับเบส	56
รูป 4.21 ส่วนอินเวอร์เตอร์	57
รูป 4.22 วงจรกำลังทั้งหมด	57

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

	หน้า
รูป 5.1 ลักษณะรูปคลื่นของสัญญาณที่ขึ้นอยู่กับไซน์ เมื่อผ่านวงจร ป้อนกลับที่ความถี่ 15 Hz	60
รูป 5.2 ลักษณะรูปคลื่นของสัญญาณที่ขึ้นอยู่กับไซน์ เมื่อผ่านวงจร ป้อนกลับที่ความถี่ 50 Hz	60
รูป 5.3 ลักษณะรูปคลื่นของสัญญาณที่ขึ้นอยู่กับไซน์ เมื่อผ่านวงจร ป้อนกลับที่ความถี่ 90 Hz	61
รูป 5.4 รูปคลื่นสัญญาณพีคดับลิแอมที่ความถี่ 15 Hz	61
รูป 5.5 รูปคลื่นสัญญาณพีคดับลิแอมที่ความถี่ 50 Hz	62
รูป 5.6 รูปคลื่นสัญญาณพีคดับลิแอมที่ความถี่ 90 Hz	62
รูป 5.7 ลักษณะรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสของมอเตอร์ที่ความถี่ 30 Hz	64
รูป 5.8 ลักษณะรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสของมอเตอร์ที่ความถี่ 50 Hz	64
รูป 5.9 ลักษณะรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสของมอเตอร์ที่ความถี่ 75 Hz	65
รูป 5.10 ลักษณะรูปคลื่นของแรงดัน โหลดของมอเตอร์ที่ความถี่ 30 Hz	65
รูป 5.11 ลักษณะรูปคลื่นของแรงดัน โหลดของมอเตอร์ที่ความถี่ 50 Hz	66
รูป 5.12 ลักษณะรูปคลื่นของแรงดัน โหลดของมอเตอร์ที่ความถี่ 75 Hz	66
รูป 5.13 ลักษณะรูปคลื่นกระแสของมอเตอร์ที่ความถี่ 50 Hz	67
รูป 5.14 ลักษณะรูปคลื่นกระแสไนวตรอนของมอเตอร์ที่ความถี่ 90 Hz	67
รูป 5.15 รูปแสดงกราฟฮาร์โมนิกของแรงดันที่ความถี่ 50 Hz	68
รูป 5.16 รูปแสดงกราฟฮาร์โมนิกของแรงดันที่ความถี่ 90 Hz	68
รูป 5.17 รูปแสดงกราฟฮาร์โมนิกของแรงดันที่ความถี่ 30 Hz	69
รูป 5.18 รูปแสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างทอร์คกับความเร็วของมอเตอร์	69
รูป 5.19 รูปแสดงกราฟแรงดัน-ความถี่ที่ได้จากการทดลอง	70

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 3.1 เป็นลักษณะแรงดันเอาต์พุตมูลฐานที่ความถี่ f_r ต่างๆ	30
ตารางที่ 5.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ทดสอบจากการขับเบส	63



บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันพบว่า การควบคุมความเร็วมอเตอร์ โดยเฉพาะในมอเตอร์เหนี่ยวนำ มีความจำเป็น และมีการใช้กันอย่างแพร่หลายตามอุตสาหกรรมหรือตามธุรกิจต่างๆ ซึ่งการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะทำได้โดยการปรับเปลี่ยนความถี่ให้แก่มอเตอร์ โดยสามารถควบคุมความถี่จากการเปลี่ยนมุมสวิทช์ซึ่ง(Switching)ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในอินเวอร์เตอร์ และการควบคุมความถี่หรือมุมสวิทช์ซึ่งจะอาศัยหลักการของการมอดูเลต (ในที่นี้จะใช้การมอดูเลตแบบอะแด็ปทีฟพีดีบีบลิวเอ็ม) ในการสร้างสัญญาณอะแด็ปทีฟพีดีบีบลิวเอ็มนี้อาจสร้างโดยการสร้างสัญญาณไซน์และสัญญาณสามเหลี่ยม แล้วนำสัญญาณทั้งสองมารวมกันเพื่อให้เกิดสัญญาณสามเหลี่ยมที่ขึ้นบนสัญญาณไซน์ จากนั้นจะนำสัญญาณที่รวมกันแล้วนี้มาเปรียบเทียบกับสัญญาณป้อนกลับที่ได้จากการอินทิเกรตสัญญาณเอาต์พุตเพื่อทำให้เกิดสัญญาณพีดีบีบลิวเอ็ม ซึ่งสัญญาณไซน์จะสร้างจากการเก็บค่าสัญญาณระดับต่างๆลงในหน่วยความจำของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยการควบคุมลักษณะนี้มีวัตถุประสงค์หลักคือ เพื่อให้มีการควบคุมความถี่ได้ง่ายและมีเสถียรภาพและความไว้วางใจสูงขึ้นแต่อย่างไรก็ตาม เพื่อให้ได้คุณสมบัติดังกล่าวข้างต้น วงจรจึงมีลักษณะที่ยืดหยุ่นและซับซ้อน ขนาดใหญ่ ราคาแพง หลังจากที่ได้สัญญาณพีดีบีบลิวเอ็มซึ่งมีลักษณะสแควร์เวฟ(Square wave) แล้ว จะนำสัญญาณนี้ไปเป็นสัญญาณอินพุตให้กับวงจรขับเบส ทั้งนี้เพื่อทำการขยายสัญญาณให้มีขนาดสูงขึ้น ดังนั้นจึงนำวงจรขับเบสซึ่งทำหน้าที่ในการขยายสัญญาณมาไว้ในโครงงานนี้นั่นเอง โดยวงจรขับเบสที่ใช้จะใช้อุปกรณ์ ออปโต ไอโซเลเตอร์(opto isolater) เป็นตัวแยกวงจรไฟต่ำและวงจรกำลังออกจากกัน และหลังจากนั้นจะนำทรานซิสเตอร์มาใส่เพื่อทำหน้าที่ขยายสัญญาณให้สูงขึ้น เพื่อให้สัญญาณสูงพอที่จะขับให้แก่ขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในอินเวอร์เตอร์ทำงานได้ ส่วนอินเวอร์เตอร์ที่ใช้จะทำหน้าที่แปลงไฟดิซีให้เป็นไฟเอซีเพื่อใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยจะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นตัวสวิทช์ ซึ่งทำให้เกิดสัญญาณไซน์ และจำนวนเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะใช้ทั้งสิ้น 6 ตัว ซึ่งความละเอียดของสัญญาณไซน์จะได้จากการเขียนโปรแกรมของสัญญาณไซน์นั่นเอง

สำหรับการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยทั่วไปจะมีการควบคุมการทำงาน 2 ย่าน กล่าวคือ เมื่อความถี่ของอินเวอร์เตอร์ต่ำกว่าความถี่กำหนด(Base Frequency) จะต้องควบคุมให้ V/f คงที่ โดยเป็นสิ่งสำคัญในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำเพื่อให้พิกัดในช่องอากาศมีค่าคงที่ ซึ่งจะส่งผลให้มอเตอร์มีทอร์กสูงสุดคงที่ ส่วนในกรณีที่ความถี่สูงกว่าความถี่กำหนด จะควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์เท่ากับค่าที่กำหนดการทำงานของมอเตอร์ลักษณะนี้มีผลทำให้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังคงที่ (Constant power) ทั้งนี้เพื่อไม่ให้มอเตอร์เกิดโอเวอร์โหลด และไม่มีปัญหาเกี่ยวกับ
 จนวน ซึ่งอาจทำให้มอเตอร์เสียหายได้

ในปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาถึงการออกแบบวงจรมอดูเลทเพื่อใช้กับวงจรสามเฟส
 อินเวอร์เตอร์ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยรายละเอียดของส่วนต่างๆในการสร้างจะขอ
 กล่าวต่อไป ซึ่งลักษณะการกล่าวจะแบ่งเป็นบทๆได้ดังนี้คือ

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงเนื้อหาโดยรวมในแต่ละบท วัตถุประสงค์ขอบเขต และวิธีการของการ
 ศึกษา ตลอดจนประโยชน์ที่ได้จากการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีขั้นพื้นฐานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ชนิด และคุณสมบัติ ในการ
 ขับ เคลื่อนมอเตอร์

บทที่ 3 กล่าวถึง บล็อกไดอะแกรมของการสร้างสามเฟสอินดิคชั่นมอเตอร์ไดรฟ์ และ
 อธิบายถึงหลักการของบล็อกไดอะแกรมแต่ละบล็อกว่ามีการทำงานเป็นเช่นไร รวมทั้งจะกล่าว
 ถึงเทคนิคการมอดูเลทแบบอะแด็ปทีฟพีดีบีบลิวเอ็ม โดยจะอธิบายถึงหลักการ และการสร้าง
 สัญญาณต่างๆโดยใช้ไมโคร โปรเซสเซอร์

บทที่ 4 กล่าวถึง เทคนิคการออกแบบและสร้างสัญญาณควบคุม และวงจรกำลังต่างๆของ
 ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์

บทที่ 5 กล่าวถึง ผลการทดลองต่างๆของระบบขับเคลื่อนมอเตอร์

บทที่ 6 กล่าวถึง สรุปและวิจารณ์

วัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. เพื่อศึกษาหลักการการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยจะศึกษาลักษณะการขับเคลื่อน
 มอเตอร์ โดยใช้เทคนิคใหม่ๆ

2. เพื่อศึกษาเทคนิคการสร้างสัญญาณพีดีบีบลิวเอ็มชนิดใหม่

3. เพื่อแก้ไขปัญหาที่เกิดจากเครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์ชนิดอื่น

3. สร้างและประกอบเป็นชุดทดสอบที่สามารถทดลองผลของทฤษฎีนี้

ขอบเขตของการศึกษา

1. ศึกษาถึงเทคนิคการสร้างสัญญาณควบคุมแบบอะแด็ปทีฟพีดีบีบลิวเอ็ม

2. ศึกษาถึงการสร้างสัญญาณต่างๆโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ 8051

3. ศึกษาถึงการควบคุมอินดิคชั่นมอเตอร์ โดยใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

4. วิเคราะห์และเปรียบเทียบถึงข้อดีและข้อเสียของระบบควบคุมมอเตอร์แบบอะแด็ปทีฟพี

ดีบีบลิวเอ็มและแบบอื่นๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประโยชน์ที่ได้จากการศึกษา

1. รู้จักการแก้ปัญหาเกี่ยวกับ เทคนิคการมอดูเลทแบบอะแด็ปทีฟที่ดับบลิวเอ็ม
2. เข้าใจถึงหลักการสร้างสัญญาณอะแด็ปทีฟที่ดับบลิวเอ็ม
3. เป็นพื้นฐานในการศึกษาการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วยอินเวอร์เตอร์
4. สามารถนำเทคนิคการมอดูเลทมาประยุกต์ใช้ในงานด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น UPS การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ และเอซี/ดีซีคอนเวอร์เตอร์ (AC to DC Converter)



บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำและอินเวอร์เตอร์

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงทฤษฎีเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสและ การควบคุมความเร็ว มอเตอร์เหนี่ยวนำวิธีต่างๆ โดยจะเน้นถึงการควบคุมความเร็วมอเตอร์ โดยใช้อินเวอร์เตอร์และ จะได้กล่าวถึงคุณสมบัติของมอเตอร์ โดยใช้อินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนในรูปแบบต่างๆ และได้กล่าวถึง คุณสมบัติของมอเตอร์ เมื่อใช้อินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อน

โดยปกติโรงงานอุตสาหกรรมโดยทั่วไปจะใช่มอเตอร์เหนี่ยวนำทั้งสิ้น เพราะมีโครงสร้าง ที่แข็งแรงทนทานสามารถทำงานได้ที่อุณหภูมิสูงราคาถูก และมีขนาดเล็กกว่า ดีไซน์มอเตอร์ เมื่อเปรียบเทียบกับอัตราเร็ว และกำลังเท่ากัน นอกจากนี้ยังมีการพัฒนาทาง ด้านอิเล็กทรอนิกส์ กำลังเพื่อมาทำการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยการใส่สแตติคอินเวอร์เตอร์ซึ่งจะมี ประสิทธิภาพสูง และยังสามารถพัฒนาวิธีการควบคุม ใหม่ ๆ ได้เสมอ ถึงแม้ว่าเอชเอ็มเอชจะมี คุณสมบัติที่ดีหลายประการ แคราของอินเวอร์เตอร์ และความยุ่งยากในการควบคุม เอชเอ็มเอชทำให้การแพร่กระจายของระบบขับเคลื่อนปรับความเร็วได้ ไม่เป็นที่แพร่หลายเท่าที่ ควรแต่อย่างไรก็ตามการพัฒนาทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ ทำให้ระบบขับเคลื่อนปรับความเร็วได้ โดย ที่ใช้ เอชเอ็มเอช จะมีราคาถูกลงและความเชื่อถือได้สูงขึ้นนั้น จะทำให้ระบบขับเคลื่อนชนิดนี้ เป็นที่นิยมต่อไปในอนาคต

2.2 ทฤษฎีเบื้องต้นของวงจรเหนี่ยวนำ

2.2.1 หลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำจะประกอบด้วยส่วนสเตเตอร์และส่วนโรเตอร์ โดยส่วนโรเตอร์จะทำ หน้าที่รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟโดยผ่านส่วนสเตเตอร์ โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำจะทำให้ เกิดสนามแม่เหล็กอยู่ในแอร์แกป (AIR GAP) ซึ่งอยู่ระหว่างส่วนสเตเตอร์และโรเตอร์สนาม แม่เหล็กนี้ จะหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส(synchronous speed) ตามสมการ

$$N_s = \frac{120 f}{P} \quad \dots(2.1)$$

โดยที่ N_s = ความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็ก (rpm)

f = ความถี่ไฟที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์ (Hz)

p = จำนวนขั้วแม่เหล็กของขดลวดสเตเตอร์

โดยขณะที่โรเตอร์อยู่กับที่จะมีการเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ ซึ่งมีความถี่เดียวกันกับแหล่งจ่ายไฟ แต่ในขณะที่โรเตอร์มีความเร็วเท่ากับความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็กจะไม่มี การเหนี่ยวนำขึ้นที่โรเตอร์ ดังนั้นจะไม่มีทอร์กเกิดขึ้นและ ขณะที่โรเตอร์มีความเร็ว N_r ใดๆที่มีความแตกต่างจากความเร็ว N_s จะทำให้เกิด ความเหนี่ยวนำขึ้นบนโรเตอร์ และทำให้เกิดทอร์กความแตกต่างสัมพัทธ์ของความเร็วทั้งสองนี้เรียกว่า สลิป (slip)

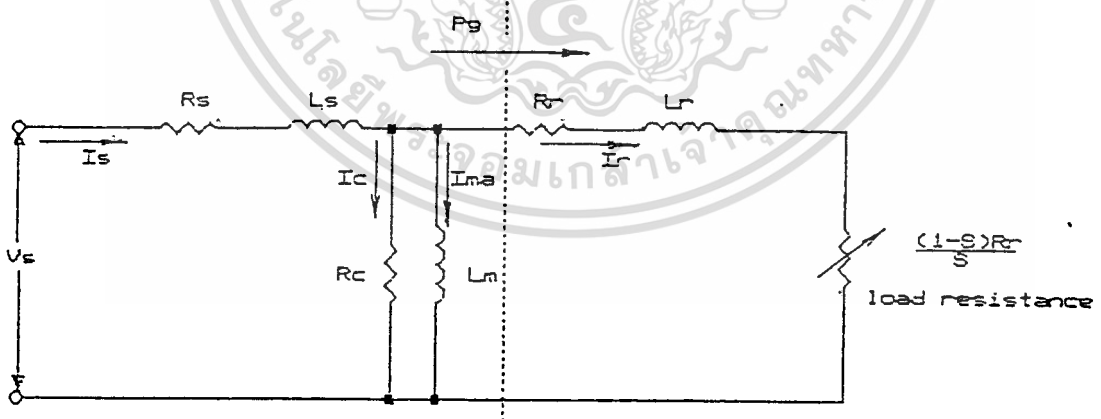
$$S = \frac{N_s - N_r}{N_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad \dots(2.2)$$

โดยที่ ω_s คือ ความถี่เชิงมุมของสเตเตอร์ (stator angular frequency)

ω_r คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของโรเตอร์ (rotor angular frequency)

2.2.2 วงจรสมมูล

จากรูปที่ 2.1 เป็นวงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำประกอบด้วยพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้



รูปที่ 2.1 แสดงวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

L_m คือ ค่าความเหนี่ยวนำร่วม

R_m, R_r คือ ความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์ และโรเตอร์ตามลำดับ

R/S คือ ความต้านทานไหล

การวิเคราะห์วงจรสมมูล

กำลังขาเข้าของมอเตอร์ $P_{in} = 3V_S I_S \cos \theta$... (2.3)

กำลังสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์ $P_{ls} = 3I_S^2 R_S$... (2.4)

กำลังที่ผ่านแอร์แก๊ป (air gap) $P_g = \frac{3I_r^2 R_r}{S}$... (2.5)

กำลังสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์ $P_{lr} = 3I_r^2 R_r$... (2.6)

กำลังขาออก $P_O = P_g - P_{lr}$
 $= \frac{3I_r^2 R_r (1-S)}{S}$... (2.7)

กำลังที่เพล $SP_g = P_O - P_{fw}$... (2.8)

P_{fw} คือ กำลังที่สูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทาน และกำลังลมต้าน

ทอร์คมอเตอร์ $T_O = P_O = \frac{3I_r^2 R_r (1-S)}{\omega_m S}$... (2.9)

$$= \frac{3pI_r^2 R_r}{\omega_s S} \quad \dots (2.10)$$

ซึ่ง $\omega_m = (2/p)\omega_r$ คือ ความเร็วเชิงกลของโรเตอร์ (rad/sec)

p คือ จำนวนขั้วของมอเตอร์

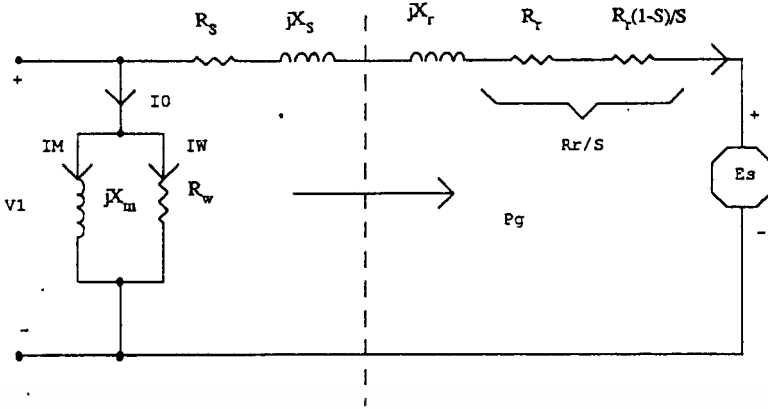
วงจรสมมูลที่อยู่ในรูป 2.1 สามารถทำให้ง่ายขึ้นดังในรูปที่ 2.2 ซึ่งกระแส I_r สามารถหาได้ดังนี้

$$I = \frac{E_1 S}{R_r + S X_r} \quad \dots (2.11)$$

$$T = \frac{3p E_1^2 R_r S}{\omega_s R_r^2 + S^2 X_r^2} \quad \dots (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรอย่างง่ายของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

สามารถหาค่าสลิป ที่ทอร์กสูงสุดได้จากสมการดิฟเฟอเรนเชียลได้

$$S_m = R_r / X_r = R_r / 2\pi f_1 L_2 \quad \dots(2.13)$$

นำสมการที่ (2.13) แทนในสมการที่ (2.12) จะได้ ทอร์กสูงสุดคั้งนั้นสมการ

$$T_m = \frac{p}{\omega_s} \frac{E^2}{2X_r} = \frac{p}{8\pi L_r} \frac{[E_1/f_1]^2}{\omega_s} \quad \dots(2.14)$$

จะเห็นว่าทอร์กสูงสุดมีค่าคงที่ก็ต่อเมื่อ E_1/f_1 หรือ ϕ มีค่าคงที่ ซึ่งในการควบคุมความเร็ว โดยให้ทอร์กคงที่ สามารถทำได้โดยรักษาให้ E_1/f_1 มีค่าคงที่

2.3 วิธีการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ

วิธีการควบคุมความเร็วรอบของอินดัคชั่นมอเตอร์นี้ เมื่อพิจารณาสมการความเร็วของมอเตอร์สมการที่ (2.15) ซึ่งมาจากสการที่ (2.1) และ (2.2)

$$N_r = (1-S) * (120/P) * f \quad \dots(2.15)$$

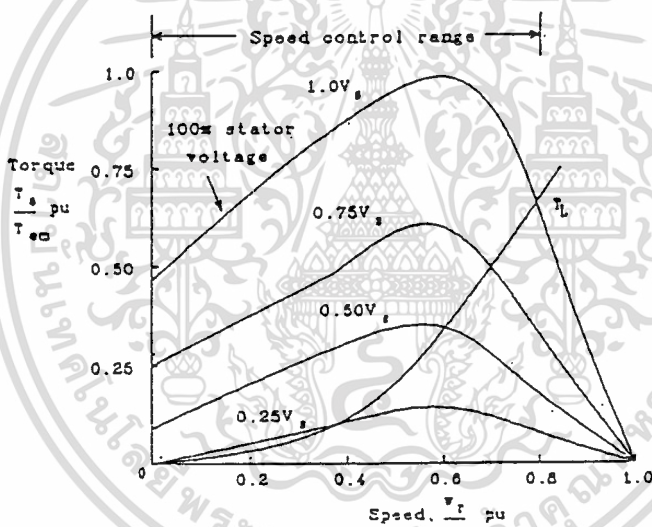
คั้งนั้นการควบคุมความเร็วมอเตอร์ทำได้โดยการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ (f) สลิปของโรเตอร์ (s) และจำนวนขั้วของสเตเตอร์ (p) และวิธีการควบคุมที่เหมาะสมที่สุด คือ การควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟโดยใช้อินเวอร์เตอร์ เพราะจะทำให้การควบคุมมีการต่อเนื่อง ประสิทธิภาพของมอเตอร์สูง ในขณะที่การควบคุมความเร็วของอินดัคชั่นมอเตอร์ โดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วจะทำได้จำกัด ช่วงการเปลี่ยนความเร็วแคบและไม่ต่อเนื่อง และใช้ได้กับอินดัคชั่นมอเตอร์ที่ออกแบบไว้พิเศษเท่านั้น ส่วนการควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยการ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควบคุมสลิปทำได้โดยการเปลี่ยนค่าสลิปทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพต่ำลง เพราะประสิทธิภาพของมอเตอร์ขึ้นอยู่กับค่าสลิป

2.3.1 การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์ (Stator Voltage Control)

การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์นี้ ช่วงของความเร็วของมอเตอร์ จะแคบและไม่เหมาะสมกับงานที่ต้องการทอร์คเริ่มต้นสูง สำหรับกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง ทอร์ค-ความเร็ว ของอินดักชันมอเตอร์ที่ได้จากวิธีการควบคุมแรงดันขดสเตเตอร์นี้แสดงได้ตามรูปที่ 2.3

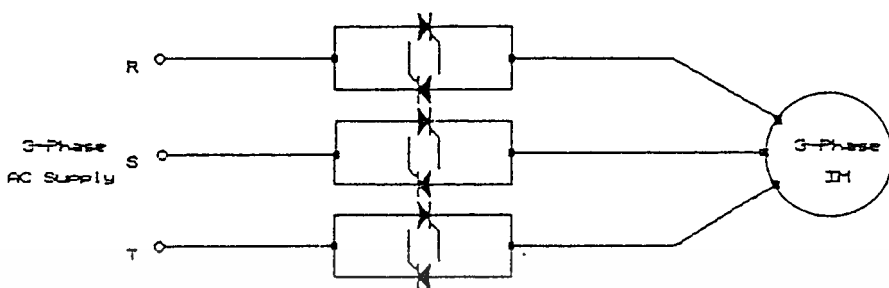


รูปที่ 2.3 แสดงกราฟความเร็ว-ทอร์ค ของมอเตอร์เหนี่ยวนำและโหลด

ซึ่งทอร์คจะเปลี่ยนตามแรงดันที่จ่ายให้กับขดสเตเตอร์ของมอเตอร์ และกราฟของทอร์ค-ความเร็วของโหลดนั้น แสดงในรูปที่ 2.3 เช่นกัน ลักษณะของทอร์คโหลดนี้ จะแปรโดยตรงกับความเร็วกำลังสอง

ดังนั้นเราสามารถปรับความเร็วของระบบได้ โดยการปรับแรงดันมอเตอร์เพื่อให้จุดตัดระหว่างกราฟของทอร์ค-ความเร็วของมอเตอร์ กับกราฟของทอร์ค-ความเร็ว ของโหลด ที่ความเร็วหรือ สลิปที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรกำลัง 3- ϕ โดยควบคุมแรงดัน(AC Power Controller)

การควบคุมความเร็วของอินดักชันมอเตอร์ โดยการควบคุมแรงดันของสเตเตอร์จะใช้วิธีการควบคุมแบบควบคุมเฟสของไฟไลน์ (Phase Control) ซึ่งแสดงในรูปที่ 2.4 เป็นวิธีที่ทำได้ง่ายและมีราคาถูก แต่ระบบจะมีประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจากเปอร์เซ็นต์ของกำลังการสูญเสียในโรเตอร์ของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามสลลิป (S) นอกจากนี้แล้วกำลังสูญเสียในสเตเตอร์จะเพิ่มขึ้นด้วยเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของกระแสในสเตเตอร์ เมื่อสลลิปเพิ่มขึ้นประสิทธิภาพของมอเตอร์รวมทั้งทอร์คจะลดลงมาก โดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำๆ เนื่องจากมอเตอร์ต้องทำงานที่สลลิปค่าสูง นอกจากนี้วิธีควบคุมเฟสของไฟไลน์นี้ จะทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์ขึ้นทั้งในเอซีไลน์และมอเตอร์เอง ทำให้เกิดการสูญเสียเพิ่มขึ้นอีก ทั้งเพาเวอร์แฟกเตอร์ของระบบก็จะลดลงตามความเร็วของมอเตอร์ด้วย

จากข้อเสียที่ได้กล่าวมาแล้วทำให้การใช้งานของระบบควบคุมความเร็วโดยใช้การควบคุมแรงดันของขดสเตเตอร์ถูกจำกัดอยู่เฉพาะในระบบที่มีขนาดเล็กและขนาดกลาง ซึ่งต้องการราคาถูกมากกว่าจะสนใจเรื่องประสิทธิภาพและเพาเวอร์แฟกเตอร์ โดยทั่วไปจะใช้กับโหลดที่ต้องการทอร์คสตาร์ทต่ำ เช่น บั๊ม หรือพัดลม ซึ่งมีทอร์คเพิ่มตามความเร็วกำลังสอง และลักษณะของทอร์ค-ความเร็ว ดังกล่าวนี้อาจทำให้ระบบควบคุมแรงดันของสเตเตอร์มีเสถียรภาพมากขึ้นด้วย'

2.3.2 การควบคุมสลลิปเพาเวอร์ (Slip Power)

การควบคุมความเร็วของอินดักชันมอเตอร์ โดยการควบคุมสลลิปของโรเตอร์นั้น นอกจากจะทำโดย การควบคุมกำลังในโรเตอร์ของอินดักชันมอเตอร์ ซึ่งจะได้จากสมการซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังออก (P_{mech}) และกำลังสูญเสียในโรเตอร์ (P_r) กับกำลังที่ส่งผ่านจาก

สเตเตอร์ไปยังโรเตอร์ (air-gap power; P_g) ดังนี้คือ ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{mech} = (1-S) P_g \quad \dots(2.16)$$

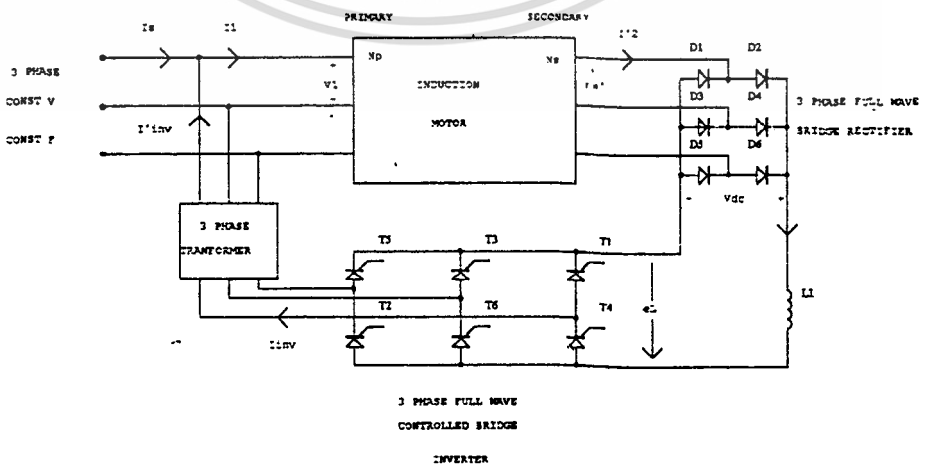
$$P_1 = S P_g \quad \dots(2.17)$$

$$P_{1-} = \frac{S}{1 - S} P_{mech} \quad \dots(2.18)$$

จากสมการเหล่านี้จะเห็นว่า ถ้าสามารถควบคุมอัตราส่วนระหว่างกำลังสูญเสียในโรเตอร์ กับกำลังออกของมอเตอร์ก็สามารถควบคุมสลลิปของโรเตอร์ได้ เช่น ในกรณีของอินดักชันมอเตอร์แบบขดลวดพัน(Wound Rotor Induction Motor) ควบคุมสลลิปของโรเตอร์โดยการปรับค่าของความต้านทานที่ต่อเข้ากับวงจรของโรเตอร์ การควบคุมความเร็วโดยวิธีนี้ถึงแม้จะทำได้ง่าย แต่จะมีข้อเสียในแง่ประสิทธิภาพของระบบโดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำๆ หรือที่สลลิปค่าสูงๆ คงจะเห็นได้จากค่าของอัตราส่วนของโรเตอร์เพาเวอร์ (Rotor Power Ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกำลังออก (P_{mech}) กับกำลังเข้าของโรเตอร์ (P_g) ตามสมการที่ (2.19)

$$\text{rotor power ratio} = \frac{P_{mech}}{P_g} = 1-S \quad \dots(2.19)$$

การที่ประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าต่ำในย่านความเร็วต่ำ เนื่องจาก P_1 เพิ่มขึ้นตามสลลิป อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพของอินดักชันมอเตอร์ที่ควบคุมความเร็วด้วยการควบคุมสลลิปเพาเวอร์นั้นสามารถปรับปรุงให้ดีขึ้นได้ โดยจะเห็นว่าจากหลักการเดิมการปรับสลลิปจะทำโดยการปรับความต้านทานของโรเตอร์ แต่จะทำให้เกิดความสูญเสียในรูปความร้อนสูง จึงเปลี่ยนมาเป็นการควบคุมสลลิปแบบป้อนกลับพลังงานแทน (slip energy-recovery) ดังรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรการควบคุมความเร็วแบบป้อนกลับพลังงาน

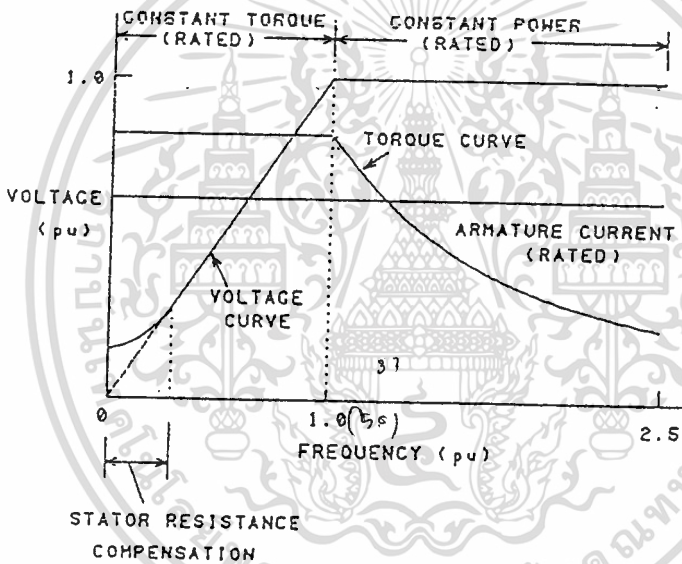
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสามารถส่งกำลังจากโรเตอร์กลับเข้าสายส่ง โดยการควบคุมแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ โดยการปรับมุมทริกให้ไทรสเตอร์

2.3.3 การควบคุมด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่ (Variable Voltage, Variable Frequency) หรือ VVVF

เทคนิคนี้เป็นที่รู้จักกันดี และเป็นเทคนิคที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งจะใช้อินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนเพื่อที่จะให้ได้แรงดันและความถี่ทางด้านเอาท์พุทเป็นไปตามที่ต้องการของหลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ แสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน, ทอร์ก, กระแสเตเตอร์ กับความถี่

ชนิดมอเตอร์ที่ใช้จะต้องมีคุณสมบัติสลลิปต่ำซึ่งจะเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพ และความเร็วมอเตอร์จะเปลี่ยนตามการเปลี่ยนความเร็วเชิง โครนัสของสนามแม่เหล็กในแอร์แกป ที่อยู่ระหว่าง ส่วนสเตเตอร์และโรเตอร์ ซึ่งการที่จะเปลี่ยนความเร็วเชิง โครนัสสามารถทำได้โดยการแปรเปลี่ยน ความถี่ของอินเวอร์เตอร์ แต่การเพิ่มความเร็วของอินดักชั่นมอเตอร์ทำได้โดยการเพิ่มความถี่ของ แรงดันออกของอินเวอร์เตอร์อย่างเดี่ยวนี้ จะทำให้สนามแม่เหล็กในแอร์แกปของมอเตอร์ลดลง สามารถสังเกตได้จากสมการ (2.20)

$$E = 4.44Nf\phi$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

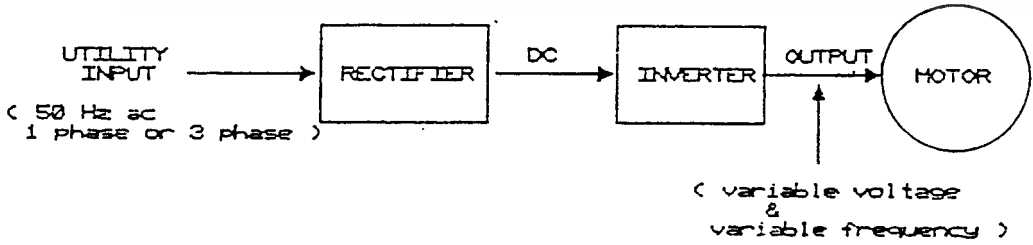
แรงดันให้คงที่ที่กำหนดซึ่ง จะทำให้ทอร์คสูงสุดลดลงเนื่องจากการลดลงของสนามแม่เหล็กใน แอร์แกปของอินดักชันมอเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.6 การควบคุมความเร็วในย่านนี้กำลังออก สูงสุดของอินดักชันมอเตอร์จะมีค่าคงที่ ด้วยการลดความเข้มของสนามแม่เหล็กเรียกว่าเป็นการทำ งานในย่านกำลังคงที่ (constant power region) หรือ (field weakening region) ดังในรูปที่ 2.6 เนื่องจากการควบคุมความเร็วของอินดักชันมอเตอร์ โดยวิธีนี้จะเป็นการแปรทั้งความถี่และแรงดัน (Variable Voltage Variable Frequency Drive (VVVF)) การควบคุมความเร็วมอเตอร์โดยวิธี นี้จะทำให้สามารถเร่งเครื่องจากศูนย์ไปสู่ความเร็วที่ต้องการ โดยมีทอร์คสูงสุดคงที่ได้

เนื่องจากแรงดันที่เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไม่ได้เป็นรูป ไซน์ ดังนั้นมอเตอร์จะได้รับแรงดันฮาร์โมนิกส์ ซึ่งจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนในแอร์แกป ด้วยความเร็วที่สูงกว่าสนามแม่เหล็กเนื่องจากความถี่พื้นฐาน (Fundamental Frequency) มาก แต่แรงดันฮาร์โมนิกส์ของอินเวอร์เตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียในมอเตอร์มากขึ้น

2.4 อินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำจะต้องสามารถเปลี่ยนแปลงแรงดัน และความถี่ซึ่งจะทำหน้าที่เชื่อมโยงระหว่างระบบจ่ายไฟและมอเตอร์ ดังนั้นอินเวอร์เตอร์ที่ดีต้องมีคุณสมบัติพื้นฐานที่สอดคล้องกับความต้องการของมอเตอร์ดังต่อไปนี้

1. สามารถที่จะปรับความถี่ได้ เป็นสัดส่วนกับความเร็วรอบที่ต้องการ
2. สามารถปรับแรงดันเอาท์พุทเพื่อรักษาอัตราส่วนแรงแรงดันต่อความถี่ (V/f) ให้คงที่ ตลอดช่วงแรงบิดคงที่ตามต้องการ
3. สามารถจ่ายกระแสได้เต็มพิกัดที่ความถี่ใดๆซึ่งอยู่ในช่วงทอร์คคงที่ที่ต้องการ



