

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้ PWM อินเวอร์เตอร์
PWM Induction Motor Drive



โดย

นาย จักรพันธ์ สุวรรณพงษ์
นาย จิตติชัย หาญน้อย
นาย ธีรวิทย์ ประสิทธิ์นาวา
นาย สุริยา อยู่สุขศรี

ร.พ.
๑๒๒๕ ๗
๑๕๕๐

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 81795
วัน,เดือน,ปี..... 24 มี.ย. 2551

b. 1193b241
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2550

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2550

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้ PWM อินเวอร์เตอร์
PWM Induction Motor Drive



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ
อ. ชัยทัต มณีอินทร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2550

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

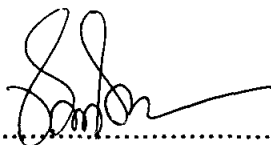
เรื่อง การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้ PWM อินเวอร์เตอร์

ผู้จัดทำ

- 
1. นาย จักรพันธ์ สุวรรณพงษ์
 2. นาย จิตติชัย หาญน้อย
 3. นาย ธันวิน ประสิทธิ์นาวา
 4. นาย สุรียา อยู่สุขศรี



.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รองศาสตราจารย์ ดร. วิจิตร กิณเรศ)



.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ ชัยทัต มณีอินทร์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสโดยใช้ PWM อินเวอร์เตอร์

นาย จักรพันธ์ สุวรรณพงษ์

นาย จิตติชัย หาญน้อย

นาย ชันวิน ประสิทธิ์นาวา

นาย สุรียา อยู่สุขศรี

รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. ชัยทัต มณีอินทร์ อาจารย์ที่ปรึกษา

บทคัดย่อ

ปริญญาานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอ การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส โดยใช้อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ space vector pulse width modulation (svpwm) ควบคุมการสวิตช์ของ IGBT Module ทำให้การทำงานของสวิตช์แบ่งออกเป็น 8 สถานะ 6 sector และสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ รวมไปถึงสามารถคงที่แรงบิดได้ในช่วงความถี่ต่ำ ๆ ไปจนถึงความถี่เบส โดยอาศัยหลักการควบคุมแบบ v/f เพื่อควบคุม flux ให้คงที่ส่งผลให้แรงบิดคงที่ตามไปด้วย ซึ่งอุปกรณ์ที่ใช้สร้างสัญญาณมอดูเลตก็คือไมโครคอนโทรลเลอร์ DSPIC 30F4011 และยังทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ควบคุมการทำงานของระบบทั้งหมดทั้งวงจรป้องกันและส่วนของการแสดงผล และในส่วนของไฟเลี้ยงจะใช้เป็น Switching power supply ทำหน้าที่จ่ายไฟเลี้ยงอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PWM Induction Motor Drive

Jakkapan Suwannapong

Jittichai Hannooy

Tanwin Pasittinawa

Suriya Yusuksri

Assoc.Prof.Dr. Vijit Kinares Advisor

Chaitat Maneein Advisor

ABSTRACT

This dissertation proposes a 3 phase induction motor drive using space vector pulse width modulation (SV PWM) voltage source inverter. The switch control of IGBT Module can divide in to 8 states and 6 sector that can control the speed of motor including constant torque in low frequency up to base frequency range by controlling V/f for constant flux resulting in constant torque as well. The equipment for generating PWM signal in a microcontroller DSPIC 30F4011 that control the whole system including protection circuit and display unit. A switching power supply provides all electronic equipment for electronic source.

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำปริญญานิพนธ์ในครั้งนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เพราะได้รับความเมตตา
กรุณาจาก รศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ และ อ.ชัยทัต มณีอินทร์ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้คำแนะนำผู้วิจัยมา
โดยตลอด ทำให้งานวิจัยผ่านอุปสรรคต่าง ๆ ไปได้ด้วยดี ผู้วิจัยรู้สึกทราบบ้างในความอนุเคราะห์จาก
ท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างยิ่ง

ขอขอบพระคุณ พี่มีลค์ พี่สมเกียรติ พี่ ป.โท ทุก ๆ ท่าน เพื่อนแบงค์และสมาชิกใน
กลุ่มทุกท่านที่คอยให้ความช่วยเหลือกันมาโดยตลอดเวลาที่ทำงานวิจัยในครั้งนี้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอขอบแต่ คุณพ่อ
และคุณแม่ที่รักและเคารพอย่างสูงที่คอยให้กำลังใจและให้ความช่วยเหลือมา โดยตลอดจนทำให้มา
ได้ถึงจุดนี้ได้ขอขอบพระคุณอย่างสูง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 วัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.2 ขอบเขตโครงการ.....	2
1.2.1 พิกัดกำลังและระบบการควบคุมของวงจร.....	2
1.3 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	2
1.4 ประโยชน์ที่ได้รับจากงานวิจัย.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
2.1 บทนำเกี่ยวกับทฤษฎีเบื้องต้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส.....	3
2.1.1 หลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	3
2.1.2 วงจรสมมูลย์.....	5
2.1.3 การวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลย์.....	8
2.1.4 วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ.....	10
2.2 อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	16
2.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส	17
2.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน	18
2.2.3 อินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์	18
2.2.4 อินเวอร์เตอร์สามเฟส.....	22
2.2.5 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า สามเฟสแบบพีดับเบิลยูเอ็ม.....	23
2.2.6 เทคนิคการมอดูเลชันขั้นสูงสำหรับอินเวอร์เตอร์ไฟฟ้าสามเฟส.....	27
2.2.7 เทคนิค space vector pulse width modulation (SVPWM).....	27
2.3 ประสิทธิภาพและเพาเวอร์แฟคเตอร์ของอินเวอร์เตอร์.....	38
2.3.1 ประสิทธิภาพ.....	38
2.3.2 เพาเวอร์แฟคเตอร์.....	40
2.3.3 กระแสขาเข้าและการปรับปรุงเพาเวอร์แฟคเตอร์.....	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4 พื้นฐานเกี่ยวกับไอจีบีที (IGBT)	41
2.4.1 โดยสร้างพื้นฐานของไอจีบีที.....	41
2.4.2 คุณลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้า.....	43
2.4.3 คุณลักษณะการทำงาน	44
2.4.3.1 สภาวะการนำกระแส.....	44
2.4.3.2 สภาวะหยุดนำกระแส.....	44
2.4.4 การแลทซ์ในไอจีบีที.....	45
2.4.5 การป้องกันการแลทซ์.....	47
2.4.6 วงจรสมมูลของไอจีบีที.....	48
บทที่ 3 การออกแบบและสร้าง	
3.1 ส่วนวงจรกำลัง.....	50
3.1.1 การออกแบบและสร้างชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	51
3.1.2 การออกแบบและสร้างชุดอินเวอร์เตอร์.....	54
3.2 ฟังก์ชันการทำงานของอินเวอร์เตอร์.....	57
3.3 ส่วนวงจรควบคุม.....	59
3.3.1 การเปลี่ยนค่า V/f	68
3.3.2 การเปลี่ยนค่าความถี่(ω).....	68
3.4 การออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง.....	69
บทที่ 4 ผลการทดลอง	
4.1 สเปคตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์.....	71
4.2 การเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่เอาต์พุตของ อินเวอร์เตอร์ขณะจ่ายโหลดมอเตอร์.....	85
4.3 การทดสอบเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด(Torque)และความเร็วรอบ (Speed).....	88
4.4 การทดสอบหาประสิทธิภาพ.....	89

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	
5.1 บทสรุป.....	93
5.2 สรุปผลการทดลอง.....	93
5.3 เสนอแนวทางที่จะดำเนินการ.....	93



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

ภาพที่	หน้า
2.1 แสดงวงจรสมมูลย์ต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	6
2.2 วงจรสมมูลย์แบบโกล์เคียงของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	7
2.3 วงจรอย่างง่ายของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	9
2.4 วงจรการควบคุมแรงดันด้านสเตเตอร์.....	11
2.5 กราฟแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	11
2.6 การควบคุมความเร็วแบบป้อนกลับพลังงาน.....	13
2.7 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน, แรงบิด, กระแสสเตเตอร์กับความถี่.....	14
2.8 กราฟแสดงแรงบิด-ความเร็วมอเตอร์เมื่อควบคุมแบบ VVVF.....	15
2.9 บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	16
2.10 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส.....	17
2.11 วงจรกำลังของ PWM อินเวอร์เตอร์ .	19
2.12 การนำคลื่นไซน์ $V_{control}$ กับคลื่น สามเหลี่ยม V_{tri} มาเปรียบเทียบก็จะ ได้สัญญาณพัลส์ที่ นำมาควบคุมการสวิตช์พิจารณาเพียง 1 เฟส.....	19
2.13 คลื่น PWM แบบโอเวอร์มอดูเลต.	21
2.14 แสดงสเปกตรัมของรูปคลื่นPWMแบบโอเวอร์มอดูเลต เมื่อ $m_a=1.25$, $m_f = 15$	21
2.15 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส.....	22
2.16 ภาพคลื่นสัญญาณที่ได้จากอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสและสเปกตรัมฮาร์มอนิก	24
2.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{LL}/V_a กับ m_a ในอินเวอร์เตอร์สามเฟส	26
2.18 สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่สถานะนำกระแสและไม่นำกระแส.....	28
2.19 หกเหลี่ยมแรงดันของสเปซเวกเตอร์.....	29
2.20 การวนรูป ในเซ็คเตอร์.....	31
2.21 timing diagram ของสวิตช์ S1,S3,S5 (กึ่งบน).	35
2.22 ตัวอย่างของการเปรียบเทียบสัญญาณมอดคูลเลต.....	36
2.23 ลักษณะของแรงดันเฟสเฉลี่ยและแรงดันเฉลี่ยระหว่างสายที่ได้ (PU)	37
2.24 ลักษณะของแรงดันไลน์ output/phase.....	37
2.25 ลักษณะของกระแสไลน์ output/phase.	38

สารบัญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
2.26 กำลังไฟขาเข้า และขาออก.....	38
2.27 คือภาพแนวคิดของไอจีบีที.....	42
2.28 คุณสมบัติของกระแสและความต่างศักย์	43
2.29 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส.....	45
2.30 (a) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์ และมอสเฟตแฝงอยู่ (b) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของไอจีบีที (c) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของทรานซิสเตอร์ที่แฝงอยู่ในไอจีบีที.....	47
2.31 โครงสร้างที่ป้องกันการแลทชในไอจีบีที.....	48
3.1 วงจรกำลัง	50
3.2 กรณีไม่มีวงจรรินรัช	53
3.3 กรณีมีวงจรรินรัช.....	53
3.4 IGBT โมดูลรุ่นPM15RSH120	55
3.5 วงจรแยกโคดและชดเชย IGBT โมดูล.....	56
3.6 ทอร์กบัสต์ด้วยมือ.....	57
3.7 ทอร์กบัสต์อัตโนมัติ	57
3.8 (ก) ตั้งเวลาการเร่งความเร็วไว้ยาวพอ.....	57
(ข) ตั้งช่วงเวลาการเร่งไว้สั้นเกินไป	58
3.9 แสดงการตั้งค่าเวลาในการลดความเร็วเหมาะสม.....	59
3.10 ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ในโครงการ.....	60
3.11 แผนผัง (Flow chart) ของโปรแกรมหลัก.....	61
3.12 แผนผัง (Flow chart) ของโปรแกรมน้อย ค่าเริ่มต้น PORT.....	62
3.13 แผนผัง (Flow chart) ของโปรแกรมน้อย ค่าเริ่มต้น TIMER.....	63
3.14 แผนผัง (Flow chart) ของโปรแกรมน้อย ค่าเริ่มต้น PWM	64
3.15 แผนผัง (Flow chart) ของโปรแกรมน้อย สร้างสัญญาณ PWM.....	65
3.16 สามเหลี่ยมฟันเลื่อย.....	66
3.17 แบบสามเหลี่ยม.....	67
3.18 วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	69
3.19 วงจร switching power supply และวงจรรักษาระดับแรงดัน.....	70

สารบัญญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.1 คลื่นแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 5HZ.....	71
4.2 สเปคตรัมของแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 5HZ.....	72
4.3 คลื่นกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 5 HZ.....	72
4.4 สเปคตรัมของกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 5 HZ.....	73
4.5 คลื่นแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 20HZ.....	74
4.6 สเปคตรัมของแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 20HZ.....	74
4.7 คลื่นกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 20 HZ.....	74
4.8 สเปคตรัมของกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 20 HZ.....	75
4.9 คลื่นแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 30HZ.....	75
4.10 สเปคตรัมของแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 30HZ.....	76
4.11 คลื่นกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 30 HZ.....	76
4.12 สเปคตรัมของกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 30 HZ.....	77
4.13 คลื่นแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 50HZ.....	77
4.14 สเปคตรัมของแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 50HZ.....	78
4.15 คลื่นกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 50 HZ.....	78
4.16 สเปคตรัมของกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 50 HZ.....	79
4.17 คลื่นแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 70HZ.....	80
4.18 สเปคตรัมของแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 70HZ.....	80
4.19 คลื่นกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 70 HZ.....	80
4.20 สเปคตรัมของกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 70 HZ.....	81
4.21 คลื่นแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 80HZ.....	82
4.22 สเปคตรัมของแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 80HZ.....	82
4.23 คลื่นกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 80 HZ.....	82
4.24 สเปคตรัมของกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 80 HZ.....	82
4.25 คลื่นแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 100HZ.....	83
4.26 สเปคตรัมของแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 100HZ.....	83
4.27 คลื่นกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 100 HZ.....	84
4.28 สเปคตรัมของกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 100 HZ.....	84

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ(ต่อ)

ภาพที่	หน้า
4.29 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 25 HZ.....	85
4.30 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 50 HZ.....	85
4.31 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 70 HZ.....	86
4.32 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 100HZ.....	86
4.33 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง แรงบิด กับ ความเร็วรอบของมอเตอร์.....	89
4.34 แรงดันกับกระแสที่แรงบิดโหลด 0 %.....	90
4.35 แรงดันกับกระแสที่แรงบิดโหลด 20 %.....	90
4.36 แรงดันกับกระแสที่แรงบิดโหลด 40 %.....	91
4.37 แรงดันกับกระแสที่แรงบิดโหลด 60 %.....	91
4.38 แรงดันกับกระแสที่แรงบิดโหลด 80 %.....	92

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 สถานะแรงดันของอินเวอร์เตอร์.....	28
2.2 ค่าเวลาที่ได้ในแต่ละเซ็คเตอร์	32
3.1 เปรียบเทียบ ซี พี ยู ตระกูล dsPIC30Fxxxx	
4.1 บันทึกค่าแรงดันกับความเร็วรอบของมอเตอร์เมื่อมี VoltageBoost และไม่มี Voltage Boost.....	87
4.2 ทดสอบเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด(Torque) และความเร็วรอบ(Speed)	88
4.3 บันทึกค่ากำลังอินพุต กำลังเอาต์พุต และ ค่าประสิทธิภาพ.....	89



บทที่ 1

บทนำ

ปัจจุบันการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำมีความจำเป็น และเป็นที่ยอมรับใช้งานกันมากในปัจจุบันทั้งนี้เนื่องจากมอเตอร์เหนี่ยวนำมีคุณสมบัติที่ดีกว่ามอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง กล่าวคือมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีโครงสร้างที่แข็งแรงทนทานมีขนาดเล็กและราคา ถูกกว่ามอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่ขนาดพิกัดกำลังเท่า ๆ กันและที่สำคัญก็คือไม่มีปัญหายุ่งยากเกี่ยวกับการบำรุงรักษาแปรปรวนและคอมมิวเตเตอร์ ดังนั้นจึงมีการพัฒนาให้มอเตอร์เหนี่ยวนำสามารถควบคุมความเร็วรอบและควบคุมแรงบิดได้ ทำให้ในภาคอุตสาหกรรมในปัจจุบันหันมาใช้มอเตอร์เหนี่ยวนำแทนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

การควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์เหนี่ยวนำส่วนใหญ่ที่ใช้งานทั่วไปจะนิยมใช้อินเวอร์เตอร์ (inverter) ในการควบคุม ซึ่งอินเวอร์เตอร์ (inverter) เหล่านี้ส่วนมากจะเป็น PWM อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปนั้น จะเป็นการปรับอัตราส่วน V/f เพื่อรักษา ϕ_{ag} ของมอเตอร์ให้คงที่โดยการปรับแอมพลิจูดการมอดูเลตและความถี่ของสัญญาณที่จะนำไปควบคุมลำดับการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ซึ่งข้อดีของ PWM อินเวอร์เตอร์จะมีข้อดี คือ ให้เอาท์พุตใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากกว่าเทคนิคอื่น ๆ และช่วยลดทอนสัญญาณฮาร์มอนิกอันดับต่ำเนื่องจาก PWM อินเวอร์เตอร์จะเป็นการปรับอัตราส่วน V/f เพื่อรักษา ϕ_{ag} จะทำให้แรงบิดของมอเตอร์มีความคงที่ด้วยเช่นกัน การลำดับสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์จะเกิดจากการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์สร้าง PWM (pulse width modulation) มาควบคุมการนำกระแสและหยุดนำกระแสของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่นิยมใช้ก็คือ มอสเฟต , ไอจีบีที , ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากไมโครคอนโทรลเลอร์ปัจจุบันมีการนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมมากขึ้นมีขนาดเล็ก มีความเร็วในการประมวลผลสูง ค่าความผิดพลาดน้อยเมื่อเทียบกับอุปกรณ์ที่เป็นอนาล็อก

ในโครงงานนี้ได้นำเสนออินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ที่ใช้ในการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ที่เป็น PWM โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ SVPWM (space vector pulse width modulation) เป็นการควบคุมความเร็วรอบแบบ V/f และคงที่ ϕ_{ag}

1.1 วัตถุประสงค์ของการศึกษา

1. เพื่อศึกษาการทำงานของอินเวอร์เตอร์ไฟฟ้า 3 เฟส โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ SVPWM (space vector pulse width modulation)
2. เพื่อศึกษาการประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล dsPIC
3. เพื่อศึกษาและประยุกต์ใช้งานแหล่งจ่ายสวิตชิงเพื่อนำไปจ่ายไฟเลี้ยงอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในส่วนต่างๆ
4. เพื่อการศึกษาการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ V/f

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 ขอบเขตโครงการ

ศึกษาและออกแบบอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส โดยใช้เทคนิคมอดูเลตแบบ SVPWM ควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ควบคุมการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC โดยใช้อุปกรณ์การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ใช้เป็น IGBT โมดูลและใช้แหล่งจ่ายสวิตช์ซึ่งเป็นแหล่ง จ่ายไฟให้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

1.2.1 พิกัดกำลังและระบบการควบคุมของวงจร

1. ใช้ขั้วมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3เฟส 1 hp 220/360 V แบบ squirrel cage rotor
2. IGBT โมดูล ps21204 พิกัด 600/150A 0.75 kw มีความถี่ในการสวิตช์ที่สูงสุด 5 kHz
3. ส่วนวงจรควบคุมใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC 30F4011 ควบคุมการสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

1.3 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

- 1.1 ทฤษฎีอินเวอร์เตอร์โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบSVPWM
- 1.2 ทฤษฎีการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ
- 1.3 ทฤษฎีไมโครคอนโทรลเลอร์และการทำงาน
- 1.4 ทฤษฎีแหล่งจ่ายสวิตชิง
- 1.5 ทฤษฎีพื้นฐานไอจีบีที

2. ออกแบบและทดลอง

- 2.1 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นและวงจรจำกัดกระแสอินรัช
- 2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส
- 2.3 วงจรแหล่งจ่ายสวิตชิง
- 2.4 เขียนโปรแกรมควบคุมการทำงานและวัดสัญญาณมอดูเลต
- 2.5 ทดลองและบันทึกผล

1.4 ประโยชน์ที่ได้รับจากงานวิจัย

มีความรู้ในเรื่องของหลักการทำงานอินเวอร์เตอร์ไฟฟ้า 3 เฟส โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ SVPWM (space vector pulse width modulation) รวมไปถึงการใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล dsPIC และ การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำแบบคงที่ ϕ_{ag}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำเกี่ยวกับทฤษฎีเบื้องต้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีส่วนประกอบที่สำคัญคือ ส่วนอยู่กับที่ (stator) และ ส่วนหมุน (rotor) ส่วนอยู่กับที่มีหน้าที่ยึดขดลวดอาร์มาเจอร์ (armature) ที่บรรจุอยู่ในสลอต โรเตอร์แบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ

1. แบบกรงกระรอก (squirrel cage rotor) แกนโรเตอร์ทำด้วยแผ่นเหล็ก ลามิเนทเซาะผิวด้านนอกให้เป็นร่องโดยรอบเรียกว่า สล็อต (slot) ตรงกลางแผ่นจะเจาะรูสำหรับ สอดเพลลา เมื่อนำแผ่นเหล็กนี้มาอัดเข้าด้วยกันจะได้เป็นแกนโรเตอร์ นำแกนโรเตอร์ไปวางใน พิมพ์เพื่อฉีดอลูมิเนียมเหลวเข้าไปจะได้อลูมิเนียมอัดแน่นอยู่ในร่องสลอต และมีกรวยยื่นออกไป สองข้างเพื่อใช้เป็นใบพัดระบายความร้อน

2. แบบขดลวดพันรอบโรเตอร์ (wound rotor) โรเตอร์แบบนี้แตกต่างจาก กรงกระรอกคือ มีขดลวดทองแดงพันรอบโรเตอร์ ส่วนปลายของขดลวดนี้จะต่อกับสลลิ่ง (slip ring) ซึ่งมีแปรงถ่านอยู่ มีข้อจำกัดคือ โรเตอร์ต้องมีจำนวนขั้วเท่ากับจำนวนขั้วที่เกิดจาก สเตเตอร์

2.1.1 หลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำจะประกอบด้วยส่วนสเตเตอร์และส่วนโรเตอร์ โดยส่วน โรเตอร์จะทำหน้าที่รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟโดยผ่านส่วนสเตเตอร์ โดยอาศัยหลักการ เหนี่ยวนำจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กอยู่ในแอร์แกป (air gap) ซึ่งอยู่ระหว่างส่วนสเตเตอร์และ โรเตอร์ สนามแม่เหล็กนี้จะหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส (synchronous speed) ตามสมการ

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

โดยที่	N_s	คือ ความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็ก (rpm)
	f	คือ ความถี่ที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์ (Hz)
	p	คือ จำนวนขั้วแม่เหล็กของขดลวดสเตเตอร์

โดยขณะที่โรเตอร์อยู่กับที่จะมีการเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ ซึ่งมีความถี่เดียวกันกับแหล่งจ่ายไฟ แต่ในขณะที่โรเตอร์มีความเร็วเท่ากับความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็กจะไม่มีกระแสเหนี่ยวนำขึ้นที่โรเตอร์ ดังนั้น จะไม่มีแรงบิด (torque) เกิดขึ้น และขณะที่โรเตอร์มีความเร็ว N_r ใดๆ ที่มีความแตกต่างจากความเร็ว N_s จะทำให้เกิดความเหนี่ยวนำขึ้นบนโรเตอร์และทำให้เกิดแรงบิด ความแตกต่างสัมพัทธ์ของความเร็วทั้งสองนี้เรียกว่า สลิป (slip)

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

$$= \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (2.3)$$

โดยที่

ω_s คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของสเตเตอร์

ω_r คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของโรเตอร์

S คือ slip

เมื่อจ่ายแรงดันให้ขดลวดอาร์มาเจอร์ขณะโรเตอร์อยู่กับที่ ฟลักซ์แม่เหล็กของสนามแม่เหล็กจะหมุนกวาดผ่านขดลวดของโรเตอร์และสเตเตอร์ด้วยความเร็วสูงสุด (ความเร็วซิงโครนัส) แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในตัวนำนั้นจะมีค่าสูงสุด และขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดในโรเตอร์และสเตเตอร์ ดังนั้น ความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำทั้งสองส่วนนี้จึงมีลักษณะคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งมีค่าแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ ซึ่งขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดทั้งสอง

ขณะโรเตอร์อยู่กับที่ ($N_r = 0$) ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในโรเตอร์จะเท่ากับความเร็วของสาย กรณีนี้สลิปเท่ากับ 1 และเมื่อโรเตอร์หมุนด้วยอัตราที่ฟลักซ์แม่เหล็กกวาดผ่านตัวนำจะช้าลง ค่าสลิปจึงลดลงด้วย ในสภาพเช่นนี้แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์จะลดลงเป็นสัดส่วนกับสลิป เขียนสมการได้ดังนี้

$$E_r = SE_2 \quad (2.4)$$

$$X_r = SE_2 \quad (2.5)$$

ในทำนองเดียวกัน ความถี่ของโรเตอร์จะเปลี่ยนแปลงตามค่าสลิปดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_r = Sf \quad (2.6)$$

เมื่อ	E_r	คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์ขณะทำงานปกติ
	E_2	คือ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์ขณะอยู่กับที่
	X_r	คือ ค่ารีแอกแตนซ์ต่อเฟส ขณะโรเตอร์อยู่กับที่
	f_r	คือ ความถี่ของโรเตอร์
	f	คือ ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์

การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเป็นกำลังกลของมอเตอร์จะเกิดขึ้นที่โรเตอร์ ในมอเตอร์เหนี่ยวนำกำลังอินพุทของมอเตอร์ไม่ได้เกิดจากการจ่ายไฟฟ้าให้กับโรเตอร์โดยตรง แต่เป็นการถ่ายเทกำลังผ่านช่องว่างอากาศ (air gap) ด้วยการเหนี่ยวนำทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าและความถี่ขึ้นในโรเตอร์ ซึ่งค่าของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำต่อเฟสก็คือ $E_r = SE_2$ ถ้าเอาแรงเคลื่อนจำนวนนี้หารด้วยค่าอิมพีแดนซ์ต่อเฟสที่โรเตอร์ (Z_2) ก็จะได้กระแสโรเตอร์ต่อเฟส (I_2) ไหลอยู่ในโรเตอร์เมื่อมอเตอร์ทำงานอยู่ที่ค่าสลิปใด ๆ ได้ดังนี้

$$I_2 = \frac{SE_2}{Z_2} \quad (2.7)$$

$$= \frac{SE_2}{\sqrt{R_2^2 + S^2 X_2^2}} \quad (2.8)$$

จากสมการที่ 2.7 ใช้คำนวณหาค่ากระแสโรเตอร์ได้ทั้งขณะมอเตอร์เริ่มหมุน (start) และเมื่อหมุนอยู่ที่ค่าสลิปใด ๆ ก็ได้ โดยขณะเริ่มหมุนให้แทนค่าสลิป $S=1$ ลงในสมการ 2.7 กระแสโรเตอร์ขณะมอเตอร์เริ่มหมุนดังนี้

$$I_2 = \frac{E_2}{\sqrt{(R_2^2 + jX_2^2)}} \quad (2.9)$$

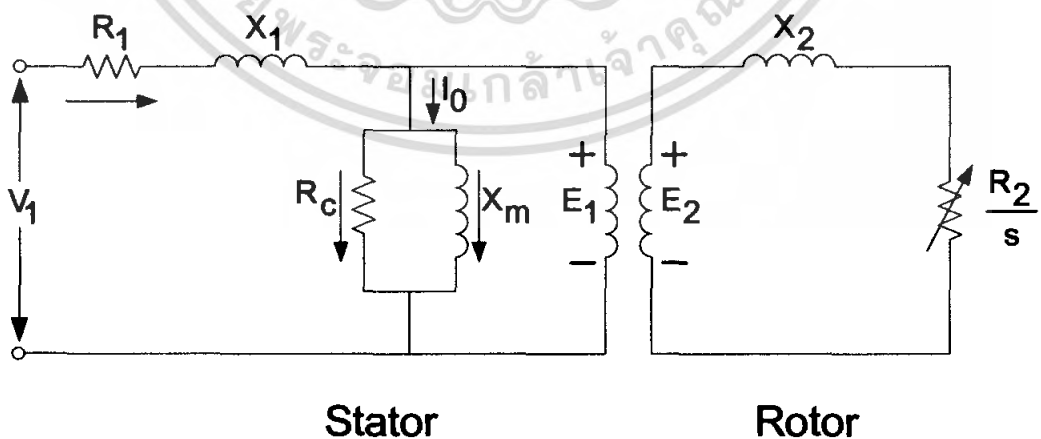
2.1.2 วงจรสมมูลย์

เนื่องจากว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำนี้อาศัยหลักการทำงานเช่นเดียวกับหม้อแปลง จะต่างกันก็ตรงที่มอเตอร์มีส่วนที่ 2 (secondary) เคลื่อนที่หรือหมุนได้ ดังนั้น จึงเขียนวงจรสมมูลย์ได้เช่นเดียวกับหม้อแปลงธรรมดา ดังภาพที่ 2.1 ซึ่งเป็นวงจรสมมูลย์ต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ จากภาพที่ 2.1 เป็นวงจรสมมูลย์ต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำประกอบด้วยพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้

