สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

อินเวอร์เตอร์ควบคุมความเร็วมอเตอร์ 3 เฟสด้วยสัญญาณไซน์ที่แทรกด้วยฮาร์โมนิกที่ 3

Inverter for speed control 3 phase induction motor with third harmonic sinusoidal

T103102

เดชนะ กิจกัญจนาสน์ รหัส 48010295
ธนาณพ โชติพิชิตชัย รหัส 48010360
รุ่งนภา ลีลาอุดมลิปี รหัส 48010742

อาจารย์ที่ปรึกษา
ผศ. พลผดุง ผดุงกุล

วพ. ก8350 2551

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 103102
วัน,เดือน,ปี 27 ส.ค. 2552

b 12097627
i.....

รายงานนี้เป็นส่วนหนึ่งของปริญญานิพนธ์ของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2551

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ อินเวอร์เตอร์ควบคุมความเร็วมอเตอร์ 3 เฟสด้วยสัญญาณไซน์ที่แทรกด้วยฮาร์โมนิกส์ที่ 3

Inverter for speed control 3 phase induction motor with third harmonic sinusoidal

ผู้จัดทำ	นายเดชนะ	กิจกัญจนาสน์	รหัส 48010295
	นายธนาณพ	โชติพิชิตชัย	รหัส 48010360
	นางสาวรุ่งนภา	ลีลาอุดมลิปิ	รหัส 48010742

รายงานฉบับนี้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ .....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.พลผดุง ผดุงกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินเวอร์เตอร์ควบคุมความเร็วมอเตอร์ 3 เฟสด้วยสัญญาณไซน์ที่แทรกด้วยฮาร์โมนิกที่ 3

นายเดชนะ กิจกัญจนาสน์ รหัส 48010295
นายธนาณพ โชติพิชิตชัย รหัส 48010360
นางสาวรุ่งนภา ลีลาอุดมลิปี รหัส 48010742
ผศ. พลผดุง ผดุงกุล อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2550

บทคัดย่อ

ในโครงงานนี้เป็นการทดลองเกี่ยวกับตัวควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ 3 เฟส ด้วยการสร้างสัญญาณ PWM (Pulse Width Modulation) จากสัญญาณไซน์นูซอยด์ ที่เพิ่มฮาร์โมนิคที่ 3 ภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC30f4011 จากนั้นนำสัญญาณPWMที่ได้ ป้อนให้กับวงจรขับสวิทช์แบบ IGBT ซึ่งในการทดลองนี้ได้ทำการต่ออินเวอร์เตอร์ที่สร้างขึ้นเพื่อใช้ในการควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ 3 เฟส ขนาด 1 แรงม้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Inverter for speed control 3 phase induction motor with third harmonic sinusoidal

Mr. Detchana Kitkanchanat No.48010295
Mr.Tananop Chokpichitchai No. 48010360
Miss Rungnapa Leelaudomlipi No. 48010742
Asst.Prof. Polphadung Phadungkul Advisor
Educational Year 2008

Abstract

This project present an inverter for speed control 3 phases motor by using third harmonic principle. Which the PWM techniques created by microcontroller number dsPIC30f4011. Then the signal of PWM transfer to the driver circuit of IGBT switch . In practically of this project use this inverter to control speed of 3 phases motor 1HP (746W) .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้โดยความช่วยเหลือจาก ผศ. พลผดุง ผดุงกุล ที่ได้ให้คำแนะนำแนวทางแก้ไขปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้นในโครงงานนี้ ผู้จัดทำปริญญานิพนธ์ จึงใคร่ขอขอบพระคุณอาจารย์ที่มีส่วนช่วยให้ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้ ผู้จัดทำโครงงานใคร่ขอกราบขอบพระคุณบิดา มารดา ซึ่งให้การสนับสนุนก้านการเงิน และให้กำลังใจแก่ผู้จัดทำโครงงานทุกคนเสมอมาจนสำเร็จการศึกษา

.....

(นายเดชนะ กิจกัญจนาสน์)

.....

(นายธนาณพ โชติพิชิตชัย)

.....

(นางสาวรุ่งนภา ลีลาอุดมลิปี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทคัดย่อ

สารบัญ

สารบัญรูป

บทที่ 1 บทนำ **1**

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง **2**

2.1 ชนิดของอินเวอร์เตอร์ 2

2.1.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งแรงดัน 2

2.1.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งกระแส 2

2.2 การมอดูเลตความกว้างพัลส์ 3

2.3 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส 6

2.3.1 วงจรและรูปคลื่นสัญญาณ 6

2.3.2 เทคนิคการมอดูเลตแบบ SINE PWM 9

2.3.3 เทคนิคการมอดูเลตแบบ Third-Harmonic Injection PWM 11

2.4 มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส 13

2.4.1 สนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส 16

2.4.2 ความเร็วและค่าต่างๆที่สัมพันธ์กับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 19

2.5 ไอจีบีทีเบื้องต้น 21

2.5.1 โครงสร้างและสัญลักษณ์

2.5.2 สภาวะนำกระแส 23

2.5.3 สภาวะหยุดนำกระแส 23

2.5.4 การแลตช์ใน IGBT 24

2.5.5 การป้องกันการแลตช์ 26

2.5.6 วงจรสมมูลของ IGBT 27

2.5.7 ลักษณะการสวิตช์ 29

บทที่ 3 หลักการทำงานและการออกแบบ **31**

3.1 การออกแบบวงจรส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์ 31

3.2 การออกแบบวงจรเรียงกระแสและทวีแรงดัน 32

3.3 วงจรขับมอเตอร์โดยใช้ IGBT 34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 การออกแบบส่วนโปรแกรม **36**

4.1การออกแบบวงจรและโปรแกรมส่วนไมโครคอลโทรลเลอร์ 36

4.2 การสร้างเวลาหยุดพักของอุปกรณ์กำลัง 38

4.3การคำนวณความกว้างของพัลส์ 38

บทที่ 5 ผลการทดลอง **40**

บทที่ 6 สรุปผลการทดลอง **44**

ภาคผนวก ก **45**

ภาคผนวก ข **49**

เอกสารอ้างอิง **61**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

รูปที่ 2.1 การใช้เทคนิคPWMกับวงจรทอนระดับ 4

รูปที่2.2 วงจรและรูปคลื่นสัญญาณจองอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ PWM 7

รูปที่ 2.3 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แสดงช่วงพลังงานไม่ไหลสู่โหลด 9

รูปที่ 2.4 แรงดันเฟสและแรงดันไลน์จากการมอดูเลตแบบ SINE PWM 10

รูปที่ 2.5 เทคนิค Third-Harmonic Injection 11

รูปที่ 2.6 ลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส 13

รูปที่ 2.7 ส่วนที่อยู่กับที่ (Stator) ของมิเตอร์ 14

รูปที่ 2.8 ตัวหมุนแบบกรงกระรอก (Squirrel Cage Rotor) 15

รูปที่ 2.9 ตัวหมุนที่มีขดลวดพันอยู่รอบๆ (Wound Rotor) 16

รูปที่ 2.10 แสดงการจ่ายแรงดันไฟฟ้า 3 เฟสให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส 17

รูปที่ 2.11 แสดงรูปคลื่นไซน์ของสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นโดยกระแสไฟฟ้า 3 เฟส 18

รูปที่ 2.12 แสดงการเกิดสนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์ 3 เฟส 2 ขั้ว 18

รูปที่ 2.13 สัญลักษณ์และการเรียกชื่อขาของ IGBT ทั้ง 2 แบบ 21

รูปที่ 2.14 ภาพตัดขวางโครงสร้างพื้นฐานของ IGBT 21

รูปที่ 2.15 (ก) กราฟแสดงลักษณะคุณสมบัติระหว่างกระแสและแรงดันของ IGBT 22

รูปที่ 2.15 (ข) กราฟแสดงลักษณะสมบัติการถ่ายโอนของ IGBT 22

รูปที่ 2.16 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส 23

รูปที่2.17 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส 25

รูปที่ 2.18 โครงสร้างที่ปรับปรุงเพื่อป้องกันการแลตช์ใน IGBT 26

รูปที่ 2.19 (ก) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่ภายใน 27

รูปที่ 2.19 (ข) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของ IGBT 27

รูปที่ 2.19 (ค) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของไทริสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน IGBT 27

รูปที่ 2.20 (ก) ลักษณะของกระและแรงดันขณะนำกระแส 29

รูปที่ 2.20 (ข) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะหยุดนำกระแส 29

รูปที่ 3.1 บล็อคไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์ 31

รูปที่ 3.2 วงจรเรียงกระแสและทวีแรงดัน 32

รูปที่ 3.3 ภาพรวมของวงจรเรียงกระแสและวงจรทวีแรงดันกับชุดสวิตช์ 33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.4 แสดงวงจรขับมอเตอร์โดยใช้ IGBT 34
รูปที่ 3.5 วงจรขับสวิทช์ IGBT 34
รูปที่ 4.1 แสดงโฟล์วชาร์ตการทำงานของโปรแกรมที่ได้พัฒนาขึ้นมา 37
รูปที่ 4.2 แสดงการเกิดเวลาหยุดพักอุปกรณ์ 38
รูปที่ 4.3 รูปไซน์ที่แทรกด้วยฮาร์โมนิคที่ 3 39
รูปที่5.1 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ความถี่ 40 เฮิร์ต 40
รูปที่5.2 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต 40
รูปที่5.3 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ความถี่ 70 เฮิร์ต 40
รูปที่5.4 สัญญาณไซน์นูซอยด์ซึ่งเพิ่มฮาร์โมนิกที่3 ระหว่างเฟส A และเฟสB ที่ความถี่ 40 เฮิร์ต 41
รูปที่5.5 สัญญาณไซน์นูซอยด์ซึ่งเพิ่มฮาร์โมนิกที่3 ระหว่างเฟส A และเฟสB ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต 41
รูปที่5.6 สัญญาณไซน์นูซอยด์ซึ่งเพิ่มฮาร์โมนิกที่3 ระหว่างเฟส A และเฟสB ที่ความถี่ 70 เฮิร์ต 41
รูปที่5.7 สัญญาณไซน์นูซอยด์ซึ่งเพิ่มฮาร์โมนิกที่3 ระหว่างเฟส B และเฟสC ที่ความถี่ 40 เฮิร์ต 42
รูปที่5.8 สัญญาณไซน์นูซอยด์ซึ่งเพิ่มฮาร์โมนิกที่3 ระหว่างเฟส B และเฟสC ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต 42
รูปที่5.9 สัญญาณไซน์นูซอยด์ซึ่งเพิ่มฮาร์โมนิกที่3 ระหว่างเฟส B และเฟสC ที่ความถี่ 70 เฮิร์ต 42
รูปที่ 5.10 สัญญาณ PWM และสัญญาณไซน์นูซอยด์ ที่เกิดจากการหักล้างกันระหว่างเฟส AB ที่ความถี่ 40เฮิร์ต 43
รูปที่ 5.11 สัญญาณ PWM และสัญญาณไซน์นูซอยด์ ที่เกิดจากการหักล้างกันระหว่างเฟส AB ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต 43
รูปที่ 5.12 สัญญาณ PWM และสัญญาณไซน์นูซอยด์ ที่เกิดจากการหักล้างกันระหว่างเฟส AB ที่ความถี่ 70 เฮิร์ต 43
รูปที่ 5.13 สัญญาณ PWM และสัญญาณไซน์นูซอยด์ ที่เกิดจากการหักล้างกันระหว่างเฟส BC ที่ความถี่ 40เฮิร์ต 44
รูปที่ 5.14 สัญญาณ PWM และสัญญาณไซน์นูซอยด์ ที่เกิดจากการหักล้างกันระหว่างเฟส BC ที่ความถี่ 50เฮิร์ต 44
รูปที่ 5.15 สัญญาณ PWM และสัญญาณไซน์นูซอยด์ ที่เกิดจากการหักล้างกันระหว่างเฟส BC ที่ความถี่ 70เฮิร์ต 44
รูปที่ 5.16 รูปขยายแสดง Dead Time ค่า 1uS 45

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

เนื่องจากในปัจจุบันในโรงงานอุตสาหกรรมส่วนใหญ่ จะมีการใช้งานมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส อย่างแพร่หลาย ซึ่งชุดควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหล่านี้ ส่วนใหญ่จะมาจากต่างประเทศ ซึ่งมีราคาแพงมาก เราจึงทำการศึกษาพบว่า ภายในชุดควบคุมเหล่านี้จะมีส่วนประกอบหลักคือ "อินเวอร์เตอร์"

อินเวอร์เตอร์ คือ อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แปลงไฟกระแสตรงให้เป็นไฟกระแสสลับโดยใช้การสวิทช์ โดยเราจะใช้หลักการของ PWM (Pulse Width Modulation) เพื่อสร้างสัญญาณ Sinusoidal และเราจะนำสัญญาณนี้ไปใช้ในการขับมอเตอร์ 3 เฟสกระแสสลับ

โดยอินเวอร์เตอร์ที่เราออกแบบจะประกอบด้วย 2 ส่วน คือ ส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPic เบอร์ 30f4011 และส่วนของวงจรขับสวิทช์และวงจรขับมอเตอร์ 3 เฟส

- ส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ ทำหน้าที่รับค่าสัญญาณไซนูซอยด์ สร้างสัญญาณ PWM โดยสามารถกำหนดค่าความถี่ ค่าดัชนีการมอดูเลท และค่า Dead Time จาก dsPic เบอร์ 30f4011
- ส่วนของวงจรขับสวิทช์และวงจรขับมอเตอร์ 3 เฟส ทำหน้าที่ในการขับมอเตอร์ 3 เฟส และสร้างแรงดันไฟกระแสตรงจากไฟกระแสสลับ

โดยการออกแบบนี้ ในส่วนของสัญญาณ PWM เราจะทำการใส่ฮาร์โมนิกที่ 3 ของสัญญาณ Sinusoidal เพื่อเพิ่มดัชนีการมอดูเลชั่น เนื่องจากในการใช้งานจริง การเริ่มหมุนของมอเตอร์จะมีการกินกระแสสูง และมีการกระชากของโรเตอร์ ทำให้สิ้นเปลืองพลังงาน และเกิดความเสียหายแก่มอเตอร์ ดังนั้นเราจะแก้ปัญหานี้โดยวิธีการเริ่มต้นอย่างนุ่มนวล (Soft start)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2
ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 ชนิดของอินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์สามารถแบ่งตามชนิดของแหล่งจ่ายได้ 2 ชนิด คือ

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

สำหรับปริญญานิพนธ์นี้เลือกใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งแรงดัน

2.1.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งแรงดัน(Voltage Source Inverter)

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งแรงดันใช้แรงดันไฟตรงค่าคงที่ ทำให้แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์คงที่ด้วย ซึ่งไม่ขึ้นกับโหลด โดยใช้การมอดูเลตความกว้างพัลส์

ข้อดีของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งแรงดัน

- สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย
- ปรับความถี่ได้ในย่านกว้างๆ
- ใช้กับมอเตอร์พร้อมกันหลายๆตัวได้

ข้อเสียของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้แหล่งแรงดัน

- มักมีปัญหาในเรื่องการลัดวงจร (Short Through) ของอุปกรณ์สวิทช์ภายในกิ่งเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งในการปฏิบัติมีการสร้างเวลาหยุดพัก (Dead Time) เป็นตัวช่วยป้องกัน

2.1.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งกระแส (Current Source Inverter)

อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งกระแสประกอบด้วยไทริสเตอร์เร็คติไฟร์ ที่สามารถควบคุมได้โดยควบคุมได้โดยการควบคุมเฟสของเอซีไลน์ และยังมีอินดัคเตอร์ตัวใหญ่ต่ออนุกรมอยู่แต่ไม่มีตัวเก็บประจุต่อขนานเพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสซึ่งแตกต่างจากอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งแรงดัน ส่วนควบคุมสัญญาณกระแสที่เปลี่ยนความถี่ได้อาจใช้อุปกรณ์ไทริสเตอร์ร่วมกับไดโอด

ข้อดีของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งกระแส

- ไม่มีโอกาสที่จะมีการลัดวงจรเหมือนในVSI
- กำลังสูญเสียต่ำเนื่องจากเป็นอุปกรณ์ไทริสเตอร์

ข้อเสียของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งกระแส

- วงจรมีขนาดใหญ่ ราคาแพง
- ไม่สามารถทำงานในขณะไม่มีโหลดได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ไม่สามารถใช้กับมอเตอร์หลายตัวพร้อมกันได้

2.2 การมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulate, PWM)

การมอดูเลตความกว้างของพัลส์ (PWM) เป็นเทคนิคการแหล่งรูปคลื่นใน 1 คาบ ออกเป็นพัลส์ย่อยๆ หลายพัลส์ โดยแต่ละพัลส์อาจมีความกว้างไม่เท่ากัน

การเฉลี่ยเฉพาะที่ของสัญญาณ PWM

แรงดันเอาท์พุท V_o ของวงจรทอนระดับสัญญาณดังรูปที่ 2.12(ก)สามารถ เปลี่ยนแปลงได้ระหว่างค่า 0 ถึงค่า V_s โดยที่วัฏจักรงาน D มีค่าระหว่าง 0 ถึง 1 ถ้าเราให้ D เป็นฟังก์ชั่นของเวลา d(t) โดยที่ d(t) มีการเปลี่ยนแปลงค่าอย่างช้าๆ เมื่อเทียบกับคาบของการสวิตช์ ซึ่งถ้าเป็นในกรณีเช่นนี้เราสามารถสังเคราะห์แรงดันเอาท์พุท V_o ซึ่งมีค่าเฉลี่ยจะเป็นฟังก์ชั่นของเวลา และมีค่าเท่ากับ d(t) V_s อย่างไรก็ตามเวลาในการเฉลี่ยค่า V_o จำเป็นต้องเป็นช่วงเวลาที่นานเมื่อเทียบกับคาบเวลาของการสวิตช์ T แต่คาบเวลาดังกล่าวจะต้องสั้นกว่าเมื่อเทียบกับคาบเวลาของ d(t)

การเฉลี่ยค่าแรงดันเอาท์พุท V_o ในที่นี้หมายถึงการเฉลี่ยเฉพาะที่ (local averaging) และจะใช้สัญลักษณ์ $\overline{V}_o(t)$ สำหรับสัญลักษณ์ $< V_o >$ หมายถึงค่าเฉลี่ยจริงซึ่งเป็นค่าคงตัว หรืออาจกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า ค่าเฉลี่ยดังกล่าวเป็นค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ได้จากการกรองสัญญาณแรงดันเอาท์พุทด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน โดยขจัดความถี่สูงออกและคงเหลือไว้แต่สัญญาณความถี่ต่ำๆ เช่นองค์ประกอบหลักมูล (fundamental component) ในขณะที่ถ้าส่วนค่าเฉลี่ยได้จากการกรองทุกความถี่ออก จะคงเหลือไว้แต่องค์ประกอบไฟตรง

สำหรับวงจรทอนระดับสัญญาณแสดงในรูปที่ 2.1(ก) ถ้าเราให้วัฏจักรงาน d(t) เป็นฟังก์ชั่นไซนูซอยด์ เราจะได้แรงดันเอาท์พุทที่เป็นองค์ประกอบไฟตรงบวกกับไซนูซอยด์ ได้ดังนี้

$$d(t) = 0.5 + m_a \sin(\omega_a t) \qquad (2.1)$$

เราจะได้แรงดันเอาท์พุทที่เป็นองค์ประกอบไฟตรงบวกกับไซนูซอยด์ ได้ดังนี้

$$V_o = 0.5V_s + m_a V_s \sin(\omega_a t) \; ; m_a \leq 0.5 \qquad (2.2)$$

m_a คือ amplitude modulation

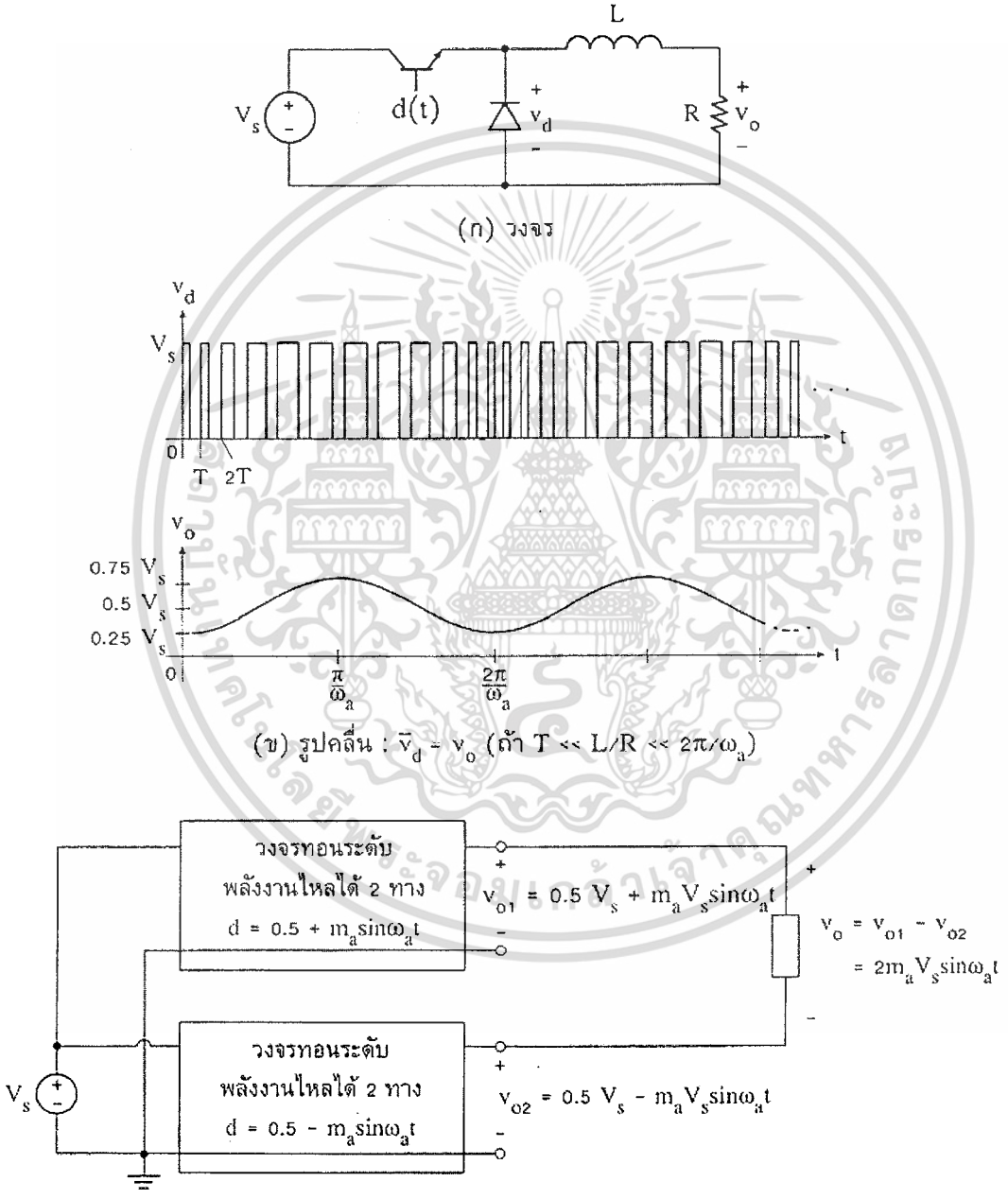
ω_a คือ frequency modulation

โดยมีเงื่อนไขดังนี้

$$T \leq \frac{L}{R} \leq \frac{2\pi}{\omega a} \qquad (2.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดัน V_a เป็นพัลส์ที่มีความถี่เท่ากับ $1/T$ แต่มีความกว้างพัลส์ที่ไม่คงตัว เราเรียกรูปคลื่นที่วัฏจักรงานเป็นฟังก์ชั่นของเวลาว่ารูปคลื่นสัญญาณ PWM ค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของรูปคลื่น PWM หรือ $\overline{V}_a$ จะเป็นฟังก์ชั่นของเวลา ถ้าเราทำการกรอง V_a ด้วยวงจรกรองความถี่ต่ำผ่านที่ประกอบไปด้วยอุปกรณ์ L และ R โดยมีพารามิเตอร์เป็นไปตามเงื่อนไขสมการที่ (2.3) ดังนั้นค่าความถี่การสวิตช์จะถูกกรองออกไปแต่ความถี่การสวิชท์จะถูกกรองออกไป แต่ความถี่ ω_a ไม่ถูกลดทอน



รูปที่ 2.1 การใช้เทคนิคPWMกับวงจรทอนระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.1(ข) V_a คือค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของรูปคลื่น PWM เนื่องจาก$d(t)$ เป็นฟังก์ชั่นไซนูซอยด์ ค่าเฉลี่ยเฉพาะที่ของรูปคลื่น PWM จึงเป็นรูปไซนูซอยด์ด้วย แต่ $d(t)$อาจเป็นฟังก์ชั่นของเวลาใดๆ (ที่เป็นไปตามเงื่อนไขสมการที่ (2.3)) $V_a(t)$ ก็จะเป็นฟังก์ชั่นที่เหมือนกับ $d(t)$

อย่างไรก็ดี แรงดันเอาท์พุท V_a ของวงจรทอนระดับสัญญาณยังมีองค์ประกอบไฟตรงผสมอยู่ (เป็นไปตามสมการที่ (2.2) และรูปที่ 2.1 (ข)) ดังนั้นการกำจัดองค์ประกอบไฟตรงสามารถทำได้โดยการต่อวงจรทอนระดับ 2 วงจร โดยที่สัญญาณมอดดูเลตของวงจรทั้งสองมีเฟสต่างกัน 180(ดังแสดงในรูปที่ 2.1 (ค)) เมื่อนำสัญญาณด้านเอาท์พุทมาลบกับ จะส่งผลให้แรงดันไฟตรงก็จะหักล้างกันไปเหลือแต่แรงดันไฟสลับ อย่างไรก็ดี เนื่องจากกระแสด้านออก i_a เป็นกระแสสลับวงจรทอนระดับที่ใช้จะต้องเป็นชนิดที่กำลังงานไหลได้ 2 ทิศทาง กล่าวคือ แต่ละวงจรใช้สวิตช์ ที่กระแสไหลได้ 2 ทางจำนวน 2 ตัวถ้าให้สัญญาณมอดดูเลตเป็นฟังก์ชั่นใดๆ แต่องค์ประกอบความถี่สูงสุดยังเป็นไปตามเงื่อนไขสมการที่ (2.3) แรงดันด้านออกจะเป็นฟังก์ชั่นเดียวกับสัญญาณมอดดูเลตเพียงแต่จ่ายกำลังได้มากขึ้น ในแง่นี้วงจรทำหน้าที่เป็นวงจรขยายกำลังแบบวิธีสวิตช์ (Switch mode power amplifier)

$$m_f = \frac{f}{fa} \tag{2.4}$$

m_f = อัตราการมอดดูเลตความถี่

f = ความถี่การสวิตช์

f_a = ความถี่การมอดดูเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

2.3.1 วงจรและรูปคลื่นสัญญาณ

อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสเหมาะสำหรับกรณีที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง ซึ่งโครงสร้าง และรูปคลื่นสัญญาณของวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแสดงอยู่ในรูปที่ 2.2 (ก)

