

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

**อินเวอร์เตอร์สำหรับควบคุมความเร็วมอเตอร์โดยใช้ dsPIC
INVERTER FOR CONTROLLING SPEED OF
INDUCTION MOTOR WITH dsPIC**



**ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์เตอร์สำหรับควบคุมความเร็วมอเตอร์โดยใช้ dsPIC

INVERTER FOR CONTROLLING SPEED OF
INDUCTION MOTOR WITH dsPIC

นางสาวดวงพร ภูมิราช รหัส 47010254

นายวรดล พีรุฒิ รหัส 47010647

นายวัชรพล อติวรมันต์ รหัส 47010681

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. พลพดุง ผดุงกุล

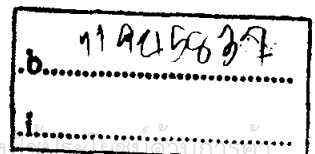
ปริญญาานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2550



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไป
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2550


ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง อินเวอร์เตอร์สำหรับควบคุมความเร็วมอเตอร์โดยใช้ dsPIC

ผู้จัดทำ

- 1.นางสาวดวงพร ภูมิราช รหัส 47010254
- 2.นายวรคล พิรุณ รหัส 47010647
- 3.นายวัชรพล อติวัฒน์ รหัส 47010681


ลงชื่อ.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ. พลหญิง ผดุงกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์เตอร์สำหรับควบคุมความเร็วมอเตอร์โดยใช้ dsPIC

นางสาวดวงพร ภูมิราช รหัส 47010254

นายวรศล พีรวุฒิ รหัส 47010647

นายวัชรพล อติวรมันต์ รหัส 47010681

ผศ. พลผดุง ผดุงกุล อาจารย์ที่ปรึกษา
ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

โครงการนี้นำเสนออินเวอร์เตอร์สำหรับควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ 1 เฟส ด้วยวิธีเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณไซน์รูซอซด์ทางด้านขาออกของอินเวอร์เตอร์ โดยอาศัยหลักการของค่าอัตราส่วนของสัปดาห์ต่อความถี่มีค่าคงที่ ซึ่งสัญญาณไซน์รูซอซด์ที่ได้นั้น สร้างมาจากเทคนิค PWM (Pulse Width Modulation) ซึ่งมอดดูเลตที่ความถี่ 10 kHz โดยความถี่ของสัญญาณไฟสลับที่ต้องการถูกกำหนดมาจาก ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 และ ทำการป้อนข้อมูลให้แก่ dsPIC เบอร์ p30F2010 เพื่อทำการสร้างสัญญาณ PWM ที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INVERTER FOR CONTROLLING SPEED OF INDUCTION MOTOR WITH dsPIC

Ms. Duangporn Phumiratch No. 47010254

Mr. Woradon Peerawut No. 47010647

Mr. Watcharapon Ativoramun No. 47010681

Asst.Prof. Polpadung Padungkul

2nd Semester , Academic year : 2007

ABSTRACT

This project presents an inverter for controlling speed of single phase induction motor by changing the frequency of sinusoidal signal on output port of inverter and fixed ratio between voltage and frequency. The sinusoidal signal is generated by PWM techniques which modulate frequency 10 kHz .The frequency of signal is indicated by Microcontroller MCS-51 and transfer data to dsPIC,p30f2010 for generate desired PWM.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยความช่วยเหลือ จาก ผศ. พลพวง พวงกุล ที่ได้ให้คำแนะนำและแนวทางการแก้ไขปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นในโครงการนี้รวมทั้งคณาจารย์ทุกท่าน ผู้จัดทำปริญญานิพนธ์ จึงใคร่ขอขอบพระคุณอาจารย์ ที่มีส่วนช่วยให้ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้ ผู้จัดทำโครงการใคร่ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และเพื่อนทั้งหลายที่ให้อกำลังใจและช่วยเหลือทันท่วงทีแก่ผู้จัดทำโครงการทุกคนเสมอมาจนสำเร็จการศึกษา



ผู้จัดทำปริญญานิพนธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

| | หน้า |
|---|------|
| บทคัดย่อ | i |
| Abstract | ii |
| สารบัญ | iii |
| สารบัญรูป | v |
| สารบัญตาราง | viii |
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง | 2 |
| 2.1 ความหมายและชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้า | 2 |
| 2.2 ความหมายของมอเตอร์และการจำแนกชนิดของมอเตอร์ | 2 |
| 2.3 มอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ 1 เฟส | 3 |
| 2.4 ทฤษฎีสนามแม่เหล็กขวางของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 เฟส | 3 |
| 2.5 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับคาปาซิเตอร์มอเตอร์ (Capacitor motor) | 5 |
| 2.5.1 ส่วนประกอบของคาปาซิเตอร์มอเตอร์ | 5 |
| 2.5.2 คาปาซิเตอร์มอเตอร์ | 6 |
| 2.5.3 หลักการทำงานของคาปาซิเตอร์มอเตอร์ | 6 |
| 2.6 ชนิดของอินเวอร์เตอร์ | 9 |
| 2.6.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งแรงดัน (Voltage Source Inverter) | 9 |
| 2.6.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งกระแส (Current Source Inverter) | 10 |
| 2.7 การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ PWM (Pulse Width Modulate) | 10 |
| 2.7.1 การเฉลี่ยเฉพาะที่ | 10 |
| 2.8 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส | 13 |
| 2.8.1 วงจรและรูปคลื่นสัญญาณ | 13 |
| 2.9 การควบคุมทางเวกเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส | 17 |
| 2.10 ไอจีบีทีเบื้องต้น (Introduction IGBT) | 18 |
| 2.10.1 โครงสร้างและสัญญาณ | 18 |
| 2.10.2 วงจรสมมูลของไอจีบีที | 19 |
| บทที่ 3 หลักการทำงานและการออกแบบ | 22 |
| 3.1 การออกแบบวงจรส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์ | 23 |
| 3.2 การออกแบบ Current Loop | 23 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|---|----|
| 3.3 วงจรส่วนของตัวประมวลผลเชิงเลข (DSP) | 24 |
| 3.4 วงจรแยก โดค (Isolator) | 24 |
| 3.5 วงจรป้องกันช็อตกิ้ง | 26 |
| 3.6 วงจรเร็คติไฟส์และทวิแรงดัน | 26 |
| 3.7 วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์โดยใช้ IGBT | 28 |
| 3.8 การออกแบบหา Modulation Index และ มุม | 28 |
| บทที่ 4 การออกแบบส่วนโปรแกรม | 31 |
| 4.1 การออกแบบวงจรและ โปรแกรมส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์ | 31 |
| 4.2. การสร้างสัญญาณ PWM | 32 |
| 4.3 การตัดพัลส์ขนาดเล็ก | 32 |
| 4.3 การสร้างเวลาหยุดพักของอุปกรณ์กำลัง(Dead Time) | 32 |
| 4.4 การคำนวณความกว้างพัลส์ | 33 |
| บทที่ 5 ผลการทดลอง | 36 |
| บทที่ 6 สรุปผลการทดลอง | 45 |
| ภาคผนวก | 46 |
| กิตติกรรมประกาศ | 56 |
| บรรณานุกรม | 57 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

บทที่ 2

| | |
|---|----|
| รูปที่ 2.1 แสดงทิศทางการเกิดของกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กใน โรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว | 4 |
| รูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าที่สเตเตอร์และโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ | 4 |
| รูปที่ 2.3 แสดงการทำงานวงจรคาปาซิเตอร์สตาร์ทมอเตอร์ | 7 |
| รูปที่ 2.4 แสดงการทำงานวงจรคาปาซิเตอร์รันมอเตอร์ | 8 |
| รูปที่ 2.5 แสดงวงจรการทำงานคาปาซิเตอร์สตาร์ทและคาปาซิเตอร์รัน | 8 |
| รูปที่ 2.6 แสดงการกลับทางหมุนของคาปาซิเตอร์มอเตอร์ | 9 |
| รูปที่ 2.3 ตำแหน่งการวางขดลวดของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว | 4 |
| รูปที่ 2.4 แสดงวงจรของคาปาซิเตอร์รันมอเตอร์ชนิดค่าเดียว | 5 |
| รูปที่ 2.5 แสดงคุณลักษณะระหว่างแรงบิดกับเปอร์เซ็นต์ความเร็วของคาปาซิเตอร์รัน มอเตอร์ชนิดค่าเดียว | 6 |
| รูปที่ 2.6 แสดงวงจรการกลับทิศทางการหมุนของคาปาซิเตอร์รันมอเตอร์ชนิดค่าเดียว | 6 |
| รูปที่ 2.7 การใช้เทคนิค PWM กับวงจรทอนระดับ | 12 |
| รูปที่ 2.8 วงจรและรูปคลื่นสัญญาณของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ PWM | 15 |
| รูปที่ 2.9 รูปคลื่นของแรงดัน และกระแสของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แสดงช่วงกำลังงาน ไม่ไหลสู่โหลด | 16 |
| รูปที่ 2.10 โครงสร้างมอเตอร์และเวกเตอร์แรงดันระหว่างขด Run กับขด Start | 17 |
| รูปที่ 2.11 โครงสร้างสวิตช์ 3 เฟส | 17 |
| รูปที่ 2.12 เวกเตอร์แสดงแรงดันการควบคุมมอเตอร์ | 18 |
| รูปที่ 2.13 สัญลักษณ์และการเรียกชื่อขาของไอจีบีที | 19 |
| รูปที่ 2.14 โครงสร้างภายในไอจีบีที | 20 |

บทที่ 3

| | |
|--|----|
| รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์ | 22 |
| รูปที่ 3.2 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ | 23 |
| รูปที่ 3.3 วงจร Current Loop | 23 |
| รูปที่ 3.4 วงจรส่วนของตัว DSP | 24 |
| รูปที่ 3.5 วงจรแยกโคดสำหรับขั้วเบสของ IGBT | 25 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|--|----|
| รูปที่ 3.6 รูปวงจรรภายในของ Opto Isolate TLP 250 | 25 |
| รูปที่ 3.7 วงจรป้องกันการช้อตคั้ง | 26 |
| รูปที่ 3.8 วงจรเรีกติไฟเออร์และทวิแรงดัน | 27 |
| รูปที่ 3.9 วงจรขับมอเตอร์โดยใช้ IGBT | 28 |
| รูปที่ 3.10 การนำไปต่อใช้งานกับมอเตอร์ | 28 |
| รูปที่ 3.11 เวกเตอร์การหา Modulation Index | 29 |
| รูปที่ 3.12 เวกเตอร์การหามุม | 29 |

บทที่4

| | |
|---|----|
| รูปที่4.1 โพล์ชาร์ตการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ | 31 |
| รูปที่4.2 สัญญาณ PWM ขับเกดที่มี Dead Time | 33 |
| รูปที่ 4.3 การเก็บค่าขนาดของฟังก์ชันไซน์ไว้ในตัวแปร | 33 |

บทที่5

| | |
|---|----|
| รูปที่ 5.1 รูปอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการทดลอง | 34 |
| รูปที่ 5.2 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ความถี่ 10 เฮิร์ต | 37 |
| รูปที่ 5.3 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ความถี่ 20 เฮิร์ต | 37 |
| รูปที่ 5.4 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต | 38 |
| รูปที่ 5.5 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ความถี่ 40 เฮิร์ต | 38 |
| รูปที่ 5.6 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต | 39 |
| รูปที่ 5.7 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ความถี่ 60 เฮิร์ต | 39 |
| รูปที่ 5.8 รูปสัญญาณ PWM หลังผ่านOptoisolator ที่ป้อนเข้าสู่ switch ตัวบนและตัวล่าง | 40 |
| รูปที่ 5.9 รูปขยายแสดงสัญญาณ PWM หลังผ่านOptoisolator ที่มี Dead Time 1.5 uS | 40 |
| รูปที่ 5.10 รูปขยายแสดงสัญญาณ PWM ก่อนผ่านOptoisolator ที่มี Dead Time 1.5 uS | 41 |
| รูปที่ 5.11 รูปสัญญาณ PWM หลังจากการเทียบเฟส ทำให้ความถี่เพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า | 41 |

ของความรู้การสวิตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|---|----|
| รูปที่ 5.12 รูปสัญญาณหลังผ่านวงจรกรองความถี่คร่อมขด Run และขด Start ที่ความถี่ 10 เฮิร์ต | 42 |
| รูปที่ 5.13 รูปสัญญาณหลังผ่านวงจรกรองความถี่คร่อมขด Run และขด Start ที่ความถี่ 20 เฮิร์ต | 42 |
| รูปที่ 5.14 รูปสัญญาณหลังผ่านวงจรกรองความถี่คร่อมขด Run และขด Start ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต | 43 |
| รูปที่ 5.15 รูปสัญญาณหลังผ่านวงจรกรองความถี่คร่อมขด Run และขด Start ที่ความถี่ 40 เฮิร์ต | 43 |
| รูปที่ 5.16 รูปสัญญาณหลังผ่านวงจรกรองความถี่คร่อมขด Run และขด Start ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต | 44 |
| รูปที่ 5.17 รูปสัญญาณหลังผ่านวงจรกรองความถี่คร่อมขด Run และขด Start ที่ความถี่ 60 เฮิร์ต | 44 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

| | | |
|--------------|--|----|
| บทที่ 2 | | |
| ตารางที่ 2.1 | อัตราส่วนระหว่างค่า RMS ของฮาร์มอนิกกับ V_s ของแรงดันสายของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส | 16 |
| บทที่ 4 | | |
| ตารางที่ 4.1 | ตัวอย่างขนาดของตัวแปรที่ $x_1 - x_{10}$ | 34 |
| ตารางที่ 4.2 | ตัวอย่างค่าขนาดของสัดส่วนความกว้างพัลส์ $x_{p(1-10)}$ | 35 |
| บทที่ 5 | | |
| ตารางที่ 5.1 | เปรียบเทียบความเร็วรอบของผลการทดลองและคำนวณที่ความถี่ต่างๆ | 36 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

เนื่องจากในปัจจุบันมีการใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำ อย่างแพร่หลายซึ่งชุดควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหล่านี้ส่วนใหญ่จะมาจากต่างประเทศ ซึ่งมีราคาแพงมาก เราจึงทำการศึกษาการทำงาน of ชุดควบคุมเหล่านี้ เพื่อที่จะสามารถสร้างอุปกรณ์เหล่านี้ขึ้นมาใช้งานเองได้ จากการศึกษาพบว่าภายในชุดควบคุมเหล่านี้จะมีส่วนประกอบหลักคือ “อินเวอร์เตอร์”

อินเวอร์เตอร์(Inverter) คือ อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แปลงไฟกระแสตรงให้เป็นไฟกระแสสลับ โดยใช้การสวิตช์ โดยเราจะใช้หลักการของ PWM (Pulse Width Modulation) เพื่อสร้างสัญญาณ Sinusoidal และเราจะนำสัญญาณนี้ไปใช้ในการขับมอเตอร์ 1 เฟสกระแสสลับ

โดยอินเวอร์เตอร์ที่เราออกแบบจะประกอบด้วย 3 ส่วน คือ

ส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เบอร์ P89V51RD2BN ส่วนของ Dspic เบอร์ 30F2010 และ ส่วนของวงจรขับสวิตช์และวงจรขับมอเตอร์ 1 เฟส

- ส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ ทำหน้าที่รับค่าความถี่ของสัญญาณ ไซน์ซอไซด์ (Sinusoidal) และทำการส่งค่านี้ ไปยังส่วนของ dsPIC
- ส่วนของ dsPIC ทำหน้าที่สร้างสัญญาณ PWM โดยสัญญาณ PWM จะถูกกำหนดค่าความถี่ จากค่าที่รับมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์
- ส่วนของวงจรขับสวิตช์และวงจรขับมอเตอร์ 1 เฟส ทำหน้าที่ในการขับมอเตอร์ 1 เฟส และสร้างแรงดันไฟกระแสตรงจากไฟกระแสสลับ โดยใช้ IGBT เป็นสวิตช์

และเนื่องจากในการใช้งานจริงการเริ่มหมุนของมอเตอร์จะมีการกินกระแสสูง และมีการกระชากของโรเตอร์ทำให้เกิดพลังงานสูญเสียค่อนข้างมาก ดังนั้นเราจึงแก้ปัญหาด้วยการ โปรแกรม ส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์ให้มอเตอร์เริ่มทำงานแบบนุ่มนวล (soft start)

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 ความหมายและชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้า



มอเตอร์ไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์ที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายในโรงงานต่างเป็นอุปกรณ์ที่ใช้ควบคุมเครื่องจักรกลต่างๆ

ในงานอุตสาหกรรมมอเตอร์มีหลายแบบหลายชนิดที่ใช้ให้เหมาะสมกับงาน ดังนั้นเราจึงต้องทราบถึงความหมายและชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้า ตลอดจนคุณสมบัติการใช้งานของมอเตอร์แต่ละชนิด เพื่อให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุดในการใช้งานของมอเตอร์นั้นๆ

2.2 ความหมายของมอเตอร์และการจำแนกชนิดของมอเตอร์



มอเตอร์ไฟฟ้า(MOTOR) หมายถึงเป็นเครื่องกลไฟฟ้าชนิดหนึ่ง que เปลี่ยนแปลงพลังงานไฟฟ้ามาเป็นพลังงานกลมอเตอร์ไฟฟ้าที่ใช้พลังงานไฟฟ้าเปลี่ยนเป็นพลังงานกล มีทั้งพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับและพลังงานไฟฟ้ากระแสตรง

ชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้า

มอเตอร์ไฟฟ้าแบ่งออกตามการใช้ของกระแสไฟฟ้าได้ 2 ชนิดดังนี้

1. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ(Alternating Current Motor) หรือเรียกว่า เอ.ซี. มอเตอร์ (A.C. MOTOR) การแบ่งชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้าสลับแบ่งออกได้ดังนี้

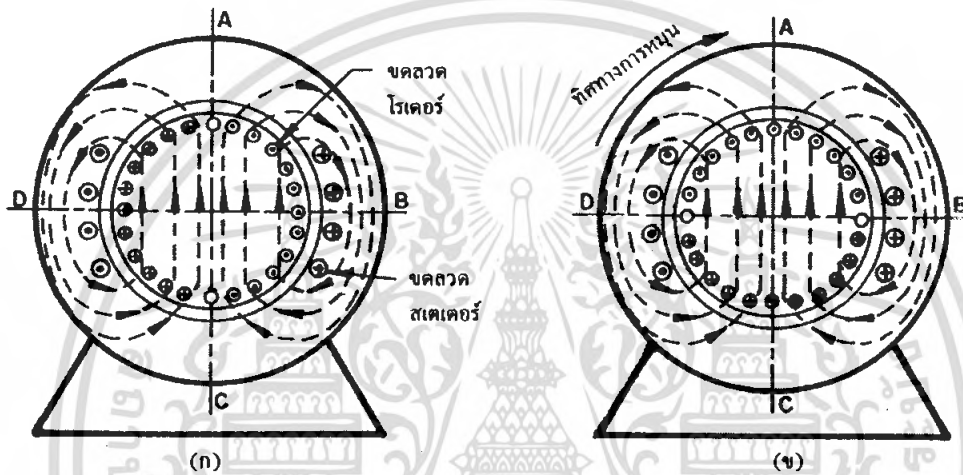
มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับแบ่งออกเป็น ๖ ชนิด ได้แก่

1.1) มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับชนิด 1 เฟส หรือเรียกว่า ซิงเกิลเฟสมอเตอร์ (A.C. Single Phase)

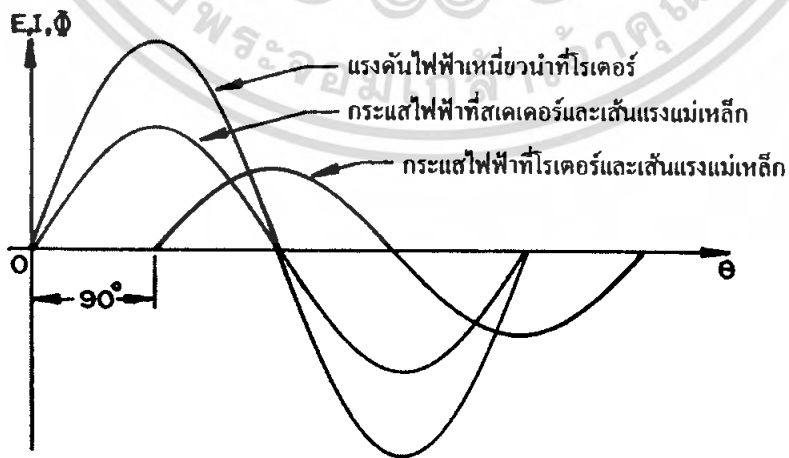
- สปลิตเฟส มอเตอร์(Split-Phase motor)
- คาปาซิเตอร์ มอเตอร์(Capacitor motor)
- รีพัลชันมอเตอร์(Repulsion-type motor)
- ยูนิเวอร์แซลมอเตอร์(Universal motor)
- เซ้ดเดด โพล มอเตอร์(Shaded-pole motor)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้หมุนไปจากตำแหน่ง A ไปยังตำแหน่ง B ซึ่งทำมุมฉากกับตำแหน่งเดิม ตัวนำโรเตอร์จะเกิดการตัดผ่านสนามแม่เหล็กที่สเตเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.1(ข) ในขณะเดียวกันสนามแม่เหล็กก็จะแยกออกเป็น 2 ระบบคือต่างเฟสกันอยู่ 90 องศา และกระแสไฟฟ้าในสเตเตอร์และโรเตอร์ก็จะมีเฟสที่ต่างกัน อย่างไรก็ตามในความเป็นจริงแล้วกระแสไฟฟ้าที่โรเตอร์จะต่างเฟสกับกระแสไฟฟ้าที่สเตเตอร์ เพราะเนื่องจากว่าที่โรเตอร์นั้นความถี่เปลี่ยนไป โดยที่ความถี่ของกระแสไฟฟ้าที่โรเตอร์จะขึ้นอยู่กับความเร็วรอบของโรเตอร์ ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้ของเส้นแรงแม่เหล็กทั้งสองนี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.1 แสดงทิศทางของการเกิดของกระแสไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กในโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว



รูปที่ 2.2 แสดงรูปคลื่นของกระแสไฟฟ้าที่สเตเตอร์และโรเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ขึ้นด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับคาปาซิเตอร์มอเตอร์(Capacitor motor)

คาปาซิเตอร์มอเตอร์เป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟสที่มีลักษณะคล้ายสปลิทเฟสมอเตอร์มาก ต่างกันตรงที่มีคาปาซิเตอร์เพิ่มขึ้นมาทำให้มอเตอร์แบบนี้มีคุณสมบัติพิเศษกว่าสปลิทเฟสมอเตอร์ คือมีแรงบิดขณะสตาร์ทสูงใช้กระแสขณะสตาร์ทน้อยมอเตอร์ชนิดนี้มีขนาดตั้งแต่ 1/20 แรงม้าถึง 10 แรงม้ามอเตอร์นี้นิยมใช้งานเกี่ยวกับ ปั๊มน้ำ เครื่องอัดลม ตู้แช่ ตู้เย็น ฯลฯ

2.5.1 ส่วนประกอบของคาปาซิเตอร์มอเตอร์

โครงสร้างของคาปาซิเตอร์มอเตอร์ มีส่วนประกอบส่วนใหญ่เหมือนกับแบบสปลิทเฟสเกือบทุกอย่าง คือ

1. โรเตอร์เป็นแบบกรงกระรอก
2. สเตเตอร์ประกอบด้วยขดลวด 2 ชุด คือ ชุดสตาร์ทและชุดรัน
3. ฝาปิดหัวท้ายประกอบด้วย ปลอกทองเหลือง (Bush)

หรือดัลบูลูกปืน (Ball bearing) สำหรับรองรับเพลลา

4. คาปาซิเตอร์หรือคอนเดนเซอร์ (Capacitor or Condenser)



1. โรเตอร์เป็นแบบกรงกระรอก



2. สเตเตอร์ประกอบด้วยขดลวด 2 ชุด คือ ชุดสตาร์ทและชุดรัน



3. ฝาปิดหัวท้ายประกอบด้วย ปลอกทองเหลือง (Bush)
หรือดัลบูลูกปืน (Ball bearing) สำหรับรองรับเพลลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. คาปาซิเตอร์หรือคอนเดนเซอร์ (Capacitor or Condenser)



ที่ใช้กับมอเตอร์แบบเฟสเดียวมี 3 ชนิดคือ

1. แบบกระดาษหรือPaper capacitor
2. แบบเติมน้ำมันหรือ Oil -filled capacitor
3. แบบน้ำยาไฟฟ้าหรือElectrolytic capacitor

2.5.2 คาปาซิเตอร์มอเตอร์แบ่งออกเป็น 3 แบบคือ

1. คาปาซิเตอร์สตาร์ทมอเตอร์ (Capacitor start motor)
2. คาปาซิเตอร์รันมอเตอร์ (Capacitor run motor)
3. คาปาซิเตอร์สตาร์ทและรันมอเตอร์ (Capacitor start and run motor)

2.5.3 หลักการทำงานของคาปาซิเตอร์มอเตอร์

ลักษณะโครงสร้างทั่วไปของคาปาซิเตอร์สตาร์ทมอเตอร์เหมือนกับสปลิทเฟส แต่วงจรขดลวดสตาร์ทพันด้วยขดลวดใหญ่ขึ้นกว่าสปลิทเฟส และพันจำนวนรอบมากขึ้นกว่าขดลวดชุดรัน แล้วต่อตัวคาปาซิเตอร์ (ชนิดอิเล็กโทรไลต์) อนุกรมเข้าในวงจรขดลวดสตาร์ท มีสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางตัดตัวคาปาซิเตอร์และขดลวดสตาร์ทออกจากวงจร

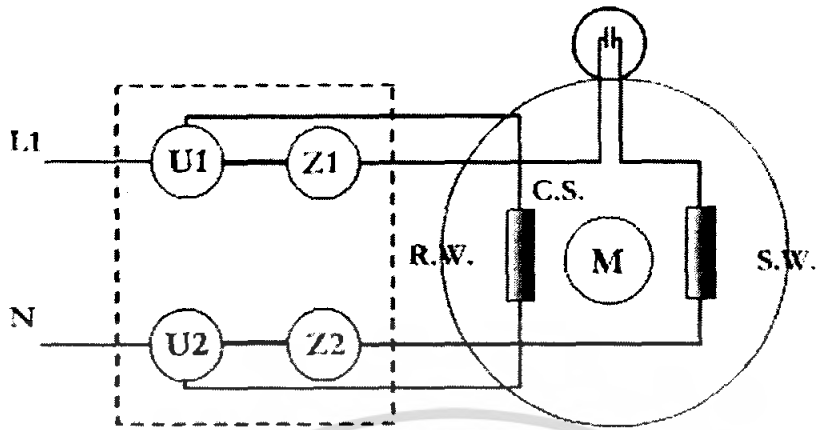
1. คาปาซิเตอร์สตาร์ทมอเตอร์ (Capacitor start motor)

- การทำงานของคาปาซิเตอร์สตาร์ทมอเตอร์ เหมือนกับแบบสปลิทเฟสมอเตอร์แต่เนื่องด้วยขดลวด

ชุดสตาร์ทต่ออนุกรมกับคาปาซิเตอร์ ทำให้กระแสที่ไหลเข้าไปในขดลวดสตาร์ทถึงจุดสูงสุดก่อนขดลวดชุดรันจึงทำให้กระแสในขดลวดสตาร์ทมีหน้าขดลวดชุดรันซึ่งนำหน้ามากกว่าแบบสปลิทเฟสมอเตอร์ คาปาซิเตอร์มอเตอร์จึงมีแรงบิดขณะสตาร์ทสูงมากสำหรับมอเตอร์ชนิดคาปาซิเตอร์สตาร์ทมอเตอร์หลังจากสตาร์ทแล้วมอเตอร์หมุนด้วยความเร็วรอบถึง 75 เปอร์เซ็นต์ของความเร็วสูงสุดสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง คาปาซิเตอร์จะถูกตัดจากวงจร

ดังแสดงรูปวงจรการทำงาน

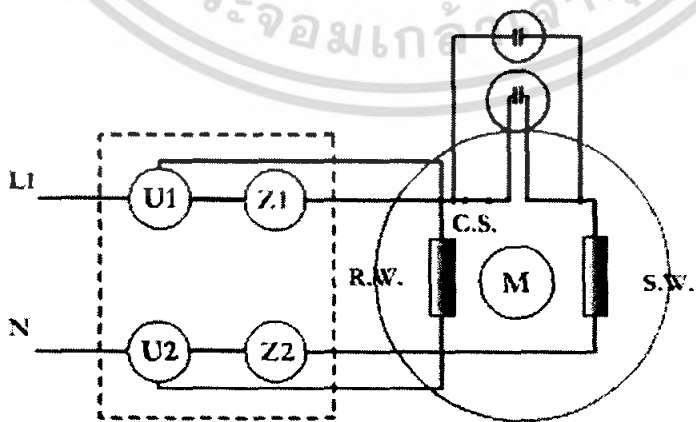
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แสดงการทำงานของวงจรคาปาซิเตอร์รันมอเตอร์

3.คาปาซิเตอร์สตาร์ทและรันมอเตอร์ (Capacitor start and run motor) ลักษณะโครงสร้างของคาปาซิเตอร์สตาร์ทและรันมอเตอร์ชนิดนี้จะมีคาปาซิเตอร์ 2 ตัว คือคาปาซิเตอร์สตาร์ทกับคาปาซิเตอร์รัน คาปาซิเตอร์สตาร์ทค่อนุกรมอยู่กับสวิตช์แรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางหรือเรียกว่าเซ็นติฟูกัลสวิตช์ ส่วนคาปาซิเตอร์รันจะต่ออยู่กับวงจรตลอดเวลา คาปาซิเตอร์ทั้งสองจะต่อขนานกัน ซึ่งค่าของคาปาซิเตอร์ทั้งสองนี้มีค่าแตกต่างกัน

มอเตอร์แบบคาปาซิเตอร์สตาร์ทและรัน ได้มีการออกแบบมีแรงบิดขณะสตาร์ทสูงขึ้น โดยคาปาซิเตอร์รันต่อขนานกับคาปาซิเตอร์สตาร์ทเมื่อมอเตอร์ไฟฟ้าหมุนไปได้ความเร็วรอบ 75 เปอร์เซ็นต์ของความเร็วยรอบสูงสุดส่วนคาปาซิเตอร์รันต่ออยู่ในวงจรตลอดเวลา จึงทำให้มอเตอร์ที่มีกำลังสตาร์ทสูงและกำลังหมุนดีด้วยดังแสดงรูปวงจการทำงาน

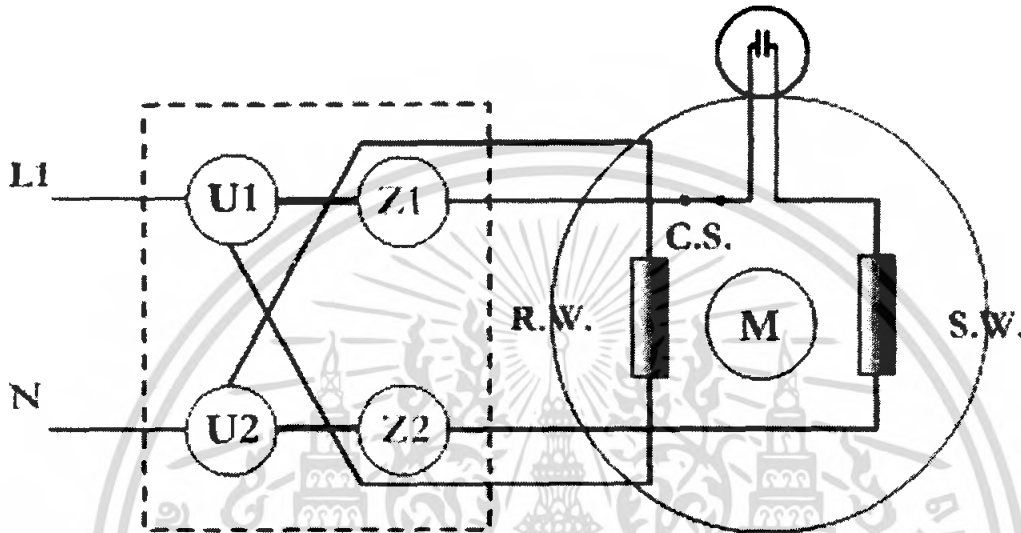


รูปที่ 2.5 แสดงวงจการทำงานคาปาซิเตอร์สตาร์ทและคาปาซิเตอร์รัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4 การกลับทางหมุน

การกลับทางหมุนการกลับทางหมุนของคาปาซิเตอร์มอเตอร์คือ กลับขดลวดขดใดขดหนึ่ง ขดสตาร์ทหรือขดรันเช่นเดียวกันกับสปลิทเฟสมอเตอร์



รูปที่ 2.6 แสดงการกลับทางหมุนของคาปาซิเตอร์มอเตอร์

2.6 ชนิดของอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์สามารถแบ่งตามชนิดของแหล่งจ่ายได้ 2 ชนิดคือ

1. อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งแรงดัน (Voltage Source Inverter ,VSI)
2. อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งกระแส (Current Source Inverter ,CSI)

2.6.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งแรงดัน (Voltage Source Inverter)

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งแรงดันใช้แรงดันไฟตรงค่าคงที่ ทำให้แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์คงที่ด้วย ซึ่งไม่ขึ้นกับโหลด โดยใช้การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulation, PWM)

ข้อดีของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งแรงดัน

- สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ปรับความถี่ได้ในย่านกว้างๆ
- ใช้กับมอเตอร์พร้อมกันหลายๆ ตัวพร้อมกันได้

ข้อเสียของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้แหล่งแรงดันคือ

- มักมีปัญหาในเรื่องการลัดวงจร (Short Through) ของอุปกรณ์สวิตช์ภายในกิ่งเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งในทางปฏิบัติมีการสร้างเวลาหยุดพัก (Dead Time) เป็นตัวช่วยป้องกัน

2.6.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งกระแส (Current Source Inverter)

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งกระแสประกอบด้วยทรินสเตอร์เร็คติไฟร์ ที่สามารถควบคุมได้โดยควบคุมเฟสของเอซีไลน์ และยังมีอินดักเตอร์ตัวใหญ่ต่ออนุกรมอยู่แต่ไม่มีตัวเก็บประจุต่อขานานเพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสซึ่งแตกต่างจากอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งแรงดัน ส่วนควบคุมสัญญาณกระแสที่เปลี่ยนความถี่ได้อาจใช้อุปกรณ์ทรินสเตอร์ร่วมกับไดโอด

ข้อดีของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งกระแส

- ไม่มีโอกาสที่จะมีการลัดวงจรเหมือนใน VSI
- กำลังสูญเสียต่ำเนื่องจากเป็นอุปกรณ์ทรินสเตอร์

ข้อเสียของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งกระแส

- วงจรมีขนาดใหญ่ราคาแพง
- ไม่สามารถทำงานในขณะที่ไม่มีโหลดได้
- ไม่สามารถใช้กับมอเตอร์หลายตัวพร้อมกันได้

2.7 การควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ PWM (Pulse Width Modulate)

2.7.1 การเฉลี่ยเฉพาะที่

แรงดันเอาต์พุต V_o ของวงจรทอนระดับสัญญาณดังรูปที่ 2.8(ก)สามารถเปลี่ยนแปลงได้ระหว่างค่า 0 ถึงค่า V_s โดยที่วัฏจักรงาน D มีค่าระหว่าง 0 ถึง 1 ถ้าเราให้ D เป็นฟังก์ชันของเวลา $d(t)$ โดยที่ $d(t)$ มีการเปลี่ยนแปลงค่าอย่างช้าๆ เมื่อเทียบกับคาบของการสวิตช์ ซึ่งถ้าเป็นในกรณีเช่นนี้เราสามารถสังเคราะห์แรงดันเอาต์พุต V_o ซึ่งมีค่าเฉลี่ยจะเป็นฟังก์ชันของเวลา และมีค่าเท่ากับ $d(t) V_s$ อย่างไรก็ตามเวลาในการเฉลี่ยค่า V_o จำเป็นต้องเป็นช่วงเวลาที่นานเมื่อเทียบกับคาบเวลาของการสวิตช์ T แต่คาบเวลาดังกล่าวจะต้องสั้นกว่าเมื่อเทียบกับคาบเวลาของ $d(t)$

การเฉลี่ยค่าแรงดันเอาต์พุต V_o ในที่นี้หมายถึงการเฉลี่ยเฉพาะที่ (local averaging) และจะใช้สัญลักษณ์ $\bar{V}_o(t)$ สำหรับสัญลักษณ์ $\langle V_o \rangle$ หมายถึงค่าเฉลี่ยจริงซึ่งเป็นค่าคงตัว หรืออาจกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า ค่าเฉลี่ยดังกล่าวเป็นค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ได้จากการกรองสัญญาณแรงดันเอาต์พุตด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยขจัดความถี่สูงออกและคงเหลือไว้แต่สัญญาณความถี่ต่ำๆ เช่น องค์ประกอบหลักมูล (fundamental) เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

component) ในขณะที่ถ้าส่วนค่าเฉลี่ยได้จากการกรองทุกความถี่ออก จะคงเหลือไว้แต่องค์ประกอบไฟตรง

สำหรับวงจรทอนระดับสัญญาณแสดงในรูปที่ 2.8(ก) ถ้าเราให้สัญญาณ $d(t)$ เป็นฟังก์ชันไซน์ชอยด์ เราจะได้แรงดันเอาต์พุตที่เป็นองค์ประกอบไฟตรงบวกกับไซน์ชอยด์ ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{ถ้า } d(t) &= 0.5 + m_a \sin \omega_a t \\ V_o(t) &= 0.5V_s + m_a V_s \sin \omega_a t \quad ; m_a \leq 0.5 \end{aligned} \quad (2.1)$$

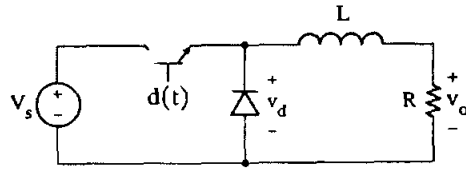
m_a คือ amplitude modulation

ω_a คือ frequency modulation

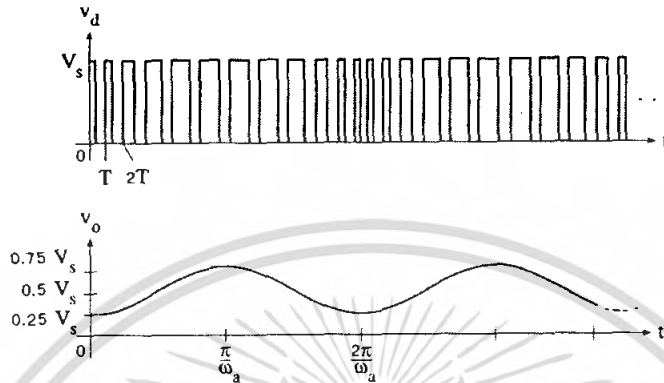
โดยมีเงื่อนไขดังนี้

$$T \ll \frac{L}{R} \ll \frac{2\pi}{\omega_a} \quad (2.2)$$

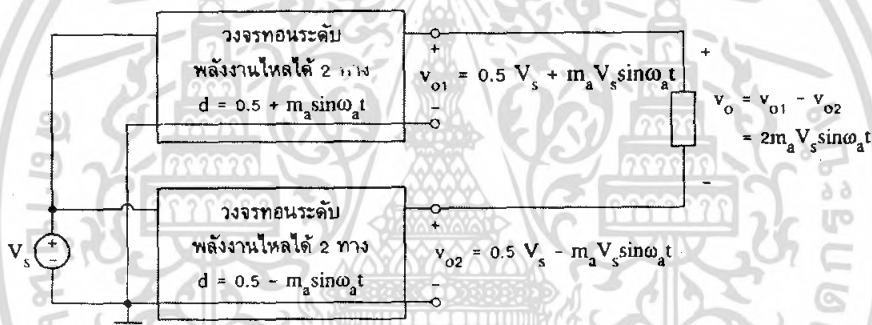
แรงดัน V_d เป็นพัลส์ที่มีความถี่เท่ากับ $1/T$ แต่มีความกว้างพัลส์ที่ไม่คงตัว เราเรียกรูปคลื่นนี้ว่าสัญญาณเป็นฟังก์ชันของเวลารูปคลื่นสัญญาณ PWM ค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของรูปคลื่น PWM หรือ V_d เป็นค่าเฉลี่ยฟังก์ชันของเวลา ถ้าเราทำการกรอง V_d ด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ประกอบไปด้วยอุปกรณ์ L และ R โดยมีพารามิเตอร์เป็นไปตามเงื่อนไขสมการที่ (2.2) ดังนั้นค่าความถี่การสวิตช์จะถูกกรองออกไปแต่ความถี่ ω_a ไม่ถูกลดทอน



(น) วงจร



(ข) รูปคลื่น : $\bar{v}_d = v_o$ (ถ้า $T \ll L/R \ll 2\pi/\omega_a$)



(ค) การต่อวงจรทอนระดับ 2 วงจร เพื่อกำจัดองค์ประกอบไฟตรง

รูปที่ 2.7 การใช้เทคนิค PWM กับวงจรทอนระดับ

ในรูปที่ 2.8(ข) V_o คือค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของรูปคลื่น PWM เนื่องจาก $d(t)$ เป็นฟังก์ชันไซน์ซอซด์ ค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของรูปคลื่น PWM จึงเป็นรูปไซน์ซอซด์ด้วย แค่ $d(t)$ อาจเป็นฟังก์ชันของเวลาใดๆ (ที่เป็นไปตามเงื่อนไขสมการที่ (2.2)) $V_o(t)$ ก็จะเป็นฟังก์ชันที่เหมือนกับ $d(t)$

อย่างไรก็ดี แรงดันเอาต์พุต V_o ของวงจรทอนระดับสัญญาณยังมีองค์ประกอบไฟตรงผสมอยู่ (เป็นไปตามสมการที่ (2.1) และรูปที่ 2.8 (ข)) ดังนั้นการกำจัดองค์ประกอบไฟตรงสามารถทำได้โดยการต่อวงจรทอนระดับ 2 วงจร โดยที่สัญญาณมอดคูเลตของวงจรทั้งสองมีเฟสต่างกัน 180° (ดังแสดงในรูปที่ 2.8(ค)) เมื่อนำสัญญาณด้านเอาต์พุตมาลบกัน จะส่งผลให้แรงดันไฟตรงก็จะหักล้างกันไปเหลือแต่แรงดันไฟสลับ อย่างไรก็ตาม เนื่องจากกระแสด้านออก i_o เป็นกระแสสลับวงจรทอนระดับที่ใช้จะต้องเป็นชนิดที่กำลังงานไหลได้ 2 ทิศทาง กล่าวคือ แต่ละวงจรใช้สวิตช์ ที่กระแสไหลได้ 2 ทางจำนวน 2 ตัวถ้าให้สัญญาณมอดคู

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลตเป็นฟังก์ชันใดๆ แต่องค์ประกอบความถี่สูงสุดยังเป็นไปตามเงื่อนไขสมการที่ (2.2) แรงดันด้านออกจะเป็นฟังก์ชันเดียวกับสัญญาณมอดคูเลตเพียงแต่จ่ายกำลังได้มากขึ้น ในแง่นี้วงจรทำหน้าที่เป็นวงจรขยายกำลังแบบวิธีสวิตช์ (Switch mode power amplifier)

$$m_f = \frac{f}{f_a} \tag{2.3}$$

m_f = อัตราการมอดคูเลตความถี่

f = ความถี่การสวิตช์

f_a = ความถี่การมอดคูเลต

2.8 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

2.8.1 วงจรและรูปคลื่นสัญญาณ

อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสเหมาะสำหรับกรณีที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง ซึ่งโครงสร้าง และรูปคลื่นสัญญาณของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแสดงอยู่ในรูปที่ 2.9 (ก)