X_m	คือ ค่ารีแอคแตนซ์ที่เกิดจากสนามแม่เหล็ก
X_1	คือ ค่ารีแอคแตนซ์รั่วไหลของขดลวดสเตเตอร์
X_2	คือ ค่ารีแอคแตนซ์รั่วไหลของขดลวดโรเตอร์
R_1	คือ ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์
R_2	คือ ค่าความต้านทานของขดลวดโรเตอร์
R_c	คือ ค่าความต้านทานของแกนเหล็ก
I_c	คือ กระแสไฟฟ้าที่ทำให้เกิดกำลังสูญเสียในแกนเหล็ก
I_m	คือ กระแสไฟฟ้าที่สร้างสนามแม่เหล็ก

จากภาพที่ 2.1 กระแส I_0 ไหลในขดลวดสเตเตอร์เป็นกระแสส่วนที่ทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก (core loss) และการสูญเสียในขดลวด (copper loss) การเปลี่ยนแปลงค่าน้อยมากไม่ว่าไหลของมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงอย่างไรก็ตาม ดังนั้น ถ้าย้ายวงจรมอเตอร์ที่ I_0 ไหลผ่านมาไว้ที่ต้นทางของวงจรมอเตอร์จะทำให้วิเคราะห์ทฤษฎีเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำง่ายขึ้นโดยมีเหตุผลดังนี้คือ

1. การย้ายวงจรมอเตอร์ที่กระแส I_0 ไหลผ่านนี้จะทำให้ค่าที่ได้จากการคำนวณคลาดเคลื่อนเพียงเล็กน้อย เพราะ R_1 และ X_1 มีค่าต่ำมากเมื่อเทียบกับ X_m แต่จะได้วงจรมอเตอร์ที่พิจารณาง่าย
2. วงจรมอเตอร์ของหม้อแปลงไฟฟ้าขณะไม่มีโหลดจะไม่คิดค่า I_0 ซึ่งเป็นส่วนประกอบเล็กๆเมื่อเทียบกับกระแสไฟฟ้าที่พิกัด แต่ในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำทำเช่นนั้นไม่ได้ เพราะค่า I_0 มีค่าถึง 30 – 50 % ของกระแสไฟฟ้าที่พิกัด ทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม X_m เป็นจำนวนมาก จึงต้องคงค่า X_m ไว้ในวงจรมอเตอร์



ภาพที่ 2.1 แสดงวงจรมอเตอร์ค่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสมมูลย์ของหม้อแปลงไฟฟ้าสามารถย้ายข้างรวมกันได้ ถ้าทราบค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนรอบของขลวดปฐมภูมิกับขลวดทุติยภูมิ ในทำนองเดียวกัน ถ้าทราบค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนรอบของขลวดที่สเตเตอร์กับโรเตอร์ (turn ratio : a) ก็จะย้ายค่าในวงจรสมมูลย์ของขลวดทั้งสองมารวมกันได้เช่นกัน

ในที่นี้ต้องการย้ายค่าของวงจรเทียบเคียงโรเตอร์มายังวงจรเทียบเคียงสเตเตอร์ ซึ่งหาค่าต่างๆของวงจรสมมูลย์ได้ดังนี้ คือ

$$E'_2 = aE_2 = E_1 \quad (2.10)$$

เมื่อ E'_2 คือ แรงดันไฟฟ้าขณะโรเตอร์อยู่กับที่ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

$$I'_2 = \frac{I_2}{a} \quad (2.11)$$

เมื่อ I'_2 คือ กระแสของโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

$$R'_2 = a^2 R_2 \quad (2.12)$$

$$X'_2 = a^2 X_2 \quad (2.13)$$

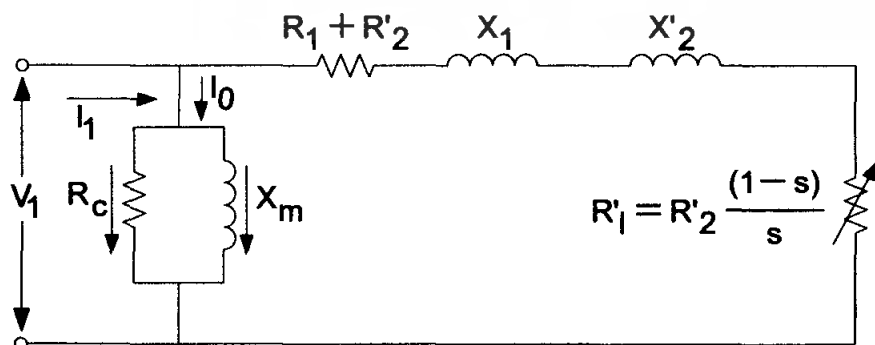
เมื่อ R'_2 คือ ความต้านทานของโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

X'_2 คือ รีแอกแตนซ์ของโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

จากภาพที่ 2.1 ค่าของ $\frac{R_2}{s}$ สามารถแยกแยะออกมาได้เป็น

$$\frac{R_2}{s} = R_2 + \frac{R_2}{s} + R_2 \quad (2.14)$$

$$= R_2 + R_2 \frac{(1-s)}{s} \quad (2.15)$$



ภาพที่ 2.2 วงจรสมมูลย์แบบโกลด์เคียงของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์ในการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ผ่านการขออนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์ หรือมีการดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำค่าที่ได้จากสมการที่ 2.10 – 2.14 มาเขียนวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะได้ดังภาพที่ 2.2 และจากภาพที่ 2.2 ส่วนโหลดความต้านทาน มีค่าเท่ากับ R'_L

$$R'_L = R'_2 \frac{(1-s)}{s} \quad (2.16)$$

2.1.3 การวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลย์

กำลังขาเข้าของมอเตอร์ $P_{in} = 3V_1 I_1 \cos \theta \quad (2.17)$

กำลังสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์ $P_{ls} = 3I_1^2 R_1 \quad (2.18)$

กำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านช่องว่างอากาศ (air gap) $P_g = 3I_2'^2 R_2' \quad (2.19)$

กำลังสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์ $P_{lr} = 3I_2'^2 R_2' \quad (2.20)$

กำลังไฟฟ้าขาออก $P_o = P_g - P_{lr} = \frac{3I_2'^2 R_2' (1-s)}{s} \quad (2.21)$

กำลังที่เพลลา $P_{sh} = P_o - P_{fw} \quad (2.22)$

P_{fw} คือ กำลังที่สูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานและกำลังลมต้าน

แรงบิดของมอเตอร์ $T_e = \frac{P_o}{\omega_r} = \frac{3I_2'^2 R_2' (1-s)}{s(1-s)} \quad (2.23)$

$$= \frac{3I_2'^2 R_2'}{s\omega_s} \quad (2.24)$$

ซึ่ง

$$\omega_s = \frac{2\pi Ns}{60} = \frac{2\pi}{60} \left[\frac{120f}{p} \right] = \frac{4\pi f}{p} \quad (2.25)$$

โดย P คือ จำนวนขั้วของมอเตอร์

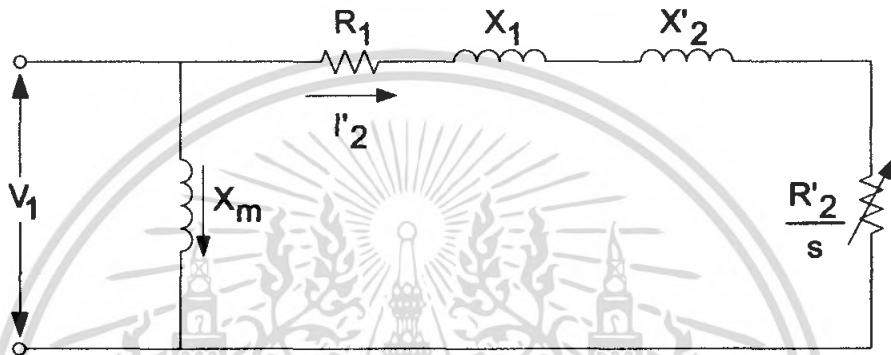
แทนสมการที่ 2.25 ในสมการที่ 2.23 จะได้

แรงบิดของมอเตอร์ $T_e = \frac{3I_2'^2 R_2' P}{4\pi f s} \quad (2.26)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสมมูลย์ที่อยู่ในภาพที่ 2.1 สามารถทำให้ง่ายขึ้นดังในภาพที่ 2.3 ซึ่งกระแส i_2 สามารถหาได้ดังนี้

$$i_2 = \frac{V_s}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2}{s}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (2.27)$$



ภาพที่ 2.3 วงจรอย่างง่ายของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

สามารถหาค่าสลิปที่แรงบิดสูงสุดจากสมการดิฟเฟอเรนเชียลได้

$$s_m = \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (2.28)$$

เมื่อไม่คำนึงถึงผลของพารามิเตอร์ทางด้านสเตเตอร์ คือ R_1 และ X_1 ซึ่งไม่มีผลต่อผลรวมของกำลังเอาต์พุตของมอเตอร์จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$i_2 = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_2}{s}\right)^2 + (X_2')^2}} = \frac{SV_s}{\sqrt{(R_2')^2 + s^2 X_2'^2}} \quad (2.29)$$

$$s_m = \frac{R_2'}{X_2'} \quad (2.30)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำสมการที่ (2.29) และ (2.30) แทนในสมการที่ 2.26 จะได้แรงบิดสูงสุดคั่งสมการ

$$T_m = \frac{3P V_s^2}{8\pi f X_2'} \quad (2.31)$$

โดยที่

$$\omega = 2\pi f \quad (2.32)$$

$$X_2' = 2\pi f L_2$$

ทำการแทนค่าต่าง ๆ ลงในสมการ 2.29 จะได้

$$T_m = \frac{3P \left(\frac{V_s}{f} \right)^2}{16\pi^2 L_2} \quad (2.33)$$

จะเห็นว่าแรงบิดสูงสุดมีค่าคงที่ก็ต่อเมื่อ $\left(\frac{V_s}{f} \right)$ หรือ ϕ คงที่ เนื่องจากความสัมพันธ์ $V_s \approx V$ และจาก $V = k\phi f$ หรือ $V/f = k\phi$ นั้นเอง ทำให้ได้ว่าในการควบคุมความเร็วโดยการให้แรงบิดคงที่สามารถทำได้โดยรักษาให้ $\frac{V}{f}$ มีค่าคงที่นั่นเอง

2.1.4 วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำนี้ เมื่อพิจารณาจากสมการความเร็วของมอเตอร์สมการที่ (2.32) ซึ่งมาจากสมการที่ (2.1) และ (2.2)

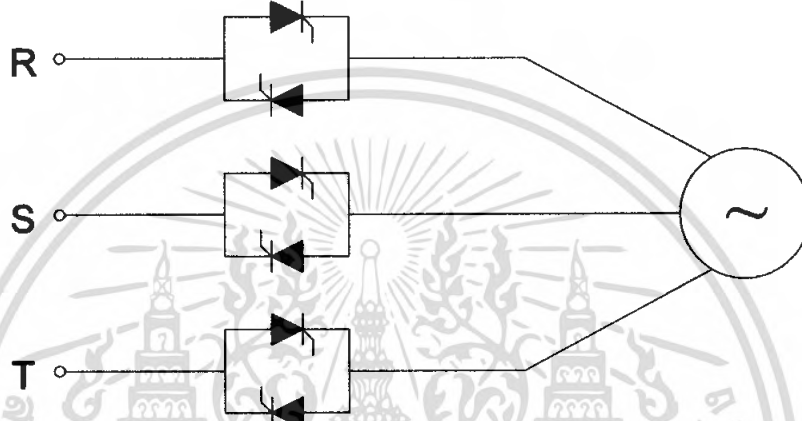
$$N_r = (1-s) \left(\frac{(120f)}{P} \right) \quad (2.34)$$

ดังนั้น การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ทำได้โดยการควบคุมความถี่ของแรงดันไฟฟ้า (f) สลิปของโรเตอร์ (s) และจำนวนขั้วแม่เหล็กของสเตเตอร์ (p) วิธีที่ง่ายที่สุดคือการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟโดยใช้อินเวอร์เตอร์ เพราะจะทำให้การควบคุมมีความต่อเนื่องในขณะที่การควบคุมโดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วของมอเตอร์จะทำให้จำกัดและไม่ต่อเนื่องและใช้ได้กับมอเตอร์ที่ออกแบบไว้เป็นพิเศษเท่านั้น ส่วนการควบคุมความเร็วด้วย

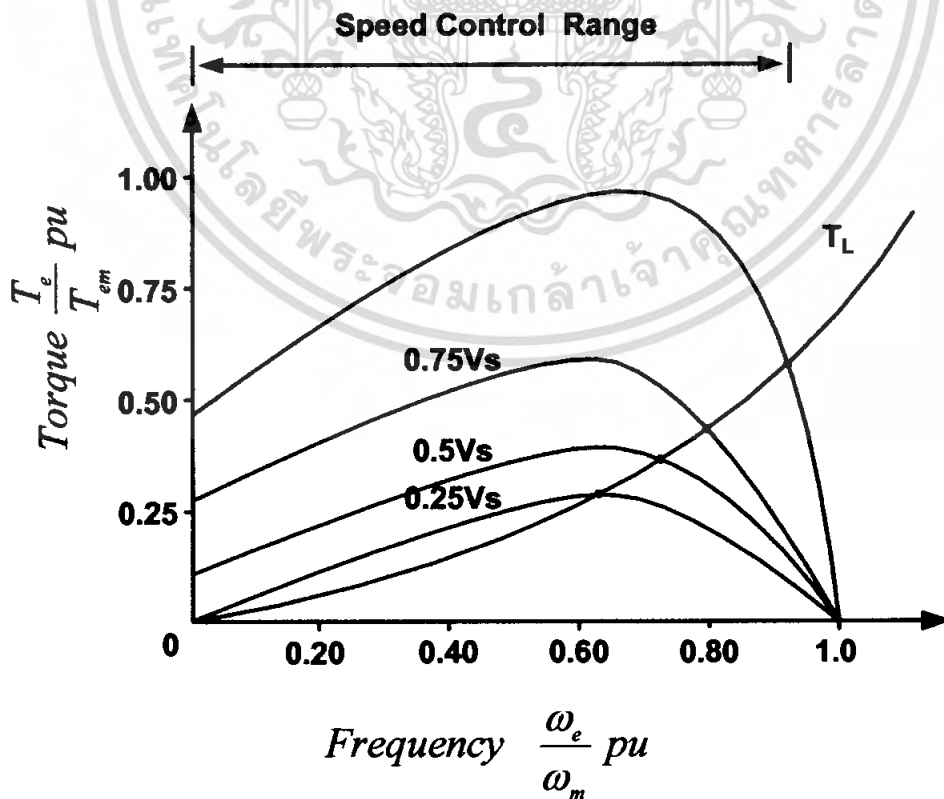
วิธีการควบคุม สลิปจะทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพต่ำลง เพราะประสิทธิภาพของมอเตอร์ขึ้นอยู่กับค่าสลิป

1. การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์

การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์นี้ จะควบคุมความเร็วได้ในช่วงแคบ และไม่เหมาะสมกับงานที่ต้องการแรงบิดเริ่มต้นสูง สำหรับกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ได้จากการควบคุมแรงดันสเตเตอร์นี้ แสดงดังภาพที่ 2.5 ซึ่งแรงบิดจะเปลี่ยนตามแรงดันที่จ่ายให้ขดสเตเตอร์ของมอเตอร์ วงจรการควบคุมแรงดันทางด้านสเตเตอร์แสดงดังภาพที่ 2.4



ภาพที่ 2.4 วงจรการควบคุมแรงดันด้านสเตเตอร์



ภาพที่ 2.5 กราฟแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในหน่วยงานที่ตนได้มอบให้เท่านั้น เมื่อผู้ใดใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ โดยการควบคุมแรงดันของสเตเตอร์จะใช้การควบคุมแบบควบคุมเฟส (phase control) ซึ่งแสดงในภาพที่ 2.4 เป็นวิธีที่ทำได้ง่ายและมีราคาถูก แต่ระบบจะมีประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจากเปอร์เซ็นต์ของกำลังสูญเสียในโรเตอร์ของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นตามค่าของสลลิป (S) นอกจากนี้แล้วการสูญเสียในสเตเตอร์จะเพิ่มขึ้นด้วยเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของกระแสในสเตเตอร์ เมื่อสลลิปเพิ่มขึ้นทำให้ประสิทธิภาพของมอเตอร์รวมทั้งแรงบิดจะลดลงมาก โดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำ เพราะมีค่าสลลิปสูง นอกจากนี้ วิธีนี้ยังทำให้เกิดฮาร์มอนิกขึ้นทั้งใน AC LINE และในตัวมอเตอร์เอง ทำให้มีการสูญเสียเพิ่มมากขึ้น และยังทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ (power factor) ของระบบลดลงตามความเร็วของมอเตอร์ด้วย

จากข้อเสียที่ได้กล่าวมาทำให้การใช้งานของระบบควบคุมความเร็วโดยใช้การควบคุมแรงดันทางด้านสเตเตอร์ถูกจำกัดอยู่เฉพาะในระบบที่มีขนาดเล็กและขนาดกลาง ซึ่งต้องการแรงบิดเริ่มต้นต่ำ เช่น พัดลม หรือปั๊ม ซึ่งจะมีแรงบิดเพิ่มตามความเร็วกำลังสอง ทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น

2. การควบคุมสลลิปเพาเวอร์ (slip power control)

การควบคุมวิธีนี้จะทำโดยการควบคุมกำลังในโรเตอร์ซึ่งจะได้สมการที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังออก (P_{mech}) และกำลังสูญเสียในโรเตอร์ (P_r) กับกำลังที่ส่งผ่านจากสเตเตอร์ไปยังโรเตอร์ (แอร์แนปเพาเวอร์ : P_g) ดังนี้

$$P_{mech} = (1-S)P_g \quad (2.35)$$

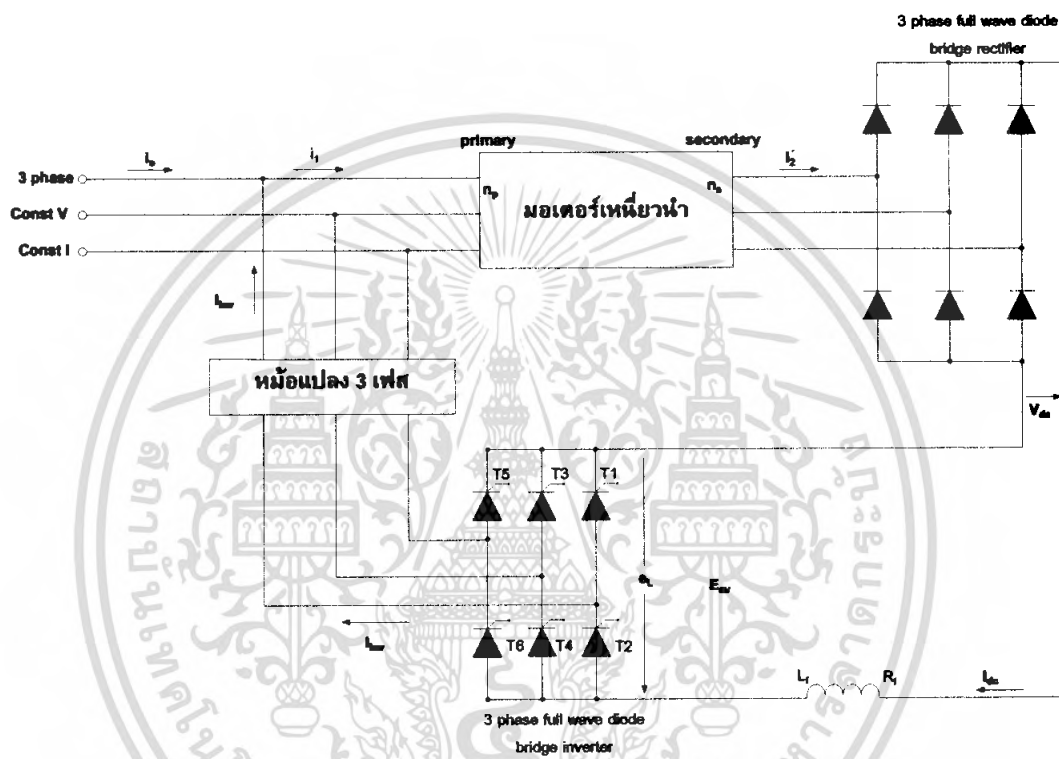
$$P_r = SP_g \quad (2.36)$$

$$\frac{P_g}{P_{mech}} = \frac{S}{(1-S)} \quad (2.37)$$

จากสมการเหล่านี้จะเห็นว่า ถ้าสามารถควบคุมอัตราส่วนระหว่างกำลังสูญเสียในโรเตอร์กับกำลังออกของมอเตอร์ก็สามารถควบคุมสลลิปของโรเตอร์ได้ เช่นในกรณีของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบวาร์โรเตอร์ การควบคุมสลลิปของโรเตอร์ทำได้โดยการปรับค่าความต้านทานที่ต่ออยู่กับวงจรโรเตอร์ การควบคุมวิธีนี้ถึงแม้ว่าจะทำได้ง่าย แต่มีข้อเสียในแง่ประสิทธิภาพ โดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำ หรือที่ค่าสลลิปสูงๆ ดังเห็นได้จากอัตราส่วนของโรเตอร์เพาเวอร์ (rotor power ratio) ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกำลังออก (P_{mech}) กับกำลังเข้าของโรเตอร์ P_g ตามสมการที่ 2.38

$$\text{rotor power ratio} = \frac{P_{mech}}{P_g} = (1-S) \quad (2.38)$$

การที่ประสิทธิภาพของมอเตอร์มีค่าต่ำในย่านความเร็วต่ำ เนื่องจาก (P_f) เพิ่มขึ้นตามสลิป อย่างไรก็ตาม ประสิทธิภาพของมอเตอร์เหนี่ยวนำที่ควบคุมความเร็วด้วยการควบคุมสลิปเฟาเวอร์นั้นสามารถปรับปรุงให้ดีขึ้นได้ โดยจะเห็นจากหลักการเดิมว่าการปรับสลิปจะทำโดยการปรับความต้านทานของโรเตอร์ แต่จะทำให้เกิดการสูญเสียในรูปความร้อนสูง จึงเปลี่ยนมาเป็นการควบคุมสลิปแบบป้อนกลับพลังงานแทน (slip energy-recovery) ดังภาพที่ 2.6

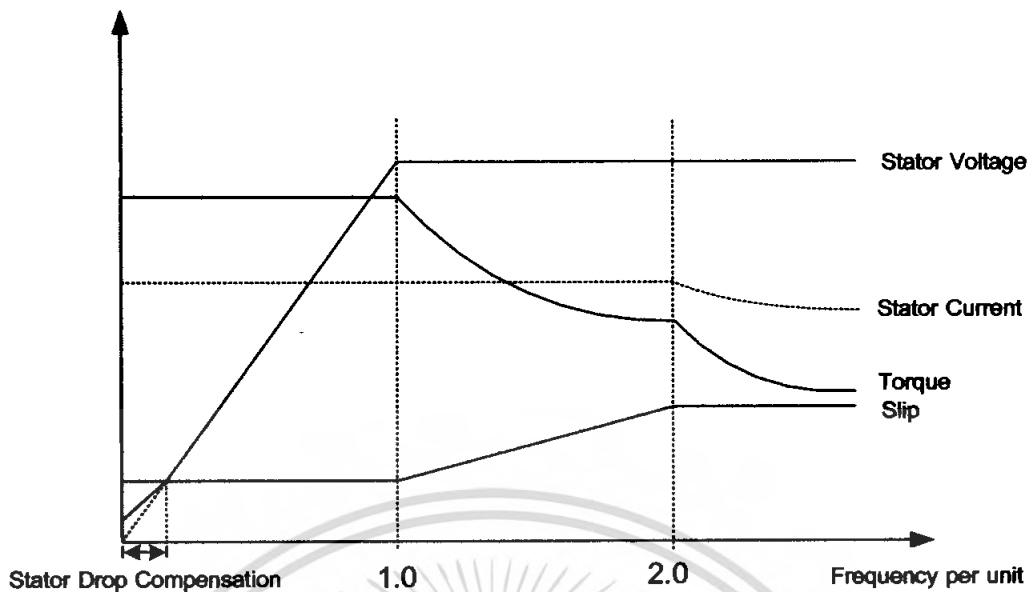


ภาพที่ 2.6 การควบคุมความเร็วแบบป้อนกลับพลังงาน

โดยสามารถส่งผ่านกำลังจากโรเตอร์กลับเข้าสายส่ง โดยการควบคุมแรงดันทางต้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ โดยการปรับมุมทริก (trigger angle) ให้ไทรสเตอร์

3. การควบคุมด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่

เป็นเทคนิคที่รู้จักกันดีและเหมาะสมที่สุดสำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งจะใช้อินเวอร์เตอร์เป็นตัวควบคุมแรงดันและความถี่ทางด้านเอาท์พุทให้เป็นไปตามที่ต้องการของหลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ดังแสดงในภาพที่ 2.7



ภาพที่ 2.7 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน, แรงบิด, กระแสเดเตอร์กับความถี่

ชนิดมอเตอร์ที่ใช้ต้องมีคุณสมบัติสลิปต่ำ ซึ่งจะเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพและความเร็วมอเตอร์จะเปลี่ยนตามการเปลี่ยนแปลงความเร็วซิงโครนัสของสนามแม่เหล็กในอาร์แกปที่อยู่ระหว่างส่วนสเตเตอร์และโรเตอร์ ซึ่งการที่จะเปลี่ยนความเร็วซิงโครนัสสามารถทำได้โดยการแปรเปลี่ยนความถี่ของอินเวอร์เตอร์ การเพิ่มความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการเปลี่ยนความถี่ของอินเวอร์เตอร์อย่างเดียวนี้อาจทำให้สนามแม่เหล็กในอาร์แกปของมอเตอร์ลดลงด้วย สังเกตได้จากสมการที่ 2.36

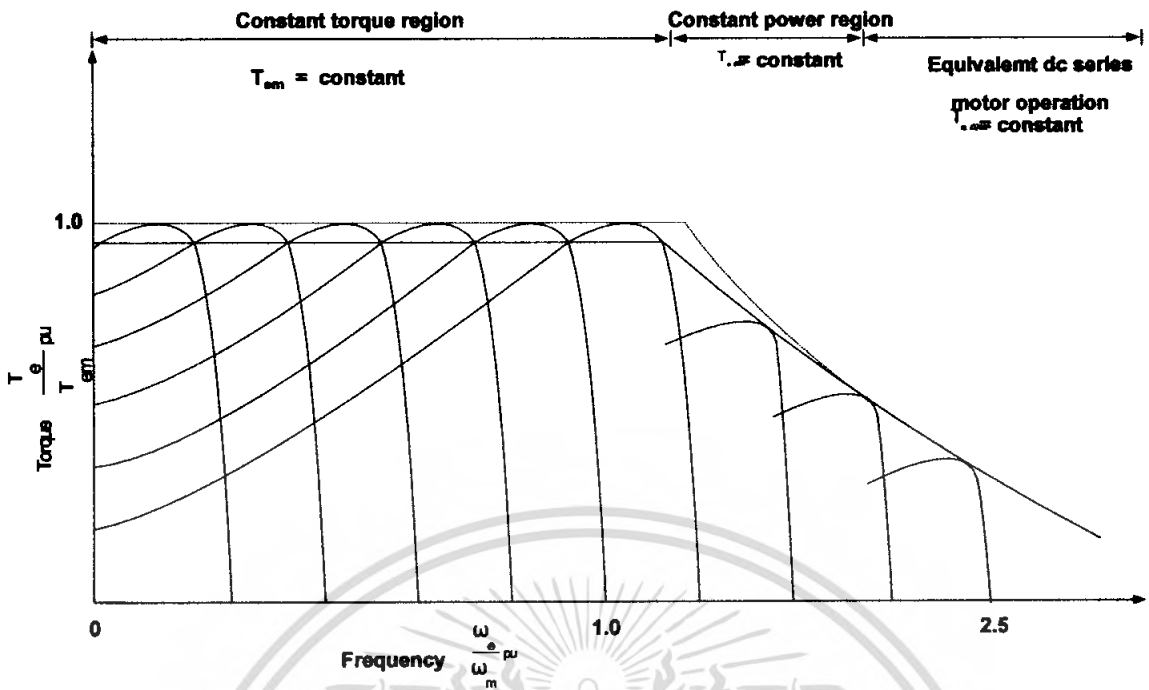
$$E = 4.44Nf\phi \quad (2.39)$$

$$\phi \propto \frac{E}{f}$$

จากสมการ (2.40)

$$T_m \propto \left(\frac{E}{f}\right)^2 \propto \phi^2$$

เมื่ออาร์แกปฟลักซ์ลดลงจะทำให้แรงบิดสูงสุดของมอเตอร์ลดลง แต่ในการที่จะรักษาสถาณแม่เหล็กในอาร์แกปและแรงบิดสูงสุดให้คงที่ จำเป็นต้องเพิ่มแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ตามความถี่ด้วย เพื่อรักษาความสัมพันธ์ของ E/f ให้คงที่เพื่อให้แรงบิดสูงสุดคงที่นั่นเอง แต่การควบคุมให้มอเตอร์เหนี่ยวนำมีแรงบิดสูงสุดคงที่ จะทำได้ในย่านความเร็วต่ำกว่าความเร็วพิกัดดังแสดงในภาพที่ 2.8



ภาพที่ 2.8 กราฟแสดงแรงบิด-ความเร็วมอเตอร์เมื่อควบคุมแบบ VVVF.