เทคนิค PWM สามารถใช้ได้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ไม่ว่าจะเป็นเทคนิคไซน์ตัดสามเหลี่ยม หรือเทคนิคการกำจัดฮาร์มอนิกต่ำ หรือการควบคุมรูปคลื่นของกระแส

รูปที่ 2.2(ข) แสดงหลักการของเทคนิคไซน์ตัดสามเหลี่ยม เรามีรูปสามเหลี่ยม V_T ซึ่งมีความถี่เท่ากับความถี่การสวิตช์ และมีสัญญาณอ้างอิงรูปไซน์ 3 สัญญาณได้แก่คือ V_{rA} , V_{rB} และ V_{rC} ซึ่งมีมุมเฟสต่างกัน 120° โดยมีจุดตัดระหว่าง V_Tกับ 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 2.13(ค) สังเกตได้ว่าองค์ประกอบหลักมูลของ V_{AG} หรือ V_{AG1} มีแอมพลิจูดเท่ากับค่าที่แสดงในสมการที่(2.6) (V_{AG}ต่างกับ V_{AO}เพียงค่าแรงดันไฟตรง $V_s/2$)

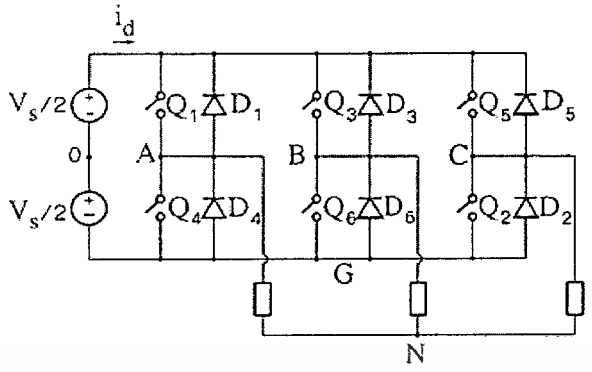
$$V_{AG1} = m_a V_s \quad ; \quad m_a \leq 0.5 \tag{2.5}$$

แรงดันสาย V_{AB} มีองค์ประกอบหลักมูลเท่ากับ V_{AB1}แอมพลิจูดของ V_{AB1} เท่ากับ 3 ของแอมพลิจูดของ V_{AG1} เนื่องจาก V_{AG} และ V_{BG} มีเฟสต่างกัน 120° และ V_{AB1} มีเฟสล้าหลัง V_{AG1} อยู่ 30° (แสดงในรูปที่ 2.2(ค)) ดังนั้น

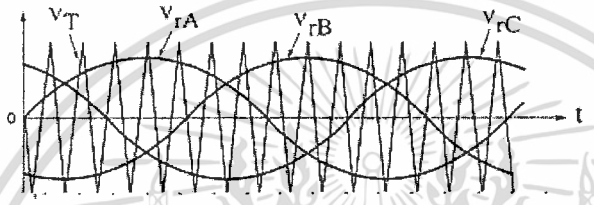
$$V_{AB1} = \sqrt{3}\ m_a V_s \quad ; \quad m_a \leq 0.5 \tag{2.6}$$

ในการออกแบบระบบ โดยทั่วไปนิยมเลือกอัตราการมอดดูเลตความถี่ m_f เป็นเลขคี่และเป็นพหุคูณของ 3 และให้ความลาดชันของ V_T และ V_t ณ จุดที่แรงดันทั้งสองมีค่าเป็นศูนย์มีเครื่องหมายตรงกันข้ามกัน (แสดงในรูปที่ 2.2 (ข)) ในกรณีนี้ถ้า $m_a \leq 0.5$ สเปกตรัมของ V_{AB} จะเป็นดังแสดงในรูปที่2.2 (ง) นอกจากนี้สังเกตได้ว่าฮาร์มอนิกต่ำสุดเกิดขึ้นที่ความถี่ $m_f \pm 2k$ ตารางที่ 2.1 แสดงฮาร์มอนิกของแรงดันสายของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส สำหรับอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสเราอาจจะออกแบบให้วงจรทำงานถึงในย่านการมอดดูเลตเกิน เพื่อให้ได้แรงดันเอาท์พุทที่มีค่าสูงขึ้นส่วนข้อเสียที่เนื่องมาแต่ฮาร์มอนิกที่เพิ่มขึ้นมักจะพอยอมรับได้

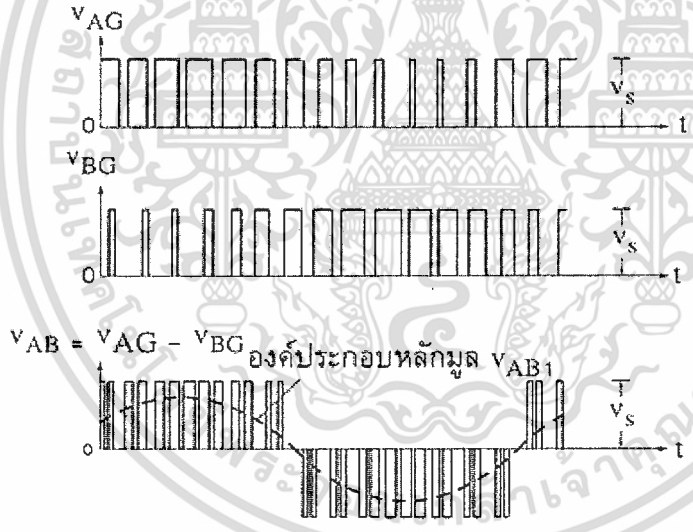
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) วงจร

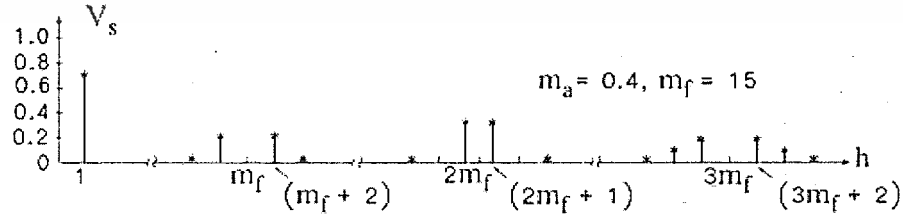


(ข) ไซน์ตัดสามเหลี่ยม



(ค) รูปคลื่น

ฮาร์มอนิกของแรงดันสาย



(ง) สเปกตรัม

รูปที่2.2 วงจรและรูปคลื่นสัญญาณจองอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบ PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

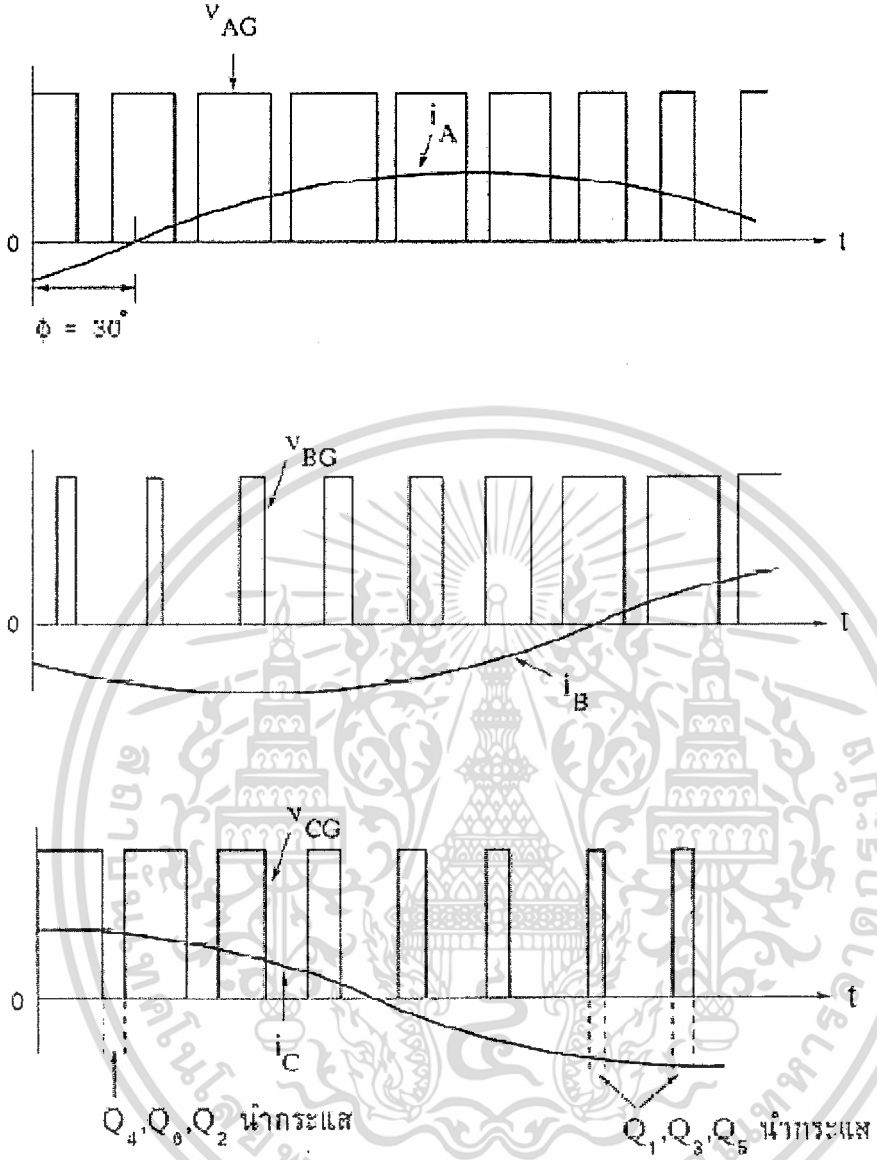
ถ้าโหลดมีลักษณะเป็นตัวเหนี่ยวนำโดยมีค่าคงตัวเวลาที่เป็นไปตามเงื่อนไขสมการที่ (2.3) กระแสโหลดจะเป็นรูปใกล้เคียงไซน์โดย ทิศทางของกระแสโหลดเป็นตัวกำหนดการนำกระแสของไดโอด เช่น กรณีที่เฟสของโหลดเท่ากับ 30° (ตามล้าหลัง) รูปคลื่นจะเป็นดังแสดงในรูปที่ 2.3 โดยสังเกตได้ว่าในช่วงเวลาที่ $i_c > 0$ และ $V_{CG} = 0$ (Q_2 หรือ D_2 นำกระแส) แต่ทิศทางของ i_c แสดงว่า D_2 นำกระแส (แสดงในรูปที่2.2 (ก))

เมื่อพิจารณารูปคลื่นสัญญาณในรูปที่ 2.2 จะพบว่า ในบางช่วงเวลาดังแสดงในรูปล่างสวิตช์จะต่อกิ่งทั้งสามของโหลดเข้ากับขั้วลบของแหล่งจ่าย V_s (เช่น เมื่อ Q_4 ,Q_6 ,Q_2 นำกระแส)และบางช่วงเวลาสวิตช์จะต่อกิ่งทั้งสามของโหลดเข้ากับขั้วบวกของแหล่ง V_s (เช่น เมื่อ Q_1 ,Q_3 ,Q_6นำกระแส) ซึ่งในช่วงเวลาดังกล่าวกระแสอินพุทของอินเวอร์เตอร์ (i_d ในรูปที่ 2.2(ก)) มีค่าเป็นศูนย์ หมายความว่ากำลังงานไม่ไหลจากแหล่งจ่ายสู่โหลด ซึ่งระยะเวลาของการควบคุมช่วงเวลาดังกล่าวเป็นการควบคุมกำลังงานที่จ่ายให้แก่โหลดหรือควบคุมค่าองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันเอาท์พุทนั่นเอง

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

ตารางที่ 2.1 อัตราส่วนระหว่างค่า RMS ของฮาร์มอนิกกับ V_S ของแรงดันสายของอินเวอร์เตอร์ 3เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 รูปคลื่นของแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส
แสดงช่วงพลังงานไม่ไหลสู่โหลด

2.3.2 เทคนิคการมอดูเลตแบบ SINE PWM

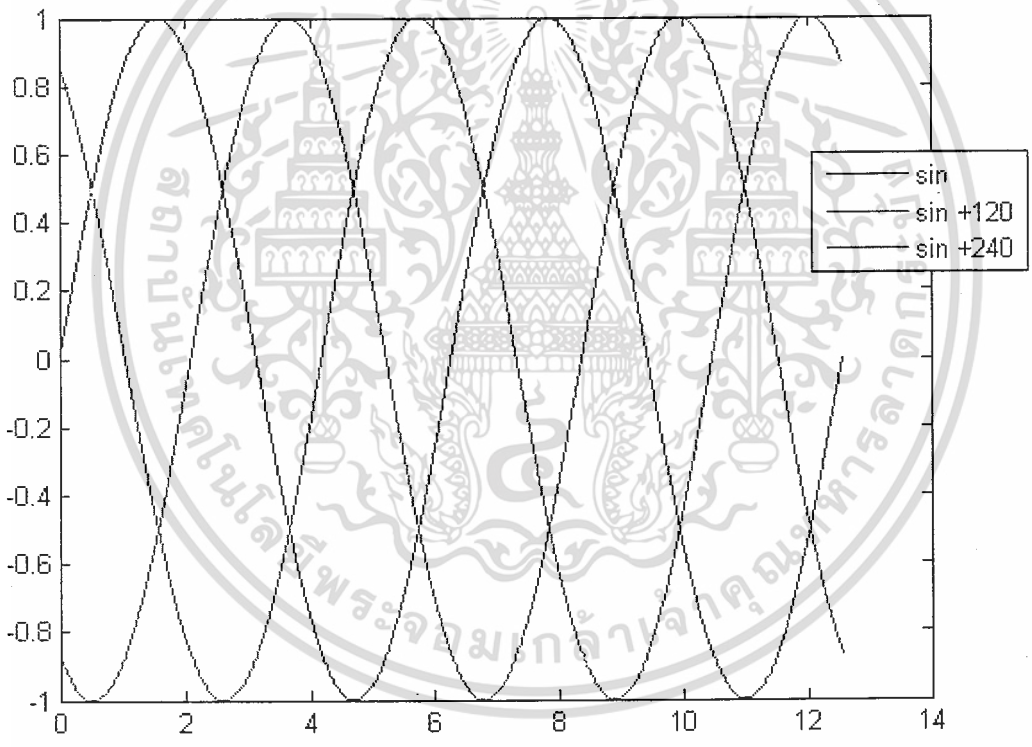
การมอดูเลตแบบ SINE PWM จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.2 สัญญาณ PWM ที่ได้ก็เป็นไปตามสมการที่ 2.2 ซึ่งเป็นแรงดัน V_o เฉลี่ยเฉพาะเฟส และเมื่องต้องการค่าแรงดันของ 3 เฟสที่ต่างกันก็สามารถหาได้จากสมการที่ 2.7 (โดยเฟส U,V,W ในสมการที่ 2.7 เป็นตัวเดียวกับเฟส A,B,C ในรูปที่ 2.2)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_u = 0.5V_s + m_a V_s \sin(\omega_a t)$$
$$V_v = 0.5V_s + m_a V_s \sin(\omega_a t + 120°) \quad (2.7)$$
$$V_w = 0.5V_s + m_a V_s \sin(\omega_a t - 120°)$$

จากสมการที่ 2.7 สามารถหาแรงดันระหว่างเฟสหรือแรงดันไลน์สูงสุด (m_a=0.5) ได้จากสมการที่ 2.8

$$V_{uv} = 0.866V_s + m_a V_s \sin(\omega_a t - 30°) \quad (2.8)$$



รูปที่ 2.4 แรงดันเฟสและแรงดันไลน์จากการมอดูเลตแบบ SINE PWM

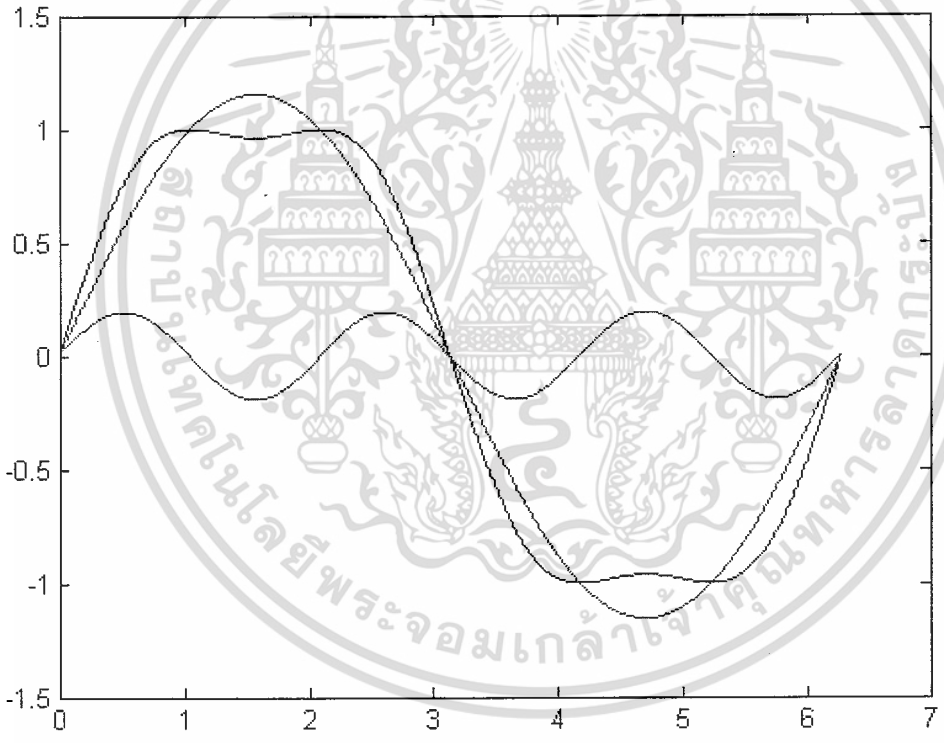
รูปที่ 2.4 นั้นเป็นสัญญาณความถี่หลักมูลจากการมอดูเลตแบบ SINE PWM ในสมการที่ 2.7-2.8 ซึ่งจะเห็นได้ว่าด้วยวิธีการมอดูเลตแบบนี้มีข้อจำกัดคือ สามารถให้ขนาดของความถี่หลักมูลของแรงดันไลน์สูงสุดที่ 86.6 % ของแรงดันไฟตรง ตามสมการที่ 2.8 ซึ่งอาจจะต้องใช้วิธีการที่สามารถเพิ่มขนาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไลน์ให้สูงขึ้น เช่น การมอดูเลตเกิน (Overmod) ส่งผลให้เกิดฮาร์มอนิกส์ต่ำขึ้นที่มอเตอร์ ทำให้กำลังงานสูญเสียที่มอเตอร์เพิ่มขึ้น

2.3.3 เทคนิคการมอดูเลตแบบ Third-Harmonic Injection PWM

จากเทคนิค SINE PWM ถ้าต้องการแรงดันระหว่างเฟส V_{uv} ในสมการที่ 2.8 เท่ากับแรงดันไฟตรง เราต้องเพิ่มอัตราการมอดูเลต m_a ขึ้น 15.4% แต่การเพิ่มอัตราการมอดูเลตเกิน แต่ถ้าพิตารณารูปที่ 2.5 ประกอบด้วย จะเห็นว่าการเพิ่มฮาร์มอนิกส์ที่ 3 ที่มีขนาดเหมาะสมเข้าไปกับความถี่หลักมูลสามารถแก้ไขความผิดเพี้ยนที่เกิดขึ้น จากการมอดูเลตเกินนี้ได้ตึงให้ขนาดของแรงดันเฟสต่อเฟส หรือแรงดันไลน์สูงสุดเท่ากับแรงดันไฟตรง ดังรูปที่ 2.5 มีผลให้สนามแม่เหล็ก (Flux) สูงขึ้น แรงบิด (Torque) มากขึ้น



รูปที่ 2.5 เทคนิค Third-Harmonic Injection

การหาขนาดของฮาร์มอนิกส์ลำดับที่สาม ที่เหมาะสมด้วยการจำลองการทำงานบนโปรแกรม MicroSim Eval 8 จะได้ค่าอยู่ในช่วง 18.5%-20% ของความถี่หลักมูลและค่าที่ให้ผลดีที่สุดคือ 19.2% จากสมการที่ 2.2 จากสมกรที่ 2.2 สามารถคำนวณหาขนาดของแรงดันชั่วขณะต่อเฟส V_o เมื่อใช้วิธี Third-Harmonic Injetion PWM ได้ดังสมการที่ 2.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = 0.5V_s + (1.154m_aV_a\sin(\omega_a t) + 0.192m_aV_s\sin(3\omega_a t)) \quad (2.9)$$

ทำให้แรงดันเฟสต่อเฟสไม่มีเทอมของฮาร์มอนิกส์ที่ 3 และมีขนาดเพิ่มขึ้นจากสมการที่ 2.8 (m_a=0.5)

$$V_{uv} = V_s\sin(\omega_a t\text{-}30) \quad (2.10)$$

รูปที่ 2.4 นั้นเป็นสัญญาณความถี่หลักมูลจากการมอดูเลตแบบ Third-Harmonic Injection PWM ในสมการที่ 2.9-2.10 ซึ่งจะเห็นได้ว่าด้วยวิธีการมอดูเลตแบบนี้ให้ขนาดของความถี่หลักมูลของแรงดันไลน์ (Line Volt) สูงสุดที่ 100% ของแรงดันไฟตรง ตามสมการที่ 2.1 ซึ่งสูงกว่าในรูปที่ 2.5 ที่แรงดันไลน์แค่ 86.6% ของแรงดันไฟตรง

การเปรียบเทียบเทคนิค PWM

เทคนิคการมอดูเลตถูกนำมาใช้ในการสร้างรูปสัญญาณความถี่หรือรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลา ซึ่งเป็นที่ทราบกันดีว่าสญญาณมอดูเลต PWM ที่ใช้ในการสวิตช์อินเวอร์เตอร์นั้นถูกสร้างมาจากการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณพาห์รูปคลื่นสามเหลี่ยมความถี่สูงและสัญญาณ ไซนูซอยด์อ้างอิงสามสัญญาณ ซึ่งหลักการพื้นฐานนี้ได้ถูกนำมาพัฒนาสร้างทั้งทางแอนาลอกและดิจิตอลสำหรับการแปลงพลังงาน

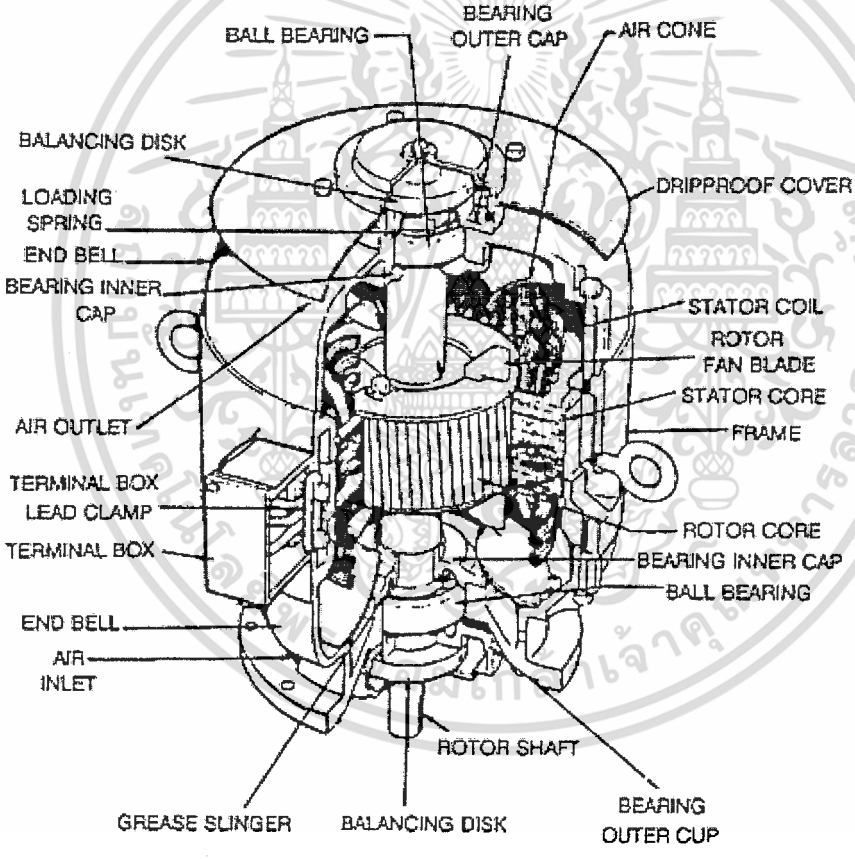
สำหรับวิธี Third-Harmonic สามารถให้แรงดันไลน์สูงเท่ากับแรงดันไฟตรงเหมือนกับวิธี 60^0PWM และ SVM และให้เอาท์พุตเป็นไซนูซอยด์ แต่การใช้เทคนิคนี้อาจต้องใช้วงจรที่มีความซับซ้อนมากหรือให้ตัวประมวลผลที่มีความสามารถในทางคำนวณที่สูงเพื่อให้ได้สัญญาณ PWM ที่ถูกต้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

มอเตอร์เนี่ยวนำมีการใช้งานกันอย่างแพร่หลายตั้งแต่โรงงานอุตสาหกรรมขนาดเล็กไปจนถึงขนาดใหญ่ ซึ่งโดยส่วนมากจะเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส เพราะมีราคาไม่แพง ต้องการการบำรุงรักษาน้อย และมีความเร็วรอบเกือบคงที่ตลอดย่านโหลด แต่มีข้อเสียคือ

- ควบคุมความเร็วยาก
- ขณะมีโหลดน้อยจะทำงานที่ Power factor ต่ำและล้าหลัง
- กระแสเริ่มหมุนมักเป็น 5 หรือ 7 เท่าของกระแสขับโหลดเต็มที่