เทคนิค PWM สามารถใช้ได้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ไม่ว่าจะเป็นเทคนิคไซน์ตัดสามเหลี่ยมหรือเทคนิคการกำจัดฮาร์มอนิกต่ำ หรือการควบคุมรูปคลื่นของกระแส

รูปที่ 2.9(ข) แสดงหลักการของเทคนิคไซน์ตัดสามเหลี่ยม เรามีรูปสามเหลี่ยม V_T ซึ่งมีความถี่เท่ากับ ความถี่การสวิตช์ และมีสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ 3 สัญญาณได้แก่คือ V_{rA} , V_{rB} และ V_{rC} ซึ่งมีมุมเฟสต่างกัน 120° โดยมีจุดตัดระหว่าง V_T กับ V_{rA} (V_{rB} และ V_{rC}) เป็นตัวกำหนดการตัดต่อวงจรของสวิตช์ Q_1 , Q_4 (Q_3 , Q_6 และ Q_5 , Q_2 ตามลำดับ) รูปคลื่นของแรงดัน V_{AG} , V_{BG} (G คือสายลบของแหล่งแรงดันไฟตรง) และ V_{AB} แสดงอยู่ในรูปที่ 2.9) สังเกตได้ว่าองค์ประกอบหลักมูลของ V_{AG} หรือ V_{AG1} มีแอมพลิจูดเท่ากับค่าที่แสดงในสมการที่(2.4)ต่างกับ V_{AO} เพียงค่าแรงดันไฟตรง $V_s / 2$)

$$V_{AG1} = m_a V_s \quad ; m_a \leq 0.5 \tag{2.4}$$

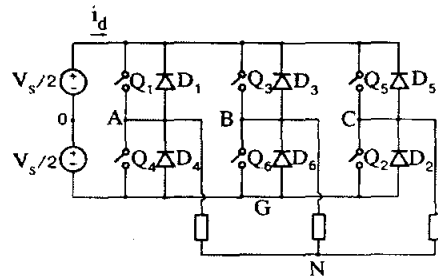
แรงดันสาย V_{AB} มีองค์ประกอบหลักมูลเท่ากับ V_{AB1} แอมพลิจูดของ V_{AB1} เท่ากับ $\sqrt{3}$ ของแอมพลิจูดของ V_{AG1} เนื่องจาก V_{AG} และ V_{BG} มีเฟสต่างกัน 120° และ V_{AB1} มีเฟสล้าหลัง V_{AG1} อยู่ 30° (แสดงในรูปที่ 2.9)) ดังนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

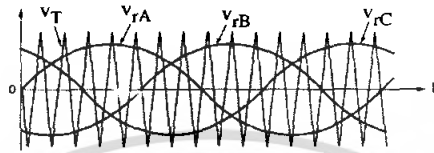
$$V_{AB1} = \sqrt{3}m_a V_s \quad ; m_a \leq 0.5 \quad (2.5)$$

ในการออกแบบระบบ โดยทั่วไปนิยมเลือกอัตราการมอดคูเลตความถี่ m_f เป็นเลขคี่และเป็นพหุคูณของ 3 และให้ความลาดชันของ V_f และ V_r ณ จุดที่แรงดันทั้งสองมีค่าเป็นศูนย์มีเครื่องหมายตรงกันข้ามกัน (แสดงในรูปที่ 2.13 (ข)) ในกรณีนี้ถ้า $m_a \leq 0.5$ สเปกตรัมของ V_{AB} จะเป็นดังแสดงในรูปที่ 2.13 (ง) นอกจากนี้สังเกตได้ว่าฮาร์มอนิกต่ำสุดเกิดขึ้นที่ความถี่ $(m_f \pm 2k)f_o$ ตารางที่ 2.1 แสดงฮาร์มอนิกของแรงดันสายของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส สำหรับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสเราอาจจะออกแบบให้วงจรทำงานถึงในย่านการมอดคูเลตเกิน เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่มีค่าสูงขึ้น ส่วนข้อเสียที่เนื่องมาแต่ฮาร์มอนิกที่เพิ่มขึ้นมักจะพอยอมรับได้

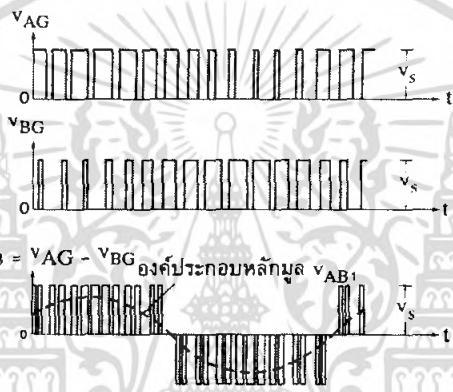
ถ้าโหลดมีลักษณะเป็นตัวเหนี่ยวนำโดยมีค่าคงตัวเวลาที่เป็นไปตามเงื่อนไขสมการที่ (2.2) กระแสโหลดจะเป็นรูปโกดัดเพียงไซน์โดย ทิศทางของกระแส โหลดเป็นตัวกำหนดการนำกระแสของไดโอด เช่น กรณีที่เฟสของโหลดเท่ากับ 30° (ตามลำหัด) รูปคลื่นจะเป็นดังแสดงในรูปที่ 2.7 โดยสังเกตได้ว่าในช่วงเวลาที่ $i_c > 0$ และ $V_{CG} = 0$ (Q_2 หรือ D_2 นำกระแส) แต่ทิศทางของ i_c แสดงว่า D_2 นำกระแส (แสดงในรูปที่ 2.9 (ก))



(ก) วงจร

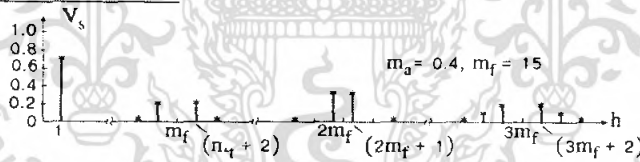


(ข) ไชนต์ตัดสามเหลี่ยม



(ค) รูปคลื่น

ฮาร์มอนิกของแรงดันสาย



(ง) สเปกตรัม

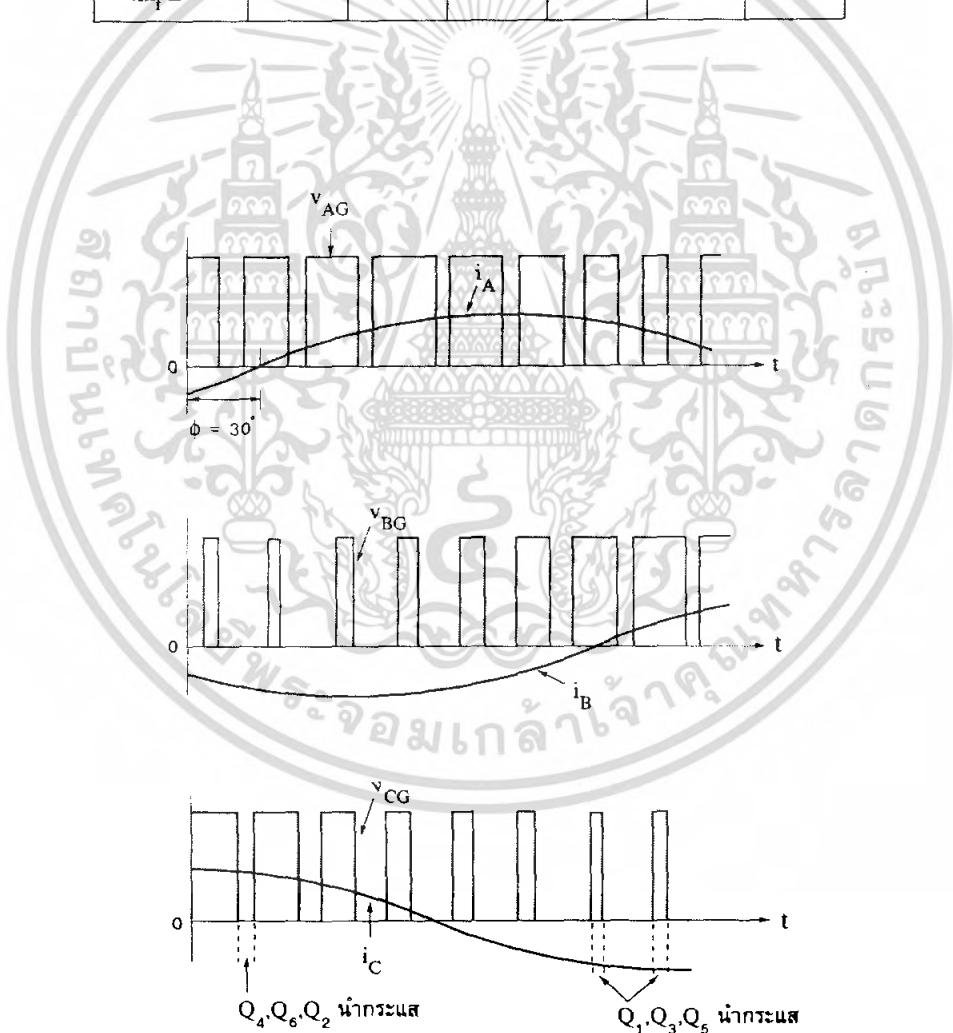
รูปที่ 2.8 วงจรและรูปคลื่นสัญญาณของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ PWM

เมื่อพิจารณารูปคลื่นสัญญาณในรูปที่ 2.9 จะพบว่า ในบางช่วงเวลาดังแสดงในรูปต่าง สวิตช์จะต้องกึ่งทั้งสามของโหนดเข้ากับขั้วลบของแหล่งจ่าย V_s (เช่น เมื่อ Q_4, Q_6, Q_2 นำกระแส) และบางช่วงเวลาสวิตช์จะต่อทั้งสามของโหนดเข้ากับขั้วบวกของแหล่ง V_s (เช่น เมื่อ Q_1, Q_3, Q_6 นำกระแส) ซึ่งในช่วงเวลาดังกล่าว กระแสอินพุทของอินเวอร์เตอร์ (i_d ในรูปที่ 2.9) มีค่าเป็นศูนย์ หมายความว่ากำลังงานไม่ไหลจากแหล่งจ่ายสู่โหนด ซึ่งระยะเวลาของการควบคุมช่วงเวลาดังกล่าวเป็นการควบคุมกำลังงานที่จ่ายให้แก่โหนด หรือควบคุมค่าองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันเอาต์พุตนั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 อัตราส่วนระหว่างค่า RMS ของฮาร์โมนิกกับ V_s ของแรงดันสายของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

| h | m_a | 0.1 | 0.2 | 0.3 | 0.4 | 0.5 |
|--------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| 1 | | 0.122 | 0.245 | 0.367 | 0.490 | 0.612 |
| $m_f \pm 2$ | | 0.010 | 0.037 | 0.080 | 0.135 | 0.195 |
| $m_f \pm 4$ | | | | | 0.005 | 0.011 |
| $2m_f \pm 1$ | | 0.116 | 0.200 | 0.227 | 0.192 | 0.111 |
| $2m_f \pm 5$ | | | | | 0.008 | 0.020 |
| $3m_f \pm 2$ | | 0.027 | 0.085 | 0.124 | 0.108 | 0.038 |
| $3m_f \pm 4$ | | | 0.007 | 0.029 | 0.064 | 0.096 |
| $4m_f \pm 1$ | | 0.100 | 0.096 | 0.005 | 0.064 | 0.042 |
| $4m_f \pm 5$ | | | | 0.021 | 0.051 | 0.073 |
| $4m_f \pm 7$ | | | | | 0.010 | 0.030 |

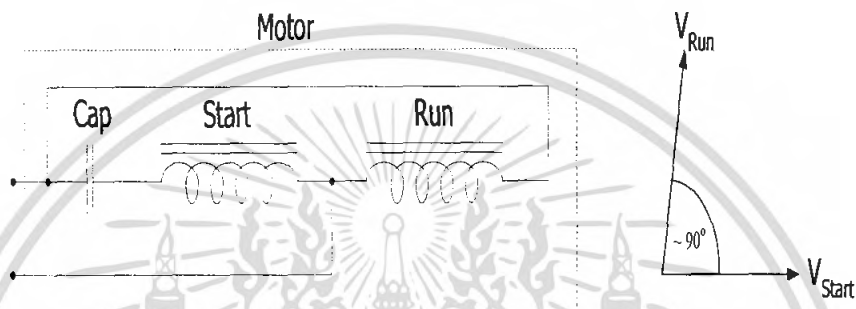


รูปที่ 2.9 รูปคลื่นของแรงดัน และกระแสของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แสดงช่วงกำลังงาน ไม่นิโอสู่โหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

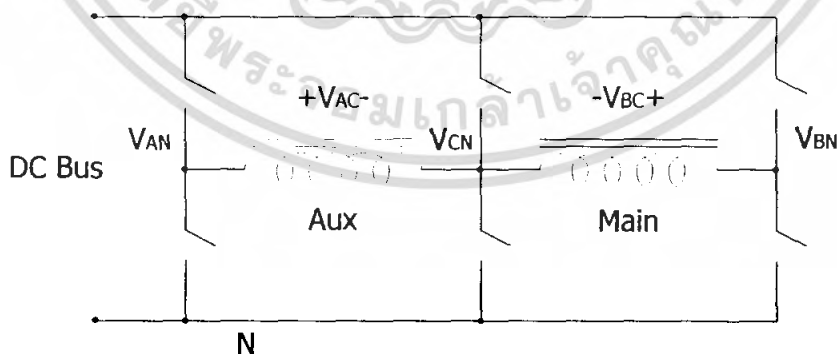
2.9 การควบคุมทางเวกเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส

เนื่องจากมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบคาปาซิเตอร์มอเตอร์ จะมีชุดขดลวด 2 ชุด คือ ขดหลัก(Main , Run) ขดช่วย(Auxiliary , Start) ดังแสดงรูปที่ 2.11 โดยมีตัวเก็บประจุต่อร่วมกับขดรัน เพื่อให้เกิดมุมระหว่างขดลวดทั้งสอง(θ) และเพื่อให้เกิดแรงบิดในการขับเคลื่อนมอเตอร์

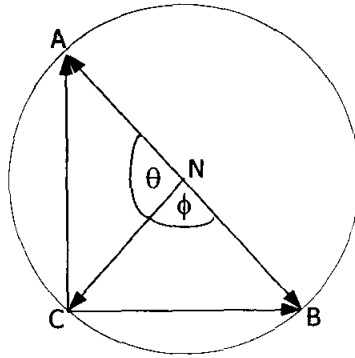


รูปที่ 2.10 โครงสร้างมอเตอร์และเวกเตอร์แรงดันระหว่างขด Run กับขด Start

แต่ในการควบคุม เราจะออกแบบให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุดโดยให้มุมของแรงดันระหว่างทั้งสองขดมีขนาด 90° โดยใช้โครงสร้างของสวิตช์ 3 เฟส เพื่อสร้างแรงดัน 2 ชุด ดังกล่าวโดยไม่ต้องตัดแปลงโครงสร้างของมอเตอร์เดิมดังรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.11 โครงสร้างสวิตช์ 3 เฟส



รูปที่ 2.12 เวกเตอร์แสดงแรงดันการควบคุมมอเตอร์

จากรูปที่ 2.13 ขนาดของ V_{AC} และ V_{BC} จะได้จากการวัดแล้วนำมาทำมุมกัน 90° ต่อมาเราทำการย้ายเวกเตอร์ V_{AN} , V_{BN} และ V_{CN} โดยที่จุด N จะอยู่กึ่งกลางระหว่าง A กับ B จากนั้นเราทำการปรับมุม 0 เพื่อให้ได้ผลลัพธ์ของมุมระหว่าง V_{AC} และ V_{BC} ยังมีค่า 90° ซึ่ง V_{AN} , V_{BN} และ V_{CN} จะเป็นแรงดันที่ถูกสร้างขึ้นมาจากการมอดคูเลชันเพื่อไปจ่ายให้กับมอเตอร์ 1 เฟส

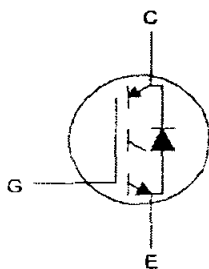
2.10 ไอจีบีทีเบื้องต้น (Introduction IGBT)

คุณสมบัติที่ดีของไอจีบีที

1. ให้ค่า V_{CE} (SAT) ที่ต่ำกว่ามอสเฟต
2. ให้ค่า อินพุตอิมพีแดนซ์ (Z_{in}) ที่มีค่าสูงพอ ๆ กับมอสเฟต
3. อินพุตคาปาซิแตนซ์ ต่ำกว่า มอสเฟต
4. ความเร็วในการสวิตซ์ทำงานในขณะนำกระแสและหยุดนำกระแสทำได้เร็วกว่าทรานซิสเตอร์
5. เหมาะสมที่ใช้งานใน อินเวอร์เตอร์, ยูพีเอส
6. ถ้าไม่มีไดโอดที่ภาคเอาต์พุตใช้ไดโอดแบบฟาสรีคฟเวอรี่ (Fast Recovery) ต่อภายนอกได้

2.10.1 โครงสร้างและสัญญาณ

มีสัญลักษณ์แทนตัวไอจีบีทีอยู่หลายรูปแบบด้วยกัน ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.5 ซึ่งเป็นสัญลักษณ์และชื่อเรียกขานต่าง ๆ ของไอจีบีที ชนิดเอ็นชาแนล



รูปที่ 2.13 สัญลักษณ์และการเรียกชื่อขาของไอจีบีที

จากรูปที่ 2.5 จะเห็นว่า มีลักษณะคล้ายกับสัญลักษณ์ของมอสเฟตมาก เพียงแต่สัญลักษณ์ของ ไอจีบีที นั้น จะมีลูกศรเพิ่มขึ้นมาตรงขาคอลเลกเตอร์ ซึ่งชี้เข้าหาตัว ซึ่งในการกล่าวถึงไอจีบีที ในที่นี้ จะใช้สัญลักษณ์ในรูปที่ 2.13

2.10.2 วงจรสมมูลของไอจีบีที

วงจรสมมูลของไอจีบีทีที่แสดงไว้ดังรูปที่ 2.14 ซึ่งในรูปที่ 2.14(ก) นั้นจะเห็นว่าในบอดี p ชั้นบริเวณ n^- และชั้นอินเจกต์ p^+ จะคล้ายกับทรานซิสเตอร์ชนิด พีเอ็นพี โดยแทนด้วยขาคอลเลกเตอร์ เกต และ อิมิตเตอร์ตามลำดับ และบริเวณใต้เกตจะแทนได้ด้วยมอสเฟต ซึ่งจะมีความต้านทานบริเวณ n เชื่อมขาเบสของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพีเข้ากับขาคอลเลกเตอร์ของมอสเฟตซึ่งเมื่อเขียนวงจรสมมูลออกมาจะได้วงจรดังรูปที่ 2.14(ข)

จากรูป 2.14(ข) จะเห็นว่าวงจรคาร์ลิงตัน โดยมีมอสเฟตเป็นตัวจับทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี แต่มีจุดพิเศษที่แตกต่างจากวงจรทั่วไป คือ กระแสคอลเลกเตอร์ส่วนใหญ่จะไหลจากอิมิตเตอร์มายังเกต ผ่านความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน และผ่านขาคอลเลกเตอร์ของมอสเฟตมาจบลงที่ขาอิมิตเตอร์ จะมีกระแสส่วนน้อยเท่านั้นที่ไหลจากอิมิตเตอร์มายังคอลเลกเตอร์และขาคอลเลกเตอร์ สำหรับวงจรสมมูลในรูป 2.14(ค) จะแสดงให้เห็นว่าภายในไอจีบีทีมีทรานซิสเตอร์แฝงอยู่ด้วย โดยคู่ได้จากการที่ทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็น และพีเอ็นพีต่อเข้าด้วยกันในลักษณะที่มีการป้อนกลับทำให้ได้ชัดถึงเหตุที่ทำให้เกิดการแลตซ์ของไอจีบีที โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลผ่านจากอิมิตเตอร์มายัง คอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี ผ่านความต้านทานข้างเคียงแล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานสูงกว่า 0.7 โวลต์ ทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นจะนำกระแสส่งผลให้เกิดการแลตซ์ขึ้นในไอจีบีที สำหรับแรงดันที่ตกคร่อมขาคอลเลกเตอร์อิมิตเตอร์ของไอจีบีที ขณะนำกระแส ($V_{DS(on)}$) สามารถเปลี่ยนสมการดังนี้

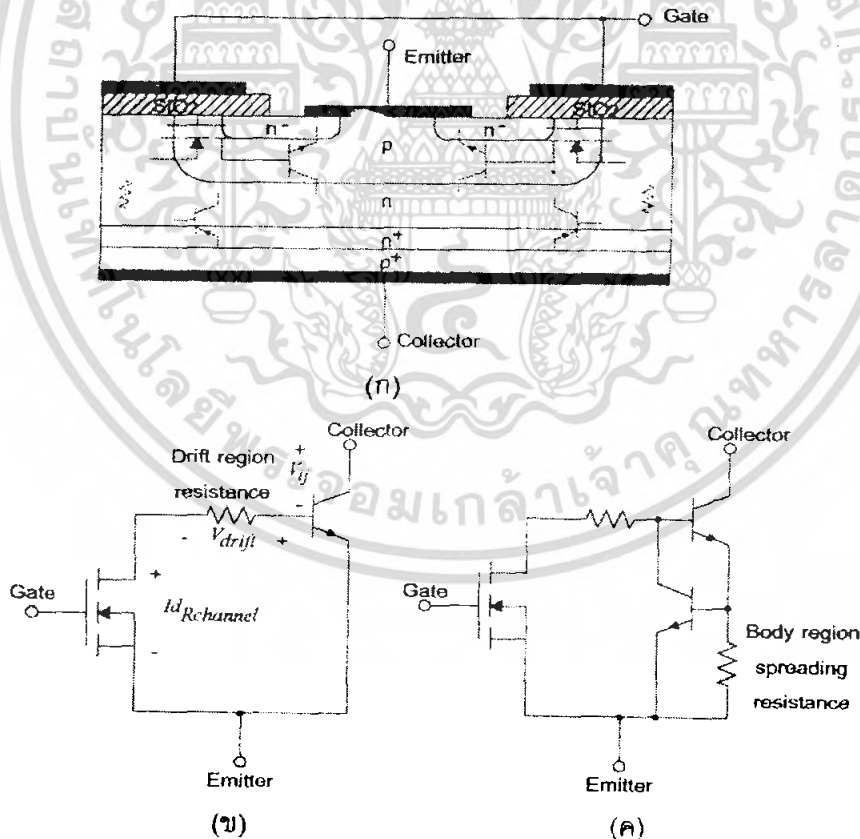
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{DS} (on) = V_{ij} + V_{drift} + I_d R_{channel}$$