รูปที่ 2.8 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อ

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.8 แสดงหลักการพื้นฐานซึ่งแหล่งจ่ายไฟเข้าเอซี จะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดัน ดีซี โดยการใส่เรกติไฟเออร์ที่สามารถควบคุมแรงดันได้ หรือควบคุมไม่ได้ก็ได้ (Controlled or Uncontrolled-Rectifier) และอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟ ดีซี ให้เป็น เอซี ที่สามารถเปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้ โดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์สามารถจำแนกออกตามชนิดของอินเวอร์เตอร์ได้เป็น 2 ประเภทคือ

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

โดยอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบนี้จะให้คุณสมบัติ และลักษณะของรูปคลื่นของแรงดัน และกระแสที่แตกต่างกัน และเหมาะสมกับการใช้งานที่แตกต่างกันออกไปด้วย

2.4.1 อินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดัน

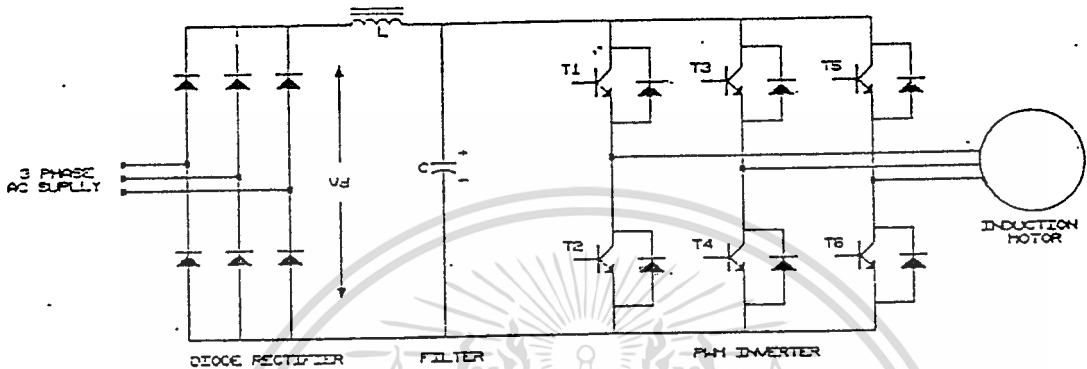
โครงสร้างแรงดันดีซีลิงก์มีขนาดตัวเก็บประจุที่มีค่ามาก อาจกล่าวได้ว่าแรงดันอินพุทของอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ ทำให้แรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์คงที่ไม่ขึ้นอยู่กับการโหลด และโดยทั่วไปแบ่งออกเป็น 2 ชนิดด้วยกันคือ 6-step อินเวอร์เตอร์ และ PWM อินเวอร์เตอร์ ข้อดีของโวลต์เดจเซอร์อินเวอร์เตอร์สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย ปรับความถี่ได้ในย่านกว้าง ส่วนข้อเสียมักมีปัญหาในเรื่องการลัดวงจรของอุปกรณ์สวิทช์ซึ่งในกิ่งเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ ในทางปฏิบัติใช้วงจรลอคเอาท์ที่มีการสร้างเดดไทม์ (Dead Time) เป็นส่วนช่วยในการป้องกัน

แต่ในที่นี้จะขอกล่าวเพียงชนิดพีดับบลิวเอ็ม(PWM)อินเวอร์เตอร์เท่านั้น ทั้งนี้เพราะในการศึกษา ครั้งนี้สร้างอินเวอร์เตอร์ที่อยู่บนพื้นฐานของพีดับบลิวเอ็ม ซึ่งโดยทั่วไปจะไม่นิยมใช้อินเวอร์เตอร์ชนิด 6-step ทั้งนี้เพราะมีข้อเสียมากกว่าชนิดพีดับบลิวเอ็ม

- พีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์

โครงสร้างของพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ในส่วนของแรงดันดีซี ซึ่งลิงก์สามารถใช้เรกติไฟเออร์ที่เป็นไดโอดทำให้แรงดันของดีซีลิงก์มีค่าคงที่ ซึ่งไม่อาจสามารถควบคุมแรงดันดีซีได้ และลดขนาด LC ฟิลเตอร์ให้เล็กลง ดังนั้นความถี่และแรงดันเอาต์พุทของแรงดันมูลฐาน สามารถควบคุมโดยใช้เทคนิคของพีดับบลิวเอ็มซึ่งอยู่ในส่วนของอินเวอร์เตอร์ เทคนิคพีดับบลิวเอ็มนี้จะให้แรงดันเอาต์พุทที่มีองค์ประกอบฮาร์โมนิกอันดับต่ำน้อยลง แต่จำนวนครั้งของการสวิทช์ที่สูงขึ้น ดังนั้นจึงมีปัญหของการสูญเสียของการสวิทช์ ซึ่งแต่จะใช้งานได้ดีในย่านความถี่ต่ำ ทำให้

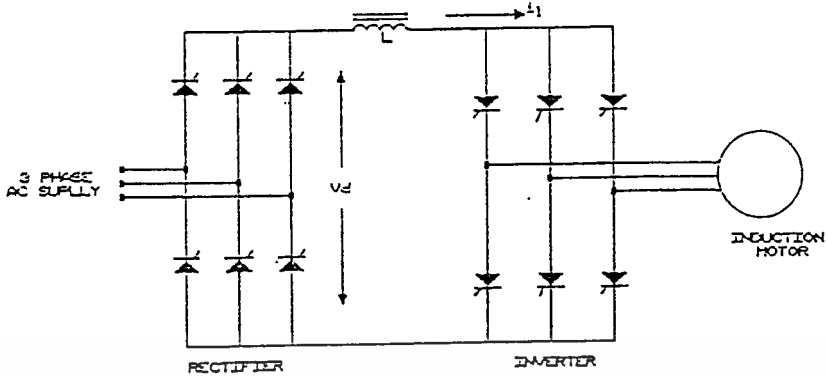
ทอร์คเริ่มต้นสูง และลดปัญหา การกระเพื่อมของทอร์ค ส่วนเทคนิคในการสร้างสัญญาณ ฟีดแบคฟลูเอมจะกล่าวในบทที่ 3



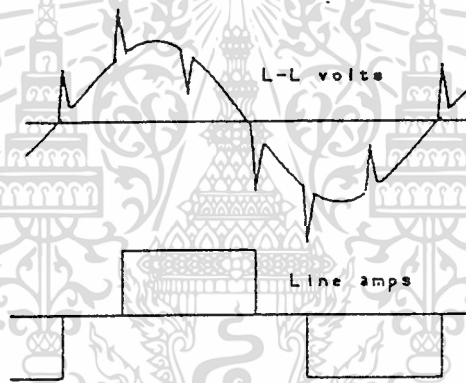
รูปที่ 2.9 แสดงวงจรกำลังของฟีดแบคฟลูเอมอินเวอร์เตอร์

2.4.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current Source Inverter)

วงจรกำลังของแหล่งจ่ายกระแส (Current Source) อินเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 2.10 จะประกอบด้วยไทรสเตอร์เรกติฟายเออร์ที่สามารถควบคุมได้ โดยการควบคุมเฟสของเอซีไลน์ และยังมีอินดักเตอร์ขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ แต่ไม่มีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ด้วย เพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นข้อแตกต่างของโครงสร้างทางวงจรจากโวลต์เดจซอร์สอินเวอร์เตอร์ และในส่วนของอินเวอร์เตอร์จะมีไทรสเตอร์เพื่อทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้เพื่อจ่ายให้กับแมชชีน รูปร่างของกระแสที่จ่ายออกทางค่านเอาท์พุท จะขึ้นอยู่กับแพทเทิร์นของการควบคุมที่อินเวอร์เตอร์ ซึ่งอาจจะเป็น 6 สเต็ป หรือ ฟีดแบคฟลูเอมก็ได้ แต่ลักษณะของแรงดันเอาท์พุทจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์ (ซึ่งเป็นข้อแตกต่างจากโวลต์เดจซอร์สในเรื่องของรูปคลื่น) นอกจากนี้ แรงดันทางค่านเอาท์พุทยังจะเกิดสไปค์ เนื่องจากการคอมมิวเตตดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส



รูปที่ 2.11 แสดงแรงดันและกระแสทางคานเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส

ถึงแม้ว่า จะมีข้อดีมากมายที่ได้กล่าวมาแล้วสำหรับอินเวอร์เตอร์ป้อนกระแส (current fed inverter) แต่ก็ยังมีข้อจำกัดอีกมากคือ ช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถ ปรับได้ค่อนข้างต่ำ และไม่สามารถทำงานได้ในสภาวะไร้โหลด ซึ่งต้องมีกระแสไหลค้อย่างน้อยที่สุดที่จะทำให้มีการคอมมิวเตทในอินเวอร์เตอร์ได้และนอกจากนี้ขนาดของดี ซีลิ่งค์อินดักแตนซ์ และตัวเก็บประจุของการคอมมิวเตทจะใหญ่ ทำให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้ค่อนข้างมีขนาดใหญ่ ราคาแพง การตอบสนองของไครฟ์นี้ค่อนข้างช้า และมีแนวโน้มที่จะมีปัญหาของการมีเสถียรภาพที่โหลดต่ำ

สรุป

ในบทนี้เป็นการศึกษาทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำไม่ว่าจะเป็นความรู้เบื้องต้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ วงจรสมมูล รวมทั้งหลักการควบคุมความเร็ว ดังสมการ (2.15) ไม่ว่าจะเป็นการปรับจำนวนขั้วแม่เหล็ก การควบคุมสลลิป หรือการควบคุมโดยการปรับความถี่ เช่น การควบคุมแรงดันต่อความถี่คงที่ และในตอนท้ายของบทนี้ยังได้กล่าวถึงหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์ และชนิดของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งโดยทั่วไปอาจแบ่งได้เป็นการควบคุมโดยแรงดัน และการควบคุมด้วยกระแส ซึ่งในแต่ละแบบก็สามารถแบ่งได้เป็นหลายๆหลักการ เช่น ควบคุมด้วยสัญญาณ 6 สตีปหรือ สัญญาณพีคดับลิวเอ็มดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น รวมถึงการสร้างลักษณะอย่างคร่าวๆของสัญญาณพีคดับลิวเอ็มซึ่งรายละเอียด และเนื้อหาเกี่ยวกับลักษณะการใช้งานของสัญญาณอะเด็ปทีฟพีคดับลิวเอ็มจะขอกล่าวในบทต่อไป

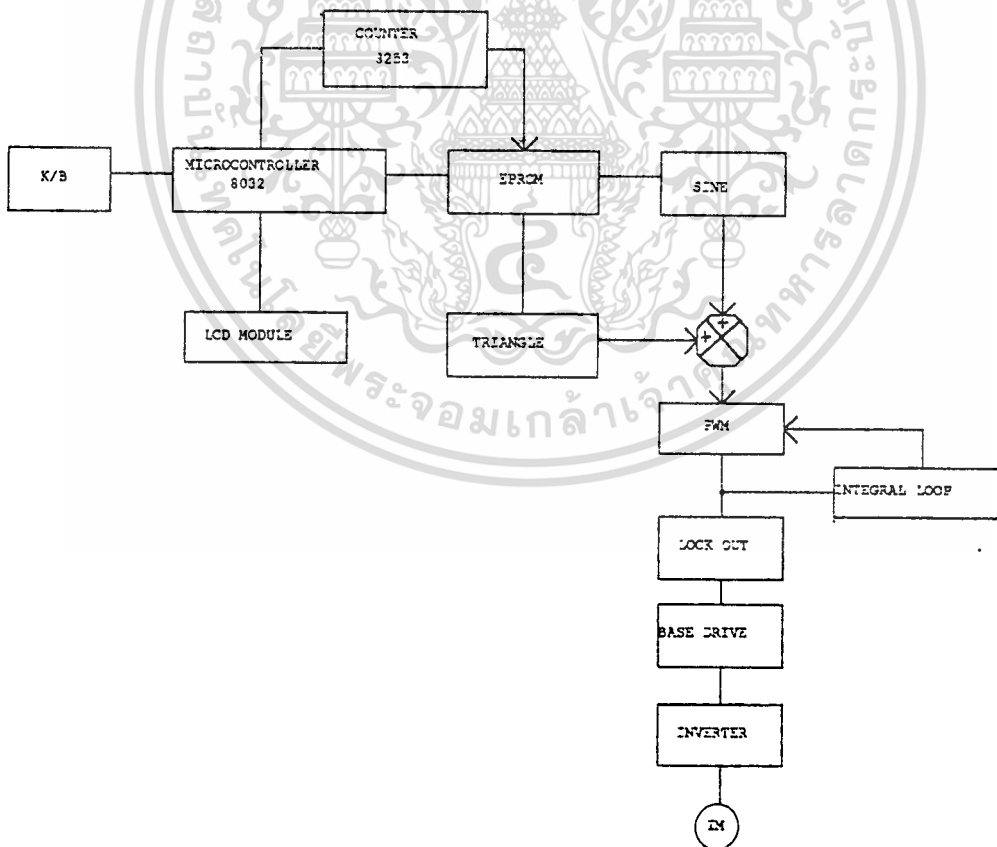


บทที่ 3

ทฤษฎีและหลักการต่างๆของส่วนควบคุม

3.1 บทนำ

ในบทนี้เป็นการศึกษาทฤษฎีของวงจรควบคุม ไม่ว่าจะเป็นทฤษฎีเกี่ยวกับสัญญาณอะแดปทีฟพีดีบลิวเอ็ม หรือทฤษฎีเกี่ยวกับไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยในส่วนของทฤษฎีเกี่ยวกับสัญญาณอะแดปทีฟพีดีบลิวเอ็ม จะกล่าวถึงการหลักการโดยทั่วไป เช่น การเกิดสัญญาณ พีดีบลิวเอ็ม ที่ได้จากการรวมกันของสัญญาณไซน์และสัญญาณสามเหลี่ยม ซึ่งสัญญาณทั้ง 2 ได้มาจากไมโครคอนโทรลเลอร์ และในตอนท้ายจะกล่าวถึงการออกแบบสัญญาณพีดีบลิวเอ็ม บล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของวงจรควบคุม ดึงนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ส่วนประกอบต่างๆของส่วนควบคุม

ส่วนประกอบต่างๆที่แสดงดังรูปที่ 3.1 สามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

1. คีย์บอร์ด (keyboard) มีหน้าที่รับคำสั่งจากผู้ใช้งาน เพื่อป้อนข้อมูลที่ต้องการ ไปยังหน่วยประมวลผล 8032 ซึ่งในส่วนของคีย์บอร์ดนี้ จะประกอบด้วยปุ่มต่างๆ ดังนี้

ปุ่มหมายเลขตั้งแต่ 0-9 เป็นค่าที่ใช้สำหรับปรับเปลี่ยนข้อมูลที่ใช้ในการควบคุม เช่น การเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งใช้ใน ช่วงความถี่ ตั้งแต่ 1- 99 Hz

ปุ่มสตาร์ท (start button) มีไว้สำหรับเริ่มต้นการทำงานของส่วนควบคุม

ปุ่มสต็อป (stop button) มีไว้สำหรับหยุดการทำงานที่ขณะใดๆ

ปุ่มฟังก์ชัน(function button)มีไว้สำหรับเลือกหน้าที่การทำงานในโหมดต่างๆมีดังต่อไปนี้

โหมดความถี่มีไว้สำหรับใส่ค่าความถี่ของสัญญาณพื้นฐานเมนทอล(fundamental) ที่ต้องการป้อนเข้าสู่ไมโคร

โหมดเพิ่มความถี่ในการเปลี่ยนความถี่ เพื่อใช้สำหรับเร่งค่าความถี่จากเดิมไปสู่ค่าใหม่ที่ต้องการ

โหมดลดความถี่ในการเปลี่ยนแปลงความถี่ เพื่อใช้สำหรับลดค่าความถี่จากเดิมไปสู่ค่าใหม่ที่ต้องการ

ปุ่มยืนยันการทำงาน(OK button) มีไว้สำหรับยืนยันคำสั่งที่ป้อน และเริ่มต้นการทำงาน

ปุ่มยกเลิกคำสั่ง(delete button) มีไว้สำหรับยกเลิกคำสั่งที่ผิดพลาด หรือ ไม่ต้องการ

2. หน่วยประเมินผล 8032 เป็นหน่วยประเมินผล ซึ่งเป็นส่วนประกอบส่วนหนึ่งของไมโครคอนโทรลเลอร์ รุ่น 8051 มีไว้เพื่อเป็นส่วนประเมินผลข้อมูลที่ถูกส่งมาจากคีย์บอร์ด

3. หน่วยความจำ(EPROM) เป็นไอซี ที่มีหน้าที่ในการเก็บข้อมูล ซึ่งในที่นี้ได้เก็บค่าข้อมูลต่างๆ ดังนี้

โปรแกรมในการปฏิบัติงาน เป็นโปรแกรมที่ใช้ในการควบคุมการทำงานทั้งหมดของส่วนควบคุม

โปรแกรมสร้างสัญญาณไซน์ เป็นโปรแกรมที่ใช้สร้างสัญญาณไซน์ 3 เฟส

โปรแกรมสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม เป็นโปรแกรมที่สร้างสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่ 3 kHz

โปรแกรมแสดงผล เป็นโปรแกรมที่ใช้แสดงผลผ่านทางจอแอลซีดี (LCD) เพื่อบ่งบอกถึงสภาพการทำงานปัจจุบัน

4. ตัวนับสัญญาณ (counter) เป็นตัวนับสัญญาณให้กับหน่วยความจำ เพื่อใช้ในการสร้างสัญญาณไซน์ และสามเหลี่ยม

5. วงจรมอดูเลชัน เป็นส่วนที่ใช้สำหรับสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม เพื่อใช้ในการควบคุมการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ในส่วนนี้จะรับสัญญาณที่มาจากส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งจะนำเอาสัญญาณไซน์และสามเหลี่ยมมารวมกัน และนำสัญญาณที่ได้ผ่านวงจรมอดูเลชัน ซึ่งสัญญาณมอดูเลชันที่ได้นี้จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณในคอนแรก ผลที่ได้คือสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม

6. วงจรถูกเอาต์(lock out) เป็นวงจรมอดูเลชันที่นำสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ได้จากส่วนที่แล้ว โดยจะแยกเป็น 2 สัญญาณ โดยผ่านเร็คติไฟน์ ซึ่งสัญญาณทั้ง 2 นี้ จะนำมาผ่านวงจรถูกเอาต์ (dead time) เพื่อทำให้สัญญาณที่ได้มีการเกิดการหน่วงเวลา (delay) ไป เพื่อในเวลาควบคุมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะได้ไม่เกิดการลัดวงจร ซึ่งจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เสียหายได้

7. วงจรมอดูเลชัน (base drive) เป็นวงจรมอดูเลชันสำหรับขยายสัญญาณที่ได้จากส่วนที่แล้วให้มีขนาดสูงขึ้น เพื่อจะนำสัญญาณที่ถูกขยายนี้ไปขับให้กับขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกต่อหนึ่ง

8. อินเวอร์เตอร์ (inverter) ส่วนนี้จะเป็นส่วนที่แปลงจากไฟดีซีไปเป็นไฟเอซี โดยใช้การควบคุมการสวิตชิงของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ โดยควบคุมจากสัญญาณพีดับบลิวเอ็มที่ขับทางขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สัญญาณที่ได้จากอินเวอร์เตอร์จะถูกนำไปขับให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ สัญญาณที่ได้จะสามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้ตามที่ต้องการ

3.2 เทคนิคการสร้างสัญญาณอะแดปทีฟพีดับบลิวเอ็ม (A Model Reference Adaptive PWM Technique)

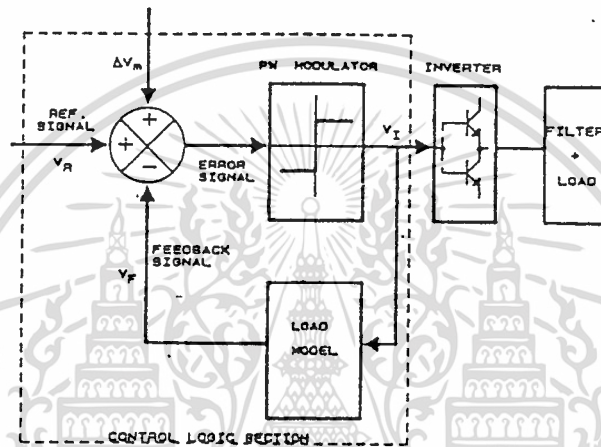
เทคนิคของพัลส์วิธมอดูเลชัน (PWM) นั้นมีหลายชนิดแต่หลักการที่สำคัญก็คือจะต้องได้แรงดันเอาต์พุตที่มากที่สุด และมีฮาร์โมนิกที่น้อยที่สุดเมื่อสวิตชิงที่ความถี่ต่างๆ จากหลักการพื้นฐานของการสวิตชิงของอินเวอร์เตอร์เทคนิคของ PWM จะต้องมียุทธศาสตร์พื้นฐานดังนี้

1) จะต้องใช้ไมโครโปรเซสเซอร์เป็นอุปกรณ์ในการสร้าง ซึ่งวิธีนี้จะต้องเสียค่าใช้จ่ายไม่น้อย

2) ความถี่ของคลื่นพาหะจะต้องเป็น 6 เท่าของความถี่ที่ใช้งาน

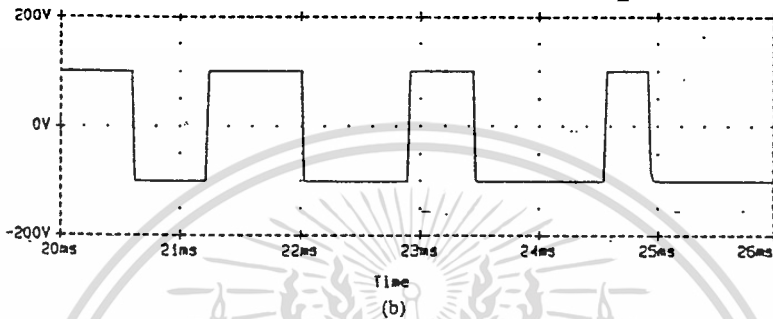
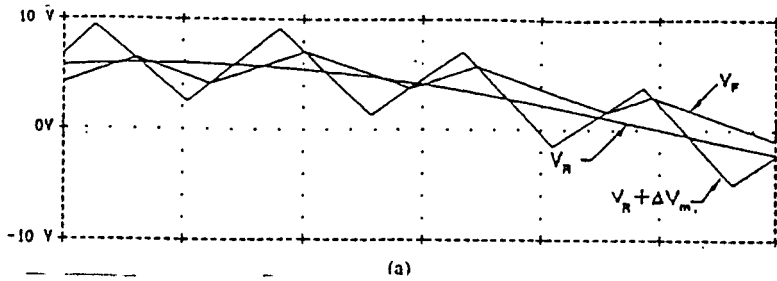
ซึ่งเทคนิคการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มนั้นมีผลดีคือ ราคาของอุปกรณ์ค่อนข้างถูกง่ายต่อการควบคุมความถี่ของการสวิตชิงเมื่อความถี่เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงและยังใช้หลักการคงที่ของแรงดันต่อความถี่ (V/F) ภายใต้การเปลี่ยนแปลงความถี่ ซึ่งจะเป็นการลดความซับซ้อนของวงจรลง และหลักการที่จะพูดถึงต่อไปนี้ยังสามารถลดการสูญเสียให้มีประมาณ 10% ซึ่งมากกว่าหลักการพีดับ

บลิวเอ็มอื่นๆ จากหลักการของพีคดับลิวเอ็ม ก็นำสัญญาณคลื่นอ้างอิงมาเปรียบเทียบกับสัญญาณคลื่นแรงดันทางเอาท์พุทและจะนำไปสวิทซ์ตัวคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นวิธีการแก้ไขสัญญาณให้ดีขึ้น แต่วิธีการนี้ จะต้องใช้เครื่องตรวจวัดแรงดันและกระแส(sensor) ซึ่งจะมีปัญหาตรงราคาแพง และบางครั้งก็ไม่แน่นอน จากปัญหาดังกล่าวข้างต้นเราจึงนำวิธีการมอดูเลชันแบบอะแค็ปทีฟมาใช้ ซึ่งไม่ต้องใช้เครื่องตรวจวัด ดังแสดงในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของเทคนิคการมอดูเลชัน

จากรูปที่ 3.2 เป็นการลดความผิดพลาดของสัญญาณระหว่างสัญญาณอ้างอิง V_r และสัญญาณป้อนกลับของเอาท์พุท V_f และเมื่อเราสวิทซ์ด้วยความถี่สูงๆ เราจะมองโหลดเสมือน ตัวเหนี่ยวนำบริสุทธิ์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งกรณีแหล่งจ่าย 3 เฟสอินเวอร์เตอร์ (VSI) ดังนั้นจาก หลักการดังกล่าวเราจะได้รูปคลื่นที่ได้จากการอินทิเกรตของคลื่นแรงดันดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 เป็นรูปคลื่นสัญญาณของ PWM

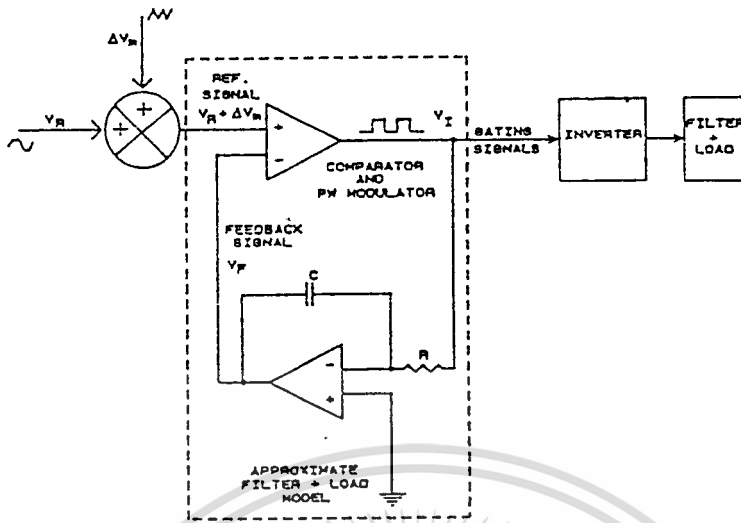
a) คือสัญญาณควบคุม b) คือรูปคลื่นสัญญาณ PWM ของแรงดันเอาต์พุต

จากเทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบเคลตามอคูละชัน ซึ่งจะมีปัญหาของการเปลี่ยนแปลงความถี่ของการสวิชชิง f_{sw} เมื่อความถี่ของเอาต์พุตเปลี่ยนแปลง และเฟลจิดเตอร์ของเอาต์พุตที่อัตราส่วนของ f_{sw}/f มีค่าน้อยๆ อย่างไรก็ตาม ปัญหาต่างๆที่ได้อธิบายมานี้สามารถที่จะแก้ไขได้ โดยการใช้เทคนิคของอะแดปทีฟ พีดับบลิวเอ็ม โดยการสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมดังรูปที่ 3.4 สัญญาณของมุมของการสวิชชิงจะเกิดจากรูปคลื่นของสัญญาณสามเหลี่ยมที่ขึ้นอยู่กับคลื่นไซน์และสัญญาณป้อนกลับซึ่งประมาณโดยกระแสโหลดดังรูปที่ 3.3 และ 3.4

3.3 หลักการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม

เราจะนำสัญญาณคลื่นไซน์ (V_r) และสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม (ΔV_m) มาบวกกัน ซึ่งจะได้สัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมที่ขึ้นอยู่กับคลื่นไซน์ ($V_r + \Delta V_m$) แล้วนำไปผ่านคอมพารเตอร์ (comparator) ซึ่งจะนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณป้อนกลับของสัญญาณเอาต์พุต (V_f) ดังรูปที่ 3.3 และ 3.4 ซึ่งความชันของคลื่น V_f จะต้องน้อยกว่าความชันของคลื่น $V_r + \Delta V_m$ เพื่อที่จะได้ เกิดการตัดกัน (intersection) ขึ้น ซึ่งหลักการนี้จะต่างจากหลักการของเคลตามอคูละชันตรงที่ความถี่ ของ ΔV_m จะมีค่าคงที่ ซึ่งจะทำให้ความถี่ของการสวิชชิงคงที่ด้วยซึ่งต่างจากการควบคุมแบบ แบบ แวงฮิลเตอร์รีจิส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

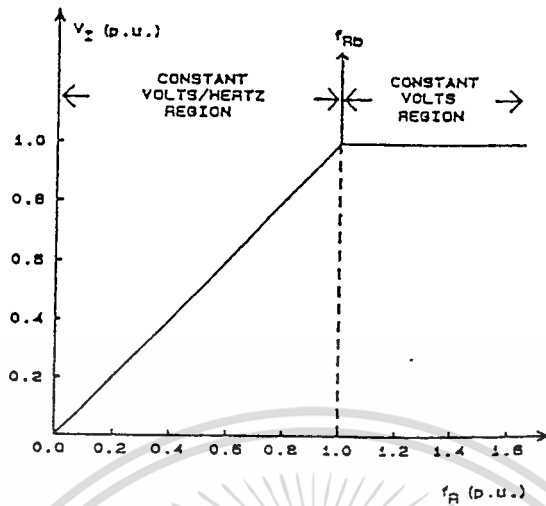


รูปที่ 3.4 เป็นโครงสร้างของอุปกรณ์ด้านฮาร์ดแวร์ของเทคนิค PWM

จากรูปที่ 3.3 เมื่อเปรียบเทียบสัญญาณระหว่าง V_f และ $V_r + \Delta V_m$ พบว่าเมื่อ $V_r + \Delta V_m$ มากกว่า V_f จะทำให้แรงดันเอาต์พุตที่ออกมาเป็นบวก และเมื่อ V_f มากกว่า $V_r + \Delta V_m$ แรงดันเอาต์พุตจะเป็นลบจะสังเกตเห็นว่าแรงดันป้อนกลับ V_f จะมีความชันต่ำกว่าแรงดัน $V_r + \Delta V_m$ เสมอ ซึ่งจะต่างจากเตลตามอดูลชัน ซึ่งเป็นการนำสัญญาณคลื่นไซน์มาเปรียบเทียบ กับสัญญาณสี่เหลี่ยมที่ชดเชยคลื่นไซน์

เมื่อเราควบคุมให้แอมพลิจูดของแรงดันของคลื่น ไซน์คงที่แล้ว ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุตจะเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่มีค่าเพิ่มขึ้นก็เพื่อเป็นการรักษาระดับแอมพลิจูดของสัญญาณป้อนกลับให้คงที่นั่นเอง ซึ่งสัญญาณป้อนกลับนั้นได้มาจากการอินทิเกรตของแรงดันเอาต์พุตขณะที่อินเวอร์เตอร์ทำตัวเสมือนตัวขยาย ดังนั้นจะทำให้ค่าแรงดันต่อความถี่มีค่าคงที่ดังรูปที่ 3.5

สำหรับเทคนิคของอะแด็ปทีฟพีดีบีบลิวเอ็ม โดยการสร้างสัญญาณพีดีบีบลิวเอ็มดังรูปที่ 3.4 สัญญาณของมุมของการสวิชซึ่งจะเกิดจากรูปคลื่นของสัญญาณสามเหลี่ยมที่ขึ้นอยู่กับคลื่น ไซน์และสัญญาณป้อนกลับซึ่งประมาณ โดยกระแสไหลคดดังรูปที่ 3.3 และ 3.4



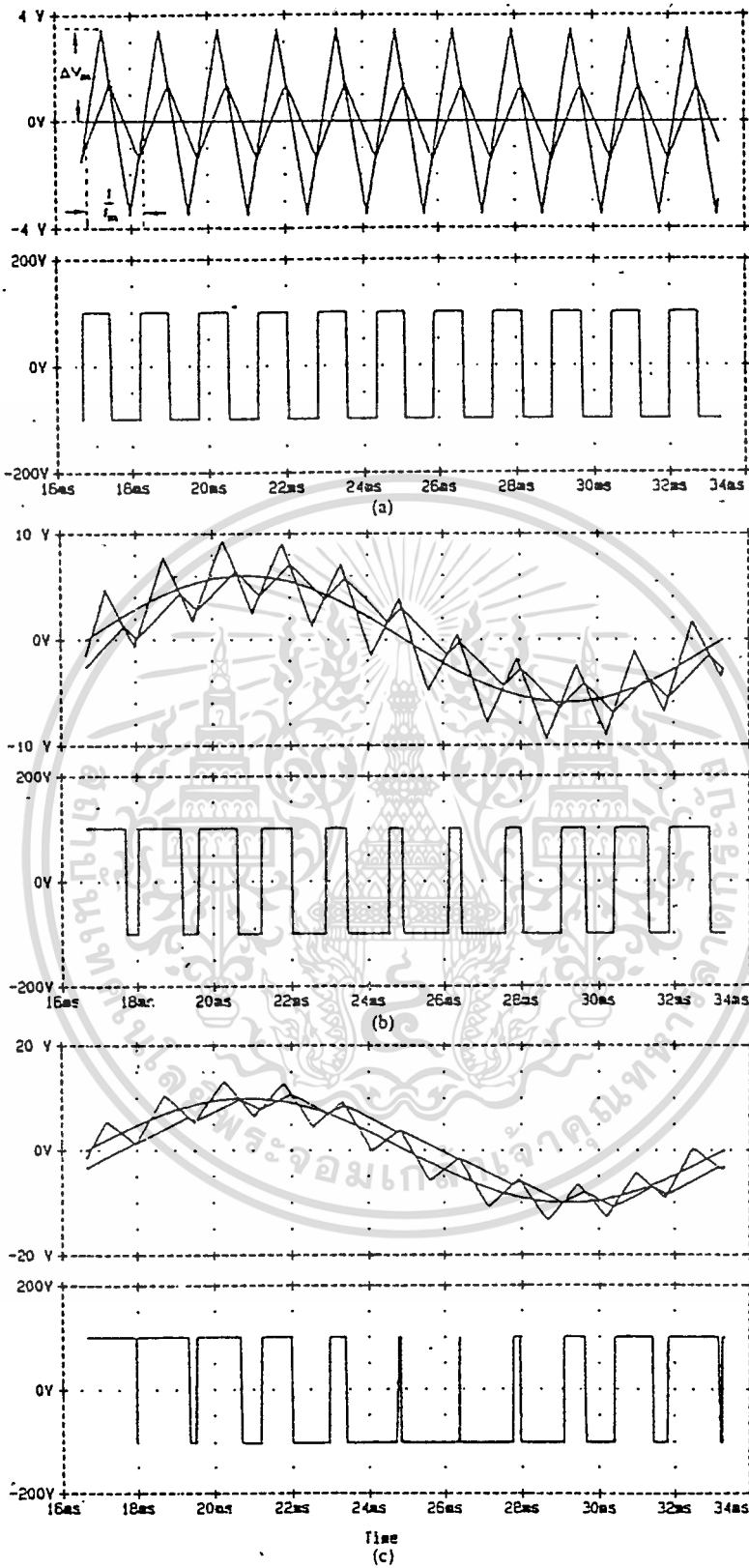
รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะของแรงดันต่อความถี่ในอุดมคติ

จากรูปที่ 3.5 จะเห็นว่าเมื่อความถี่ f_1 เพิ่มขึ้นจะทำให้แรงดันเอาต์พุต V_1 เพิ่มขึ้น

และในรูป ที่ 3.6 เป็นรูปแสดงสัญญาณมอดูเลเตอร์ เมื่อปรับความถี่ f_c คงที่ไว้ที่ 60 เฮิรท์ และทำการเปลี่ยน แปลงค่ามอดูเลชันอินดิคซ์ (modulation indices) ที่ค่า 0, 0.6 และ 1 และจากรูป 3.6 จะเห็นว่า เมื่อเราเพิ่มค่ามอดูเลชันอินดิคซ์ ก็เปรียบเสมือนเพิ่มแอมพลิจูด (amplitude) ของแรงดันคลื่นไซน์ ทำให้สัญญาณที่คียบบลิวเอมที่ออกมา นั้นมีเนื้อแรงดันมากขึ้น

รูปที่ 3.7 เป็นการเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุต ให้มีเนื้อมากขึ้นโดยการ เปลี่ยนแปลงความถี่ f_c ซึ่งกำหนดให้ค่ามอดูเลชันอินดิคซ์เท่ากับ 1 คงที่ และความถี่ f_m เท่ากับ 654 เฮิรท์ จะเห็นว่ารูปที่ 3.7 b นั้นเป็นแบบโอเวอร์มอดูเลชัน

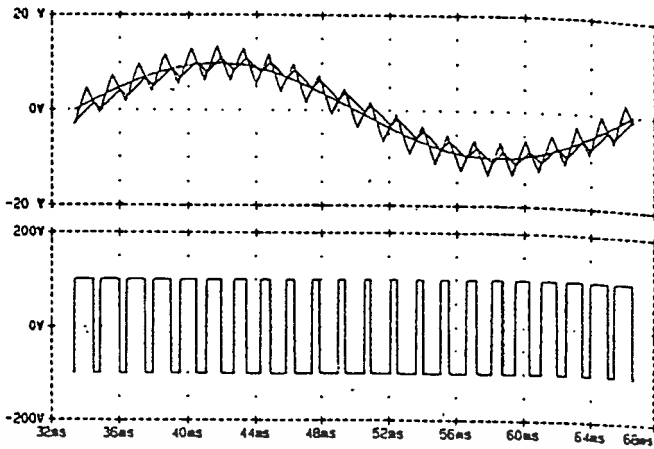
และรูปที่ 3.8 เป็นรูปแสดงเมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ของคลื่นพาหะ f_m จะเห็นว่ากราฟมีการ เปลี่ยนแปลงไม่ต่างกันมากนัก