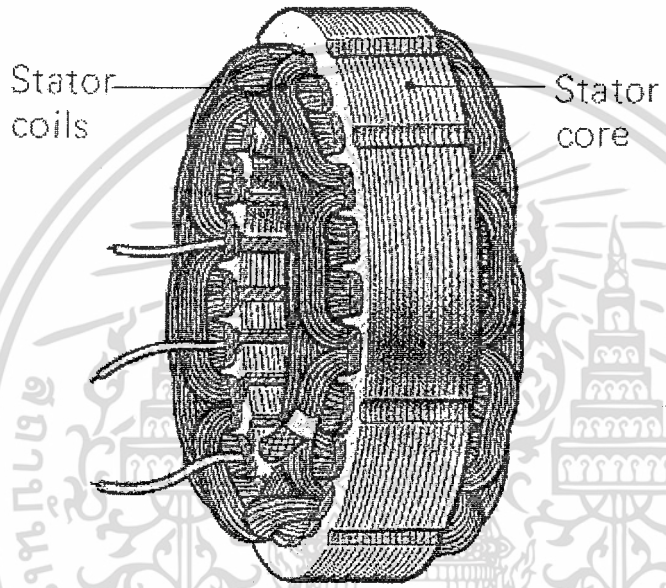


รูปที่ 2.6 ลักษณะของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

ส่วนประกอบของมอเตอร์เนี่ยวนำสามเฟสประกอบด้วยส่วนสำคัญสองส่วนคือ ส่วนที่อยู่กับที่ (Stator) และส่วนที่เคลื่อนที่ (Rotor)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ส่วนที่อยู่กับที่ (Stator) สเตเตอร์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสใช้หลักการเดียวกับซิงโครนัสมอเตอร์ หรือเครื่องกำหนิดไฟฟ้ากระแสสลับโดยทำจากแผ่นเหล็กบางๆอัดซ้อนเข้าด้วยกันเป็นช่องสล๊อตไว้บรรจุขดลวด ส่วนจำนวนขั่วแม่เหล็กจะเป็นตัวกำหนดความเร็วรอบของมอเตอร์ เมื่อเราจ่ายแรงดนไฟฟ้ากระแสสลับให้กัลขดลวดที่สเตเตอร์ ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กที่ค่าคงที่ค่าหนึ่ง และสนามแม่เหล็กนี้จะหมุนด้วยความเร็วค่าหนึ่งที่เรียกว่าความเร็วซิงโครนัส สนามแม่เหล็กหมุนดังกล่าวจะทำการเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าที่โรเตอร์

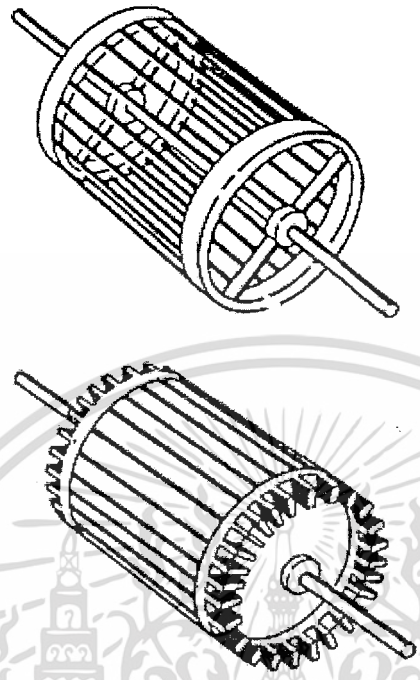


รูปที่ 2.7 ส่วนที่อยู่กับที่ (Stator) ของมิเตอร์

- ส่วนที่เคลื่อนที่ (Rotor) แบ่งออกได้เป็น 2 ชนิด คือ แบบที่มีตัวหมุนคล้ายกรงกระรอก (Squirrel Cage Rotor) และส่วนที่ตัวหมุนมีขดลวดพันอยู่รอบๆ (Wound Rotor)

ตัวหมุนแบบที่มีตัวหมุนคล้ายกรงกระรอก (Squirrel Cage Rotor) มอเตอร์เนี่ยวนำที่มีโรเตอร์แบบนี้ซึ่งมีชื่อเรียกว่า มิเตอร์เหนี่ยวนำกรงกระรอก โรเตอร์ชนิดนี้สร้างง่ายที่สุด ประกอบด้วยแทงอะลูมิเนียมผังอยู่ในทุ่นโรเตอร์ ซึ่งเป็นแผ่นเหล็กอ่อนบางๆ ประกอบเป็นทุ่นโรเตอร์ ปลายทั้งสองด้านของแท่งอลูมิเนียมจะเชื่อมด้วยกันกับวงแหวน ดังนั้นจึงมีรูปร่างคล้ายกรงกระรอก เนื่องจากวงแหวนนี้จะถูกต่อให้ครบวงจรด้วยวงแหวนตลอดเวลา จึงไม่มีทางต่อความต้านทานภายนอกเข้าไปกับโรเตอร์ เพื่อให้ความต้านทานของโรเตอร์มากขึ้นในตอนเริ่มหมุน เป็นการลดกระแสและทำให้แรงบิดเริ่มหมุนดีขึ้น แท่งอะลูมิเนียมที่ฝังอยู่กับโรเตอร์นี้จะวางเฉียงกับแนวแกนเพลา เพื่อให้เส้นแรงแม่เหล็กข้ามช่องอากาศ (Air Gab) จากสเตเตอร์ไปยังโรเตอร์สม่ำเสมอ

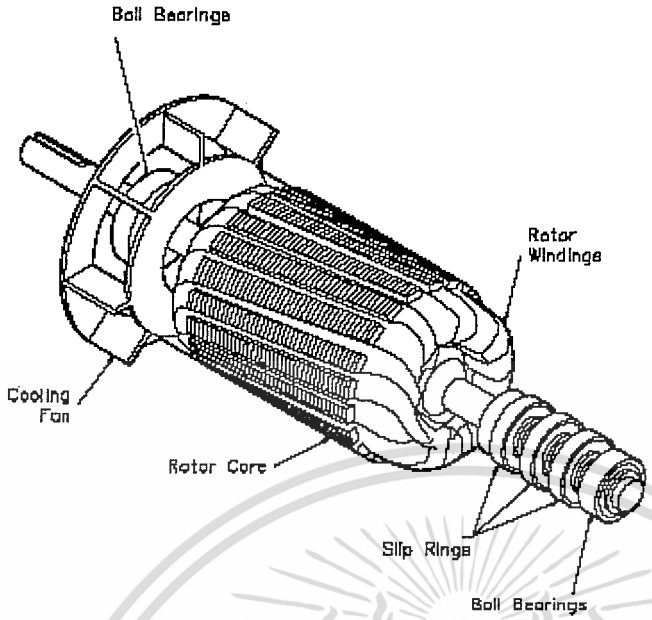
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 ตัวหมุนแบบกรงกระรอก (Squirrel Cage Rotor)

ตัวหมุนแบบมีจดลวดพันอยู่รอบๆ (Wound Rotor) บนโรเตอร์จะมีช่องสเตเตอร์สำหรับพันขดลวดโดยพันให้มีจำนวนขั้วแม่เหล็กเท่ากับทางด้านสเตเตอร์ ปลายด้านหนึ่งของขดลวดโรเตอร์จะต่อร่วมกันเป็นจุดสตาร์ และปลายที่เหลือทั้งสามจะไปต่อกับวงแหวนลื่นที่ยึดติดกับเพลาจองตัวโรเตอร์ แปลงถ่านทั้งหมดที่ต่ออยู่วงแหวนลื่นจะไปต่อยังตัวต้านทางแปรค่า 3 ตัวที่ต่อร่วมกันเป็นแบบสตาร์เพื่อปรับความต้านทานในวงจรโรเตอร์ให้เพิ่มขึ้นในตอนเริ่มหมุนทำให้กระแสในตอนเริ่มหมุนต่ำลง ทำให้แรงบิดเริ่มหมุนสูงขึ้นในสภาวะมอเตอร์ทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 ตัวหมุนที่มีขดลวดพันอยู่รอบๆ (Wound Rotor)

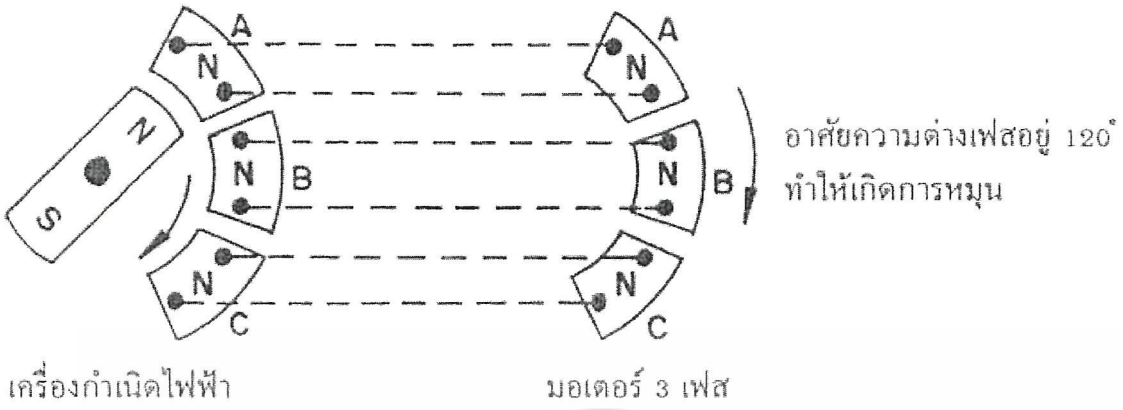
2.4.1 สนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

สนามแม่เหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส เมื่อมีกระแสไฟฟ้าระบบ 3 เฟสจ่ายให้กับขดลวด 3 เฟส เป็นผลทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนในมอเตอร์นั้น สนามแม่เหล็กหมุนจะตัดกับตัวนำในโรเตอร์นั้นทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำขึ้นในตัวนำที่ฝังอยู่ในโรเตอร์ และจะเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นในโรเตอร์ เพราะที่โรเตอร์มีกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำไหลอยู่ ซึ่งจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กเป็นขั้วเหนือและขั้วใต้เช่นเดียวกับที่สเตเตอร์ และสนามแม่เหล็กที่หมุนที่สเตเตอร์นั้นจะเกิดการผลัก และดูดกับขั้วแม่เหล็กที่เกิดขึ้นที่โรเตอร์ในทิศทางของสนามแม่เหล็กหมุน ผลที่ได้ของการดูด และผลักระหว่างขั้วแม่เหล็กบนสเตเตอร์และโรเตอร์ทำให้เกิดแรงบิดขึ้น

หลักการหมุนของสนามแม่เหล็กโดยกระแสไฟฟ้า 3 เฟสจากรูปที่ 2.10 เป็นการแสดงให้เห็นว่าถ้าเราจ่ายกระแสไฟฟ้าในระบบ 3 เฟสให้กับขดลวดในสเตเตอร์ ในช่วงขณะหนึ่ง สมมติให้เป็นครึ่งไซเคิลบวกดังแสดงในรูปที่ 2.10 ด้านขวามือ โดยการต่อไฟฟ้าเฟส A เข้าการเฟส A ของมอเตอร์และเฟส B เฟส C เข้ากับมอเตอร์ในเฟสถัดไป เมื่อกระแสไฟฟ้าในครึ่งไซเคิลบวกเฟส A ไหลเข้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

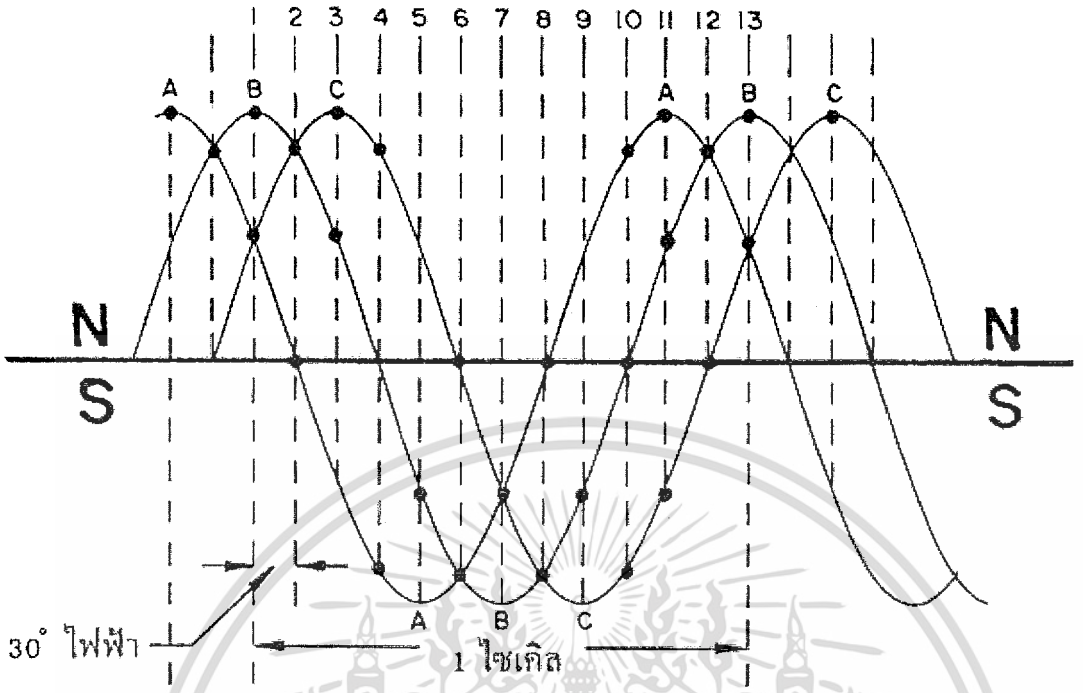
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



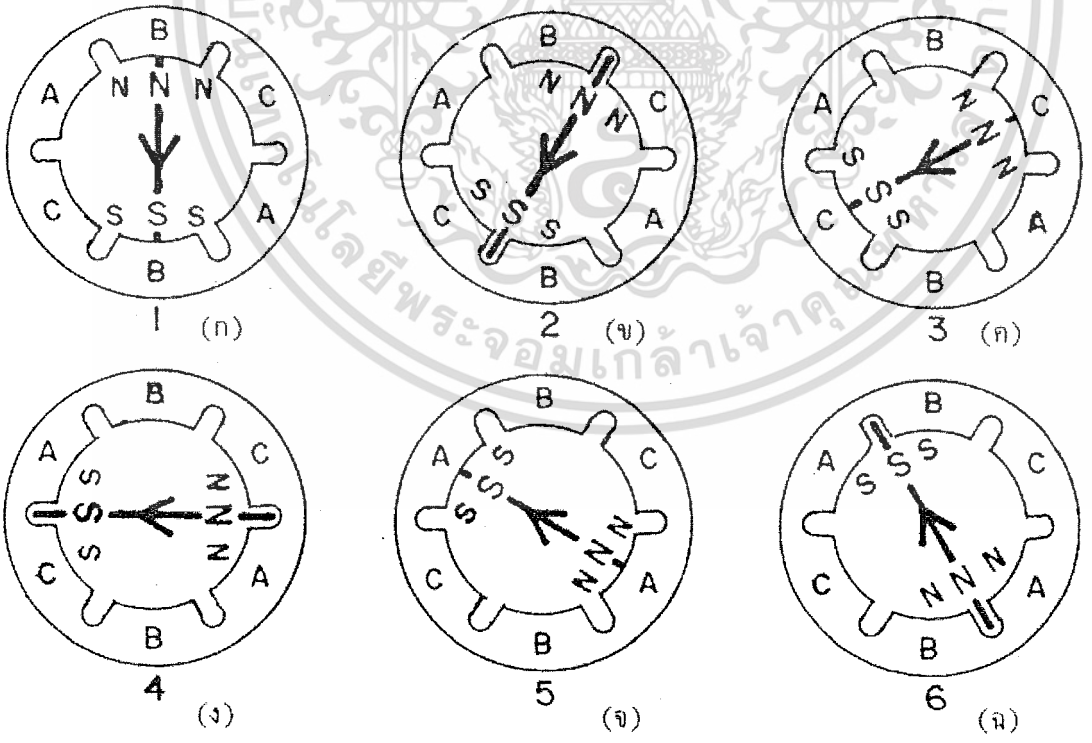
รูปที่ 2.10 แสดงการจ่ายแรงดันไฟฟ้า 3 เฟสให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

ไปในขดลวดของเฟส A มอเตอร์ จะทำให้เกิดมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดลวดในเฟส A ของมอเตอร์นั้นทำให้เกิดขั้ว N ขึ้น และเมื่อแรงดันไฟฟ้าในเฟส A ที่จ่ายให้กับเฟส A มอเตอร์ค่อยๆลดลงอำนาจแม่เหล็กขั้ว N ก็จะค่อยๆลดอำนาจ หรือความเข้มลง และในขณะเดียวกันที่เฟสถัดไปก็จะมีอำนาจแม่เหล็กคล้ายๆกับเฟส A แต่ในเวลาถัดไปจนครบ 3 เฟสในหนึ่งขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์ (คือเฟสA เฟส B และเฟส C) และเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าในครึ่งไซเคิลบวกสิ้นสุดเรียบร้อยแล้ว ในครึ่งไซเคิลลบถัดไปที่ขั้วแม่เหล็กดังกล่าวข้างต้นก็จะเปลี่ยนสภาวะจากขั้ว N ไปเป็นขั้ว S และในอีกหนึ่งขั้วแม่เหล็กถัดไปก็มีลักษณะเช่นเดียวกันกับขั้วแม่เหล็กแรกที่กล่าวถึง ซึ่งลักษณะเช่นนี้เหมือนกับว่าสนามแม่เหล็กหมุนไปรอบๆสเตเตอร์ ซึ่งสนามแม่เหล็กที่เหมือนกับหมุนไปรอบๆนี้เรียกสั้นๆว่าสนามแม่เหล็กหมุน (Rotating Magnetic Field)

103102
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 แสดงรูปคลื่นไซน์ของสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นโดยกระแสไฟฟ้า 3 เฟส



รูปที่ 2.12 แสดงการเกิดสนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์ 3 เฟส 2 ขั้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.11 และรูปที่ 2.12 เป็นการแสดงถึงการเกิดสนามแม่เหล็กหมุนของมอเตอร์ 3 เฟส 2 ขั้ว ที่สามารถพิจารณาทีละขั้นได้คือ

ที่จุดที่ 1 บนรูปไซเคิลไซน์จะเห็นได้ว่าเฟส B อยู่ที่ตำแหน่งความเข้มสูงสุดของขั้วเหนือเฟส A ก็เป็นขั้วเหนือ แต่ลดลงจากจุดสูงสุดและเฟส C เป็นขั้วเหนือและกำลังเพิ่มขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.12 (ก) ของสเตเตอร์คือเฟส B เป็นขั้วเหนือมาก เฟส A และเฟส C เป็นขั้วเหนือน้อย

ที่จุดที่2 บนรูปคลื่นไซน์ เฟส A เป็น 0 (Zero) เฟส B เป็นขั้วเหนือแต่กำลังลดลง ส่วนเฟสC เป็นขั้วเหนือแต่กำลังเพิ่มขึ้นดังแสดงในรูปที่ 2.12 (ข) ของสเตเตอร์ เฟส A เป็น 0 เฟส B และเฟส C เป็นขั้วเหนือและมีความเข้มเท่ากัน ซึ่งจะเกิดขึ้นระหว่าง 2 เฟสคือ เฟส B กับเฟส C ดังนั้นจากจุดที่ 1 ไปจุดที่ 2 ขั้วเหนือจะเคลื่อนที่ไป 30 องศาไฟฟ้า ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา (30 Electrical Degree Clockwise)

ที่จุดที่ 3 บนรูปคลื่นไซน์ เฟส C จะมีความเข้มสูงสุดของขั้วเหนือ เฟส B ลดลงจากสูงสุดและเฟส A เพิ่มขึ้นแต่ เฟส A เป็นขั้วใต้ ดังแสดงในรูปที่ 2.12 (ค) ของสเตเตอร์เฟส C จะเป็นขั้วเหนือและมีความเข้มมาก ส่วนเฟส B มีความเข้มของขั้วเหนือน้อย และเฟส A เป็นขั้วใต้น้อยดังนั้นจากจุดที่ 2 ไปจุดที่ 3 ขั้วเหนือจะเคลื่อนที่ไป 30 องศาไฟฟ้า ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา

บนรูปคลื่นไซน์ที่จุดต่างๆในไซเคิลก็จะเกิดหมุนเวียนกันไปเช่นเดียวกับที่กล่าวมาแล้วตัวอย่างเช่น ที่จุดที่ 6 ในรูปที่ 2.11 บนรูปคลื่นไซน์ เฟส A และ เฟส B จะเป็นขั้วใต้ ส่วนเฟส C จะเป็น 0 ดังแสดงในรูปที่ 2.12 (ฉ) ของสเตเตอร์ขั้วเหนือจะเคลื่อนที่ไป 150องศาไฟฟ้าในทิศทางตามเข็มนาฬิกาจากจุดที่ 1 เป็นอันว่าครบไซเคิลของขั้วเหนือ หรือหมุนครบ 1 รอบ 360 องศา

2.4.2 ความเร็วและค่าต่างๆที่สัมพันธ์กับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เมื่อทำการป้อนไฟฟ้าให้กับขดลวดสเตเตอร์แล้วจะเกิดสนามแม่เหล็กหมุนขึ้น ความเร็วของสนามแม่เหล็กหนุนขึ้นกับจำนวนขั้วแม่เหล็กที่สเตเตอร์และความถี่ของระบบไฟฟ้าที่ป้อนให้ขดลวดมอเตอร์ โดยที่ความเร็วของสนามแม่เหล็กหมุนนี้จะแปรผันโดยตรงกับความถี่ของระบบไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์แต่จะแปรผันกับจำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์ตัวนั้น ความเร็วจองสนามแม่เหล็กหมุนนี้เรียกว่าความเร็วซิงโครนัส (Synchronous speed,N_s)

$$Ns = \frac{120f}{P} \qquad (2.11)$$

เมื่อ N คือความเร็วซิงโครนัส;rpm (รอบต่อวินาที)

f คือ ความถี่มูลฐานของไฟฟ้ากระแสสลับ;Hertz (ไซเกิลต่อวินาที)

P คือ จำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์;Pole (ขั่ว)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สลิป (Slip, S)ความแตกต่างระหว่างความเร็วของสนามแม่เหล็กที่หมุนอยู่ที่สเตเตอร์ หรือความเร็วซิงโครนัส(N_r) และความเร็วรอบของโรเตอร์ขณะใช้งานของโรเตอร์(N_s)เรียกว่า สลิป สลิปของมอเตอร์โดยปกติเป็นเปอร์เซ็นต์ ซึ่งเปอร์เซ็นต์สลิปสามารถหาได้จากสมการดังนี้คือ

ความเร็วสลิป
$$S = \frac{Ns - Nr}{Ns} \qquad (2.12)$$

S : Slip

N_s : Synchronous Speed (rpm)

N_r : Rotor Speed (rpm)

ความเร็วของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดโรเตอร์อยู่ในสภาวะอยู่กับที่ ความถี่ในวงจรโรเตอร์ (Rotor Frequency) จะมีค่าเท่ากับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์เมื่อโรเตอร์หมุนด้วยความเร็ว N_r อัตราการตัดสนามแม่เหล็กจะมีค่าเท่ากับรอบต่อนาที $Ns - Nr$ ความถี่ในวงจรโรเตอร์จะขึ้นอยู่กับ สลิปสปีด โดยมีสมการรูปแบบเดียวกันกับสมาการของความเร็วซิงโครนัส

Slip Speed $sN_s = Ns - Nr$ rmp (2.13)

Rotor Speed $N_r = (1\text{-}S)N_s$ rmp (2.14)

Rotor Frequency $f_r = sf$ Hz (2.15)

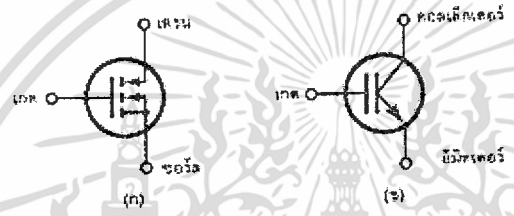
ขณะมอเตอร์เริ่มหมุน (Starting) โรเตอร์หยุดนิ่งอยู่กับที่ S=1 Rotor Frequency เท่ากับ Stator Frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 ไอจีบีทีเบื้องต้น

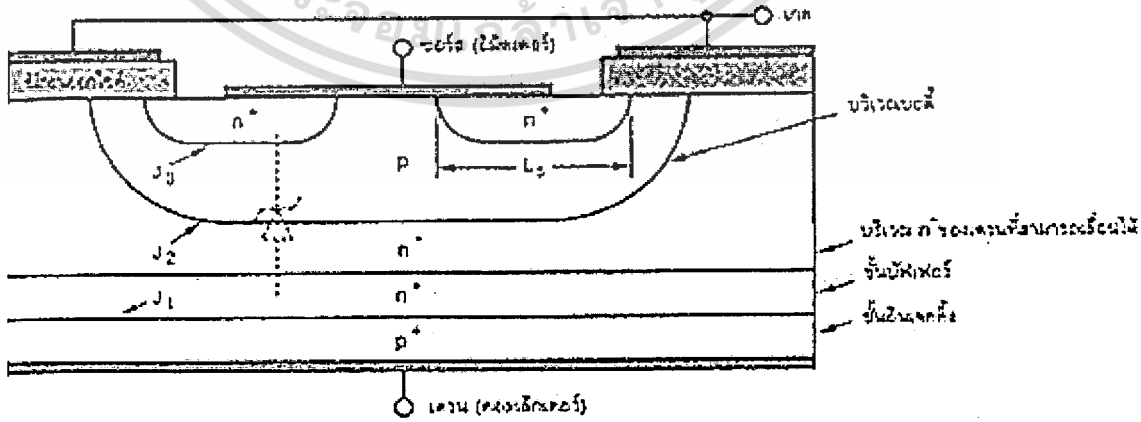
2.5.1 โครงสร้างและสัญลักษณ์

IGBT ค่อนข้างจะเป็นอุปกรณ์ชนิดใหม่อยู่ โดยเฉพาะในตลาดอิเล็กทรอนิกส์เมืองไทย ซึ่งก็พอจะมีใช้กันบ้าง และมีจำหน่ายกันหลายเบอร์ด้วยกันจากความเป็นอุปกรณ์ หน้าใหม่จึงมีสัญญาณแทนชนิดและตัว IGBT อยู่หลายรูปแบบด้วยกัน ขึ้นอยู่กับผู้ผลิตว่าจะใช้สัญลักษณ์ใดเป็นสัญลักษณ์ประจำสินค้าที่ผลิตขึ้น จากที่พบมากที่สุดก็มีใช้กันอยู่สองแบบ ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.13 ซึ่งเป็นสัญลักษณ์และชื่อเรียกขาต่าง ๆ ของ IGBT ชนิดเอ็นแชนเนล