เมื่อ V เป็นแรงดันไบแอสตรงที่ตกคร่อมรอยต่อพีเอ็น จึงมีค่าค่อนข้างจะคงที่ จะมีการเปลี่ยนแปลงบ้างก็เพียงเล็กน้อย เพราะมีความสัมพันธ์โดยตรงในลักษณะเอ็กซ์โปเนนเชียลกันกระแสนำให้มีค่าอยู่ระหว่าง 0.71 - 1 โวลต์

V_{drift} + เป็นแรงดันตกคร่อมความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน ซึ่งความต้านทานนี้มีค่าค่อนข้างคงที่ แต่เมื่อเทียบกับแรงดันในมอสเฟตแล้วจะมีค่าน้อยกว่าเพราะว่าผลของการมอดูเลตสภาพนำที่ทำให้เกิดขึ้นในไอจีบีที

$R_{channel}$ เป็นค่าความต้านทานในย่าน 1-1000 โอห์ม มีค่าค่อนข้างจะคงที่ ($I_d R_{channel}$) เป็นแรงดันตกคร่อมมอสเฟต



รูปที่ 2.14 (ก) โครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ข) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของไอจีบีที

(ค) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของทรานซิสเตอร์ที่แฝงอยู่ในไอจีบีที

ดังนั้นจึงพอสรุปได้ว่า ($V_{DS(on)}$) จะมีค่าสูงมากขึ้นตามกระแสคอลเลกเตอร์ที่สูงขึ้น โดยทั่วไป ไอจีบีทีจะสามารถทำงานได้ในอุณหภูมิรอยต่อสูงสุดถึง 150 องศาเซลเซียส และผลของการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิห้องไปจนถึงค่าสูงสุดนี้ จะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงค่า $V_{DS(on)}$ เพียงเล็กน้อยเท่านั้น เพราะไอจีบีทีมีค่า $V_{DS(on)}$ เป็นผลรวมระหว่างแรงดันตกคร่อมมอสเฟตที่มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นบวก (หมายถึงอุณหภูมิสูงขึ้น แรงดันตกคร่อมก็จะสูงตาม) กับแรงดันตกคร่อมความต้านทานบริเวณรอยเลื่อนที่มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นลบ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

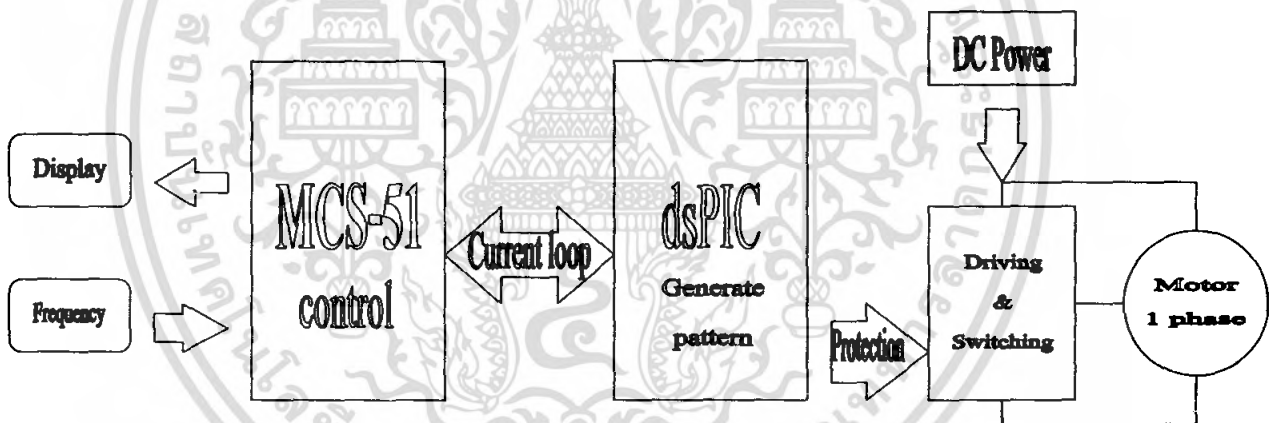
บทที่ 3

หลักการงานและการออกแบบ

โครงสร้างของฮาร์ดแวร์ประกอบไปด้วย 3 ส่วนใหญ่ ๆ คือ

- ส่วนวงจรควบคุมที่ใช้ไมโคร โพรเซสเซอร์
- ส่วนวงจรสร้างสัญญาณ PWM โดยใช้ dsPIC30F2010
- ส่วนวงจรขับมอเตอร์ 1 เฟส และส่วนเรียงกระแส
- ส่วนของวงจร Current Loop
- ส่วนของวงจรป้องกันการช็อตกึ่ง

บล็อกไดอะแกรม รวมระบบทั้งหมด ดังรูป

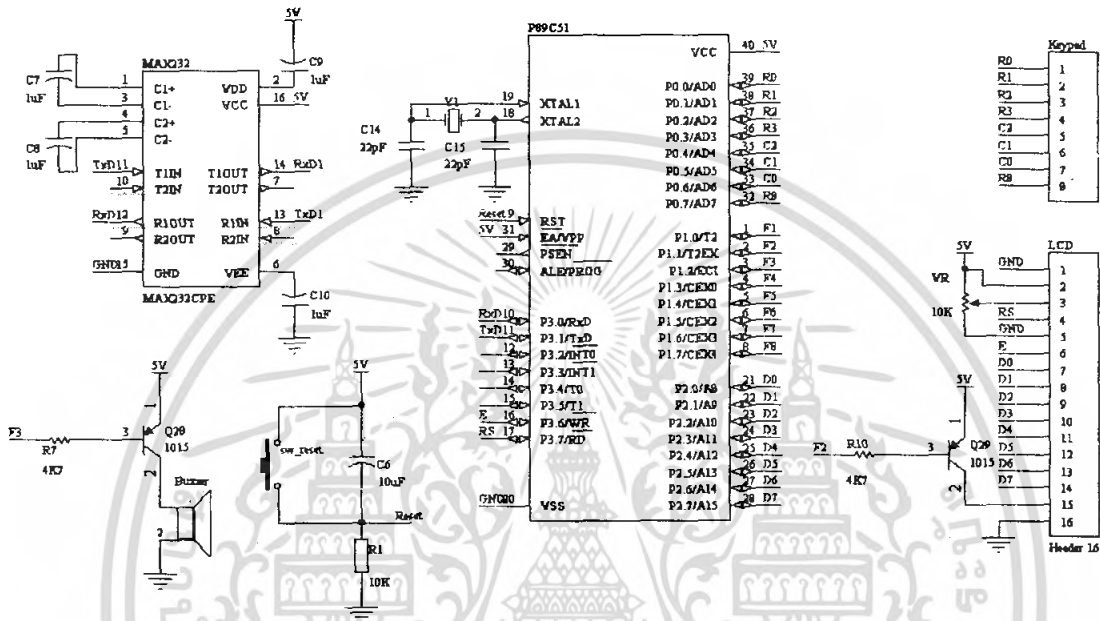


รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์

การทำงานของระบบโดยรวม เริ่มจากส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 จะทำการรับค่าความถี่ที่ต้องการจากผู้ใช้งาน หลังจากนั้นจะส่งไปยัง dsPIC ผ่านทาง Current Loop โดยจะส่งข้อมูลส่งครั้งละ 8 บิต หลังจากที่ dsPIC รับข้อมูลมาแล้วจะทำการสร้างสัญญาณ PWM ตามความถี่ที่รับค่ามาแล้วส่งสัญญาณ PWM ที่สร้างขึ้นทั้ง 6 สัญญาณไปยัง บอร์ดไดรฟ์มอเตอร์ และจะทำการสวิตช์ IGBT บนบอร์ดไดรฟ์ให้ทำงาน เพื่อที่จะไปขับมอเตอร์ ให้หมุนตามความถี่ที่ต้องการ

3.1 การออกแบบวงจรส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์

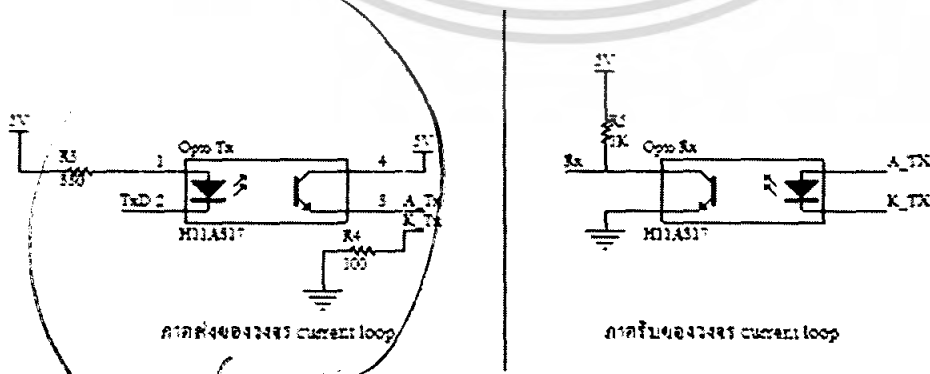
ในระบบนี้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำหน้าที่รับค่าความถี่ของสัญญาณ Sinusoidal ต้องการจากคีย์แพท และจะแสดงค่าที่รับมาผ่านทางจอ LCD พร้อมกับส่งค่าความถี่ไปยัง Dspic และในวงจรส่วนนี้ยังมีส่วนของวงจรเพื่อใช้โปรแกรมไมโครคอนโทรลเลอร์ผ่านทาง MAX232 โดยมีวงจรดังรูปด้านล่าง



รูปที่ 3.2 วงจร ไมโครคอนโทรลเลอร์

3.2 การออกแบบ Current Loop

ส่วนของวงจรมีจะทำหน้าที่ในการเป็นทางผ่านของข้อมูล เพื่อที่จะไม่ให้ข้อมูลที่ส่งไปตามสาย โดยการรบกวนจากภายนอกซึ่งจะทำให้ค่าที่ส่งผิดพลาด โดยการส่งข้อมูลออกไปแบบใช้กระแสในการส่งข้อมูล จะลดผลของสัญญาณรบกวนจากภายนอกได้ดีกว่าการส่งข้อมูลโดยใช้ค่าความต่างศักย์ เช่น อาจเกิดการลดลงของศักย์ค่า ที่เกิดจากการดัดคร่อมที่สายส่งสัญญาณ



รูปที่ 3.3 วงจร Current Loop

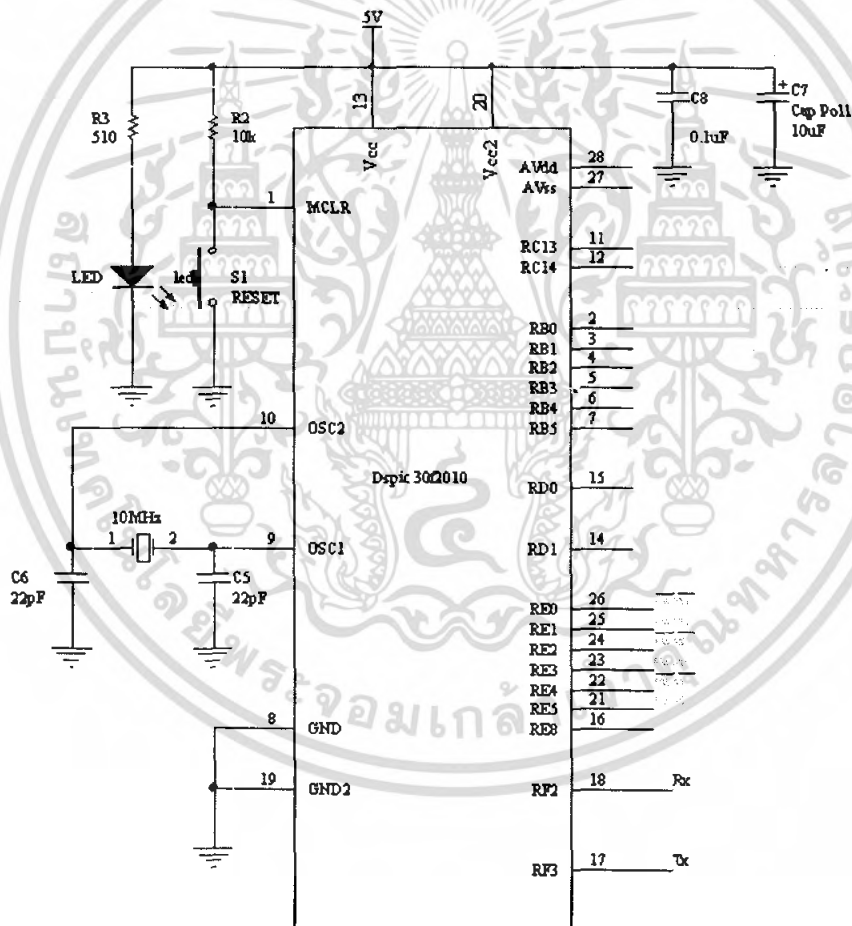
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางาน

เมื่อมีสัญญาณเข้ามาที่ TxD จะทำให้ LED ทํางาน มีผลทำให้ Photo Transistor ทํางาน จะทำให้มีกระแสไปขับ LED ในส่วนของภาครับ ซึ่ง LED ในส่วนของภาครับทํางาน ก็จะส่งผลให้มีสัญญาณออกทางจุด Rx ในระบบนี้ออกแบบให้กระแสที่ออกจาก Photo Transistor มีค่าประมาณ 20 mA

3.3 วงจรส่วนของตัวประมวลผลเชิงเลข (DSP)

การทํางานของส่วน DSP จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณ PWM ตามคำสั่งที่รับมาจากส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งตัว DSP ใช้เบอร์ dsPIC30F2010 ความถี่สัญญาณนาฬิกาที่ 80MHz

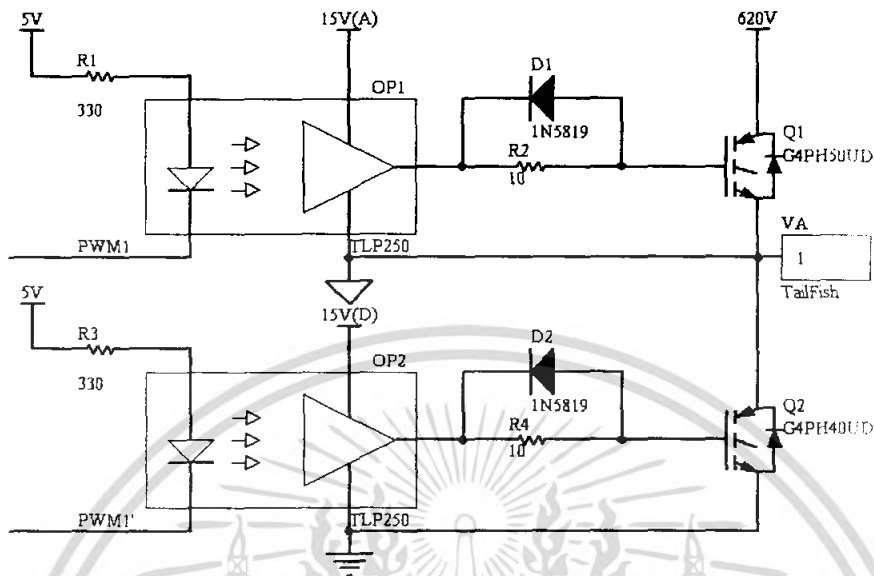


รูปที่ 3.4 วงจรส่วนของตัว DSP

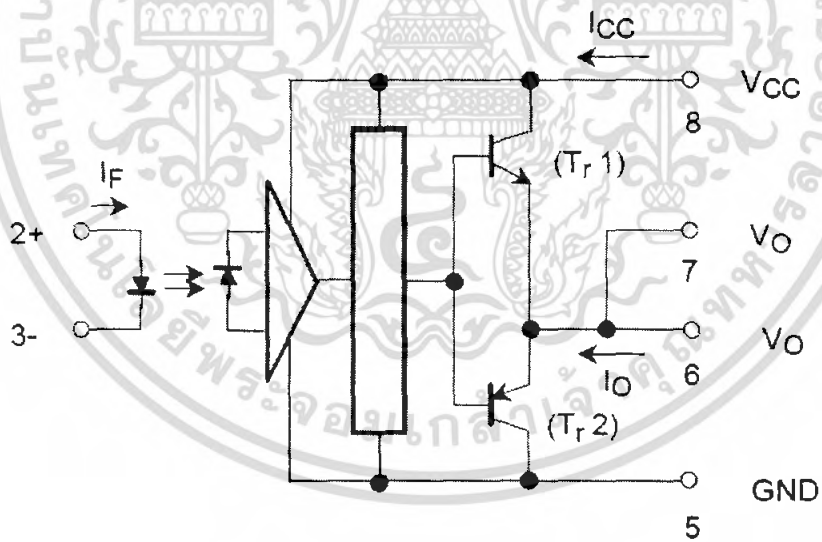
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 วงจรแยกโคต (Isolator)

วงจรแยกโคตใช้ Opto Isolate เบอร์ TLP250 เพื่อแยกแรงดันไฟต่ำกับแรงดันไฟสูงออกจากกัน ดังรูปที่ 3.6 และ 3.7



รูปที่ 3.5 วงจรแยกโคตสำหรับขับเกตของ IGBT

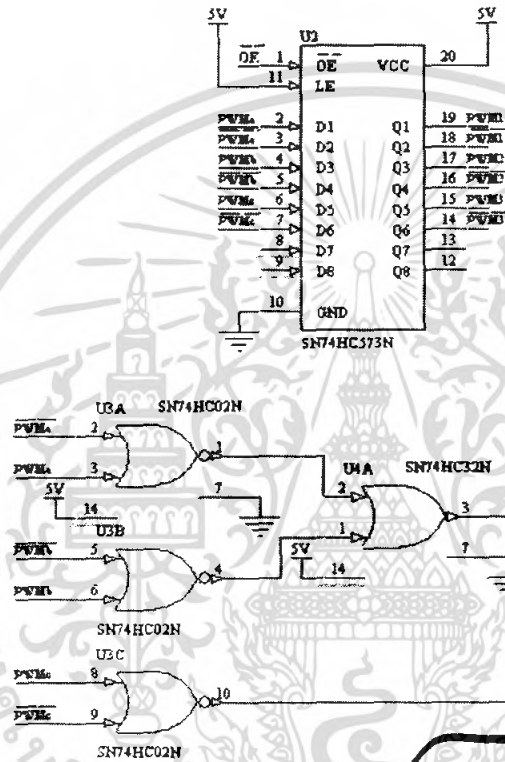


รูปที่ 3.6 รูปวงจรรภายในของ Opto Isolate TLP 250

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 วงจรป้องกันข้อตกริ่ง

วงจรป้องกันการข้อตกริ่งทำหน้าที่เช็คสัญญาณ PWM ที่ส่งมาจาก dsPIC ว่าเกิดการข้อตกริ่งกันหรือไม่ โดยในการออกแบบใช้วงจรลอจิกเกต ออร์เกต และ นอร์เกต โดยมีหลักการทำงานคือเมื่อสัญญาณ input ใดๆ หนึ่ง มีสถานะเป็น "0" พร้อมกันจะทำให้ได้สัญญาณที่ขา OE มีสถานะเป็น "1" ทำให้วงจรไม่ส่งค่า input ที่ได้รับมาออกไป ซึ่งเป็นการป้องกันการทำงานพร้อมกันของสวิทซ์ตัวบนและตัวล่างในแต่ละกึ่ง



รูปที่ 3.7 วงจรป้องกันการข้อตกริ่ง

3.6 วงจรเรกติไฟล์และทวีแรงดัน

วงจรทวีแรงดันออกแบบสำหรับเมื่อต้องการเพิ่มแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อกรณีทำการเพิ่มความเร็วที่ล้นกว่าความเร็วที่ทำงานของมอเตอร์ โดยปกติจะมีความถี่หลักมูลทำงานที่ 50Hz – 60Hz ซึ่งหากเราทำการปรับความเร็ว จะทำให้มีผลกับค่าความต้านทานของขดลวด(รีแอกแตนซ์) โดย

$$X_L = 2\pi fL \tag{3.1}$$

X_L = ค่าความต้านทานของขดลวด (รีแอกแตนซ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

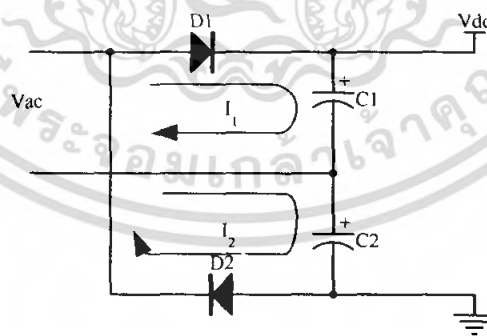
f = ความถี่หลักมูล

L = ค่าของตัวเหนี่ยวนำ

จากสมการที่ (3.1) จะเห็นได้ว่าเมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ให้มีค่าสูงขึ้นจะทำให้ค่า X_L มีค่าสูงขึ้นตามความถี่ ซึ่งจะทำให้กระแสที่จ่ายให้กับมอเตอร์ลดลง หากต้องการให้มอเตอร์ทำงานที่พิกัดกำลังเดิมจำเป็นต้องเพิ่มแรงดันให้กับมอเตอร์สูงขึ้น จึงมีความจำเป็นที่จะต้องมียังจรรยาวัตรงแรงดันเพื่อเพิ่มแรงดันให้กับมอเตอร์โดยทำการปรับขนาดแรงดันได้โดยการปรับจากค่าครรชนีการมอดดูเลชั่น โดยปรับจากโปรแกรม