ในย่านความถี่ต่ำ การรักษาให้ V/f คงที่จะไม่เพียงพอที่จะทำให้แรงบิดสูงสุดมีค่าคงที่ ทั้งนี้ เพราะที่ความถี่ต่ำค่าความต้านทานของสเตเตอร์จะมีค่าสูงขึ้น ทำให้แรงดันตกคร่อมสูง เป็นผลให้มีการสูญเสีย ดังนั้น จะต้องเพิ่มแรงดันที่จ่ายให้กับสเตเตอร์เพื่อชดเชยแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานของสเตเตอร์ ทำให้การเปลี่ยนแปลงแรงดันกับความถี่เป็นไปตามเส้นที่บของกราฟภาพที่ 2.7 แทนการเปลี่ยนแปลงตามเส้นประ ซึ่งเป็นกราฟ คงที่

ส่วนในย่านความถี่สูงกว่าความถี่พิกัด จะไม่สามารถรักษาแรงบิดให้คงที่ได้ เนื่องจากไม่สามารถเพิ่มแรงดันให้มากกว่าแรงดันที่พิกัดได้ เพราะจะเกิดความเสียหายแก่มอเตอร์ได้ ดังนั้น จึงต้องคงที่แรงดันไว้ที่พิกัด เป็นเหตุให้แรงบิดสูงสุดลดลงเนื่องจากการลดลงของสนามแม่เหล็กในแอร์แกปของมอเตอร์เหนี่ยวนำดังแสดงในภาพที่ 2.7 การควบคุมความเร็วในย่านนี้กำลังออกสูงสุดของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีค่าคงที่ ด้วยการลดความเข้มของสนามแม่เหล็กเรียกว่าเป็นการทำงานในย่านกำลังคงที่ (constant region) หรือ (field weakening region) เนื่องจากการควบคุมความเร็วด้วยวิธีนี้จะเป็นการแปรเปลี่ยนทั้งความถี่และแรงดัน ทำให้สามารถเร่งความเร็วจากศูนย์ไปสู่ความเร็วที่ต้องการ โดยมีทอร์คสูงสุดคงที่ไว้ได้ แรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์แบบนี้ไม่ได้เป็นรูปไซน์ ดังนั้น มอเตอร์จะได้รับแรงดันฮาร์โมนิกส์ ซึ่งทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนในแอร์แกปด้วยความเร็วที่สูงกว่าสนามแม่เหล็กที่เกิดมาจากความถี่พื้นฐาน (fundamental frequency) มาก แต่แรงดันฮาร์โมนิกของอินเวอร์เตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียในมอเตอร์มากขึ้น

2.2 อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ จะต้องสามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันและความถี่ซึ่งทำหน้าที่เชื่อมโยงระหว่างระบบจ่ายไฟและมอเตอร์ ดังนั้นอินเวอร์เตอร์ที่ดีต้องมีคุณสมบัติพื้นฐานที่สอดคล้องกับความต้องการของมอเตอร์ดังต่อไปนี้

1. สามารถที่จะปรับความถี่ได้เป็นสัดส่วนกับความเร็วรอบที่ต้องการ
2. สามารถปรับแรงดันเอาต์พุตเพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ (V/f)

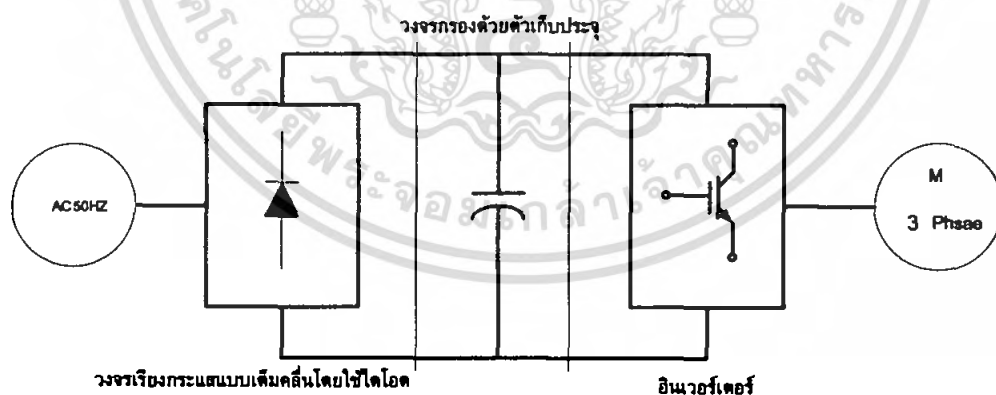
ให้คงที่ตลอดช่วงแรงบิดคงที่ตามต้องการ

3. สามารถจ่ายกระแสได้ตามพิกัดที่ความถี่ใดๆ ซึ่งอยู่ในช่วงแรงบิดที่ต้องการ

ในภาพที่ 2.9 แสดงหลักการพื้นฐานซึ่งแหล่งจ่ายไฟเข้า เอชซี จะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดัน ดีซี โดยการใช้อุปกรณ์ที่สามารถควบคุมแรงดันได้โดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ จำพวกทรานซิสเตอร์หรือแบบควบคุมไม่ได้โดยใช้ไดโอดและอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟ ดีซี ให้เป็น เอชซี ที่สามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันและความถี่ได้ โดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์สามารถแยกออกตามชนิดของอินเวอร์เตอร์ได้ 2 ประเภทคือ

1. อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (current – source inverter : CSI)
2. อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (voltage – source inverter : VSI)

โดยอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบนี้จะให้คุณสมบัติและลักษณะของรูปคลื่นกระแสและแรงดันที่แตกต่างกันและเหมาะสมกับการใช้งานที่แตกต่างกันออกไปด้วย



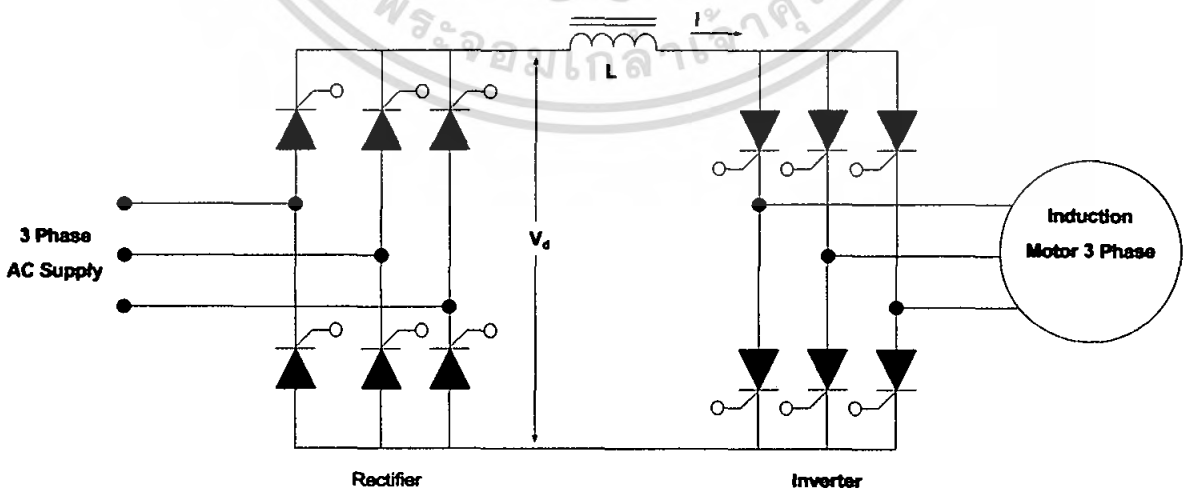
ภาพที่ 2.9 บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

2.2.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส

วงจรกำลังของแหล่งจ่ายกระแส (current source) อินเวอร์เตอร์แสดงในรูปที่ 2.10 จะประกอบด้วยทริสเตอร์เรกติไฟเออร์ที่สามารถควบคุมได้ โดยการควบคุมเฟสของเอซีไลน์ และยังมีอินดักเตอร์ขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ แต่ไม่มีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ด้วย เพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสให้อินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นข้อแตกต่างของโครงสร้างทางวงจรจากอินเวอร์เตอร์แบบแรงดัน (voltage-source inverter) และในส่วนของอินเวอร์เตอร์จะมีทริสเตอร์เพื่อทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้เพื่อจ่ายให้กับมอเตอร์รูปร่างของกระแสที่จ่ายออกทางด้านเอาต์พุต จะขึ้นอยู่กับแพทเทิร์น (pattern) ของการควบคุมที่อินเวอร์เตอร์ ซึ่งอาจจะเป็น 6 สเต็ป หรือ พัลส์บวลิเอ็ม ก็ได้ แต่ลักษณะของแรงดันเอาต์พุตจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์ (ซึ่งเป็นข้อแตกต่างจากแบบจ่ายแรงดันในเรื่องของรูปคลื่น) นอกจากนี้ แรงดันทางด้านเอาต์พุตจะยังเกิดสไปค์ เนื่องจากการคอมมิวเตทด้วย ซึ่งอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายจ่ายกระแสจะเหมาะสำหรับงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง

ถึงแม้ว่าจะมีข้อดีมากมายดังที่ได้กล่าวมาแล้วสำหรับอินเวอร์เตอร์จ่ายกระแส (current - source inverter) แต่ก็ยังมีข้อจำกัดอีกมากคือ ช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับค่าได้ค่อนข้างต่ำและไม่สามารถทำงานได้ในสภาวะไวโพลด ซึ่งต้องมีกระแสไหลดอย่างน้อยที่สุดที่จะทำให้มีการคอมมิวเตทในอินเวอร์เตอร์ได้ และนอกจากนี้ขนาดของดีซีลิงค์อินดักเตอร์ และตัวเก็บประจุของการคอมมิวเตทจะมีขนาดใหญ่ ทำให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้ค่อนข้างมีราคาแพง การตอบสนองของการไดร์ฟนี้ค่อนข้างช้าและมีแนวโน้มจะมีปัญหาของการมีเสถียรภาพที่โหลดต่ำ

เนื่องจากโครงงานนี้จะกล่าวถึงรายละเอียดเกี่ยวกับ อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน (voltage - source inverter) ที่เกี่ยวข้องกับโครงงานเป็นส่วนใหญ่จึงจะขอกล่าวรายละเอียดอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแสเพียงส่วนหนึ่งเท่านั้น



ภาพที่ 2.10 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลง 81795 ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

โครงสร้างแรงดันดีซีลิงค์มีขนาดตัวเก็บประจุที่มีค่ามาก อาจจะสามารถกล่าวได้ว่าแรงดันอินพุทของอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ ทำให้แรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์คงที่ไม่ขึ้นอยู่กับโหลด และโดยทั่วไปอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันนั้น เป็นอินเวอร์เตอร์ที่ใช้กันอย่างแพร่หลายโดยทั่วไปจะ แบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ

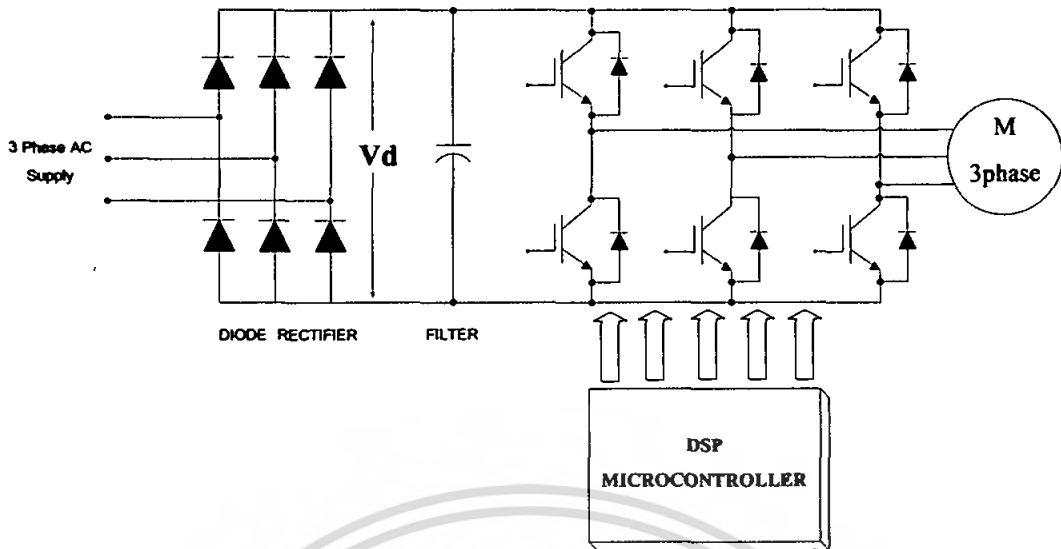
1. อินเวอร์เตอร์รูปคลื่นสี่เหลี่ยม หรือ อินเวอร์เตอร์รูปคลื่นขั้นบันได
2. อินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์

อินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่นสี่เหลี่ยม นั้นมักจะใช้ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์หลักในภาคกำลังและยังแบ่งออกเป็น 2 ชนิดย่อยคืออินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่น 6 ขั้น (six – step inverter) และอินเวอร์เตอร์แบบรูปคลื่น 12 ขั้น (twelve – step inverter) ซึ่งในปัจจุบันอินเวอร์เตอร์ประเภทนี้จะไม่ค่อยพบเนื่องจากเป็นเทคโนโลยีเก่าและในเนื้อหาจะกล่าวในส่วนที่เกี่ยวข้องกับโครงการเท่านั้นก็คืออินเวอร์เตอร์แบบ มอดูเลตความกว้างพัลส์ (pulse width modulation inverter) ซึ่งใช้กันอย่างแพร่หลายในปัจจุบัน ซึ่งอินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์ (pulse width modulation inverter) จะมีข้อดีคือสามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่ายปรับความถี่ได้ในย่านกว้าง ส่วนข้อเสีย มักมีปัญหาในเรื่องการลัดวงจรของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งในกึ่งเดียวกันของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งในทางปฏิบัติจะต้องมีวงจรลอคเอาท์ที่มีการสร้างเดดไทม์ (dead time) เป็นส่วนช่วยในการป้องกัน

2.2.3 อินเวอร์เตอร์แบบมอดูเลตความกว้างพัลส์

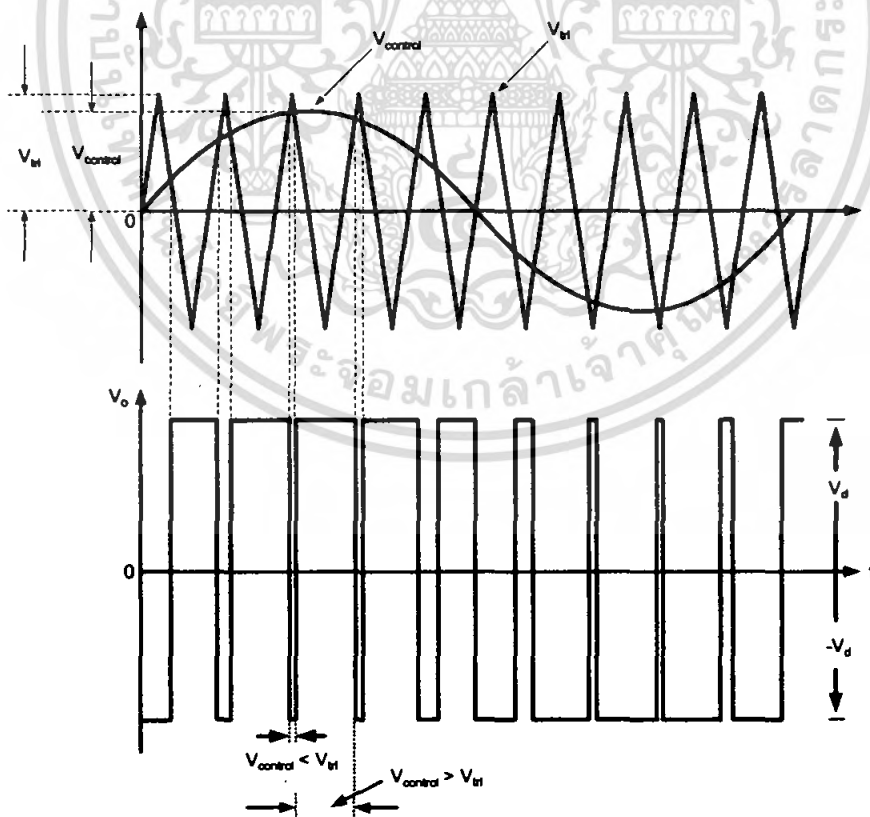
โครงสร้างของพีดีบีบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ในส่วนของแรงดันดีซีลิงค์โดยทั่วไปจะใช้เรกติไฟเออร์ที่เป็นไดโอด ทั้ง 1 เฟส และ 3 เฟส ทำให้แรงดันดีซีลิงค์มีค่าคงที่ ซึ่งไม่สามารถควบคุมแรงดันดีซีได้ ส่วนความถี่และแรงดันเอาต์พุทของแรงดันมูลฐาน สามารถควบคุมโดยใช้เทคนิคและความสัมพันธ์ของตัวแปรของ PWM แต่ละชนิดซึ่งจะกล่าวรายละเอียดในส่วนต่อไป เทคนิค PWM นี้จะให้แรงดันเอาต์พุท ที่มีองศาประกอบฮาร์มอนิกอันดับต่ำน้อยลง แต่จำนวนครั้งของการสวิตซ์ที่สูงขึ้น ดังนั้นจึงมีปัญหามาจากการสวิตซ์ซึ่ง แต่จะใช้งานได้ดีในย่านความถี่ต่ำ ทำให้แรงบิดเริ่มต้นมีค่าสูงและลดปัญหาการกระเพื่อมของแรงบิด

จากภาพที่ 2.11 เป็นการแสดงลักษณะโครงสร้างของ PWM อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันโดยรับแรงดันป้อน 3 เฟส จากแหล่งจ่ายของระบบไฟฟ้าผ่านไดโอดเรกติไฟเออร์ซึ่งเป็นวงจรสร้างแรงดัน ดีซี ป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์และในส่วนของ PWM อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันนี้จะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ทั้งควบคุมความถี่และแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์ หลักการหนึ่งที่ใช้ในการกำเนิดสัญญาณควบคุมสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ก็คือจะใช้การเปรียบเทียบ ระหว่าง แรงดันควบคุมที่เป็นรูปไซน์ 3 เฟส ($V_{control}$) ที่มีเฟสต่างกัน 120 องศาทางไฟฟ้า และมีคุณสมบัติที่สามารถปรับแมกนิจูดให้แปรผันไปตามความถี่ได้ด้วย โดยการ



ภาพที่ 2.11 วงจรกำลังของ PWM อินเวอร์เตอร์

จะนำสัญญาณควบคุมนี้ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณ สามเหลี่ยม (triangle waveform) ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของสวิทซ์ดังภาพที่ 2.12 จากนั้นนำสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบที่เป็นสัญญาณพัลส์ไปควบคุมลำดับ ของการสวิทซ์อีกที จากภาพที่ 2.12 จะพิจารณาเพียง 1 เฟส



ภาพที่ 2.12 การนำคลื่นไซน์ $V_{control}$ กับคลื่น สามเหลี่ยม V_{tri} มาเปรียบเทียบก็จะได้

สัญญาณพัลส์ที่นำมาควบคุมการสวิทซ์พิจารณาเพียง 1 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากภาพที่ 2.12 จะเห็นว่ามีการนำคลื่นไซน์ $V_{control}$ กับคลื่น สามเหลี่ยม V_{tri} มาเปรียบเทียบกับหรือเรียกว่าการมอดูเลตซึ่งอัตราการมอดูเลตจะแบ่งออกเป็นอัตรามอดูเลตด้านแอมพลิจูดและอัตราการมอดูเลตด้านความถี่ซึ่งจะเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

อัตรามอดูเลตด้านแอมพลิจูด

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \quad (2.40)$$

อัตราการมอดูเลตด้านความถี่

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (2.41)$$

เมื่อ

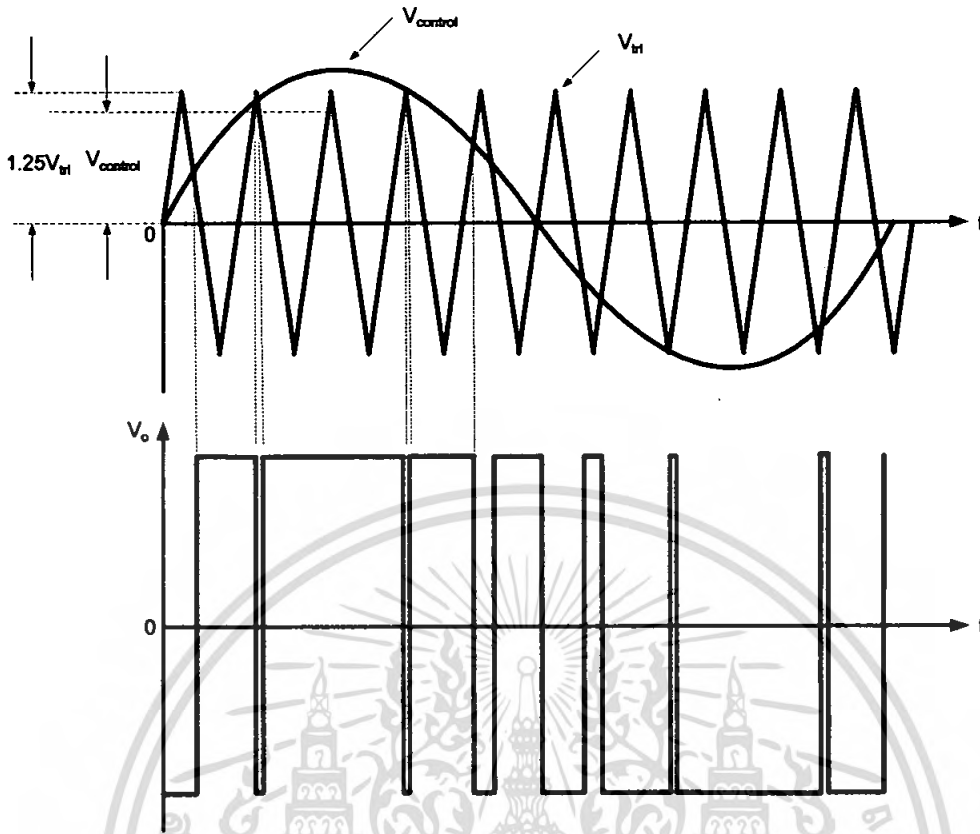
$V_{control}$ คือ ค่ายอดของรูปคลื่นไซน์
 V_{tri} คือ ค่ายอดของรูปคลื่นสามเหลี่ยม
 f_1 คือ ค่าความถี่หลักทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์
 f_s คือ ความถี่ของการสวิตชิงของอินเวอร์เตอร์

ถ้าค่า m_a อยู่ในช่วง $0 \leq m_a \leq 1$ จะเป็นช่วงการมอดูเลตเชิงเส้น ซึ่งหมายถึงองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันไฟฟ้าด้านออก (fundamental – frequency component of the output voltage) โดยจะแปรผันเชิงเส้นกับค่า m_a

ถ้าค่า m_a อยู่ในช่วงที่มีค่ามากกว่า 1 ($m_a > 1$) จะเป็นช่วงการควบคุมแบบโอเวอร์มอดูเลต ซึ่งผลของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีองค์ประกอบฮาร์มอนิกสูงกว่าช่วงมอดูเลตเชิงเส้น