รูปที่ 2.13 สัญลักษณ์และการเรียกชื่อขาของ IGBT ทั้ง 2 แบบ

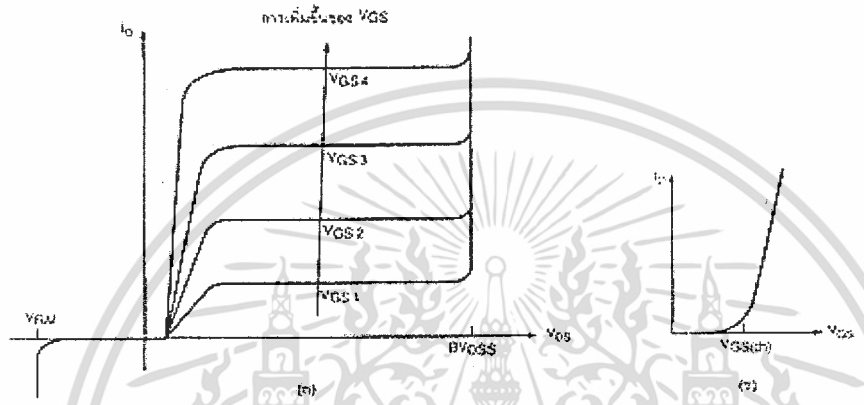
จากรูปที่ 2.13 (ก) จะเห็นว่ามีลักษณะคล้ายสัญลักษณ์ของมอสเฟตมาก เพียงแต่ว่าสัญลักษณ์ของ IGBT นั้นจะมีลูกศรเพิ่มขึ้นมาตรงขาเดรนลักษณะของลูกศรจะชี้เข้าหาตัว หรือชี้เข้าหาชั้นของซิลิคอนภายในตัว IGBT ในบทความนี้จะใช้สัญลักษณ์ในรูป (ข) จะเหมือนกับสัญลักษณ์ของทรานซิสเตอร์ แต่ตรงขาเกต (หรือเบสของทรานซิสเตอร์) จะเพิ่มขีดขึ้นมานี้ไม่ได้ต่อถึงกัน โดยตรงกับขาที่ต่อออกมาภายนอก



รูปที่ 2.14 ภาพตัดขวางโครงสร้างพื้นฐานของ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างของ IGBT ชนิดเอ็นแชนเนลแสดงเป็นภาพตัดขวางได้ดังรูปที่ 2.14 โครงสร้างโดยรวมส่วนใหญ่มีลักษณะคล้ายกับโครงสร้างของมอสเฟตมาก จะแตกต่างกันตรงที่ IGBT จะมีชั้น P+ หรือชั้นอินเจ็กติ้ง (injecting) ต่ออยู่ระหว่างขาเดรน ซึ่งในมอสเฟตนั้นไม่มี จากการที่ขาเกตถูกกั้นด้วยชั้นของซิลิคอนออกไซด์ (SiO2) เป็นผลทำให้ความต้านทานอินพุตที่ขาเกตมีค่าสูงมากเหมือนกับเพาเวอร์มอสเฟต โดยทั่วไปจะมีค่าอยู่ในช่วง 109 โอห์ม



รูปที่ 2.15 (ก) กราฟแสดงลักษณะคุณสมบัติระหว่างกระแสและแรงดันของ IGBT
(ข) กราฟแสดงลักษณะสมบัติการถ่ายโอนของ IGBT

จากผลดังกล่าวทำให้ลักษณะของกราฟแสดงคุณสมบัติของกระแสและแรงดันของ IGBT มีลักษณะคล้ายกราฟของทรานซิสเตอร์ แต่การควบคุมกระแสเดรน จะอาศัยการควบคุมแรงดันระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส มากกว่า การควบคุมกระแสที่ขานี้เหมือนกันทรานซิสเตอร์ ซึ่งกราฟแสดงคุณสมบัติของกระแสและแรงดันของ IGBT แสดงไว้ในรูปที่ 2.15 (ก) และสำหรับรูปที่ 2.15 (ข) เป็นกราฟคุณสมบัติการถ่ายโอนกระแสและแรงดัน

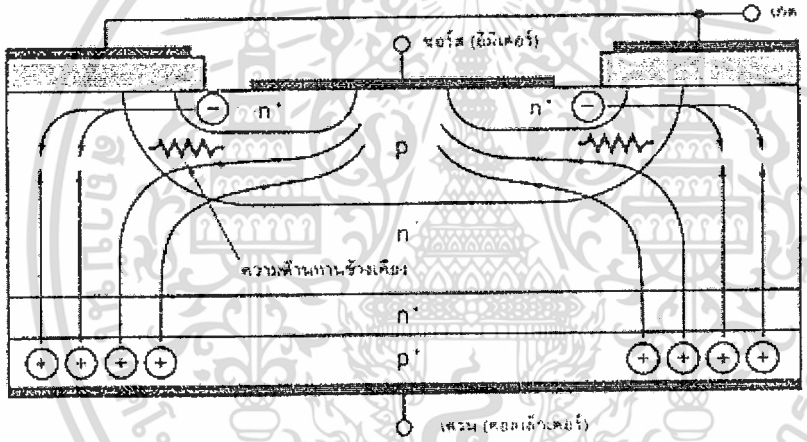
รูปกราฟแสดงให้เห็นว่าส่วนใหญ่ของเส้นกราฟจะมีลักษณะเป็นเส้นตรงแต่จะเริ่มโค้งที่กระแสเดรนมีค่าต่ำ ๆ นั่นก็คือจุดที่แรงดันระหว่างขาเกตและขาซอร์สต่ำลง ใกล้แรงดันจุดเริ่มเปลี่ยนสภาวะการทำงาน (จุด threshold voltage : Vgs(th) โดยถ้าแรงดันระหว่างหยุดนำกระแสหรือคัตออฟ ในกรณีของ IGBT ชนิดพีแชนเนลนั้น คุณสมบัติจะคล้ายกับเอ็นแชนเนล แต่โครงสร้างและสัญลักษณ์จะมีลักษณะตรงกันข้ามกับเอ็นแชนเนล เช่น ชนิดของสารที่โด๊ฟจากเอ็นแชนเนล ก็จะเปลี่ยนเป็นตรงกันข้าม สัญลักษณ์ลูกศรก็จะกลับเอาหัวลูกศรกลับไปในทางตรงกันข้าม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 สภาวะนำกระแส

เมื่อขาเดรนได้รับแรงดันไบแอสตรงคือเป็นบวกเทียบกับซอร์ส และแรงดันระหว่างเกตกับซอร์สมีค่าเกิน Vgs(th) ประจุไฟฟ้าบวกที่เกิดจากแรงดันที่ขาเกตจะดึงเอาอิเล็กตรอน ให้มารวมกันอยู่ในบริเวณภายใต้เกต ทำให้ชั้นบอดี้ (body layer) ตรงส่วนใต้เกตแปรสภาพเป็น n ทำให้เกิดการต่อกันของบริเวณ n- (drift region) เข้ากับบริเวณ n+ (source region) ซึ่งลักษณะเช่นนี้เหมือนกับการทำงานของ มอสเฟต

กระแสอิเล็กตรอนที่ไหลจากขาซอร์สผ่านบริเวณใต้เกตมายังบริเวณลอยเลื่อน n- จะรวมกับโฮล ที่เป็นพาหะข้างน้อยที่ถูกฉีดมาจากชั้นอินเจ็กติ้ง P+ (ดูรูปโครงสร้างในรูปที่ 2.14) เพราะรอยต่อ J1 ได้รับแรงดันไบแอสตรง ทำให้ JGBT อยู่ในสภาวะนำกระแส เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าจากเดรนไปซอร์สได้ การรวมกันของโฮลและอิเล็กตรอนภายในบริเวณ n- เรียกว่า การมอดูเลตสภาพนำ (conductivity modulation)



รูปที่ 2.16 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส

ผลของการมอดูเลตนี้จะทำให้ความต้านทานของบริเวณ n- มีค่าต่ำลงเป็นการเพิ่มความสามารถ ในการขับผ่านกระแสได้สูงขึ้น ซึ่งจะมีลักษณะเหมือนกับทรานซิสเตอร์กำลัง ผลของความต้านทานที่ลดลง ทำให้แรงดันตกคร่อมที่สภาวะนำกระแสลดลง การสูญเสียกำลังงานขณะนำกระแสจึงลดลงด้วย ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลแสดงไว้ในรูปที่ 2.16

2.5.3 สภาวะหยุดนำกระแส

เมื่อแรงดันระหว่างเกตและซอร์สลดลงต่ำกว่าแรงดัน Vgs(th) จะทำให้มีแรงดันไม่เพียงพอ สำหรับการแปรสภาพชั้นบอดี้ p เป็น n ได้ ทำให้บริเวณ n- ไม่ต่อกับบริเวณซอร์ส n+ IGBT จึงอยู่ในสภาวะหยุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำกระแส ในสภาวะนี้รอยต่อ J2 ที่ได้รับแรงดันไบแอสกลับ จะทำให้เกิดกระแสรั่วไหลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น นอกจากนี้ยังทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ (depletion region) ขึ้นที่รอยต่อ J2 ด้วย

บริเวณปลอดพาหะนี้จะขยายบริเวณกว้างขึ้นจนเกินเข้ามายังบริเวณ n- มากกว่า ที่จะขยายไปยังบริเวณชั้นบอดี้ p ทั้งนี้เพราะชั้นบอดี้ p มีความหนาแน่นในการโด๊ปสารมากกว่า ถ้าความหนาแน่นของสารที่โด๊ปในบริเวณลอยเลื่อน n- มากเพียงพอ ก็จะทำให้การขยายของบริเวณปลอดพาหะ ไม่สามารถแตะกับชั้นอินเจ็กติ้ง p+ ได้ ชั้นบัฟเฟอร์ n+ (buffer layer) (ดังในรูปที่ 2.14) ก็ไม่จำเป็นต้องทำให้เกิดขึ้น หรือไม่จำเป็นต้องโด๊ปสาร

ทั้งนี้เพราะการแตะกันของบริเวณทั้งสองจะทำให้เกิดการพังทลายทางด้านไบแอสตรง สำหรับ IGBT ที่ไม่มีการโด๊ปสารในชั้นบัฟเฟอร์ n+ นี้ จะเรียกว่า IGBT แบบสมมาตร ซึ่งจะมีอัตราทนแรงดันย้อนกลับ (Vrm หรือ BVsds) สูงพอ ๆ กับค่าอัตราทนแรงดันไหลตรง (BVdss) เหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

การลดความหนาของบริเวณ n- ลงแต่ยังคงความสามารถของอัตราทนแรงดันไหลตรงไว้ สามารถทำได้โดยเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ n+ เข้าไปเพื่อป้องกันการแตะกันของบริเวณปลอดพาหะ กับบริเวณอินเจ็กติ้ง p+ ซึ่งจะเรียก IJBT ชนิดนี้ว่า IJBT แบบไม่สมมาตร และจากการลดความหนาของบริเวณลอยเลื่อย n- ลง จะช่วยส่งผลให้เกิดข้อดีสองประการคือ

-ทำให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำลง เป็นผลให้การสูญเสียกำลังงานลดน้อยลงด้วย

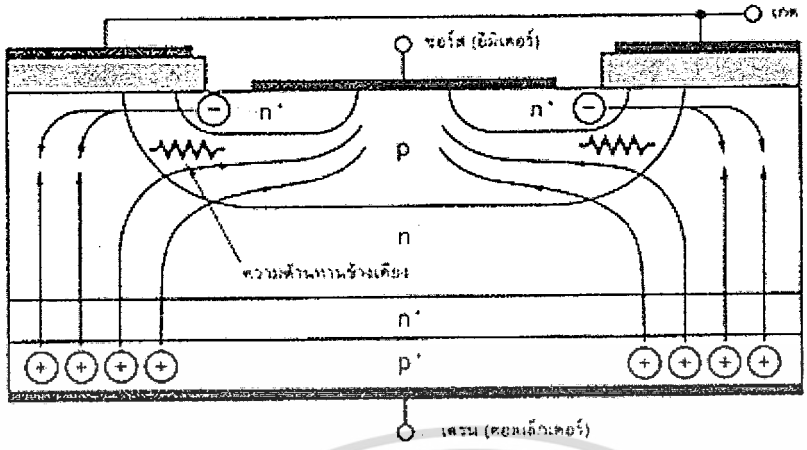
- ช่วยลดช่วงเวลาหยุดนำกระแสให้สั้นลงด้วย

แต่ข้อเสียของการเพิ่มชั้นบัฟเฟอร์ n+ ก็มี คือจะลดความสามารถของอัตราทนแรงดันย้อน กลับให้น้อยลงเหลือเพียงไม่กี่สิบโวลต์ ทั้งนี้เพราะเมื่อ IGBT ได้รับแรงดันไบแอสกลับ ที่ขาเดรน รอยต่อ J1 ซึ่งทั้งสองข้างมีความหนาแน่นในการโด๊ปของสารมาก จะไม่สามารถทนแรงดันย้อนกลับได้สูง ดังนั้น IGBT ชนิดนี้จึงไม่เหมาะที่จะนำไปใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

2.5.4 การแลตช์ใน IGBT

นอกจากโฮลส่วนใหญ่ที่รวมกับอิเล็กตรอนภายใต้บริเวณ n- แล้ว ยังมีกระแสโฮลบางส่วนที่ไหลข้ามบริเวณ n- เข้าสู่บริเวณชั้นบอดี้ p โดยตรงผลของกระแสโฮลนี้ทำให้เกิด แรงดันตกคร่อมความต้านทานข้างเคียง (Interal resistance) ดังในรูปที่ 4 ถ้าแรงดันนี้มีค่ามากพอคือประมาณ 0.7 โวลต์ จะทำให้รอยต่อ J3 ได้รับไบแอสตรงเป็นผลให้อิเล็กตรอน จากบริเวณซอร์ส n+ ถูกฉีดเข้าไปในชั้นบอดี้ p

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่2.17 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส

ถ้าดูจากวงจรสมมูลในรูปที่ 2.19 (ค) จะหมายถึงขาเบสและอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็น ได้รับแรงดันไบแอสตรงส่งผลให้ไทริสเตอร์ ซึ่งแฝงอยู่ในโครงสร้างของIGBT อยู่ในสภาวะแลตช์การนำกระแส ทำให้ที่ขาเกตไม่สามารถควบคุมปริมาณของกระแสเดรนนี้จะขึ้นอยู่กับตัวต้านทานที่นำมาต่อในวงจรภายนอก ถ้าหากมีการแลตช์เกิดขึ้นเป็นเวลานาน อาจทำให้ IGBT เสียหายได้ เพราะมีการสูญเสียกำลังงานเกินค่าพิกัดที่ทนได้

ส่วนใหญ่หรือเป็นมาตรฐานคู่มือของผู้ผลิต มักจะมีการบอกค่ากระแสเดรนสูงสุด ที่สามารถไหลผ่าน IGBT ได้โดยยังไม่เกิดการแลตช์ขึ้น (Idm) แต่เนื่องจากกระแสเดรน ถูกกำหนดหรือควบคุมโดยตรงจากแรงดันระหว่างขาเกตกับซอร์ส บางครั้งคู่มือจึงบอกค่าแรงดันระหว่างเกตและซอร์สสูงสุด ที่จะไม่ทำให้เกิดการแลตช์แทนการบอกค่ากระแสเดรน สูงสุด (Idm)

การแลตช์ที่กล่าวถึงข้างต้นเรียกว่าการแลตช์ใน โหมดสแตติก เพราะเกิดขึ้นเมื่อกระแสที่ไหลในสภาวะนำกระแส มีค่าเกิน Idm แต่ลักษณะการแลตช์นี้อาจเกิดขึ้นได้ เรียกว่าใน โหมดไดนามิก ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนการทำงาน จากสภาวะนำกระแสเข้าสู่สภาวะหยุดนำกระแสได้ด้วย บางครั้งการแลตช์นี้อาจเกิดขึ้นได้แม้ว่ากระแสเดรน ขณะนำกระแส ยังมีค่าต่ำกว่าค่า Idm ก็ตามทั้งนี้เพราะเมื่อ IGBT เริ่มหยุดนำกระแส กระแสเดรนจะตกลงอย่างรวดเร็วรอยต่อ J2 จะต้องรับแรงดันย้อนกลับที่เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเช่นกัน

ผลที่เกิดขึ้นจะทำให้บริเวณปลอดพาหะขยายบริเวณชั้นบอดี้ P โดยเฉพาะจะขยายบริเวณ n- มากกว่า เพราะมีความหนาแน่นของการโด๊ปต่ำกว่า การขยายบริเวณปลอดพาหะอย่างรวดเร็ว จะทำให้โฮลที่ค้างอยู่ในบริเวณ n- ขณะนำกระแสและยังไม่ได้รวมกับอิเล็กตรอนหลุดรอดจากการขัดขวางของบริเวณรอยต่อพาหะ เข้าไปสะสมอยู่ในบริเวณรอยต่อ J2 เป็นการเพิ่มกระแสที่ไหลผ่านตัวต้านทานข้างเคียงให้สูงขึ้น ทำให้ไทริสเตอร์ภายใน IGBT เกิดการแลตช์ขึ้นได้ เมื่อเกิดการแลตช์ขึ้นแรงดันตกคร่อมขาซอร์ส

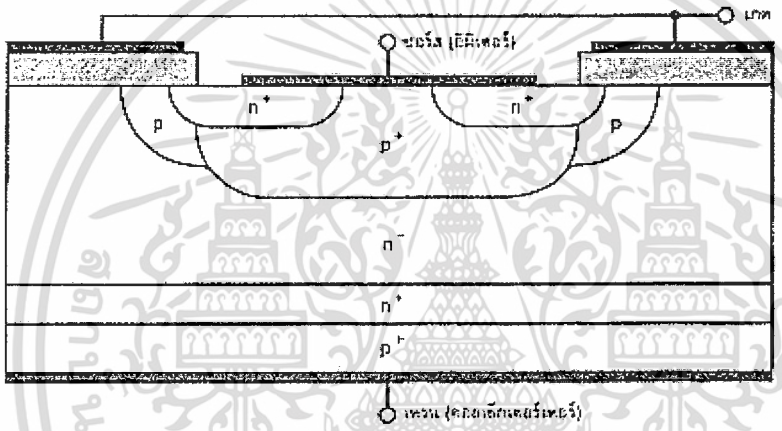
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และเดรนขณะนำกระแส จะมีค่าต่ำกว่าระดับปกติ นอกจากนี้การแลตช์ยังสามารถเกิดขึ้นได้อีก ในขณะที่กระแสเดรนยังมีค่าต่ำกว่า Idm อยู่ได้เช่นกัน

2.5.5 การป้องกันการแลตช์

การหลีกเลี่ยงการแลตช์ของ IGBT สามารถทำได้ทั้งผู้ผลิตและผู้ใช้งานเอง ผู้ผลิตอาจจะออกแบบโครงสร้างในส่วนบริเวณบอดี้ p ให้มีความต้านทานข้างเคียงค่าต่ำที่สุด เพื่อจะได้เพิ่มค่าของ Idm ให้มากที่สุด ซึ่งเป็นการลดโอกาศที่จะเกิดการแลตช์ลงได้

วิธีแรกอาจทำได้โดยลดความกว้างของบริเวณซอร์ส n+ ลง นั่นคือลดค่า Ls ที่แสดงในรูปที่ 2.14 ลงนั่นเอง

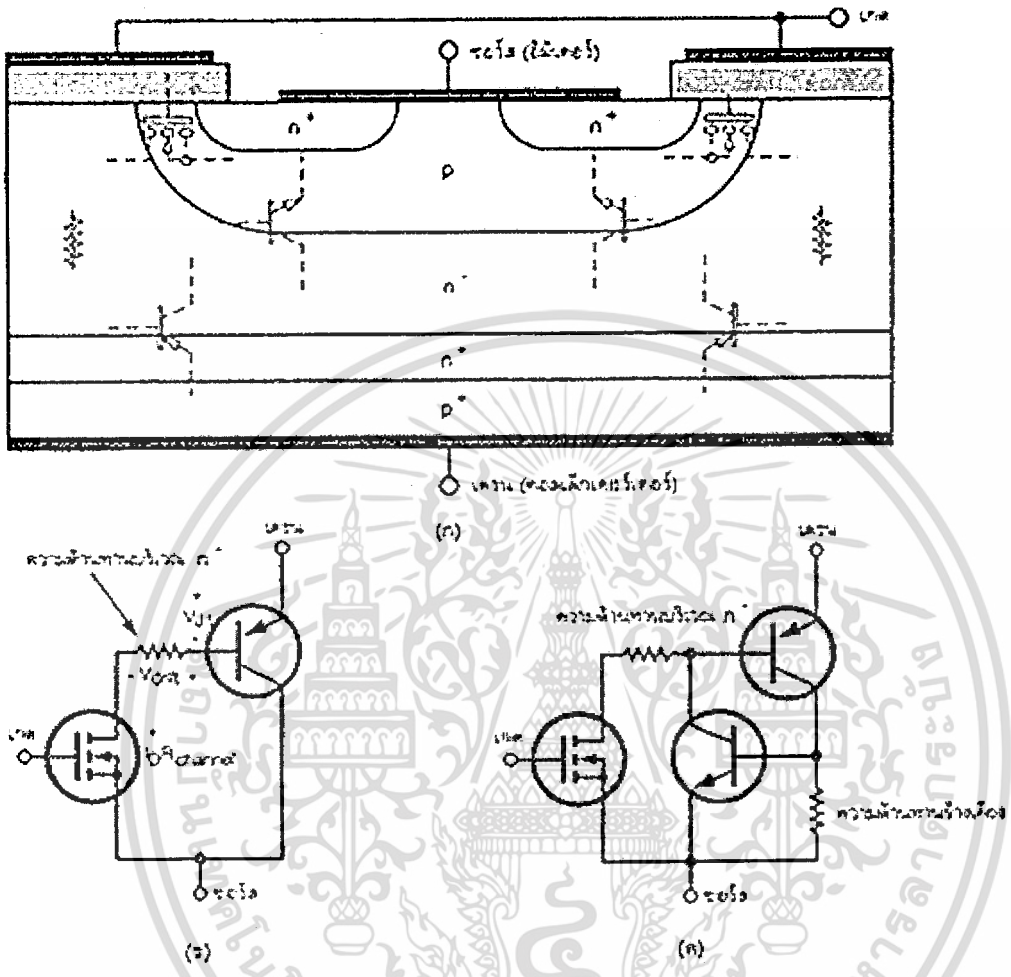


รูปที่ 2.18 โครงสร้างที่ปรับปรุงเพื่อป้องกันการแลตช์ใน IGBT

วิธีที่สองเป็นการแบ่งระดับความหนาแน่นในการโด๊ปสารของบริเวณบอดี้ p ดังในรูปที่ 2.17 จะเห็นว่าบริเวณบอดี้ P ภายใต้เกตจะโด๊ปด้วยความหนาแน่นในระดับปกติ 1016 cm -3 และมีความหนาน้อยกว่าของบริเวณซอร์ส n+ แต่ส่วนอื่นที่เหลือของบริเวณบอดี้ p จะโด๊ปด้วยความหนาแน่นที่มากกว่าคือ 1019 cm -3 รวมถึงความหนาก็จะมากกว่า ด้วยการทำเช่นนี้จะทำให้เพิ่มความสารถในการนำกระแสให้สูงขึ้น เป็นการลดความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้ สำหรับผู้ใช้งานก็สามารถป้องกันการแลตช์ในโหมดสแตติกได้ โดยออกแบบไม่ให้กระแสที่ไหลในโหลดไหลเกินค่ากระแส Idm และป้องกันการแลตช์ในโหมดไดนามิกได้ โดยหน่วงเวลาขณะหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้น เพื่อให้โฮลที่ยังค้างอยู่ใน บริเวณ n- มีเวลาพอที่จะรวมกับอิเล็กตรอน เป็นการลดกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้ การหน่วงเวลาขณะหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้น ทำได้โดยเพิ่มความต้านทานภายนอกอนุกรมเข้ากับขาเกตของ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.6 วงจรสมมูลของ IGBT



รูปที่ 2.19 (ก) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่ภายใน
(ข) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของ IGBT
(ค) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของไทริสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน IGBT

วงจรสมมูลของ IGBT แสดงไว้ในรูปที่ 2.19ซึ่งในรูปที่ 2.19 (ก) นั้นจะเห็นว่าในบริเวณบอดี้ p ชั้นบริเวณ n- และชั้นอินเจ็กติ้ง p+ จะคล้ายกับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี โดยแทนได้ด้วยขาคอลเล็กเตอร์, เบส และอิมิตเตอร์ ตามลำดับ และบริเวณภายใต้เกตก็จะแทนได้ด้วยมอสเฟตซึ่งจะมีความต้านทานบริเวณ n- เชื่อมขาเบส ของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพีเข้ากับขาเดรนของมอสเฟต ซึ่งเมื่อเขียนวงจรสมมูลออกมาจะได้วงจรดังรูปที่ 2.19(ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.19 (ข) จะเห็นว่าเป็นวงจรดาร์ลิงตัน โดยมีมอสเฟตเป็นตัวขับทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี แต่มีจุดพิเศษที่แตกต่างจากวงจรทั่วไป คือกระแสเดรนส่วนใหญ่จะไหลจากอิมิตเตอร์ มายังเบส ผ่านความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน และผ่านขาเดรนมายังคอลเล็กเตอร์และขาซอร์สสำหรับวงจรสมมูลในรูปที่ 2.19 (ค) จะแสดงให้เห็นว่าภายใน IGBT มีไทริสเตอร์แฝงอยู่ด้วย โดยดูได้จาก การทีèทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นและพีเอ็นพีต่อเข้าด้วยกันในลักษณะที่มีการป้อนกลับ ทำให้เห็นได้ชัดถึงเหตุ ที่ทำให้เกิดการแลตช์ของ IGBT

โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลผ่านจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี ผ่านความต้านทานข้างเคียงแล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม ความต้านทานสูงกว่า 0.7 โวลต์ ทรานซิสเตอร์เอ็นพีเอ็นจะนำกระแส ส่งผลให้เกิดการแลตช์ขึ้นใน IGBT สำหรับแรงดันตกคร่อมขาเดรนและซอร์ส ของ IGBT ขณะนำกระแส (Vds(on)) สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$(Vds(on)) = Vj1 + Adrift - IdRchannel \qquad (2.16)$$

เมื่อ Vj1 เป็นแรงดันไบแอสตรงที่ตรงคร่อมรอยต่อพีเอ็น จึงมีค่าค่อนข้างจะคงที่ จะมีการเปลี่ยนแปลงบ้างก็เพียงเล็กน้อยเพราะมีความสัมพันธ์โดยตรงในลักษณะเอ็กซ์โปแนเชียล กับกระแส ทำให้มีค่าอยู่ระหว่าง 0.7 - 1 โวลต์