ในทางกลับกันหากเราลดความถี่ลงจะทำให้ค่าของ X_L ลดลงตามจะทำให้กระแสที่จ่ายให้กับมอเตอร์เพิ่มมากขึ้นแต่ ไม่จำเป็นต้องปรับแรงดัน เนื่องจากค่าพิกัดกำลังงานของมอเตอร์จะขึ้นอยู่กับกระแสที่มอเตอร์ใช้ขณะนั้น ซึ่งต่างจากการทำงานที่ความถี่สูงเนื่องจาก กระแสจะถูกจำกัดโดยค่าของ X_L จำเป็นต้องเพิ่มแรงดันที่จ่ายให้มอเตอร์แทน

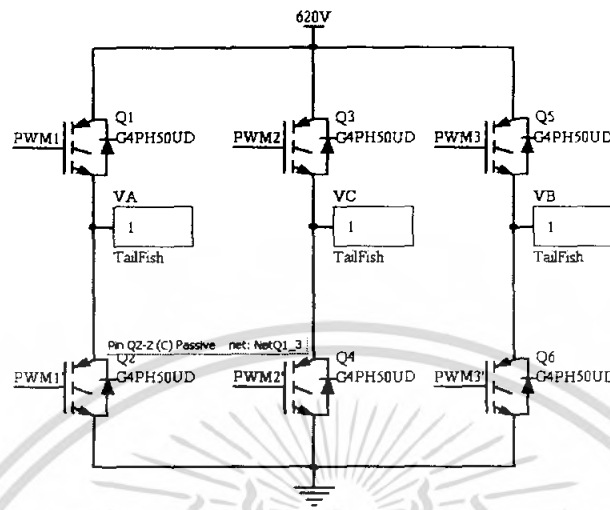
จากรูปที่ 3.7 จะเป็นวงจรเรกติไฟเออร์และทวีแรงดันในตัว โดยที่ ถ้าแรงดัน V_{ac} เป็นช่วงบวกไดโอด D1 ทำงาน(ON) D2 ไม่ทำงาน(OFF) จะมีกระแส I_1 ไหลไปเก็บประจุที่ C1 ทำให้มีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ V_{C1} ต่อมาเมื่อแรงดัน V_{ac} เป็นช่วงลบไดโอด D2 ทำงาน(ON) D1 ไม่ทำงาน(OFF) จะมีกระแส I_2 ไหลไปเก็บประจุที่ C2 ทำให้มีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ V_{C2} ถ้า $V_{C1} = V_{C2} = V_{ac}$ แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างตัวเก็บประจุทั้ง 2 ตัวจะทำกับ $2V_{ac}$ และเป็นไฟกระแสตรง



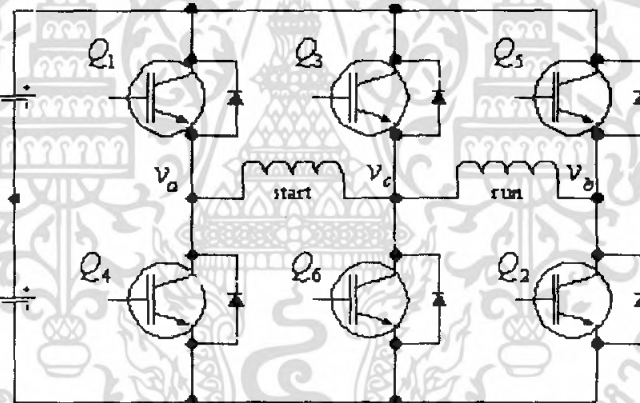
รูปที่ 3.8 วงจรเรกติไฟเออร์และทวีแรงดัน

3.7 วงจรขับมอเตอร์โดยใช้ IGBT

วงจรขับมีทั้งหมด 3 กิ่ง เพื่อสร้างไฟกระแสสลับ 1 เฟส ซึ่งเลือกใช้ IGBT ในการสวิตช์



รูปที่ 3.9 วงจรขับมอเตอร์โดยใช้ IGBT

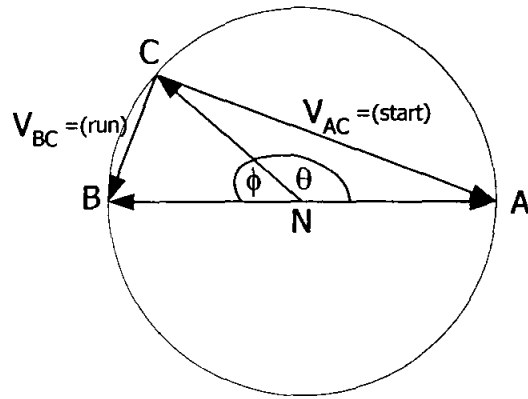


รูปที่ 3.10 การนำไปต่อใช้งานกับมอเตอร์

3.8 การออกแบบหา Modulation Index และ มุม

การหาค่ามุมและค่า Modulation Index ทำได้โดยวัดแรงดันที่ขด start และขด run ที่มอเตอร์ขณะที่มอเตอร์กำลังทำงานแล้วนำมาสร้างเวกเตอร์ดังรูปที่ 3.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 เวกเตอร์การหา Modulation Index

วัด

$$V_{AC} = 343V_{rms}$$

$$V_{BC} = 230V_{rms}$$

$$V_{AB} = \sqrt{343^2 + 230^2}$$

$$= 413V_{rms}$$

$$V_{AN} = V_{BN} = V_{CN} = \frac{413}{2}$$

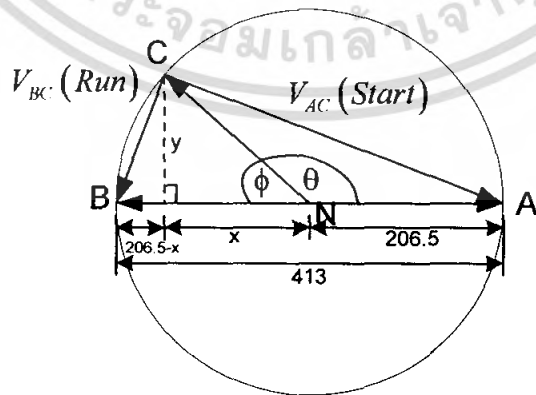
$$= 206.48V_{rms}$$

∴

$$V_p = 206.48 \times \sqrt{2} = 292V$$

%ครรชนีการมอดดูเลต = $\frac{292}{310} \times 100$

$$= 94.2\%$$



รูปที่ 3.12 เวกเตอร์การหามุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$y^2 + (206.5 - x)^2 = 230^2 \quad (3.2)$$

$$y^2 + (x + 206.5)^2 = 343^2 \quad (3.3)$$

คำนวณหาค่า x จากสมการ (3.2) และ (3.3)

$$x = \frac{343^2 - 230^2}{2(413)} \quad (3.4)$$

$$= 78.4$$

$$y = \sqrt{230^2 - (206.5 - 78.4)^2}$$

$$= 191$$

คำนวณ θ คำนวณได้จาก

$$\phi = \tan^{-1} \frac{191}{78.4} \quad (3.5)$$

$$= 67.68^\circ$$

$$\theta = 180 - 67.68 = 112.32^\circ$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

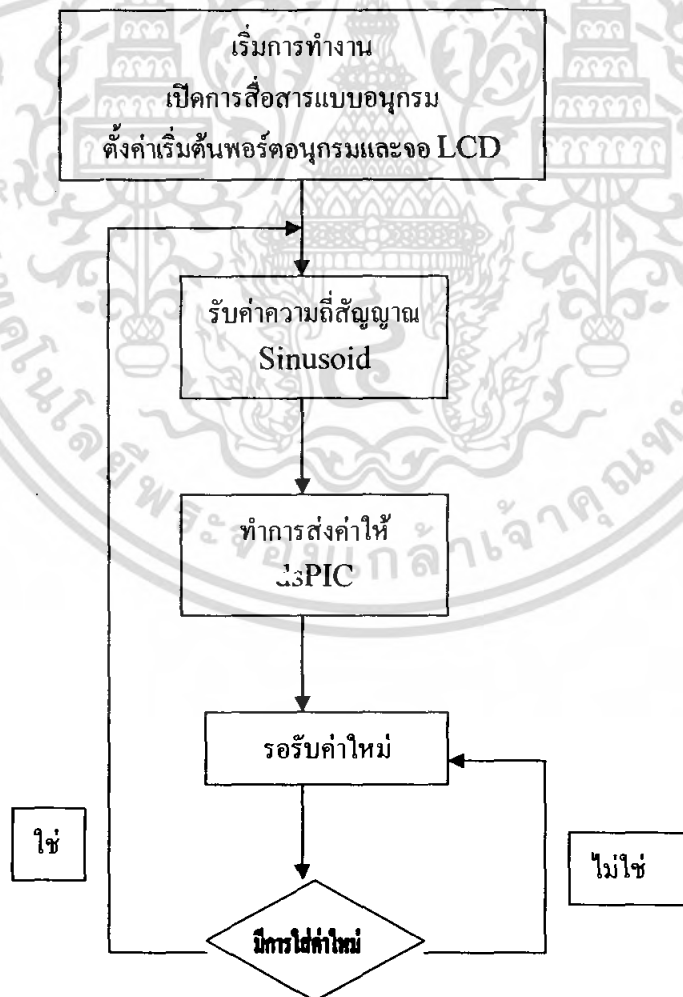
บทที่ 4

การออกแบบส่วนโปรแกรม

ส่วนของการพัฒนาโปรแกรมจะแบ่งออกเป็น 2 ส่วนคือ การพัฒนาส่วนติดต่อกับผู้ใช้ พัฒนาบน Microcontroller MCS51 เบอร์ P89V51RD2BN และการพัฒนาส่วนสร้าง PWM พัฒนาบน dsPIC30F2010ของ บริษัท Microchip

4.1 การออกแบบวงจรและโปรแกรมส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์

ในระบบนี้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำหน้าที่รับค่าความถี่ของสัญญาณ Sinusoidal โดยการรับค่าจะทำการรับค่าทางคีย์แพท และ จะทำการส่งข้อมูลที่ได้รับไปแสดงที่จอ LCD ส่วนการติดต่อกับ dsPIC นั้นจะทำการสื่อสารแบบอนุกรมมีคุณสมบัติดังนี้ Baud Rate = 2400 Bits/Sec, Data = 8 Bits, Start Bit = 1 Bit, Stop Bit = 1 Bit, Parity = none ซึ่งโฟลว์ชาร์ตการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์มีการทำงานตามรูปที่ 3.2



รูปที่ 4.1 โฟลว์ชาร์ตการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ดูแลเห็นว่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2. การสร้างสัญญาณ PWM

Dspic จะทำการสร้างสัญญาณจากความถี่ที่ต้องการซึ่งได้รับค่าจากภายนอกผ่าน keypad และ MCS-51 โดยสร้างสัญญาณจากโมดูลสร้างสัญญาณ PWM ภายในตัว Dspic โดยอาศัยการกำเนิดสัญญาณ Interrupt ของโมดูล เป็นตัวนับค่าจำนวนค่าควิตซ์ไซเคิล โดยในการคำนวณค่าควิตซ์ไซเคิลจะนำค่าจากข้อมูลที่เก็บเป็นตาราง sine ไว้ใน RAM มาคำนวณค่าเพื่อนำค่าควิตซ์ไซเคิลที่คำนวณได้ไปใส่ใน Register PDC1-3 เพื่อนำค่าไปเปรียบเทียบกับฐานเวลาในโมดูลสร้างสัญญาณ PWM ที่นับค่าขึ้นลงอย่างต่อเนื่องในลักษณะสามเหลี่ยม โดยเมื่อค่าทั้งสองที่นำมาเปรียบเทียบกับค่าเท่ากันจะกำเนิดสัญญาณ PWM ออกมาทาง output RE0 – RE5 โดยในส่วนของ Dspic นี้จะทำการโปรแกรมให้ระบบเป็นระบบ soft start ด้วย โดยการโปรแกรมให้ค่าความถี่เปลี่ยนแปลงไปตามค่าความถี่ที่เข้ามาทีละ 1 เฮิร์ต

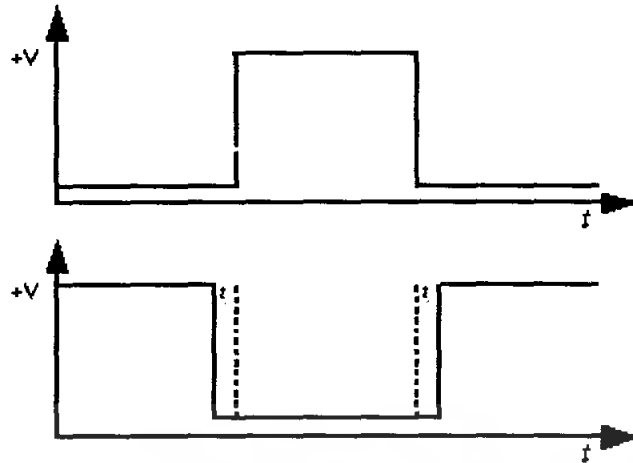
4.3 การตัดพัลส์ขนาดเล็ก

การตัดพัลส์ขนาดเล็กจะทำโดยการกำหนดค่าต่ำสุดและสูงสุดของค่าที่จะนำไปเปรียบเทียบกับฐานเวลาของโมดูลซึ่งเป็นจุดที่จะทำให้เกิดพัลส์ขนาดเล็กออกไป การทำเช่นนี้จะทำให้เกิดความผิดเพี้ยนของสัญญาณที่ได้เล็กน้อย

4.4 การสร้างเวลาหยุดพักของอุปกรณ์กำลัง(Dead Time)

เงื่อนไขการสวิตซ์ในทางอุดมคตินั้น สัญญาณควบคุม IGBT ที่กึ่งเดียวกันจะมีค่าตรงกันข้ามกัน (Complementary) แต่ในทางปฏิบัตินั้นเป็นไปได้เนื่องจาก IGBT หรือสวิตซ์กำลังทางไฟฟ้านั้นจะมีช่วงเวลาในการทำงาน และหยุดทำงาน ช่วงหนึ่ง โดยช่วงเวลาเริ่มการทำงานของสวิตซ์จะมีค่าน้อยกว่าช่วงเวลาให้หยุดทำงาน ถ้าหากให้สัญญาณควบคุม สวิตซ์ตัวบนหยุดทำงาน และ ตัวล่างเริ่มทำงานที่เวลาเดียวกัน ในทางปฏิบัติจะทำให้มีช่วงเวลาที่ยังคงทำงานอยู่ จะทำให้เกิดการลัดวงจรของแหล่งจ่ายกำลังงานได้จะก่อให้เกิดความเสียหายกับสวิตซ์ หรือแหล่งจ่ายได้ ดังนั้นเราจึงต้องป้องกันการลัดวงจรดังกล่าวด้วยการหน่วงเวลา ของสัญญาณเพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้น

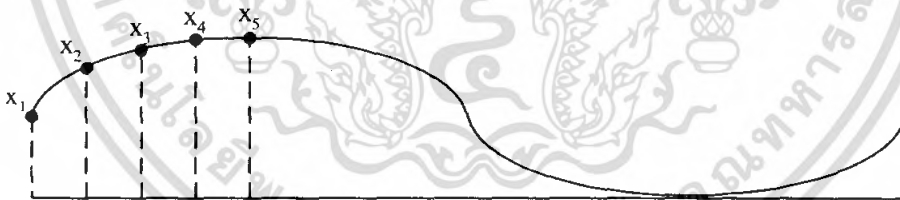
โดยการสร้าง Dead Time สามารถกำหนดค่าลงใน Register ของโมดูลได้เลยโดยคำนวณค่าจากความถี่ที่ใช้ในการทำงาน โดยค่าที่กำหนดไว้คือ 1.5 μ S



รูปที่ 4.2 สัญญาณ PWM ชับเกตที่มี Dead Time

4.5 การคำนวณความกว้างพัลส์

การกำหนดความกว้างของพัลส์จะใช้วิธีคำนวณค่าสัดส่วน (Normalization) ของขนาด (Amplitude) ของฟังก์ชันไซน์เก็บไว้ในตัวแปร ซึ่งจำนวนตัวแปรที่ใช้ตลอดลูกคลื่นมีจำนวน 150 ค่า เพื่อที่จะนำตัวแปรดังกล่าวมาคำนวณความกว้างของพัลส์ที่เหมาะสม



รูปที่ 4.3 การเก็บค่าขนาดของฟังก์ชันไซน์ไว้ในตัวแปร

ตัวอย่างการคำนวณหาระยะห่างระหว่างตัวแปร $\frac{360^\circ}{150} = 2.4^\circ$

โดยสามารถคำนวณหาขนาดของฟังก์ชันไซน์ ได้ตามสมการ 4.1

$$f(x_n) = 0.5 + \sin(\phi) \tag{4.1}$$

$f(x_n)$ คือค่าสัดส่วนขนาดของฟังก์ชันไซน์ที่มุมใดๆ ($n = 1 - 150$)

ϕ คือมุมของฟังก์ชันไซน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ 4.1 สามารถหาค่าขนาดของตัวแปรที่ $x_1 - x_{10}$ ได้ดังนี้

ตารางที่ 4.1 ตัวอย่างขนาดของตัวแปรที่ $x_1 - x_{10}$

| | | | | | | | | | | |
|----------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| ϕ_n | 0 | 2.4 | 4.8 | 7.2 | 9.6 | 12 | 14.4 | 16.8 | 19.2 | 21.6 |
| n | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
| $f(x_n)$ | 0.500 | 0.541 | 0.583 | 0.625 | 0.666 | 0.707 | 0.748 | 0.789 | 0.828 | 0.868 |

* $n = 150, \phi = 357.6$

เมื่อได้ขนาดของฟังก์ชันไซน์แล้วก็นำค่าดังกล่าวไปเก็บไว้ในหน่วยความจำ RAM เพื่อสามารถนำกลับมาคำนวณความกว้างพัลส์ที่เหมาะสมต่อไป
ตัวอย่างวิธีการคำนวณความกว้างพัลส์
สมมติว่าต้องการหาความกว้างพัลส์ของการสวิตช์ที่ความถี่หลักมูล 50Hz

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50} = 20mS \quad (4.2)$$

$$t = \frac{1}{f_a} = \frac{1}{10kHz} = 100\mu S \quad (4.3)$$

$$p = \frac{T}{t} = \frac{20mS}{100\mu S} = 200 \quad (4.4)$$

T คือคาบเวลาของความถี่หลักมูล

f คือความถี่หลักมูล

t คือคาบเวลาการสวิตช์

f_a คือความถี่การสวิตช์

p คือจำนวนพัลส์ความถี่การสวิตช์ต่อคาบเวลาของความถี่หลักมูล

แนวคิดคือหาตำแหน่งกึ่งกลางของคาบเวลาการสวิตช์ (Center aligned) ว่าตรงกับมุม ϕ ที่เท่าไรของความถี่หลักมูล จากนั้นนำค่าดังกล่าวมาหาค่ามุมอยู่ในช่วงโคของตัวแปรในตารางที่ 4.1 ด้วยวิธีการหาผลต่างของฟังก์ชัน เช่นต้องการความกว้างพัลส์สูงที่ 1 ของความถี่หลักมูลซึ่งกึ่งกลางของพัลส์ตรงกับ $\phi_1 = 0.9^\circ$

$$\overline{\phi_p} = \frac{360^\circ}{200} = 1.8^\circ$$

$$\phi_p = p * \overline{\phi_p} - \frac{\overline{\phi_p}}{2}; p(1-200)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อได้ค่ามุม ϕ_p แล้วนำมาเทียบกับตัวแปรในตารางที่ 4.1 ซึ่งอยู่ในช่วงมุม ϕ_n ที่ $0^\circ-2.4^\circ$

$$f(x_p) = \left(\frac{f(x_{n+1}) - f(x_n)}{\phi_{n+1} - \phi_n} \times (\phi_p - \phi_n) \right) + f(x_n) \quad (4.5)$$

$f(x_p)$ คือค่าสัดส่วนของขนาดความกว้างพัลส์ที่ต้องการ

ϕ_n คือมุมที่เก็บค่าอยู่ในตัวแปร

ϕ_p คือมุมที่ต้องการหาค่าสัดส่วนความกว้างพัลส์

จากสมการที่ 4.5 สามารถหาขนาดสัดส่วนความกว้างของพัลส์ $x_{p(1-10)}$ ได้ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ตัวอย่างค่าขนาดของสัดส่วนความกว้างพัลส์ $x_{p(1-10)}$

| | | | | | | | | | | |
|-------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| ϕ_p | 0.9 | 2.7 | 4.5 | 6.3 | 8.1 | 9.9 | 11.7 | 13.5 | 15.3 | 17.1 |
| p | 1 | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 |
| $f(x_p)$ | 0.515 | 0.546 | 0.577 | 0.609 | 0.640 | 0.671 | 0.701 | 0.732 | 0.763 | 0.793 |
| $f(\phi_p)$ | 0.515 | 0.547 | 0.578 | 0.609 | 0.640 | 0.671 | 0.702 | 0.733 | 0.763 | 0.794 |
| Err(%) | 0 | 0.1 | 0.1 | 0 | 0 | 0 | 0.1 | 0.1 | 0 | 0.1 |