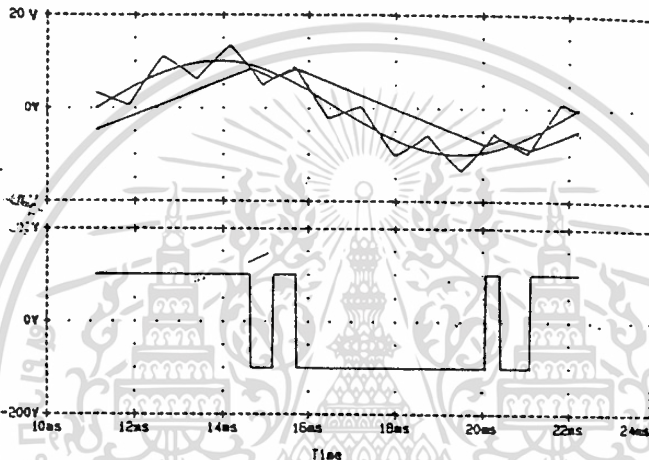
รูปที่ 3.6 แสดงสัญญาณควบคุมและรูปแบบ PWM โดยเปลี่ยนแปลงค่ามอดุลชันอินดิคที่ความถี่ 60 เฮิร์ต a) $M = 0.0$ b) $M = 0.6$ c) $M = 1.0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

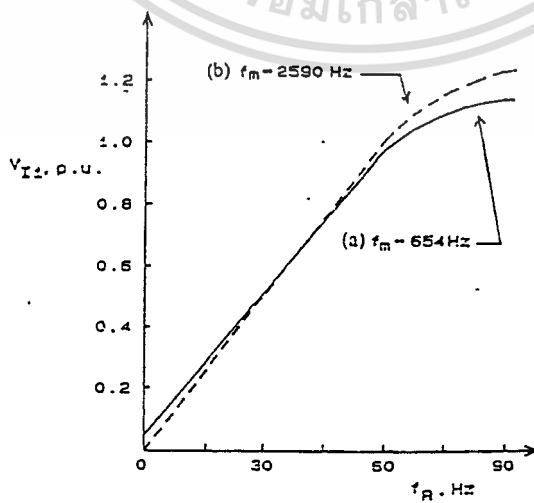


(a)



(b)

รูปที่ 3.7 เป็นสัญญาณควบคุมและสัญญาณ PWM เมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ f_m แรงดันเอาต์พุตสูงสุด ($M = 1.0$) โดย $f_m = 654$ เฮิรต์
 a) $f_r = 30$ เฮิรต์ b) $f_r = 90$ เฮิรต์



รูปที่ 3.8 แสดงลักษณะแรงดันต่อความถี่ a) $f_m = 654$ เฮิรต์ b) $f_m = 2590$ เฮิรต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.2 และ รูปที่ 3.3 เมื่อเขียนในรูปส่วนประกอบของสัญญาณพื้นฐาน (fundamental) จะได้

$$V_1 = V_{i1}/2f_r L \quad \dots(3.1)$$

L คือค่าความเหนี่ยวนำของโหลด เมื่อสมมติให้เป็นความเหนี่ยวนำบริสุทธิ์ ดังนั้น

$$V_{f1} = V_r \quad \dots(3.2)$$

จากสมการ 1 และ 2 จะได้

$$V_{i1}/f_r = (2L)V_r \quad \dots(3.3)$$

เมื่อเรากำหนดแอมพลิจูดของแรงดัน V_r คงที่ และเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ f_r ค่าของ V_{i1}/f_r จะคงที่และไม่ขึ้นกับค่า f_r เมื่อเพิ่มความถี่ f_r จนกระทั่ง $f_r = f_{rb}$ (คือจุดที่ V_i กลายเป็นสัญญาณสี่เหลี่ยม) และจะไม่มีจุดตัดกัน (intersect) กันระหว่าง V_f และ $V_r + V_m$ สำหรับความถี่ที่มากกว่า f_{rb} ค่า V_{i1} จะยังคงที่ที่ค่าสูงสุดที่

$$V_{i1 \max} = (4/\pi) V_{im} \quad \dots(3.4)$$

เมื่อ V_{im} คือ แอมพลิจูดของ V_i

และฮาร์โมนิกของสัญญาณป้อนกลับ V_f จะประมาณได้ดังนี้

$$V_{fm} = 0.81 \Delta V_m \quad \dots(3.5)$$

จากข้างต้นที่ได้กล่าวมาของการมอดูเลชันสามารถสรุปได้ดังนี้

- 1) สำหรับ $0 \leq f_r \leq f_{rb}$ อัตราส่วนของ V/f ของ V_{i1} ของแรงดันเอาต์พุตจะยังคงที่ เมื่อ $f_r > f_{rb}$ v_{i1} จะมีลักษณะเป็นคลื่นสี่เหลี่ยม และ V_{i1} จะคงที่และไม่ขึ้นอยู่กับ f_r
- 2) ความถี่ฮาร์โมนิกของคลื่นแรงดัน V_f และ V_i จะคล้ายกับความถี่ f_m ของสัญญาณ ΔV_m ถ้าไม่คิดฮาร์โมนิกอันดับต่างๆของ V_f และ V_i
- 3) เมื่อไร้ความถี่ของคลื่นสามเหลี่ยมที่สูงขึ้น จะทำให้ฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุต V_i จะลดลง
- 4) จากหลักการของการป้อนกลับ จะเป็นการลดความผิดพลาดของแรงดันเอาต์พุตระหว่างสัญญาณป้อนกลับ V_f และ V_r ทำให้ความถี่ f_m ของสัญญาณสามเหลี่ยมสามารถเลือกได้ โดยไม่ขึ้นกับความถี่อ้างอิง f_r และสามารถปล่อยให้อ้างอิงได้โดยอิสระ
- 5) ฮาร์โมนิกของแรงดันเอาต์พุต V_i จะขึ้นอยู่กับแอมพลิจูดของคลื่นสามเหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควรพิจารณาด้วยว่า ถ้าค่าคงที่ V/f มีแรงดันไม่เพียงพอที่ความถี่ต่ำแล้ว ในวงจรป้อนกลับสามารถแก้ไขโดยการเพิ่มความต้านทานขนานกับตัวเก็บประจุ C ในรูปที่ 4.3 โดยผลก็คือมันจะไปเพิ่มแรงดันที่ความถี่ต่ำๆ

3.4 หลักการออกแบบ

ถ้าโหลดได้ถูกเลือกให้เป็นแบบความเหนี่ยวนำบริสุทธิ์ (pure inductance) จะสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$i_L = 1/L \int V_i dt \quad \dots(3.6)$$

$$v_f = 1/RC \int V_i dt \quad \dots(3.7)$$

จาก (1) เพื่อที่จะออกแบบความถี่ฐาน f_{rb}

$$V_{rb} = (1/2f_{rb}RC) V_{i1b} \quad \dots(3.8)$$

ดังนั้น

$$RC = 1/2f_{rb} [V_{i1b}/V_{rb}] \quad \dots(3.9)$$

จากคุณสมบัติของโครงงาน

$$V_{i1b} = 10 \text{ โวลต์}, V_{rb} = 10 \text{ โวลต์}, f_{rb} = 50 \text{ เฮิรตซ์}$$

แทนค่าลงในสมการที่ (4.9)

$$\text{เพราะฉะนั้น } RC = 3.18 \text{ mSec}$$

จากสมการที่ (3.13)

แทนค่าต่างๆจะได้

$$\Delta V_m = 0.52 \text{ V หรือเลือก } 0.6 \text{ V}$$

และเพื่อที่จะให้การมอดูเลชันเป็นไปได้อย่างถูกต้องดังนั้น

$$\text{ความชัน } (V_f) < \text{ ความชัน } (V_r + \Delta V_m) \quad \dots(3.10)$$

$$\text{และ ความชัน } (V_f) = \pm(1/RC)V_{im}$$

โดยที่ V_{im} คือ ระดับแรงดันเอาท์พุทของมอดูเลเตอร์

$$\text{และ ความชันสูงสุด } (V_r) = 2f_{rb}V_{rb} \quad \dots(3.11)$$

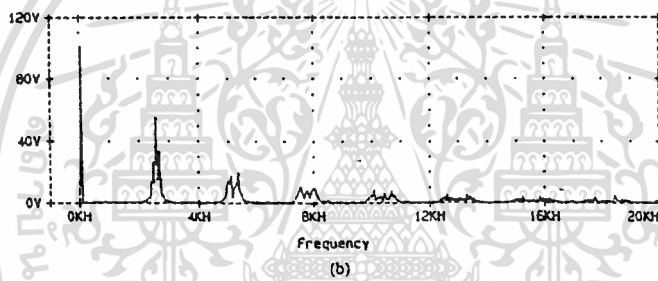
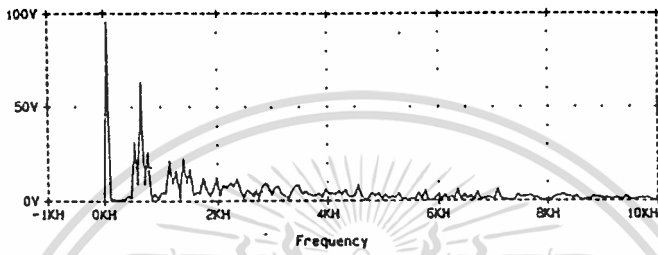
$$\text{ความชันต่ำสุด } (V_r + \Delta V_m) = 4f_m \Delta V_m - 2f_{rb}V_{rb} \quad \dots(3.12)$$

จากสมการที่ 3.10, 3.11, และ 3.12 จะได้

$$\Delta V_m f_m > 0.25 [V_{ic}/RC + 2f_{rb}V_{rb}] \quad \dots(3.13)$$

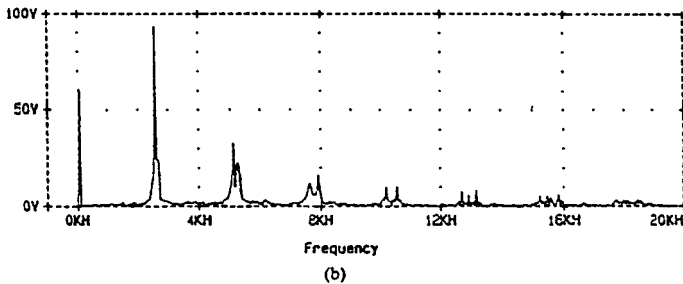
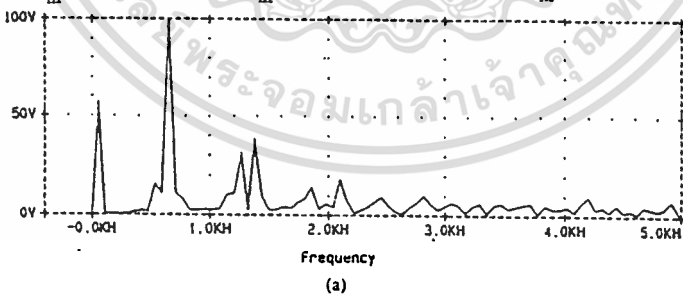
จากสมการที่ 3.9 และ 3.13 สามารถหาค่า RC และค่า ΔV_m โดยกำหนดค่าของ f_m ซึ่งสามารถเลือกได้ 2 วิธีดังนี้

- 1) เลือกความถี่ที่ทำให้องค์ประกอบของฮาร์โมนิกที่ต่ำที่สุด
- 2) เลือกจากการปรับค่าฮาร์โมนิกคิสหอชั้นรวมอันดับที่ 1 หรืออันดับที่ 2 ให้มีการกรองออกมากที่สุด จากสมการที่ 3.5



รูปที่ 3.9 แสดงความถี่สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตที่ $M = 1.0$ และ $f_r = 60$ เฮิรต์

a) $f_m = 654$ เฮิรต์ b) $f_m = 2590$ เฮิรต์ และ $\Delta V_m = 0.088$ pu.



รูปที่ 3.10 แสดงความถี่สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตที่ $M = 0.6$ และ $f_r = 60$ เฮิรต์

a) $f_m = 654$ เฮิรต์ b) $f_m = 2590$ เฮิรต์ และ $\Delta V_m = 0.088$ pu.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.9 และ 3.10 แสดงการเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างค่า f_m ที่คำนวณดูเลขชั้นอินเดกซ์ต่างๆ ซึ่งจะเห็นว่าที่ f_m มีค่ามากๆ แล้วจะทำให้ฮาร์โมนิกอันดับต่ำๆ ลดลง เมื่อค่ามือคดูเลขชั้นอินเดกซ์ลดลงจะทำให้ขนาดของความถี่มูลฐานลดลง

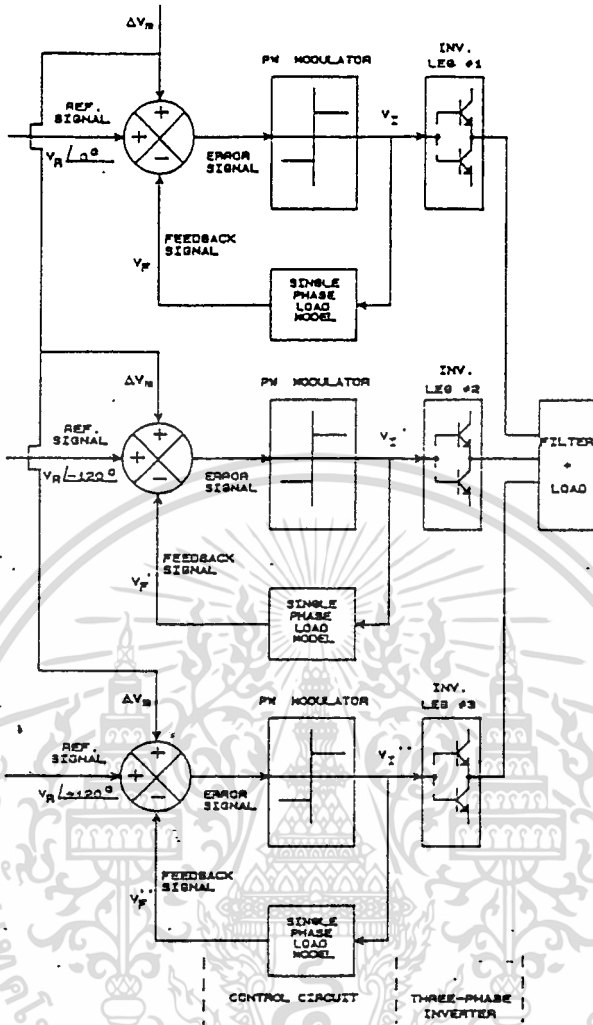
ตารางที่ 3.1 เป็นลักษณะแรงดันเอาต์พุตมูลฐานที่ f_r ต่างๆ

		V_{i1}			
		$f_m = 654$ เฮิรท์ $\Delta V_m = 0.35$ pu.		$f_m = 2590$ เฮิรท์ $\Delta V_m = 0.088$ pu.	
f_r (เฮิรท์)	V_r (pu.)	A pu.	ϕ	A pu.	ϕ
20	1.0	0.35	83	0.36	87
30	1.0	0.53	79	0.51	87
50	1.0	0.83	73	0.51	86
60	1.0	0.97	70	0.86	83
65	1.0	1.03	68	1.09	82
75	1.0	1.12	61	1.20	70
90	1.0	1.17	48	1.26	66

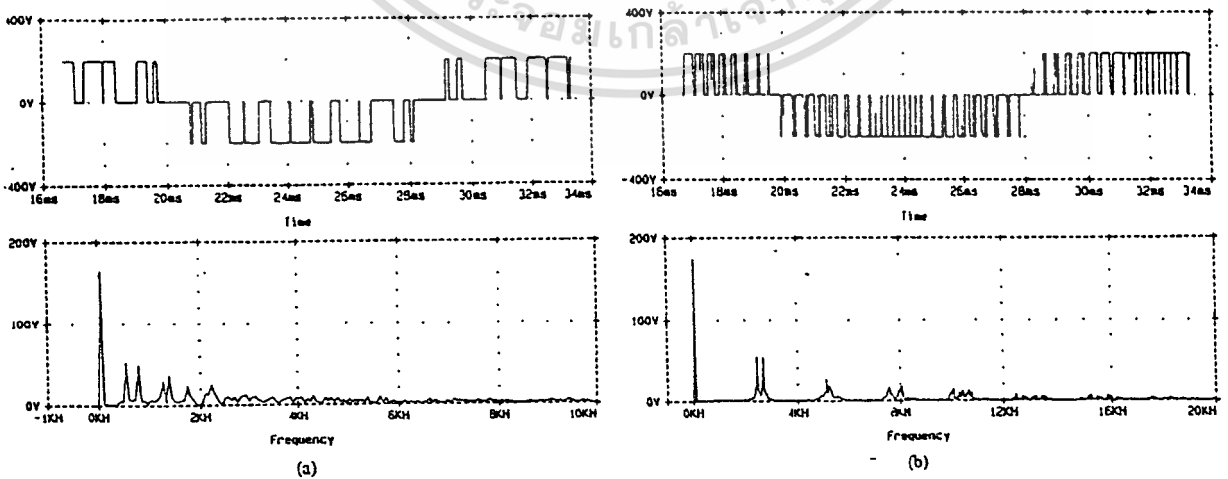
จากตารางที่ 3.1 เป็นผลจากการทดลองเมื่อปล่อยให้คลื่นพาหะที่เป็นรูปสามเหลี่ยมวงโดยอิสระและเปลี่ยนแปลงค่า f_r จะเห็นว่าค่า V_{i1} จะมีแอมพลิจูดที่เปลี่ยนแปลงไม่เกิน 3% และมีการเลื่อนเฟสเปลี่ยนแปลงไม่เกิน 2 องศา ที่ค่า f_m สูงๆ

จากสมการและการทดลองต่างๆ ข้างต้นแสดงให้เห็นว่าเราสามารถเลือกช่วงความถี่ในการทำงานโดยไม่ต้องมีการซิงโครไนซ์กันระหว่างคลื่นพาหะ ΔV_m และคลื่นอ้างอิง V_r จึงนับเป็นข้อดีอย่างหนึ่งของวิธีการนี้

จะเห็นว่าวิธีการนี้เป็นวิธีการที่ไม่ยุ่งยาก และสามารถประยุกต์ใช้กับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสที่ใช้เทคนิคพีดับลิวิตีเอ็มไอ และวงจรที่ใช้ในวงจร 3 เฟส สังเกตได้ดังแสดงในรูปที่ 3.11 และในรูปที่ 3.12 จะแสดงให้เห็นว่าเมื่อนำวงจรที่ได้ศึกษามาประกอบเพื่อใช้กับวงจร 3 เฟส ซึ่งจะเห็นว่าจะทำให้ฮาร์โมนิกลดลง



รูปที่ 3.11 แสดงบล็อกไดอะแกรมของอุปกรณ์ 3 เฟสมีอคดูเลเตอร์



รูปที่ 3.12 แสดงรูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตและสเปกตรัมของความถี่ของอุปกรณ์ 3 เฟส

เมื่อ $M = 1$ และ $f_r = 60$ เฮิรท์ a) $f_m = 654$ เฮิรท์ b) $f_m = 2590$ เฮิรท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุป

ข้อดีของหลักการพีดับบลิวเอ็มทั่วไป

1. หลักการพีดับบลิวเอ็มนี้จะทำให้เกิดแรงดันเอาท์พุทที่สูงมากกว่าหลักการอื่น
2. ค่าฮาร์โมนิกอันดับต่ำๆจะมีค่าลดลง เมื่อความถี่ของการสวิทช์มีค่าต่ำๆ
3. อุปกรณ์ที่ใช้งานต่างๆมีราคาถูกลง และง่ายในการควบคุมความถี่ในการสวิทช์ เมื่อความถี่เอาท์พุทเปลี่ยนแปลง
4. วงจรควบคุมพีดับบลิวเอ็มจะมีความซับซ้อนลดน้อยลง

ข้อดีของหลักการพีดับบลิวเอ็มแบบอะแด็ปทีฟโมเดล

1. ใช้ลักษณะการควบคุมทอร์ค โดยควบคุมค่าอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่(V/f) ให้คงที่
2. การเปลี่ยนแปลงสัญญาณพีดับบลิวเอ็มค่อนข้างคงที่ และต่อเนื่อง โดยทำงานในย่านแรงดันคงที่
3. ฮาร์โมนิกอันดับต่ำๆมีค่าลดลง เมื่ออัตราส่วนความถี่ของสัญญาณพาสส์ต่อสัญญาณอ้างอิงมีค่าต่ำๆ
4. สัญญาณคลื่นพาสส์สามารถปล่อยให้อิงได้โดยอิสระ
5. ไม่ต้องใช้เครื่องตรวจวัด(เซ็นเซอร์)ภายนอก ซึ่งเราจะใช้วิธีโดยการประมาณรูปแบบของโหลด
6. เทคนิคพีดับบลิวเอ็มแบบอะแด็ปทีฟโมเดลนี้ จะได้แรงดันเอาท์พุทมากกว่าเทคนิค พีดับบลิวเอ็มแบบอื่นๆ ประมาณ 10 เปอร์เซ็นต์

ข้อเสียของหลักการพีดับบลิวเอ็ม

1. สำหรับหลักการพีดับบลิวเอ็มทั่วไปจะเกิดปัญหาของการกระโดดของความถี่ในการสวิทช์ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ และอัตราส่วนความถี่ของสัญญาณพาสส์กับสัญญาณเอาท์พุทที่เปลี่ยนแปลงจะไปจำกัดความถี่การสวิทช์ของอินเวอร์เตอร์
2. จากหลักการพีดับบลิวเอ็มทั่วไป จะต้องใช้เครื่องตรวจวัดสัญญาณแรงดัน/กระแส ภายนอก ซึ่งเครื่องตรวจวัดนี้ใช้โอห์มมิคโอโซลชันนั้น มีราคาแพงและไม่ค่อยแน่นอน ถ้าเครื่องตรวจวัดนั้นอยู่ภายนอกเครื่องของอุปกรณ์อินเวอร์เตอร์
3. เกิดเฟสจิตเตอร์ของแรงดันเอาท์พุทที่ค่าอัตราส่วนความถี่ในการสวิทช์ต่อความถี่อ้างอิงต่ำๆ โดยวิธีการนี้จะสามารถแก้ไขได้ โดยการสร้างสัญญาณพาสส์สามเหลี่ยมที่คงที่

จากหลักการต่างๆที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น ซึ่งเป็นเทคนิคการมอดูเลชันโดยการกำหนดคลื่นพาหะให้คงที่แล้วปล่อยให้วิ่งโดยอิสระ ซึ่งต่างจากหลักการมอดูเลชันแบบเคลตาซึ่งเราสามารถสรุปข้อดีได้ดังนี้

- 1) เป็นลักษณะการควบคุมค่าคงที่ของแรงดันต่อความถี่
- 2) เป็นลักษณะการทำงานแบบแรงดันคงที่และมีการเปลี่ยนแปลงเรียบและต่อเนื่องของสัญญาณพีคดับลิเวียม
- 3) ทำงานโดยปล่อยให้สัญญาณพาหะวิ่งโดยอิสระได้โดยไม่ต้องใช้วงจรเฟสล็อกคูล
- 4) อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจร 3 เฟสมีลักษณะง่ายๆไม่ซับซ้อน



บทที่ 4

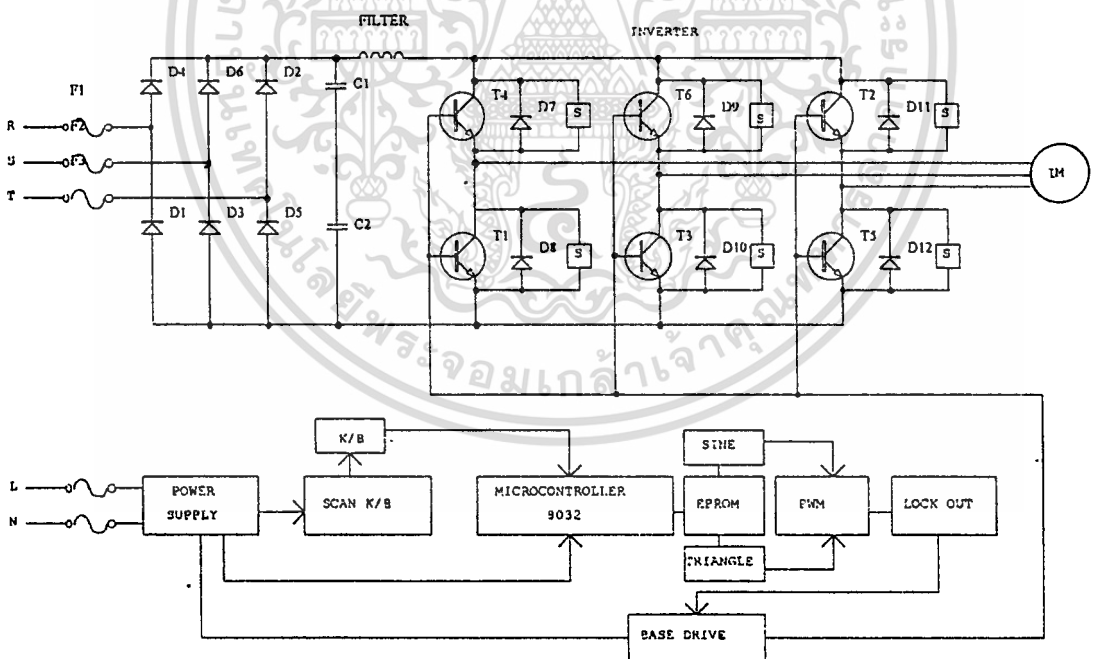
การออกแบบวงจรควบคุมและวงจรถักำลัง

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบส่วนประกอบต่างๆที่ใช้ในชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ ซึ่งเราสามารถแบ่งได้เป็นส่วนใหญ่ๆ ได้เป็น 2 ส่วนคือ

1. ส่วนวงจรควบคุม
2. ส่วนวงจรถักำลัง

ซึ่งรายละเอียดของแต่ละส่วน ไม่ว่าจะเป็นวงจรสร้างสัญญาณพีคดับลิแวม วงจรจับเบส หรือวงจรถักำลัง จะกล่าวในส่วนต่อไป และวงจรทั้งหมดจะเป็นดังรูป 4.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 4.1 แสดงวงจรทั้งหมดของชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.1 เป็นส่วนประกอบและวงจรต่างๆของโครงการนี้ ซึ่งประกอบด้วยส่วนที่สำคัญ ๆ ดังนี้

- 1.หน่วยประมวลผลซีพียู ของไมโครคอนโทรลเลอร์รุ่น 8051
- 2.วงจรกำเนิดสัญญาณ PWM (pulse width modulation)
- 3.วงจรหน่วงเวลา (dead time)
- 4.จอแสดงผล LCD
- 5.วงจรส่วนแปลงไฟกระแสสลับ 3 เฟส เป็นกระแสตรง (3- Φ Bridge diode rectifier)

และ LC ฟิลเตอร์

- 6.ฐานพิวส์สำหรับป้องกันวงจร
- 7.วงจรส่วนกรองกระแสตรง(LC ฟิลเตอร์) ทางค่านอินพุตอินเวอร์เตอร์
- 8.ระบบแหล่งจ่ายไฟตรงขนาด + 8 โวลท์ จำนวน 6 ชุด ต่อแยกกราวกัน
- 9.วงจรขับเบส จำนวน 6 ชุด
- 10.อินเวอร์เตอร์สามเฟส ชนิดใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์(3- Φ Transistorized Inverter)
- 11.วงจรสับเบรคที่ใช้สำหรับป้องกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

4.2 การออกแบบและการสร้างวงจรควบคุม

4.2.1 การออกแบบและการสร้างสัญญาณไซน์และสัญญาณสามเหลี่ยม

หลักการปรับความเร็วมอเตอร์จะใช้หลักการของสัญญาณอะแด็ปทีฟพีดีบีบลิวเอ็ม โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวควบคุมทำการปรับความถี่ของสัญญาณไซน์เพื่อปรับให้ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟสให้สูงขึ้นหรือต่ำลงตามทฤษฎีบทที่ 3

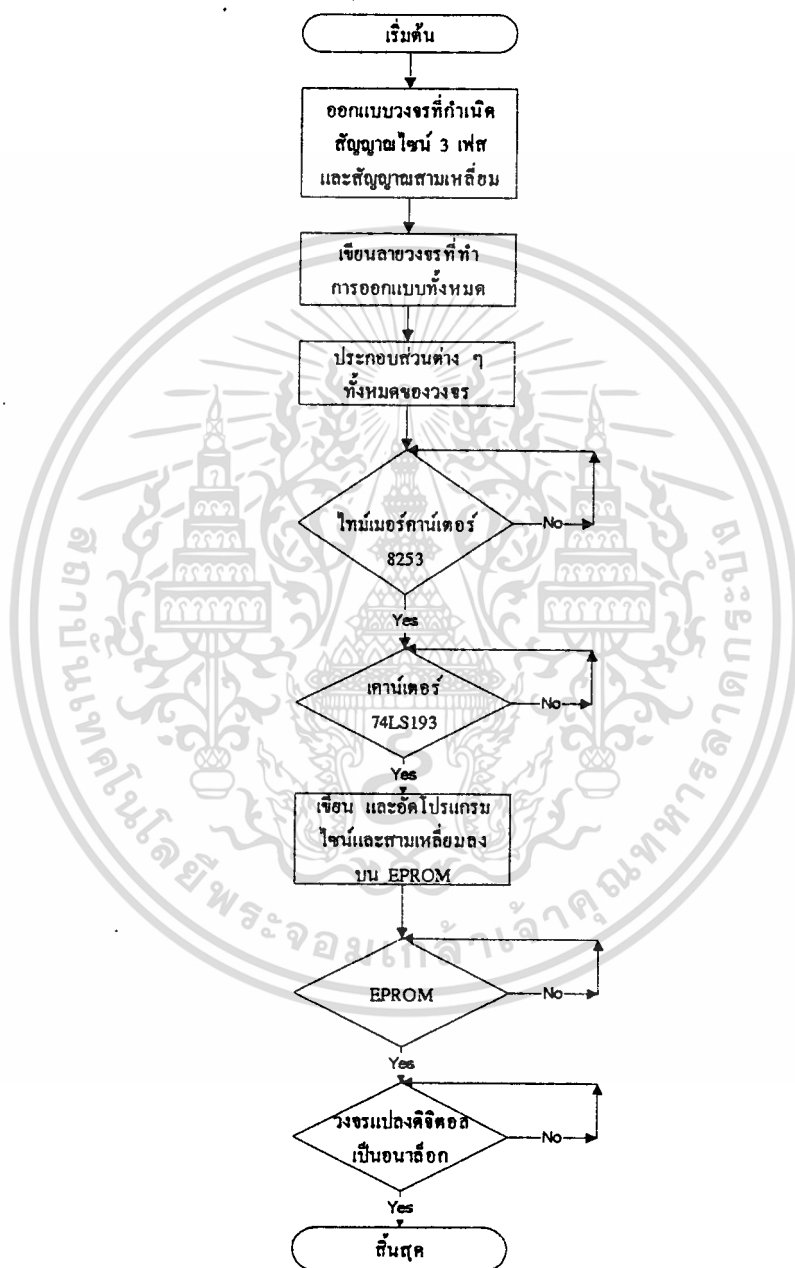
ความถี่ของสัญญาณไซน์ 3 เฟส จะทำมุมแต่ละเฟสห่างจากกัน 120 องศา และสามารถปรับความถี่ได้ตั้งแต่ 0 ถึง 99 เฮิรท์ หรือ 0 ถึง 2970 รอบต่อนาทีของความเร็วเชิงโคโรนัส

ส่วนสัญญาณคลื่นพาหะเป็นสัญญาณสามเหลี่ยม(triangle wave) ตามทฤษฎีความถี่ที่เหมาะสมจะนำมาใช้งานคือ 2590 เฮิรท์ แต่สัญญาณที่สร้างจากตัวไมโครคอนโทรลเลอร์สามารถสร้างความถี่ได้ 2604 เฮิรท์ ซึ่งสามารถนำไปใช้งานได้เช่นเดียวกัน

วงจรควบคุมทั้งหมดจะใช้บอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 8032 โดยเก็บโปรแกรมควบคุมความถี่และการแสดงผลหน้าจอแอลซีดีไว้ที่ตัวเก็บโปรแกรมภายในบอร์ด 8032 แล้วส่งค่าความถี่ที่ต้องการควบคุม และความถี่ของคลื่นพาหะเข้าไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 8253 ซึ่งภายในตัว 8253 จะมีไมโครคอนโทรลเลอร์อยู่ 3 ตัว โดยจะใช้ 2 ตัว สำหรับสัญญาณไซน์ และ สำหรับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณสามเหลี่ยมอย่างละตัว ซึ่งจะส่งผ่านทาง z-80 บัส ส่วนสัญญาณนาฬิกาภายนอกที่ป้อนให้ ตัวไมโครคอนโทรลเลอร์มีความถี่ 2 เมกะเฮิรตซ์



รูปที่ 4.2 แสดงโฟลว์ชาร์ตของขั้นตอนการสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณไชน์ 3 เฟส และสัญญาณสามเหลี่ยม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับเคาน์เตอร์ที่ใช้นับแอดเดรสของการสร้างสัญญาณไซน์และสามเหลี่ยม จะใช้ไอซีเบอร์ 74LS193 ที่ต่ออนุกรมกัน 3 ตัว เพื่อทำการนับสัญญาณไซน์ 3 เฟสที่เก็บไว้ในตัวเก็บโปรแกรมที่มีความละเอียด 2^{10} ค่า หรือ 1024 แอดเดรส ส่วนสัญญาณคลื่น พาดะเก็บไว้ในตัวเก็บโปรแกรมที่มีความละเอียด 128 แอดเดรส จากการทริกที่ขาเกตของไมโครเคาน์เตอร์เบอร์ 8253 ทำให้สัญญาณไซน์และคลื่นพาดะเริ่มที่จุดเดียวกัน ทำให้เกิดการซิงโครไนซ์

สำหรับเอาต์พุตที่ออกมาจากตัวเก็บโปรแกรมจะต้องนำมาเข้าวงจรดิจิทัลทอนาล็อก โดยใช้ MC 1408 ซึ่งจะให้แรงดันเอาต์พุตออกมาเท่ากับ.

$$V_0 = (V_{ref} R_0 / R_{14}) * (A_1/2 + A_2/4 + A_3/8 + A_4/16 + A_5/32 + A_6/64 + A_7/128 + A_8/256) - V_{ref} R_0 / R_{14}$$

หลังจากนั้นจะนำสัญญาณทั้ง 2 รวมกันโดยใช่วงจรซัมมิ่งเพื่อให้เกิดสัญญาณที่ดับบลิวเอ็ม ดังทฤษฎีบทที่ 3 และขั้นตอนการออกแบบและวงจรถ่ายสัญญาณไซน์และสามเหลี่ยมจะแสดงดังรูปที่ 4.2 และรูปที่ 4.3

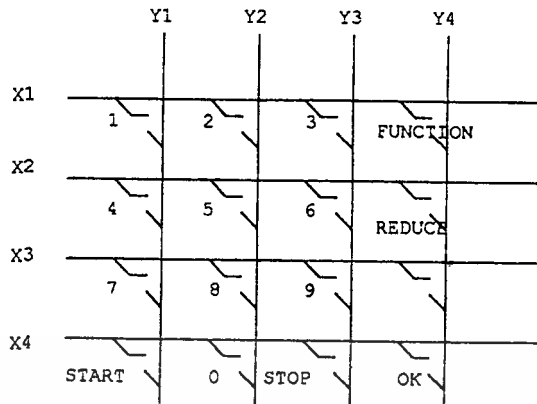
4.2.2 ส่วนแสดงผล

ในส่วนนี้เป็นส่วนที่ใช้ในการส่งค่าต่างๆ ไม่ว่าจะเป็น ความถี่ อัตราเร่งขึ้นและลดลงของความถี่เพื่อส่งให้แก่ไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผล และในส่วนนี้ยังเป็นส่วนที่แสดงค่าต่างๆ ออกทางแอลซีดี