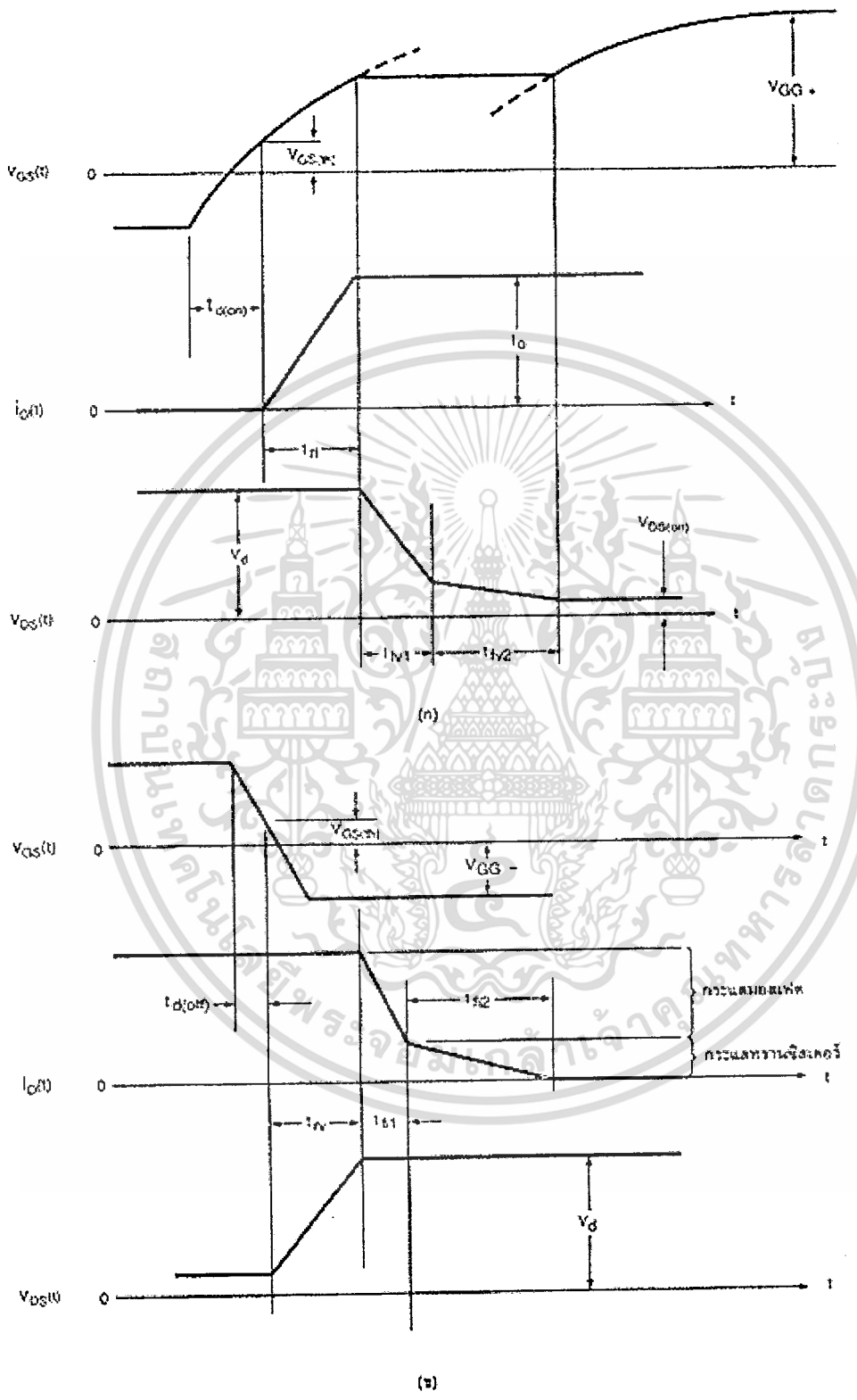
Adrift เป็นแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานบริเวณเลื่อน ซึ่งความต้านทานนี้มีค่าค่อนข้างคงที่ แต่เมื่อเทียบกับค่าแรงดันในมอสเฟตแล้วจะมีค่าน้อยกว่าเพราะผลของการมอดูเลต สภาพนำที่เกิดขึ้นใน IGBT

Rchannel เป็นค่าความต้านทานในย่าน 1 - 1,000 โอห์ม มีค่าค่อนข้างจะคงที่ (IdRchannel) เป็นแรงดันตกคร่อมมอสเฟต

ดังนั้นจึงพอจะสรุปได้ว่า (Vds(on)) จะมีค่าสูงมากขึ้นตามค่ากระแสเดรนที่สูงขึ้น โดยทั่วไป IGBT จะสามารถทำงานได้ในอุณหภูมิรอยต่อสูงสุดถึง 150 องศาเซลเซียส และผลของการเปลี่ยนอุณหภูมิห้อง ไปถึงค่าสูงสุดนี้ จะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลงค่า (Vds(on)) เพียงเล็กน้อยเท่านั้น เพราะ IGBT มีค่า (Vds(on)) เป็นผลรวมระหว่างแรงดันตกคร่อมมอสเฟตที่มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นบวก (หมายถึงอุณหภูมิสูงขึ้นแรงดันตกคร่อมก็จะสูงขึ้นตาม) กับแรงดันตกคร่อมความต้านทาน บริเวณลอยเลื่อยที่มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นลบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.7 ลักษณะการสวิตช์



รูปที่ 2.20 (ก) ลักษณะของกระและแรงดันขณะนำกระแส

(ข) ลักษณะของกระแสและแรงดันขณะหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะของสัญญาณกระแสและแรงดันในช่วงเวลาที่เกิดการนำกระแสและหยุดนำกระแส แสดงไว้ในรูปที่ 2.20โดยช่วงเวลาในการนำกระแสของ IGBT แสดงไว้ในรูปที่ 2.20 (ก) ซึ่งจะมีลักษณะคล้ายกับการนำกระแสของมอสเฟต คือจะมีเวลาก่อนการนำกระแส (Td(on) นับตั้งแต่เวลาที่แรงดันระหว่างเกตกับซอร์สอยู่ในช่วง Vgg- จนถึง (Vgs(th)) ความจริงแล้วการป้อนแรงดันนี้จะมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดจากค่า Vgg- เป็น Vgg+ แต่กลับมีลักษณะเป็นเอ็กซ์โปเนนเชียล

เหตุที่เป็นเช่นนั้นเนื่องจากผลการชาร์จประจุของตัวเก็บประจุระหว่างเกตกับซอร์สและเกตกับเดรนภายใน IGBT แรงดันที่ขาเดรนจะยังคงอยู่ในช่วงเวลาขาขึ้น (Tri) หรือในช่วงเวลาที่กระแสเดรนยังไม่ถึงค่ากระแสทำงาน (Io) หลังจากนั้นกระแสเดรนก็จะคงที่ แต่แรงดันจะตกลงสู่ค่า (Vds(on)) โดยแบ่งช่วงเวลาลงเป็นสองช่วง คือช่วง Tfi1 เป็นช่วงที่ทำงานอยู่ในย่านความต้านทานสูง (R channel) ส่วน Tfv2 ช่วงที่ทำงานอยู่ในย่านความต้านทานต่ำ (R channel)

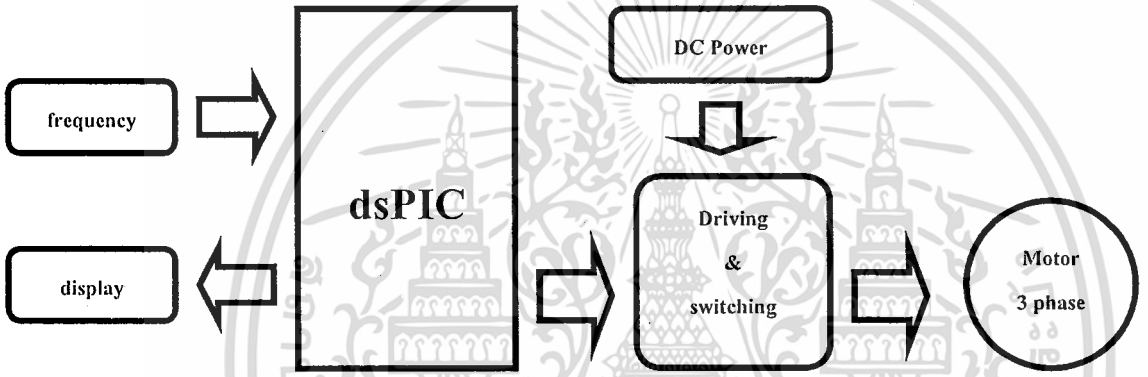
ในรูปที่ 2.20 (ข) จะเป็นรูปแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันในช่วงเวลาที่ IGBT หยุดนำกระแส จะเห็นว่ากระแสเดรนจะยังคงที่อยู่ตลอดช่วงเวลาที่แรงดันขาเดรนเพิ่มขึ้น และมีช่วงเวลาลง ของกระแสเดรนที่แตกต่างชัดเจนสองช่วง โดยช่วงแรก Tfi1 จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของมอสเฟตภายใน IGBT และช่วง Tfi2 จะเป็นช่วงหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์พีเอ็นพี ซึ่งจะช้ากว่ามอสเฟต ทำให้ช่วงเวลานี้นานกว่าช่วงแรก และมีการสูญเสียกำลังงานมากในช่วงนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3
หลักการทำงานและการออกแบบ

โครงสร้างของฮาร์ดแวร์ประกอบไปด้วย 3 ส่วนใหญ่ๆ คือ

- ส่วนวงจรควบคุมและกำเนิดสัญญาณ PWM โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F4011
- ส่วนวงจรขับมอเตอร์ 3 เฟส และส่วนเรียงกระแส
- ส่วนวงจรป้องกันการช็อตกิ่ง



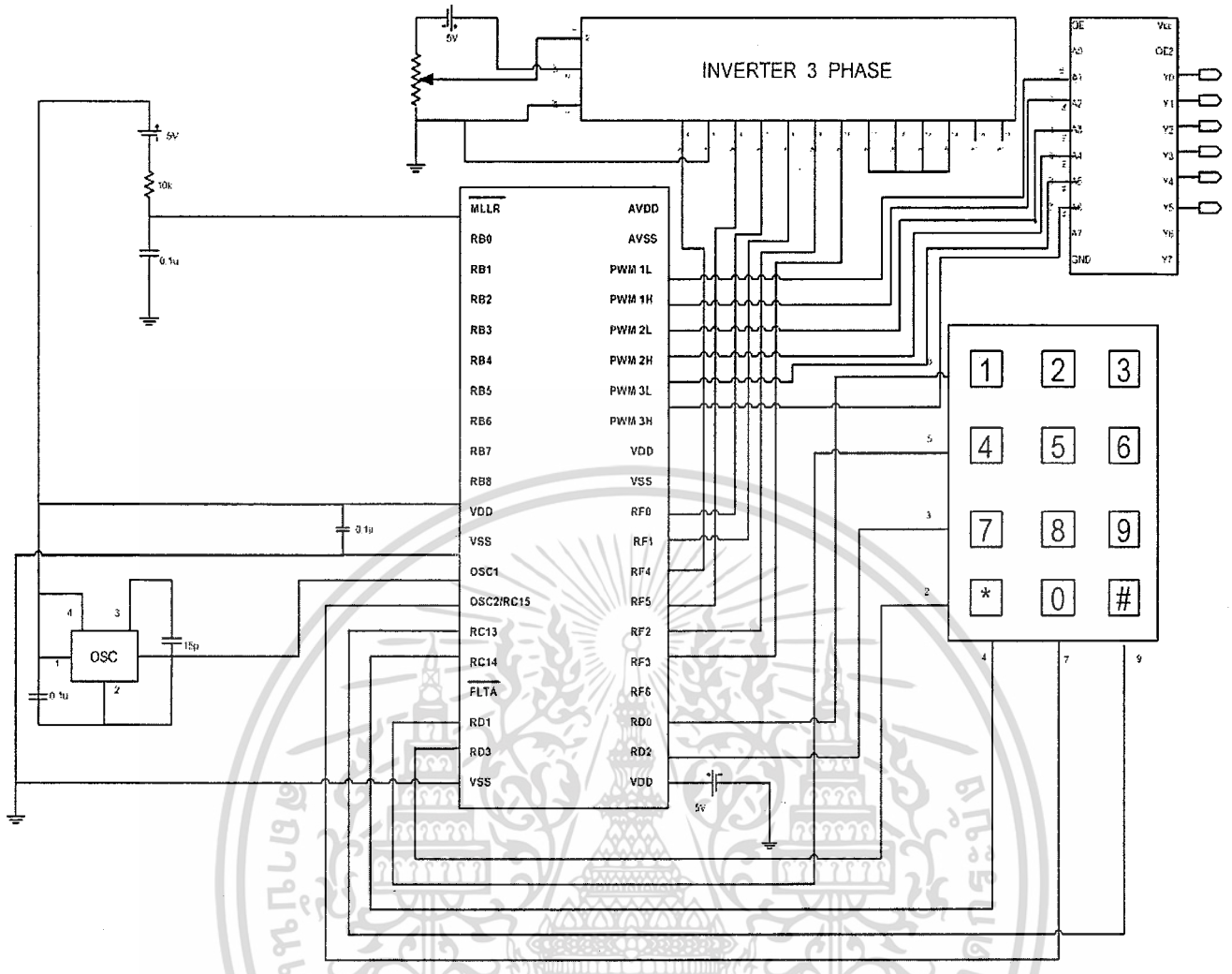
รูปที่ 3.1 บล็อคไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์

การทำงานโดยรวมเริ่มจาก dsPIC ซึ่งเป็นไมโครคอนโทรลเลอร์จะรับค่าความเร็วของมอเตอร์ที่ต้องการจากผู้ใช้งาน และประมวลผลค่าของความเร็วมาเป็นความถี่เพื่อสร้างสัญญาณ PWM ตามค่าความถี่ที่ประมวลผลได้แล้วส่งสัญญาณที่สร้างได้นี้ไปยังชุดวงจรขับสวิตซ์ ให้ทำการสวิตซ์ IGBT เพื่อไปขับมอเตอร์ให้หมุนตามความถี่ที่เราต้องการ

3.1 การออกแบบวงจรส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์

ในระบบนี้จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC30F4011 เพียงตัวเดียวทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ทั้งหมด โดยในขั้นแรกจะรับค่าความเร็วของมอเตอร์ที่ต้องการจากคีย์แพด และประมวลผลออกมาเป็นความถี่เพื่อนำไปสร้างสัญญาณ PWM เพื่อไปขับมอเตอร์ให้ทำงานตามความเร็วที่กำหนด โดยค่าของความเร็วจะแสดงผลออกทางจอ LCD โดยแบ่งเป็น 2 ส่วนคือ ส่วนของค่าความเร็วที่รับเข้ามา และส่วนของค่าความเร็วของมอเตอร์ในขณะนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์

3.2 การออกแบบวงจรเรียงกระแสและทวีแรงดัน

วงจรทวีแรงดันออกแบบสำหรับเมื่อต้องการเพิ่มแรงดันให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อกรณีทำการเพิ่มความถี่หลักมูลสูงกว่าความถี่หลักมูลของมอเตอร์ โดยปกติจะมีความถี่หลักมูลอยู่ที่ประมาณ 50Hz-60Hz ซึ่งหากเราทำการปรับความถี่จะทำให้มีผลกับความต้านทานของขดลวดโดย

$$X_L = 2\pi fL \qquad (3.1)$$

X_L = ค่าความต้านทานของขดลวด

f = ความถี่หลักมูล

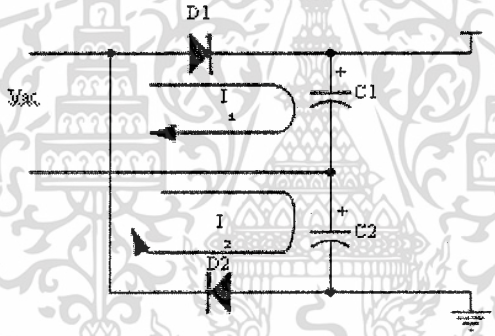
L = ค่าของตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.1) จะเห็นได้ว่าเมื่อเปลี่ยนแปลงความถี่ให้มีค่าสูงขึ้นจะทำให้ค่า X_L มีค่าสูงขึ้นตามความถี่ ซึ่งจะทำให้กระแสที่จ่ายให้กับมอเตอร์ลดลง หากต้องการให้มอเตอร์ทำงานที่พิกัดกำลังเดิมจำเป็นจะต้องเพิ่มแรงดันให้กับมอเตอร์สูงขึ้น จึงมีความจำเป็นที่จะต้องมีวงจรทวีแรงดันเพื่อเพิ่มแรงดันให้กับมอเตอร์

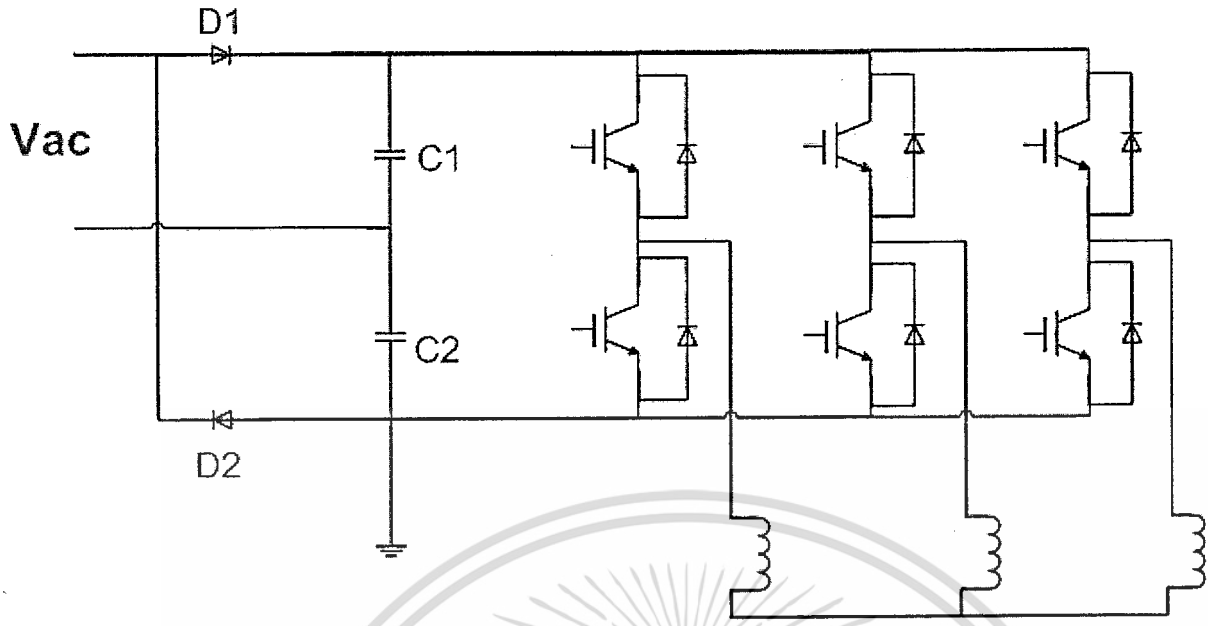
ในทางกลับกันหากเราลดความถี่ลงจะทำให้ค่า X_L ลดลงตามจะทำให้กระแสที่จ่ายให้มอเตอร์เพิ่มมากขึ้นแต่ ไม่จำเป็นต้องปรับแรงดัน เนื่องจากค่าพิกัดกำลังของมอเตอร์จะขึ้นอยู่กับกระแสที่มอเตอร์ใช้ในขณะนั้น

จากรูปที่ 3.2 จะเป็นถาพแสดงวงจรเรียงกระแสและทวีแรงดันในตัว โดยที่ถ้าแรงดัน V_{ac} เป็นช่วงบวกไดโอด D1 ทำงานและ D2 ไม่ทำงาน จะมีกระแส I1 ไหลไปเก็บประจุที่ C1 ทำให้มีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ VC1 ต่อมาเมื่อแรงดัน V_{ac} เป็นช่วงลบไดโอด D2 ทำงานและไดโอด D1 ไม่ทำงานจะมีกระแส I2 ไหลไปเก็บประจุที่ C2 ทำให้มีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ VC2 ถ้า VC1 = VC2 = V_{ac} แรงดันที่ตกคร่อมระหว่างตัวเก็บประจุทั้งสองตัวจะเท่ากับ $2V_{ac}$ และเป็นไฟฟ้ากระแสตรง



รูปที่ 3.3 วงจรเรียงกระแสและทวีแรงดัน

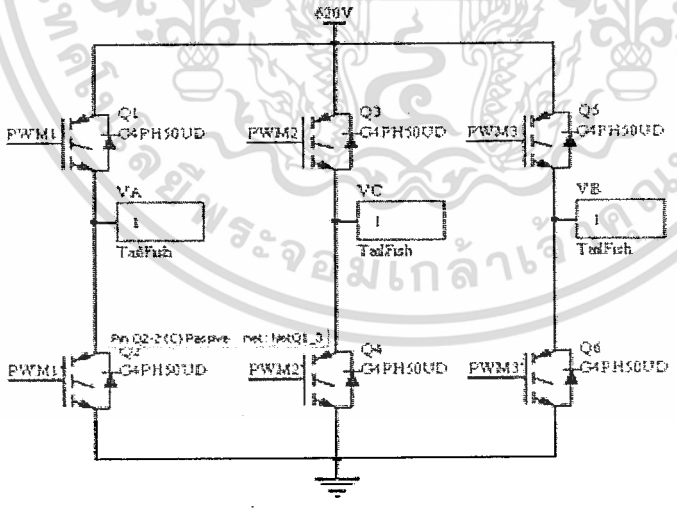
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 ภาพรวมของวงจรเรียงกระแสและวงจรทวีแรงดันกับชุดสวิตช์

3.3 วงจรขับมอเตอร์โดยใช้ IGBT

วงจรขับมีทั้งหมด 3 กิ่ง เพื่อสร้างไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส ซึ่งเลือกใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตช์ ภาพที่ 3.3 แสดงวงจรสวิตช์โดยใช้ IGBT

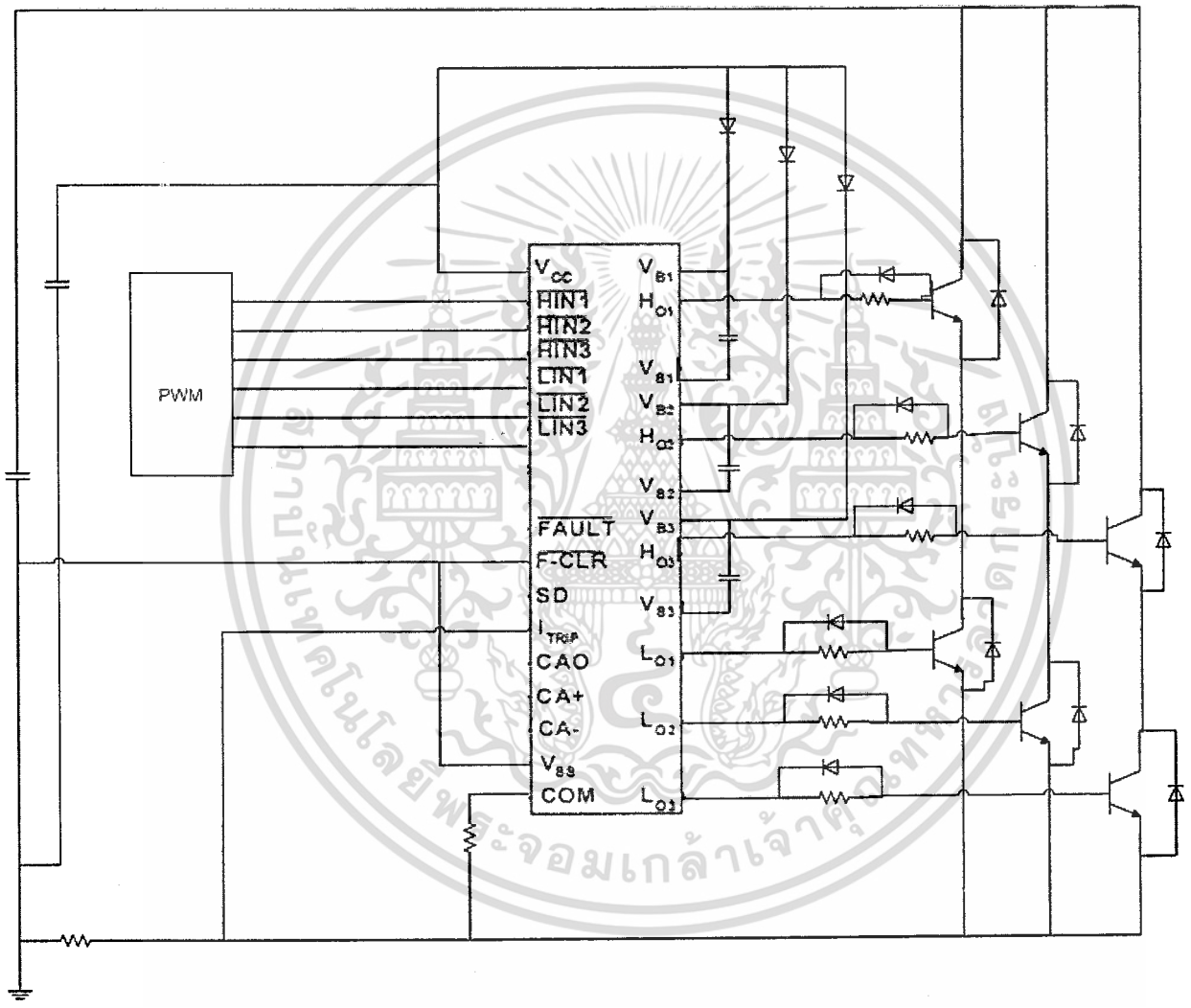


รูปที่ 3.5 แสดงวงจรขับมอเตอร์โดยใช้ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 วงจรขับIGBT

ในการขับสวิชท์IGBTนั้น จะใช้ตัวขับเบอร์ IR2233 ซึ่งมีสามารถขับสวิชท์ได้ถึง 6 ตัวด้วยกัน โดยหลักการในการทำงานของตัวขับตัวนี้คือ จะรับข้อมูล PWM มาจากไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC30F4011 เพื่อนำไปขับให้IGBTทำงานต่อไป