อย่างไรก็ตามข้อเสียกรณีโอเวอร์มอดูเลตก็คือทำให้เกิดฮาร์มอนิกลำดับต่างๆ ที่อยู่ใกล้กับฮาร์มอนิกลำดับที่ หนึ่ง หรือความถี่หลักมูล เช่น ฮาร์มอนิกลำดับที่ 3,5,7 เป็นต้น ดังภาพที่ 2.13 ที่แสดงให้เห็นถึงภาพคลื่น PWM แบบโอเวอร์มอดูเลต และภาพที่ 2.14 แสดงสเปคตรัมของรูปคลื่น PWM แบบโอเวอร์มอดูเลต เมื่อ $m_a=1.25$, $m_f = 15$ จะเห็นว่าเกิดฮาร์มอนิกลำดับที่ 3,5,7,9 ซึ่งถ้านำไปใช้งานจะเกิดผลเสียมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำเพราะฮาร์มอนิกลำดับที่ 3,5,7 จะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียและทำให้เกิดความเร็วหลายความเร็วในเวลาเดียวกันทำให้มอเตอร์ไฟฟ้าหมุนไม่สม่ำเสมออาจเกิดผลเสียต่อสมรรถนะของมอเตอร์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.13 คลื่น PWM แบบโอเวอร์มอดูเลต

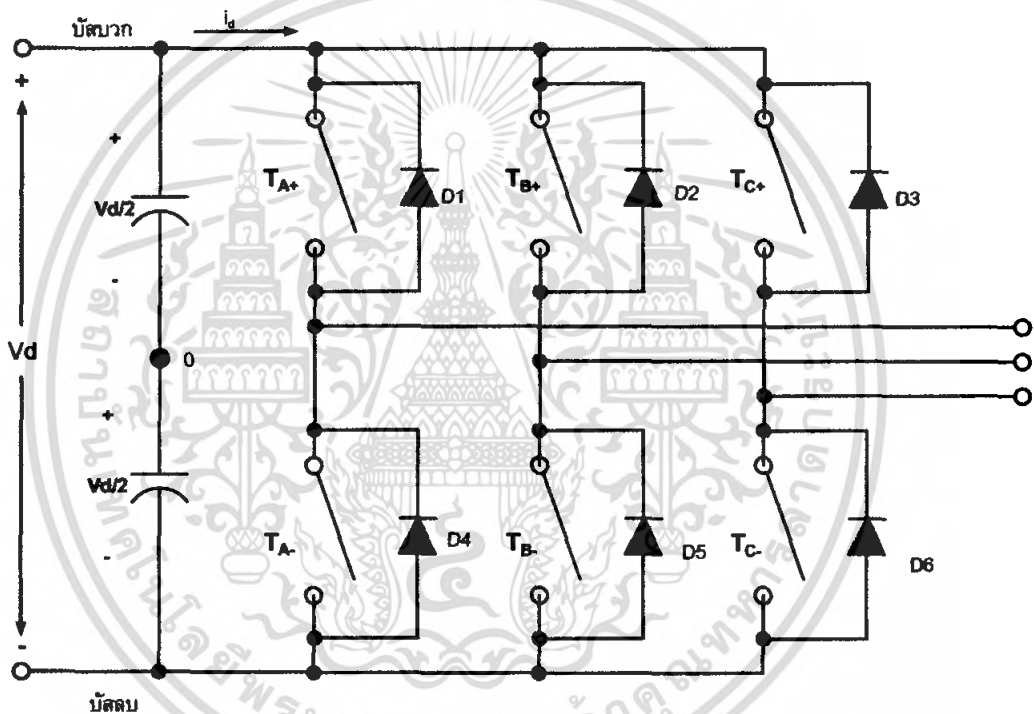


ภาพที่ 2.14 แสดงสเปกตรัมของรูปคลื่นPWMแบบโอเวอร์มอดูเลต
เมื่อ $ma=1.25$, $mf = 15$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.4 อินเวอร์เตอร์สามเฟส

การแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับให้กับโหลด 3 เฟสนิยมแปลงผันกำลังไฟฟ้าผ่านอินเวอร์เตอร์สามเฟสซึ่งจะเหมาะกับงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง เพราะถ้าหากใช้อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟลูบริดจ์จำนวนสามชุดก็ได้ แต่ต้องใช้สวิตช์จำนวนถึง 12 ตัว นอกจากนั้นยังต้องอาศัยวงจรควบคุมที่ทำให้แต่ละเฟสต่างกัน 120 องศา ของความถี่หลักมูล จึงไม่เหมาะที่จะใช้อินเวอร์เตอร์เฟสเดียวแบบฟลูบริดจ์จำนวน 3 ตัวจึงมีการพัฒนาอินเวอร์เตอร์สามเฟสขึ้นมาใช้ที่ควบคุมแรงดันไฟฟ้าต้านออกได้ทั้งขนาดและความถี่ ซึ่งมีลักษณะวงจรดังภาพที่ 2.15 จะเห็นว่ามีจำนวนสวิตช์และไดโอดจำนวนอย่างละ 6 ตัว และประกอบไปด้วยสามกิ่งหรือสามเฟส



ภาพที่ 2.15 วงจรอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

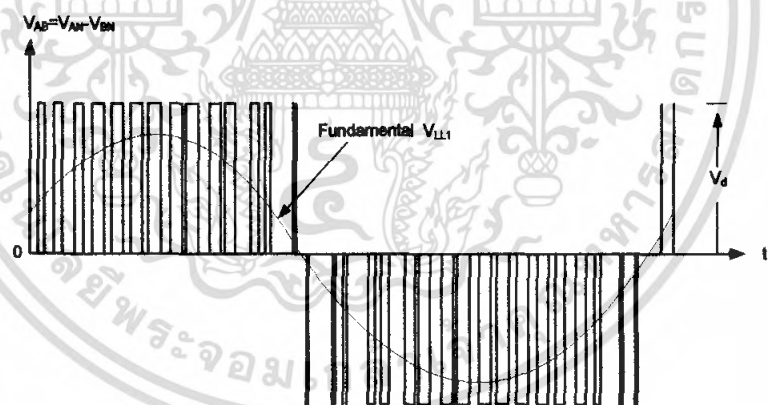
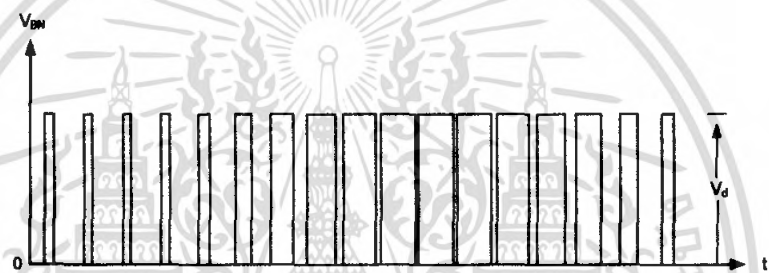
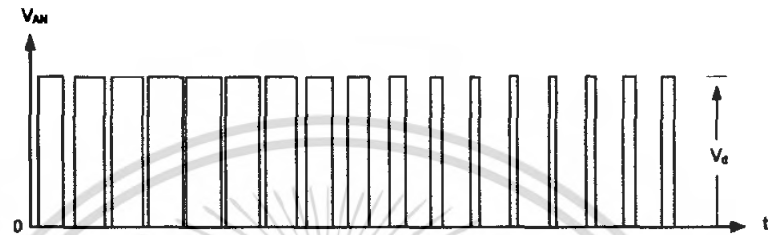
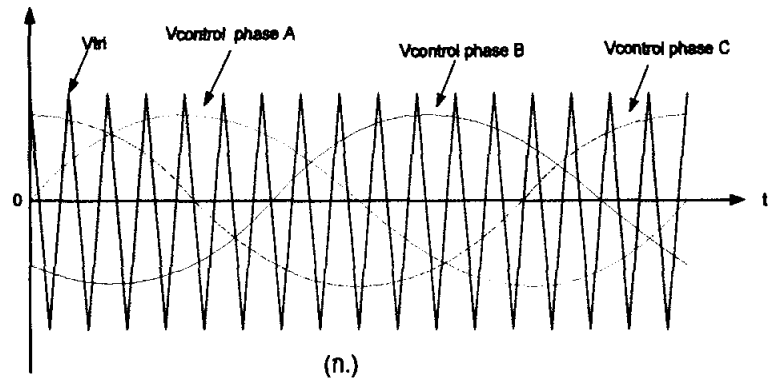
2.2.5 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าสามเฟสแบบที่ดับเบิลยูเอเอ็ม

อินเวอร์เตอร์สามเฟสจะคล้ายกับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว ต้องการแรงดันไฟฟ้าต้านออกที่ควบคุมได้ทั้งขนาดและความถี่ เพื่อให้ได้แรงดันต้านออกที่สมดุลและมีเฟสต่างกัน 120 องศาของความถี่หลักมูล จึงต้องใช้รูปคลื่นสามเหลี่ยมเปรียบเทียบกับแรงดันควบคุมรูปไซน์สามรูปคลื่นที่เฟสต่างกัน 120 องศา ดังภาพที่ 2.16(ก) มีค่า $m_f = 15$ ค่าแรงดันเฟส V_{AN} , V_{BN} จะวัดเทียบกับบัสลบที่เป็นบัสอ้างอิง ส่วนค่าแรงดันไลน์ V_{AB} ค่าที่เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจะถูกหักล้างไป ดังที่แสดงในภาพที่ 2.16(ข) เป็นการสวิตช์แบบ PWM

ในอินเวอร์เตอร์สามเฟสจะพิจารณาฮาร์มอนิกเน้นเฉพาะค่าแรงดันระหว่างสาย (line – to – line voltage) เริ่มจากฮาร์มอนิกของแรงดันเฟส (V_{AN}) ดังแสดงในภาพที่ 2.16 (ค) ซึ่งจะมีค่าฮาร์มอนิกเลขคี่เกิดขึ้นที่ค่าไซน์แบนด์ของ m_f และที่จำนวนเท่าของ m_f โดยค่าแรงดันเฟส V_{AN} , V_{BN} จะมีเฟสต่างกัน 120° ดังนั้นเฟสจะเท่ากันหรือต่างกันเฟสเป็นศูนย์ทุก ๆ 3 m_f ทำให้แรงดันไฟฟ้าจะไม่มีฮาร์มอนิกลำดับที่ 3 หารลงตัวที่เป็นเลขคี่ เช่น ฮาร์มอนิกที่ 3,9,15,21 เป็นต้นนอกจากนี้สำหรับในกรณีแรงดันเฟสที่มีโพลผสมค่าแรงดันระหว่างสายจะไม่มีฮาร์มอนิกเลขคู่ เช่น ฮาร์มอนิกลำดับที่ 2,4,6,8 เป็นต้น

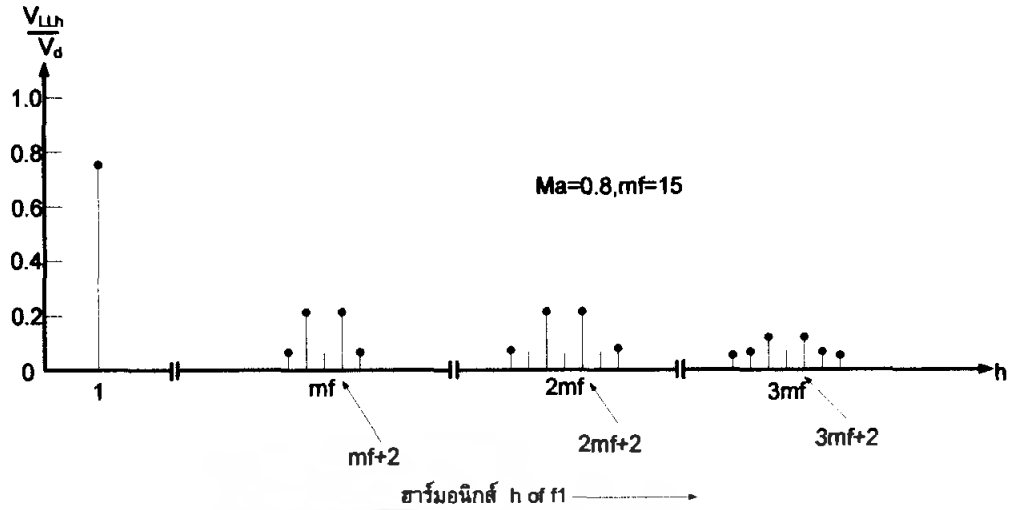
สามารถสรุปส่วนสำคัญของอินเวอร์เตอร์สามเฟสได้ดังนี้

- 1.) ที่ค่า $m_f \leq 21$ หากต้องการกำจัดฮาร์มอนิกเลขคู่จะต้องใช้การสวิตช์แบบ PWM ที่ซิงโครไนส์ (หมายถึง m_f ต้องเป็นจำนวนเต็มและความถี่หลักมูลจะเริ่มจนจบคาบพร้อมกับการสวิตช์ของรูปคลื่นสามเหลี่ยมดูในรูปที่ 2.16(ก))และค่า m_f เป็นจำนวนเลขคี่
- 2.) ที่ค่า $m_f \geq 21$ ฮาร์มอนิกย่อยที่เกิดจากการสวิตช์แบบ PWM ที่ไม่ซิงโครไนส์ (m_f ต้องไม่เป็นจำนวนเต็ม) จะมีค่าน้อย แต่ต้องตระหนักถึงว่าควรหลีกเลี่ยงการสวิตช์แบบ PWM ที่ไม่ซิงโครไนส์เพราะจะทำให้เกิดฮาร์มอนิกย่อยที่ใกล้ความถี่หลักมูล
- 3.) ที่ค่า $m_f > 1$ หากไม่พิจารณาค่าของ m_f จะมีผลเช่นเดียวกับกรณีที่ 1



(ข.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ค)

ภาพที่ 2.16 ภาพคลื่นสัญญาณที่ได้จากอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสและสเปกตรัมฮาร์มอนิก

1. อินเวอร์เตอร์สามเฟสทำงานในย่านมอดูเลตเชิงเส้น ($m_a \leq 1$)

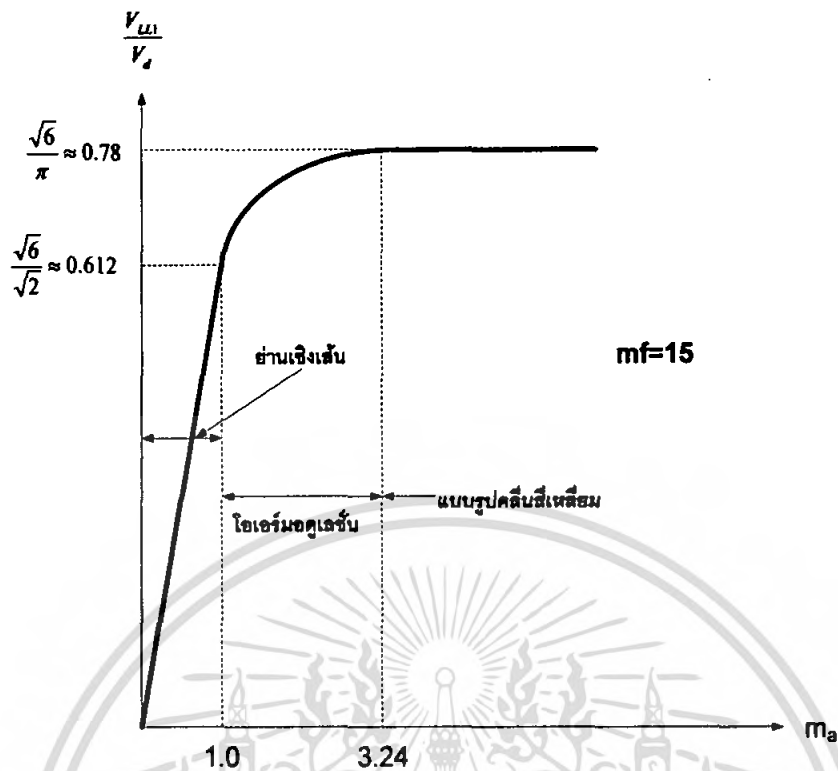
ในย่าน $m_a \leq 1$ ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูลในหนึ่งกึ่งหรือหนึ่งเฟส จะเท่ากับสมการดังต่อไปนี้

$$\hat{V}_{AN} = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \quad \text{เมื่อ } m_a \leq 1 \quad (2.42)$$

ดังนั้นแรงดันไลน์ที่ความถี่หลักมูลซึ่งต่างเฟสกัน 120 องศา สามารถเขียนความสัมพันธ์เป็นสมการได้ดังนี้

$$\begin{aligned} V_{LL1} &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \hat{V}_{AN1} \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d \\ &\approx 0.612 m_a V_d \quad \text{เมื่อ } m_a \leq 1 \end{aligned} \quad (2.43)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.17 ความสัมพันธ์ระหว่าง V_{LL1}/V_d กับ m_a ในอินเวอร์เตอร์สามเฟส

ความหมายของการทำงานย่านมอดูเลต ดังรูปที่ 2.17 หากมีแหล่งจ่ายแรงดันเชื่อมโยงมีค่า 311 โวลต์ เมื่อปรับ $m_a = 0.5$ จะได้แรงดันระหว่างสายของระบบไฟฟ้าเฟสเดียว คือ $0.612 \times 0.5 \times 311 = 65.17$ โวลต์หมายถึงแรงดันที่ความถี่หลักมูล = 95.17 โวลต์ เมื่อปรับ $m_a = 1$ จะได้แรงดันที่มีความถี่หลักมูลเท่ากับ 190.33 โวลต์ นั่นคือ เมื่อปรับ m_a จาก 0.5 ไป เป็น 1 หรือจำนวน 2 เท่า แรงดันก็จะเพิ่มเป็น 2 เท่าด้วยเช่นกัน

2. อินเวอร์เตอร์สามเฟสเมื่อทำงานในย่านโอเวอร์มอดูเลต ($m_a > 1$)

ในย่าน ($m_a > 1$) อธิบายการทำงานเหมือนกับอินเวอร์เตอร์ฟาสต์สวิตชิ่งอัตราส่วนแรงดันไฟฟ้าระหว่างสายที่ความถี่หลักมูลหารกับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (V_{LL1}/V_d) จะมีค่าอยู่ระหว่าง 0.612 ถึง 0.78 แสดงดังภาพที่ 2.17 สำหรับการงานในย่านโอเวอร์มอดูเลตมีข้อดีคือขนาดแรงดันไฟฟ้าที่ความถี่หลักมูล จะมีค่าสูงกว่าในกรณีย่านเชิงเส้น ($m_a \leq 1$) แต่การเพิ่มขึ้นของแรงดันไฟฟ้าจะไม่เป็นเชิงเส้นจนถึงค่าค่าหนึ่งดังภาพที่ 2.17 ข้อเสียของการทำงานในย่านโอเวอร์มอดูเลตคือ ทำให้เกิดฮาร์มอนิกลำดับต่ำๆ ที่อยู่ใกล้กับฮาร์มอนิกลำดับที่หนึ่ง

2.2.6 เทคนิคการมอดูเลตขั้นสูงสำหรับอินเวอร์เตอร์เฟ้าสามเฟส

โดยทั่วไปอินเวอร์เตอร์สามเฟสจะใช้เทคนิคการมอดูเลตด้วยรูปคลื่นไซน์ SPWM ซึ่งมีข้อดีคือง่ายต่อการสร้างสัญญาณควบคุมและการใช้ความถี่สวิตช์ซึ่งเกิดได้ห่างจากความถี่หลักมูลมาก ซึ่งจะทำให้สะดวกและออกแบบวงจรรองความถี่ทางด้านออกได้ง่าย และขนาดเล็กอย่างไรก็ตาม สำหรับกรณีของ SPWM จะมีข้อเสียคือแรงดันไฟฟ้านอกที่ความถี่หลักมูลจะมีค่าต่ำ เช่นในวงจรที่มีแหล่งเชื่อมโยงไฟฟ้ากระแสตรง (dc link) ขนาด 100 โวลต์ อินเวอร์เตอร์สามเฟสที่ใช้เทคนิค SPWM ทำงานในย่านเชิงเส้นจะได้แรงดันระหว่างสาย ที่ความถี่หลักมูลสูงสุดที่ 61.2 โวลต์ เป็นต้น

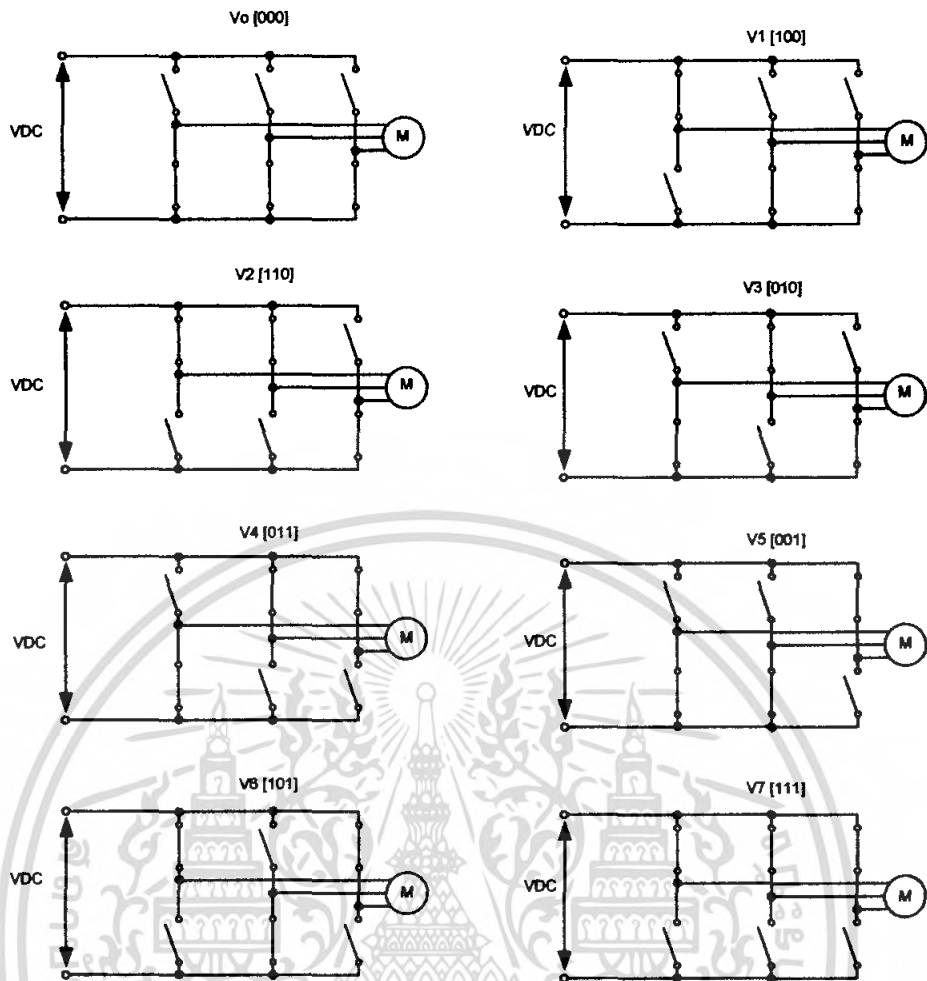
วิธีการเพิ่มแรงดันระหว่างสาย ที่ความถี่หลักมูลในระบบสามเฟสสามารถกระทำได้โดยการมอดูเลตสัญญาณควบคุมของเฟสโดยไม่จำเป็นต้องเป็นภาพคลื่นไซน์ แต่เมื่อหาผลต่างของแรงดันระหว่างสาย จะต้องมีสัญญาณเป็นภาพไซน์ ซึ่งสามารถกระทำได้โดยไม่ต้องคำนึงถึงมุมเฟสโดยที่แต่ละเฟสจะต่างกัน 120 องศา เทคนิคการมอดูเลตขั้นสูงประกอบด้วย

1. Harmonic injection pulsewidth modulation (HIPWM)
2. Space vector pulsewidth modulation (SVPWM)
3. Discontinuous pulsewidth modulation (DPWM)
4. Delta modulation (DM)

เนื่องจากโครงการนี้ได้ศึกษาเฉพาะเทคนิค space vector pulsewidth modulation (SVPWM) เท่านั้นจึงจะขอกล่าวแต่เทคนิค space vector เท่านั้น

2.2.7 เทคนิค space vector pulse width modulation (SVPWM)

วัตถุประสงค์ของเทคนิคนี้ก็ต้องการเพิ่มแรงดันไฟฟ้านอกระหว่างสายที่ความถี่หลักมูลอีก 15% โดยที่การทำงานของสวิตช์จะแบ่งออกเป็น 8 สถานะ 6 Sector ในกิ่งหนึ่ง ๆ ของวงจรสวิตช์จะสลับกันทำงานดังภาพที่ 2.18 ในวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสามเฟส เมื่อแต่ละเฟสเชื่อมต่อกับบัสบวกและบัสลบของวงจรเชื่อมโยงทางไฟตรงจะทำให้เกิดสถานะการสวิตช์แปดสถานะดังเงื่อนไขในรูปที่ 2.8 ตัวอย่างเช่นสถานะที่ 1 เฟส A เชื่อมต่อกับบัสบวกและเฟส B กับเฟส C เชื่อมต่อกับบัสลบ



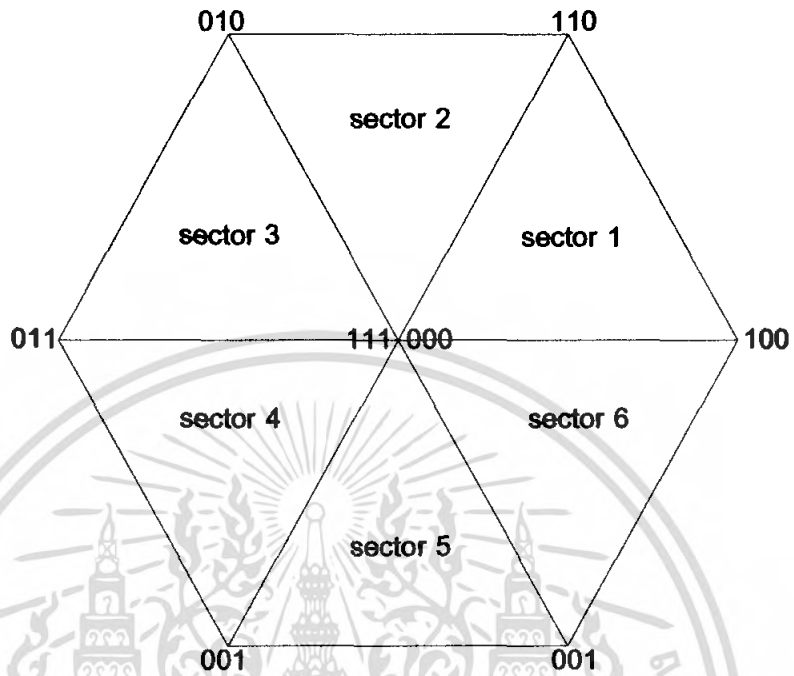
ภาพที่ 2.18 สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่สถานะนำกระแสและไม่นำกระแส

ตารางที่ 2.1 สถานะแรงดันของอินเวอร์เตอร์

สถานะลำดับที่	เฟส A	เฟส B	เฟส C
1	1	0	0
2	1	1	0
3	0	1	0
4	0	1	1
5	0	0	1
6	1	0	1
7	1	1	1
8	0	0	0