สำหรับการรับค่าความถี่ทางคีย์บอร์ด จะใช้คีย์บอร์ด 16 ปุ่ม ซึ่งทำหน้าที่แตกต่างกันดังรูป 4.4 โดยในการต่อจะต่อในลักษณะเมตริก ดังนั้นแต่ละปุ่มจะมีค่าแอดเดรสเป็นของตัวเอง ขึ้นอยู่กับแกน x และแกน y และในการทำงานจะใช้ไอซีเพียงตัวเดียวในการตีความว่าคีย์บอร์ดที่รับเข้ามาเป็นปุ่มให้ทำอะไร ไอซีที่ใช้คือเบอร์ 74C923 ทำหน้าที่เป็นตัวสแกนคีย์บอร์ดโดยจะรับค่าแอดเดรสของคีย์บอร์ดขณะกดเข้ามา แล้วแปลงเป็นเลข 4 บิต จากนั้นจะส่งค่าเข้าสู่ไมโครโปรเซสเซอร์ เพื่อทำการประมวลผลว่าปุ่มที่กดเป็นปุ่มอะไร เพื่อทำตามหน้าที่ของปุ่มนั้นๆ แล้วแสดงผลออกแอลซีดี โดยจะส่งค่า 4 บิตผ่านทางพอร์ต 8255 ไป ตามรูปในภาคผนวก ซึ่งเป็นรูปวงจรถ่ายการต่อวงจรสแกนคีย์บอร์ด แต่โดยหลักการทั่วไปจะนิยมใช้วิธีการส่งค่าออกมาที่พอร์ตแล้วรับค่าเข้าไปใหม่ จากนั้นทำการตรวจสอบว่าปุ่มที่กดเป็นปุ่มอะไร

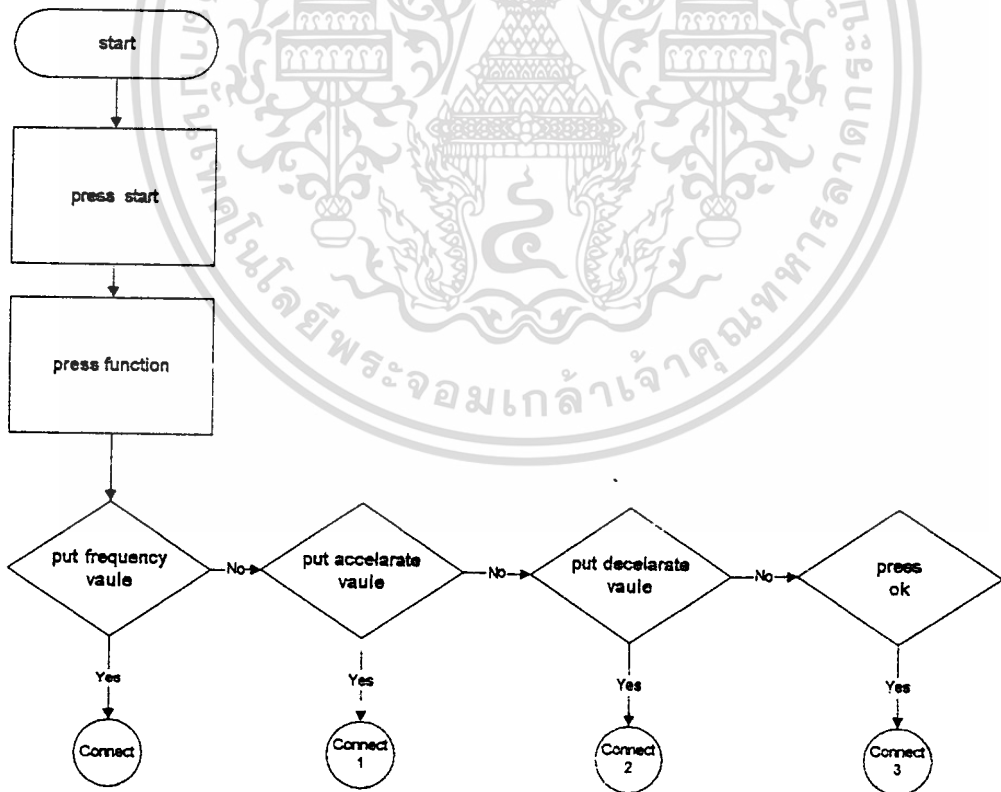
หลักในการออกแบบที่สำคัญคือ จะต้องตรวจสอบได้ว่าเป็นการกดที่แท้จริงเข้ามา ในการออกแบบจึงใช้สัญญาณปรากฏข้อมูล(Data Available) เป็นตัวตรวจสอบว่าเป็นสัญญาณที่ได้จากการกดปุ่มกดจริง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

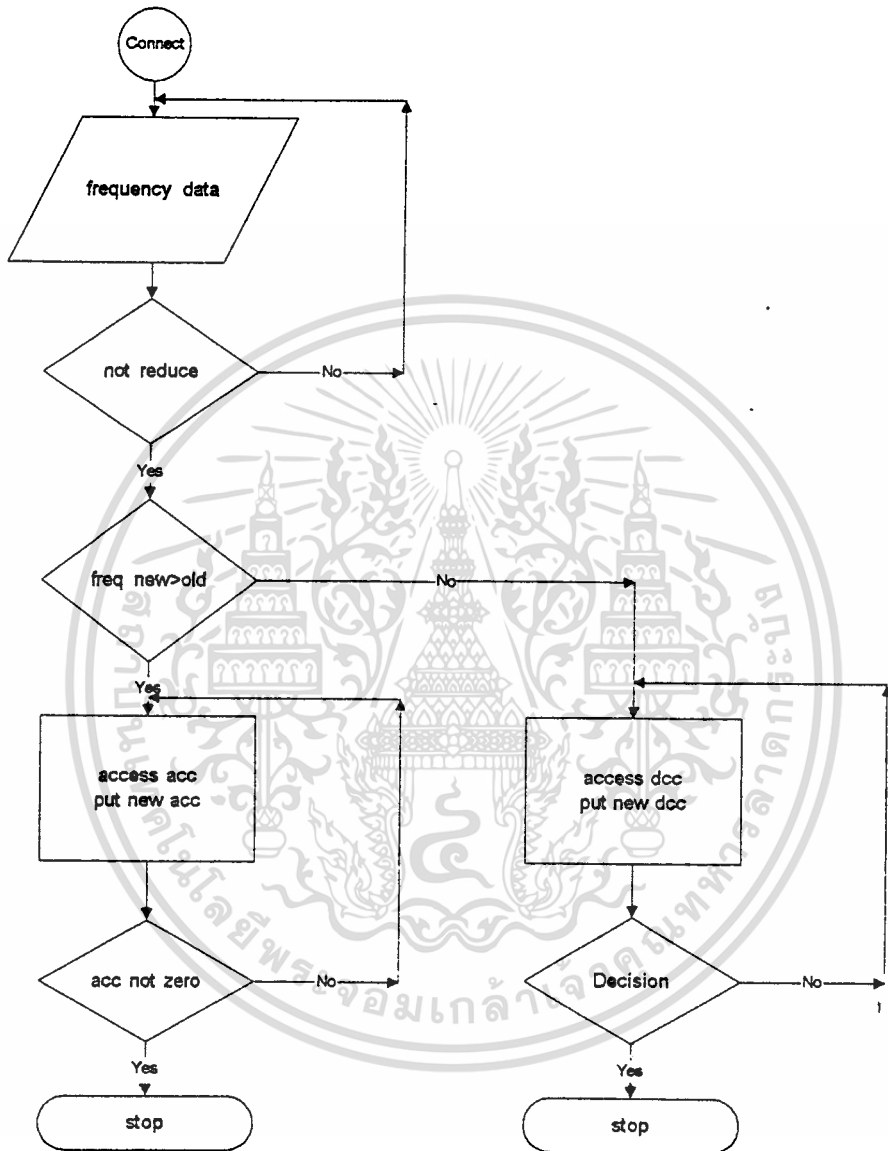


รูปที่ 4.4 แสดงการต่อคีย์บอร์ดแบบเมตริก

ส่วนการแสดงผลทางหน้าจอแอลซีดี ไขแอลซีดีแบบ 2 บันทัด 20ตัวอักษร เชื่อมต่อกับพอร์ตแอลซีดีที่มีอยู่บนบอร์ด 8032 สำหรับตัวเลือกทางหน้าจอเป็นไปตามโฟลว์ชาร์ตรูปที่ 4.5

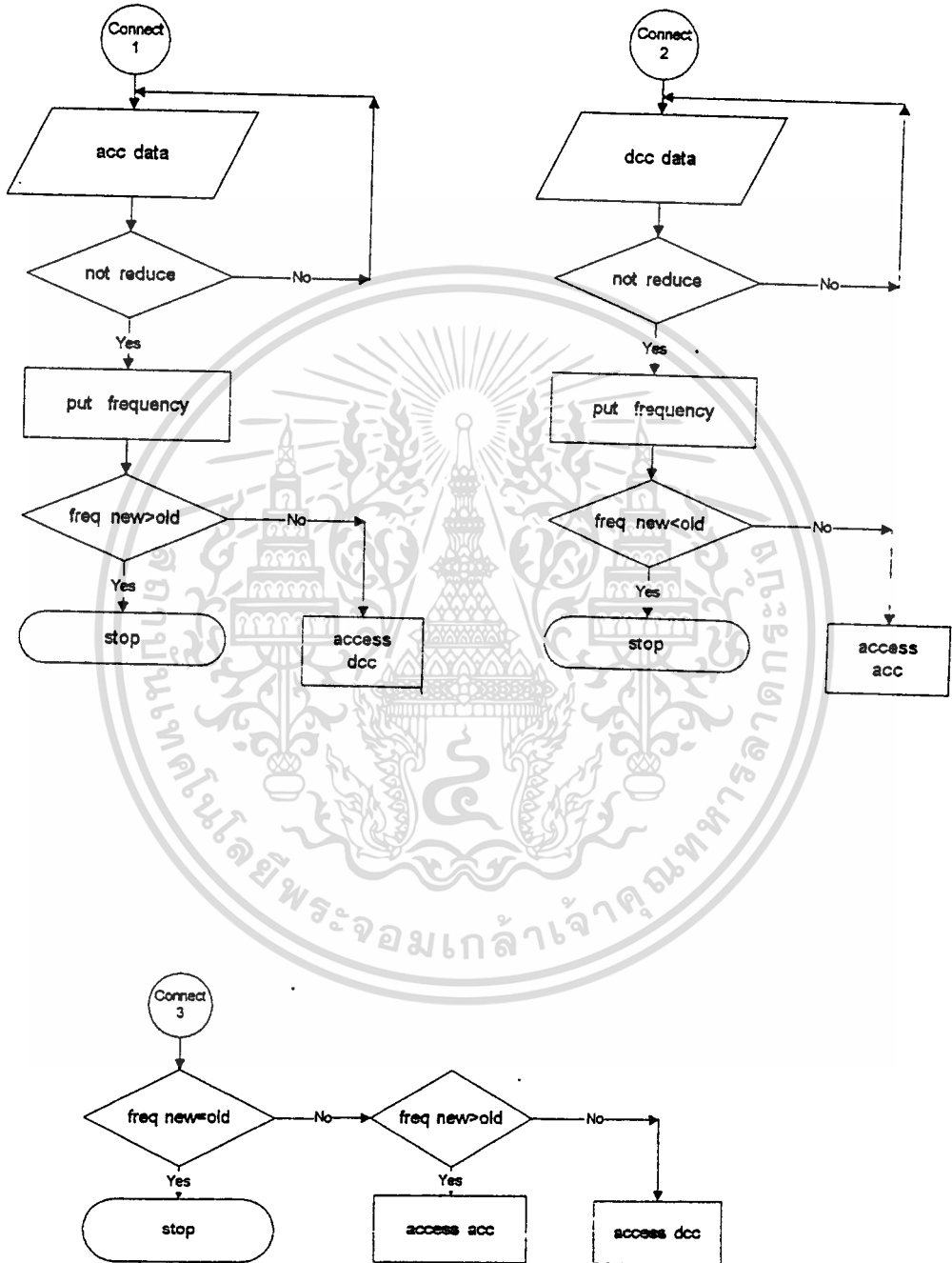


รูปที่ 4.5 แสดงโฟลว์ชาร์ตของขั้นตอนการทำงานในการป้อนค่าให้ปุ่มกด



รูปที่ 4.5 (ต่อ)แสดงโฟลว์ชาร์ตของขั้นตอนการทำงานในการป้อนค่าให้ปุ่มกด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 (ต่อ) แสดงโฟลว์ชาร์ตของขั้นตอนการทำงานในการป้อนค่าใหม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม

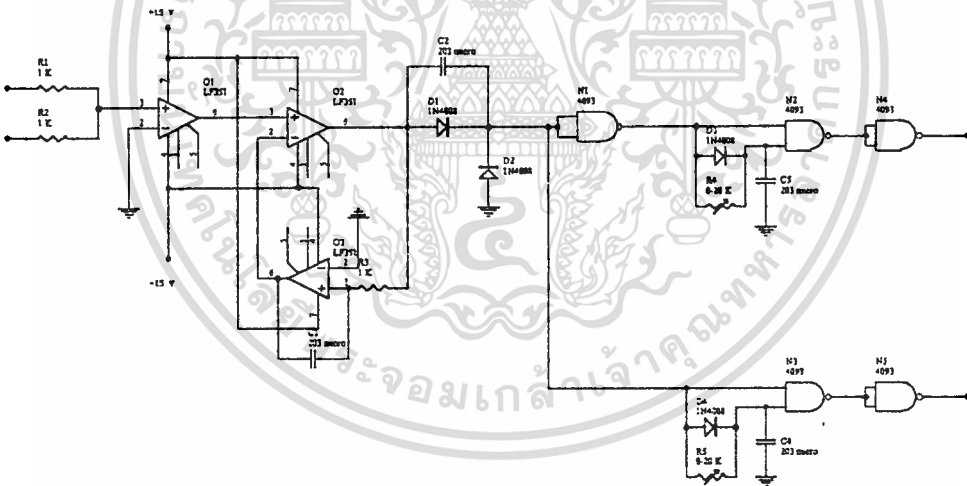
จากทฤษฎีการสร้างการสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็มดังที่ได้กล่าวมาในบทที่แล้วเราจะสามารถออกแบบวงจรการสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็มตามสมการและจะได้ค่าต่างๆดังต่อไปนี้

ขนาดแรงดันของสัญญาณไซน์ เท่ากับ 10 โวลต์

ขนาดแรงดันของสัญญาณสามเหลี่ยม เท่ากับ 2 โวลต์

ค่าคงที่ของเวลา (RC) มีค่าประมาณ 3.18 มิลลิวินาที

วงจรการสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็มสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.6

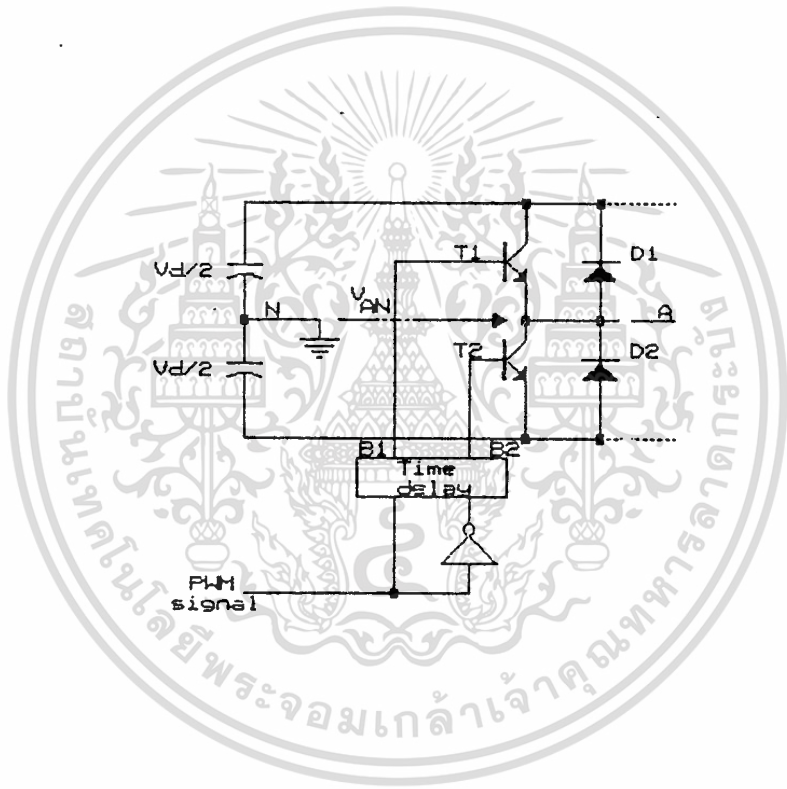


รูปที่ 4.6 แสดงวงจรสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยูเอตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

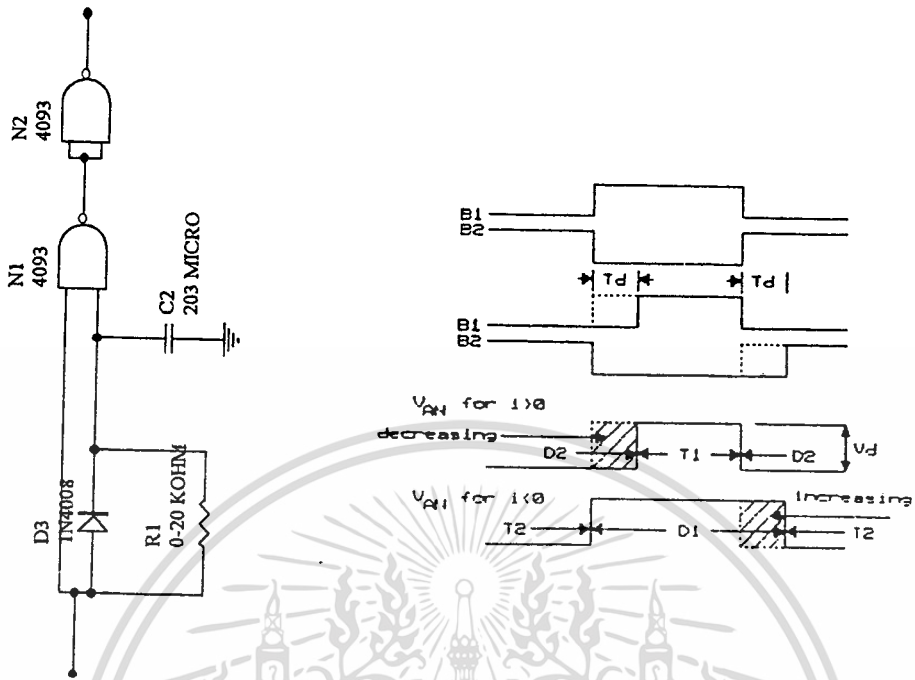
4.2.4 วงจรล็อกเอาท์ (Lock out circuit)

เป็นวงจรที่จะแยกสัญญาณที่จะนำไปควบคุมทรานซิสเตอร์ตัวบน และตัวล่างในกิ่งเดียวกันของบริดจ์อินเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 4.7 โดยสัญญาณที่จะไปควบคุมทรานซิสเตอร์แต่ละตัวในกิ่งเดียวกันนั้นจะกลับเฟสซึ่งกันและกัน เพื่อให้ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนั้นทำงานสลับกันไป ซึ่งสัญญาณที่ไปควบคุมทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนั้นต้องมีการสร้างเดดไทม์ (Dead Time) เพื่อไม่ให้ทรานซิสเตอร์เกิดการชอร์ตท루 (Short through) โดยผ่านวงจรเดดไทม์ดังแสดงในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.7 แสดงวงจรสร้างสัญญาณกลับเฟส

ในทางทฤษฎีพบว่าถ้าค่าของเดดไทม์สูงจะทำให้แรงดันมูลฐานมีค่าลดลงไปจากเดิม และมีผลทำให้ฮาร์โมนิก (Harmonic) อันดับต่ำมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นการกำหนดค่าเดดไทม์ควรกำหนดให้มีค่าที่เหมาะสมซึ่งมีความสัมพันธ์กับค่า t_f, t_s ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งทรานซิสเตอร์ที่เราใช้มีค่า t_s เท่ากับ $18 \mu\text{sec}$ ดังนั้นจากการทดลองค่าที่เหมาะสมได้เลือกค่าประมาณ $26 \mu\text{s}$ ซึ่งสามารถตั้งค่าได้จากค่าคงที่ของเวลา RC ที่อยู่ในวงจรรูปที่ 4.8 a)



a) วงจรเดคโมม

b) สัญญาณเมื่อมีการสร้างเดคโมม

รูปที่ 4.8 แสดงหลักการสร้างวงจรถัดเดคโมม

4.3 การออกแบบวงจรถัดกำลัง

ในส่วนของวงจรถัดกำลังทั้งหมดของระบบ AC Drive นี้สามารถแบ่งออกเป็นส่วนต่างๆ ได้ดังต่อไปนี้คือ

- 1) วงจรบริดจ์เรกติไฟยด
- 2) วงจรกรองกระแส
- 3) วงจรเรกติฟเคเตอร์
- 4) วงจรขับเบส
- 5) วงจรอินเวอร์เตอร์
- 6) วงจรสับเบอ์

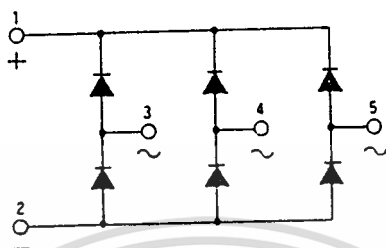
ซึ่งส่วนของวงจรถัดกำลังต่างๆ สามารถแสดง ได้ดังรูปที่ 4.1

4.3.1 วงจรบริดจ์เรกติไฟยด

วงจรถัดเรกติไฟยด เป็นวงจรถัดที่ไ้ใช้สำหรับแปลงสัญญาณไฟกระแสสลับ 3 เฟส ให้เป็นสัญญาณไฟตรง ซึ่งสัญญาณนี้จะนำไปผ่านวงจรกรองกระแสเพื่อให้สัญญาณเรียบขึ้นและนำสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการเรียนการสอนเท่านั้น เมื่อผู้ยู่ใช้เห็นประโยชน์ของเอกสารนี้ กรุณา
ไม่ว่าการณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไฟตรงที่ได้นี้ไปเป็นไฟเลี้ยงให้ส่วนของวงจรกำลังอินเวอร์เตอร์ซึ่งควบคุมโดยสัญญาณทริกที่ขาเบส วงจรบริดจ์เรกติไฟสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 แสดงวงจรบริดจ์เรกติไฟ 3 เฟส

4.3.2 วงจรส่วนกรองกระแสตรงให้เรียบ(LC FILTER)

ตัวเหนี่ยวนำ L จะป้องกันการกระชากของกระแส โดยไม่ให้เกิดการเปลี่ยนแปลงกระแสเร็วเกินไป ถ้าใช้ค่า L มาก จะไม่มีรีปเปลของกระแส แต่จะทำให้แรงดันดีซี ตกไป ในขณะที่ตัวเก็บประจุ C ถ้ามีค่ามากจะทำให้ โวลต์เตจเร็กกูเลชัน(voltage regulation) ดี ซึ่งจะทำให้ไม่เกิดการกระเพื่อมของแรงดันดีซีลิ่งค์ แต่ในการชาร์จประจุจะดึงกระแสมากในช่วงแรก ดังนั้นในระบบอินเวอร์เตอร์ชนิดจ่ายแรงดัน จึงควรมีค่า C ขนาดใหญ่เพียงพอและทนแรงดันสูง เพื่อจะได้มั่นใจว่าไม่เกิดรีปเปลของแรงดัน ดีซีลิ่งค์ ที่จะจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ และค่าที่เหมาะสมของ LC ฟิวเตอร์ ควรจะให้ค่า L มีค่าน้อย ส่วนค่า C มีค่ามาก เพื่อให้ค่าอิมพีแดนซ์ทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์ต่ำ

4.3.2.1 การออกแบบคาปาซิเตอร์กรองกระแสทางด้านเอาต์พุท (OUTPUT FILTER CAPACITER)

ในการออกแบบเลือกใช้ คาปาซิเตอร์กรองกระแสทางด้านเอาต์พุท นั้นจะขึ้นอยู่กับชนิดของคอนเวอร์เตอร์(converter) กระแสขณะปฏิบัติงานและความถี่ ที่จะใช้ ซึ่งในปัจจุบันจะนิยมใช้คาปาซิเตอร์ประเภท อิเล็กโตรไลติก(electrolytic capacitor) กันเป็นส่วนมาก

การออกแบบหาค่า คาปาซิเตอร์กรองกระแสทางด้านเอาต์พุทนี้ จะใช้สูตรในการหาค่า คาปาซิเตอร์ ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_{OUT} = \frac{I_{OUT}}{8f \Delta V_{OUT}}$$

โดย $I_{OUT} = 0.25 I_L$

$I_L =$ กระแสโหลดขณะใช้งาน

$\Delta V_{OUT} =$ แรงดันริปเปิลเอาต์พุตสูงสุด(peak-to-peak output voltage ripple) ที่สามารถยอมรับได้

$f =$ ความถี่ขณะปฏิบัติงาน

ซึ่งในที่นี้จะได้อัตราแปรต่างๆดังนี้

$I_L =$ กระแสใช้งาน หรือ กระแสพิกัด ของมอเตอร์ มีค่าเท่ากับ 4 แอมแปร์

ดังนั้น $I_{OUT} = 0.25 * 4 = 1$ แอมแปร์

$\Delta V_{OUT} = 5.3 * 5 = 26.5$ โวลต์ (คิดที่ 5% ของแรงดันสูงสุด)
 $= 50$ Hz

จากข้างต้นจะได้ค่าคาปาซิเตอร์

$C_{OUT} = 944 \mu F$

จากค่าคาปาซิเตอร์ที่คำนวณได้เป็นค่าต่ำสุดที่ควรใช้ ดังนั้นในทางปฏิบัติจริงจึงได้ใช้คาปาซิเตอร์ชนิดอิเล็กโทรไลติก 330 μF พิกัดแรงดัน 400 โวลต์ จำนวน 2 ตัว ต่ออนุกรมกัน ซึ่งจะได้ค่าคาปาซิแตนซ์เท่ากับ 165 μF และมีพิกัดแรงดันได้มากกว่า 530 โวลต์ (ค่าสูงสุดที่ใช้)

4.3.2.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ(L)

ปกติโดยทั่วไปในวงจรอินเวอร์เตอร์ มักจะต่อตัวเหนี่ยวนำและฟรีวิลลิงไดโอด (freewheeling diode) ครอบอินเวอร์เตอร์เอาไว้ด้วย ทั้งนี้เพื่อป้องกันการกระชากของกระแสในขณะที่เกิดกระแสกระชากขึ้น ทั้งนี้เพราะตัวเหนี่ยวนำจะทำหน้าที่ต่อต้านการเปลี่ยนแปลงของกระแสทำให้ทรานซิสเตอร์สามารถทำงานอยู่ในพื้นที่ทำงานปลอดภัย(SOA)ได้

การใส่ตัวเหนี่ยวนำ จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่ได้อยู่ 2 ประการ คือ

1. อัตราการเพิ่มขึ้นของกระแสจะถูกจำกัด

2. แรงดันตกคร่อมที่ V_{CE} ของทรานซิสเตอร์นั้นจะลดลง ในขณะที่มีแรงดันกระชาก

เอกสารที่ทรานซิสเตอร์ สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไป ตัวเหนี่ยวนำที่เลือกใช้กันมักจะใช้ค่าการหน่วงเวลาเท่ากับ $5 \mu\text{s}$
จาก $L \frac{dI}{dt} = V_C$ เพราะฉะนั้นจะได้

$$L = V_C * \frac{t}{I_b - I_a}$$

จากข้างต้นค่าตัวแปรต่างๆมีค่าดังนี้

$$\begin{aligned} V_C &= \text{ค่าแรงดันสูงสุดที่ใช้งาน มีค่าเท่ากับ } 530 \text{ โวลต์} \\ &= 5 \mu\text{S} \end{aligned}$$

$$I_b = \text{ค่ากระแสสูงสุดที่ทรานซิสเตอร์สามารถทนได้ มีค่าเท่ากับ } 30 \text{ แอมแปร์}$$

$$I_a = \text{ค่ากระแสพักตัวของมอเตอร์ มีค่าเท่ากับ } 4 \text{ แอมแปร์}$$

เพราะฉะนั้น

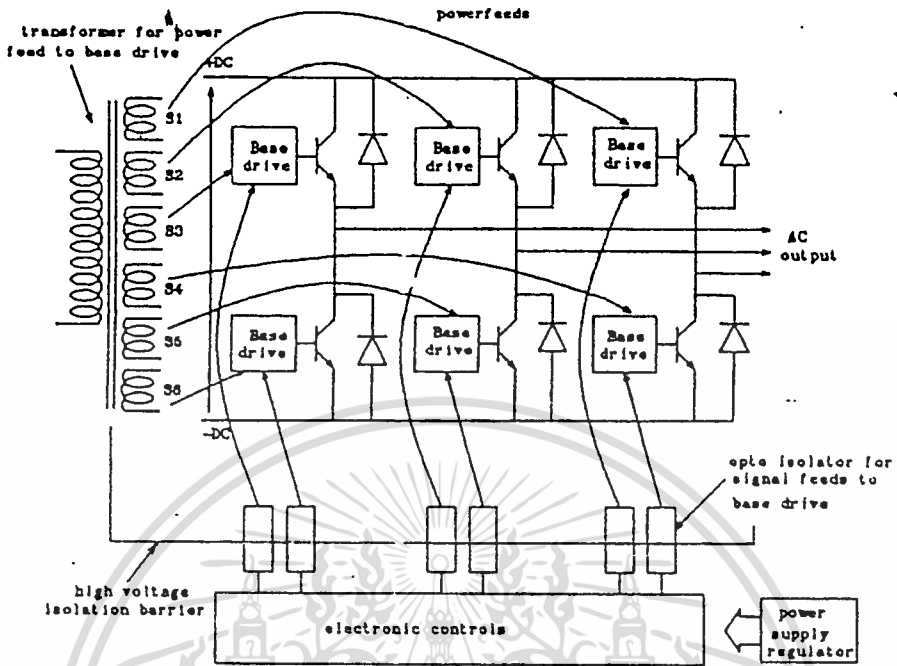
$$L = 0.1 \text{ mH}$$

ในทางปฏิบัติงานจริงได้ใช้ ตัวเหนี่ยวนำแบบแกนเหล็ก เพื่อป้องกันการอิมตัวของแกน และหลังจากการพันและวัดค่าแล้ว ได้ใช้ตัวเหนี่ยวนำ 0.12 mH

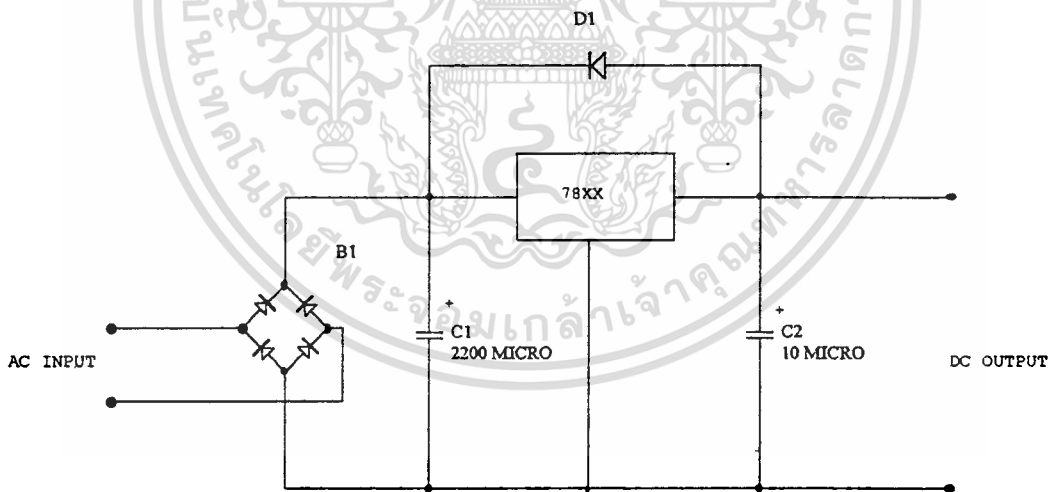
4.3.3 ระบบแหล่งจ่ายไฟและการแยกส่วนระหว่างวงจรควบคุมและวงจรกำลัง

แหล่งจ่ายไฟให้แก่วงจรควบคุมได้จากแรงดันไฟเอซี ที่ผ่านวงจรกรองสัญญาณรบกวน (noise filter) และนำมาทำเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงรีกูลเลทที่มีระดับแรงดันหลายระดับ แต่สำหรับโครงการที่ได้ทำนี้ได้ใช้ค่าขนาดแรงดันเท่ากับ 8 โวลต์

เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวจะทำงานที่มีศักย์ไฟฟ้าแตกต่างกัน จึงต้องมีการแยกกราวด์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวออกจากกัน นอกจากนี้ยังต้องการแยกส่วน(isolate) วงจรควบคุมออกจากวงจรกำลัง โดยส่วนมากอาจใช้พัลซ์ทรานเฟอร์เมอร์ หรือ opto isolater ดังรูปที่ 4.10 แสดงแหล่งจ่ายไฟและการแยกส่วนโดยใช้ opto isolater ซึ่งจำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายไฟตรงรีกูลเลทที่เป็นอิสระกันทั้ง 6 ชุด เพื่อจ่ายให้กับวงจรขับเบส โดยได้จากหม้อแปลงตัวเดียวกันจ่ายไฟทั้งไฟบวกและไฟลบ(ในโครงการนี้ใช้หม้อแปลง 6 ตัว จ่ายไฟเฉพาะไฟบวก) ซึ่งสามารถขยายกระแสได้เพียงพอกับความต้องการของกระแสเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรกำลัง โดยลักษณะวงจรของแหล่งจ่ายไฟตรงรีกูลเลทสำหรับวงจรขับเบสที่กล่าวนี้ แสดงในรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.10 แสดงระบบจ่ายไฟและการแยกส่วน(คือใช้รีเลย์คูลดเพาเวอร์ซัพพลาย)



รูปที่ 4.11 แสดงวงจรแหล่งจ่ายไฟตรงให้กับวงจรขับเบสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

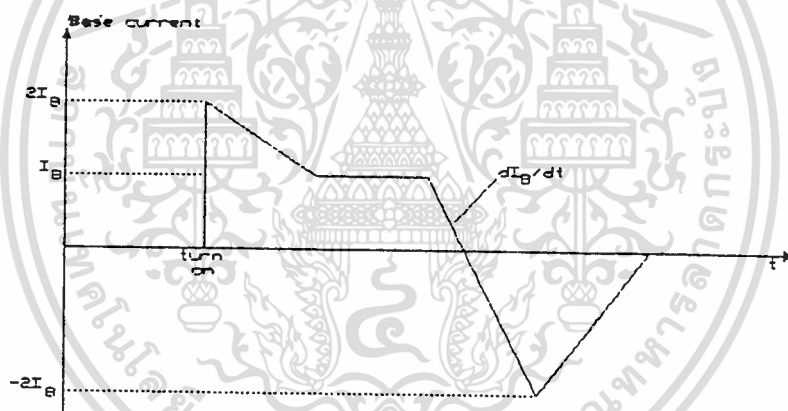
4.3.4 วงจรขับเบส (Base Drive Circuit)

วงจรขับเบสที่ใช้จะใช้ในขับให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรกำลัง 3 เฟสอินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะใช้ทั้งหมด 6 ชุด โดยปกติแล้ววงจรขับเบสจะต้องจ่ายกระแสได้เพียงพอ ถ้ากระแสเบสนี้จะต้อง มากพอที่จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่ในย่านอิ่มตัว (Saturate) จากการศึกษาพบว่ากระแส นี้จะอยู่ในย่าน 500-700 mA ดังนั้นวงจรขับเบสโดยส่วนใหญ่จะมีวงจรคาร์ลิงตันเพื่อทำหน้าที่ขยาย กระแสให้สูงขึ้น ในทางทฤษฎีควรให้กระแสมีการไหลย้อนกลับและมีค่าเกือบ

เป็น 2 เท่าของกระแสเบสฟอว์เวอร์สในขณะที่เทอร์น-ออฟ ส่วนในขณะที่เทอร์น-ออนกระแสเบสควรมีค่าน้อย ทั้งนี้เพราะจะทำให้สตรोकเรจโอมมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นควรจะให้กระแสเบสมีการโอเวอร์ชูดของขอบขาขึ้นของกระแสประมาณ 2 เท่าของกระแสเบสที่สภาวะคงที่ ดังรูปที่ 4.12 จะแสดงลักษณะของกระแสเบสที่จะทำให้การทำงาน ทำงานเหมาะสมสำหรับความเร็วของการสวิทซ์ที่ต้องการ ดังนั้นในการออกแบบวงจรขับเบสจึงต้องคำนึงถึงกระแสเบสอย่างเหมาะสม โดยวงจรขับเบสส่วนใหญ่ประกอบไปด้วย

1. ส่วนแยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุมและวงจรกำลัง เพื่อป้องกันการรบกวนและเป็นอันตรายจากไฟแรงดันสูงจากวงจรกำลัง โดยใช้ออปโตคัปเปิล(opto couple) ในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ 4N25 และมีการต่อวงจรช่วยในลักษณะที่เพิ่มขีดความสามารถในด้านความเร็ว และให้มีการเลื่อนเฟสระหว่างสัญญาณอินพุตและเอาท์พุทให้น้อยที่สุด

2. ส่วนของการให้กระแสเบสไหลย้อนกลับโดยใช้ไดโอด D2-D4 เร่งการหยุดนำกระแสให้เร็วขึ้น