รูปที่ 3.6 วงจรขับสวิทช์ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

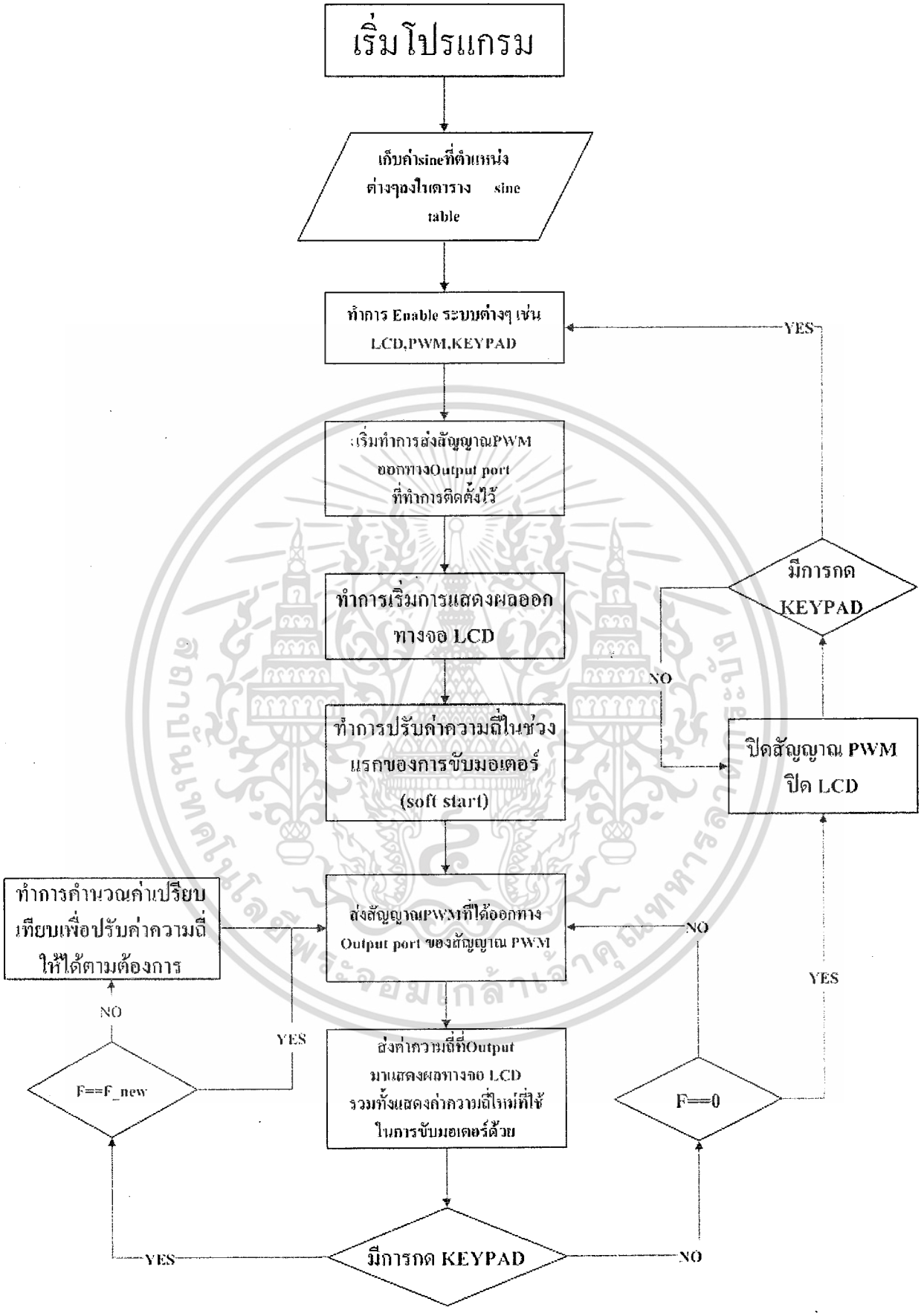
บทที่4
การออกแบบส่วนโปรแกรม

ในการออกแบบส่วนของโปรแกรมจะแบ่งออกเป็นสองส่วนใหญ่ๆ คือ การพัฒนาโปรแกรมเพื่อติดต่อกับผู้ใช้ และการพัฒนาโปรแกรมเพื่อสร้างสัญญาณ PWM ซึ่งทั้ง 2 ส่วนนั้น จะทำการพัฒนาโดยการใช้ไมโครคอลโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC30F4011 ของบริษัท Microchip

4.1การออกแบบวงจรและโปรแกรมส่วนไมโครคอลโทรลเลอร์

ในระบบนี้ไมโครคอลโทรลเลอร์จะทำหน้าที่อยู่สองส่วนใหญ่ๆ คือ การติดต่อกับผู้ใช้ และ การสร้างสัญญาณPWM ซึ่งในส่วนของการติดต่อกับผู้ใช้นั้นจะเป็นการรับค่าจากคีย์แพท และ จะแสดงข้อมูลทางจอ LCD ซึ่งในส่วนของจอ LCD นั้นจะเป็นการแสดงค่าความถี่ที่ต้องการจะให้สร้างสัญญาณ กับ ส่วนที่เป็นความถี่ของสัญญาณในปัจจุบันในส่วนของการสร้างสัญญาณ PWM นั้น dsPIC จะทำการรับค่าจากส่วนของ input ที่เป็นตัวกำหนดค่าความถี่ของสัญญาณของ sinusoidal ที่ต้องการโดยอาศัยการกำเนิดสัญญาณ interrupt จากโมดูล PWM ที่อยู่ภายในของไมโครคอลโทรลเลอร์ หลังจากนั้นจะนำค่าที่ได้มาเป็นตัวกำหนดค่าดิวตี้ไซเคิล โดยค่าดิวตี้ไซเคิลจะนำมาจากค่าที่คำนวณแล้วเก็บไว้ในตาราง sine ซึ่งในการเรียกค่ามาใช้นั้นจะต้องทำการย้ายตำแหน่งมาเก็บไว้ใน Register PDC 1 - 3 เพื่อนำค่าไปเปรียบเทียบกับฐานเวลาในโมดูลสร้าง PWM ที่ถูกตั้งให้เป็นการนับเวลาขึ้นลงอย่างต่อเนื่องในลักษณะของสัญญาณรูปสามเหลี่ยมโดยเมื่อค่าในRegister PDCx ตรงกับค่าของฐานเวลาที่ตั้งไว้ตรงกัน ก็จะทำให้เกิดสัญญาณ PWM ที่มีดิวตี้ไซเคิลตามที่ตั้งไว้ออกมาที่ขาเอาท์พุตของคอลโทรลเลอร์ (RE0 – RE5) โดยในส่วนของ dsPIC นี้จะกำหนดให้โปรแกรมเริ่มทำงานในโหมดของการ soft start ซึ่งช่วยลดผลเสียที่จะเกิดขึ้นกับส่วนของ HARDWARE โดยเป็นการปรับความถี่ขึ้นไปเรื่อยๆทีละ 1 เฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

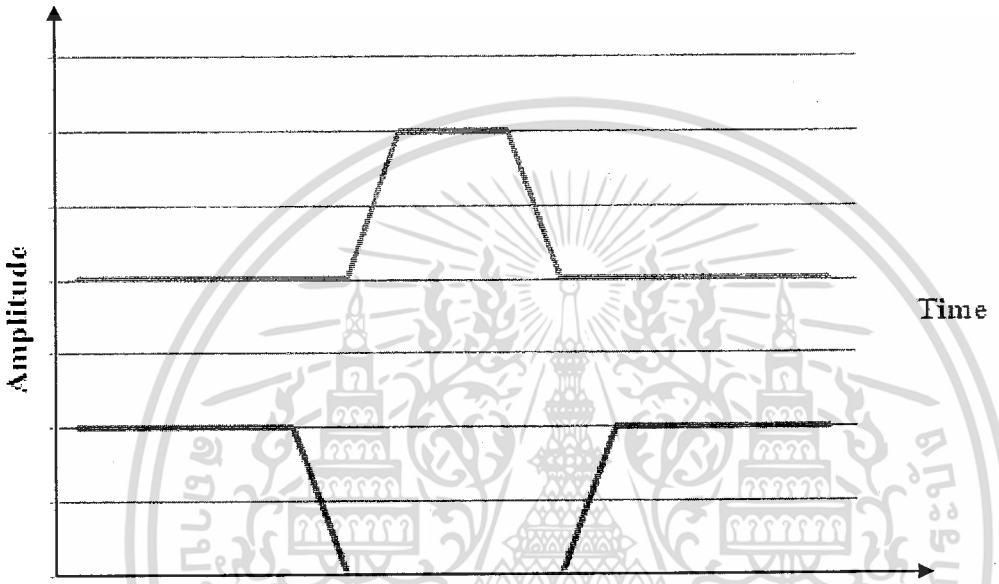


รูปที่4.1 แสดงโฟต์ชาร์ตการทำงานของโปรแกรมที่ได้พัฒนาขึ้นมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การสร้างเวลาหยุดพักของอุปกรณ์กำลัง (DeadTime)

จากข้อมูลทางส่วนของตัวอุปกรณ์ IGBT ซึ่งจำเป็นจะต้องมีส่วนของการหยุดพักเพื่อเป็นส่วนการป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้นกับวงจร โดยช่วงเวลาเริ่มการทำงานของสวิตซ์จะมีค่าน้อยกว่าช่วงเวลาที่ให้หยุดทำงาน ถ้าหากให้สัญญาณควบคุม สวิตซ์ตัวบนหยุดทำงานและ ตัวล่างเริ่มทำงานในเวลาเดียวกัน ในทางปฏิบัติจะทำให้มีช่วงเวลาที่สวิตซ์ทั้งสองยังคงทำงาน อยู่จะทำให้เกิดการลัดวงจรของแหล่งจ่ายกำลังงานได้ซึ่งจะทำให้เกิดความเสียหายกับสวิตซ์ หรือแหล่งจ่ายได้ ดังนั้นเราจึงจำเป็นจะต้องหน่วงเวลาของสัญญาณเพื่อป้องกันความเสียหายที่เกิดขึ้น



รูปที่ 4.2 แสดงการเกิดเวลาหยุดพักอุปกรณ์

โดยในการสร้าง Dead Time สามารถกำหนดค่าลงใน Register ได้เลยโดยเป็นการกำหนดค่าผ่านทางโมดูล ซึ่งในที่นี้กำหนดไว้ที่ 1.5 usec

4.3การคำนวณความกว้างของพัลส์

ในการกำหนดความกว้างของพัลส์นั้น สามารถใช้วิธีคำนวณค่าสัดส่วน (Normalization) ของขนาด (Amplitude) ของสัญญาณ sine แล้วนำไปเก็บไว้ในตัวแปรได้เลย ซึ่งจำนวนตัวแปรที่ใช้ในที่นี้คือ 600 ค่า เพื่อที่จะได้นำตัวแปรดังกล่าวมาใช้ในการคำนวณความกว้างของพัลส์ที่เหมาะสมในที่นี้สัญญาณ sine ที่นำมาเก็บไว้นั้นจะเป็นการนำสัญญาณที่มีการแทรกฮาร์โมนิคส์ที่ 3 ไว้ในสัญญาณ sine ที่เป็น Fundamental ซึ่งจะเป็นการช่วยทำให้ PWMที่ออกจากตัวไมโครคอลโทรลเลอร์นั้นมีขนาดที่ใหญ่ขึ้นมากกว่าการนำแค่ sine ที่Fundamental มาทำสัญญาณ PWM

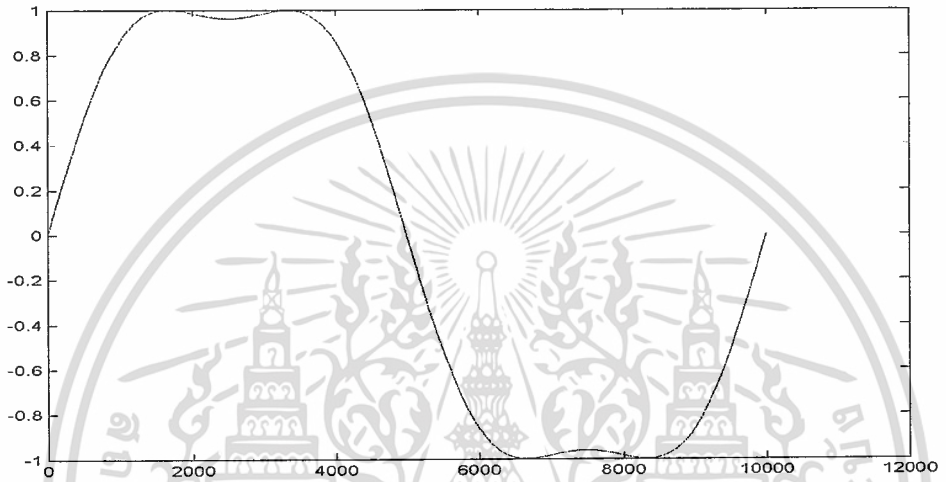
ค่าความกว้างพัลส์ $\frac{360}{600} = 0.6$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสามารถคำนวณได้จากฟังก์ชัน sine

$$f(x) = [((2/\sqrt{3})\sin(\theta))+(1/(3\sqrt{3})\sin(3\theta))] \quad (4.1)$$

จากสมการ ซึ่งเป็นสมการของฟังก์ชันsine ที่แทรกด้วยฮาร์โมนิคส์ที่ 3

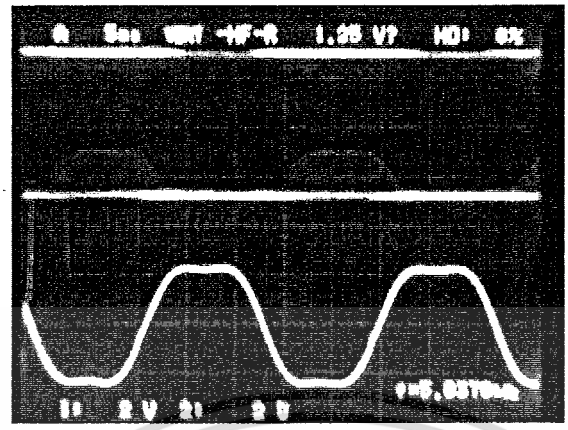


รูปที่ 4.3 รูปไซน์ที่แทรกด้วยฮาร์โมนิคที่ 3

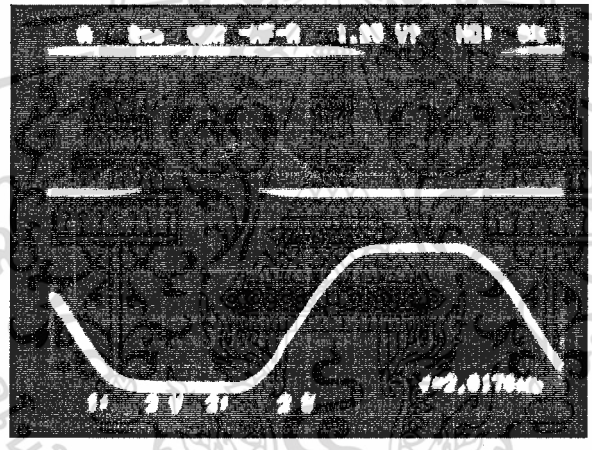
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

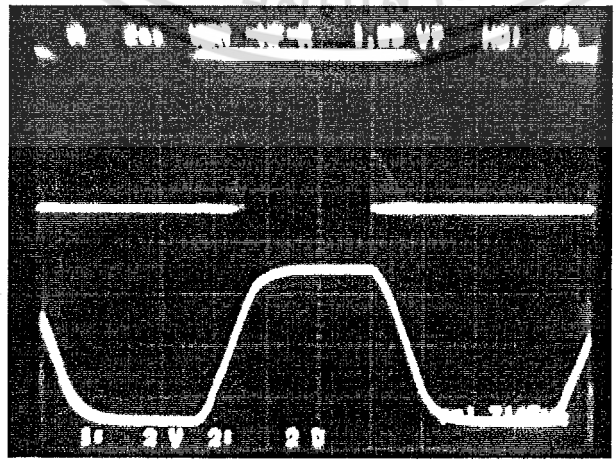
ผลการทดลอง



รูปที่5.1 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ความถี่ 40 เฮิร์ต

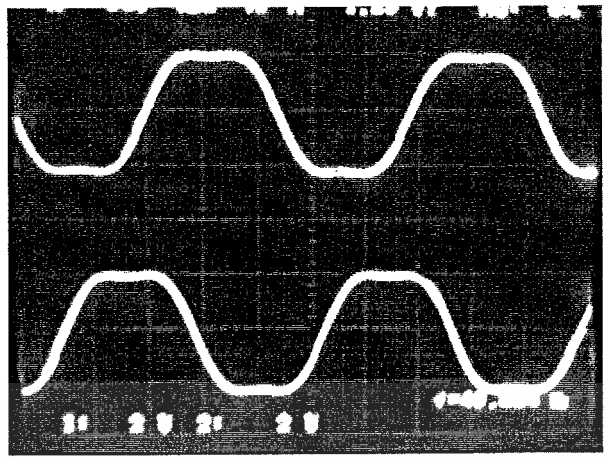


รูปที่5.2 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต

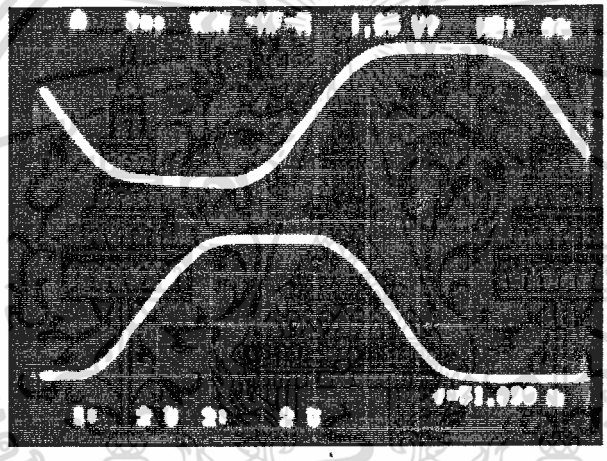


รูปที่5.3 รูปสัญญาณ PWM และรูปสัญญาณหลังจากผ่านวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน ที่ความถี่ 70 เฮิร์ต

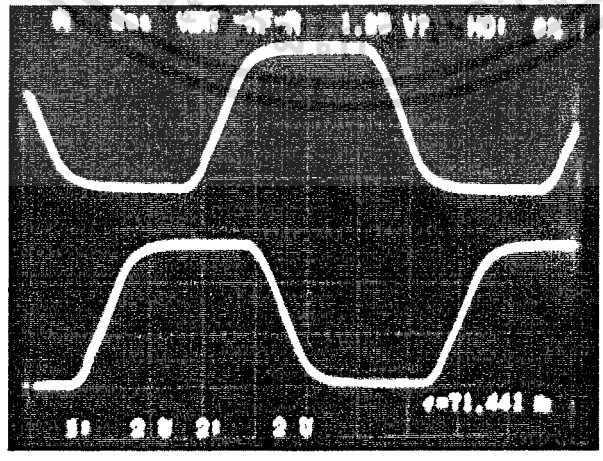
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่5.4 สัญญาณไซน์นูซอยด์ซึ่งเพิ่มฮาร์โมนิกที่3 ระหว่างเฟส A และเฟสB ที่ความถี่ 40 เฮิร์ต

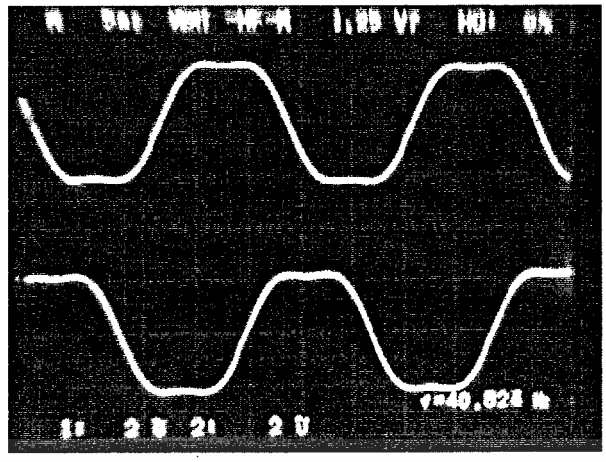


รูปที่5.5 สัญญาณไซน์นูซอยด์ซึ่งเพิ่มฮาร์โมนิกที่3 ระหว่างเฟส A และเฟสB ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต

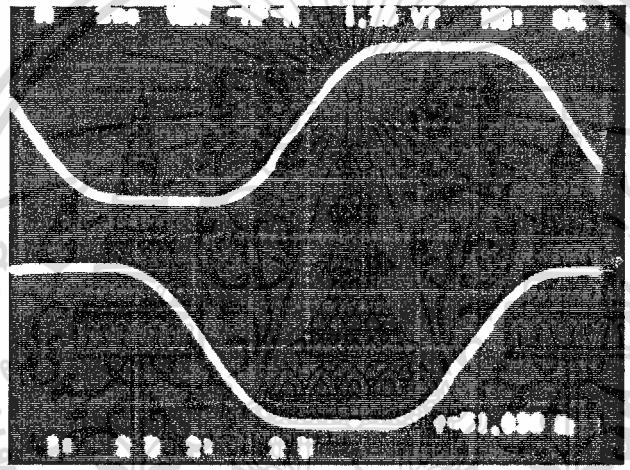


รูปที่5.6 สัญญาณไซน์นูซอยด์ซึ่งเพิ่มฮาร์โมนิกที่3 ระหว่างเฟส A และเฟสB ที่ความถี่ 70 เฮิร์ต

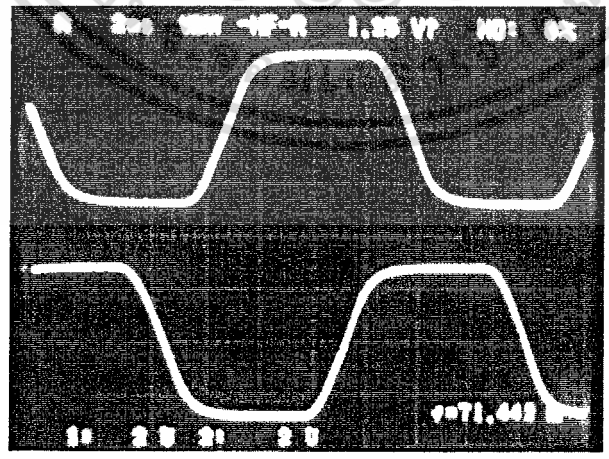
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่5.7 สัญญาณไซน์นูซอยด์ซึ่งเพิ่มฮาร์โมนิกที่3 ระหว่างเฟส B และเฟสC ที่ความถี่ 40 เฮิร์ต

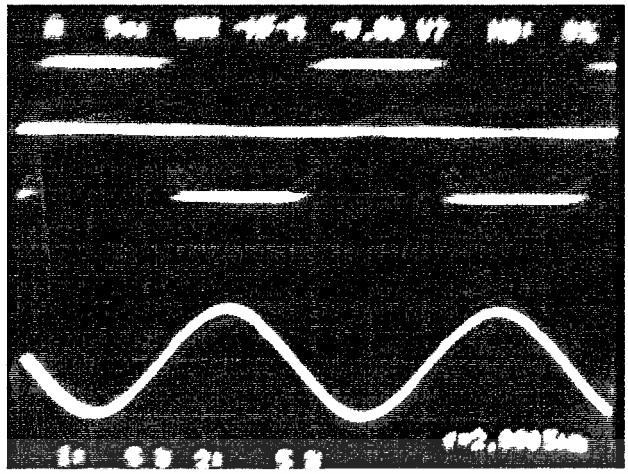


รูปที่5.8 สัญญาณไซน์นูซอยด์ซึ่งเพิ่มฮาร์โมนิกที่3 ระหว่างเฟส B และเฟสC ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต

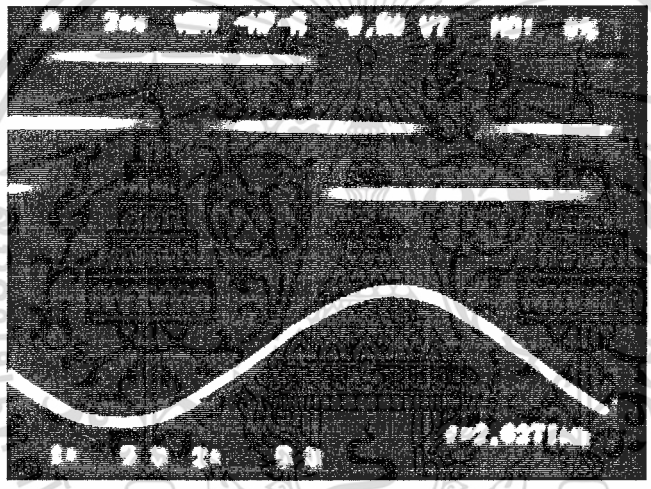


รูปที่5.9 สัญญาณไซน์นูซอยด์ซึ่งเพิ่มฮาร์โมนิกที่3 ระหว่างเฟส B และเฟสC ที่ความถี่ 70 เฮิร์ต

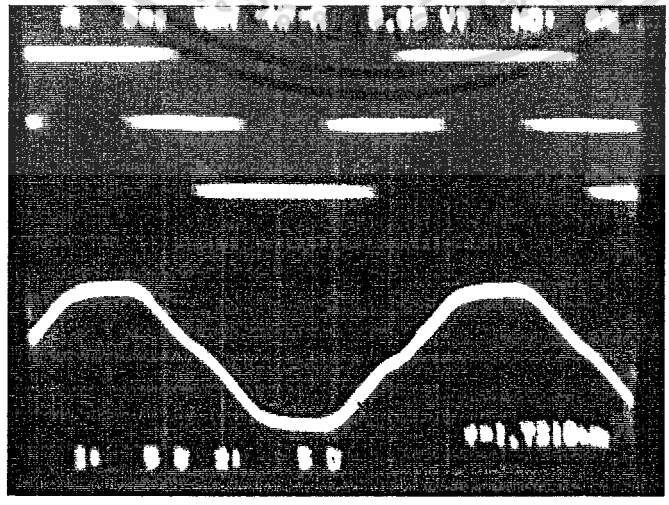
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 สัญญาณ PWM และสัญญาณไซน์นูซอยด์ ที่เกิดจากการหักล้างกันระหว่างเฟส AB ที่ความถี่ 40เฮิร์ต

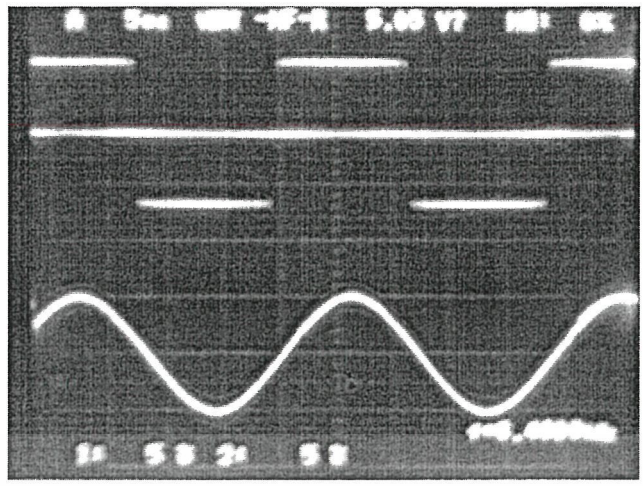


รูปที่ 5.11 สัญญาณ PWM และสัญญาณไซน์นูซอยด์ ที่เกิดจากการหักล้างกันระหว่างเฟส AB ที่ความถี่ 50 เฮิร์ต