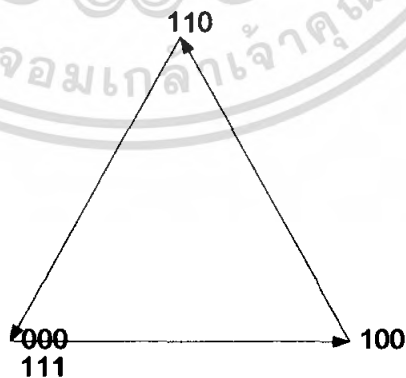
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะของแรงดัน ที่นำมาพิจารณาในเรื่องของสเปซเวกเตอร์ จะอยู่ในรูปของเวกเตอร์ ซึ่งมีลักษณะเป็นหกเหลี่ยมดังรูป



ภาพที่ 2.19 หกเหลี่ยมแรงดันของสเปซเวกเตอร์

จากภาพที่ 2.19 เมื่อเราพิจารณาที่เซกเตอร์ที่ หนึ่ง จะได้ลักษณะดังภาพพิจารณาที่ sector 1 เราสามารถหาค่าเวลา ในการสวิตช์ได้ดังนี้ พิจารณา ที่ ลักษณะการวนลูปของเซกเตอร์ 1 ดังภาพ



จะได้ลักษณะการวนดังนี้ $000 \rightarrow 110 \rightarrow 100 \rightarrow 111$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย ตัวเลขแสดงสถานะของ สวิตช์ในแต่ละตัว

ตัวแรก คือ สถานะการทำงาน ของ อุปกรณ์สวิตช์ตัวที่ 1

ตัวที่สอง คือ สถานะการทำงานของ อุปกรณ์สวิตช์ตัวที่ 2

ตัวที่สาม คือ สถานะการทำงานของ อุปกรณ์สวิตช์ตัวที่ 3

พิจารณา ลำดับการวนที่ 000 \rightarrow 100 พิจารณาที่ 100 (t_1) * เฉพาะ เซกเตอร์
ที่เป็นเลขคี่

$$\therefore S_1 = 1 \therefore S_3 = 0 \therefore S_5 = 0$$

พิจารณา ลำดับการวนที่ 100 \rightarrow 110 พิจารณาที่ 110 (t_2) * เฉพาะ เซก
เตอร์ที่เป็นเลขคี่

$$\therefore S_1 = 1 \therefore S_3 = 1 \therefore S_5 = 0$$

พิจารณา ลำดับการวนที่ 110 \rightarrow 111 พิจารณาที่ 110 ($t_0/2$)

$$\therefore S_1 = 1 \therefore S_3 = 1 \therefore S_5 = 1$$

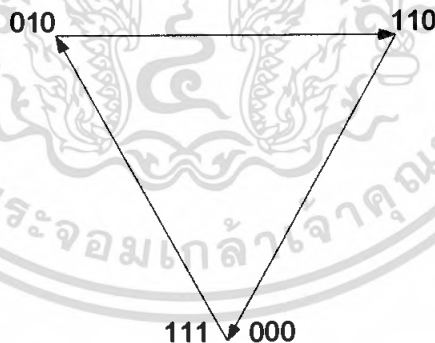
\therefore ผลรวมของค่าเวลา ของอุปกรณ์สวิตช์แต่ละตัว เป็นดังนี้

$$\therefore S_1 = t_1 + t_2 + t_0/2$$

$$\therefore S_3 = t_2 + t_0/2$$

$$\therefore S_5 = t_0/2$$

พิจารณา ที่ ลักษณะการวนรูปของเซกเตอร์ 2 ดังภาพ



จะได้ลักษณะการวนดังนี้ 000 \rightarrow 010 \rightarrow 110 \rightarrow 111

โดย ตัวเลขแสดงสถานะของ สวิตช์ในแต่ละตัว

ตัวแรก คือ สถานะการทำงาน ของ อุปกรณ์สวิตช์ตัวที่ 1

ตัวที่สอง คือ สถานะการทำงานของ อุปกรณ์สวิตช์ตัวที่ 2

ตัวที่สาม คือ สถานะการทำงานของ อุปกรณ์สวิตช์ตัวที่ 3

พิจารณา ลำดับการวนที่ 000 \rightarrow 010 พิจารณาที่ 010 (t_2) * เฉพาะ เซก

เตอร์ที่เป็นเลขคี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore S_1 = 0 \therefore S_3 = 1 \therefore S_5 = 0$$

พิจารณา ลำดับการวนที่ 010 \rightarrow 110 พิจารณาที่ 110 (t_1) * เฉพาะ เซกเตอร์
ที่เป็นเลขคู่

$$\therefore S_1 = 1 \therefore S_3 = 1 \therefore S_5 = 0$$

พิจารณา ลำดับการวนที่ 110 \rightarrow 111 พิจารณาที่ 111 ($t_0/2$)

$$\therefore S_1 = 1 \therefore S_3 = 1 \therefore S_5 = 1$$

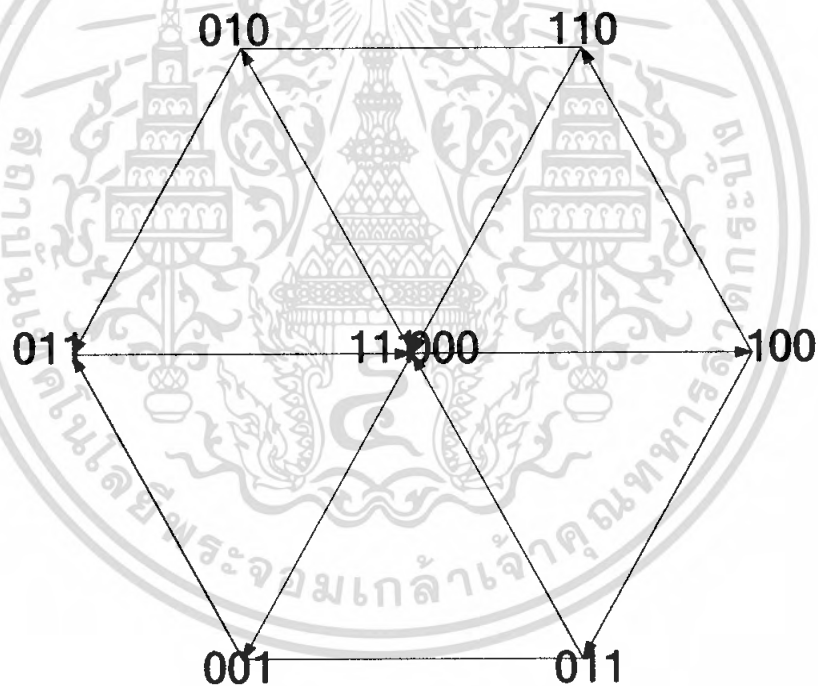
\therefore ผลรวมของค่าเวลา ของอุปกรณ์สวิตช์แต่ละตัว เป็นดังนี้

$$\therefore S_1 = t_1 + t_0/2$$

$$\therefore S_3 = t_1 + t_2 + t_0/2$$

$$\therefore S_5 = t_0/2$$

แสดงค่าในการวนรูป ในเซกเตอร์ต่างๆ



ภาพที่ 2.20 การวนรูป ในเซกเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 ค่าเวลาที่ได้ในแต่ละเซ็คเตอร์

Sector	Upper Switch ($S_1 S_3 S_5$)	Lower Switch ($S_4 S_6 S_2$)
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
2	$S_1 = T_1 + T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_4 = T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$ $S_2 = T_1 + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
5	$S_1 = T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_4 = T_1 + T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_0/2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_0/2$	$S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_2 = T_2 + T_0/2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

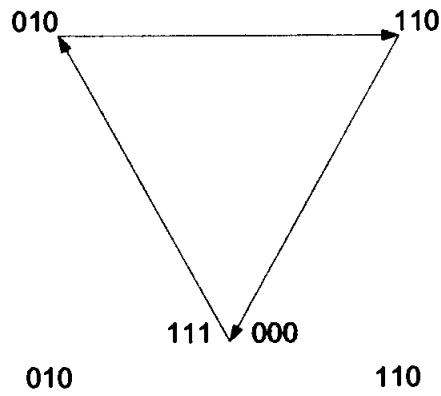
จากภาพหกเหลี่ยมเราสามารถหาค่าเวลาในการสวิตช์ได้อีกวิธีโดย
พิจารณา ที่ ลักษณะการวนลูบของเซคเตอร์ 1 ดังภาพที่ 2.21



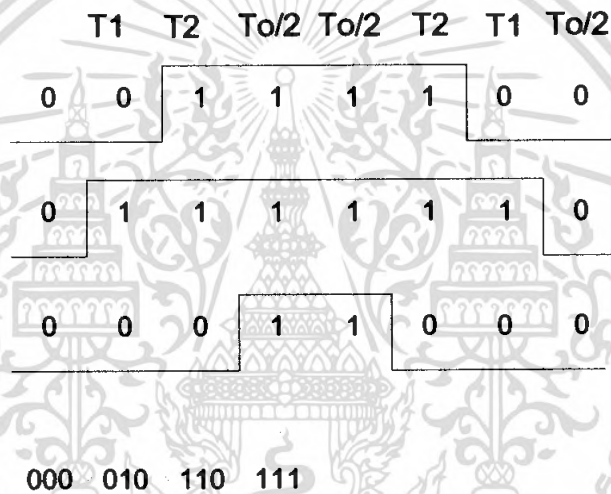
** เฉพาะ เซคเตอร์ที่เป็นเลขคี่

พิจารณา ที่ ลักษณะการวนลูบของเซคเตอร์ 2 ดังภาพที่ 2.21

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

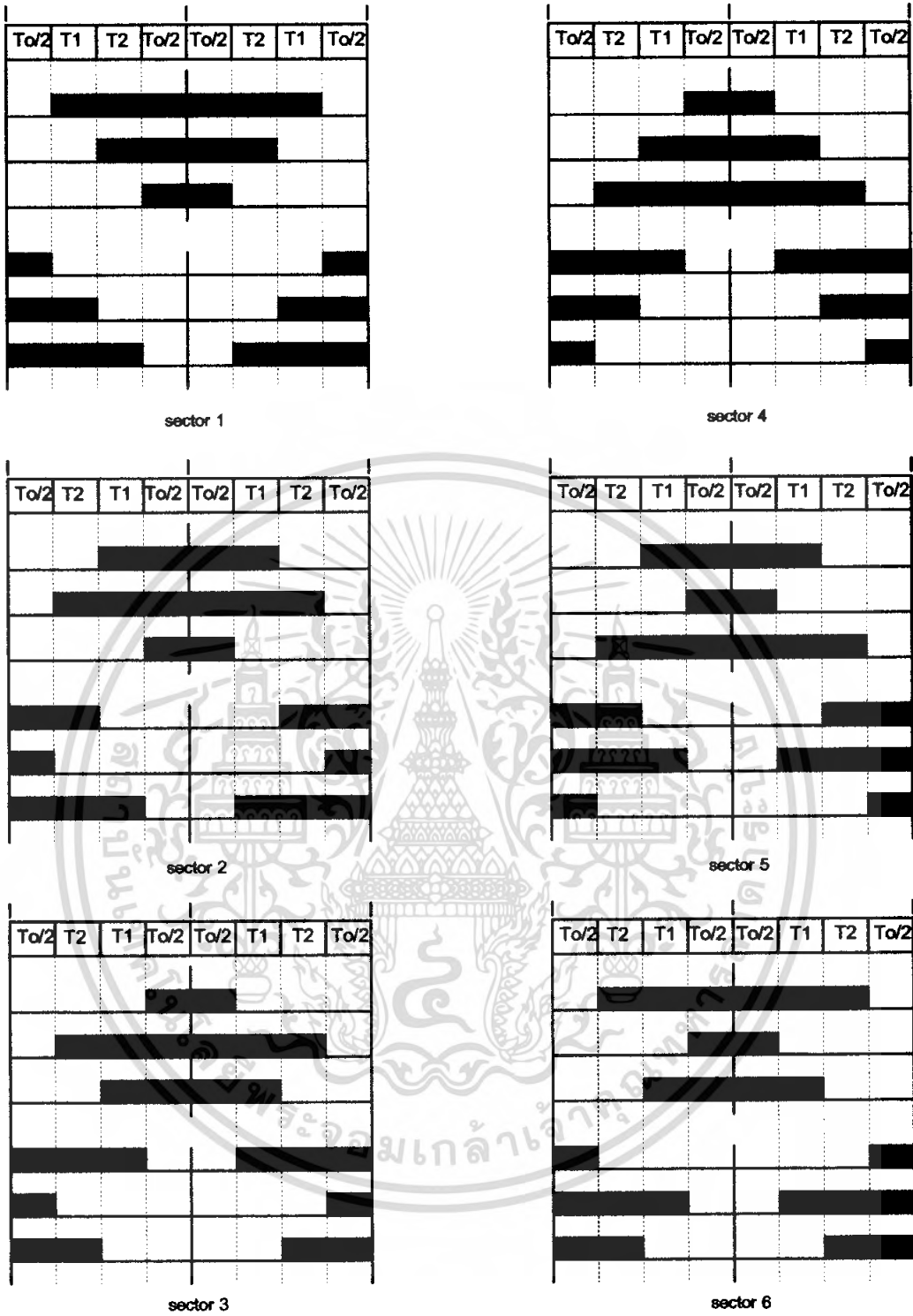


จะได้ลักษณะการวนดังนี้ 000 → 010 → 110 → 111



** เฉพาะ เซ็ทเตอร์ที่เป็นเลขคู่

ที่เซ็ทเตอร์ต่างๆ จะมีค่าคาบเวลาการสวิตช์ดังภาพที่ 2.21



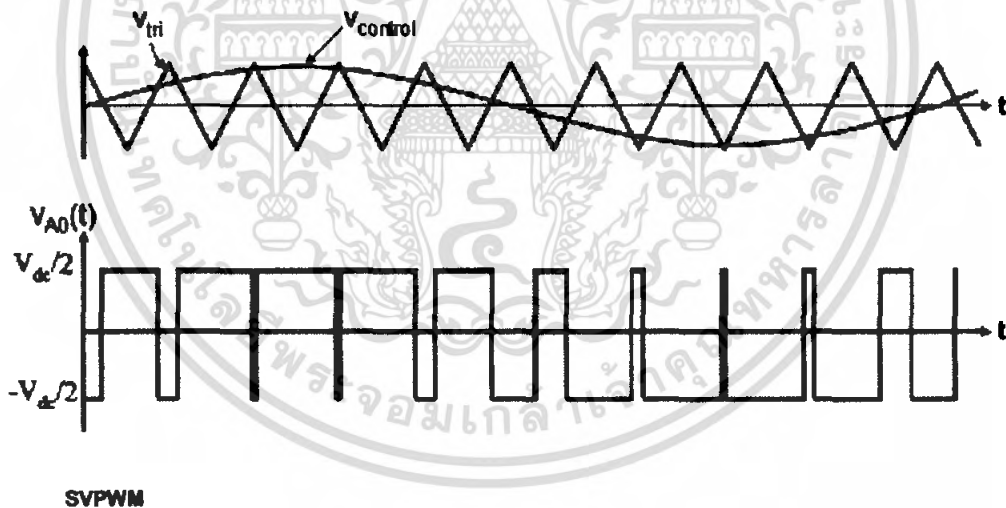
ภาพที่ 2.21 timing diagram ของสวิทช์ S1,S3,S5 (กึ่งบน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย $t_1 = M_a \sin(60 - \gamma)$
 $t_2 = M_a \sin \gamma$
 $T_0 = T_Z - T_1 - T_2$
 และ T_Z คือ ค่าฐานเวลาของการสวิตช์
 M_a คือ ค่าโมดูลเลชันอินเด็กซ์

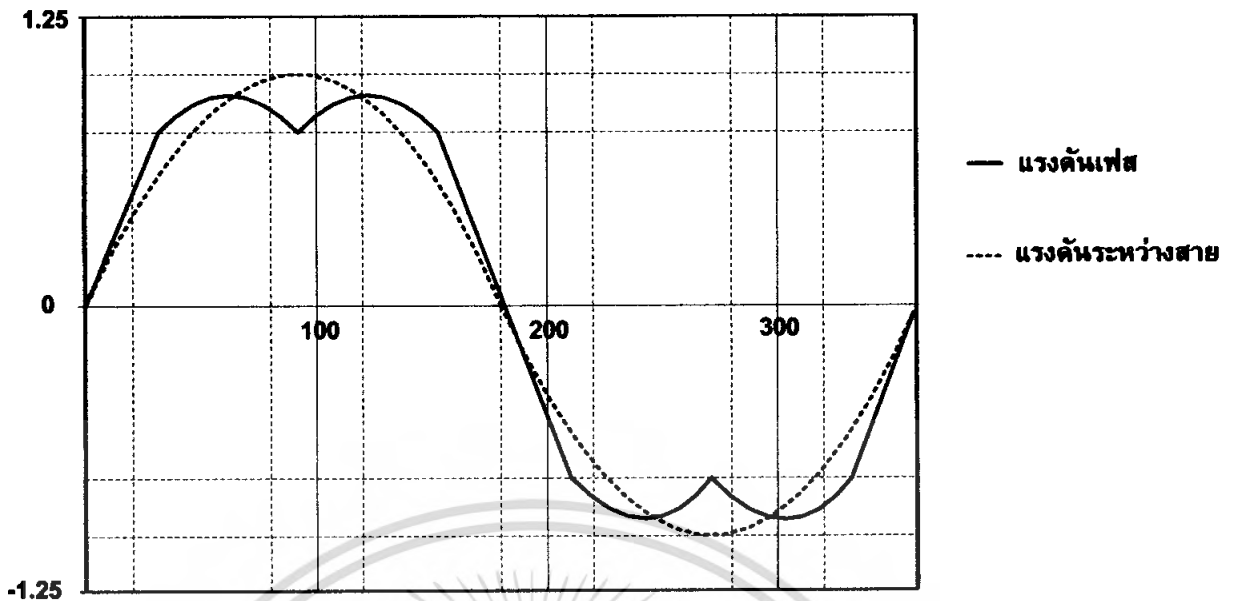
$$M_a = \frac{V_{\text{control}}}{V_{\text{tri}}}$$

สเปซเวกเตอร์แรงดัน (Voltage space vector) จากหัวข้อที่ 2.1 กล่าวมาข้างต้น จะเห็นว่าอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการควบคุม โดยอาศัยสเปซเวกเตอร์ของแรงดัน (voltage space vector) จะเป็นการควบคุมแรงดัน (voltage control) ซึ่งเป็นการง่ายที่จะทำโดยหลักการของเวกเตอร์แรงดัน ซึ่งเป็นส่วนสำคัญโดยตรงของอินเวอร์เตอร์ที่จะกล่าวถึงทำให้เราสามารถใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์สร้างสัญญาณพัลส์วิดมอด ซึ่งอธิบายในเรื่องของการออกแบบโปรแกรมต่อไป โดยการกำเนิดสัญญาณจะมีลักษณะการเปรียบเทียบดังภาพที่ 2.2 และ 2.3

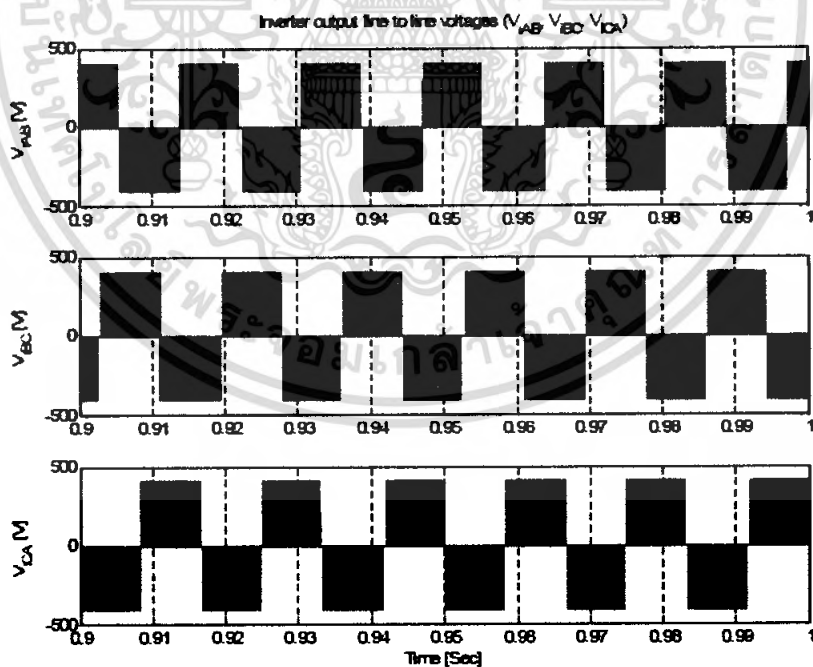


ภาพที่ 2.2 ตัวอย่างของการเปรียบเทียบสัญญาณมอดคูลเลต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

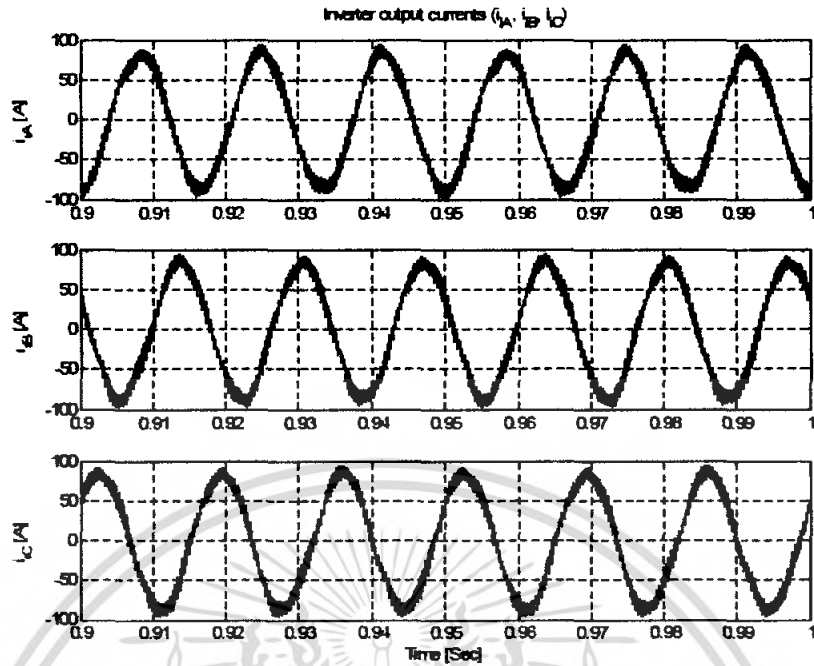


ภาพที่ 2.23 ลักษณะของแรงดันเฟสเฉลี่ยและแรงดันเฉลี่ยระหว่างสายที่ได้ (PU)



ภาพที่ 2.24 ลักษณะของแรงดันไลน์ output/phase

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

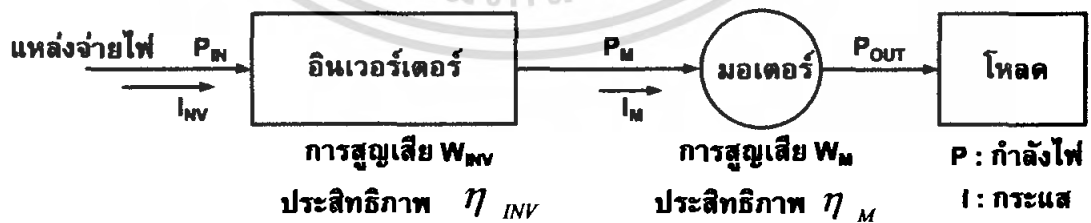


ภาพที่ 2.25 ลักษณะของกระแสไลน์ output/phase

2.3 ประสิทธิภาพและทหาเวอร์แฟคเตอร์ของอินเวอร์เตอร์

2.3.1 ประสิทธิภาพ

อินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์แปลงไฟ ซึ่งภายในประกอบไปด้วยส่วนคอนเวอร์เตอร์แปลงไฟสลับเป็นไฟตรงและส่วนอินเวอร์เตอร์ที่แปลงไฟตรงเป็นไฟสลับในส่วนแปลงไฟเหล่านี้จะมีการสูญเสียอยู่บ้างแต่อินเวอร์เตอร์จะสามารถช่วยประหยัดพลังงานซึ่งสามารถอธิบายได้จากสูตรกำลังไฟฟ้าขาเข้ากับประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์



ภาพที่ 2.26 กำลังไฟฟ้าขาเข้า และขาออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{ประสิทธิภาพ} = \frac{\text{กำลังไฟขาออก}}{\text{กำลังไฟขาเข้า}} = \frac{\text{กำลังไฟขาออก}}{\text{กำลังไฟขาออก} + \text{การสูญเสีย}} \quad (2.44)$$

$$\text{กำลังไฟขาเข้า } P_{IN} = \text{กำลังไฟขาออก } P_M + \text{การสูญเสีย } W_{INT} = \frac{\text{กำลังไฟขาออก } P_M}{\text{ประสิทธิภาพ } \eta_{INT}} \quad (2.45)$$

(อินเวอร์เตอร์)

$$\text{กำลังไฟขาเข้า } P_M = \text{กำลังขาออก } P_{OUT} + \text{การสูญเสีย } W_M = \frac{\text{กำลังขาออก } P_{OUT}}{\text{ประสิทธิภาพ } \eta_M} \quad (2.46)$$

(มอเตอร์)

$$\text{กำลังขาออก } P_{OUT} = \text{แรงบิดขาออก} \times \text{ความเร็วรอบ} = \frac{\text{แรงทางกล}}{\text{ประสิทธิภาพทางกล}} \quad (2.47)$$

(มอเตอร์)

$$\text{กำลังไฟขาเข้า} = \text{กำลังขาออก} + \text{การสูญเสีย} + \text{การสูญเสีย} = \frac{\text{กำลังขาออกของมอเตอร์}}{\text{ประสิทธิภาพทั้งหมด}} \quad (2.48)$$

(อินเวอร์เตอร์) (มอเตอร์) (มอเตอร์) (อินเวอร์เตอร์)

$$\text{โดยที่ ประสิทธิภาพทั้งหมด} = \text{ประสิทธิภาพ } \eta_{INV} + \text{ประสิทธิภาพ } \eta_M \quad (2.49)$$

(อินเวอร์เตอร์) มอเตอร์เมื่อถูกขับด้วยอินเวอร์เตอร์

จากสมการ(2.48) จะเห็นว่า กำลังไฟขาเข้าทั้งหมดป้อนให้มอเตอร์และอินเวอร์เตอร์จะมีมากกว่า เพราะมีผลของฮาร์มอนิก และต้องเพิ่มค่าของอินเวอร์เตอร์เข้าไปด้วย แต่การขับด้วยอินเวอร์เตอร์สามารถลดความเร็วรอบของมอเตอร์ลงได้ ถ้าแรงบิดโหลดมีค่าคงที่ การลดความเร็วรอบกำลังขาออกของมอเตอร์เล็กน้อย ส่วนนี้จะช่วยประหยัดกำลังไฟขาเข้าไปได้มาก โหลด เช่น พัดลม และ ปั้มน้ำ ซึ่งทำงานแบบกำลังขาออกแปรตามรอบหมุน การใช้อินเวอร์เตอร์จะช่วยลดกำลังไฟขาเข้าลงได้ เป็นการประหยัดพลังงานเพาเวอร์แฟคเตอร์