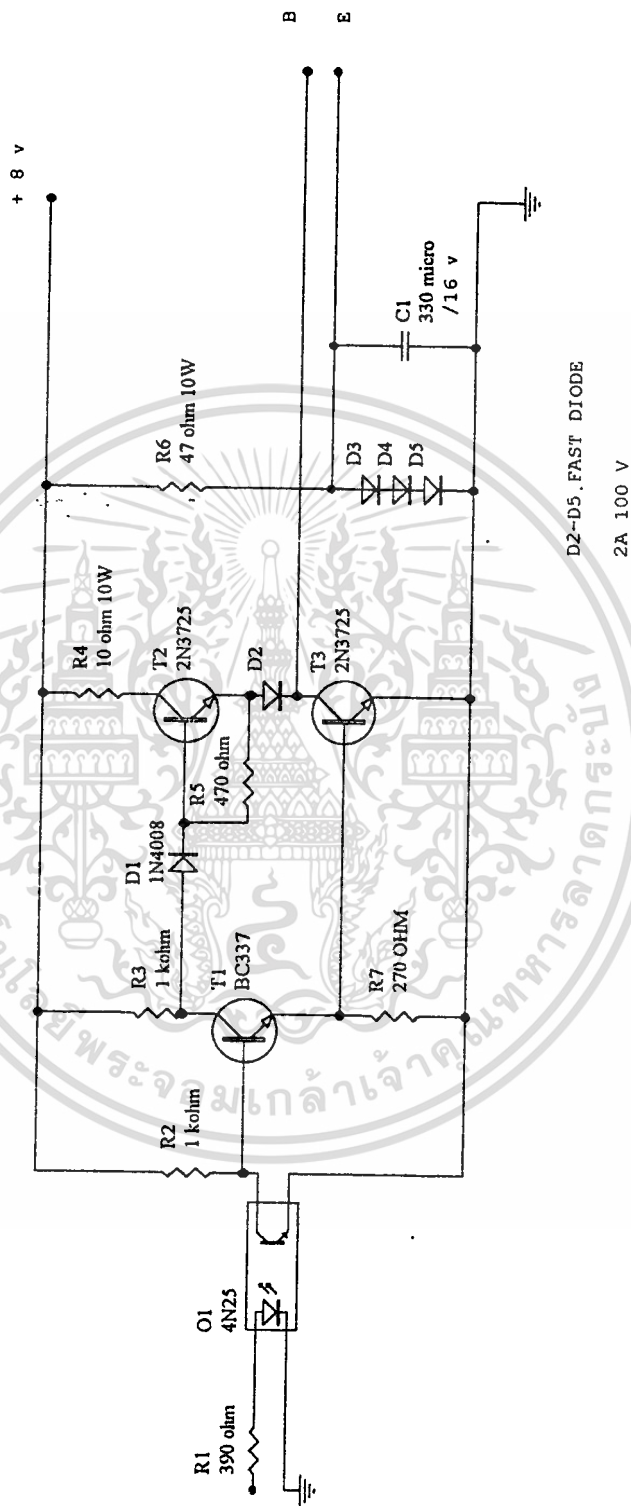


รูปที่ 4.12 แสดงรูปร่างของกระแสเบสในอุดมคติ

หลักการทํางาน

จากรูปที่ 4.13 เมื่อสัญญาณพีคดับลิวเอ็มเข้ามาที่ออปโต-คัปเปิล โดยมี R1 ทำหน้าที่จำกัดกระแสให้กับออปโต-คัปเปิล กระแสที่ไหลเข้าออปโต-คัปเปิล จะไปไบอัสให้แอลอีดี (LED) ที่อยู่ในออปโตคัปเปิลและดับตามสัญญาณพีคดับลิวเอ็มที่ป้อนเข้าไป เมื่อแอลอีดีติดไฟโฟโตทรานซิสเตอร์ (Photo-transistor) ที่อยู่ภายในไอซีได้รับการไบอัสให้เกิดการนำกระแส และสัญญาณเอาท์พุทที่ได้จะถูกนำมาไปขยายสัญญาณโดยใช้ทรานซิสเตอร์ BC337 และนำสัญญาณที่ได้จากทรานซิสเตอร์ตัวนี้ผ่านวงจร คาร์ลิงตันเพื่อทำหน้าที่ขยายกระแสให้สูงขึ้นพอที่จะนำไปขับให้แก่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ โดยสัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณพีคดับลิวเอ็มแบบ 3 ระดับ (บวก กราวด์ และลบ) ทั้งนี้เพื่อให้แรงดันซีกลบทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดทํางานได้เร็วขึ้น จากวงจร

จะเห็นว่าสัญญาณซีกลบนี้จะได้จาก ไดโอด D2-D4 นั่นเอง
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 แสดงวงจรขั้วเบส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.5 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

วงจร 3 เฟสอินเวอร์เตอร์จะเป็นวงจรที่สำคัญที่สุดของระบบเอซีไดรฟ์ (AC Drive) นี้ เพราะจะทำหน้าที่เปลี่ยนกระแสตรงเป็นกระแสสลับ และสามารถปรับเปลี่ยนแรงดันและความถี่เอาท์พุทได้ ค่าเหตุที่เลือกเอาเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง เพราะมีความเร็วในการสวิตซ์สูงเมื่อเทียบกับไทรสเตอร์ และที่สำคัญเทคนิคที่ดับลิวเอ็มที่ออกแบบนี้ สามารถออกแบบควบคุมความถี่สวิตซ์ซึ่งที่มีค่ามากที่สุด เพื่อให้เหมาะสมกับการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ วงจรกำลัง 3 เฟสอินเวอร์เตอร์ที่ออกแบบสร้างขึ้นเป็นชนิดจ่ายแรงดัน เพราะควบคุมง่าย แต่ปัญหาที่สำคัญมากของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้คือ การลัดวงจรในกึ่งซึ่งจะทำให้วงจรเสียหายได้

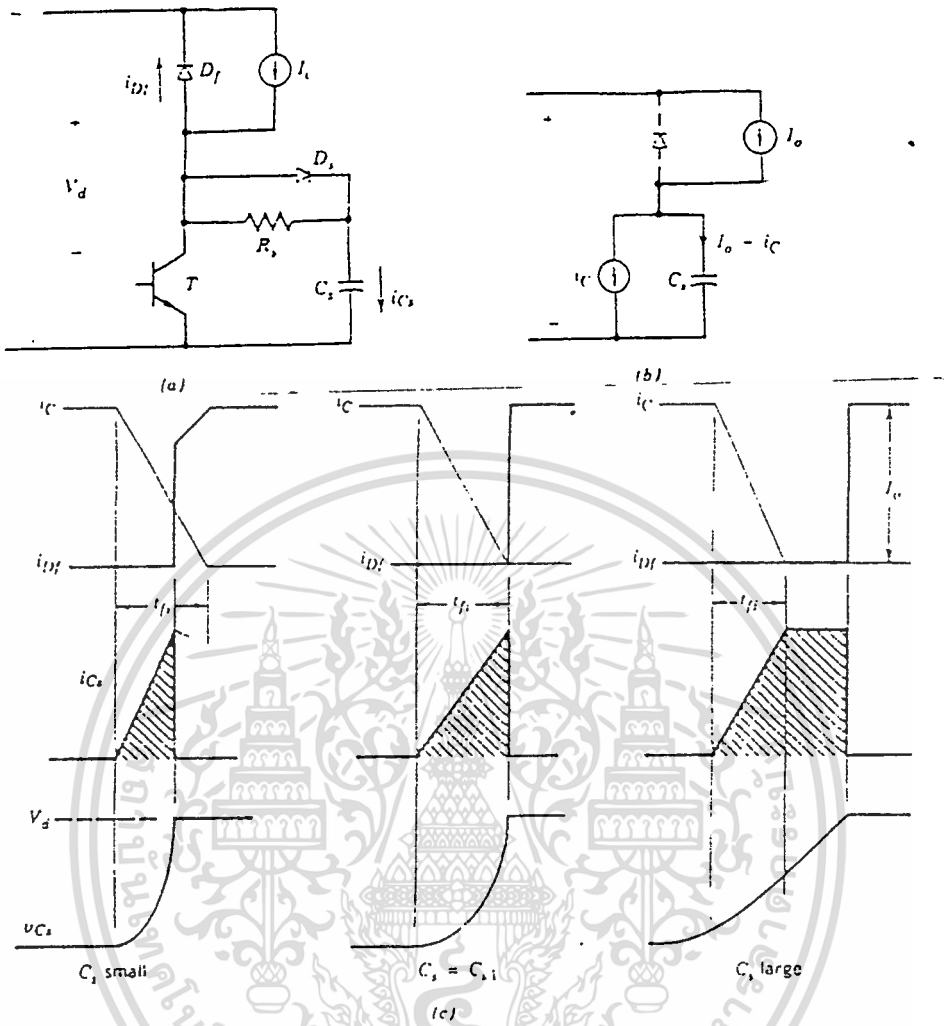
ข้อดีของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกข้อหนึ่งคือ ไม่ต้องมีวงจรช่วยหยุดนำกระแสทำให้การควบคุมไม่ยุ่งยากเพียงแต่ควบคุมกระแสที่จ่ายแก่ขาเบส ก็สามารถควบคุมการนำและหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ นอกจากนี้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเหมาะสมกับระดับงานขนาดปานกลาง และในขณะนี้มีการพัฒนาขีดความสามารถของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้มีกำลังสูงกว่านี้

ส่วนฟรีวิลลิ่งไดโอดที่ต่อขนานกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะต้องเป็นชนิดฟื้นตัวเร็ว (fast recovery diode) ต่อ แบบขนานชนิดกลับทาง (anti parallel) ก็เพื่อให้ทางเดินของกระแสไหลอย่างต่อเนื่องเมื่อโหลดเป็นชนิดอินดักทีฟโหลด

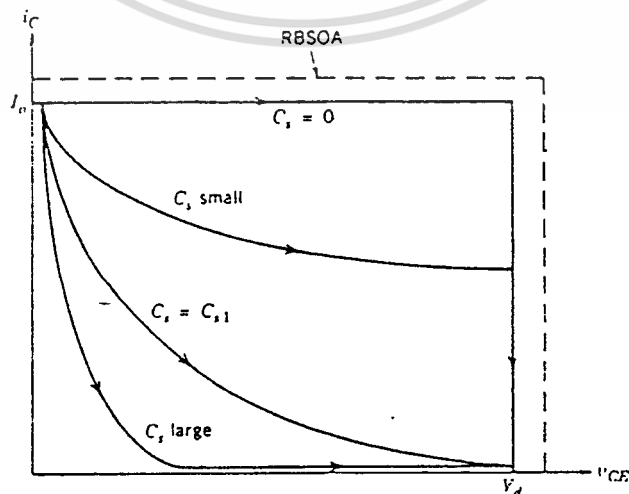
ส่วนในทางปฏิบัติเราจะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่มีพิกัด กระแส 30 แอมป์ และพิกัดแรงดัน 1200 โวลท์

4.3.6 วงจรสับเบอร์

ในการสวิตซ์ตัวทรานซิสเตอร์ในขณะที่ปิดหรือเปิดของทรานซิสเตอร์นั้น เราจะใส่วงจรสับเบอร์ลง ไปเพื่อลดการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน ซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วให้มีการเปลี่ยนแปลงช้าลง หรือก็คือการหน่วงสัญญาณแรงดันให้มีการเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ ในขณะเทิร์นออฟซึ่งวิธีการก็คือ การต่อตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ และไดโอด ครอบลงไปในตัวทรานซิสเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4.14 และลักษณะรูปคลื่นขณะเทิร์นออฟ ในขณะที่ต่อวงจรสับเบอร์แล้ว ดังรูปที่ 4.15 จะเห็นว่า เมื่อตัวเก็บประจุ C_s ที่ต่อในวงจรสับเบอร์มีค่าน้อย การเปลี่ยนแปลงของแรงดัน v_d จะเร็วกว่า เมื่อ C_s มีค่ามากๆ และจะเห็นว่าเมื่อใช้ค่า C_s ที่มากๆ จะทำให้พื้นที่ RBSOA (REVERSE BIAS SAFTY OPERATION AREA) เพิ่มขึ้นดังรูปที่ 4.15



รูปที่ 4.14 แสดงวงจรและรูปสัญญาณขณะต่อวงจรสับเบอที่ค่าตัวเก็บประจุขนาดต่างๆ



รูปที่ 4.15 แสดงพื้นที่ RBSOA ที่ขนาดค่าประจุต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และค่าตัวเก็บประจุ (C_s) สามารถคำนวณได้ดังสมการ

$$C_{s1} = I_o t_f / 2V_d \quad \dots(6.1)$$

โดยที่ t_f คือ เวลาขณะที่กระแสคอลเลกเตอร์ลดลงจนเป็นศูนย์

I_o คือ กระแสที่ผ่านโหลด

V_d คือ แรงดันอินพุทคร่อมตัวทรานซิสเตอร์

ซึ่งค่า I_o เมื่อโหลดเราคือ มอเตอร์ 3HP ใช้กระแส (I_o) = 4 Amp

t_f เมื่อเปิดคู่มือของ Power Transister ได้ค่า = 2sec

V_d เป็นแรงดันอินพุท คือ 220 แต่เราจะใช้ค่าที่นุ่ม 60 องศา

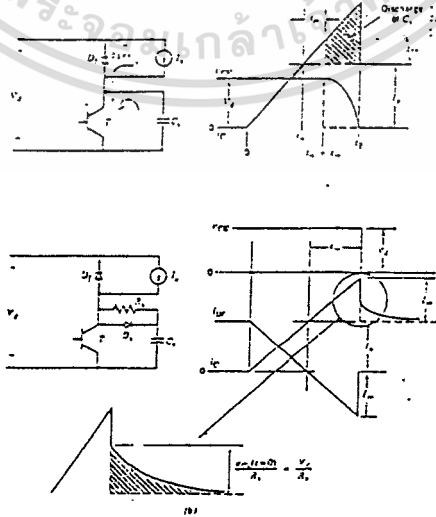
หรือ 1.7 เท่าของค่า V_{dd}

หรือคือ $1.7 * 2 * 220 = 530$ Volt

เพราะฉะนั้นจะได้ค่าตัวเก็บประจุที่ต้องใช้

$$C_s = (4)(2 * 10^{-6}) / 2 * 530 = 7.5 * 10^{-9} \text{ Farad}$$

จากรูปที่ 4.16 จะเห็นว่า เมื่อวงจรมีแกตัวเก็บประจุตัวเดียว ทำให้เมื่อเวลาเปิดจะทำให้กระแสนั้นเพิ่มสูงขึ้น เนื่องมาจากตัวเก็บประจุ C_s มีการคายประจุออก ดังนั้นความต้านทานและไดโอดที่ต่อลง ไปจะทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุผ่านไปยังตัวมัน ดังรูปที่ 4.16 จะเห็นว่ากระแสคอลเลกเตอร์จะค่อยๆลดลง



รูปที่ 4.16 แสดงลักษณะรูปคลื่นเมื่อต่อวงจรสับเบอวโดยต่อและไม่ต่อ R_s และ D_s

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าความต้านทานสามารถหาได้ดังสมการ

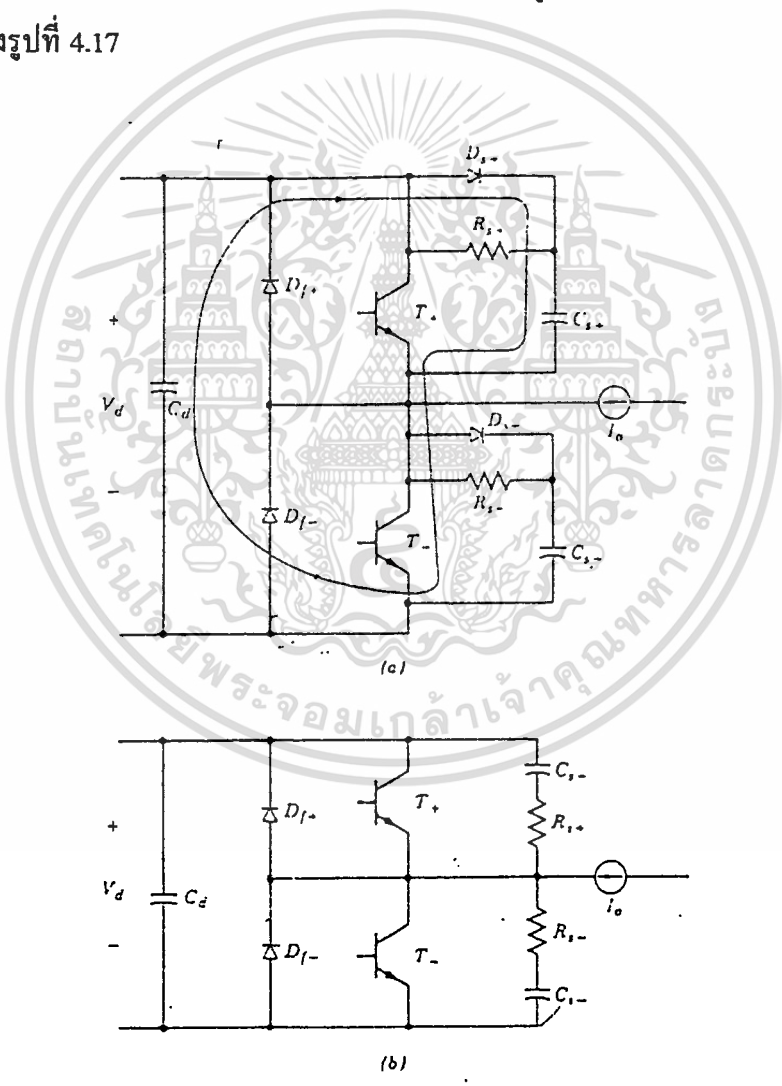
$$V_d / R_s = 0.2 I_o \quad \dots(6.2)$$

โดย $V_d = 530 \text{ Volt}$

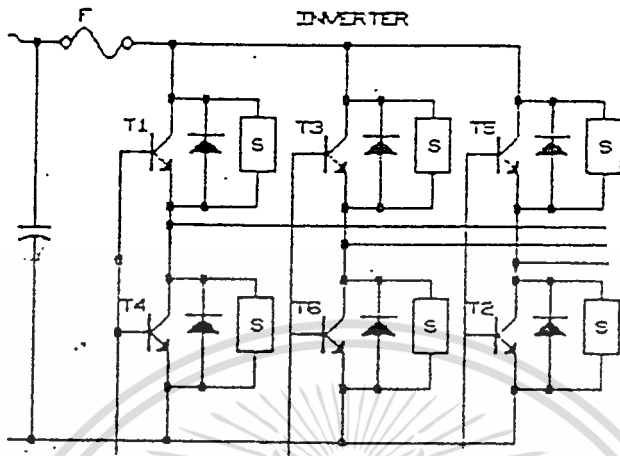
$I_o = 4 \text{ Amp}$

$\therefore R_s = 530 / (0.2)(4) = 662.5 \text{ โอห์ม}$

และไดโอดที่ใช้เป็นอุลตราฟาสต์ไดโอด(Ultra Fast Diode) จะใช้ขนาดพิกัด 25 แอมป์ 600 โวลต์ จำนวน 6 ตัวเพื่อต่อในวงจร อินเวอร์เตอร์ และรูปการต่อวงจรแบบฮาร์ฟเวฟ (Half wave) แสดงดังรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 แสดงวงจรสับเบรตต่อแบบฮาร์ฟเวฟ

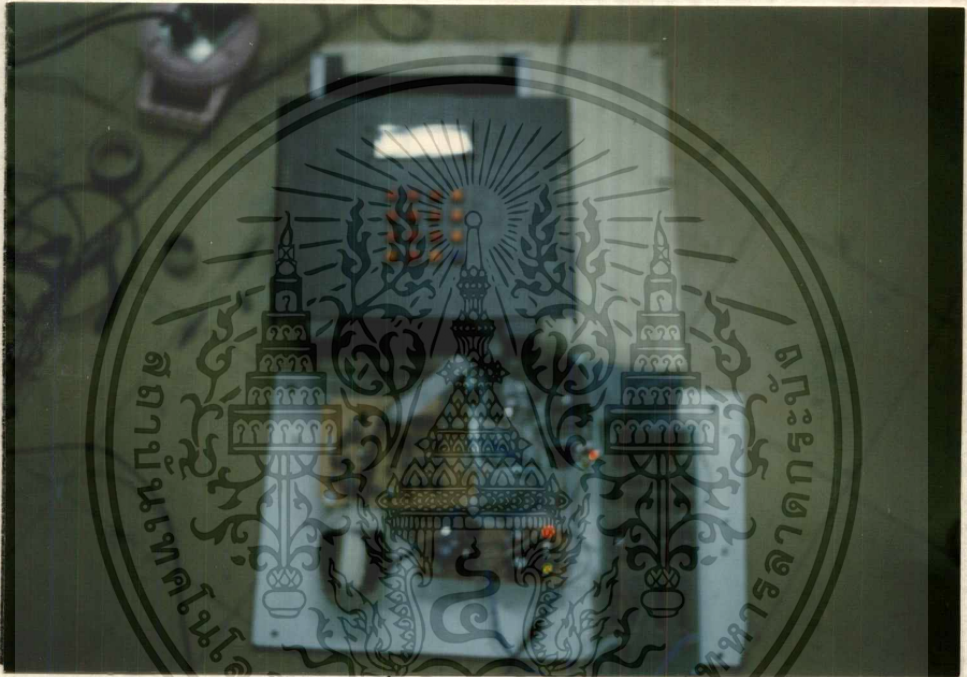


รูปที่ 4.18 แสดงวงจรสับเบอร์ที่ต่อเข้ากับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

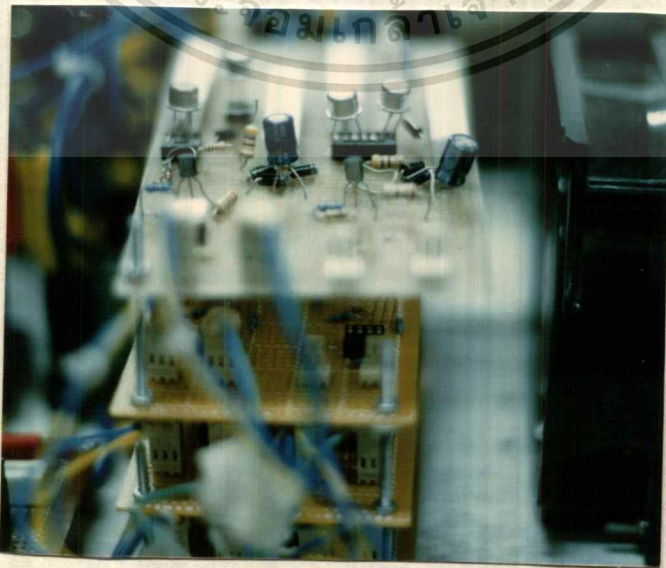
4.4 ชิ้นงานปริญญาานิพนธ์

เครื่องต้นแบบชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ที่ได้ออกแบบสร้างขึ้น มีทั้งวงจรควบคุม และ วงจรกำลัง ซึ่งได้แสดงดังรูปต่างๆ ดังต่อไปนี้

ส่วนวงจรควบคุม ชิ้นงานทั้งหมดได้นำลงในกล่องควบคุม ดังแสดงในรูปที่ 4.19 ภายในกล่องนี้ ประกอบไปด้วย วงจรสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม ซึ่งรวมถึงส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์ และ ส่วนแสดงผล



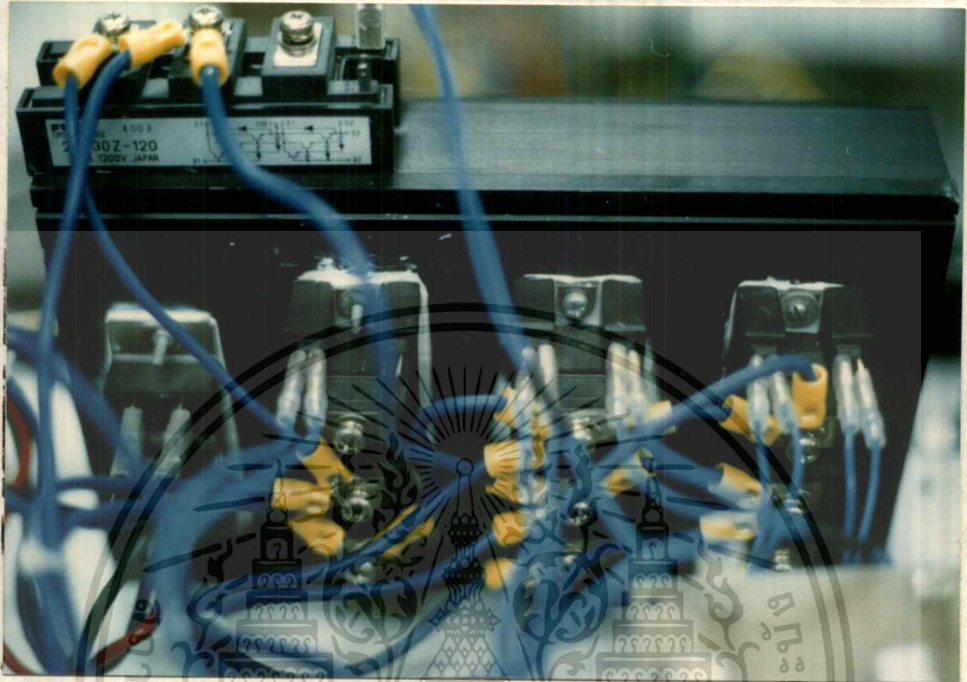
รูปที่ 4.19 แสดงชุดควบคุม



รูปที่ 4.20 แสดงวงจรขับเคลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับเพื่อการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนวงจรกำลังจะประกอบด้วย ภาคเร็คตีไฟน์ ภาคอินเวอร์เตอร์ วงจรสับเบอ์ และ วงจรขับเบส



รูปที่ 4.21 ส่วนอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.22 ส่วนวงจรกำลังทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เรียนการสอนที่ศูนย์เทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุป

ในบทจะเป็นการออกแบบส่วนต่างๆ ที่ใช้ในชุดขับเคลื่อนทั้งหมด ซึ่งมีการแสดงและอธิบายอย่างละเอียด ทั้งส่วนควบคุม ซึ่งเป็นส่วนสร้างสัญญาณที่ดับลิวิตเอ็ม และส่วนวงจรกำลังต่างๆ ดังที่ได้กล่าวมาทั้งหมดในบทนี้



บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

5.1 การทดลอง

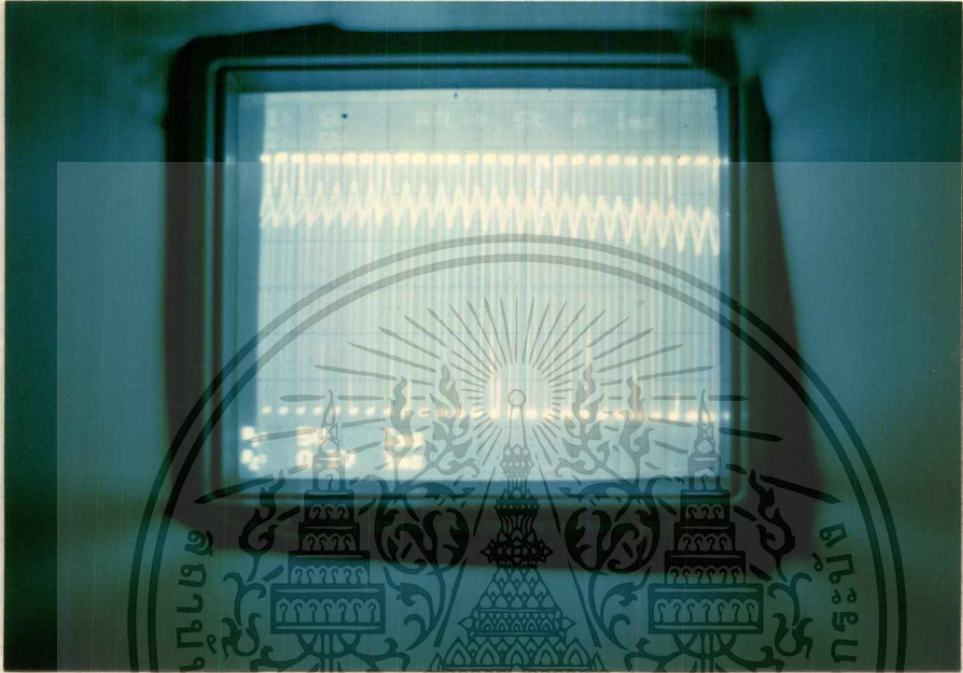
จากหลักการและทฤษฎีต่างๆ ได้กล่าวมาทั้งหมดแล้วนั้น สำหรับการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสในปริภูมิพหุคูณฉบับนี้เป็นการควบคุมโดยการเปลี่ยนความถี่ของแหล่งจ่ายในช่วง 20-90 Hz โดยใช้หลักการแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ ซึ่งหลักการนี้มีผลทำให้ทอร์คมีค่าคงที่ด้วย โดยในส่วนต่างๆทั้งหมดเราจะทำการทดลองโดยแบ่งเป็นส่วนต่างๆ ดังนี้

- 1) ส่วนของวงจรสร้างสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม
 1. ทดสอบลักษณะของสัญญาณสามเหลี่ยมที่ขึ้นอยู่กับสัญญาณไซน์ที่ความถี่ต่างๆ ในช่วง 20-90Hz
 2. ทดสอบลักษณะของสัญญาณพีคดับลิวเอ็ม ที่ความถี่ต่างๆ ในช่วง 20-90 Hz
- 2) ส่วนของสัญญาณที่ออกจากวงจรกำลังเมื่อนำไปขับมอเตอร์ ในช่วงความถี่ 20-90Hz
 1. ทดสอบลักษณะของแรงดันต่อเฟสของมอเตอร์
 2. ทดสอบลักษณะของแรงดันไลน์ของมอเตอร์
 3. ทดสอบลักษณะของกระแสของมอเตอร์
 4. ทดสอบลักษณะของกราฟทอร์คกับความเร็ว
 5. ทดสอบลักษณะของฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้น

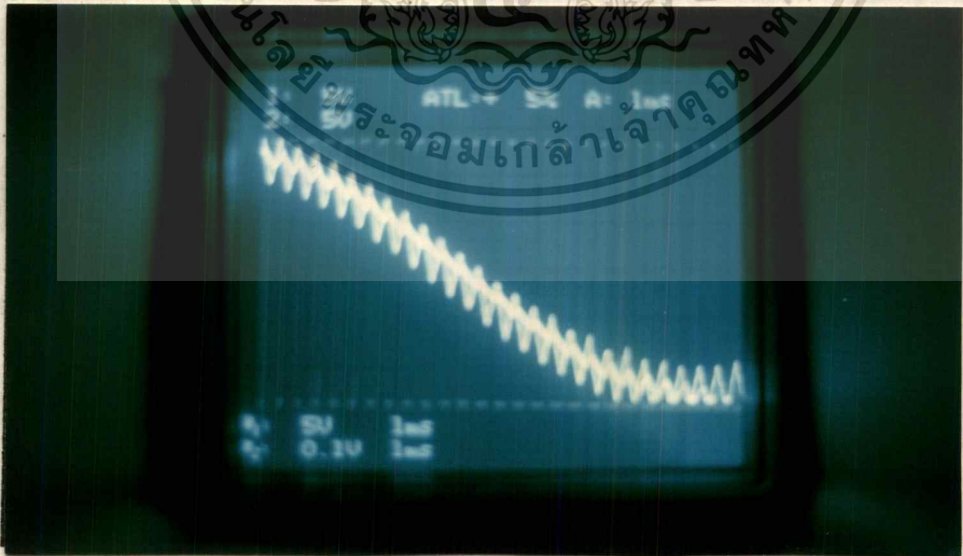
5.2 ผลการทดลอง

จากการทดสอบลักษณะต่างๆ สามารถเห็นและแสดงผลการทดลองได้ต่อไปนี้

1) ส่วนของการสร้างสัญญาณพีคดับลิเวียมจากวงจรควบคุม

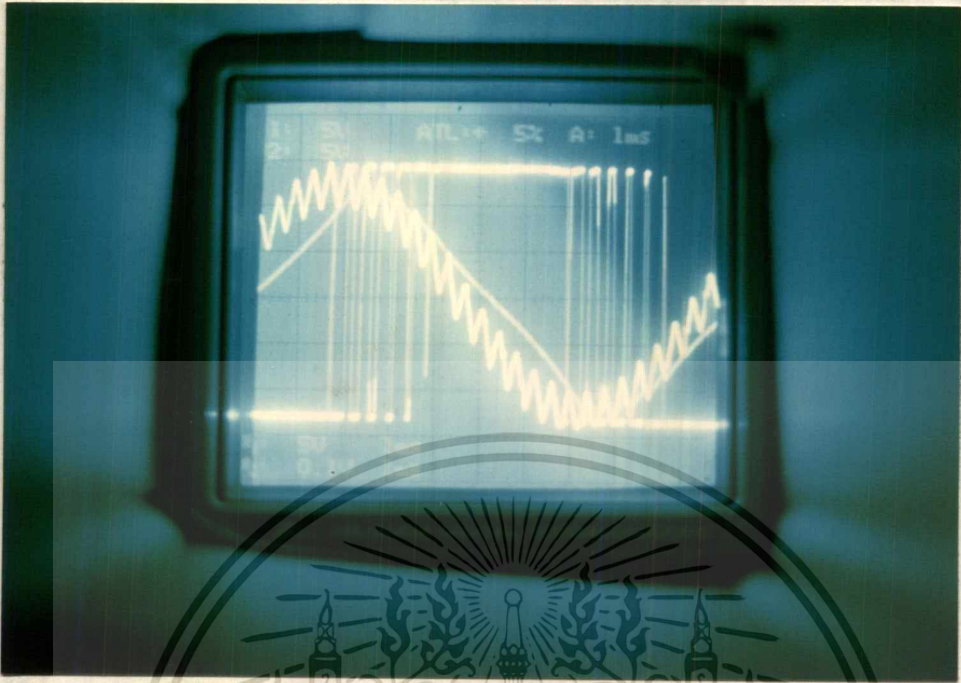


รูปที่ 5.1 แสดงลักษณะรูปคลื่นของสัญญาณสามเหลี่ยมที่ขั้วขั้วบนโซลิดเมื่อผ่านวงจรป้อนกลับที่มีความถี่ 15 Hz

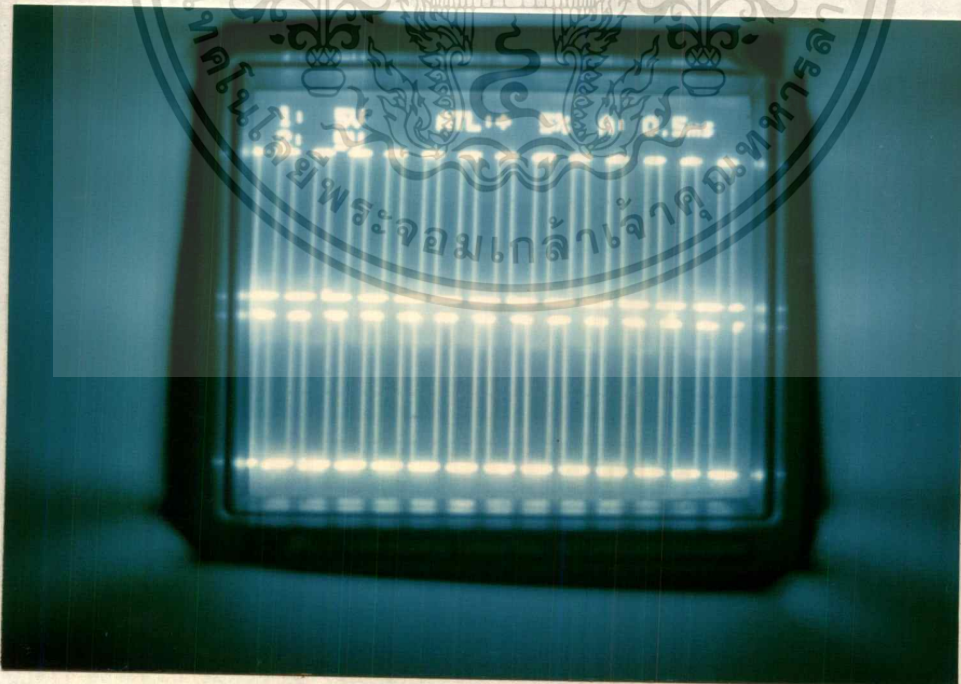


รูปที่ 5.2 แสดงลักษณะรูปคลื่นของสัญญาณสามเหลี่ยมที่ขั้วขั้วบนโซลิดเมื่อผ่านวงจรป้อนกลับที่มีความถี่ 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