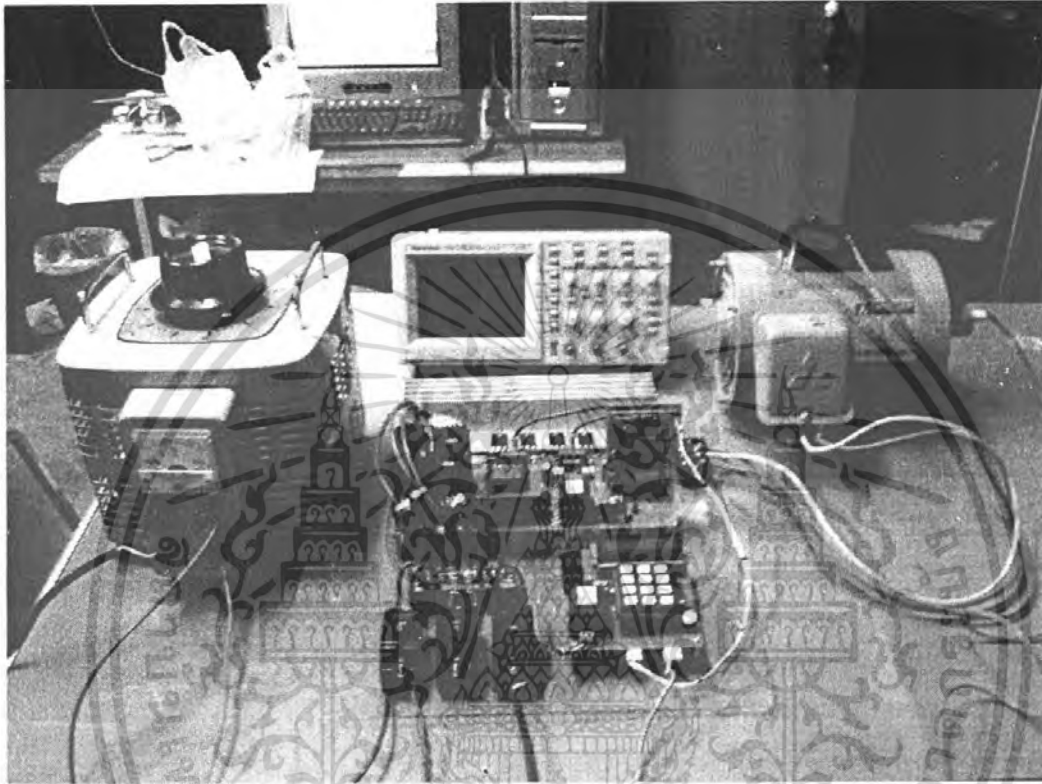
ค่าที่ได้จากสมการที่ 4.5 ($f(x_p)$) ในตารางที่ 4.2 มีค่าเข้าใกล้ค่าจริง ($f(\phi_p)$) จากการคำนวณด้วยสมการที่ 4.1 มาก จากค่า $f(x_p)$ ที่ได้เราก็จะนำไปแปลงเป็นค่าจริงด้วยการคูณอัตราการมอดูเลต m_p เข้าไป

$$f(x_m) = m_p \left(\frac{f(x_{n+1}) - f(x_n)}{\phi_{n+1} - \phi_n} \times (\phi_p - \phi_n) \right) + f(x_n) \quad (4.6)$$

$f(x_m)$ คือขนาดความกว้างของพัลส์หน่วยเป็น (mS)

m_p คืออัตราการมอดูเลต(0-100%)

บทที่ 5
ผลการทดลอง

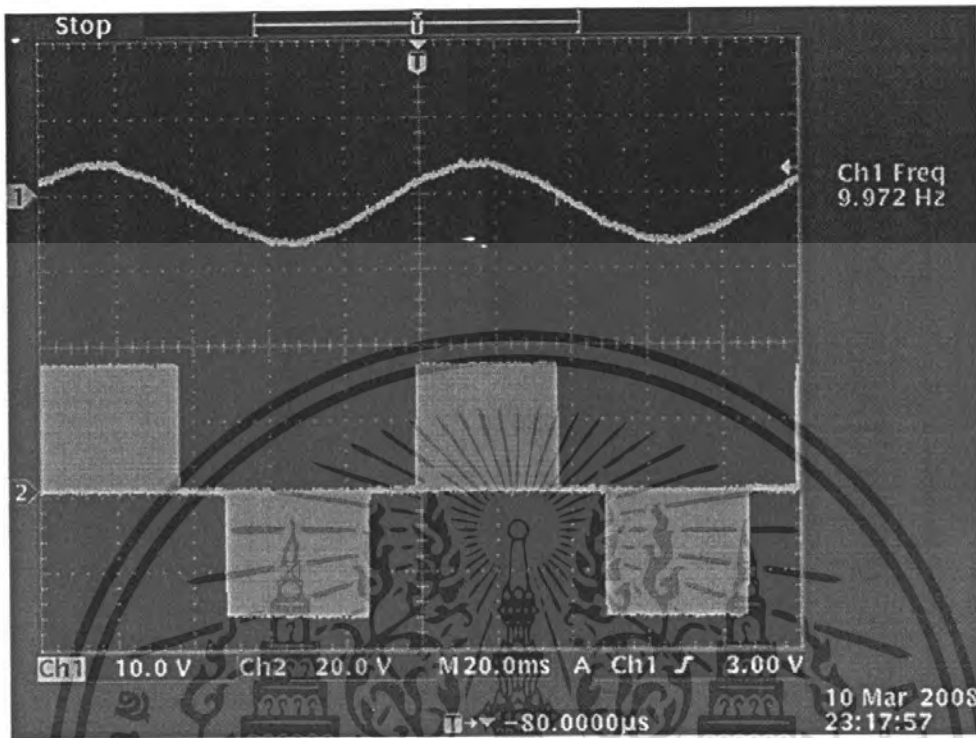


รูปที่ 5.1 รูปอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการทดลอง

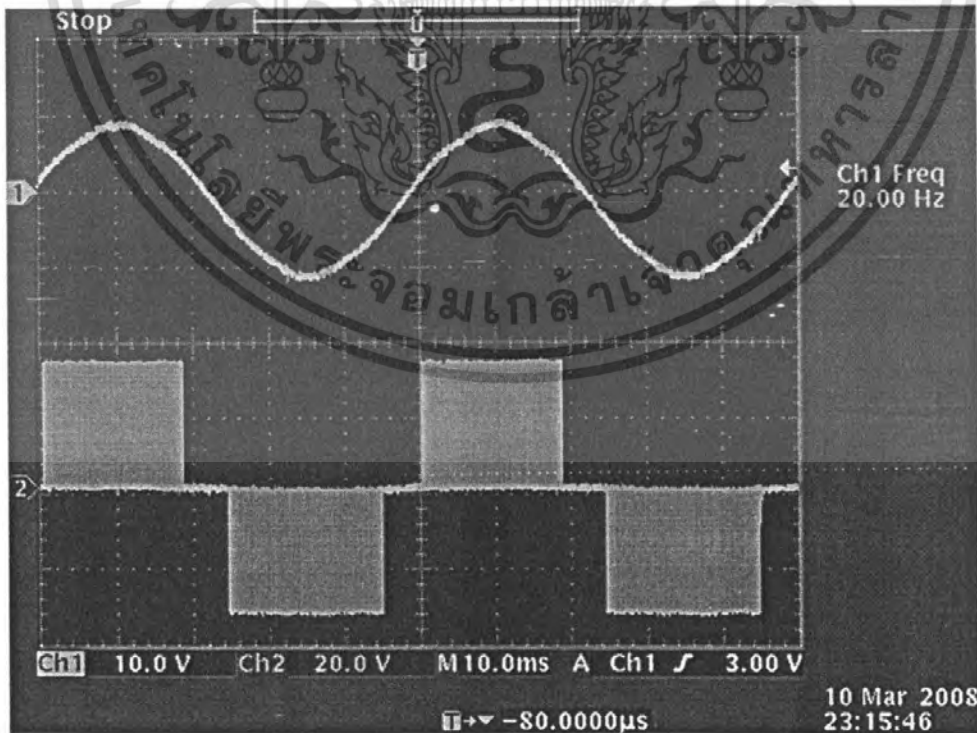
ตารางที่ 5.1 เปรียบเทียบความเร็วรอบของผลการทดลองและคำนวณที่ความถี่ต่างๆ

| | ความถี่ (Hz) | | | | | | | | | | |
|---------------|--------------|-------|------|------|------|-------|------|-------|-------|-------|------|
| | 10 | 15 | 20 | 25 | 30 | 35 | 40 | 45 | 50 | 55 | 60 |
| ผลจากการทดลอง | 296 | 452 | 599 | 749 | 899 | 1052 | 1198 | 1357 | 1501 | 1651 | 1798 |
| ผลจากการคำนวณ | 300 | 450 | 600 | 750 | 900 | 1050 | 1200 | 1350 | 1500 | 1650 | 1800 |
| error (%) | 1.33 | -0.44 | 0.16 | 0.13 | 0.11 | -0.19 | 0.17 | -0.52 | -0.07 | -0.06 | 0.11 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

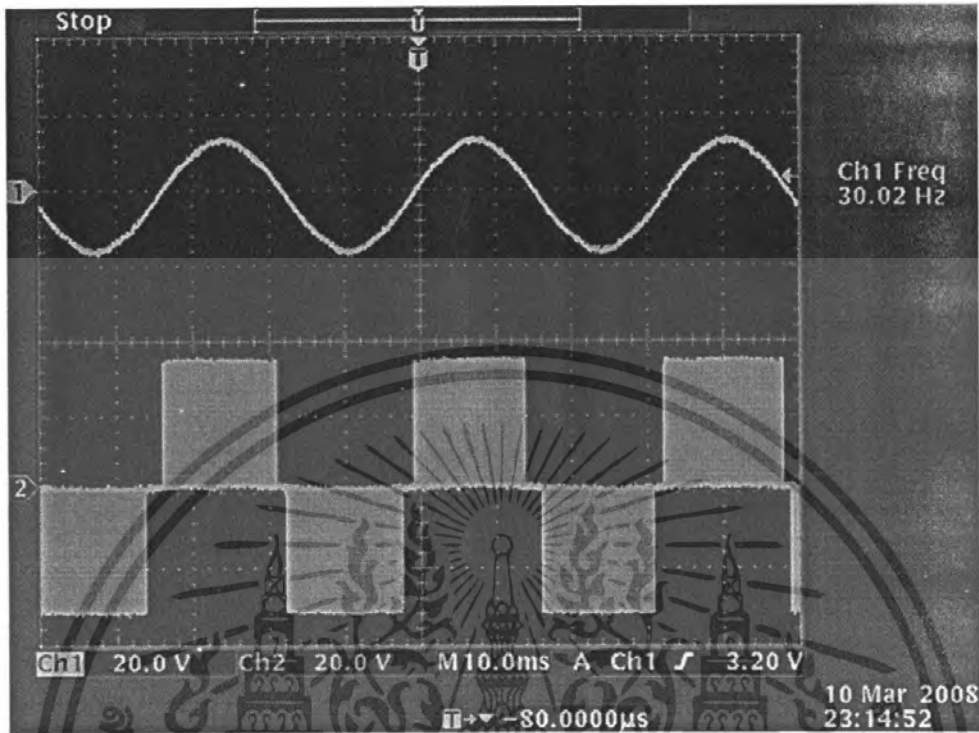


รูปที่ 5.2 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 10 เฮิร์ต

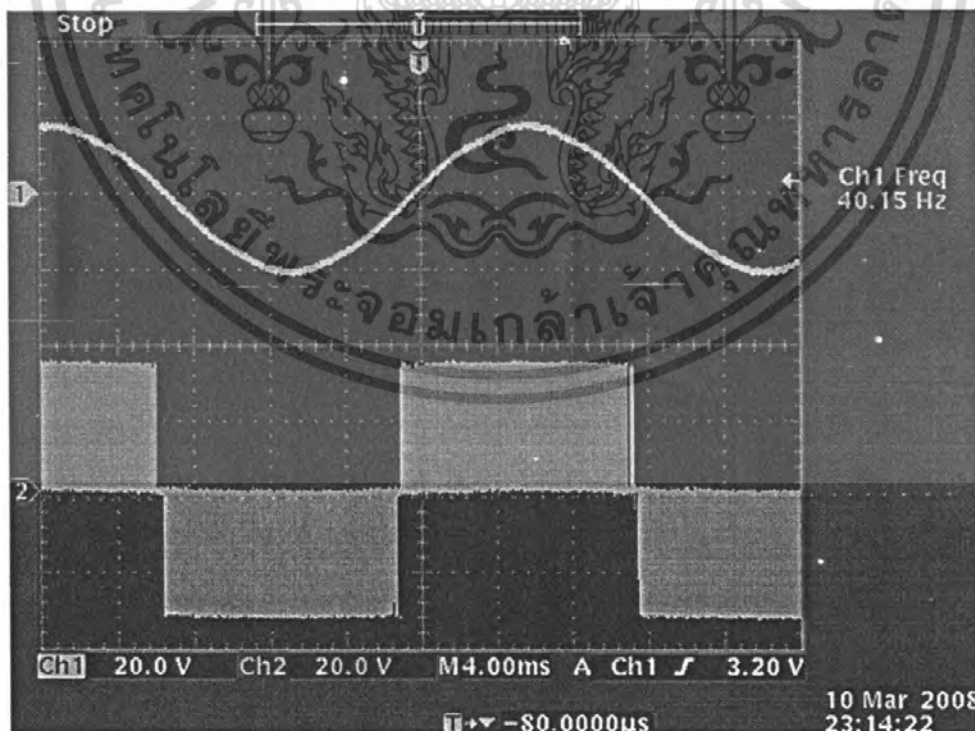


รูปที่ 5.3 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 20 เฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

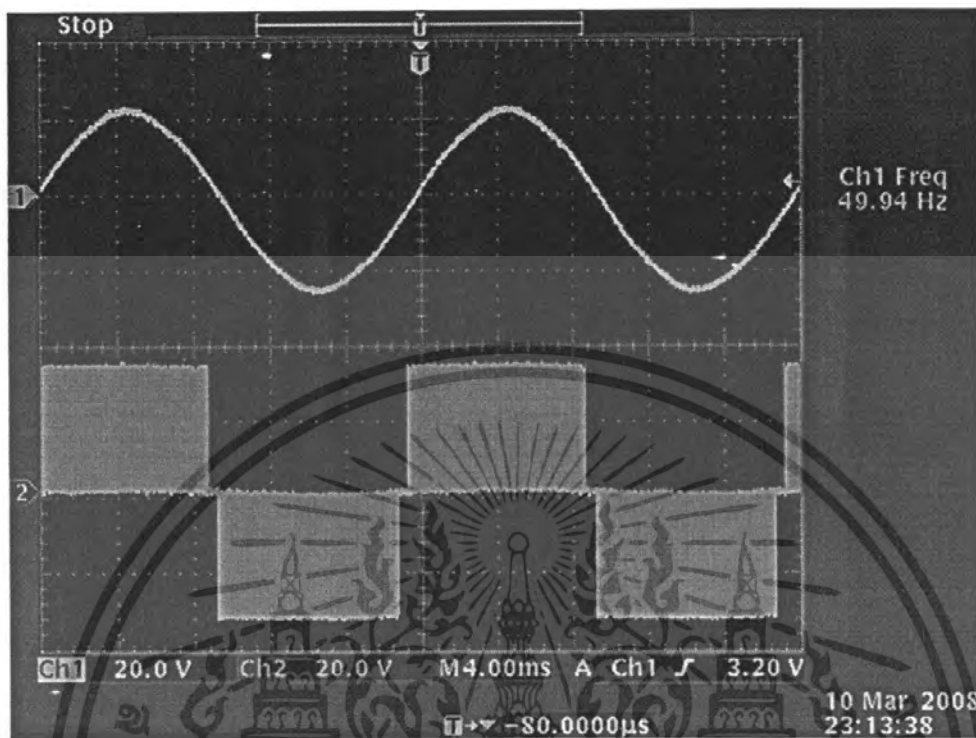


รูปที่ 5.4 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 30 เฮิร์ต

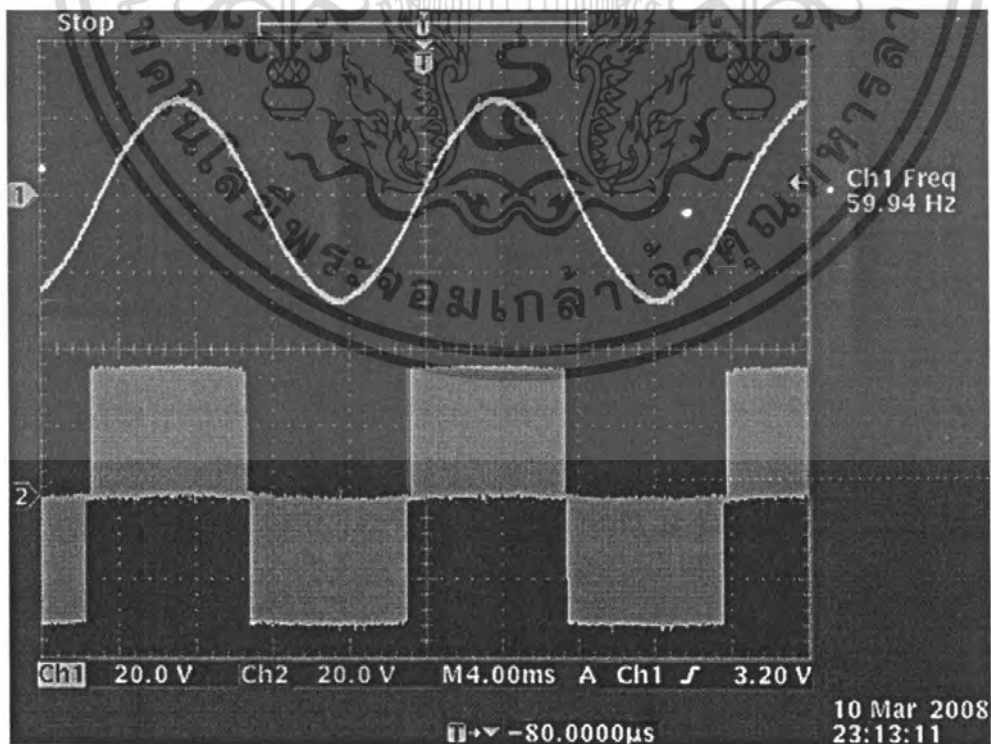


รูปที่ 5.5 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 40 เฮิร์ต

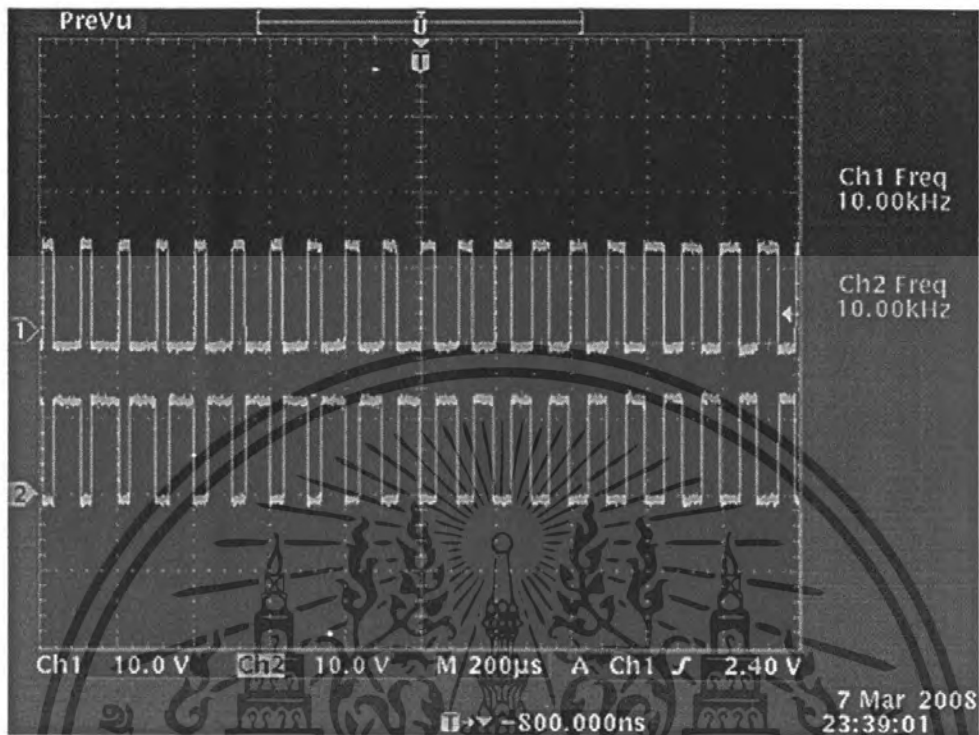
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



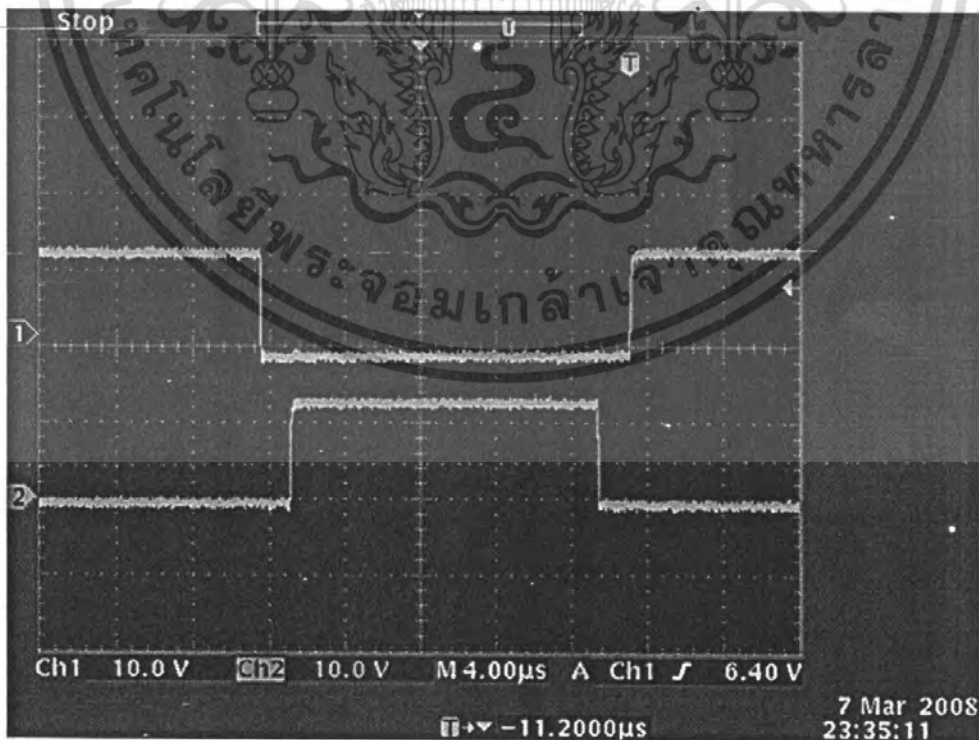
รูปที่ 5.6 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 50 เฮิร์ต