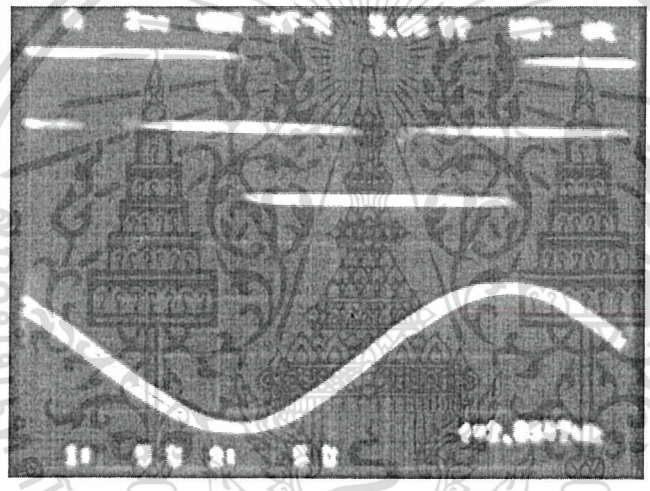


รูปที่ 5.12 สัญญาณ PWM และสัญญาณไซน์นูซอยด์ ที่เกิดจากการหักล้างกันระหว่างเฟส AB ที่ความถี่ 70 เฮิร์ต

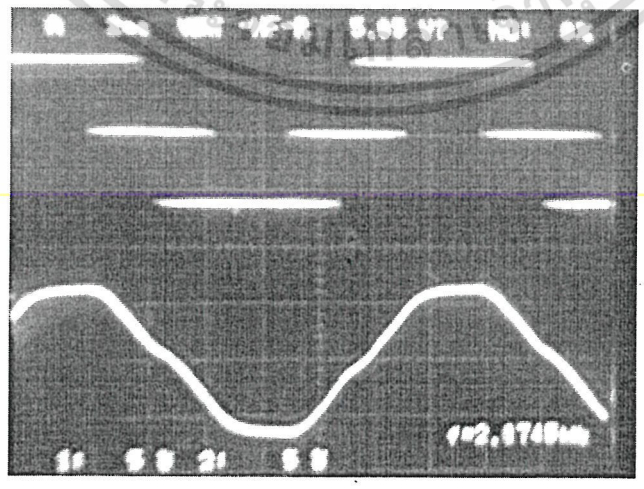
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.13 สัญญาณ PWM และสัญญาณไซน์นูซอยด์ ที่เกิดจากการหักล้างกันระหว่างเฟส BC ที่ความถี่ 40เฮิร์ต

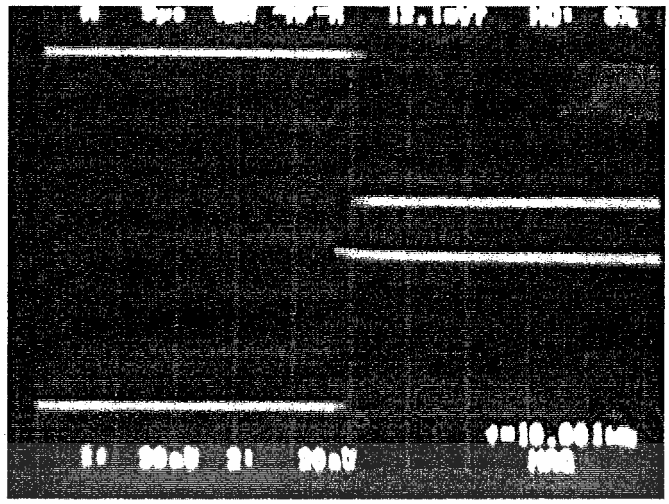


รูปที่ 5.14 สัญญาณ PWM และสัญญาณไซน์นูซอยด์ ที่เกิดจากการหักล้างกันระหว่างเฟส BC ที่ความถี่ 50เฮิร์ต



รูปที่ 5.15 สัญญาณ PWM และสัญญาณไซน์นูซอยด์ ที่เกิดจากการหักล้างกันระหว่างเฟส BC ที่ความถี่ 70เฮิร์ต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.16 dead time

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6
สรุปผลการทดลอง

ในโครงงานนี้ได้ทำการสร้างอินเวอร์เตอร์เพื่อควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส โดยการสร้างสัญญาณไซนูซอยด์ที่มีการแทรกฮาร์โมนิกส์ที่ 3 หรือการสร้าง PWM ที่มีการมอดูเลตฮาร์โมนิกส์ที่ 3 ขนาดที่เหมาะสมเข้าไปกับความถี่หลักมูล ทำให้สามารถเพิ่มขนาดของความถี่หลักมูลจากเดิมได้ถึง 1.154 เท่า โดยที่ขนาดของความถี่หลักมูลสูงสุดยังคงไม่เกินระดับแรงดันไฟตรง ซึ่งใช้วิธีการควบคุมแบบแรงดันต่อความถี่คงที่ ทำให้สามารถให้ขนาดของความถี่หลักมูลที่แรงดันไลน์สูงสุดเท่ากับระดับแรงดันไฟตรง หรือเพิ่มขึ้นจากวิธีการสร้างสัญญาณ PWM แบบไซน์ 15.4% โดยที่ฮาร์โมนิกส์ที่ 3 ที่มอดูเลตกับความถี่หลักมูลสามารถหักล้างกันระหว่างเฟสได้หมด ทำให้ไม่มีผลให้เกิดฮาร์โมนิคส์ต่ำเข้าไปที่ตัวมอเตอร์ ในขณะที่การสร้าง PWM แบบไซน์ดั้งเดิมสามารถให้ขนาดความถี่หลักมูลของแรงดันไลน์สูงสุดที่ 86.6% ของระดับแรงดันไฟตรง และถ้าต้องการเพิ่มขนาดของแรงดันไลน์ดังกล่าว อาจต้องใช้วิธีการมอดูเลตเกิน (Over mod) มีผลให้เกิดความผิดเพี้ยนของความถี่หลักมูลหรือเกิดฮาร์โมนิกส์ต่ำขึ้นที่ตัวมอเตอร์ ส่งผลให้กำลังงานสูญเสียในตัวมอเตอร์เพิ่มขึ้น

จากผลการทดลองแสดงให้เห็นว่า ฮาร์โมนิกส์ที่สามสามารถถูกหักล้างหายไปได้ เมื่อทำการต่อคร่อมระหว่างเฟส โครงงานนี้เราทำการทดสอบเพียงการควบคุมความเร็วของอินดักชั่นมอเตอร์สามเฟสที่ต่อแบบเดลต้า โดยการเปลี่ยนความถี่เพื่อดูการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบมอเตอร์ที่เกิดขึ้น จากผลการทดสอบทำให้เห็นว่าเมื่อความถี่ของสัญญาณไซนูซอยด์เพิ่มขึ้น ความเร็วรอบของอินดักชั่นมอเตอร์จะเพิ่มขึ้น แต่เมื่อลดความถี่ลงความเร็วของอินดักชั่นมอเตอร์จะลดลง

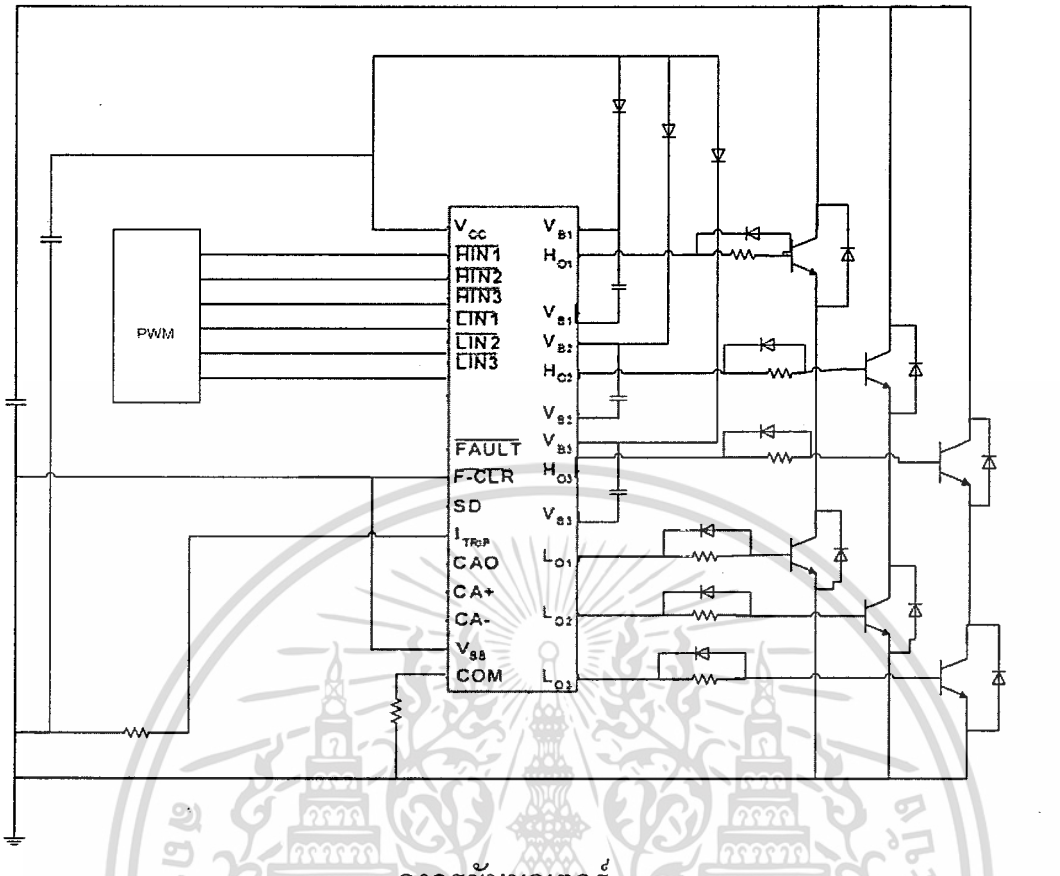
โครงงานนี้ควรมีการทดสอบแรงบิดของมอเตอร์เนื่องจากอินเวอร์เตอร์ในโครงงานนี้มีการใช้หลักการของค่าอัตราส่วนของศักดาต่อความถี่มีค่าคงที่ แต่เนื่องจากไม่มีเครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบ จึงไม่ได้ทำการทดสอบ และพัฒนาโปรแกรมเพิ่มเติม แต่ในกรณีที่ควรทำการพัฒนาโปรแกรมเพิ่มเติม ควรจะเพิ่มส่วนของการแสดงผล เช่น การแสดงผลเกี่ยวกับกระแส หรือกำลังที่ส่งให้กับมอเตอร์ และการป้อนกลับจากมอเตอร์เพื่อควบคุมแรงบิดของมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

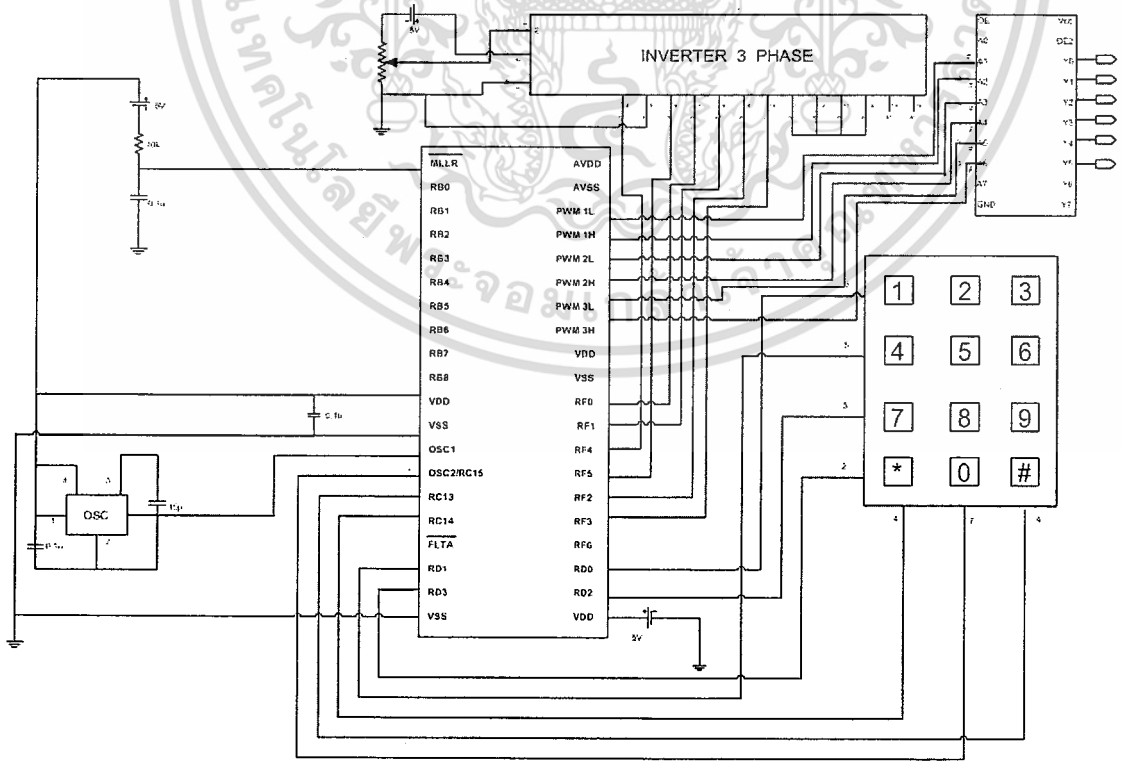


ภาคผนวก ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

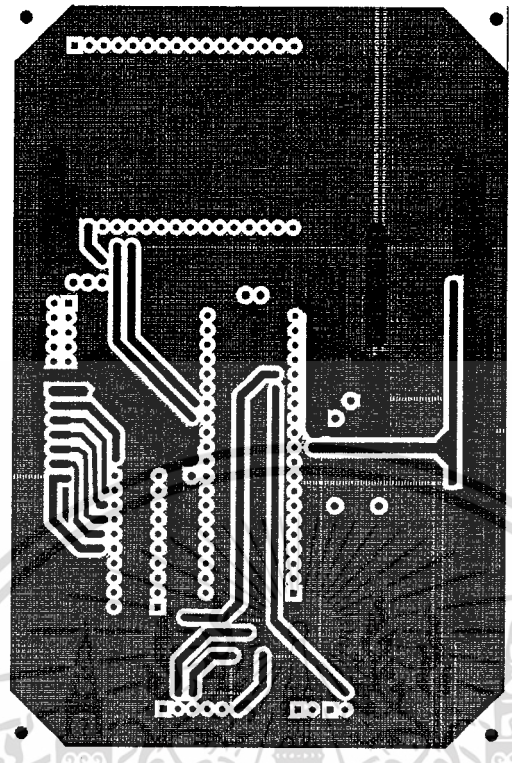


วงจรขับมอเตอร์

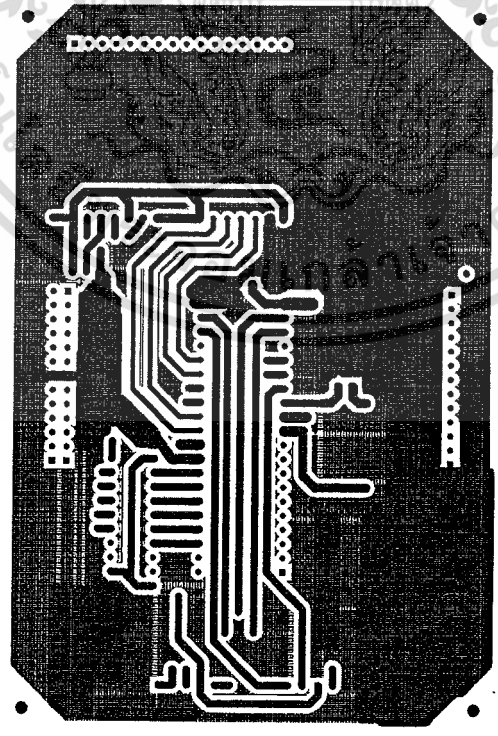


วงจรไมโครคอนโทรเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

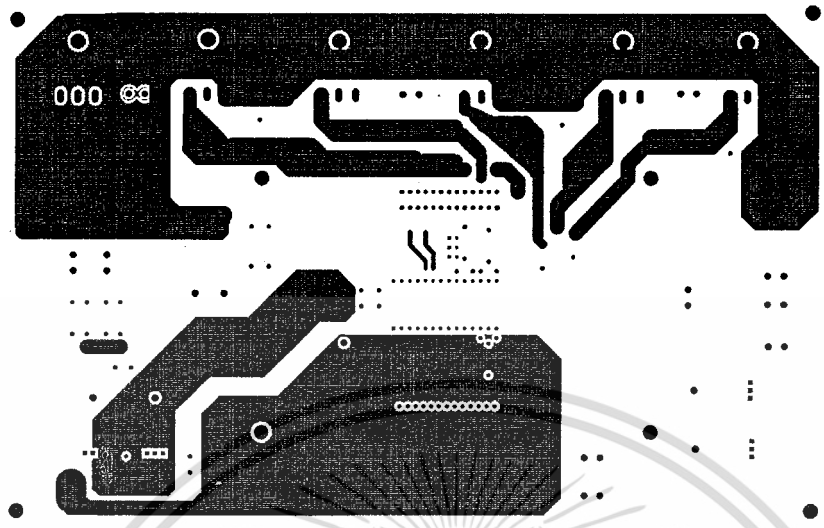


ลายปริ้นด้านบนของวงจรในส่วนของไมโครคอนโทรเลอร์

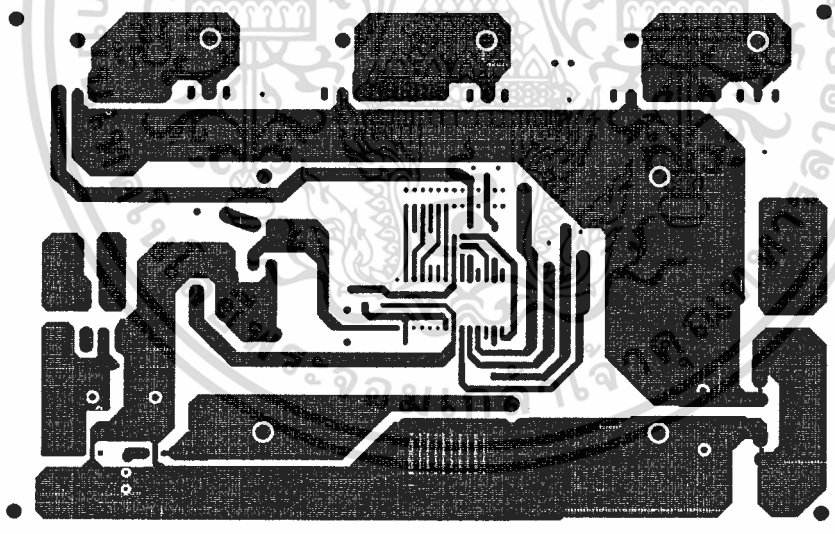


ลายปริ้นด้านล่างของวงจรในส่วนของไมโครคอนโทรเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลายปริ้นด้านบนของวงจรในส่วนของวงจรขับมอเตอร์



ลายปริ้นด้านล่างของวงจรในส่วนของวงจรขับมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International
IOR Rectifier

Data Sheet No. PD60107 revU

IR2133/IR2135(J&S) & (PbF)
IR2233/IR2235(J&S)

3-PHASE BRIDGE DRIVER

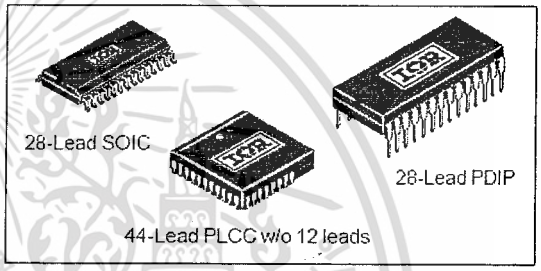
Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
  Fully operational to +600V or+1200V
  Tolerant to negative transient voltage
  dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10V/12V to 20V DC and up to 25V for transient
- Undervoltage lockout for all channels
- Over-current shut down turns off all six drivers
- Independent 3 half-bridge drivers
- Matched propagation delay for all channels
- 2.5V logic compatible
- Outputs out of phase with inputs
- Also available LEAD-FREE

Product Summary

V_{OFFSET}	600V or 1200V max.
$I_{O+/-}$	200 mA / 420 mA
V_{OUT}	10 - 20V or 12 - 20V
$t_{on/off}$ (typ.)	750/700 ns
Deadtime (typ.)	250 ns

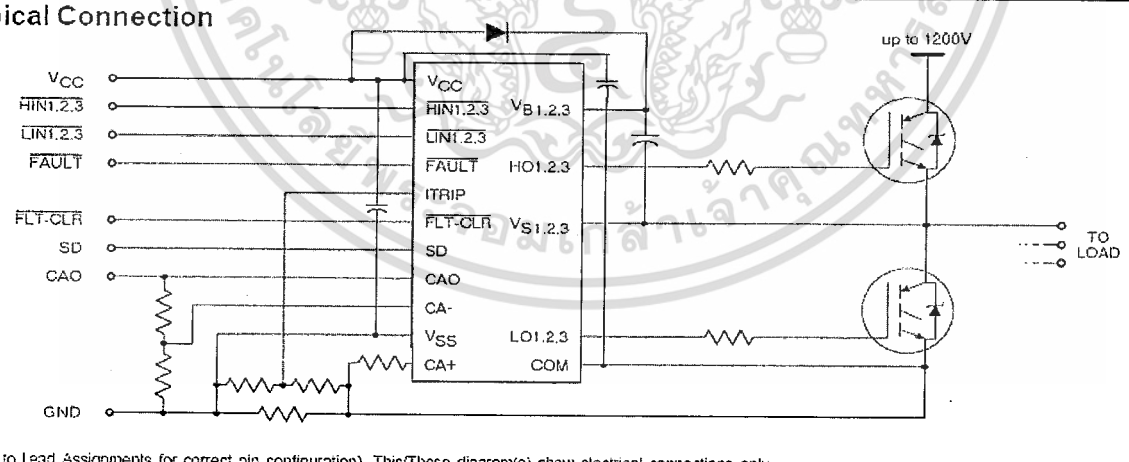
Packages



Description

The IR2133IR2135/IR2233IR2355 (J&S) are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with three independent high side and low side referenced output channel for 3-phase applications. Proprietary HVIC technology enables ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with CMOS or LSTTL outputs, down to 2.5V logic. An independent operational amplifier provides an analog feedback of bridge current via an external current sense resistor. A current trip function which terminates all six outputs can also be derived from this resistor. A shutdown function is available to terminate all six outputs. An open drain $\overline{\text{FAULT}}$ signal is provided to indicate that an over-current or undervoltage shutdown has occurred. Fault conditions are cleared with the $\overline{\text{FLT-CLR}}$ lead. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channels can be used to drive N-channel power MOSFETs or IGBTs in the high side configuration which operates up to 600 volts or 1200 volts.

Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only.
Please refer to our Application Notes and DesignTips for proper circuit board layout.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Definition		Min.	Max.	Units
$V_{B1,2,3}$	High side floating supply voltage	(IR2133/IR2135)	-0.3	625	V
		(IR2233/IR2235)	-0.3	1225	
$V_{S1,2,3}$	High side floating supply offset voltage		$V_{B1,2,3}$ - 25	$V_{B1,2,3}$ + 0.3	
$V_{HO1,2,3}$	High side floating output voltage		$V_{S1,2,3}$ - 0.3	$V_{B1,2,3}$ + 0.3	
V_{CC}	Fixed supply voltage		-0.3	25	
V_{SS}	Logic ground		V_{CC} - 25	V_{CC} + 0.3	
$V_{LO1,2,3}$	Low side output voltage		-0.3	V_{CC} + 0.3	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN, ITRIP, SD & FLT-CLR)		V_{SS} - 0.3	(V_{SS} + 15) or (V_{CC} + 0.3) whichever is lower	
$V_{IN,AMP}$	Op amp input voltage (CA+ & CA-)		V_{SS} - 0.3	V_{CC} + 0.3	
$V_{OUT,AMP}$	Op amp output voltage (CAO)		V_{SS} - 0.3	V_{CC} + 0.3	
V_{FLT}	FAULT output voltage		V_{SS} - 0.3	V_{CC} + 0.3	
dVs/dt	Allowable offset supply voltage transient		—	50	V/ns
P_D	Package power dissipation @ $T_A \leq 25°C$	(28 Lead PDIP)	—	1.5	W
		(28 Lead SOIC)	—	1.6	
		(44 lead PLCC)	—	2.0	
Rth_{JA}	Thermal resistance, junction to ambient	(28 Lead PDIP)	—	83	°C/W
		(28 Lead SOIC)	—	78	
		(44 lead PLCC)	—	63	
T_J	Junction temperature		—	125	°C
T_S	Storage temperature		-55	150	
T_L	Lead temperature (soldering, 10 seconds		—	300	

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The VS offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Parameter Definition		Min.	Max.	Units
$V_{B1,2,3}$	High side floating supply voltage		$V_{S1,2,3}$ + 10/12	$V_{S1,2,3}$ + 20	V
$V_{S1,2,3}$	High side floating supply offset voltage	(IR2133/IR2135)	Note 1	600	
		(IR2233/IR2235)	Note 1	1200	
$V_{HO1,2,3}$	High side floating output voltage		$V_{S1,2,3}$	$V_{B1,2,3}$	
V_{CC}	Fixed supply voltage		10 or 12	20	
V_{SS}	Low side driver return		-5	5	
$V_{LO1,2,3}$	Low side output voltage		0	V_{CC}	
V_{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN, ITRIP, SD & FLT-CLR)		V_{SS}	V_{SS} + 5	
$V_{IN,AMP}$	Op amp input voltage (CA+ & CA-)		V_{SS}	V_{SS} + 5	
$V_{OUT,AMP}$	Op amp output voltage (CAO)		V_{SS}	V_{SS} + 5	
V_{FLT}	FAULT output voltage		V_{SS}	V_{CC}	

Note 1: Logic operational for V_S of COM - 5V to COM + 600V/1200V. Logic state held for V_S of COM -5V to COM -V_{BS}. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).
Note 2: All input pins, op amp input and output pins are internally clamped with a 5.2V zener diode.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, $V_{BS1,2,3}$) = 15V, $V_{S1,2,3}$ = V_{SS}, T_A = 25°C and C_L = 1000 pF unless otherwise specified.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	500	750	1000	ns	V_{IN} = 0 & 5V $V_{S1,2,3}$ = 0 to 600V or 1200V
t_{off}	Turn-off propagation delay	450	700	950		
t_r	Turn-on rise time	—	90	150		
t_f	Turn-off fall time	—	40	70		
t_{sd}	SD to output shutdown propagation delay	500	750	1000		V_{IN}, V_{SD} = 0 & 5V
t_{itrip}	ITRIP to output shutdown propagation delay	600	850	1100		V_{IN}, V_{ITRIP} = 0 & 5V
t_{bl}	ITRIP blanking time	—	400	—		ITRIP = 1V
t_{flt}	ITRIP to $\overline{FAULT}$ propagation delay	400	650	900		V_{IN}, V_{ITRIP} = 0 & 5V
$t_{fil,in}$	Input filter time ($\overline{HIN}$, $\overline{LIN}$ and SD)	—	310	—		V_{IN} = 0 & 5V
t_{fltclr}	$\overline{FLT\text{-}CLR}$ to $\overline{FAULT}$ clear time	600	850	1100		V_{IN}, V_{ITRIP} = 0 & 5V
DT	Deadtime, LS turn-off to HS turn-on & HS turn-off to LS turn-on	100	250	400		V_{IN} = 0 & 5V
SR+	Amplifier slew rate (positive)	5	10	—	V/µs	
SR-	Amplifier slew rate (negative)	2	2.5	—		

NOTE: For high side PWM, HIN pulse width must be ≥ 1µ sec

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, $V_{BS1,2,3}$) = 15V unless otherwise specified and T_A = 25°C. The V_{IN}, V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all six channels ($H_{S1,2,3}$ & $L_{S1,2,3}$). The VO and IO parameters are referenced to V_{SS} and $V_{S1,2,3}$ and are applicable to the respective output leads: $H_{O1,2,3}$ or $L_{O1,2,3}$.