2.3.2 เพาเวอร์แฟคเตอร์

ปกติเพาเวอร์แฟคเตอร์สามารถหาได้จาก ความต่างเฟสระหว่างคลื่นแรงดันและกระแส แต่ในกรณีของอินเวอร์เตอร์นั้น คลื่นกระแสขาเข้าจะไม่เป็นภาพคลื่นไซน์และมีองค์ประกอบภาพคลื่นฮาร์โมนิกอยู่มาก จึงไม่สามารถใช้ความต่างเฟสในการหาค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์

ได้(ถ้าใช้เพาเวอร์แฟคเตอร์มิเตอร์วัดจะอ่านค่าได้ประมาณ 1 เสมอ) เพาเวอร์แฟคเตอร์สามารถหาค่าได้จากอัตราส่วนระหว่าง กำลังไฟเสมือน(APPARENT POWER)กับกำลังไฟจริง(EFFECTIVE POWER)ตามที่แสดงในสูตร 2.7

$$P.F = \frac{P}{S} \quad (2.50)$$

2.3.3 กระแสขาเข้าและการปรับปรุงเพาเวอร์แฟคเตอร์

รูปคลื่นกระแสขาเข้าของอินเวอร์เตอร์ จะแปรตามอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายไฟ (รีแอคแทนซ์ของหม้อแปลงหรือสายเคเบิล)ซึ่งมีผลทำให้ค่าRMS ของกระแสขาเข้ามีค่าเปลี่ยนไปแต่ตามที่ได้อธิบายมาแล้วแรงดันไฟของแหล่งจ่ายไฟและกำลังไฟขาเข้าของอินเวอร์เตอร์จะไม่เปลี่ยนไปถ้ากำลังขาเข้าของมอเตอร์มีค่าคงที่จะเห็นว่าเพาเวอร์แฟคเตอร์จะแปรผกผันกับกระแสขาเข้าของอินเวอร์เตอร์ นั่นคือถ้ารีแอคแทนซ์ของแหล่งจ่ายไฟมีค่าสูงก็จะทำให้กระแสมีค่าลดลง และมีผลทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์มีขนาดเพิ่มขึ้น ซึ่งเป็นการปรับปรุงเพาเวอร์แฟคเตอร์ให้ดีขึ้น ในทางกลับกัน ถ้าใช้แหล่งจ่ายไฟที่เป็นหม้อแปลงขนาดใหญ่ จะทำให้มีค่ารีแอคแทนซ์ของแหล่งจ่ายไฟต่ำกระแสก็จะสูงและมีผลทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์มีค่าต่ำไปด้วย

การปรับปรุงเพาเวอร์แฟคเตอร์ของอินเวอร์เตอร์ จะนิยมใช้ในการต่อรีแอคแทนซ์ภายนอกเพื่อเพิ่มค่ารีแอคแทนซ์ของแหล่งจ่ายไฟ มีทั้งการต่อรีแอคแทนซ์ชนิด DC (DC REACTOR) เข้ากับภาควงจรไฟตรงของอินเวอร์เตอร์ซึ่งสามารถปรับปรุงเพาเวอร์แฟคเตอร์ให้ได้ดีถึง 95 % และมีการต่อACทางด้านขาเข้าของอินเวอร์เตอร์ก็สามารถปรับปรุงเพาเวอร์แฟคเตอร์ได้ถึง 90%

จากที่ได้กล่าวมานี้จะเห็นว่า เพาเวอร์แฟคเตอร์ของอินเวอร์เตอร์ จะขึ้นอยู่กับรีแอคแทนซ์ของแหล่งจ่ายไฟทั่วไปมีค่าแปรผันในช่วงกว้างระหว่าง 0.6~0.9 เมื่อเปรียบเทียบกับค่าการขับมอเตอร์ด้วยแหล่งจ่ายไฟโดยตรง เพาเวอร์แฟคเตอร์ มีค่าระหว่าง0.75~0.85 ซึ่งแคบกว่า นอกจากนั้นกระแสและกำลังไฟจะไม่แปรตามกันเหมือนกับกรณีขับมอเตอร์ด้วยแหล่งจ่ายไฟด้วยบางครั้งกระแสขาเข้าของอินเวอร์เตอร์อาจน้อยกว่ากระแสที่จ่ายเข้ามอเตอร์ก็มี

ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับไอจีบีที

2.4 พื้นฐานเกี่ยวกับไอจีบีที (IGBT)

อุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ที่พอจะคุ้นเคยและใช้งานกันกว้างขวางในขณะนี้ เช่น เอสซีอาร์ ไครแอก ทรานซิสเตอร์ และมอสเฟต โดยเฉพาะทรานซิสเตอร์และมอสเฟต จะใช้กันมากในปัจจุบันซึ่งอุปกรณ์สองชนิดนี้ก็มีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไปกล่าวคือ ทรานซิสเตอร์ขณะอยู่ในสภาวะนำกระแสจะมีอัตราการสูญเสียพลังงานต่ำ มีอัตราทนแรงดันและการขยายกระแสได้สูง แต่ความเร็วในการตัดต่อยังช้าอยู่โดยเฉพาะช่วงเวลานำกระแสจะมีช่วงเวลาที่ยาวกว่า ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ตรงข้ามกับมอสเฟต ที่มีความเร็วในการตัดต่อสูงกว่า แต่ก็มียุทธศาสตร์สูญเสียสูงขณะการทำงานเช่นกัน จากสาเหตุที่กล่าวมาของอุปกรณ์ทั้งสองนี้จึงได้มีการพัฒนาอุปกรณ์ใหม่ขึ้นมาโดยจะเอาข้อได้เปรียบของทรานซิสเตอร์ และมอสเฟตเข้ามาไว้ในอุปกรณ์ตัวใหม่นี้ โดยอุปกรณ์นี้มี ชื่อว่าไอจีบีที (insulated Gate Bipolar transistor : IGBT) โดย ไอจีบีที แบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ ไอจีบีที-แชนแนล และ ไอจีบีทีชนิดเอ็น-แชนแนล

2.4.1 โดยสร้างพื้นฐานของไอจีบีที

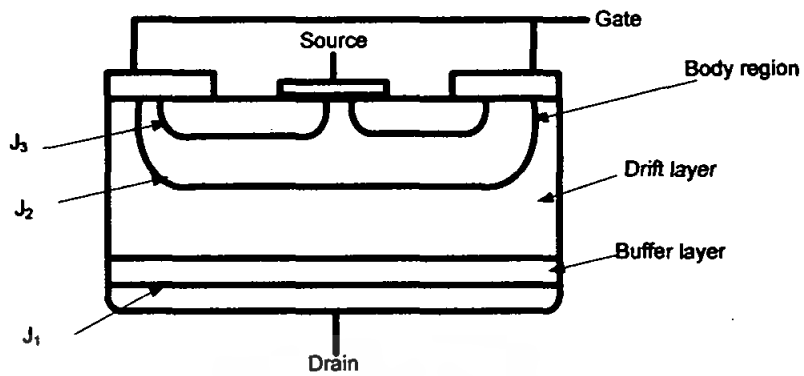
รูปตัดในแนวดิ่งของไอจีบีทีชนิดเอ็น-แชนแนล(N-Channel) ดังภาพที่ 2.14 ซึ่งโครงสร้างเหมือนกับมอสเฟตมากจะต่างกันที่ ไอจีบีทีที่มีชั้นสาร p^+ หรืออินเจกติ้ง (Injecting) ระหว่างขาแคธด (Drain) ซึ่งในมอสเฟตไม่มี

ระดับของสารเจือ (Dopping Levels) ในแต่ละชั้นของมอสเฟต ยกเว้นส่วนบริเวณบอดี (P-Channel) สามารถทำได้โดยเปลี่ยนขนาดของสารเจือในแต่ละชั้นของโครงสร้าง เป็นโครงสร้างของไอจีบีที ซึ่งจะมีทรินสเตอร์แอบแฝงอยู่ การเปิด (turn on) ของทรินสเตอร์นี้เป็นสิ่งที่ต้องการพยายามหลีกเลี่ยง และรายละเอียดของอุปกรณ์จริงๆหลายอย่างที่แตกต่างไปจากภาพดังเช่นบริเวณของบอดีเป็นสารกึ่งตัวนำประเภทพีบริเวณรอยต่อ J_2 และ J_3 ที่แตกต่างไปจากรูปเพื่อให้โอกาสที่ทรินสเตอร์ทำงานน้อยที่สุด ส่วนเซอริสที่เป็นโลหะในไอจีบีทีมีขนาดสั้นกว่าในส่วนของมอสเฟตซึ่งมีส่วนช่วยให้ทรินสเตอร์แฝงนี้ทำงานน้อยลง ส่วนบัฟเฟอร์ของสารกึ่งตัวนำที่มีสารเจือสูง (p^+ buffer layer) ซึ่งอยู่ในระหว่างชั้น p^+ ของชั้นครีฟ (Drift layer) ไม่มีความสำคัญกับการทำงานของไอจีบีที และไอจีบีทีบางตัวก็มีตัดส่วนนี้ไปเรียกว่าไอจีบีทีแบบสมมาตร ส่วนไอจีบีทีที่ยังมีส่วนนี้เรียกว่าไอจีบีทีแบบไม่สมมาตรถ้าความหนาแน่นของสารเจือและความหนาแน่นของชั้นนี้ถูกเรียกอย่างเหมาะสมการที่มีชั้นนี้จะช่วยให้การทำงานของไอจีบีทีดีขึ้น ได้สองอย่างด้วยกันคือ

1. ทำให้แรงดันตกคร่อมขณะนำแสมมีค่าน้อยลง
2. ทำให้เวลาในการหยุดนำกระแส (Turn off time) ลดลง แต่มีข้อเสียคือทำให้

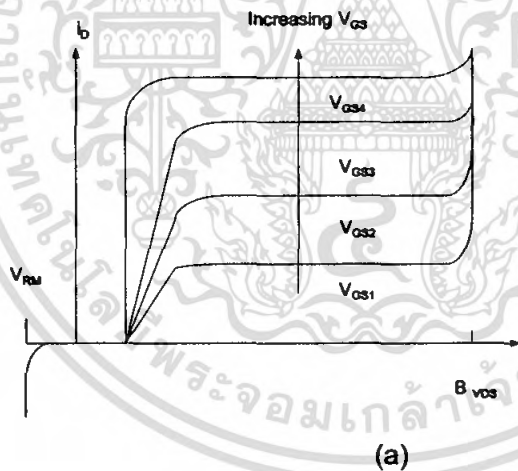
ให้ความสามารถในการทนแรงดันรีเวิร์สลดลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

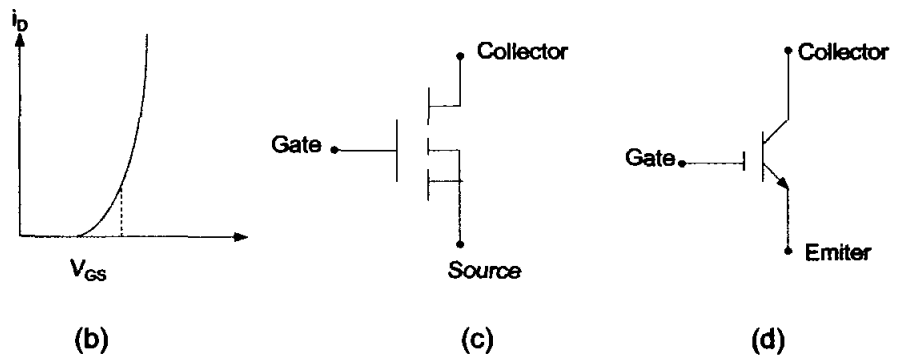


ภาพที่ 2.27 คือภาพแนวตั้งของไอจีบีพี

สัญลักษณ์ของวงจรของไอจีบีพีชนิดเอ็น-แชนแนลแสดงไว้ในภาพที่ 2.28 ทิศทางของลูกศรจะกลับทิศในกรณีไอจีบีพีชนิดพี-แชนแนล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.28 คุณลักษณะของกระแสและความต่างศักย์

- (a) ลักษณะเอาท์พุท
 (b) Transfer Characteristic
 (c) , (d) สัญลักษณ์ของไอจีบีทีชนิดเอ็น - แชนแนล

2.4.2 คุณลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้า

ลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้าของไอจีบีทีชนิดเอ็น-แชนแนลดังแสดงในภาพที่ 2.27 ในทิศทางฟอร์เวิร์ดจะเหมือนกับของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในลอจิกเซอร์กิตแตกต่างกันเพียงการควบคุมการทำงานด้วยความต่างศักย์แทนที่จะควบคุมการทำงานด้วยกระแสเหมือนกับทรานซิสเตอร์คุณสมบัติของไอจีบีทีชนิดพี-แชนแนลจะเหมือนกันแต่ขั้วของความต่างศักย์ และทิศทางของกระแสจะกลับกันที่รอยต่อ J_1 ในภาพที่ 2.27 จะกันแรงดันฟอร์เวิร์ดเมื่อไอจีบีที อยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสค่าการทนกระแสในทิศทาง รีเวิร์ส (Reverse Blocking Voltage) จะสามารถมีค่าเท่ากับการทนความต่างศักย์ในทิศทางฟอร์เวิร์ดได้ถ้าไม่มีชั้นบัฟเฟอร์ n^+ ที่รอยต่อ J_1 ในภาพที่ 2.27 เรียกว่าเป็นรอยต่อของรีเวิร์สบล็อกกิง (Reverse Blocking) ในโครงสร้างของอุปกรณ์มี ชั้นบัฟเฟอร์ n^+ จะทำให้ค่าแรงดันเบรคดาวน์มีค่าลดลงเหลือเพียงสิบกว่าโวลต์ เพราะมีปริมาณสารเจือสูงมากทั้ง 2 ด้านของรอยต่อทำให้ไม่สามารถกันกระแสรีเวิร์สได้

ในภาพที่ 2.28(b) เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D และ V_{GS} ลักษณะเหมือนของมอสเฟท ลักษณะเส้นกราฟจะเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงของกระแสทรานและไม่เป็นเชิงเส้น ณ จุดที่กระแสทรานมีค่าต่ำกว่าค่าหนึ่งเรียกว่า $V_{GS(th)}$ (Threshold Voltage) ไอจีบีทีจะอยู่ในสภาวะ OFF (หยุดนำกระแส) ความต่างศักย์คร่อมเกตและซอร์ส สูงสุดที่ยอมให้ใช้ได้ขึ้นอยู่กับกระแสทรานสูงสุดที่ยอมให้ไหลในตัวไอจีบีที

2.4.3 คุณลักษณะการทำงาน

2.4.3.1 สภาวะการนำกระแส

เมื่อขาเดรนได้รับแรงดันไบแอสตรงคือเป็นบวกเมื่อเทียบกับซอร์สและแรงดันระหว่างเกตและซอร์สมีค่าเกิน $V_{GS(th)}$ ประจุไฟฟ้าบวกที่เกิดจากแรงดันที่ขาเกตจะดึงอิเล็กตรอนให้มารวมอยู่กันภายในบริเวณใต้เกตทำให้ชั้นบ่อดีตรงส่วนใต้เกตแปรสภาพเป็น n (Drift Region) เข้ากับบริเวณ ซอร์ส n (Source Region) ซึ่งลักษณะเช่นนี้เหมือนกับการทำงานของมอสเฟต

กระแสอิเล็กตรอนที่ไหลจากขอสอร์สผ่านบริเวณใต้เกตมายังบริเวณลอยเลื่อน n จะรวมกับโฮล ที่เป็นพาหะข้างน้อยที่ถูกฉีดมาจากชั้นอินเจกชัน P เพราะรอยต่อ J_1 ได้รับแรงดันไบแอส ตรงทำให้ไอจีบีที่อยู่ในสภาวะนำกระแส เกิดการไหลของกระแสจากเดรนไปซอร์สได้ การทำงานรวมกันของโฮมและอิเล็กตรอนภายใต้บริเวณ n เรียกว่าการมอดูเลตสภาพนำ (Conductivity Modulation)

ผลการมอดูเลตนี้จะทำให้ความต้านทานบริเวณ n มีค่าต่ำลงเป็นการเพิ่มความสามารถในการขับผ่านกระแสให้สูงขึ้นซึ่งจะเป็นลักษณะเหมือนกับทรานซิสเตอร์ ผลของความต้านทานที่ลดลงทำให้แรงดันตกคร่อมต่ำลง การสูญเสียกำลังงานขณะนำกระแสจึงลดลงไปด้วยทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลแสดงในภาพที่ 2.24

2.4.3.2 สภาวะหยุดนำกระแส

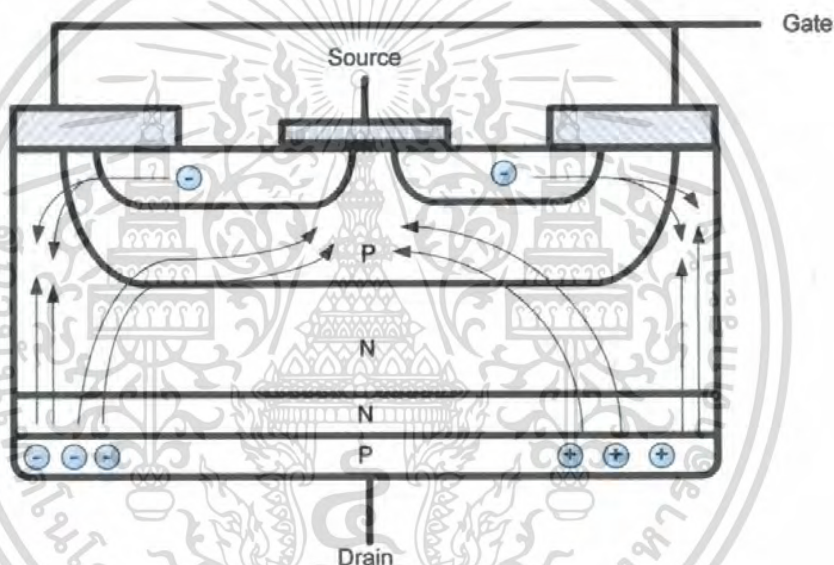
เมื่อแรงดันระหว่างเกตและซอร์สลดลงต่ำกว่าแรงดัน $V_{GS(th)}$ จะทำให้แรงดันไม่เพียงพอสำหรับการแปรสภาพชั้นบ่อดี J_1 เป็น J_2 ไม่ต่อกับบริเวณซอร์ส n ไอจีบีที่จึงอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแส ในสภาวะนี้รอยต่อ J_2 ที่ได้รับแรงดันไบแอสกลับจะเกิดการรั่วไหลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น นอกจากนี้ยังทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะขึ้นที่รอยต่อ J_2 ด้วยบริเวณปลอดพาหะนี้จะขยายบริเวณกว้างขึ้นจนเกินเข้าไปในบริเวณ n ทั้งนี้บริเวณชั้นบ่อดี P มีความหนาแน่นในการโด๊ปสารมากกว่า ถ้าความหนาแน่นของสารที่โด๊ปในบริเวณลอยเลื่อน n มากพอ ก็จะทำให้การขยายบริเวณปลอดพาหะไม่สามารถแตะกับชั้นอินเจกชัน P ได้ ชั้นบัฟเฟอร์ n ก็ไม่จำเป็นต้องทำให้เกิดขึ้นหรือไม่จำเป็นต้องโด๊ปสาร ทั้งสองจะทำให้เกิดการพังทลายด้านไอแอสตรงสำหรับไอจีบีที่ไม่มีสารโด๊ปสารในชั้นบัฟเฟอร์ n^+ ที่จะเรียกว่าไอจีบีที่แบบสมมาตร ซึ่งจะมีอัตราทนแรงดันย้อนกลับสูงพอๆกับการทนแรงดันไหลตรงเหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

การลดความหนาของบริเวณ n ลงแต่ยังมีความสามารถของอัตราทนแรงดันไหลตรงไว้สามารถนำไปต่อเพิ่มในชั้นสาร n^+ เข้าไปเพื่อป้องกันการแตะกันของบริเวณปลอดพาหะกับบริเวณอินเจกชันซึ่งจะเรียกไอจีบีที่ชนิดนี้ว่าไอจีบีที่แบบไม่สมมาตร และจะมีการลดความหนาของบริเวณลอยเลื่อน n - ลงจะส่งผลให้เกิดผลดีสองประการคือ

1. ทำให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำลงเป็นผลให้การสูญเสียกำลังงานน้อยลงด้วย

2. ช่วยลดช่วงเวลาหยุดนำกระแสให้น้อยลง

แต่มีข้อเสียของการเพิ่มชั้นสาร n^+ ก็คือจะลดความสามารถของอัตราทนแรงดันย้อนกลับให้ น้อยลงเหลือเพียงไม่กี่สิบลโวลต์ ทั้งนี้เพราะเมื่อไอจีบีทีได้รับแรงดันไบแอสกลับที่ขาเตรนรอยต่อ J_1 ซึ่งทั้งสองข้างจะมีความหนาแน่นในการโด๊ปสารมากจะไม่สามารถจะไม่สามารถทนแรงดันย้อนกลับได้สูงดังนั้นไอจีบีทีชนิดนี้จึงไม่เหมาะกับงานวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ



ภาพที่ 2.29 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส

2.4.4 การแลทซ์ในไอจีบีที

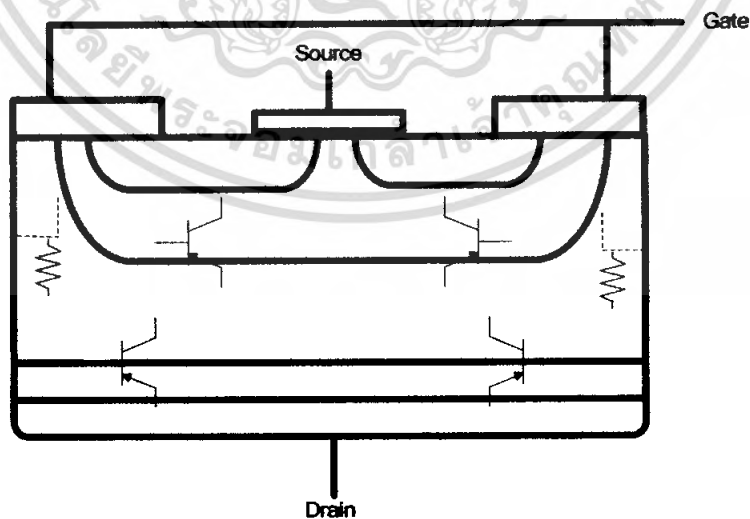
นอกจากโฮลส่วนใหญ่ที่รวมกับวงจรวจรอิเล็กตรอนภายใต้บริเวณ n^+ แล้วยังมีกระแสโฮลที่ไหลเข้าบริเวณ n^+ เข้าสู่บริเวณชั้นบอตต์ P โดยตรง ผลของกระแสโฮลนี้ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานข้างเคียงดังในภาพที่ 2.30 ถ้าแรงดันนี้มีค่ามากคือประมาณ 0.7 โวลต์จะทำให้รอยต่อ J_3 ได้รับการไบแอสตรงเป็นผลให้อิเล็กตรอนจากบริเวณซอร์ส n^+ ถูกฉีดเข้าไปในบริเวณชั้นบอตต์ P

ถ้าดูจากภาพวงจรสมมูลย์ในภาพที่ 2.30 (c) จะหมายถึงขาเบสและขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นได้รับแรงดันไบแอสตรงส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ซึ่งแฝงอยู่ในโครงสร้างของไอจีบีทีอยู่ในสถานะแลทซ์ การนำกระแสทำให้ขาที่เกทไม่สามารถควบคุมปริมาณของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

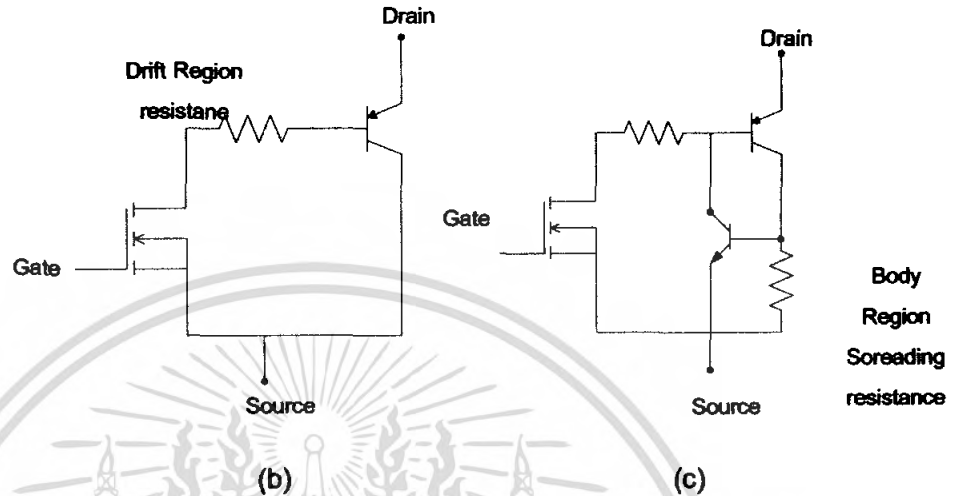
กระแสเดรนได้อีกต่อไปแต่การควบคุมกระแสเดรนนี้จะขึ้นอยู่กับด้านทานที่นำมาต่อจากวงจรภายนอกถ้าหากมีการแลตซ์เกิดขึ้นเป็นเวลานานนอกจากจะทำให้ตัวไอจีบีทีเสียหายได้

ส่วนใหญ่หรือเป็นมาตรฐานคู่มือของผู้ผลิตมักจะมีการบอกค่ากระแสเดรนสูงสุดที่สามารถไหลผ่านไอจีบีทีได้โดยไม่เกิดการแลตซ์ขึ้นแต่เนื่องจากกระแสเดรนถูกกำหนดและควบคุมโดยแรงดันระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส บางครั้งคู่มือจึงบอกค่าแรงดันระหว่างขาเกตและขาซอร์สสูงสุดที่ไม่ทำให้เกิดการแลตซ์แทนการบอกค่ากระแสเดรนสูงสุด (I_{DM}) การแลตซ์ที่เกิดขึ้นข้างต้นเรียกว่าการแลตซ์ในโหมดสแตติกเพราะเกิดขึ้นเมื่อกระแสที่ไหลในสภาวะนำกระแสมีค่าเกิน (I_{DM}) แต่ลักษณะการแลตซ์นี้ก็สมารถนำกระแสเข้าสู่ช่วงหยุดนำกระแสได้ด้วย บางครั้งการแลตซ์นี้อาจเกิดขึ้นได้แม้ว่ากระแสเดรนขณะนำกระแสยังมีค่าต่ำกว่า ทั้งนี้เพราะเมื่อไอจีบีทีหยุดนำกระแสกระแสเดรนจะตกลงอย่างรวดเร็วรอยต่อ J_2 จะต้องรับแรงดันย้อนกลับอย่างรวดเร็วเช่นกัน ผลที่เกิดขึ้นจะทำให้บริเวณประหลาดพาหะขยายบริเวณชั้นบอดี P โดยเฉพาะจะขยายเข้าสู่บริเวณ n^+ มากกว่าเพราะมีความหนาแน่นของการโด๊ปต่ำกว่าการขยายบริเวณประหลาดพาหะอย่างรวดเร็วจะทำให้โฮลที่ค้างอยู่ในบริเวณ n^+ ขณะนำกระแสและยังไม่ได้รวมกับอิเล็กตรอนหลุดรอยจากการขัดขวางของชั้นพาหะเข้าไปสะสมอยู่ในบริเวณรอยต่อ J_2 เป็นการเพิ่มกระแสที่ไหลผ่านตัวความต้านทานข้างเคียงให้สูงขึ้นแรงดันตกคร่อมขาเดรนและขาซอร์สขณะนำกระแสจะมีค่าต่ำกว่าระดับผิดปกติ นอกจากนี้การแลตซ์ยังสามารถเกิดได้เกิดขึ้นเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่รอยต่อในขณะที่กระแสเดรนยังมีค่าต่ำกว่า (I_{DM}) อยู่ได้เช่นกัน