เอกสารนี้รูปที่ 5.7 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ความถี่ 60 เฮิร์ตด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

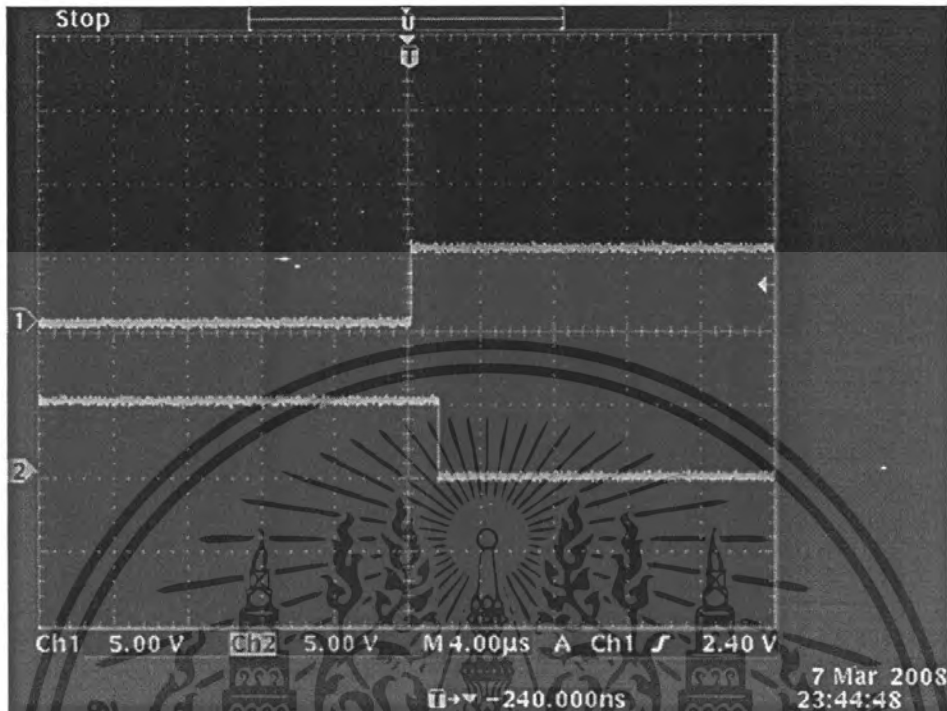


รูปที่ 5.8 รูปสัญญาณ PWM หลังผ่าน Optoisolator ที่ป้อนเข้าสู่ switch ตัวบนและตัวล่าง

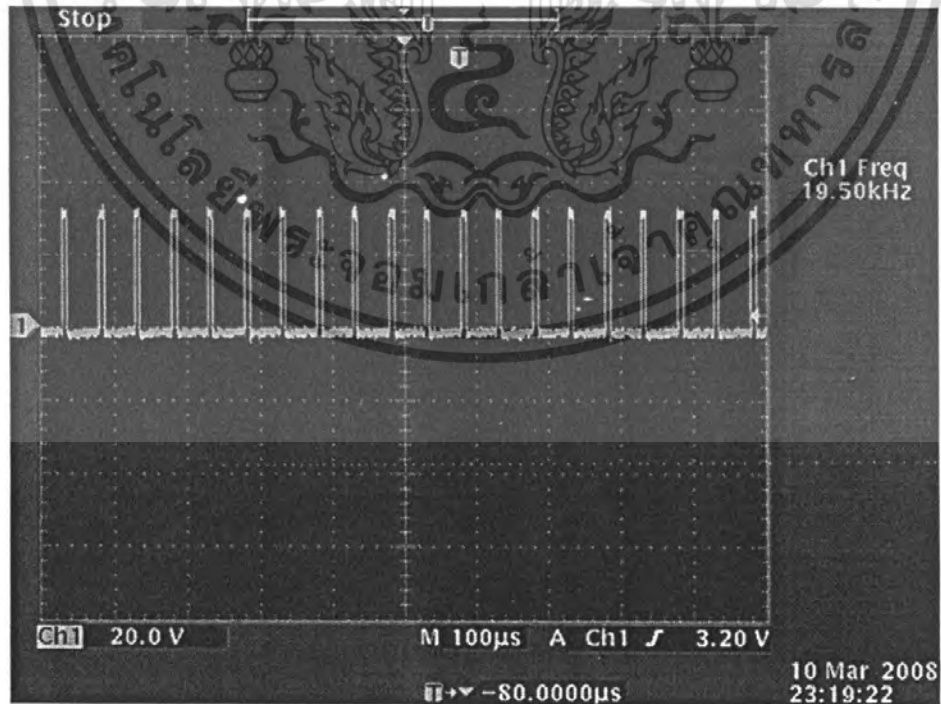


รูปที่ 5.9 รูปขยายแสดงสัญญาณ PWM หลังผ่าน Optoisolator ที่มี Dead Time 1:5 µs

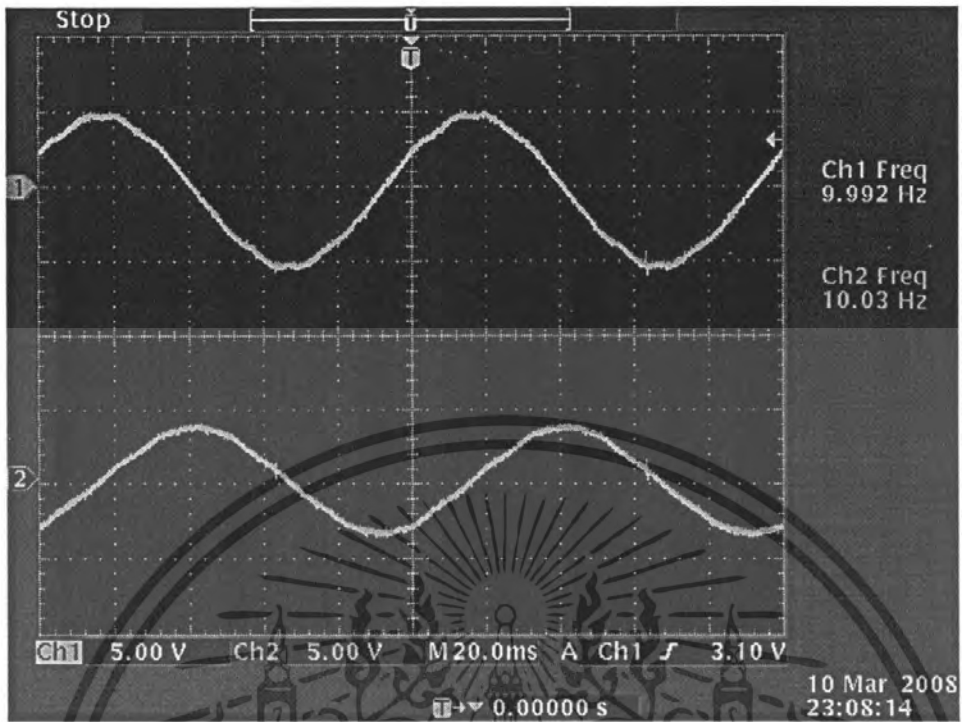
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้เผยแพร่เห็นประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



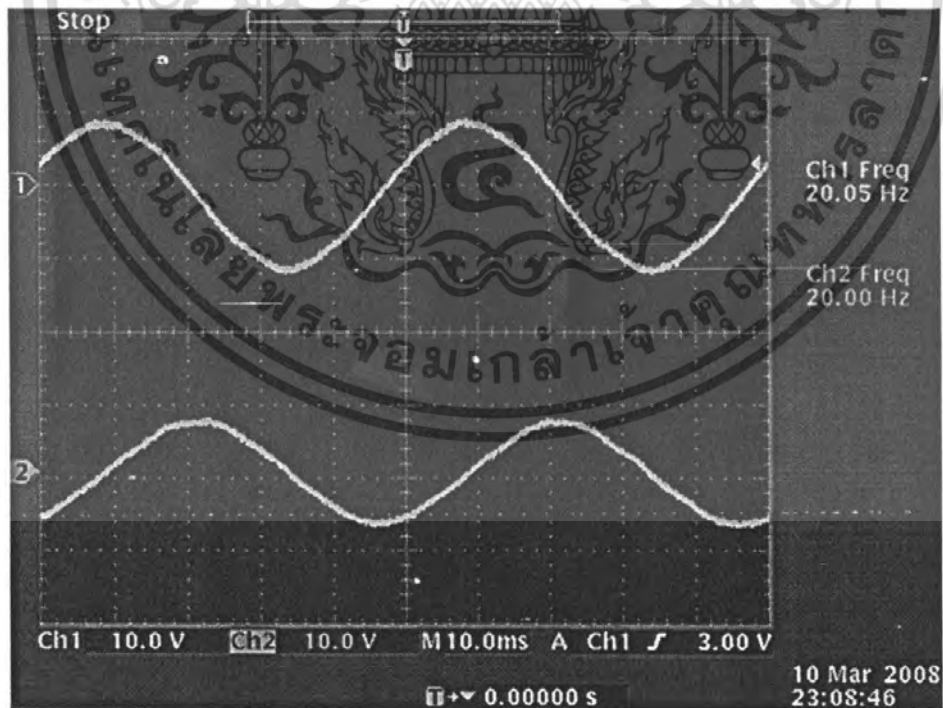
รูปที่ 5.10 รูปขยายแสดงสัญญาณ PWM ก่อนผ่าน Optoisolator ที่มี Dead Time 1.5 μ s



รูปที่ 5.11 รูปสัญญาณ PWM หลังจากการเทียบเฟส ทำให้ความถี่เพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าของความถี่การสวิตช์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

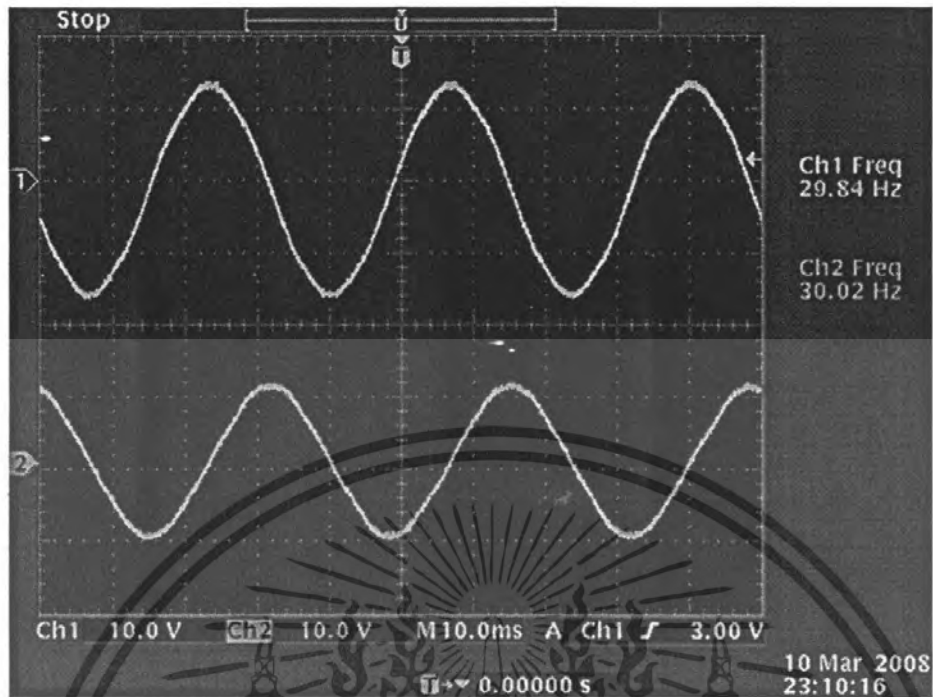


รูปที่ 5.12 รูปสัญญาณหลังผ่านวงจรกรองความถี่คร่อมขด Run และขด Start ที่ความถี่ 10 เฮิร์ต

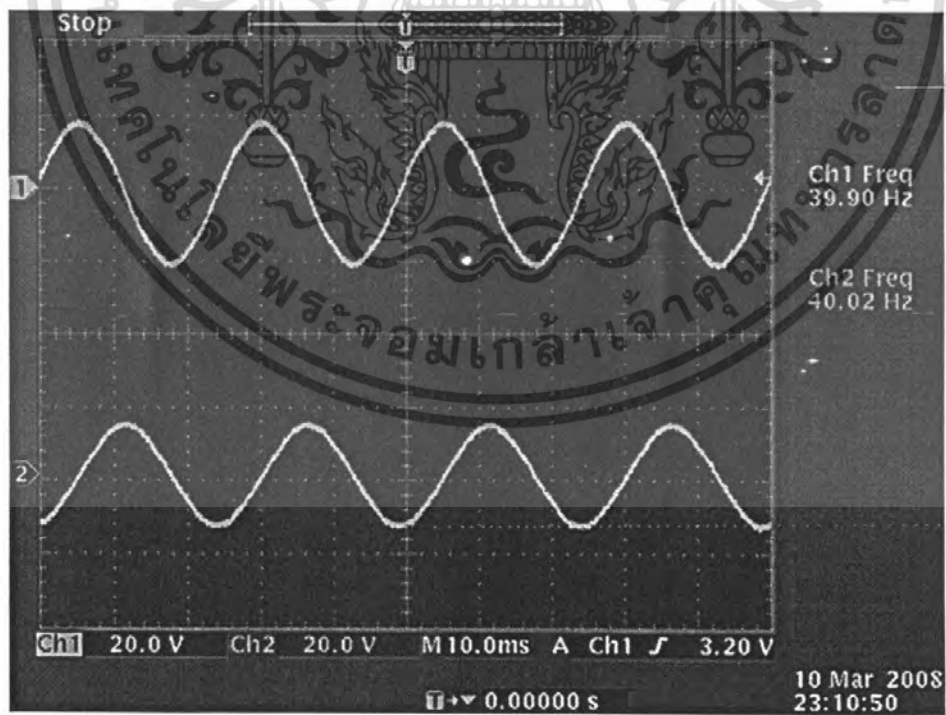


รูปที่ 5.13 รูปสัญญาณหลังผ่านวงจรกรองความถี่คร่อมขด Run และขด Start ที่ความถี่ 20 เฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

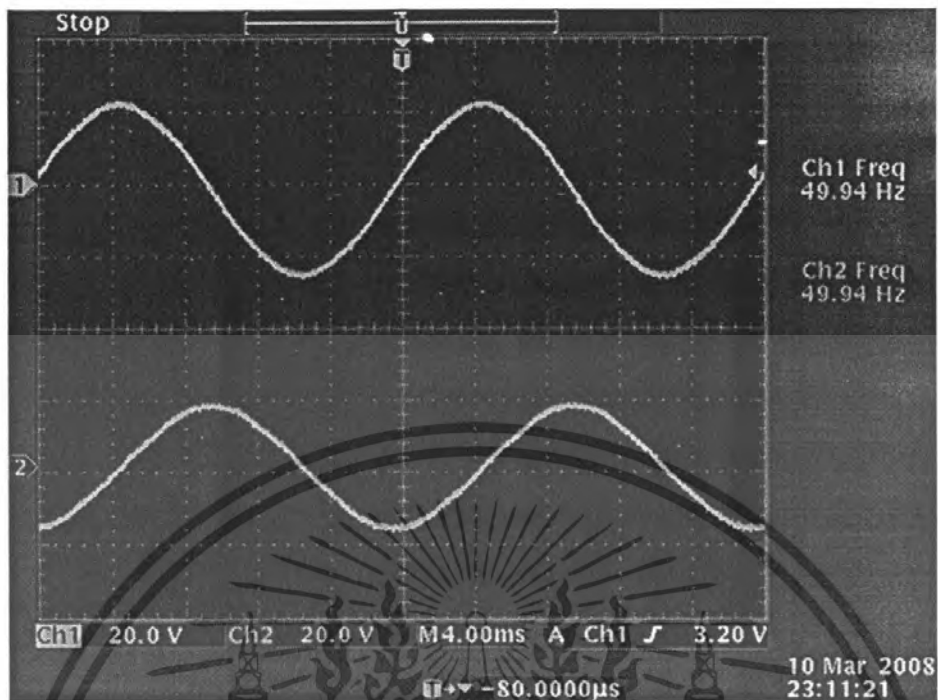


รูปที่ 5.14 รูปสัญญาณหลังผ่านวงจรกรองความถี่ที่รวมขด Run และขด Start ที่ความถี่ 30 เฮิร์ต

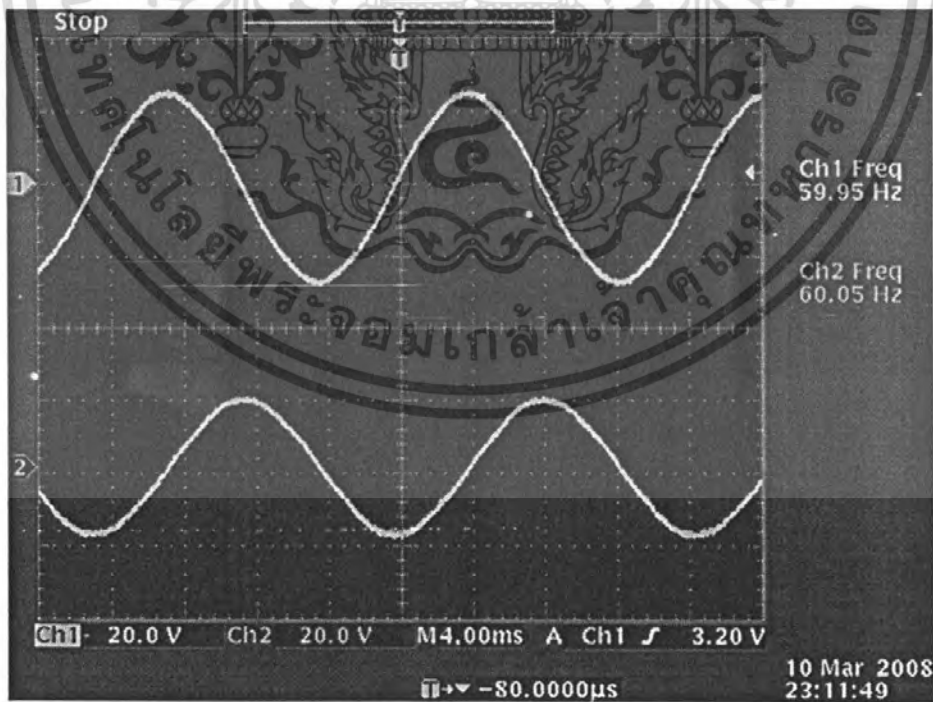


รูปที่ 5.15 รูปสัญญาณหลังผ่านวงจรกรองความถี่ที่รวมขด Run และขด Start ที่ความถี่ 40 เฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.16 รูปสัญญาณหลังผ่านวงจรกรองความถี่คร่อมขด Run และขด Start ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต



รูปที่ 5.17 รูปสัญญาณหลังผ่านวงจรกรองความถี่คร่อมขด Run และขด Start ที่ความถี่ 60 เฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

ในโครงการนี้ได้ทำการสร้างอินเวอร์เตอร์เพื่อควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำหนึ่งเฟส โดยการสร้างสัญญาณไซน์ชอยด์ด้วยวิธีการสร้างสัญญาณ PWM โดยได้ทำการสร้างสัญญาณ PWM โดยใช้ชิป Dspic เบอร์ 30F2010เป็นตัวสร้างสัญญาณโดยความถี่ในการสวิตช์ 10 kHz โดยทำการกำหนดค่าอัตราส่วนของสัปดาห์ต่อความถี่ให้มีค่าคงที่และนำสัญญาณที่ได้ไปจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ภายในประกอบด้วยวงจรทวีแรงดันเพื่อให้ได้แรงดันเพียงพอต่อการทำงานที่ความถี่สูง วงจรแยกโคดเพื่อแยกไฟสูงและไฟต่ำออกจากกัน โดยในการออกแบบโปรแกรมได้ทำการตัด pulse ขนาดเล็กออกไป และทำการสร้าง Dead Time ทำให้เกิดความผิดพลาดต่อสัญญาณไซน์ชอยด์ที่ได้หลังจากผ่านวงจรความถี่ต่ำผ่านเล็กน้อย และยังคงโปรแกรมให้ระบบทำงานแบบ soft start โดยเพิ่มหรือลดความถี่ที่ละ 1 เฮิร์ต

จากผลการแสดงให้เห็นว่าเมื่อนำวงจรไปขับมอเตอร์ 1 เฟส และทดลองเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณที่ป้อนเข้าสู่มอเตอร์จะทำให้ความเร็วของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงตามความถี่คือเมื่อเพิ่มความถี่ขึ้นจะทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์เพิ่มขึ้น และเมื่อลดความถี่ลงจะทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์ลดลงใกล้เคียงกับผลของการคำนวณที่ได้

โครงการนี้ควรมีการทดสอบแรงบิดของมอเตอร์ด้วย แต่เนื่องจากไม่มีเครื่องมือที่จะใช้ในการทดสอบจึงไม่ได้มีการทดลอง