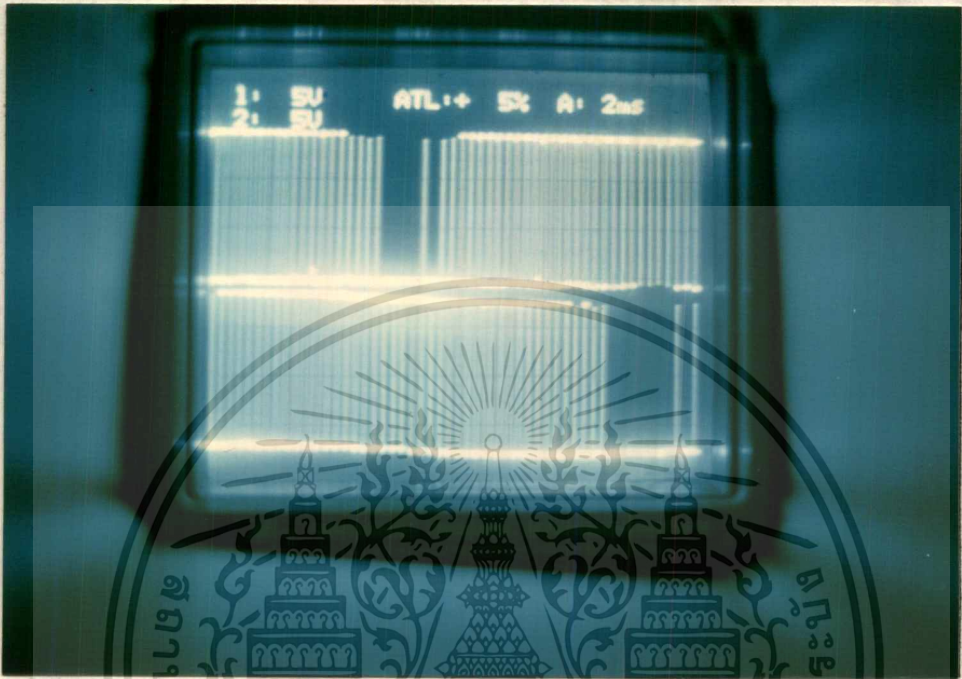


รูปที่ 5.3 แสดงลักษณะรูปคลื่นของสัญญาณสามเหลี่ยมที่ขั้วอินพุต ไซนัสเมื่อผ่านวงจรป้อนกลับที่ความถี่ 90 Hz

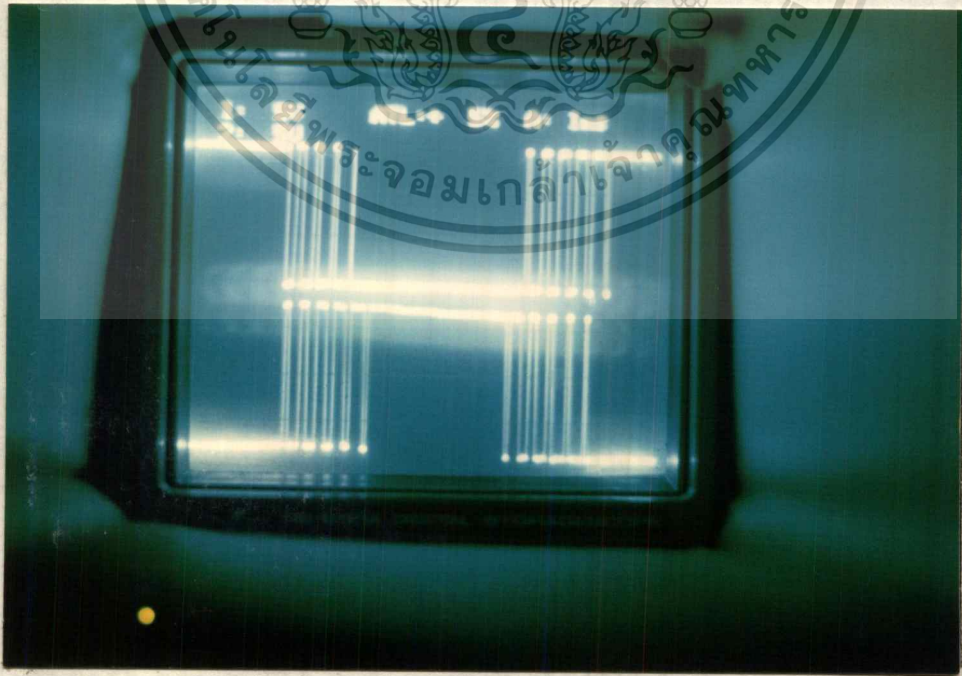


รูปที่ 5.4 แสดงรูปคลื่นสัญญาณพีคดับลิวเอ็มที่ความถี่ 15 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่... ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 แสดงรูปคลื่นสัญญาณพีคับบลิวเอ็มที่ความถี่ 50 Hz



รูปที่ 5.6 แสดงรูปคลื่นสัญญาณพีคับบลิวเอ็มที่ความถี่ 90 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของบริษัทฯ ขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหา และขอสงวนสิทธิ์ในการนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

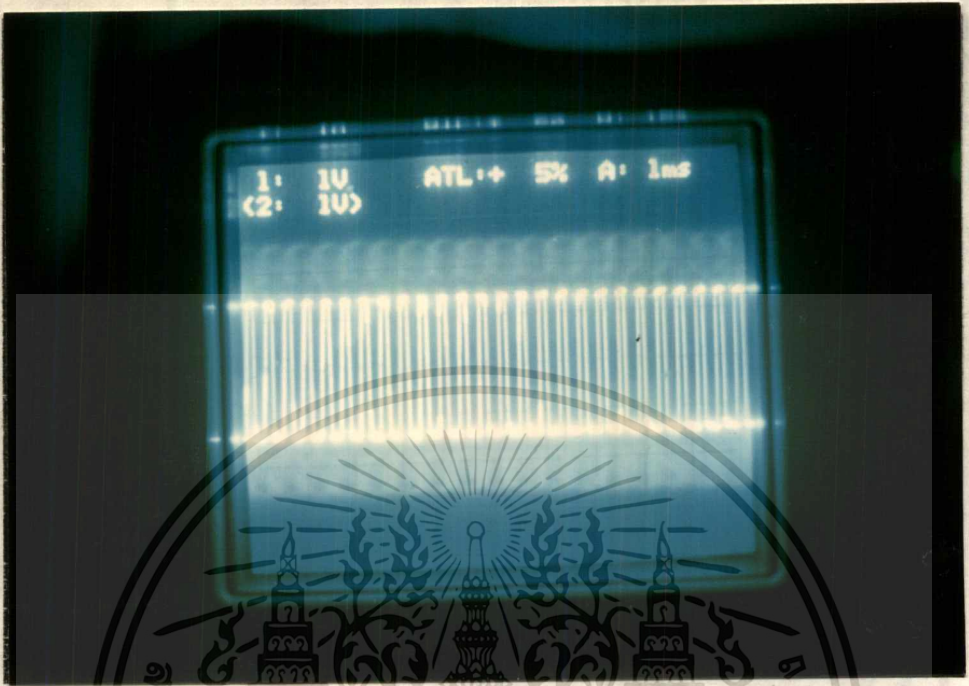
2.) ส่วนของสัญญาณของส่วนวงจรกำลัง

ตารางที่ 5.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่ทดสอบจากการขับมอเตอร์

FREQUENCY(Hz)	V(mV)
20	330
25	340
30	380
35	460
40	550
45	630
50	700
55	770
60	850
65	900
70	940
75	960
80	980
85	1000
90	990

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. รูปคลื่นแรงดันต่อเฟสของมอเตอร์

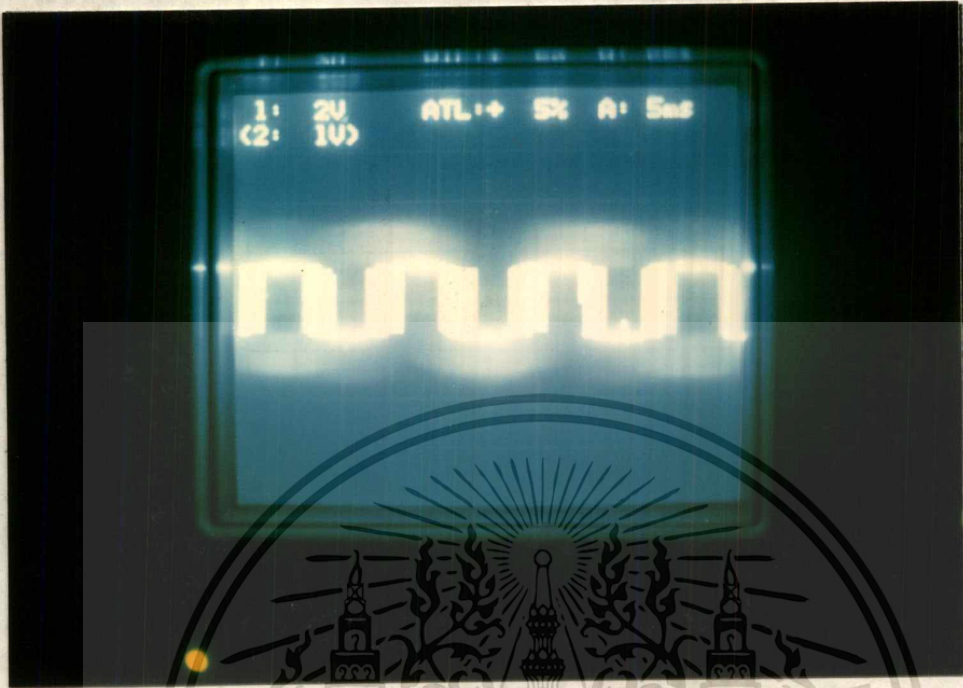


รูปที่ 5.7 แสดงลักษณะรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสของมอเตอร์ที่ความถี่ 30 Hz

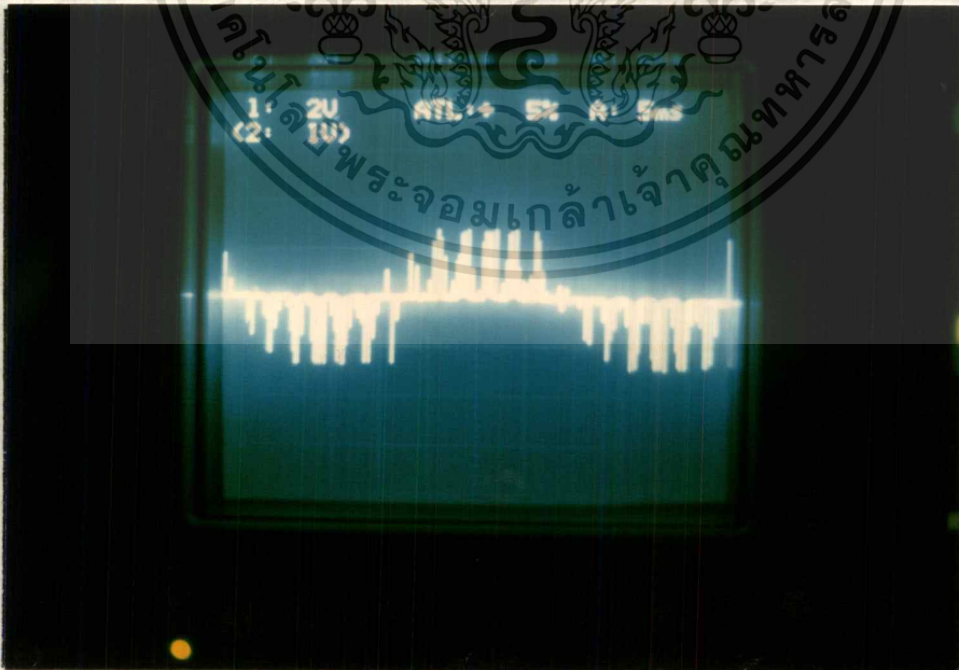


รูปที่ 5.8 แสดงลักษณะรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสของมอเตอร์ที่ความถี่ 50 Hz

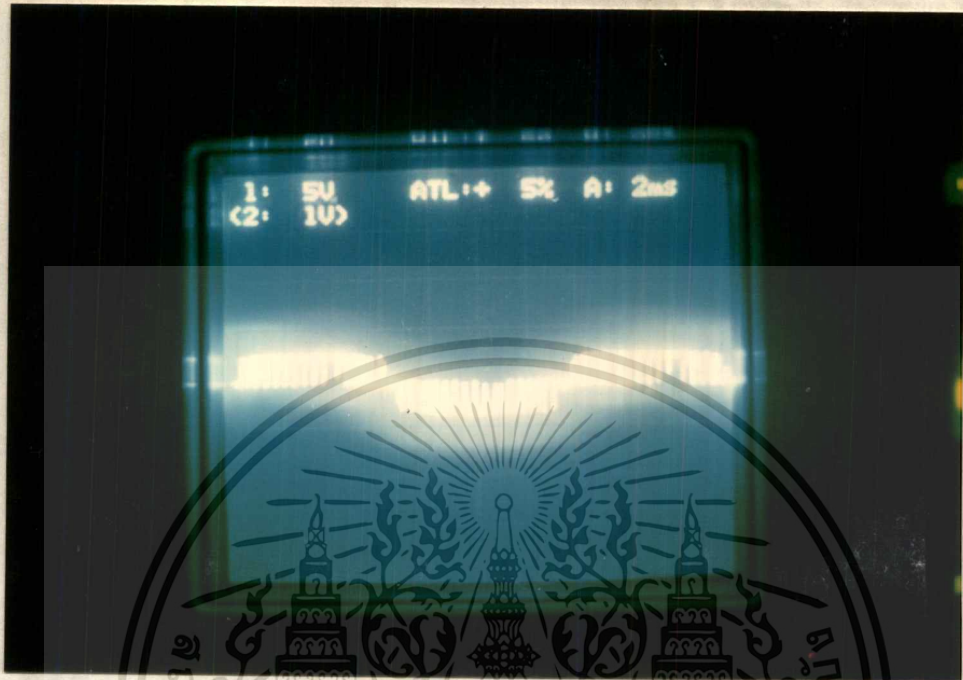
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



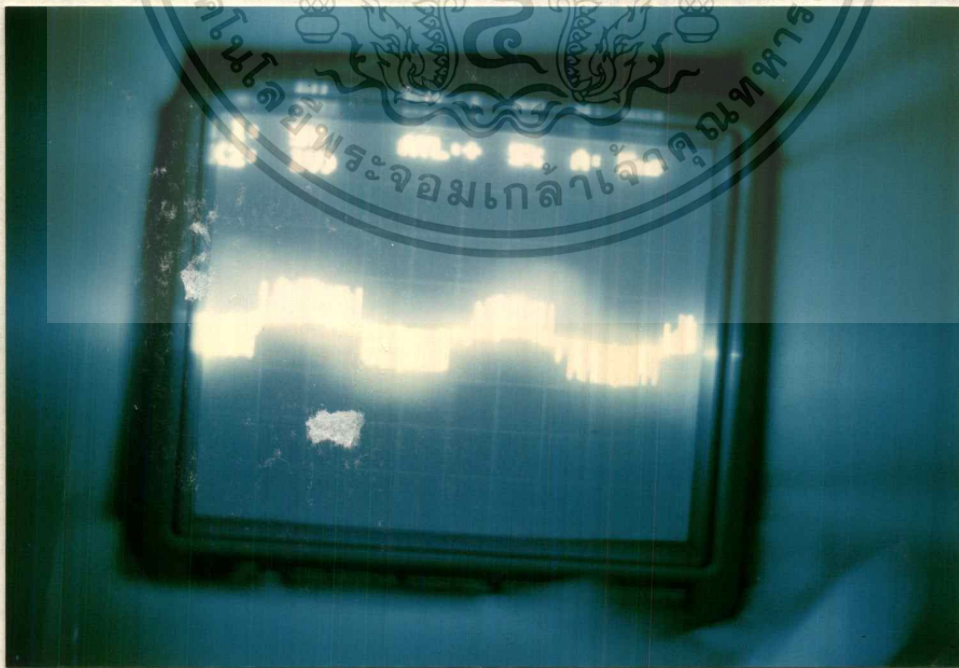
รูปที่ 5.9 แสดงลักษณะรูปคลื่นแรงดันต่อเฟสของมอเตอร์ที่ความถี่ 75 Hz
2. รูปคลื่นแรงดันไลน์ของมอเตอร์



รูปที่ 5.10 แสดงลักษณะรูปคลื่นแรงดันไลน์ของมอเตอร์ที่ความถี่ 30 Hz
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของโรงเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยืมได้เห็นว่าประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.11 แสดงลักษณะรูปคลื่นแรงดันไลน์ของมอเตอร์ที่ความถี่ 50 Hz

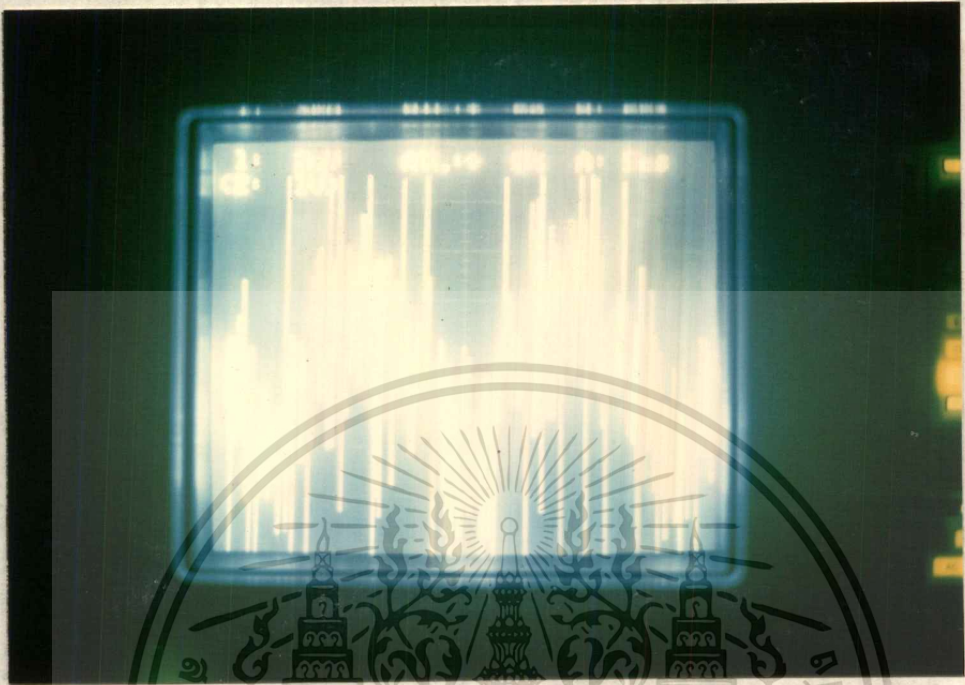


รูปที่ 5.12 แสดงลักษณะรูปคลื่นแรงดันไลน์ของมอเตอร์ที่ความถี่ 75 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. รูปคลื่นกระแสของมอเตอร์



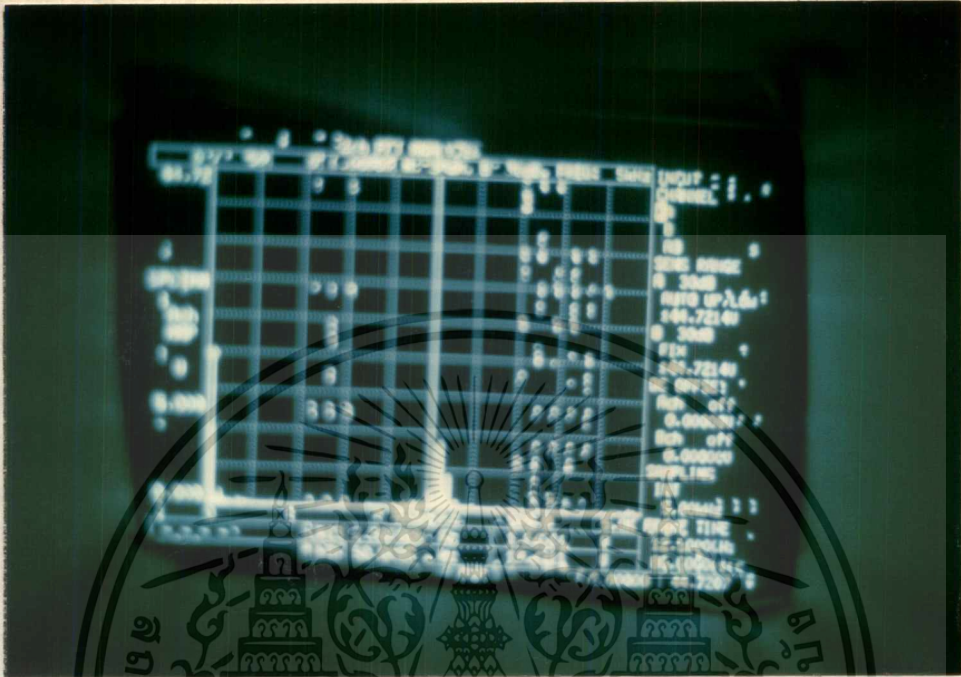
รูปที่ 5.13 แสดงลักษณะรูปคลื่นกระแสของมอเตอร์ที่ความถี่ 15 Hz



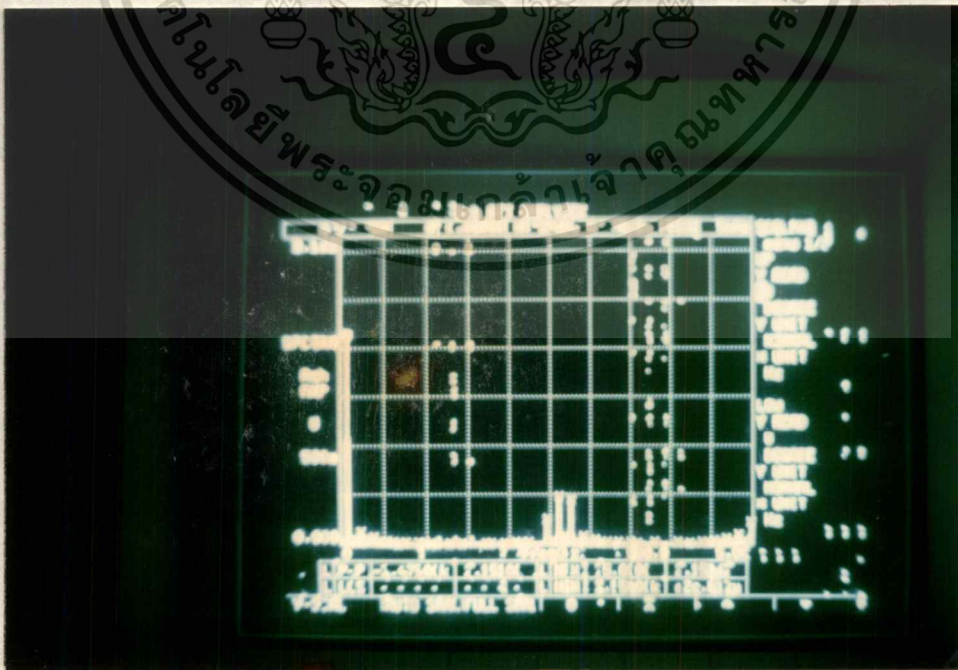
รูปที่ 5.14 แสดงรูปคลื่น กระแส นิวตรอน ของมอเตอร์ที่ความถี่ 90 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเท่านั้น เมื่อผู้ผู้เห็นหน้าเว็บไซต์นี้โปรดแจ้งให้ทราบ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

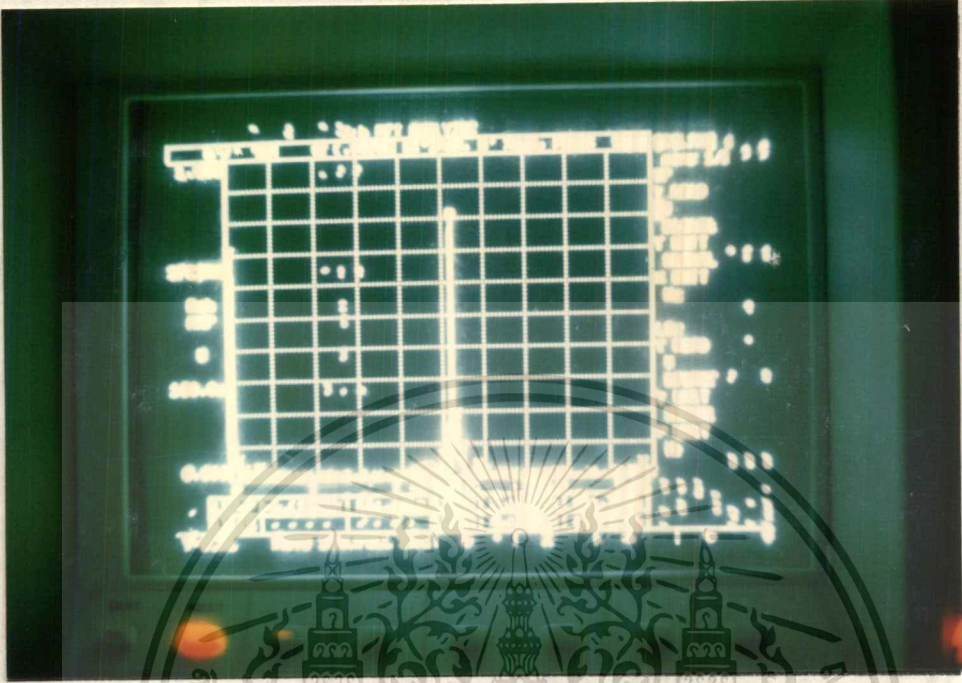
4 กราฟแสดงลักษณะของฮาร์โมนิกของแรงดัน



รูปที่ 5.15 แสดงกราฟฮาร์โมนิกของแรงดันที่ความถี่ 50 Hz



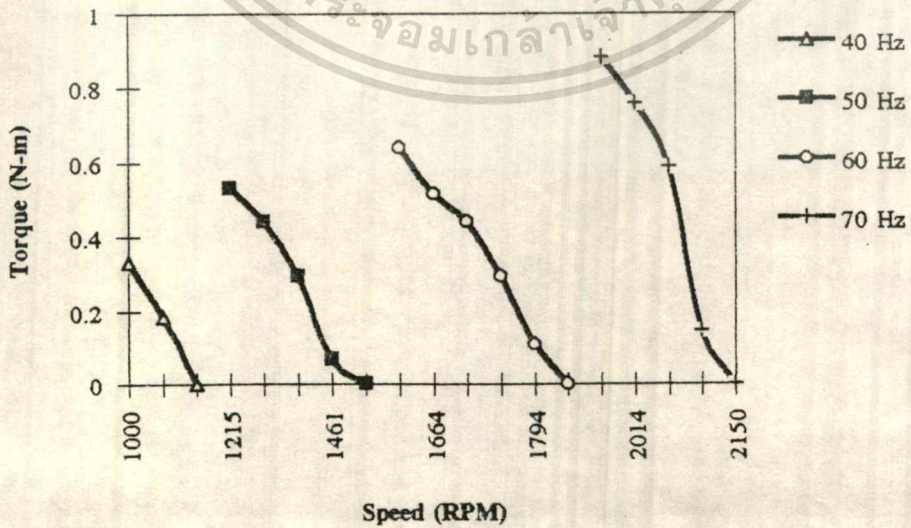
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.17 แสดงลักษณะรูปคลื่นกระแสของมอเตอร์ที่ความถี่ 30 Hz

5. กราฟแสดงลักษณะความสัมพันธ์ของทอร์กกับความเร็ว

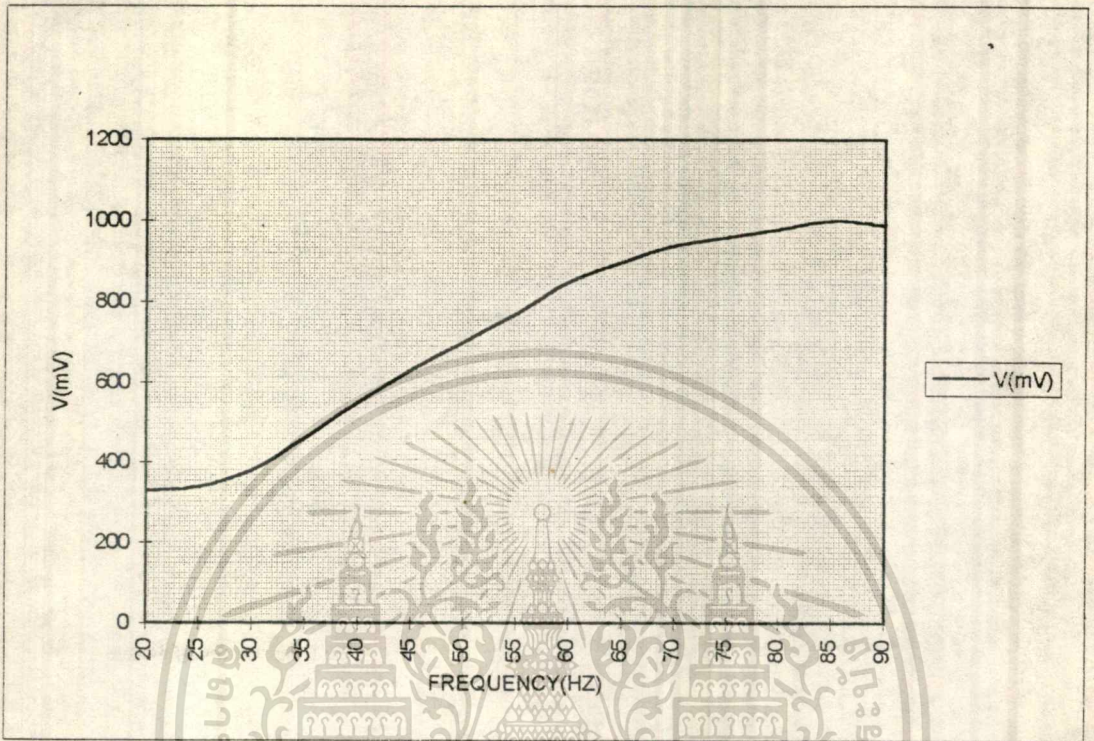
Torque-Speed Curve



รูปที่ 5.18 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างทอร์กกับความเร็วของมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตเห็นาไปรษณีย์พาณิชย์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.19 แสดงกราฟแรงดัน-ความถี่ที่ได้จากการทดลอง

สรุป

จากผลการทดลองทั้งหมดในบทนี้ ซึ่งได้จากการทดลองไม่ว่าจะเป็นสัญญาณสวิทซ์ซึ่งที่ความถี่ต่างๆ แรงดันไลน์ แรงดันเฟส รวมทั้งแสดงให้เห็นถึงฮาร์โมนิค และกระแสนิวทรอลซึ่งจะบอกถึงว่าแรงดันในแต่ละเฟสมีความสมดุลหรือไม่ ซึ่งจากผลการทดลองทั้งหมดปรากฏว่า ผลการทดลองที่ได้มีลักษณะคล้ายกับผลการวิเคราะห์ทางทฤษฎี ซึ่งสามารถเปรียบเทียบได้กับทฤษฎีในบทที่ 3 และ 4

บทที่ 6

บทสรุปและวิจารณ์

6.1 บทวิจารณ์

เมื่อได้ทำการศึกษาและทดลองการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยใช้เทคนิคแบบบออะแคปทีฟพีดีดับลิวิเอ็มแล้ว จากผลการทดลองที่ได้ค่อนข้างเป็นที่น่าพอใจ ซึ่งให้ผลทางปฏิบัติสอดคล้องกับผลทางทฤษฎีที่ได้จากการวิเคราะห์ คุณสมบัติต่างๆที่ได้จากการทดสอบอินเวอร์เตอร์นี้สามารถยืนยันได้ว่าเทคนิคนี้เหมาะสมที่จะนำไปใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากการที่ใช้การทำงานแบบไมโคร โพรเซสเซอร์ทำให้สัญญาณต่างๆที่สร้างขึ้น เพื่อไปควบคุมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นั้นค่อนข้างที่จะมีความถูกต้องและแน่นอนกว่าเมื่อเทียบกับระบบที่สร้างขึ้นจากวงจรรอนาล็อก ทำให้การควบคุมหรือการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ สามารถทำได้โดยง่ายและแน่นอนกว่าด้วย แต่ยังมีเพียงบางส่วนของวงจรควบคุม เช่น ส่วนของการสร้างสัญญาณพีดับลิวิเอ็มเท่านั้นที่ยังคงจะต้องใช้วงจรสร้างสัญญาณแบบอนาล็อก เนื่องจากเป็นเทคนิคใหม่ซึ่งยังไม่สามารถสร้างได้จากไมโคร โพรเซสเซอร์ ซึ่งคิดว่าในอนาคตข้างหน้าอาจมีการศึกษาและวิจัยต่อไป

ปัญหาต่างๆที่มักจะเกิดขึ้นในระบบก็คือ ในส่วนที่เป็นวงจรกำลัง 3 เฟส ซึ่งมักเกิดปัญหาการไม่สมดุลกันระหว่างสัญญาณที่นำไปขับมอเตอร์ เนื่องจากวงจรที่ใช้เป็นอนาล็อกทำให้ไม่สามารถที่จะขับเคลื่อนมอเตอร์ได้ และปัญหาอีกประการหนึ่งซึ่งมักจะเกิดขึ้นกับทุกระบบก็คือ การเกิดฮาร์โมนิกของสัญญาณต่างๆ ซึ่งการเกิดฮาร์โมนิกนั้นถ้าหากเกิดขึ้นในขนาดต่ำๆแล้วก็อาจจะยอมรับได้ แต่ถ้าเกิดขึ้นในขนาดที่มากจะทำให้ประสิทธิภาพในการขับเคลื่อนมอเตอร์ลดต่ำลง ซึ่งจากเทคนิคการสร้างสัญญาณแบบบออะแคปทีฟพีดีดับลิวิเอ็มที่ใช้ในระบบนี้ เมื่อทำการตรวจจับฮาร์โมนิกด้วยสเป็คตรัมอนาลิเซอร์ พบว่าฮาร์โมนิกอันดับต่ำมีค่าน้อยมาก เมื่อขับเคลื่อนมอเตอร์ที่ความถี่สูงๆ

6.2 บทสรุป

จากการศึกษาถึงโครงสร้างและคุณสมบัติของการควบคุมมอเตอร์ โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบบออะแคปทีฟพีดีดับลิวิเอ็ม เพื่อนำมาใช้กับอินเวอร์เตอร์ชนิดโวลท์เดจเซอร์ส ซึ่งในขั้นแรก

ของการศึกษาได้ทำการศึกษาเกี่ยวกับทฤษฎีของการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็มชนิดอะแค็ปทีฟพีดับบลิวเอ็มโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ หลังจากนั้นได้ทำการศึกษาดังกล่าวถึงที่ใช้ในการขับสัญญาณเพื่อนำไปขับให้แก่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

โดยในการศึกษาระบบต่างๆพอจะสรุปได้ดังนี้

1. ทำให้ทราบถึงคุณสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำและลักษณะการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ซึ่งควบคุมได้โดยการปรับความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ป้อนให้กับมอเตอร์ โดยให้หลักการคงที่ของแรงดันต่อความถี่ในการควบคุม

2. ได้ศึกษาถึงการปรับความถี่ของสัญญาณไซน์ที่ป้อนให้แก่มอเตอร์ โดยการเปลี่ยนความถี่สามารถสร้างได้จากการสวิทซ์ชิ่งของทรานซิสเตอร์และการที่ทรานซิสเตอร์สามารถสวิทซ์ชิ่งได้ เกิดจากการป้อนสัญญาณพีดับบลิวเอ็มให้กับทรานซิสเตอร์

3. ได้ศึกษาถึงหลักการสร้างสัญญาณพีดับบลิวเอ็ม โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการสร้างสัญญาณ ซึ่งจะทำหน้าที่สร้างสัญญาณไซน์และสัญญาณสามเหลี่ยม โดยเก็บข้อมูลไว้ในตัวเก็บโปรแกรม เพื่อทำให้เกิดสัญญาณพีดับบลิวเอ็มต่อไป และจะนำสัญญาณพีดับบลิวเอ็มนี้ไปป้อนให้แก่ทรานซิสเตอร์ เพื่อให้เกิดการสวิทซ์ชิ่งดังกล่าวข้างต้นนั่นเอง

4. สำหรับการเปลี่ยนขนาดแรงดันของสัญญาณไซน์อ้างอิง จะมีผลต่อจำนวนพัลซ์ของการสวิทซ์ชิ่ง โดยเมื่อขนาดแรงดันสูงขึ้นจะทำให้จำนวนพัลซ์น้อยลง ซึ่งก็เป็นวิธีที่สามารถควบคุมความเร็วได้ชนิดหนึ่ง แต่สำหรับชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำของโครงการนี้จะทำการเปลี่ยนความเร็ว โดยการปรับเปลี่ยนความถี่ ซึ่งจะทำให้จำนวนพัลซ์ของการสวิทซ์ชิ่งเปลี่ยนไปพร้อมๆกับการเปลี่ยนแปลงความถี่ และจากการที่จำนวนพัลซ์ของการสวิทซ์ชิ่งเปลี่ยนไปเป็นผลให้ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำเปลี่ยนแปลงได้ตามที่ต้องการ ซึ่งจะเห็นว่า การควบคุมความเร็วจะเป็นไปในลักษณะที่อัตราส่วนระหว่างแรงดันต่อความถี่มีค่าคงที่

5. จากการควบคุมความเร็วมอเตอร์ชนิดที่ใช้สัญญาณมอดูเลตชนิดพีดับบลิวเอ็มจะมีลักษณะที่ไม่ทำให้เกิดสภาวะโอเวอร์มอดูเลต ซึ่งจะทำให้ช่วงที่ทอร์คมีการเปลี่ยนแปลง โดยจะเปลี่ยนจากช่วงที่ทอร์คมีค่าคงที่แล้วค่อยๆลดลงอย่างต่อเนื่อง เป็นผลทำให้ไม่เกิดการกระเพื่อมของทอร์ค ซึ่งเป็นข้อดีของการควบคุมแบบอะแค็ปทีฟพีดับบลิวเอ็ม

สำหรับชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบอะแค็ปทีฟพีดับบลิวเอ็ม จะพบว่ามีความเหมาะสมที่จะนำไปควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ และสามารถที่จะพัฒนาให้มีประสิทธิภาพเพิ่มขึ้นได้ง่าย ซึ่งทำให้การควบคุมความเร็วมอเตอร์ชนิดนี้มีการใช้งานอย่างแพร่หลายต่อไปในอนาคต

ภาคผนวก

ข้อมูลเกี่ยวกับ ไอซี เบอร์ 8253 MC1408 74LS193 LF351 74C923 และ MC14093B
ข้อมูลเกี่ยวกับ POWER DIODE MODULE 6R130G และ
POWER TRANSISTOR MODULE 2DI30Z-120

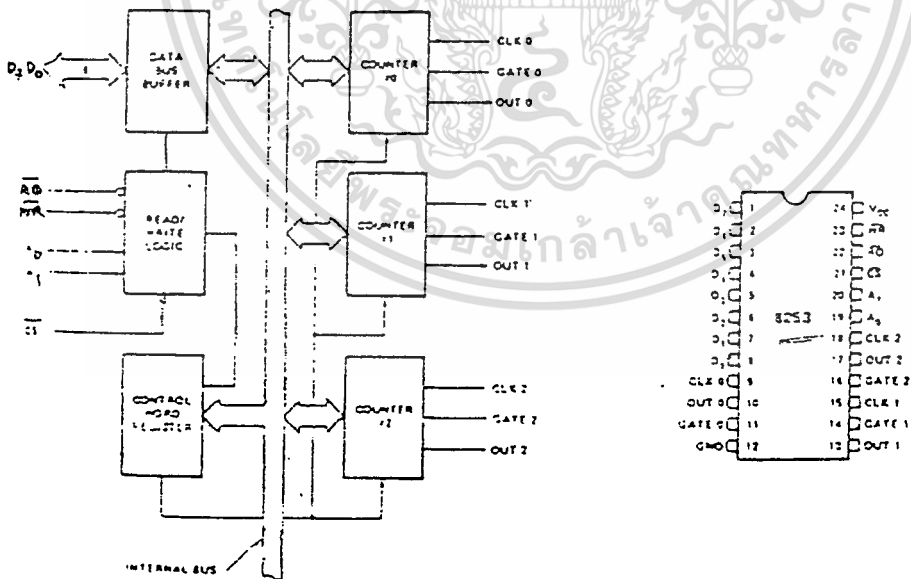




8253/8253-5 PROGRAMMABLE INTERVAL TIMER

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

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

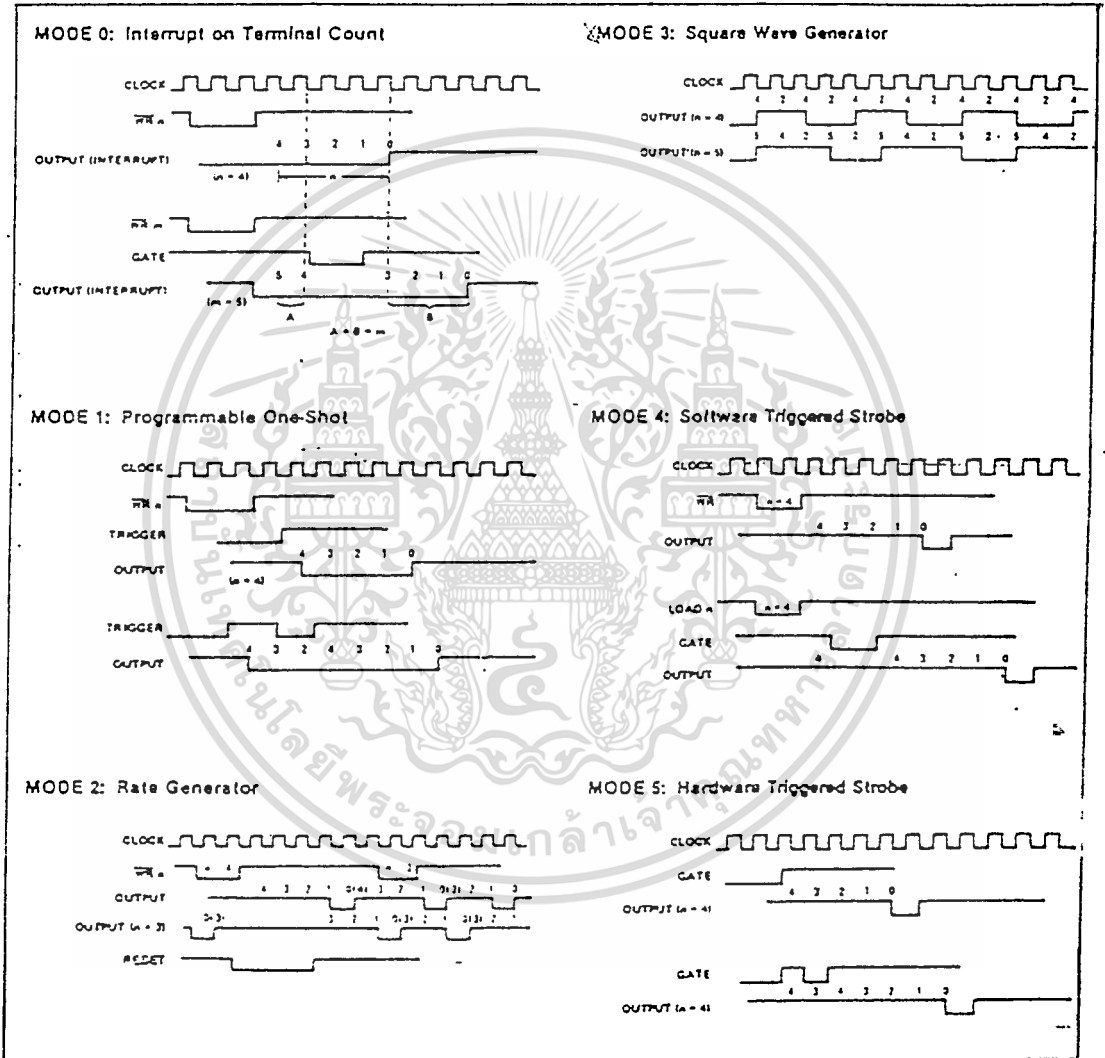


Figure 7. 8253 Timing Diagrams

54193/74193 Synchronous 4-Bit Binary Up/Down Counter (Dual clock with clear)

	Schottky TTL				High-Speed TTL				Low-Power Schottky TTL				Standard TTL				Low-Power TTL								
	Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package		Device Type		Package						
	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF	C	P	M	CF					
T. I.									SN54LS193	J	D	WI	SN54193	J	D	WI	SN54LS193	J	D	WI					
FAIRCHILD									SN74LS193	J	D	WI	SN74193	J	D	WI	SN74LS193	J	D	WI					
MOTOROLA									FM54LS193/FM74LS193	D	C		FD	FM54193/FM9366	D	C									
N. S. C.									DM54LS193				DM74193				DM54LS193	J	D	WI	FD				
PHILIPS									DM74LS193				MC74193				DM74LS193	J	D	WI	FD				
SIGNETICS									N74LS193				N74193												
SIEMENS													554193	F	J	B	D								
FUJITSU									74LS193																
HITACHI									HD74LS193				HD2542												
MITSUBISHI									M74LS193				M53393												
NEC									74LS193				μP62193												
TOSHIBA													TC74193												
AMD									A54LS193																

Electrical Characteristics SN54LS193 SN74LS193

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range

Supply voltage, V _{CC}	7V	Operating free-air temperature range	SN54LS193 -55°C to 125°C
Input voltage	5.5V	Storage temperature range	SN74LS193 0°C to 70°C
			-65°C to 150°C

recommended operating conditions

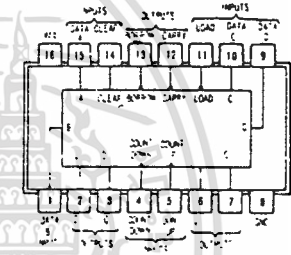
	SN54LS193			SN74LS193			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}			-400			-400	μA
Low-level output current, I _{OL}		4			8		mA
Count frequency, f _{count}	0	25	0	0	25	0	MHz
Width of any input pulse, t _w	20		20				ns
Data setup time, t _{setup}	20		20				ns
Data hold time, t _{hold}	0		0				ns
Operating free-air temperature, T _A	-55		125	0		70	°C

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range

PARAMETER*	TEST CONDITIONS†	MIN	TYP‡	MAX	UNIT
V _{IH}	High-level input voltage		2		V
V _{IL}	Low-level input voltage			0.8	V
V _I	Input clamp voltage	V _{CC} - MIN, I _I = -1.5 mA		-1.5	V
V _{OH}	High-level output voltage	V _{CC} - MIN, V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.8V, I _{OH} = -400 μA	2.7	3.4	V
V _{OL}	Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2V, V _{IL} = 0.8V, I _{OL} = 8 mA	0.35	0.5	V
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 2V	0	1	μA
I _{OH}	High-level output current	V _{CC} = MAX, V _I = 2.4V		20	μA
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4V		0.4	μA
I _{OS}	Short-circuit output current*	V _{CC} = MAX	SN54LS193 -20	20	mA
			SN74LS193 -20	20	mA
f _{max}	Maximum clock frequency	V _{CC} = 5V	25	32	MHz
t _{PHL}	from Count-up to output Carry	V _{CC} = 5V, T _A = 25°C	17	25	ns
t _{PLH}	from Count-down to output Borrow		8	24	ns
t _{PHL}	from Count-down to output Borrow		16	28	ns
t _{PHL}	from Either Count to output Q	C _L = 15pF	4	24	ns
t _{PHL}	from Load to output Q	R _L = 2k	27	38	ns
t _{PHL}	from Load to output Q		30	47	ns
t _{PHL}	from Load to output Q		24	40	ns
t _{PHL}	from Clear to output Q		25	40	ns
t _{PHL}	from Clear to output Q		23	35	ns

NOTES: 1. I_{CC} is measured with all outputs open (clear and load pins grounded) and all other inputs at 4.5V.
 A. Clear overrides load, data and count inputs.
 B. When counting up, count-down input must be high, when counting down, count-up input must be high.

Pin Assignment (Top View)

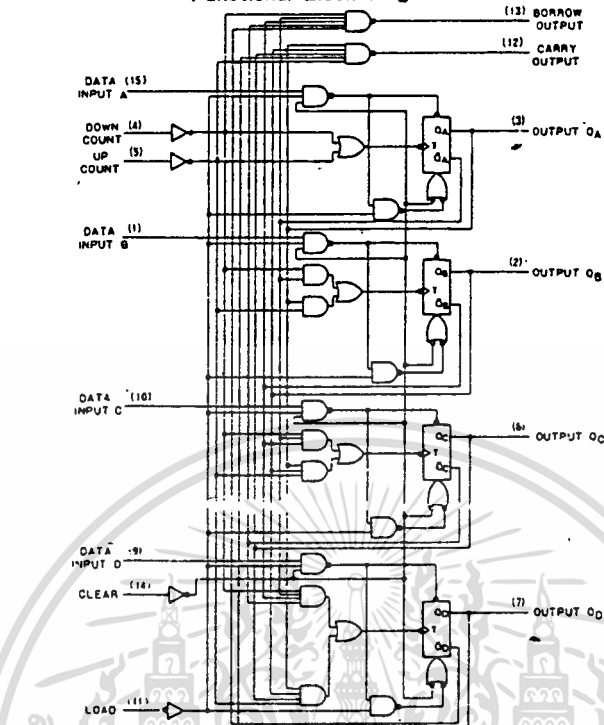


*For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions for the destination type.
 ‡AT: typical values are at V_{CC} = 5V, T_A = 25°C.
 †Not more than one output should be shorted at a time.
 *I_{PH} = propagation delay time, low-to-high-level output.
 *I_{PL} = propagation delay time, high-to-low-level output.

CONTINUED ON NEXT PAGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Block Diagram

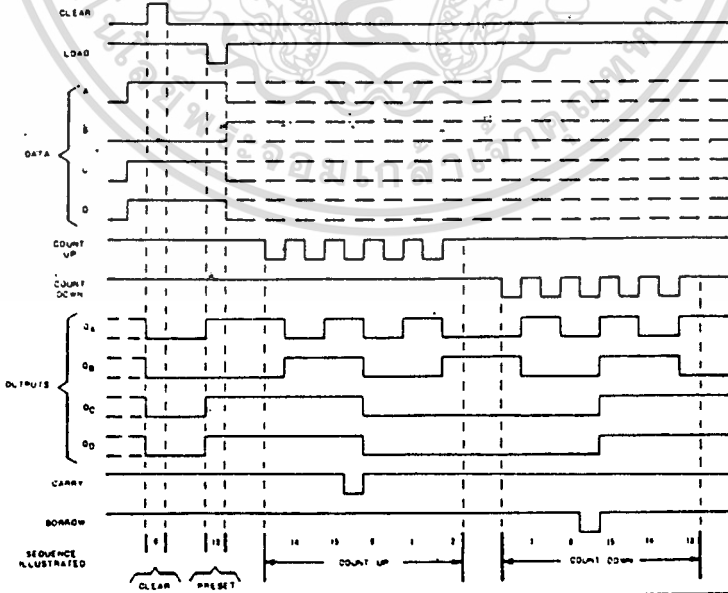


Dynamic input activated by a transition from a high level to a low level.

193, L193, LS193 SYNCHRONOUS 4-BIT UP/DOWN COUNTER

typical clear, load, and count sequences

- Illustrated below is the following sequence (See Notes A and B)
1. Clear outputs to zero
 2. Load (preset) to binary thirteen
 3. Count up to fourteen, break carry zero one, and two.
 4. Count down to one, zero borrow, three fourteen, and thirteen.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
 TECHNICAL DATA

MC1408
MC1508

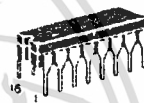
**EIGHT-BIT MULTIPLYING
 DIGITAL-TO-ANALOG CONVERTER**

designed for use where the output current is a linear product of an eight-bit digital word and an analog input voltage.

- Eight-Bit Accuracy Available in Both Temperature Ranges
 Relative Accuracy: $\pm 0.19\%$ Error maximum
 (MC1408L8, MC1408P8, MC1508L8)
- Seven and Six-Bit Accuracy Available with MC1408 Designated by 7 or 6 Suffix after Package Suffix
- Fast Settling Time - 300 ns typical
- Noninverting Digital Inputs are MTTL and CMOS Compatible
- Output Voltage Swing - -0.4 V to -5.0 V
- High-Speed Multiplying Input
 Slew Rate 4.0 mA/ μ s
- Standard Supply Voltages: $+5.0$ V and -5.0 V to ± 15 V

**EIGHT-BIT MULTIPLYING
 DIGITAL-TO-ANALOG
 CONVERTER**

**SILICON MONOLITHIC
 INTEGRATED CIRCUIT**



**L SUFFIX
 CERAMIC PACKAGE
 CASE 620**

**P SUFFIX
 PLASTIC PACKAGE
 CASE 648**

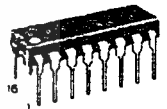


FIGURE 1 - D-to-A TRANSFER CHARACTERISTICS

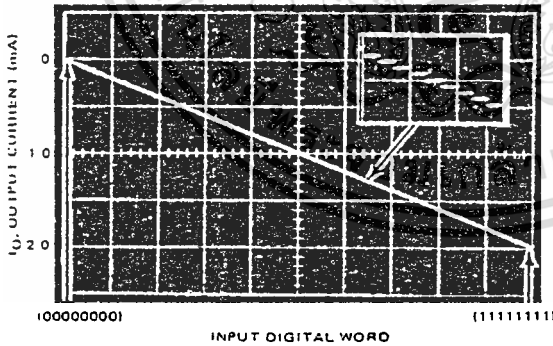
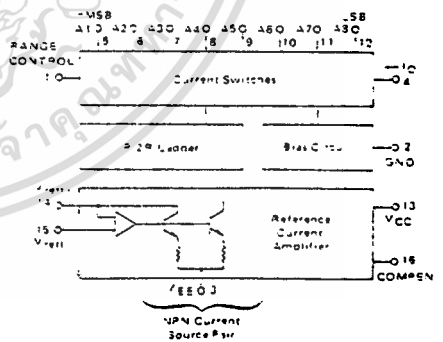


FIGURE 2 - BLOCK DIAGRAM



TYPICAL APPLICATIONS

- Tracking A-to-D Converters
- Successive Approximation A-to-D Converters
- 2 1/2 Digit Panel Meters and DVM's
- Waveform Synthesis
- Sample and Hold
- Peak Detector
- Programmable Gain and Attenuation
- CRT Character Generation
- Audio Digitizing and Decoding
- Programmable Power Supplies
- Analog-Digital Multiplication
- Digital-Digital Multiplication
- Analog-Digital Division
- Digital Addition and Subtraction
- Speech Compression and Expansion
- Stepping Motor Drive

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET IITM technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

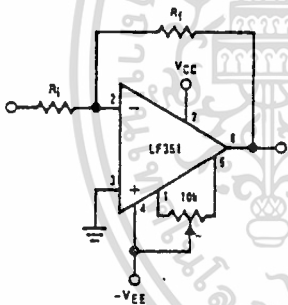
The LF351 may be used in applications such as high-speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applications where these requirements are critical, the LF358 is recommended. If maximum supply

current is important, however, the LF351 is the better choice.

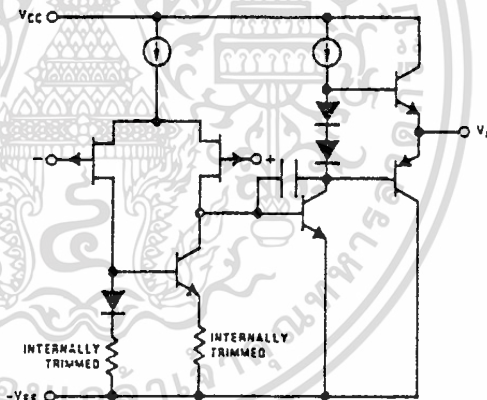
Features

- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50 pA
- Low input noise voltage 25 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Low input noise current 0.01 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/ μs
- Low supply current 1.8 mA
- High input impedance 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10\text{k}$, $V_O = 20\text{ Vp-p}$, $\text{BW} = 20\text{ Hz} - 20\text{ kHz}$ <0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Typical Connection

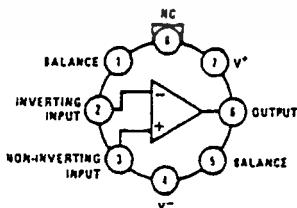


Simplified Schematic



Connection Diagrams (Top Views)

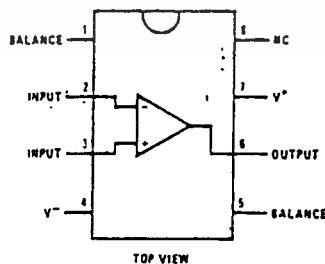
Metal Can Package



Note. Pin 4 connected to case.

Order Number LF351H
See NS Package Number H08C

Dual-In-Line Package



Order Number LF351J,
LF351M or LF351N
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

TL/H/5648-1

AC Electrical Characteristics (Note 3)

Symbol	Parameter	Conditions	LF351			Units
			Min	Typ	Max	
SR	Slew Rate	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$	-	13	-	V/ μs
GBW	Gain Bandwidth Product	$V_S = \pm 15V, T_A = 25^\circ C$	-	4	-	MHz
e_n	Equivalent Input Noise Voltage	$T_A = 25^\circ C, R_S = 100\Omega, f = 1000 \text{ Hz}$	-	25	-	nV/ \sqrt{Hz}
i_n	Equivalent Input Noise Current	$T_J = 25^\circ C, f = 1000 \text{ Hz}$	-	0.01	-	pA/ \sqrt{Hz}

Note 1: For operating at elevated temperature, the device must be derated based on the thermal resistance, θ_{JA} .

Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and $0^\circ C \leq T_A \leq +70^\circ C$. V_{OS} , I_B and I_{OS} are measured at $V_{CM} = 0$.

Note 4: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every $10^\circ C$ increase in the junction temperature, T_J . Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D . $T_J = T_A + \theta_{JA} P_D$ where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 5: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. From $\pm 15V$ to $\pm 5V$.

Note 6: Max. Power Dissipation is defined by the package characteristics. Operating the part near the Max. Power Dissipation may cause the part to operate outside guaranteed limits.





MM54C922/MM74C922 16-Key Encoder MM54C923/MM74C923 20-Key Encoder

general description

These CMOS key encoders provide all the necessary logic to fully encode an array of SPST switches. The keyboard scan can be implemented by either an external clock or external capacitor. These encoders also have on-chip pull-up devices which permit switches with up to 50 k Ω on-resistance to be used. No diodes in the switch array are needed to eliminate ghost switches. The internal debounce circuit needs only a single external capacitor and can be defeated by omitting the capacitor. A Data Available output goes to a high level when a valid keyboard entry has been made. The Data Available output returns to a low level when the entered key is released, even if another key is depressed. The Data Available will return high to indicate acceptance of the new key after a normal debounce period; this two key roll over is provided between any two switches.

An internal register remembers the last key pressed even after the key is released. The TRI-STATE[®] outputs

provide for easy expansion and bus operation and are LPTTL compatible.

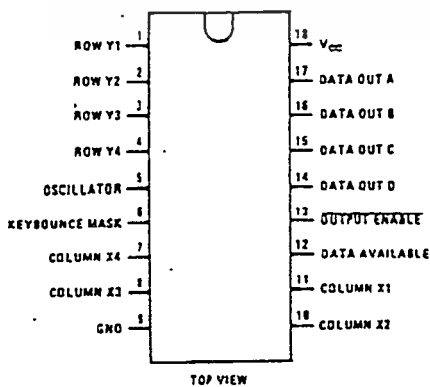
features

- 50 k Ω maximum switch on resistance
- On or off chip clock
- On chip row pull-up devices
- 2 key roll-over
- Keybounce elimination with single capacitor
- Last key register at outputs
- TRI-STATE outputs LPTTL compatible
- Wide supply range
- Low power consumption

3V to 15V

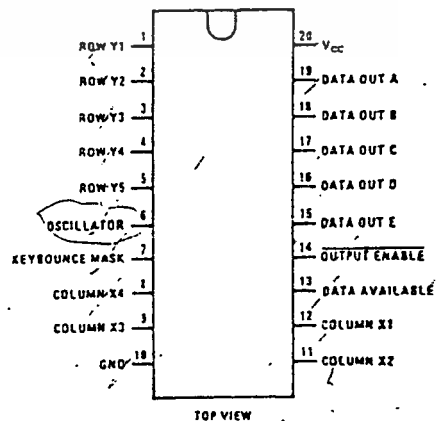
connection diagrams

Dual-In-Line Package



Order Number MM54C922N
or MM74C922N
See Package 20

Dual-In-Line Package



Order Number MM54C923N
or MM74C923N
See Package 20A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

absolute maximum ratings

Voltage at Any Pin	$V_{CC} - 0.3V$ to $V_{CC} + 0.3V$	Package Dissipation	500 mW
Operating Temperature Range		Operating V_{CC} Range	3V to 15V
MM54C922, MM54C923	55°C to +125°C	V_{CC}	18V
MM74C922, MM74C923	-40°C to +85°C	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C		

dc electrical characteristics

Min/max limits apply across temperature range unless otherwise noted

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
CMOS TO CMOS						
V_{T+}	Positive-Going Threshold Voltage at Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V, I_{IN} \geq 0.7 mA$ $V_{CC} = 10V, I_{IN} \geq 1.4 mA$ $V_{CC} = 15V, I_{IN} \geq 2.1 mA$	3 6 9	3.6 6.8 10	4.3 8.6 12.9	V V V
V_{T-}	Negative-Going Threshold Voltage at Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V, I_{IN} \geq 0.7 mA$ $V_{CC} = 10V, I_{IN} \geq 1.4 mA$ $V_{CC} = 15V, I_{IN} \geq 2.1 mA$	0.7 1.4 2.1	1.4 3.2 5	2 4 6	V V V
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$	3.5 8 12.5	4.5 9 13.5		V V V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	$V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		0.5 1 1.5	1.5 2 2.5	V V V
I_{rp}	Row Pull-Up Current at Y1, Y2, Y3, Y4 and Y5 Inputs	$V_{CC} = 5V, V_{IN} = 0.1 V_{CC}$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		-2 -10 -22	-5 -20 -45	μA μA μA
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$V_{CC} = 5V, I_O = -10\mu A$ $V_{CC} = 10V, I_O = -10\mu A$ $V_{CC} = 15V, I_O = -10\mu A$	4.5 9 13.5			V V V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$V_{CC} = 5V, I_O = 10\mu A$ $V_{CC} = 10V, I_O = 10\mu A$ $V_{CC} = 15V, I_O = 10\mu A$			0.5 1 1.5	V V V
R_{on}	Column "ON" Resistance at X1, X2, X3 and X4 Outputs	$V_{CC} = 5V, V_O = 0.5V$ $V_{CC} = 10V, V_O = 1V$ $V_{CC} = 15V, V_O = 1.5V$		500 300 200	1400 700 500	Ω Ω Ω
I_{CC}	Supply Current	$V_{CC} = 5V, \text{Osc at } 0V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		0.55 1.1 1.7	1.1 1.9 2.6	mA mA mA
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current at Output Enable	$V_{CC} = 15V, V_{IN} = 15V$		0.005	1.0	μA
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current at Output Enable	$V_{CC} = 15V, V_{IN} = 0V$	-1.0	-0.005		μA

CMOS/LPTTL INTERFACE

$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$	$V_{CC} - 1.5$ $V_{CC} - 1.5$			V V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage, Except Osc and KBM Inputs	54C, $V_{CC} = 4.5V$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$			0.8 0.8	V V
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V$, $I_O = -360\mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$, $I_O = -360\mu A$	2.4 2.4			V V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	54C, $V_{CC} = 4.5V$, $I_O = -360\mu A$ 74C, $V_{CC} = 4.75V$, $I_O = -360\mu A$			0.4 0.4	V V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเอกสารนี้ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

dc electrical characteristics (con't)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OUTPUT DRIVE (See 54C/74C Family Characteristics-Data Sheet)					
I_{SOURCE} Output Source Current (P-Channel)	$V_{CC} = 5V, V_{OUT} = 0V,$ $T_A = 25^\circ C$	-1.75	-3.3		mA
I_{SOURCE} Output Source Current (P-Channel)	$V_{CC} = 10V, V_{OUT} = 0V,$ $T_A = 25^\circ C$	-8	-15		mA
I_{SINK} Output Sink Current (N-Channel)	$V_{CC} = 5V, V_{OUT} = V_{CC},$ $T_A = 25^\circ C$	1.75	3.6		mA
I_{SINK} Output Sink Current (N-Channel)	$V_{CC} = 10V, V_{OUT} = V_{CC},$ $T_A = 25^\circ C$	8	16		mA

ac electrical characteristics $T_A = 25^\circ C$

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
t_{pd0}, t_{pd1} Propagation Delay Time to Logical "0" or Logical "1" from D.A.	$C_L = 50 \text{ pF},$ (Figure 1) $V_{CC} = 5V$ $V_{CC} = 10V$ $V_{CC} = 15V$		60 35 25	150 80 60	ns ns ns
t_{OH}, t_{1H} Propagation Delay Time from Logical "0" or Logical "1" into High Impedance State	$R_L = 10k, C_L = 5 \text{ pF},$ (Figure 2) $V_{CC} = 5V, R_L = 10k$ $V_{CC} = 10V, C_L = 10 \text{ pF}$ $V_{CC} = 15V$		80 65 50	200 150 110	ns ns ns
t_{HO}, t_{H1} Propagation Delay Time from High Impedance State to a Logical "0" or Logical "1"	$R_L = 10k, C_L = 50 \text{ pF},$ (Figure 2) $V_{CC} = 5V, R_L = 10k$ $V_{CC} = 10V, C_L = 50 \text{ pF}$ $V_{CC} = 15V$		100 55 40	250 125 90	ns ns ns
C_{IN} Input Capacitance	Any Input, (Note 2)		5	7.5	pF
C_{OUT} TRI-STATE Output Capacitance	Any Output, (Note 2)		10		pF

Note 1: "Absolute Maximum Ratings" are those values beyond which the safety of the device cannot be guaranteed. Except for "Operating Temperature Range" they are not meant to imply that the devices should be operated at these limits. The table of "Electrical Characteristics" provides conditions for actual device operation.

Note 2: Capacitance is guaranteed by periodic testing.

switching time waveforms

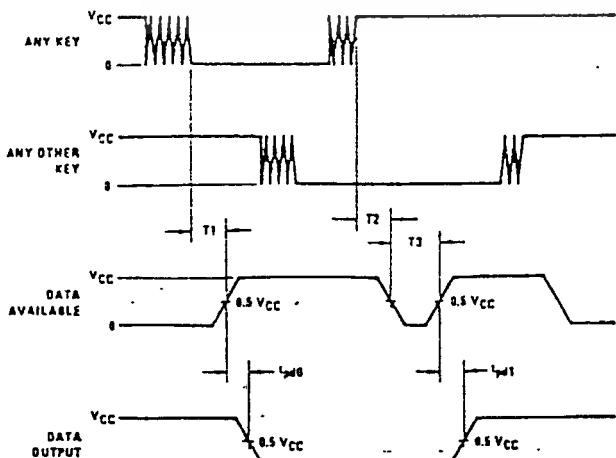


FIGURE 1 $T_1 = T_2 = RC, T_3 = 0.7 RC$ where $R = 10k$ and C is external capacitor at KBM input.

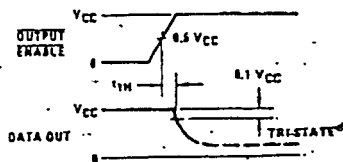
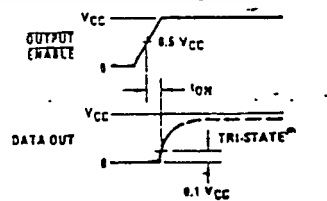
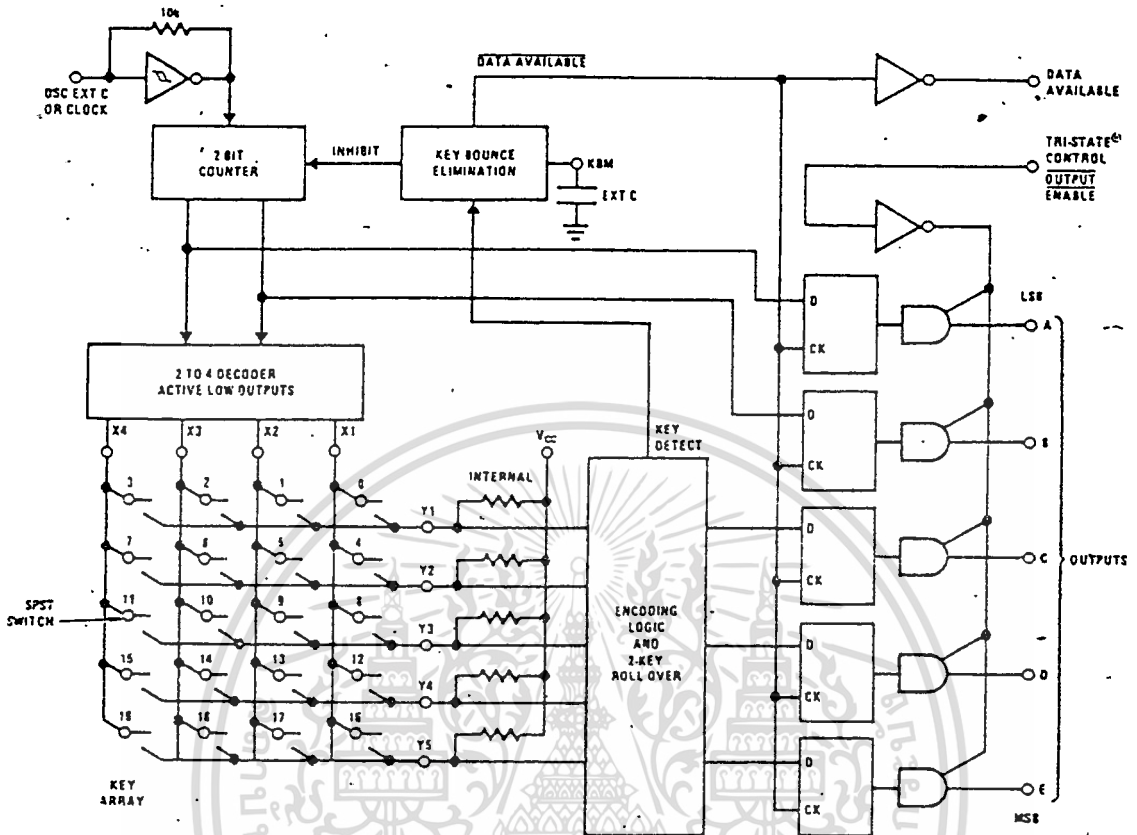


FIGURE 2

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

block diagram

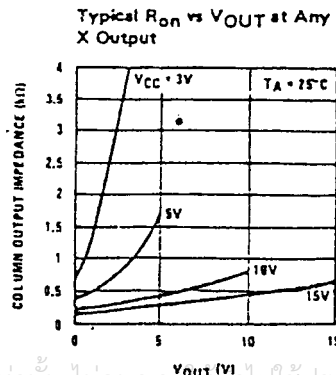
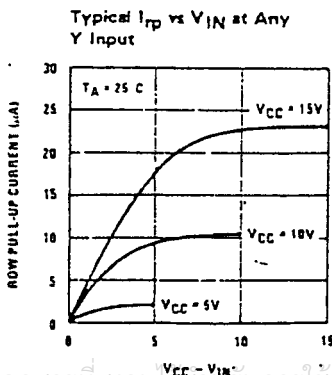


truth table

SWITCH POSITION	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
	Y1.X1	Y1.X2	Y1.X3	Y1.X4	Y2.X1	Y2.X2	Y2.X3	Y2.X4	Y3.X1	Y3.X2	Y3.X3	Y3.X4	Y4.X1	Y4.X2	Y4.X3	Y4.X4	Y5.X1	Y5.X2	Y5.X3	Y5.X4
O	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1
A	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	0	1	1
B	0	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	1	1	1	1	0	0	0	0	0
C	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
D	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	1	1
E*	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0

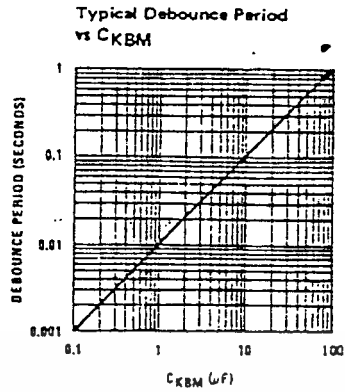
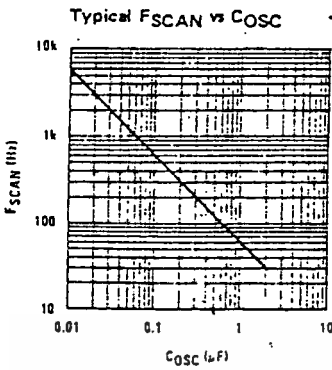
*Omit for MM54C922/MM74C922

typical performance characteristics



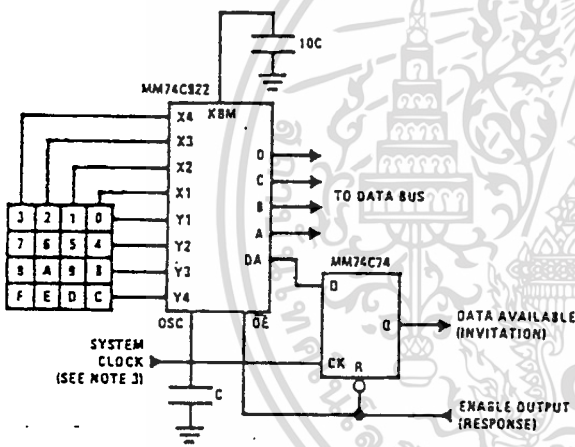
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

typical performance characteristics (con't)

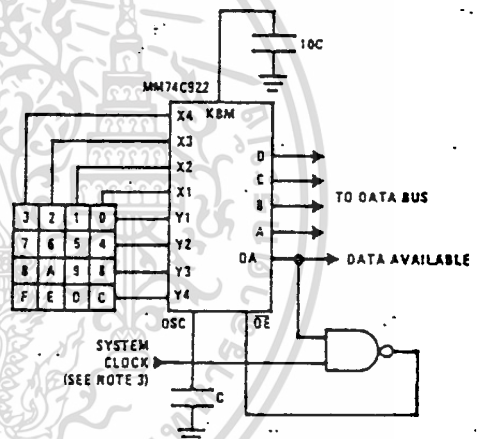


typical applications

Synchronous Handshake (MM74C92Z)

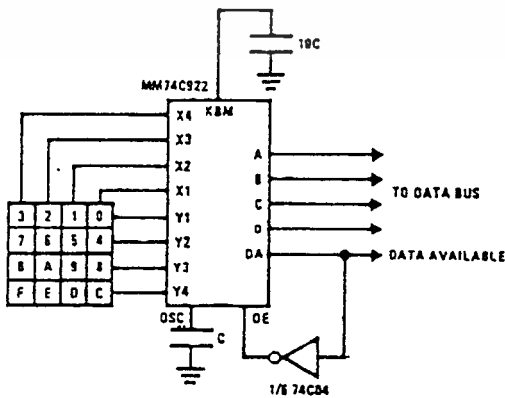


Synchronous Data Entry Onto Bus (MM74C92Z)



Outputs are enabled when valid entry is made and go into TRI-STATE when key is released.