(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 2.30 (a) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์ และมอสเฟตแฝงอยู่
 (b) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของไอจีบีที
 (c) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของทรานซิสเตอร์ที่แฝงอยู่ในไอจีบีที

2.4.5 การป้องกันการแลทซ์

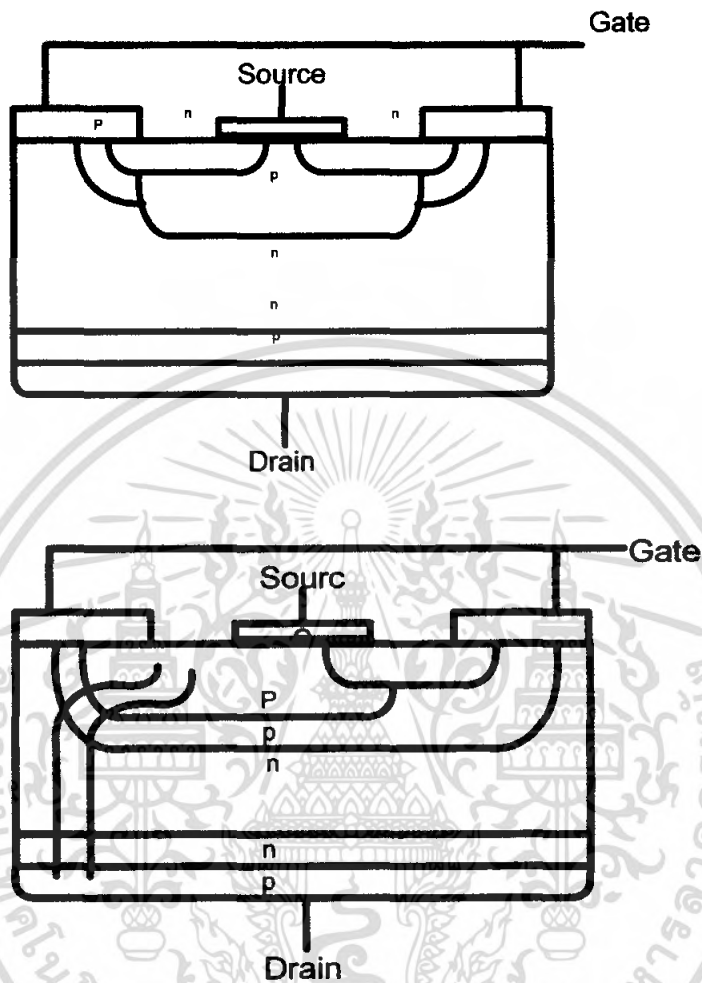
การหลีกเลี่ยงการแลทซ์ของไอจีบีทีสามารถทำได้ทั้งผู้ผลิตและผู้ใช้งานเอง ผู้ผลิตอาจจะออกแบบโครงสร้างในส่วนบริเวณบอดี P ให้มีความต้านทานข้างเคียงมีค่าต่ำที่สุด เพื่อจะได้เพิ่มค่าของ I_{DM} ให้มากที่สุด ซึ่งเป็นการลดความโอกาสที่เกิดการแลทซ์ลงได้

วิธีแรก อาจทำได้โดยลดความกว้างของบริเวณเซอรัส n^+ ลงคือ ลดค่า I_{DM} ที่แสดงในภาพที่ 2.22 ลงนั่นเอง

วิธีที่สอง เป็นการแบ่งระดับความหนาแน่นของการได้ปสารของบริเวณบอดี P ดังในภาพที่ 2.31 จะเห็นว่าบริเวณบอดี P ภายใต้เกตจะได้ปด้วยความหนาแน่นในระดับปกติ 10^{16} cm^{-3} และมีความหนาแน่นน้อยกว่าของบริเวณเซอรัส n^+ แต่ส่วนอื่นที่เหลือของบริเวณบอดี P จะได้ปด้วยความหนาแน่นที่มากกว่า 10^{16} cm^{-3} รวมถึงความหนาแน่นก็มากกว่าด้วย การทำแบบนี้จะทำให้เพิ่มความสามารถในการนำกระแสให้สูงขึ้นเป็นการลดความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้ สำหรับผู้ใช้งานก็สามารถป้องกันการแลทซ์ในโหมดสแตติก โดยออกแบบไม่ให้กระแสที่ไหลในโหมดไหลเกินค่ากระแส และป้องกันการแลทซ์ในโหมดไดนามิกได้โดยหน่วยเวลา ขณะหยุดนำกระแสยาวนานขึ้นเพื่อโฮลที่ยังค้างอยู่ในบริเวณ n^+ มีเวลา (t_{DM}) พอกที่จะรวมกับอิเล็กตรอนในการลดกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้ การหน่วยเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้นทำได้โดยเพิ่มความต้านทานภายนอกอนุกรมเข้ากับขาทกของไอจีบีที



ภาพที่ 2.31 โครงสร้างที่ป้องกันการแลทชในไอจีบีที

2.4.6 วงจรสมมูลของไอจีบีที

วงจรสมมูลของไอจีบีทีแสดงไว้ในภาพที่ 2.30 (a) นั้นจะเห็นว่าบริเวณบอดี้ P ชั้นบริเวณ n^+ และชั้นอินเจกต์ติ้ง P^+ จะคล้ายกับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี โดยแทนได้ด้วยขาคอลเลคเตอร์, เบส และอิมิตเตอร์ ตามลำดับ และบริเวณภายใต้เกทก็แทนได้ด้วยมอสเฟตซึ่งจะมีความต้านทานบริเวณ n^- เชื่อมขาเบสของทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพีเข้ากับขาคอนโทรลของมอสเฟต ซึ่งเมื่อเขียนวงจรมูลออกมาจะได้วงจรดังภาพที่ 2.30 (b)

จากภาพที่ 2.30 (b) จะเห็นว่าเป็นวงจรคาริลิงคั้น โดยมีมอสเฟตเป็นตัวขับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี แต่มีจุดพิเศษที่แตกต่างจากวงจรทั่วไปคือกระแสตรงส่วนใหญ่จะ

ไหลจากอิมิตเตอร์มายังเบสผ่านความต้านทานบริเวณรอบเลื้อน และผ่านขาคอนโทรลของมอสเฟต
 เอกสารนี้จัดทำขึ้นโดยมูลนิธิส่งเสริมการเรียนรู้เทคโนโลยีพระบรมราชูปถัมภ์
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มาจบลงที่ขา ซอร์ส จะมีกระแสส่วนน้อยเท่า ที่ไหลจากอิมิตอร์มายังคอลเล็กเตอร์และขาซอร์ส สำหรับวงจรสมมูลย์ในภาพที่ 2.30 (c) จะแสดงให้เห็นว่าภายใน ไอจีบีทีทรานซิสเตอร์แบ่งอยู่ด้วย โดยไต่จากการที่ทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพีต่อเข้าด้วยกันในลักษณะที่มีการป้อนกลับทำให้เห็น ได้ชัดถึงเหตุที่ทำให้เกิดการแลทซ์ของไอจีบีที

โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลผ่านจากอิมิตอร์มายังคอลเล็กเตอร์ของ ทรานซิสเตอร์ชนิด พีเอ็นพีผ่านความต้านทานข้างเคียงแล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความ ต้านทานสูงกว่า 0.7 โวลต์ทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพีจะนำกระแสส่งผลให้เกิดการแลทซ์ขึ้นใน ไอจีบีทีสำหรับแรงดันตกคร่อมขาเดรนและซอร์สของไอจีบีทีขณะนำกระแส สามารถเขียนเป็น สมการได้ดังนี้

$$V_{DS} = V_{11} + V_{drift} + I_D R_{channel} \quad (2.40)$$

เมื่อเป็นแรงดันไบแอสตรงที่ตกคร่อมรอยต่อพีเอ็นพี จึงมีค่าค่อนข้างคงที่ จะมีการเปลี่ยนแปลงบ้างก็เพียงเล็กน้อย เพราะมีความสัมพันธ์โดยตรงในลักษณะเอ็กโพเนนเชียล กับกระแสทำให้มีค่าอยู่ระหว่าง 0.7-1 โวลต์

V_{drift} เป็นแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานบริเวณลอยเลื่อน ซึ่งความต้านทาน นี้จะมีค่าค่อนข้างคงที่ แต่เมื่อเทียบกับค่าแรงดันในมอสเฟตแล้วจะมีค่าน้อยกว่าเพราะ ผลของการมองดูเลตสภาพน้ำเกิดขึ้นในไอจีบีที

$R_{channel}$ เป็นค่าความต้านทานในย่าน 1-1000 โอห์ม มีค่าค่อนข้างคงที่

$I_D R$ เป็นแรงดันตกคร่อมมอสเฟต

ดังนั้นจึงพอสรุปได้ว่า V_{DS} จะมีค่ากระแสเดรนที่สูงขึ้น โดยทั่วไปไอจีบีทีจะสามารถ ทำงานได้ในอุณหภูมิรอยต่อสูงสุดถึง 150 องศาเซลเซียส และผลการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจาก ค่าอุณหภูมิรอยต่อสูงสุดนี้จะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลง $V_{DS(OH)}$ เพียงเล็กน้อยเท่านั้นเพราะ ไอจีบีทีจะมีค่า $V_{DS(OH)}$ เป็นผลรวมระหว่างแรงดันตกคร่อมมอสเฟตที่มีสัมประสิทธิ์ทาง อุณหภูมิเป็นบวก(หมายถึงอุณหภูมิสูงขึ้นแรงดันตกคร่อมก็สูงขึ้นตาม) กับแรงดันตกคร่อมความ ต้านทานบริเวณลอยเลื่อนที่มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นลบ

บทที่ 3

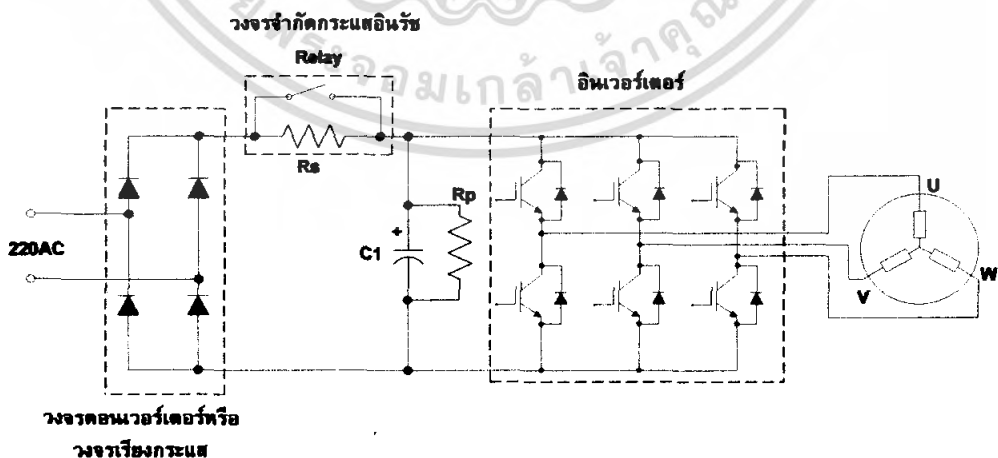
การออกแบบและสร้าง

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบส่วนต่าง ๆ ที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์ จะแบ่งเป็น 3 ส่วน คือ

1. ส่วนวงจรกำลัง
2. ฟังก์ชันการทำงานการทำงานของอินเวอร์เตอร์
3. ส่วนวงจรควบคุม
4. วงจรไฟเลี้ยง

3.1 ส่วนวงจรกำลัง

วงจรกำลังจะประกอบด้วยส่วนหลัก ๆ คือ คอนเวอร์เตอร์หรือวงจรเรียงกระแส, วงจรอินรัช และวงจรอินเวอร์เตอร์ ดังภาพที่ 3.1 ในส่วนของคอนเวอร์เตอร์จะใช้เป็นไดโอดที่หน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสซึ่งจะทำให้ แรงดันทางด้าน dc link มีค่าคงที่เสมอ ต่อมาในส่วนของวงจรอินรัชจะทำหน้าที่จำกัดกระแสที่ไหลไปชาร์จตัวเก็บประจุซึ่งในสภาวะเปิดสวิตช์ครั้งแรกจะมีกระแสไหลชาร์จตัวเก็บประจุสูงมากดังนั้นจึงต้องจำกัดกระแสในคอนเปิดสวิตช์ครั้งแรกโดยใช้ตัวต้านทานจำกัดกระแสที่ไหลไปชาร์จตัวเก็บประจุและเมื่อตัวเก็บประจุชาร์จเต็มสวิตช์ก็จะ on ทำให้มีกระแสไหลผ่านได้โดยตรง และในส่วนของอินเวอร์เตอร์จะเป็นอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส โดยใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง



ภาพที่ 3.1 วงจรกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1 การออกแบบและสร้างชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและสร้างชุดคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันให้กับชุดอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการควบคุมมอเตอร์ ชุดคอนเวอร์เตอร์นี้จะถูกแสดงไว้ในบล็อกแรกของภาพที่ 3.1 ซึ่งชุดดังกล่าวจะประกอบไปด้วยวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์และวงจรกรองที่ใช้ตัวเก็บประจุโดยรับแรงดันทางด้านอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส ขนาดแรงดัน 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ ซึ่งจะทำให้ได้ค่าแรงดันไฟตรงทางด้านเอาต์พุตประมาณ 311 โวลต์ ดังแสดงรายละเอียดวงจรไว้ในภาพที่ 3.1 ความต้านทานที่ต่ออนุกรม (R_s) กับตัวเก็บประจุ จะมีหน้าที่จำกัดกระแสเมื่อเริ่มทำงาน เพราะในช่วงเวลานี้ แรงดันที่ตัวเก็บประจุยังมีค่าประมาณศูนย์โวลต์ทำให้กระแสที่ไหลอัดประจุให้แก่ตัวเก็บประจุมีค่าค่อนข้างสูง ซึ่งกระแสจำนวนนี้จะไหลผ่านไดโอดของวงจรเรียงกระแสซึ่งอาจจะทำให้ไดโอดเสียหายได้ และเมื่อแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเพิ่มขึ้นถึงระดับที่เหมาะสมแล้วตัวต้านทานนี้จะถูกตัดวงจรด้วยรีเลย์เพื่อไม่ให้เกิดกำลังสูญเสียที่ค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรม (R_s) กับตัวเก็บประจุขณะที่วงจรทำงานและวงจรเรียงกระแสจะได้ส่งผ่านกำลังเต็มที่ ส่วนค่าความต้านทานที่ต่อขนาน (R_p) กับตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการคายประจุทิ้งไปเมื่อวงจรหยุดทำงาน เพื่อป้องกันมิให้เกิดอันตรายเนื่องจากประจุที่ค้างอยู่ ทั้งนี้เพราะประจุที่ค้างอยู่มีปริมาณมากและมีแรงดัน โดยรายละเอียดเกี่ยวกับการออกแบบวงจรเรียงกระแสและการออกแบบเพื่อเลือกขนาดของตัวเก็บประจุของวงจรกรอง ไดโอดกำลังขาเข้าโดยทั่วไปจะใช้เป็นไดโอดบริดจ์สำเร็จรูป ความต้านทานอนุกรมที่ใช้จำกัดกระแสขณะเริ่มเปิดเครื่อง และความต้านทานขนานที่ใช้ในการคายประจุเมื่อตอนปิดเครื่องจะได้กล่าวถึงต่อไปนี้

1. การออกแบบค่าและพิกัดของตัวเก็บประจุในวงจรกรอง

ในการออกแบบเบื้องต้นจะเป็นการเลือกค่าตัวเก็บประจุ โดยใช้สมการที่(3.1) โดยกำหนดขนาดแรงดันไฟฟ้าที่ต้องการ เช่น ที่ระดับแรงดัน 220V 1เฟส ซึ่งถ้าแปลงมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงก็จะได้ 311 V เป็นต้น ต้องรู้ค่ากระแสไฟฟ้าที่ใช้งานด้านไฟฟ้ากระแสตรงด้วยอาจจะได้จากการคำนวณหรือดูจากโหลดที่นำไปใช้งาน กำหนดช่วงของกระแสเฟืองของแรงดันไฟตรงเช่น ประมาณ 2 เพอร์เซ็นต์และค่าอีกตัวที่ควรทราบก็คือคาบเวลาของกระแสที่ไหลผ่านไดโอดแต่ละตัว ซึ่งถ้าเราทราบค่าที่เราต้องการเหล่านี้ก็จะสามารถหาค่าตัวเก็บประจุได้จากสมการดังต่อไปนี้

$$Capaciter = \frac{I_{dc} \times period}{ripple\ voltage} \quad (3.1)$$

เมื่อ I_{dc} คือค่ากระแสไฟฟ้าใช้งานทางด้านไฟฟ้ากระแสตรง (แอมแปร์)

period คือคาบเวลาของกระแสที่ไหลผ่านไดโอดแต่ละตัว (10 มิลลิวินาที)

rippie voltage คือค่าแรงดันกระเพื่อม (โวลต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการสงวนลิขสิทธิ์อื่น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

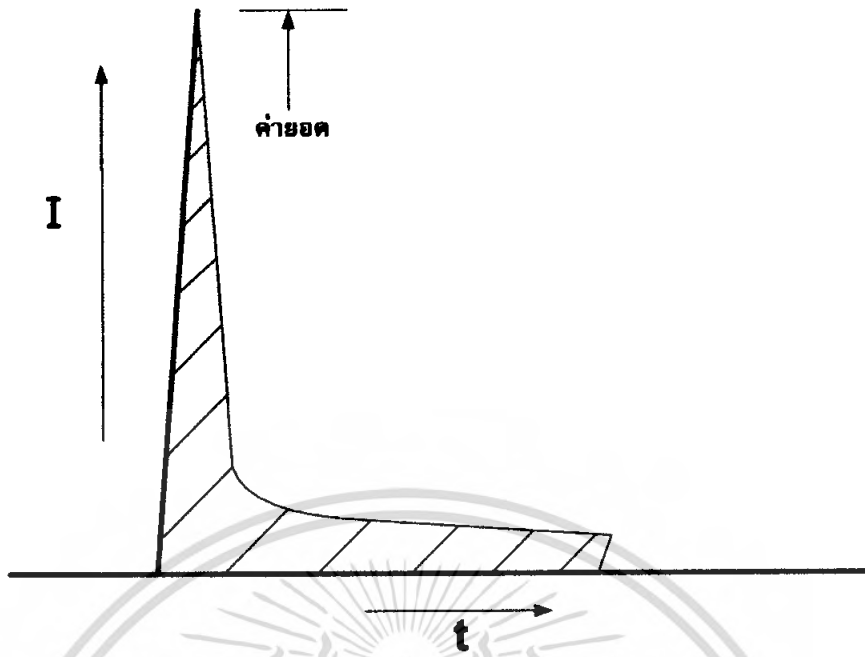
จากสมการ (3.1) ถ้ากำหนดให้พิกัดมอเตอร์มีค่าเท่ากับ 1 แรงม้า หรือประมาณ 0.746kW ค่าตัวประกอบกำลังมีค่าเท่ากับ 0.8 แรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์ 220 V 1 เฟสโดยคิดที่แรงดันไฟฟ้าที่ผ่านวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าเท่ากับ 311V จะได้ค่ากระแสประมาณ 3 A และคิดค่าประสิทธิภาพของชุดอินเวอร์เตอร์ส่วนด้วยแรงดันไฟตรงซึ่งในที่นี้มีค่าเท่ากับ 311 โวลต์ เมื่อนำไปแทนในสมการที่(3.1) โดยยอมให้การกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอยู่ในช่วง 2 เปอร์เซ็นต์ (ประมาณ 6.22V) จะได้ค่าตัวเก็บประจุเท่ากับ 4823 ไมโครฟารัด โดยประมาณอาจจะเลือกตัวเก็บประจุที่มีค่าเท่ากับ 4700 ไมโครฟารัด 400V ชนิดอิเล็กโทรไลติก (Electrolytic) เป็นต้น

2. การเลือกพิกัดของไดโอดกำลังขาเข้าหรือบริดจ์เรียงกระแส

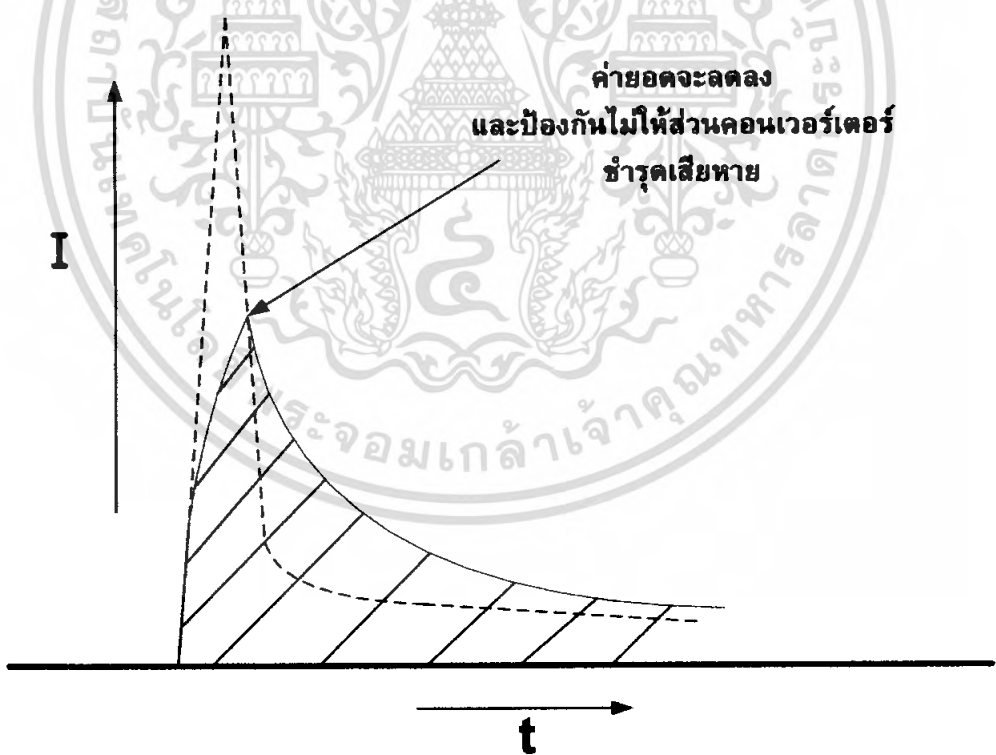
โดยทั่วไปการกำหนดพิกัดของไดโอดจะเป็นการกำหนดพิกัดที่ 25 องศาเซลเซียส แต่การเลือกพิกัดใช้งานต้องคำนึงถึงอุณหภูมิขณะทำงาน โดยที่พิกัดของกระแสไดโอดที่อุณหภูมิ 60 องศาเซลเซียส จะลดลงเหลือประมาณ 0.8 เท่าของพิกัดดังนั้นจึงควรจะใช้ไดโอดที่มีพิกัดเป็น 1.50 ของกระแสที่ใช้งานและในส่วนของแรงดันควรเลือกให้ทนแรงดันภาวะชั่วคราวและสภาวะช่วงอยู่ตัวประมาณ 1.25 เท่าของแรงดันใช้งาน

3. การเลือกความต้านทานอนุกรม (R_s) ที่ใช้จำกัดกระแสอัดประจุ ใน วงจรอินรัช

ในการเลือกพิกัดของตัวต้านทานที่ต่ออนุกรมเพื่อจำกัดกระแสในช่วงเริ่มเปิดเครื่องเมื่อแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไซน์ จะใช้วิธีการประมาณค่าเบื้องต้นจากการคำนวณแล้วปรับค่าจนกระทั่งกระแสในคอนเริ่มอยู่ในเกณฑ์ที่ไดโอดหรือบริดจ์ไดโอดสามารถทำงานได้โดยไม่ได้รับความเสียหาย ซึ่งจากวงจรในรูปที่ (3.1) ในบล็อกรวมของวงจรอินรัชจะใช้รีเลย์เป็นอุปกรณ์ตัดไฟให้ไหลผ่าน relay แทนที่จะไหลผ่านความต้านทานก็จะไหลผ่าน relay ที่มีค่าความต้านทานต่ำกว่าแทนเพื่อลดการสูญเสียโดยจะกำหนดเป็นช่วงเวลาให้ relay ทำงาน จากภาพที่ 3.2 และ 3.3 แสดงผลของกระแสเมื่อมีวงจรอินรัชและไม่มีวงจรอินรัช



ภาพที่ 3.2 กรณีไม่มีวงจรอินรัช



ภาพที่ 3.3 กรณีมีวงจรอินรัช

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. ความต้านทานขนานที่ใช้ในการคายประจุเมื่อตอนปิดเครื่อง

การคำนวณหาค่าความต้านทานที่ใช้ในการคายประจุตามมาตรฐานของ วสท. 408 กำหนดให้ตัวเก็บประจุที่ใช้กับแรงดันไม่เกิน 600 โวลต์ จะต้องมีความต้านทานต่ออยู่เพื่อช่วยให้ตัวเก็บประจุคายประจุให้แรงดันเหลือ 50 โวลต์ ภายในเวลา 1 นาที ค่าความต้านทานในการคายประจุสามารถหาได้จากสมการดังนี้

$$e_c = 1.1 V_{DC} e^{\frac{-60}{RC}} \quad (3.2)$$

เมื่อ $V_{DC} = 311$ โวลต์ $e_c = 50$ โวลต์ $C = 1000$ ไมโครฟารัด จากข้อกำหนดข้างต้นจะได้ค่าความต้านทานที่ใช้ในการคายประจุประมาณเท่ากับ 31 กิโลโอห์ม ในทางปฏิบัติเลือกใช้ค่าความต้านทานในการคายประจุขนาด 50 กิโลโอห์ม 10 วัตต์ จำนวน 1 ตัว โดยต่อผ่านหน้าสัมผัสของรีเลย์ดังที่แสดงวงจรไว้ในภาพที่ 3.1