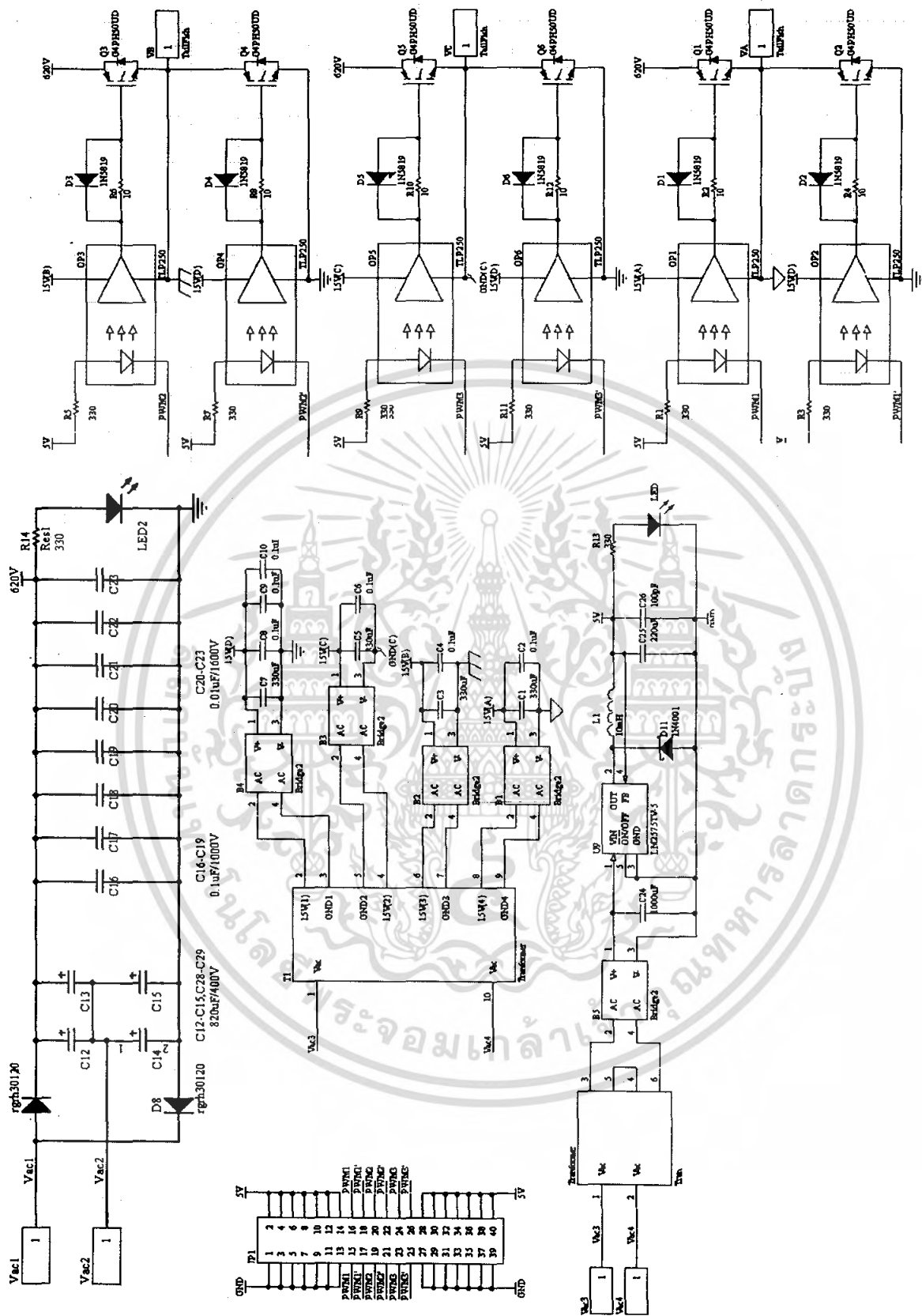
หนังสืออ้างอิง

1. ไพบูลย์ ชานินทร์สุรัตน์, 2547 , การออกแบบสร้างอินเวอร์เตอร์ควบคุมความเร็วสำหรับคอมเพรสเซอร์เครื่องปรับอากาศแบบหนึ่งเฟส
2. โททม.อารียา. 2544 อิเล็กทรอนิกส์กำลัง1 .กรุงเทพมหานคร : บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน)
3. โททม.อารียา. 2544 อิเล็กทรอนิกส์กำลัง2 .กรุงเทพมหานคร : บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน)
4. นคร ภักดีชาติ, ชัยวัฒน์ ลัมพรจิตรวิไล , คู่มือการทดลอง dsPIC Microcontroller เบื้องต้น ด้วยโปรแกรมภาษา C กับ MPLAB C30 กรุงเทพมหานคร : บริษัท อินโนเวทีฟ เอ็กเพอริเมนต์ จำกัด
5. ชัยวัฒน์ ศรีเพชร ,2550 , การออกแบบระบบควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ แบบเรคซาร์โมนิกส์อินเจกชัน ด้วยตัวประมวลผลตัวเลข
6. edu.e-tech.ac.th

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ก3 วงจรส่วนขับสวิทช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International IR Rectifier

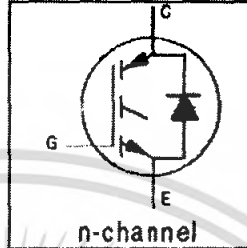
PD 91573A

IRG4PH50UD

INSULATED GATE BIPOLAR TRANSISTOR WITH ULTRAFAST SOFT RECOVERY DIODE UltraFast CoPack IGBT

Features

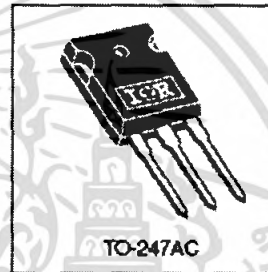
- UltraFast: Optimized for high operating frequencies up to 40 kHz in hard switching, >200 kHz in resonant mode
- New IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than previous generations
- IGBT co-packaged with HEXFRED™ ultrafast, ultra-soft-recovery anti-parallel diodes for use in bridge configurations
- Industry standard TO-247AC package



$V_{CES} = 1200V$
 $V_{CE(on) typ.} = 2.78V$
 @ $V_{GE} = 15V, I_C = 24A$

Benefits

- Higher switching frequency capability than competitive IGBTs
- Highest efficiency available
- HEXFRED diodes optimized for performance with IGBTs. Minimized recovery characteristics require less/no snubbing



Absolute Maximum Ratings

| Parameter | Parameter | Max. | Units |
|---------------------------|--|------------------------------------|-------|
| V_{CES} | Collector-to-Emitter Breakdown Voltage | 1200 | V |
| $I_C @ T_C = 25^\circ C$ | Continuous Collector Current | 45 | A |
| $I_C @ T_C = 100^\circ C$ | Continuous Collector Current | 24 | |
| I_{CM} | Pulsed Collector Current @ | 180 | |
| I_{LM} | Clamped Inductive Load Current @ | 180 | |
| $I_F @ T_C = 100^\circ C$ | Diode Continuous Forward Current | 16 | |
| I_{FM} | Diode Maximum Forward Current | 180 | W |
| V_{GE} | Gate-to-Emitter Voltage | ± 20 | |
| $P_D @ T_C = 25^\circ C$ | Maximum Power Dissipation | 200 | W |
| $P_D @ T_C = 100^\circ C$ | Maximum Power Dissipation | 78 | |
| T_J | Operating Junction and | -55 to +150 | °C |
| T_{STG} | Storage Temperature Range | | |
| | Soldering Temperature, for 10 seconds | 300 (0.063 in. (1.6mm) from case) | |
| | Mounting torque, 6-32 or M3 screw. | 10 lbf-in (1.1N-m) | |

Thermal Resistance

| Parameter | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units |
|-----------------|---|------|----------|------|--------|
| $R_{\theta JC}$ | Junction-to-Case - IGBT | — | — | 0.64 | °C/W |
| $R_{\theta CD}$ | Junction-to-Case - Diode | — | — | 0.83 | |
| $R_{\theta CS}$ | Case-to-Sink, flat, greased surface | — | 0.24 | — | |
| $R_{\theta JA}$ | Junction-to-Ambient, typical socket mount | — | — | 40 | g (oz) |
| Wt | Weight | — | 6 (0.21) | — | |

www.irf.com

7/7/2000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRG4PH50UD

International
IGBT Rectifier

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

| | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units | Conditions |
|---------------------------------|---|------|------|-----------|---------|--|
| $V_{(BR)CES}$ | Collector-to-Emitter Breakdown Voltage ^① | 1200 | — | — | V | $V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$ |
| $\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T_J$ | Temperature Coeff. of Breakdown Voltage | — | 1.20 | — | V/°C | $V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$ |
| $V_{CE(sat)}$ | Collector-to-Emitter Saturation Voltage | — | 2.56 | 3.5 | V | $I_C = 20A$ $I_C = 24A$ $I_C = 45A$ $I_C = 24A, T_J = 150^\circ\text{C}$ See Fig. 2, 5 |
| | | — | 2.78 | 3.7 | | |
| | | — | 3.20 | — | | |
| | | — | 2.54 | — | | |
| $V_{GE(th)}$ | Gate Threshold Voltage | 3.0 | — | 6.0 | | $V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$ |
| $\Delta V_{GE(th)}/\Delta T_J$ | Temperature Coeff. of Threshold Voltage | — | -13 | — | mV/°C | $V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$ |
| g_{fs} | Forward Transconductance ^② | 23 | 35 | — | S | $V_{CE} = 100V, I_C = 24A$ |
| I_{CES} | Zero Gate Voltage Collector Current | — | — | 250 | μA | $V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V$ |
| | | — | — | 6500 | | $V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V, T_J = 150^\circ\text{C}$ |
| V_{FM} | Diode Forward Voltage Drop | — | 2.5 | 3.5 | V | $I_C = 16A$ $I_C = 16A, T_J = 150^\circ\text{C}$ See Fig. 13 |
| | | — | 2.1 | 3.0 | | |
| I_{GES} | Gate-to-Emitter Leakage Current | — | — | ± 100 | nA | $V_{GE} = \pm 20V$ |

Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

| | Parameter | Min. | Typ. | Max. | Units | Conditions |
|--------------|--|------|------|------|------------|---|
| Q_T | Total Gate Charge (turn-on) | — | 160 | 250 | nC | $I_C = 24A$ $V_{CC} = 400V$ $V_{GE} = 15V$ See Fig. 8 |
| Q_{ge} | Gate - Emitter Charge (turn-on) | — | 27 | 40 | | |
| Q_{gc} | Gate - Collector Charge (turn-on) | — | 53 | 80 | | |
| $t_{d(on)}$ | Turn-On Delay Time | — | 47 | — | ns | $T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 24A, V_{CC} = 800V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery. See Fig. 9, 10, 18 |
| t_r | Rise Time | — | 24 | — | | |
| $t_{d(off)}$ | Turn-Off Delay Time | — | 110 | 170 | | |
| t_f | Fall Time | — | 180 | 260 | | |
| E_{on} | Turn-On Switching Loss | — | 2.10 | — | | |
| E_{off} | Turn-Off Switching Loss | — | 1.50 | — | | |
| E_{is} | Total Switching Loss | — | 3.60 | 4.6 | | |
| $t_{d(on)}$ | Turn-On Delay Time | — | 46 | — | | |
| t_r | Rise Time | — | 27 | — | | |
| $t_{d(off)}$ | Turn-Off Delay Time | — | 240 | — | | |
| t_f | Fall Time | — | 330 | — | | |
| E_{is} | Total Switching Loss | — | 6.38 | — | mJ | $T_J = 150^\circ\text{C}$, See Fig. 11, 18 $I_C = 24A, V_{CC} = 800V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 5.0\Omega$ Energy losses include "tail" and diode reverse recovery. |
| L_E | Internal Emitter Inductance | — | 13 | — | nH | Measured 5mm from package |
| C_{ies} | Input Capacitance | — | 3600 | — | pF | $V_{GE} = 0V$ $V_{CC} = 30V$ $f = 1.0MHz$ See Fig. 7 |
| C_{oes} | Output Capacitance | — | 160 | — | | |
| C_{res} | Reverse Transfer Capacitance | — | 31 | — | | |
| t_{rr} | Diode Reverse Recovery Time | — | 90 | 135 | ns | $T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 14 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 14 |
| | | — | 164 | 245 | | |
| I_{rr} | Diode Peak Reverse Recovery Current | — | 5.8 | 10 | A | $T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 15 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 15 |
| | | — | 8.3 | 15 | | |
| Q_{rr} | Diode Reverse Recovery Charge | — | 260 | 675 | nC | $T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 16 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 16 |
| | | — | 680 | 1838 | | |
| di_{rr}/dt | Diode Peak Rate of Fall of Recovery During t_p | — | 120 | — | A/ μs | $T_J = 25^\circ\text{C}$ See Fig. 17 $T_J = 125^\circ\text{C}$ 17 |
| | | — | 76 | — | | |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TLP250

Transistor Inverter
 Inverter For Air Conditionor
 IGBT Gate Drive
 Power MOS FET Gate Drive

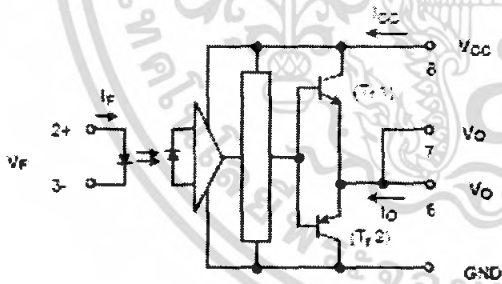
The TOSHIBA TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.
 This unit is 8-lead DIP package.
 TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input threshold current: $I_F=3\text{mA}(\text{max.})$
- Supply current (I_{CC}): $11\text{mA}(\text{max.})$
- Supply voltage (V_{CC}): $10\text{--}35\text{V}$
- Output current (I_O): $\approx 1.5\text{A}(\text{max.})$
- Switching time (t_{PL}/t_{PH}): $1.5\mu\text{s}(\text{max.})$
- Isolation voltage: $2500V_{\text{rms}}(\text{min.})$
- UL recognized: UL1577, file No.E67349
- Option (D4) type
 VDE approved: DIN VDE0884-04.92.certificate No.76823
 Maximum operating insulation voltage: $650V_{\text{pk}}$
 Highest permissible over voltage: $4000V_{\text{pk}}$

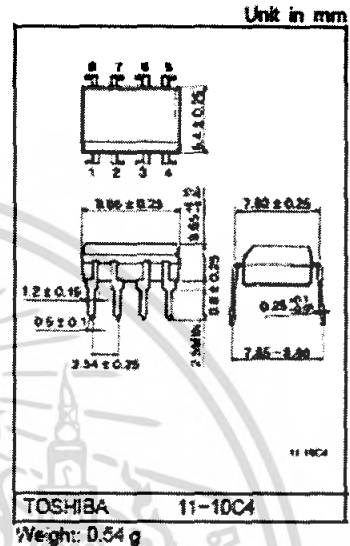
(Note) When a VDE0884 approved type is needed, please designate the "option (D4)"

- Creepage distance: $6.4\text{mm}(\text{min.})$
- Clearance: $6.4\text{mm}(\text{min.})$

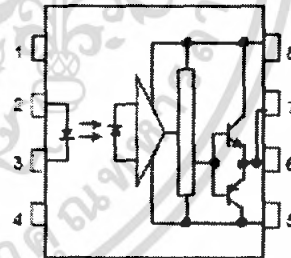
Schematic



A 0.1 μ F bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See Note 5).



Pin Configuration (top view)



- 1: N.C.
- 2: Anode
- 3: Cathode
- 4: N.C.
- 5: GND
- 6: V_O (Output)
- 7: V_O
- 8: V_{CC}

Truth Table

| | | Tr1 | Tr2 |
|-----------|-----|-----|-----|
| Input LED | On | On | Off |
| | Off | Off | On |

Absolute Maximum Ratings (Ta = 25°C)

| Characteristic | | Symbol | Rating | Unit | |
|---|--|------------------------------|----------|---------|---|
| LED | Forward current | I_F | 20 | mA | |
| | Forward current derating (Ta = 70°C) | $\Delta I_F / \Delta T_a$ | -0.36 | mA / °C | |
| | Peak transient forward current (Note 1) | I_{FPT} | 1 | A | |
| | Reverse voltage | V_R | 5 | V | |
| | Junction temperature | TJ | 125 | °C | |
| Detector | "I" peak output current (P _W ≤ 2.5μs, f ≤ 15kHz) (Note 2) | I_{OPH} | -1.5 | A | |
| | "L" peak output current (P _W ≤ 2.5μs, f ≤ 15kHz) (Note 2) | I_{OPL} | +1.5 | A | |
| | Output voltage | (Ta = 70°C) | V_O | 35 | V |
| | | (Ta = 85°C) | | 24 | |
| | Supply voltage | (Ta = 70°C) | V_{CC} | 35 | V |
| | | (Ta = 85°C) | | 24 | |
| | Output voltage derating (Ta = 70°C) | $\Delta V_O / \Delta T_a$ | -0.73 | V / °C | |
| | Supply voltage derating (Ta = 70°C) | $\Delta V_{CC} / \Delta T_a$ | -0.73 | V / °C | |
| Junction temperature | TJ | 125 | °C | | |
| Operating frequency (Note 3) | f | 25 | kHz | | |
| Operating temperature range | T _{OPR} | -20-85 | °C | | |
| Storage temperature range | T _{STG} | -55-125 | °C | | |
| Lead soldering temperature (10 s) (Note 4) | T _{SEL} | 260 | °C | | |
| Isolation voltage (AC, 1 min., R.H. ≤ 60%) (Note 5) | BV_G | 2500 | Vrms | | |

Note 1: Pulse width P_W ≤ 1μs, 300pps

Note 2: Exponential waveform

Note 3: Exponential waveform, I_{OPH} ≤ -1.0A (≤ 2.5μs), I_{OPL} ≤ +1.0A (≤ 2.5μs)

Note 4: It is 2 mm or more from a lead root.

Note 5: Device considered a two terminal device: Pins 1, 2, 3 and 4 shorted together, and pins 5, 6, 7 and 8 shorted together.

Note 6: A ceramic capacitor(0.1μF) should be connected from pin 8 to pin 5 to stabilize the operation of the high gain linear amplifier. Failure to provide the bypassing may impair the switching property. The total lead length between capacitor and coupler should not exceed 1cm.

Recommended Operating Conditions

| Characteristic | Symbol | Min. | Typ. | Max. | Unit |
|----------------------------|-------------------|------|------|--------|------|
| Input current, on (Note 7) | $I_{F(ON)}$ | 7 | 9 | 10 | mA |
| Input voltage, off | $V_{F(OFF)}$ | 0 | — | 0.5 | V |
| Supply voltage | V_{CC} | 15 | — | 30, 20 | V |
| Peak output current | I_{OPH}/I_{OPL} | — | — | ±0.5 | A |
| Operating temperature | T _{OPR} | -20 | 25 | 70, 85 | °C |

Note 7: input signal rise time (fall time) < 0.5 μs.

Electrical Characteristics (Ta = -20~70°C, unless otherwise specified)

| Characteristic | Symbol | Test Cir- cuit | Test Condition | Min. | Typ.* | Max. | Unit | |
|--|----------------------|-------------------|--|--|--|-------|-------|----|
| Input forward voltage | V _F | — | I _F = 10 mA, Ta = 25°C | — | 1.6 | 1.8 | V | |
| Temperature coefficient of forward voltage | ΔV _F /ΔTa | — | I _F = 10 mA | — | -2.0 | — | mV/°C | |
| Input reverse current | I _R | — | V _R = 5V, Ta = 25°C | — | — | 10 | μA | |
| Input capacitance | C _T | — | V = 0, f = 1MHz, Ta = 25°C | — | 45 | 250 | pF | |
| Output current | "H" level | I _{OPH} | 3 | V _{CC} = 30V (*) | I _R = 10 mA V _{BE-E} = 4V | -0.5 | -1.5 | A |
| | "L" level | I _{OPL} | 2 | | I _F = 0 V _{BE-E} = 2.5V | 0.5 | 2 | |
| Output voltage | "H" level | V _{OH} | 4 | V _{CC1} = +15V, V _{BE1} = -15V R _L = 200Ω, I _F = 5mA | 11 | 12.6 | — | V |
| | "L" level | V _{OL} | 5 | V _{CC1} = +15V, V _{BE1} = -15V R _L = 200Ω, V _F = 0.6V | — | -14.2 | -12.6 | |
| Supply current | "H" level | I _{CC1} | — | V _{CC} = 30V, I _F = 10mA Ta = 25°C | — | 7 | — | mA |
| | | | | V _{CC} = 30V, I _F = 10mA | — | — | 11 | |
| | "L" level | I _{CC2} | — | V _{CC} = 30V, I _F = 0mA Ta = 25°C | — | 7.5 | — | |
| Threshold input current | "Output L→H" | I _{SLH} | — | V _{CC1} = +15V, V _{BE1} = -15V R _L = 200Ω, V _O = 0V | — | 1.2 | 5 | mA |
| Threshold input voltage | "Output H→L" | I _{SL} | — | V _{CC1} = +15V, V _{BE1} = -15V R _L = 200Ω, V _O = 0V | 0.8 | — | — | V |
| Supply voltage | V _{CC} | — | — | 10 | — | 35 | V | |
| Capacitance (input-output) | C _S | — | V _S = 0, f = 1MHz Ta = 25°C | — | 1.0 | 2.0 | pF | |
| Resistance(input-output) | R _S | — | V _B = 500V, Ta = 25°C R.H. = 60% | 1×10 ¹² | 10 ¹⁴ | — | Ω | |

* All typical values are at Ta = 25°C (*) Duration of t_o time ≤ 50μs



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Switching Characteristics (Ta = -20~70°C, unless otherwise specified)

| Characteristic | Symbol | Test Cir-cuit | Test Condition | Min. | Typ.* | Max. | Unit | |
|---|-----------------|---------------|--|-------|-------|------|--------|---|
| Propagation delay time | L→H | 6 | I _f = 0mA (Note 7) V _{CC1} = +15V, V _{EE1} = -15V R _L = 200Ω | - | 0.15 | 0.5 | μs | |
| | H→L | | | | 0.15 | 0.5 | | |
| Output rise time | t _r | | | | - | - | | - |
| Output fall time | t _f | | | | - | - | | - |
| Common mode transient immunity at high level output | C _{MH} | 7 | V _{CM} = 620V, I _f = 6mA V _{CC} = 30V, T _a = 25°C | -5000 | - | - | V / μs | |
| Common mode transient immunity at low level output | C _{ML} | 7 | V _{CM} = 620V, I _f = 0mA V _{CC} = 30V, T _a = 25°C | 5000 | - | - | V / μs | |

* All typical values are at Ta = 25°C

Note 7: Input signal rise time (fall time) < 0.5 μs.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้