Asynchronous Data Entry Onto Bus (MM74C92Z)



Outputs are in TRI-STATE until key is pressed, then data is placed on bus. When key is released, outputs return to TRI-STATE.

Keyboard Suppliers

Mini Key Series KL
Digitran Company
Pasadena, California
Computronics Engineering
7235 Hollywood Blvd
Hollywood, California 90046

Note 3: The keyboard may be synchronously scanned by omitting the capacitor at osc. and driving osc. directly if the system clock rate is lower than 10 kHz.

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

MC14077B
See Page 6-160

MC14078B, MC14081B,
MC14082B
See Page 6-5

MC14093B

QUAD 2-INPUT "NAND" SCHMITT TRIGGER

The MC14093B Schmitt trigger is constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. These devices find primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. The MC14093B may be used in place of the MC14011B quad 2-input NAND gate for enhanced noise immunity or to "square up" slowly changing waveforms.

- Supply Voltage Range = 3.0 Vdc to 18 Vdc
- Capable of Driving Two Low-Power TTL Loads or One Low-Power Schottky TTL Load Over the Rated Temperature Range
- Triple Diode Protection on All Inputs
- Pin-for-Pin Compatible with CD4093
- Can be Used to Replace MC14011B
- Independent Schmitt-Trigger at each Input

L SUFFIX
CERAMIC
CASE 632

P SUFFIX
PLASTIC
CASE 646

D SUFFIX
SOIC
CASE 751A

ORDERING INFORMATION

MC1-XXXBCP Plastic
MC1-4XXXBCL Ceramic
MC1-4XXXBD SOIC

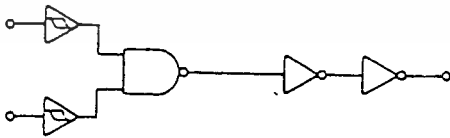
T_A = -55° to 125°C for all packages.

MAXIMUM RATINGS* (Voltages Referenced to V_{SS})

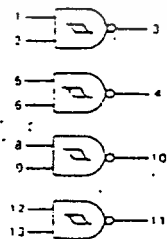
Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DD}	DC Supply Voltage	-0.5 to +18.0	V
V _{in} , V _{out}	Input or Output Voltage (DC or Transient)	-0.5 to V _{DD} - 0.5	V
I _{in} , I _{out}	Input or Output Current (DC or Transient), per Pin	± 10	mA
P _D	Power Dissipation, per Package†	500	mW
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to +150	°C
T _L	Lead Temperature (B-Second Soldering)	260	°C

*Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.
†Temperature Derating: Plastic "P" and "D/DW" Packages: -7.0 mW/°C From 65°C To 125°C
Ceramic "L" Packages: -12 mW/°C From 100°C To 125°C

EQUIVALENT CIRCUIT SCHEMATIC
(1/4 OF CIRCUIT SHOWN)



LOGIC DIAGRAM



V_{DD} = Pin 14
V_{SS} = Pin 7

This device contains protection circuitry to guard against damage due to high static voltages or electric fields. However, precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, V_{in} and V_{out} should be constrained to the range V_{SS} ≤ (V_{in} or V_{out}) ≤ V_{DD}.
Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either V_{SS} or V_{DD}). Unused outputs must be left open.

MC14093B

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Voltages Referenced to V_{SS})

Characteristic	Symbol	V _{DD} V _{dc}	-55°C		25°C			125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ #	Max	Min	Max		
Output Voltage V _{in} = V _{DD} or 0 V _{in} = 0 or V _{DD}	"0" Level VOL	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc	
		10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
		15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05		
	"1" Level VOH	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—		
		10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—		
		15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—		
Output Drive Current (V _{OH} = 2.5 Vdc) (V _{OH} = 4.6 Vdc) (V _{OH} = 9.5 Vdc) (V _{OH} = 13.5 Vdc) (V _{OL} = 0.4 Vdc) (V _{OL} = 0.5 Vdc) (V _{OL} = 1.5 Vdc)	Source IOH	5.0	-3.0	—	-2.4	-4.2	—	-1.7	—	mAdc	
		10	-0.64	—	-0.51	-0.88	—	-0.36	—		
		15	-1.6	—	-1.3	-2.25	—	-0.9	—		
	Sink IOL	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—		
		10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—		
		15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—		
Input Current	I _{in}	15	—	±0.1	—	±0.00001	±0.1	—	±1.0	μAdc	
Input Capacitance (V _{in} = 0)	C _{in}	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF	
Quiescent Current (Per Package)	I _{DD}	5.0	—	0.25	—	0.0005	0.25	—	7.5	μAdc	
10	—	0.5	—	0.0010	0.5	—	15	—	15		
15	—	1.0	—	0.0015	1.0	—	30	—	30		
Total Supply Current**† (Dynamic plus Quiescent, Per Package) (C _L = 50 pF on all outputs, all buffers switching)	I _T	5.0				I _T = (1.2 μA/kHz) f + I _{DD}					μAdc
10				I _T = (2.4 μA/kHz) f + I _{DD}							
15				I _T = (3.6 μA/kHz) f + I _{DD}							
Hysteresis Voltage	V _{H†}	5.0	0.3	2.0	0.3	1.1	2.0	0.3	2.0	Vdc	
		10	1.2	3.4	1.2	1.7	3.4	1.2	3.4		
		15	1.6	5.0	1.6	2.1	5.0	1.6	5.0		
Threshold Voltage Positive-Going Negative-Going	V _{T+}	5.0	2.2	3.6	2.2	2.9	3.6	2.2	3.6	Vdc	
		10	4.6	7.1	4.6	5.9	7.1	4.6	7.1		
		15	6.8	10.8	6.8	8.8	10.8	6.8	10.8		
	V _{T-}	5.0	0.9	2.8	0.9	1.9	2.8	0.9	2.8		
		10	2.5	5.2	2.5	3.9	5.2	2.5	5.2		
		15	4.0	7.4	4.0	5.8	7.4	4.0	7.4		

#Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

**The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) \text{ v/k}$$

where: I_T is in μA (per package), C_L in pF, V = (V_{DD} - V_{SS}) in volts, f in kHz is input frequency, and k = 0.004.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14093B

SWITCHING CHARACTERISTICS (C_L = 50 pF, T_A = 25°C)

Characteristic	Symbol	V _{DD} V _{dC}	Min	Typ #	Max	Unit
Output Rise Time	t _{RLH}	5.0	—	100	200	ns
		10	—	50	100	
		15	—	40	80	
Output Fall Time	t _{FHL}	5.0	—	100	200	ns
		10	—	50	100	
		15	—	40	80	
Propagation Delay Time	t _{PLH} , t _{PHL}	5.0	—	125	250	ns
		10	—	50	100	
		15	—	40	80	

#Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

FIGURE 1 - SWITCHING TIME TEST CIRCUIT AND WAVE FORMS

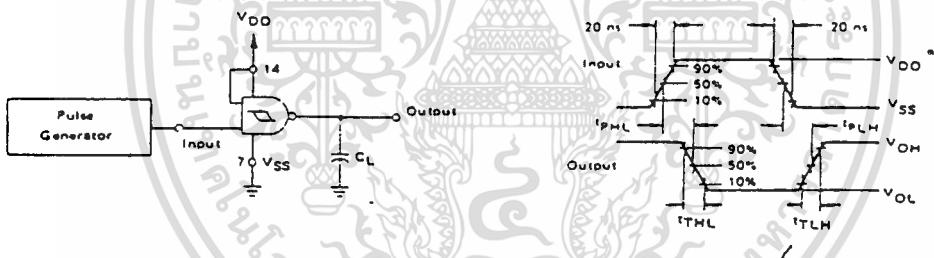
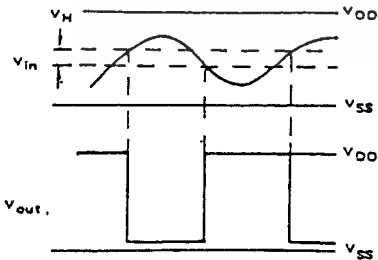
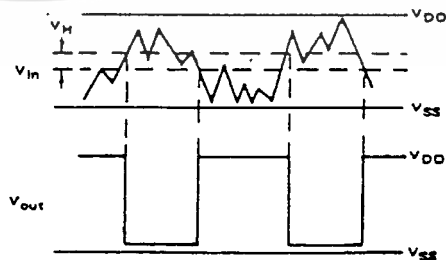


FIGURE 2 - TYPICAL SCHMITT TRIGGER APPLICATIONS

(a) Schmitt Triggers will square up inputs with slow rise and fall times.



(b) A Schmitt trigger offers maximum noise immunity in gate applications.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC14093B

FIGURE 3 – TYPICAL OUTPUT SOURCE CHARACTERISTICS TEST CIRCUIT

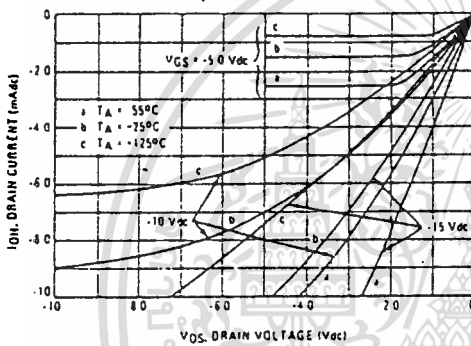
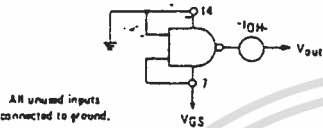


FIGURE 4 – TYPICAL OUTPUT SINK CHARACTERISTICS TEST CIRCUIT

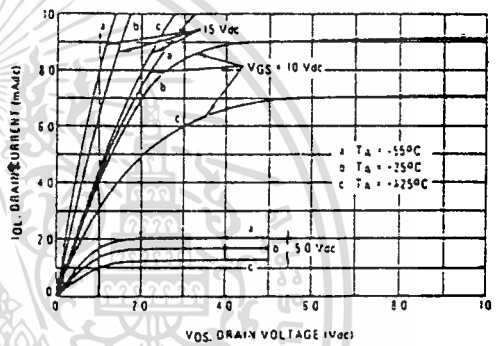
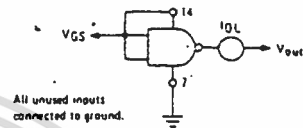
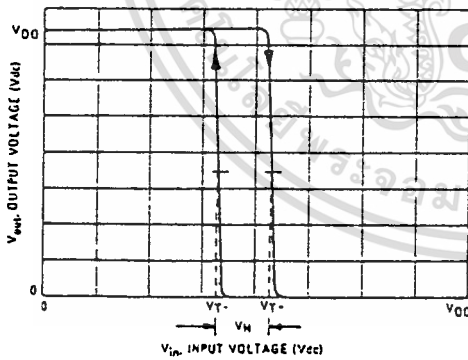
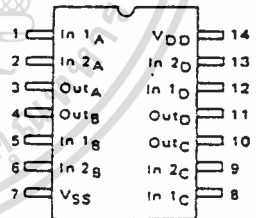


FIGURE 5 – TYPICAL TRANSFER CHARACTERISTICS



PIN ASSIGNMENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

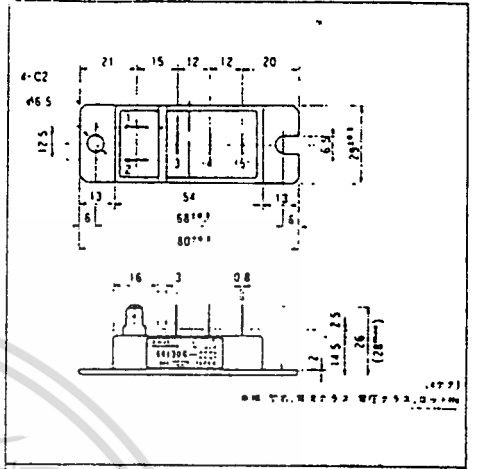
6R130G(30A)

富士パワーモジュール

パワーダイオードモジュール

POWER DIODE MODULE

■外形寸法：Outline Drawings



CASE R601

■特長：Features

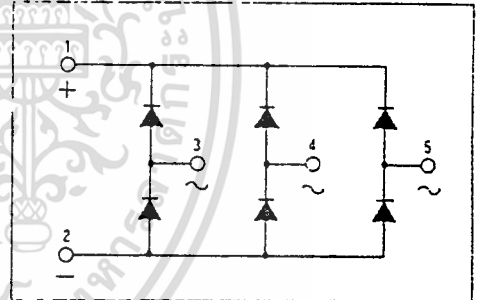
- ガラスパシベーションチップ Glass Passivation Chip
- 結線が容易 Easy Connection
- 絶縁形 Insulated Type

■用途：Applications

- インバーター装置用電源 Inverters
- バッテリー充電用電源 Battery Chargers
- 直流モータ用電源 DC Motors
- その他一般直流電源 General purpose DC Power Supplies

■内部接続：

Inner Circuit Schematic



■定格と特性：Maximum Ratings and Characteristics

●絶対最大定格：Absolute Maximum Ratings*

Items	Symbols	Conditions	6R130G		Units	
			-120	-160		
電圧	ピーク繰返し逆電圧	V_{RRM}	1200	1600	V	
	ピーク非繰返し逆電圧	V_{RSM}	1320	1760	V	
電流	平均出力電流	I_o	50/60Hz 正弦波, $T_c=88^\circ\text{C}$		30	A
	サージ順電流	I_{FSM}	定格負荷状態より		320	A
	I^2t	I^2t	定格負荷状態より		400	A ² s
温度	接合温度	T_j	-40 ~ +150		°C	
	保存温度	T_{stg}	-40 ~ +125		°C	
機械	締付トルク	※1	取付ネジM5		3.5	N·m
	耐振性				5	G
絶縁	絶縁耐圧		端子一括ベース間		AC250V 1分間	
	質量				100	g

※1 推奨値：Recommendable value：2.5~3.0N·m (25~30kgf·cm)

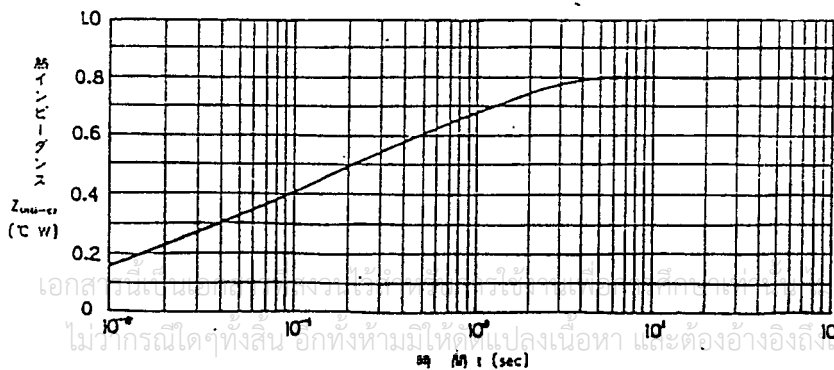
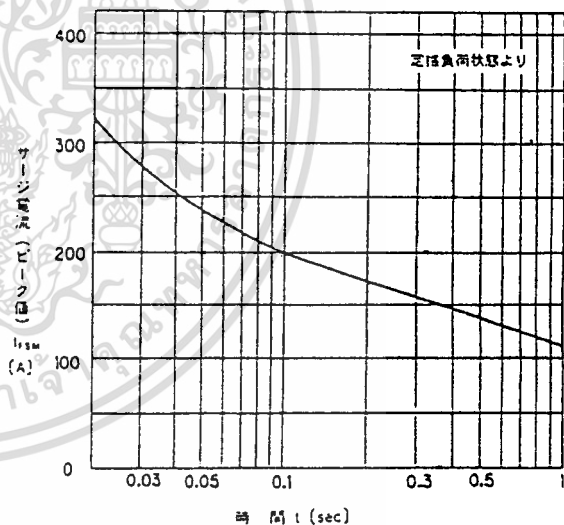
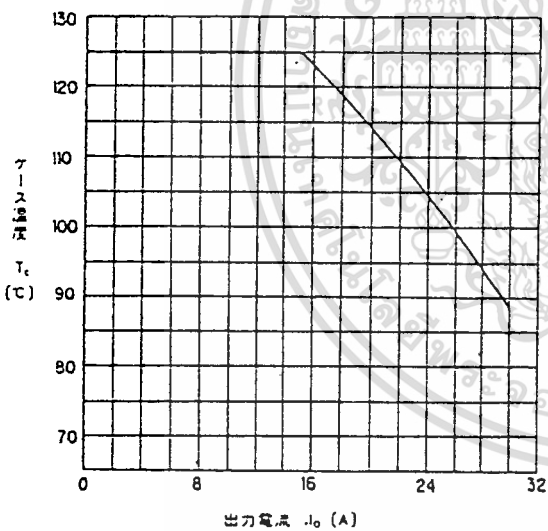
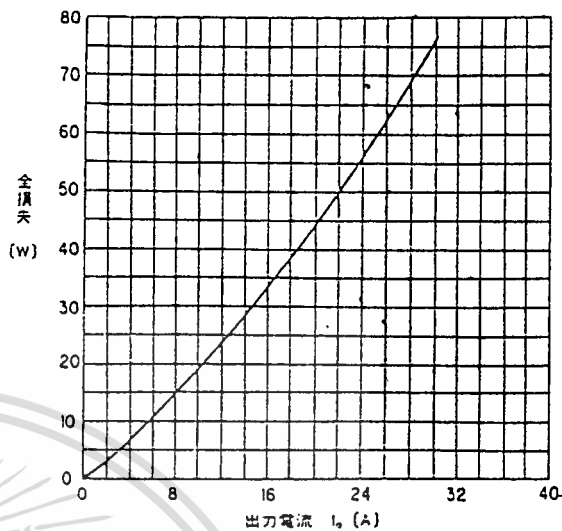
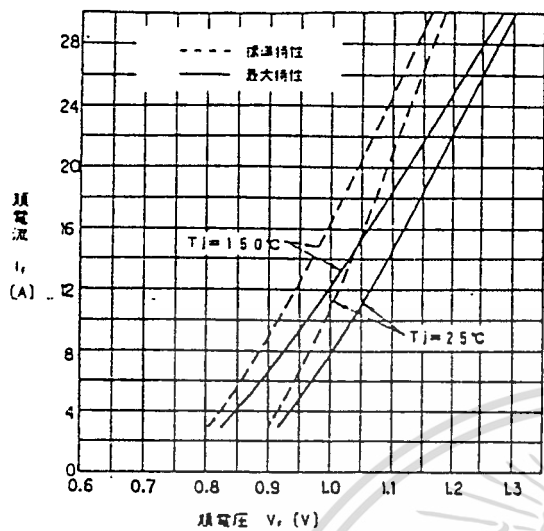
●電気的特性：Electrical Characteristics

Items	Symbols	Conditions	Min	Typ	Max	Units
順電圧	V_{FM}	$T_j=25^\circ\text{C}$, $I_{FM}=30\text{A}$			1.30	V
逆電流	I_{RRM}	$T_j=150^\circ\text{C}$, $V_R=V_{RRM}$			10	mA

●熱的特性：Thermal Characteristics

Items	Symbols	Conditions	Min	Typ	Max	Units
熱抵抗(接合-ケース間)	$R_{th(j-c)}$	50/60Hz 正弦波入力 総損失に対する熱抵抗			0.80	°C/W
接触熱抵抗	$R_{th(c-n)}$	接触コンパウンド塗布			0.10	°C/W

■特性曲線：Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัท富士電機 จำกัด อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่มีการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2DI30Z-120(30A)

富士パワーモジュール

パワートランジスタモジュール

POWER TRANSISTOR MODULE

■特長：Features

- 高耐圧 High Voltage
- フリーホイーリングダイオード内蔵 Including Free Wheeling Diode
- ASOが広い Excellent Safe Operating Area
- 絶縁形 Insulated Type

■用途：Applications

- 大電力スイッチング High Power Switching
- AC モータ制御 AC Motor Controls
- DC モータ制御 DC Motor Controls
- 無停電電源装置 Uninterruptible Power Supply

■定格と特性：Maximum Ratings and Characteristics

●絶対最大定格：Absolute Maximum Ratings

Items	Symbols	Ratings	Units
コレクタ・ベース間電圧	V_{CE0}	1200	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CE0}	1200	V
コレクタ・エミッタ間電圧	$V_{CE0(SUS)}$	—	V
エミッタ・ベース間電圧	V_{EB0}	10	V
コレクタ電流	DC	I_C	30 A
	1ms	I_{CP}	60 A
	DC	$-I_C$	30 A
ベース電流	DC	I_B	2 A
	1ms	I_{BP}	4 A
コレクタ損失	one Transistor	P_C	300 W
	two Transistors	P_C	600 W
接合部温度	T_j	+150	°C
保存温度	T_{stg}	-40 ~ +125	°C
質量	m	175	g
絶縁耐圧	AC, 1min	Viso	2500 V
締付けトルク	Mounting ※1	3.5	N·m
	Terminals ※1	3.5	N·m

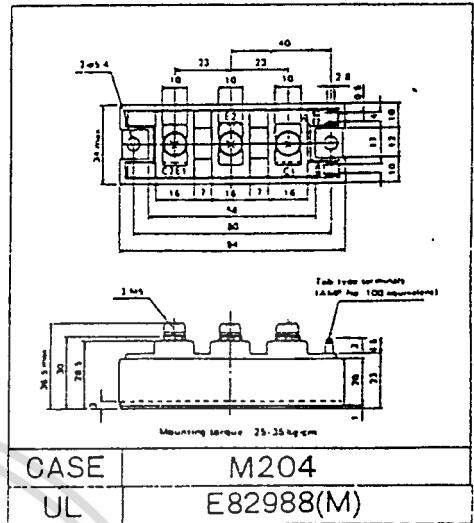
●電気的特性：Electrical Characteristics ($T_j = 25^\circ\text{C}$)

Items	Symbols	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
コレクタ・ベース間電圧	V_{CE0}	$I_{C0} = 1\text{mA}$	1200			V
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CE0}	$I_C = 1\text{mA}$	1200			V
コレクタ・エミッタ間電圧	$V_{CE0(SUS)}$	—	—			V
	$V_{CEA(SUS)}$	$V_{BE} = -3\text{V}$	1200			V
エミッタ・ベース間電圧	V_{EB0}	$I_{E0} = 200\text{mA}$	10			V
コレクタシャ断電流	I_{CS0}	$V_{CE0} = 1200\text{V}$			1.0	mA
エミッタシャ断電流	I_{ES0}	$V_{EB0} = 10\text{V}$			200	mA
コレクタ・エミッタ間電圧	$-V_{CE}$	$-I_C = 30\text{A}$			2.0	V
直流電流増幅率	h_{FE}	$I_C = 30\text{A}, V_{CE} = 5\text{V}$	100			
		$I_C = 30\text{A}, V_{CE} = 2.8\text{V}, T_j = 125^\circ\text{C}$	75			
コレクタ・エミッタ飽和電圧	$V_{CE(Sat)}$	$I_C = 30\text{A}, I_B = 0.4\text{A}$			2.8	V
ベース・エミッタ飽和電圧	$V_{BE(Sat)}$				3.5	V
スイッチング時間	t_{on}	$I_C = 30\text{A}$			3.0	μs
	t_{sig}	$I_{B1} = +0.4\text{A}$			15.0	μs
	t_f	$I_{B2} = -0.6\text{A}$			2.0	μs
逆回復時間	t_{rr}	$-I_C = 30\text{A}, V_{BE} = -6\text{V}, -di/dt = 30\text{A}/\mu\text{s}$			0.8	μs

●熱的特性：Thermal Characteristics

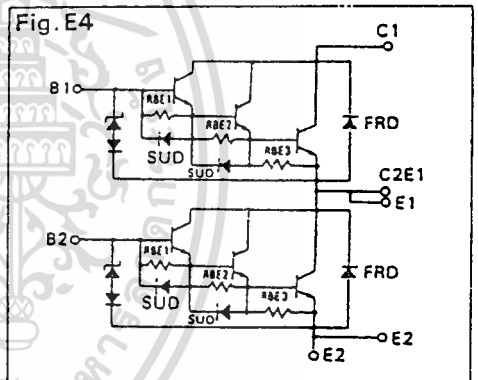
Items	Symbols	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
熱抵抗	$R_{th(j-c)}$	Transistor			0.42	°C/W
熱抵抗	$R_{th(j-d)}$	Recovery Diode			1.5	°C/W

■外形寸法：Outline Drawings



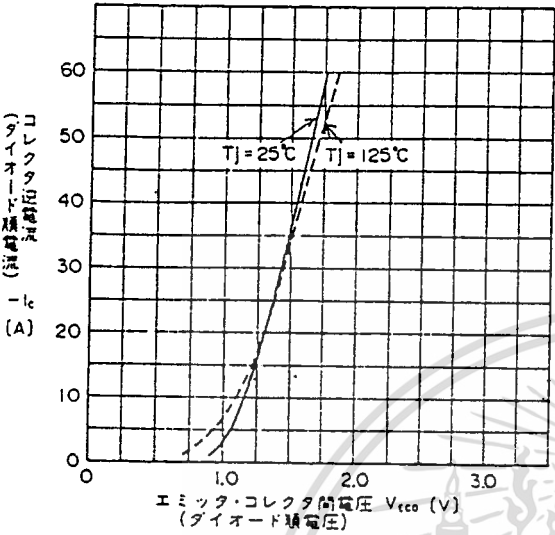
■等価回路

Equivalent Circuit Schematic

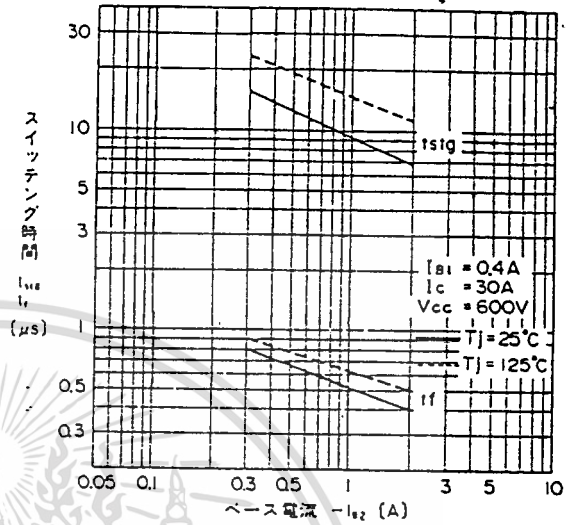


Note:

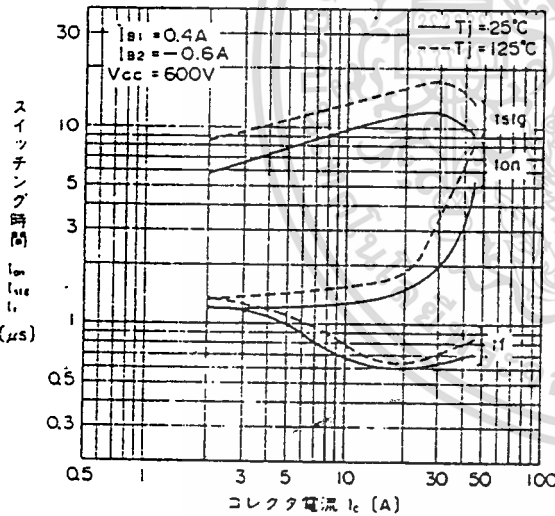
※1: 推奨値 Recommendable Value:
2.5 ~ 3.0 N·m [25 ~ 30 kgf·cm] (M5)



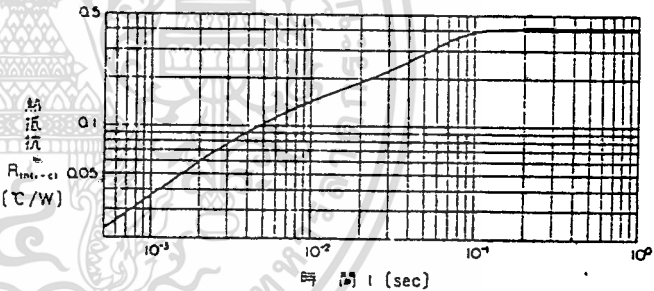
高速フリーホイーリングダイオード順電圧
Forward Voltage of Free Wheeling Diode



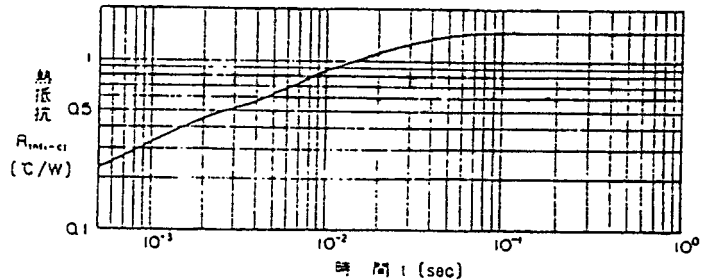
スイッチング時間—ベース電流特性
Switching Time



スイッチング時間—コレクタ電流特性
Switching Time



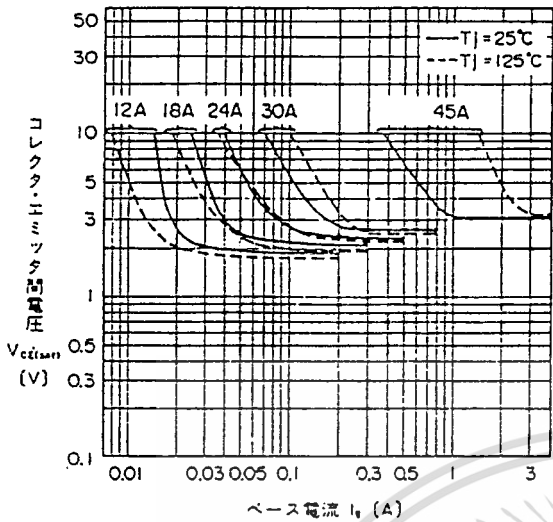
過渡熱抵抗(トランジスタ)特性
Transient Thermal Resistance (Transistor)



過渡熱抵抗(ダイオード)特性
Transient Thermal Resistance (Diode)

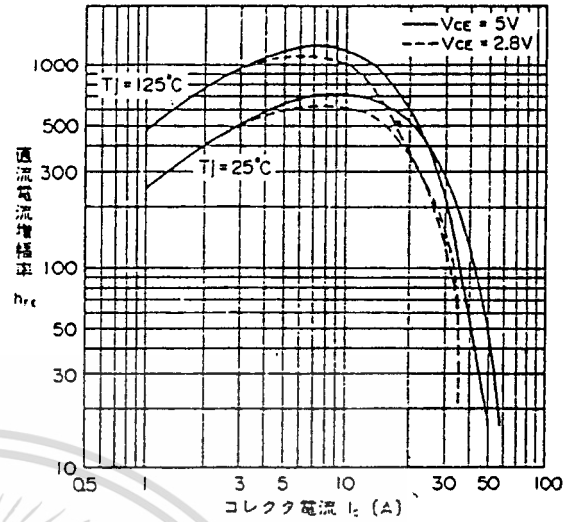
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาและการวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

特性曲線：Characteristics



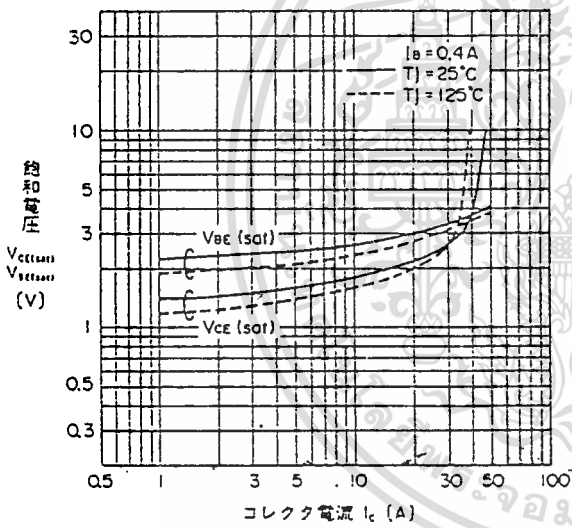
出力特性

Collector Output Characteristics



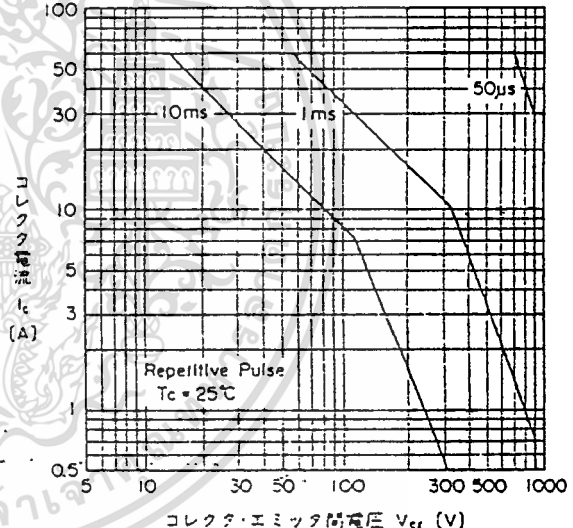
直流電流増幅率—コレクタ電流特性

DC Current Gain



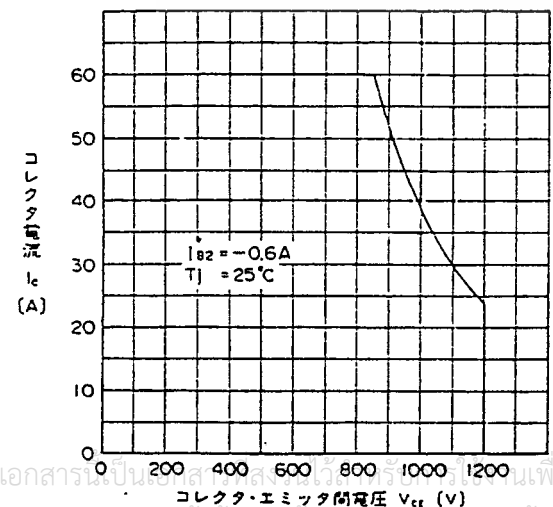
飽和電圧—コレクタ電流特性

Base and Collector Saturation Voltage

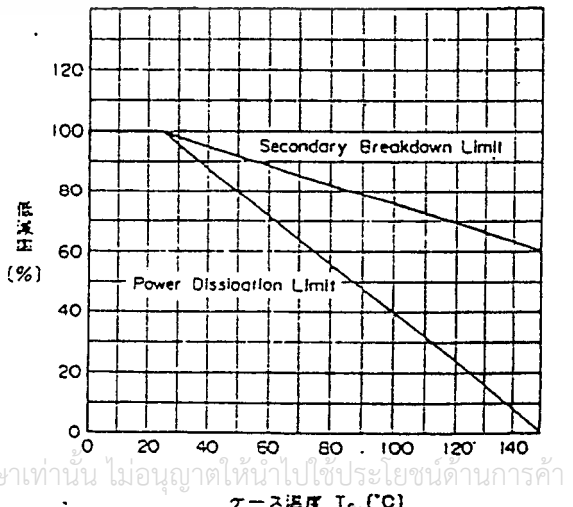


安全動作領域特性 (繰返し)

Safe Operating Area



Reverse Biased Safe Operating Area



ASO Derating

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของ Fuji Electric Co., Ltd. เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ห้ามทำซ้ำโดยไม่ขออนุญาตล่วงหน้า และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

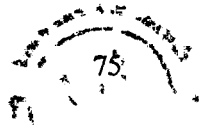
ขอขอบคุณ รศ. ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ และ อ. สมภพ ผลไม้ เป็นอย่างสูงสุดที่ให้ความรู้ คำปรึกษาและความช่วยเหลือในด้านต่างๆเกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์นี้มาโดยตลอด

ขอขอบคุณภาควิชาไฟฟ้า และ ห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์ลาดกระบัง ที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำราและเอกสารอ้างอิงรวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ในการทำวิจัย

ขอขอบคุณเพื่อนๆรุ่น31ทุกคนที่มีส่วนช่วยเหลือในการให้คำแนะนำและให้กำลังใจเป็นอย่างดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารอ้างอิง

1. Donato Vincenti "A Model Reference Adaptive PWM Technique " IEEE Transactions Power Elcetronics. Vol. 5. No. 4. October 1990.
2. Gopal K. Dubey "Power Semiconductor Controlled Drives." Prentice Hall, New Jersey 07632, page 225-247 ,298-325
3. พีรศักดิ์ วรสุนทรโอสถ และ มาบุชิ มาการิซาวา "เทคนิคการช่อมแซม เลือกประเภทและติดตั้งมอเตอร์เหนี่ยวนำ" หน้า 138-141
4. วิจิตร กิณเรศ "สามเฟสเดลต้ามีอดคูลเลทพีคดับลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ สำหรับดาร์ขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ (3- ϕ DELTA MODULATED PWM INVERTER FOR INDUCTION DRIVE)" วิทยานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต ปีการศึกษา 2534 หน้า 9-20, 106-108