Symbol	Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "0" Input Voltage (OUT = LO)	2.2	—	—	V	
V_{IL}	Logic "1" Input Voltage (OUT = HI)	—	—	0.8		
$V_{FCLR,IH}$	Logic "0" Fault Clear Input Voltage	2.2	—	—		
$V_{FCLR,IL}$	Logic "1" Fault Clear Input Voltage	—	—	0.8		
$V_{SD,TH+}$	SD Input Positive Going Threshold	1.6	1.9	2.2		
$V_{SD,TH-}$	SD Input Negative Going Threshold	1.4	1.7	2.0		
$V_{IT,TH+}$	I_{TRIP} Input Positive Going Threshold	470	570	670	mV	
$V_{IT,TH-}$	I_{TRIP} Input Negative Going Threshold	360	460	560		
V_{OH}	High Level Output Voltage, V_{BIAS} - V_O	—	—	100		V_{IN} = 0V, I_O = 0A
V_{OL}	Low Level Output Voltage, V_O	—	—	100		V_{IN} = 5V, I_O = 0A
I_{LK}	Offset Supply Leakage Current (IR2133/IR2135)	—	—	50	µA	$V_{B1,2,3}$=$V_{S1,2,3}$ = 600V
	(IR2233/IR2235)	—	—	50		$V_{B1,2,3}$=$V_{S1,2,3}$ = 1200V
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} Supply Current	—	50	100		V_{IN} = 0V or 5V
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} Supply Current	—	4	8	mA	V_{IN} = 0V or 5V
I_{IN+}	Logic "1" Input Bias Current (OUT = HI)	—	200	350	µA	V_{IN} = 0V
I_{IN-}	Logic "0" Input Bias Current (OUT = LO)	—	100	250		V_{IN} = 5V
I_{SD+}	"High" Shutdown Bias Current	—	30	100		SD = 5V
I_{SD-}	"Low" Shutdown Bias Current	—	—	100	nA	SD = 0V
I_{ITRIP+}	"High" I_{TRIP} Bias Current	—	30	100	µA	I_{TRIP} = 5V
I_{ITRIP-}	"Low" I_{TRIP} Bias Current	—	—	100	nA	I_{TRIP} = 0V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

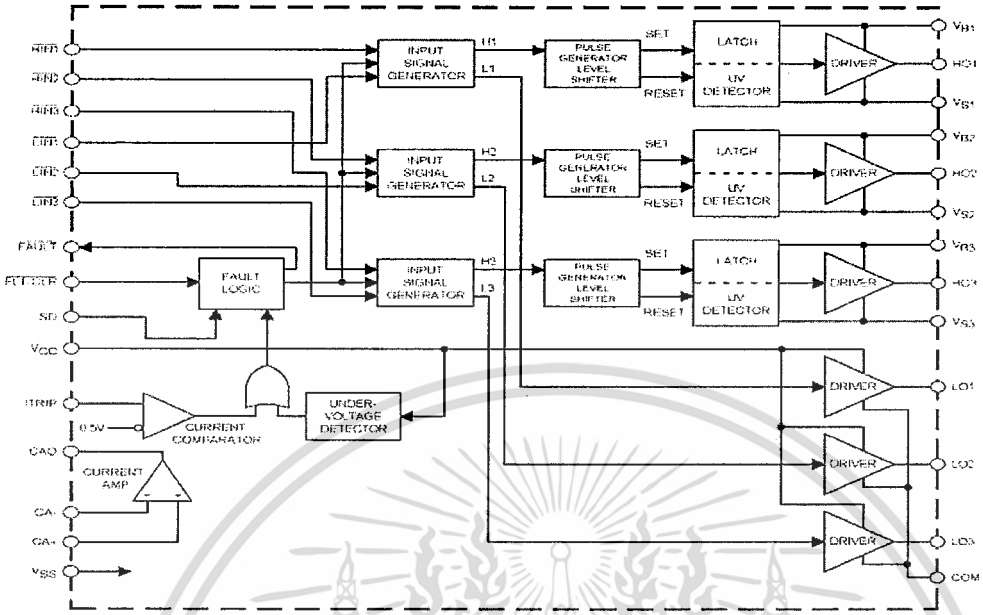
Static Electrical Characteristics — Continued

V_{BIAS} (V_{CC}, $V_{BS1,2,3}$) = 15V and T_A = 25°C unless otherwise specified. The V_{IN}, V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all six channels (HS1,2,3 & LS1,2,3). The VO and IO parameters are referenced to V_{SS} and $V_{S0,1,2,3}$ and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Parameter Definition	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$I_{FLTCLR+}$	"High" Fault Clear Input Bias Current	—	200	350	µA	$\overline{\text{FLT-CLR}}$ = 0V
$I_{FLTCLR-}$	"Low" Fault Clear Input Bias Current	—	100	250		$\overline{\text{FLT-CLR}}$ = 5V
V_{BSUV+}	V_{BS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold				V	
	(for IR2133/IR2233)	7.6	8.6	9.6		
	(for IR2135/IR2235)	9.2	10.4	11.6		
V_{BSUV-}	V_{BS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold					
	(for IR2133/IR2233)	7.2	8.2	9.2		
	(for IR2135/IR2235)	8.3	9.4	10.5		
V_{BSUVH}	V_{BS} Supply Undervoltage Lockout Hysteresis					
	(for IR2133/IR2233)	—	0.4	—		
	(for IR2135/IR2235)	—	1	—		
V_{CCUV+}	V_{CC} Supply Undervoltage Positive Going Threshold					
	(for IR2133/IR2233)	7.6	8.6	9.6		
	(for IR2135/IR2235)	9.2	10.4	11.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} Supply Undervoltage Negative Going Threshold					
	(for IR2133/IR2233)	7.2	8.2	9.2		
	(for IR2135/IR2235)	8.3	9.4	10.5		
V_{CCUVH}	V_{CC} Supply Undervoltage Lockout Hysteresis					
	(for IR2133/IR2233)	—	0.4	—		
	(for IR2135/IR2235)	—	1	—		
$R_{on,FLT}$	FAULT- Low On Resistance	—	70	100	Ω	
I_{O+}	Output High Short Circuit Pulsed Current	190	250	—	mA	V_{OUT} = 0V, V_{IN} = 0V PW ≤ 10 µs
I_{O-}	Output Low Short Circuit Pulsed Current	380	500	—		V_{OUT} = 15V, V_{IN} = 5V PW ≤ 10 µs
V_{OS}	Amplifier Input Offset Voltage	—	0	30	mV	CA+=0.2V, CA-=CAO
$I_{IN,AMP}$	Amplifier Input Bias Current	—	—	4	nA	CA+ = CA- = 2.5V
CMRR	Amplifier Common Mode Rejection Ratio	50	70	—	dB	CA+ = 0.1V & 5V, CA- = CAO
PSRR	Amplifier Power Supply Rejection Ratio	50	70	—		CA+=0.2V, CA-=CAO V_{CC} = 10V & 20V
$V_{OH,Amp}$	Amplifier High Level Output Voltage	5	5.2	5.4	V	CA+ = 1V, CA- = 0V
$V_{OL,Amp}$	Amplifier Low Level Output Voltage	—	—	20	mV	CA+ = 0V, CA- = 1V
$I_{SRC,Amp}$	Amplifier Output Source Current	4	7	—	mA	CA+ = 1V, CA- = 0V, CAO = 4V
$I_{SNK,Amp}$	Amplifier Output Sink Current	0.5	1	—		CA+ = 0V, CA- = 1V, CAO = 2V
$I_{O+,Amp}$	Amplifier Output High Short Circuit Current	—	10	—		CA+ = 5V, CA- = 0V, CAO = 0V
$I_{O-,Amp}$	Amplifier Output Low Short Circuit Current	—	4	—		CA+ = 0V, CA- = 5V, CAO = 5V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Lead Description
$\overline{\text{HIN1,2,3}}$	Logic inputs for high side gate driver outputs (HO1,2,3), out of phase.
$\overline{\text{LIN1,2,3}}$	Logic inputs for low side gate driver outputs (LO1,2,3), out of phase.
$\overline{\text{FAULT}}$	Indicates over-current or undervoltage lockout (low side) has occurred, negative logic.
V_{CC}	Logic and low side fixed supply.
ITRIP	Input for over-current shut down.
$\overline{\text{FLT-CLR}}$	Logic input for fault clear, negative logic.
SD	Logic input for shut down.
CAO	Output of current amplifier.
$\overline{\text{CA-}}$	Negative input of current amplifier.
CA+	Positive input of current amplifier.
V_{SS}	Logic ground.
COM	Low side return.
$V_{B1,2,3}$	High side floating supplies.
HO1,2,3	High side gate drive outputs.
$V_{S1,2,3}$	High side floating supply returns.
LO1,2,3	Low side gate drive outputs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Lead Assignments

28 Lead DIP	44 Lead PLCC w/o 12 Leads	28 Lead SOIC (Wide Body)
IR2133 IR2135 IR2233 IR2235	IR2133J IR2135J IR2233J IR2235J	IR2133S IR2135S IR2233S IR2235S
Part Number		

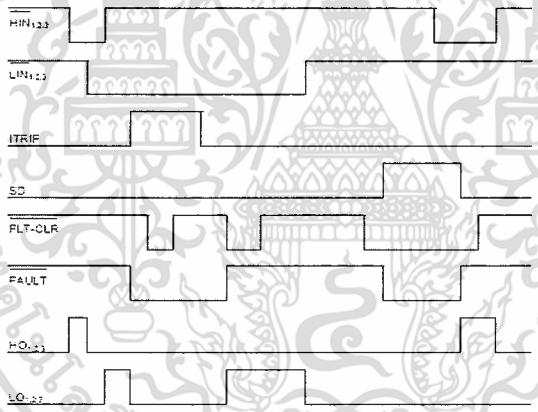


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

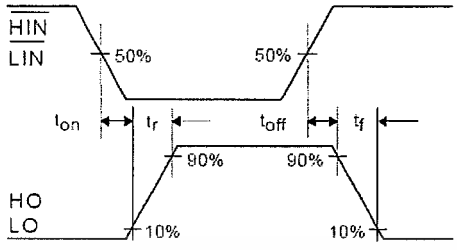


Figure 2. Switching Time Waveform Definitions

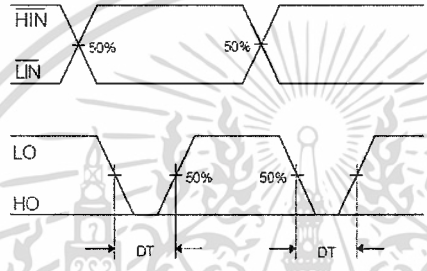


Figure 3. Deadtime Waveform Definitions

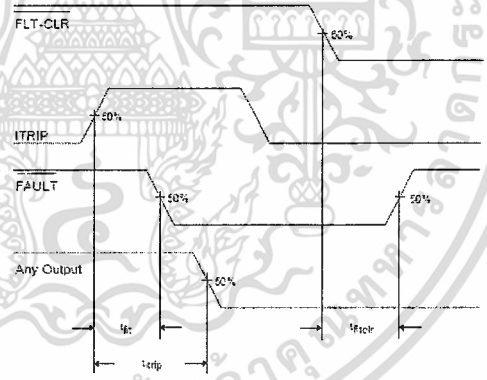


Figure 4. Overcurrent Shutdown Waveform

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

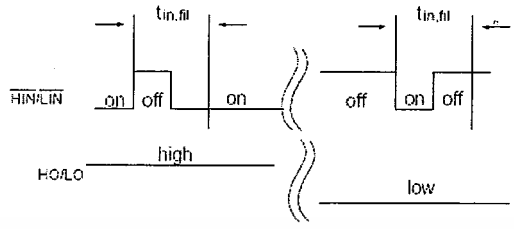


Figure 4.5 Input Filter Function

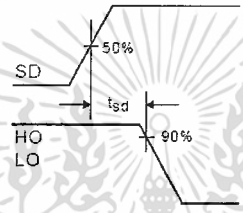


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

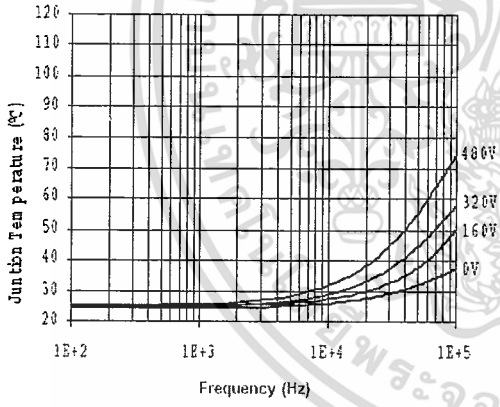


Figure 7. IR2133J Junction Temperature vs Frequency Driving (IRGPC20KD2) Rgate = 5.1Ω @ Vcc = 15V

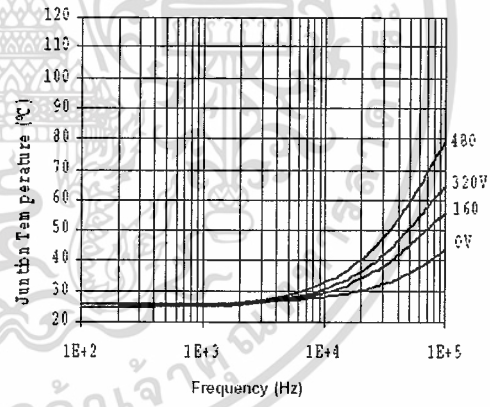


Figure 8. IR2133J Junction Temperature vs Frequency Driving (IRGPC30KD2) Rgate = 5.1Ω @ Vcc = 15V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

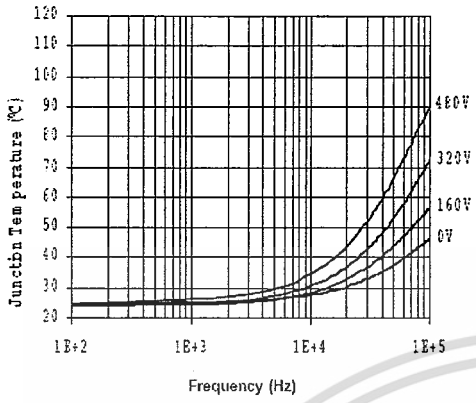


Figure 9. IR2133J Junction Temperature vs Frequency Driving (IRGPC40KD2) Rgate = 5.1Ω @ Vcc = 15V

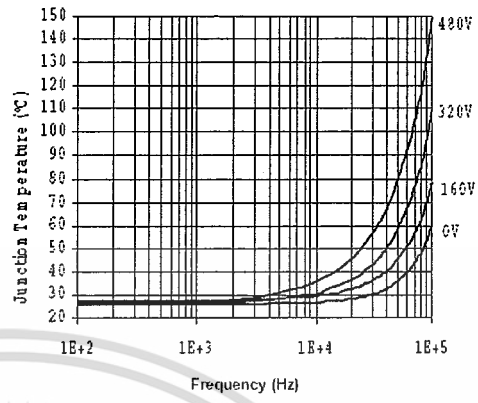


Figure 10. IR2133J Junction Temperature vs Frequency Driving (IRGPC50KD2) Rgate = 5.1Ω @ Vcc = 15V

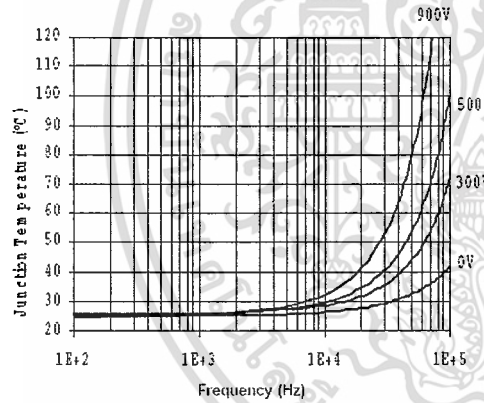


Figure 11. IR2233J Junction Temperature vs Frequency Driving (IRG4PH30KD) Rgate = 20Ω @ Vcc = 15V

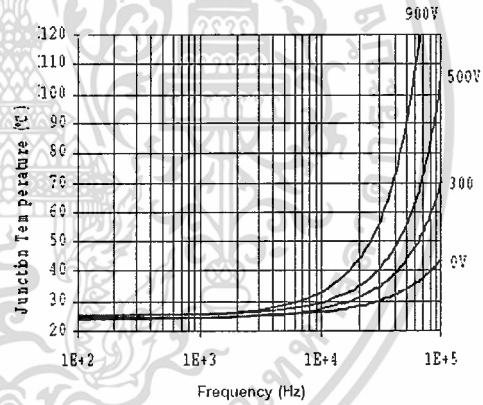


Figure 12. IR2233J Junction Temperature vs Frequency Driving (IRG4PH40KD) Rgate = 15Ω @ Vcc = 15V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

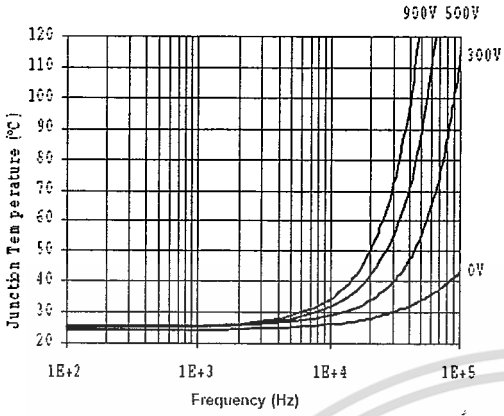


Figure 13. IR2233J Junction Temperature vs Frequency Driving (IRG4PH50KD) Rgate = 10Ω @ Vcc = 15V

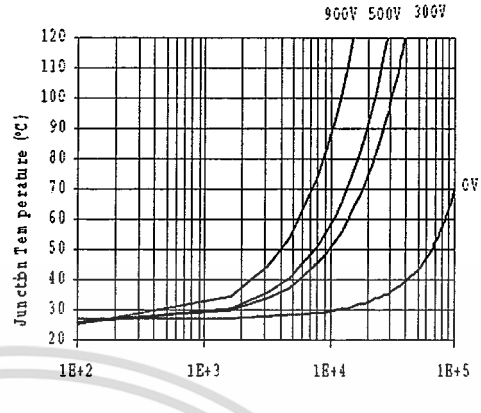
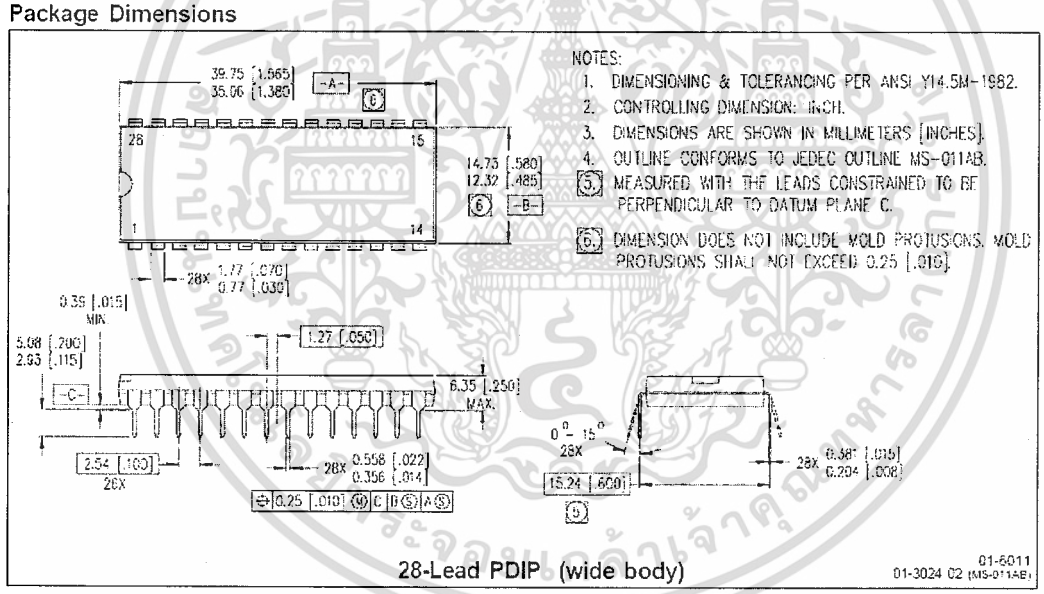
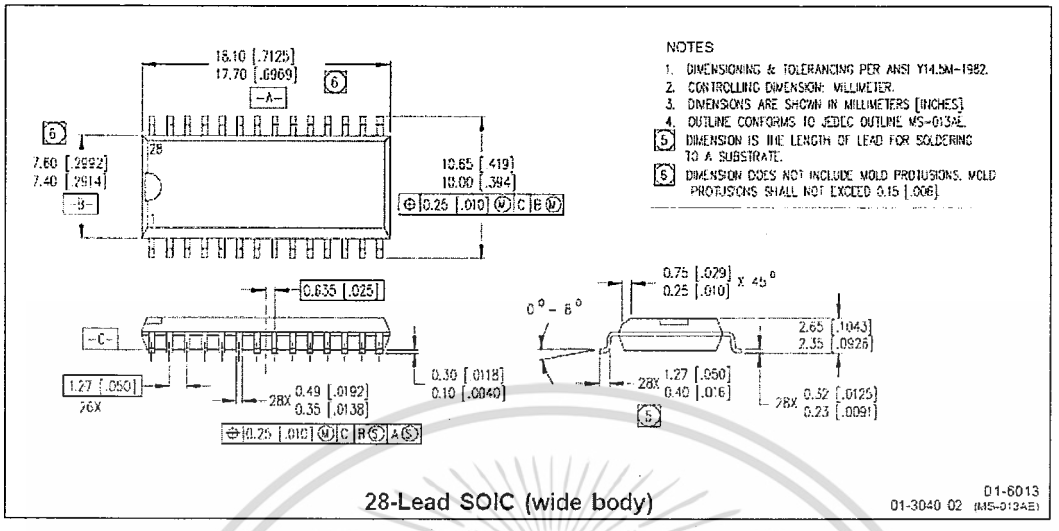


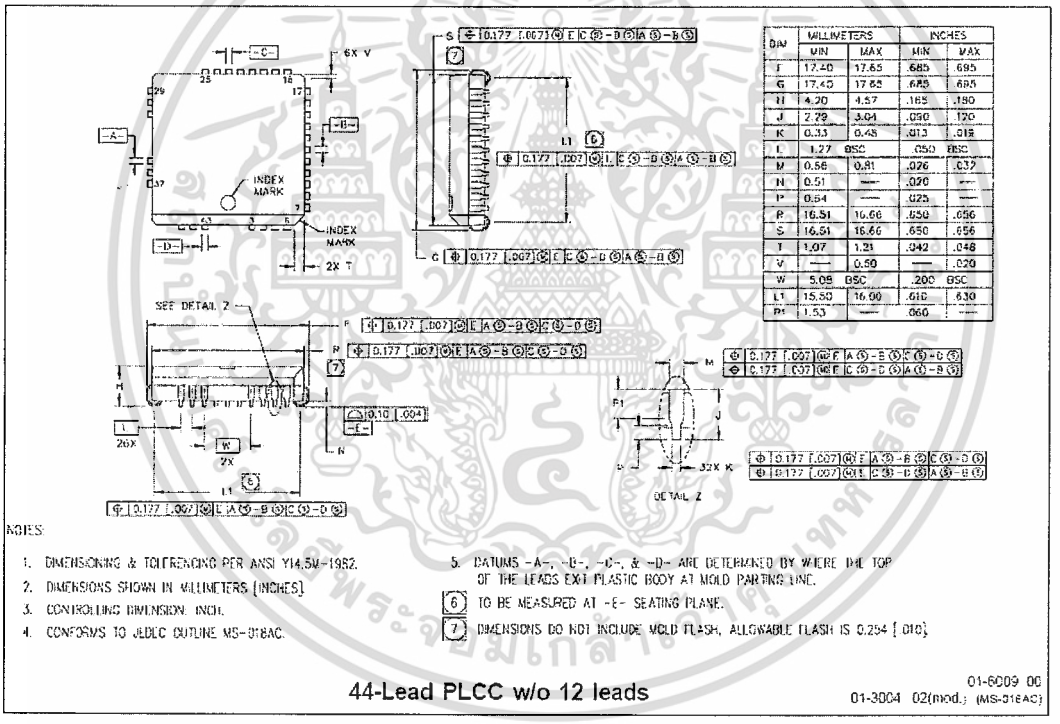
Figure 14. IR2233J Junction Temperature vs Frequency Driving (IRG4ZH71KD) Rgate = 5Ω @ Vcc = 15V

Package Dimensions



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. โคทม.อารียา. 2544 อิเล็กทรอนิกส์1 . กรุงเทพมหาคร : บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน)
2. โคทม.อารียา. 2544 อิเล็กทรอนิกส์2 . กรุงเทพมหาคร : บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน)
3. ไพบูลย์ ธานินทร์สุรัตน์, 2547,การออกแบบสร้างอินเวอร์เตอร์ควบคุมความเร็วมอเตอร์ควบคุมความเร็วสำหรับคอมเพรสเซอร์เครื่องปรับอากาศแบบหนึ่งเฟส
4. ปริญญานิพนธ์ "อินเวอร์เตอร์สำหรับควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับ 3 เฟส" นายพัฒนพล รุ่งศักดิ์สกุล ,นายพิชัย ซ่านะ ,นายสมเจตน์ ชูเจริญ : ปีการศึกษา 2549.
5. Website : http://electronics.se-ed.com/contents/134s129/134s129_p01.asp

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้