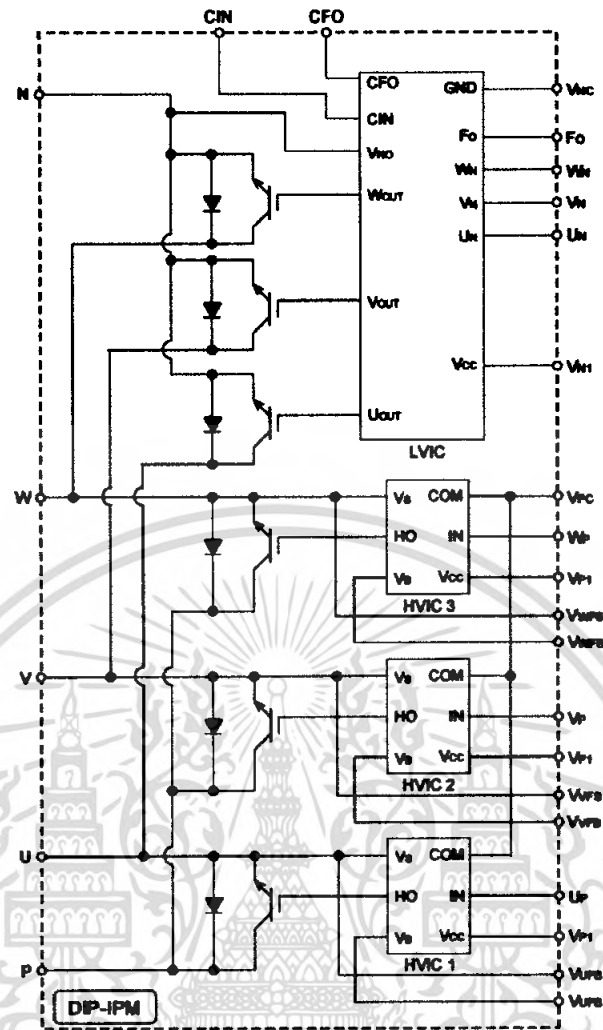
3.1.2 การออกแบบและสร้างชุดอินเวอร์เตอร์

ในส่วนนี้เป็นส่วนที่รับไฟฟ้ากระแสตรงจากส่วนของคอนเวอร์เตอร์เพื่อจ่ายให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ การทำงานคือจะแปลงไฟฟ้าจากกระแสตรงเป็นกระแสสลับที่ความถี่ต่าง ๆ เพื่อป้อนให้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ ในส่วนของอินเวอร์เตอร์นี้จะใช้ IGBT แบบโมดูลของบริษัทมิตซูบิชิ รุ่น PM15RSH120 สำหรับการควบคุมการทำงานของมอเตอร์ขนาด 1 แรงม้า ซึ่งมีคุณสมบัติคือ ทนแรงดันได้ 600 โวลต์ รองรับการจ่ายกระแสได้ 15 แอมแปร์ และสามารถส่งสัญญาณพอลต์จากตัวโมดูลเพื่อใช้ในการหยุดสัญญาณขับในกรณีที่เกิดลัดวงจร , หรือกระแสเกินและสามารถรองรับความถี่สวิตชิงสูงสุดได้ถึง 5 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.4



(ก) โครงสร้างภายนอกของIGBT โมดูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

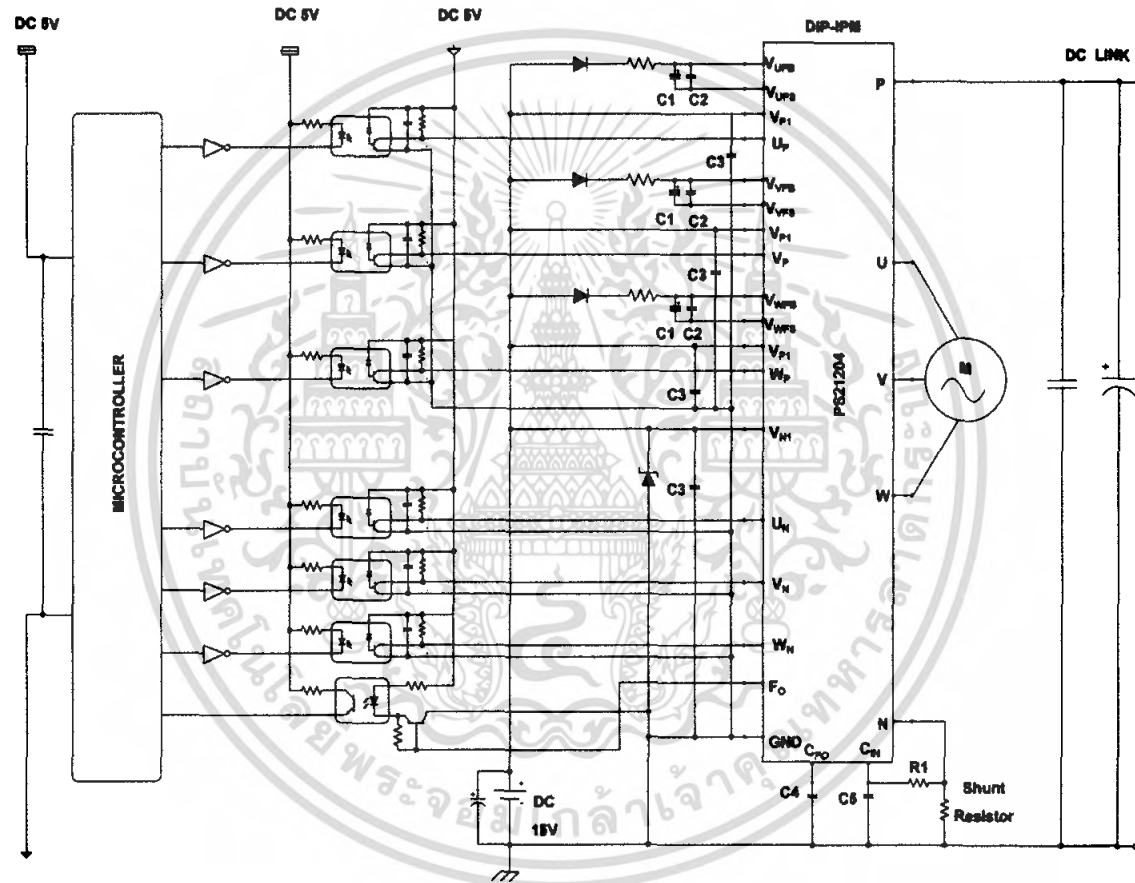


(ข) โครงสร้างภายในของ IGBT โมดูล

ภาพที่ 3.4 IGBT โมดูลรุ่น PS21204

การควบคุมการทำงานของสวิตช์กำลังแบบโมดูลนี้จะต้องมีวงจรแยกโดดสัญญาณ (Isolate) ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานซึ่งวงจรแยกโดดสัญญาณที่ใช้ในการทำโครงการนี้จะประกอบไปด้วยออปโตไดโอด (opto) TLP 559 จำนวน 6 ตัว ทำหน้าที่แยกโดดสัญญาณทางไฟฟ้า โดยออปโตไดโอดที่ใช้งานจะรับไฟ 5 โวลต์แยกกันระหว่างด้านไฟไดโอดและทางด้านทรานซิสเตอร์ การควบคุมการทำงานของ IGBT โมดูลจะถูกควบคุมโดยควบคุมผ่านออปโตไดโอดโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นอุปกรณ์ควบคุม ในการใช้งานจริงจะใช้ นีโอดเกต เบอร์ 74HC04 เป็นตัวกลับสัญญาณที่มาจากไมโครคอนโทรลเลอร์แล้วส่งสัญญาณไปควบคุมการทำงานของออปโตไดโอดเพื่อควบคุมการทำงานของโมดูลอีกทีหนึ่ง และการทำงานของวงจรส่งสัญญาณฟอสต์นี้ จะแยกโดดโดยใช้ ออปโตไดโอด (opto) TLP 521 รับสัญญาณฟอสต์แล้วส่งสัญญาณไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อหยุดการทำงานในกรณีที่เกิดลัดวงจรหรือกระแสเกิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

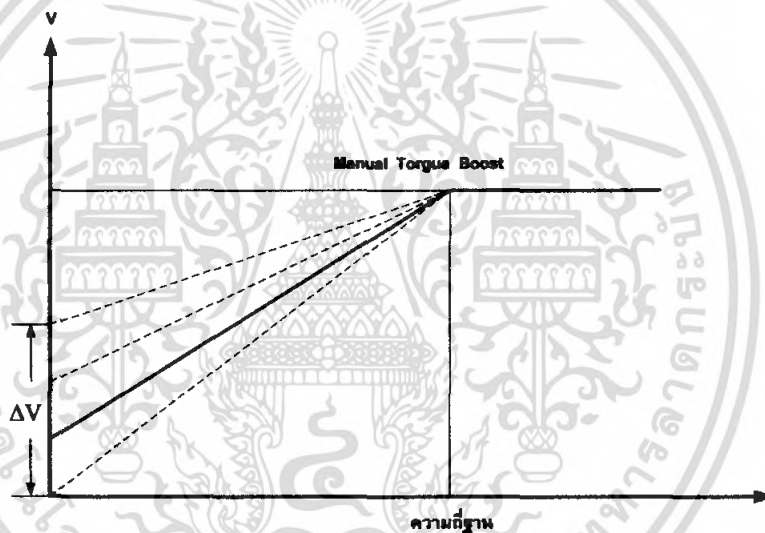


ภาพที่ 3.5 วงจรแยกโหนดและชุดขับ IGBT โมดูล

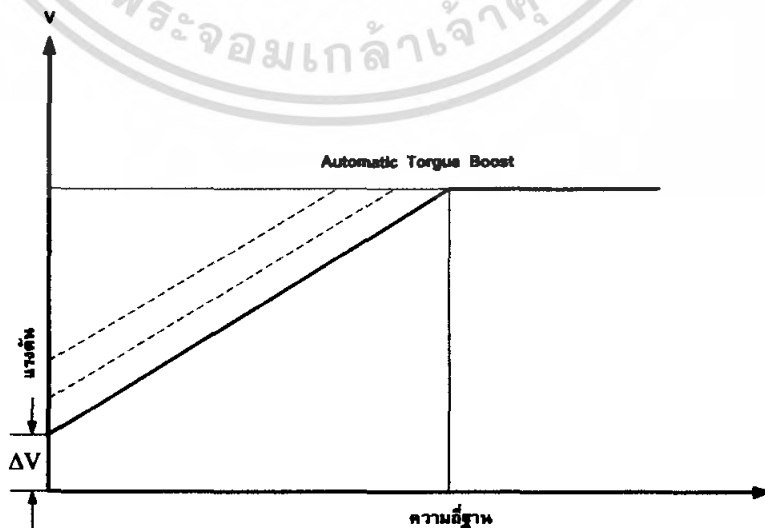
3.2 ฟังก์ชันการทำงานการทำงานของอินเวอร์เตอร์

ฟังก์ชันการทำงานโดยทั่ว ๆ ไปของอินเวอร์เตอร์ที่นำมาขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ในการสตาร์ทมอเตอร์ ในช่วงความถี่ต่ำ ๆ จะมีแรงดันส่วนหนึ่งตกคร่อมอยู่ที่อิมพีแดนซ์ของมอเตอร์จึงทำแรงบิดของมอเตอร์มีขนาดลดลง ถ้าแรงบิดของมอเตอร์ในขณะนั้นมีค่ามากกว่าแรงบิดของโหลดมอเตอร์ก็จะเริ่มหมุน แต่ถ้าแรงบิดของโหลดมีค่าสูงกว่า มอเตอร์ก็จะไม่หมุนจะหยุดอยู่ในสภาพล๊อค แก้ไขได้โดยการเพิ่มแรงดัน ΔV เพื่อชดเชยแรงดันที่ตกที่อิมพีแดนซ์ของโหลด เพื่อให้แรงบิดของโหลดมีค่าสูงกว่าแรงบิดของโหลดในย่านความถี่ต่ำ ๆ การเพิ่มแรงดันนี้เราเรียกว่า “ ทอร์กบูสต์ ” ชนิดของทอร์กบูสต์แบ่งออกได้ดังนี้

1. ทอร์กบูสต์ด้วยมือ ให้แรงดันส่วนที่เพิ่มขึ้นแปรผันกับความถี่ f โดยไม่ขึ้นกับกระแสของมอเตอร์
2. ทอร์กบูสต์อัตโนมัติ ตรวจวัดกระแสของมอเตอร์แล้วนำมากำหนดขนาดส่วนเพิ่มของแรงดันโดยอัตโนมัติ



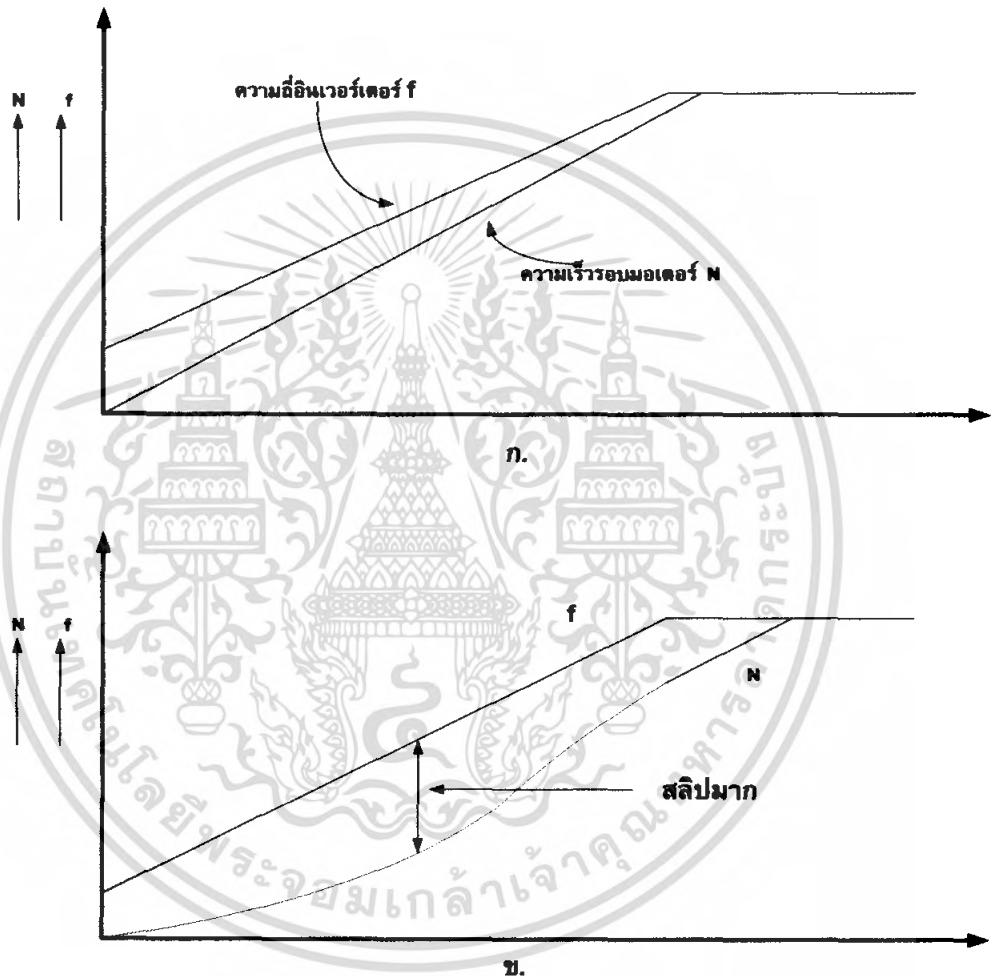
ภาพที่ 3.6 ทอร์กบูสต์ด้วยมือ



ภาพที่ 3.7 ทอร์กบูสต์อัตโนมัติ

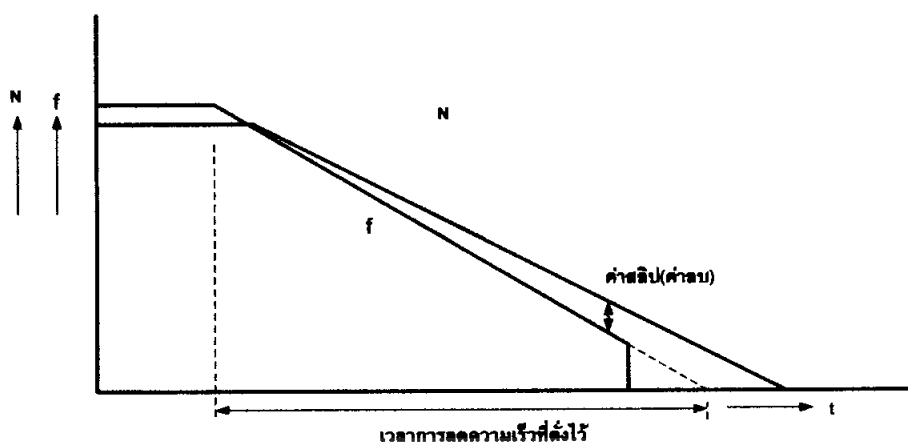
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลังจากที่มอเตอร์เริ่มหมุนแล้ว ก็ทำการควบคุมความถี่ของมอเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนถึงความถี่ที่ต้องการ ช่วงเวลาในการควบคุมความถี่ให้เพิ่มขึ้นเรื่อยๆ นี้เรียกว่า “ เวลาการเร่งความเร็ว ” ถ้าตั้งเวลาการเร่งความเร็วไว้นานพอ ความเร็วของมอเตอร์ N ก็จะเพิ่มไล่ตามความถี่ f ด้วยค่าสลิปเสมอ โดยค่าสลิปนี้จะขึ้นอยู่กับค่า GD^2 ของโหลดและของมอเตอร์รวมกัน แต่ถ้าตั้งช่วงเวลาการเร่งไว้สั้นเกินไป ก็จะทำให้ค่า f และ N ต่างกันมากทำให้ค่าสลิปมากกระแสของมอเตอร์ก็จะไหลมากจนกลายเป็นกระแสเกินในที่สุด ดังภาพ 3.8



ภาพที่ 3.8 (ก) ตั้งเวลาการเร่งความเร็วไว้นานพอ
(ข) ตั้งช่วงเวลาการเร่งไว้สั้นเกินไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.9 แสดงการตั้งค่าเวลาในการลดความเร็วเหมาะสม

ในกรณีที่ใช้อินเวอร์เตอร์ขับเคลื่อนมอเตอร์ เมื่อลดความเร็วถึงจุดความเร็วของมอเตอร์ก็จะลดลงตามจนกระทั่งหยุดหมุนในที่สุด โดยใช้เวลาในการหยุดตามที่ตั้งค่าไว้ แต่ถ้าตั้งค่าเวลาในการลดความเร็วสั้นเกินไป จะทำให้ความเร็วของมอเตอร์มีค่ามากกว่าความเร็วของอินเวอร์เตอร์ ทำให้ค่าสลลิปเป็นลบ มอเตอร์จะทำงานเหมือนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าผลิตไฟจ่ายกลับคืนไปให้อินเวอร์เตอร์ทำให้แรงดันไฟตรงที่ตกคร่อมวงจรอินเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นทำให้เป็นอันตรายกับวงจรอินเวอร์เตอร์

ซึ่งในการทำโครงการนี้ฟังก์ชันของอินเวอร์เตอร์ที่ได้ทำการออกแบบไว้เพื่อใช้ในการพัฒนาต่อในรุ่นต่อ ๆ ไปประกอบด้วย

1. ความถี่สูงสุดที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์คือ 250 HZ
2. ระดับแรงดันที่ใช้งานหรือแรงดันขาเข้า 220VAC หรือ 311 VDC
3. สามารถปรับทอร์คบูสต์ตั้งแต่ 0 – 20%
4. คาบเวลาการเร่งความเร็ว และลดความเร็ว ในช่วง 5-20 ms

3.3 ส่วนวงจรควบคุม

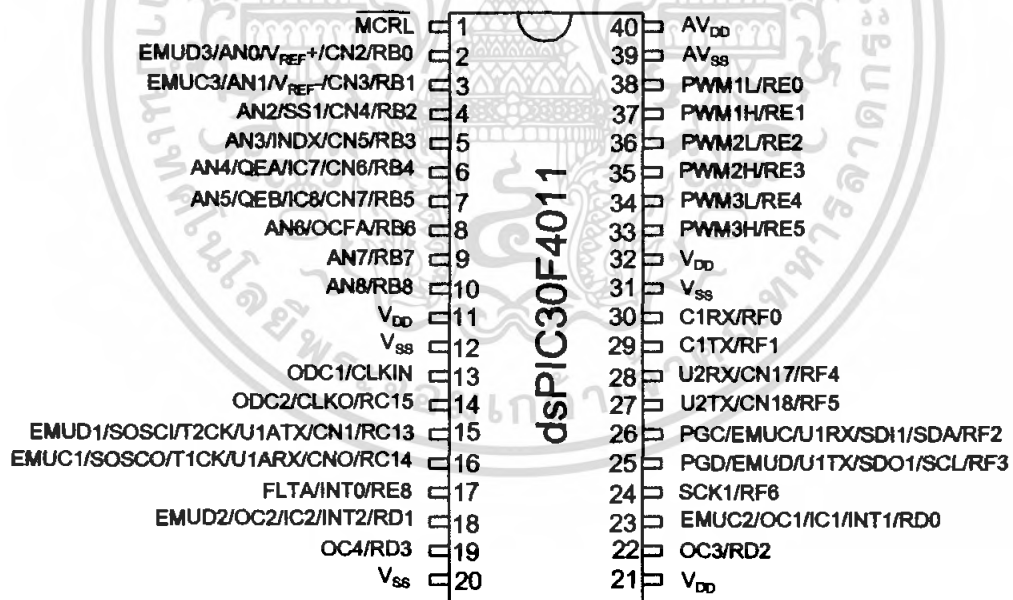
ในส่วนของการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์จะใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์ ข้อมูลจำเพาะของไมโครโปรเซสเซอร์ dsPIC30F4011 ทางด้านฮาร์ดแวร์

เปรียบเทียบกับ ซี พี ยู ตัวอื่นที่มีความสามารถใกล้เคียงกันทางด้านราคา ถือว่าสมเหตุสมผลทางด้านคุณภาพก็อยู่ในระดับกลางเหมาะสมต่อการนำไปใช้งานที่ไม่ซับซ้อนมาก ส่วนคุณสมบัติที่สำคัญคือคุณสมบัติในการสร้างสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม นั้นถือว่าตรงกับจุดประสงค์ของการนำมาใช้งาน และก็มีจำนวนเพียงพอต่อการใช้งาน จึงได้พิจารณาเลือก dsPIC30F4011 มาใช้ในการสร้างสัญญาณควบคุมอินเวอร์เตอร์แบบ สเปซเวกเตอร์

จากการศึกษาในเรื่องอินเวอร์เตอร์ในข้างต้นจะทราบว่า การจะสร้างสัญญาณทางด้านเอาร์ทพุตได้นั้นต้องอาศัยการกระตุ้นที่ขาเกต หรือ ทริกเกอร์ เพื่อที่จะทำให้อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งทำงาน (นำกระแส)

ตารางที่ 3.1 เปรียบเทียบ ซี พี ยู ตระกูล dsPIC30Fxxx

Device	Pins	Program Mem. Bytes/Instruction	SRAM Bytes	EEPROM Bytes	Timer 16-bit	Input Cap	Output Comp/Std PWM	Motor Control PWM	A/D10-bit 500Kcps	Quad Enc	UART	SPIM	ICM	CAN
dsPIC30F2010	28	12K/4K	512	1024	3	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	-
dsPIC30F3010	28	24K/8K	1024	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	-
dsPIC30F4012	28	48K/16K	2048	1024	5	4	2	6 ch	6 ch	Yes	1	1	1	1
dsPIC30F3011	40/44	24K/8K	1024	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	-
dsPIC30F4011	40/44	48K/16K	2048	1024	5	4	4	6 ch	9 ch	Yes	2	1	1	1
dsPIC30F5015	64	66K/22K	2048	1024	5	4	4	8 ch	16 ch	Yes	1	2	1	1
dsPIC30F6010	80	144K/48K	8192	4096	5	8	8	8 ch	16 ch	Yes	2	2	1	2



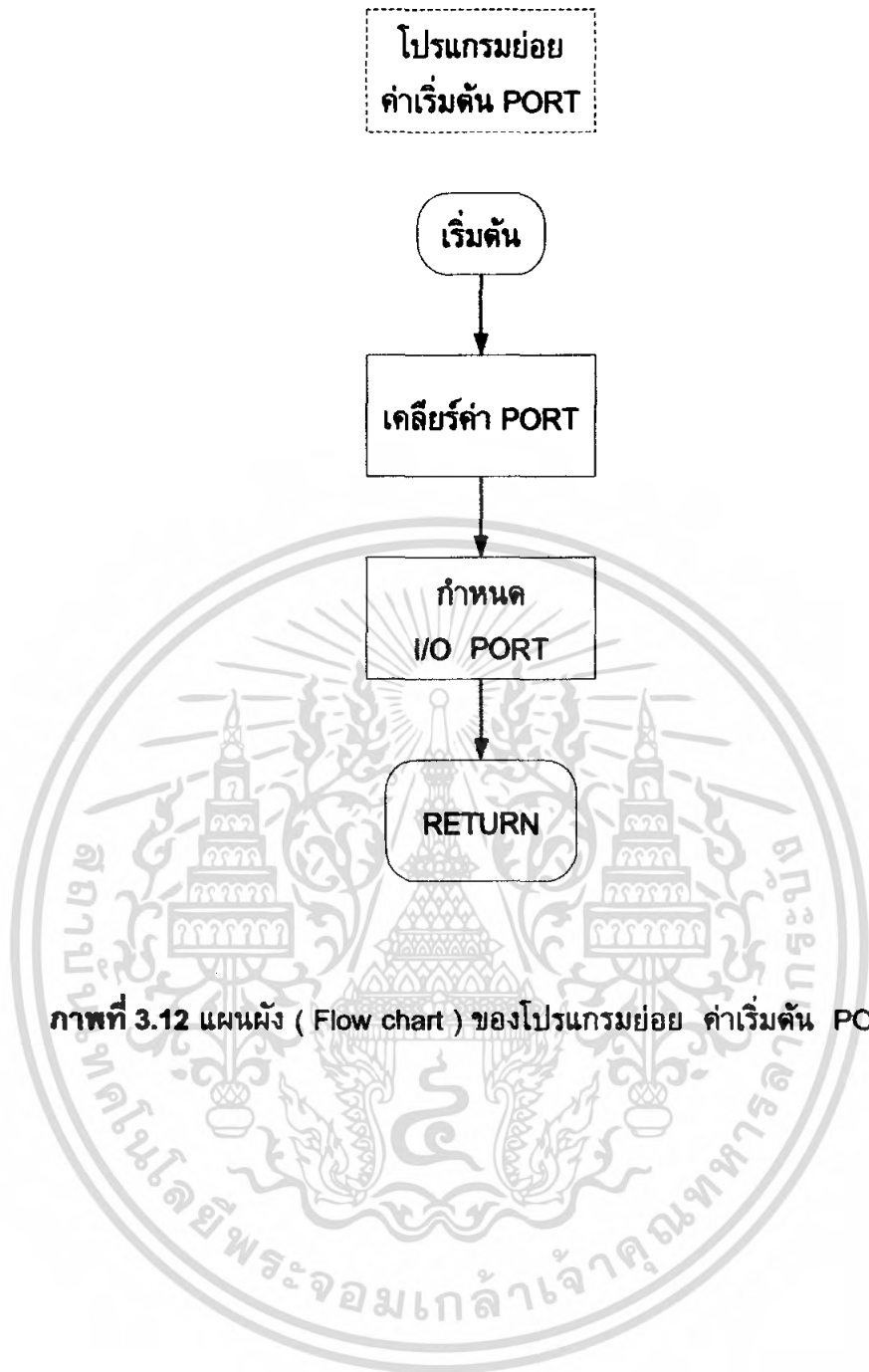
ภาพที่ 3.10 ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ในโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

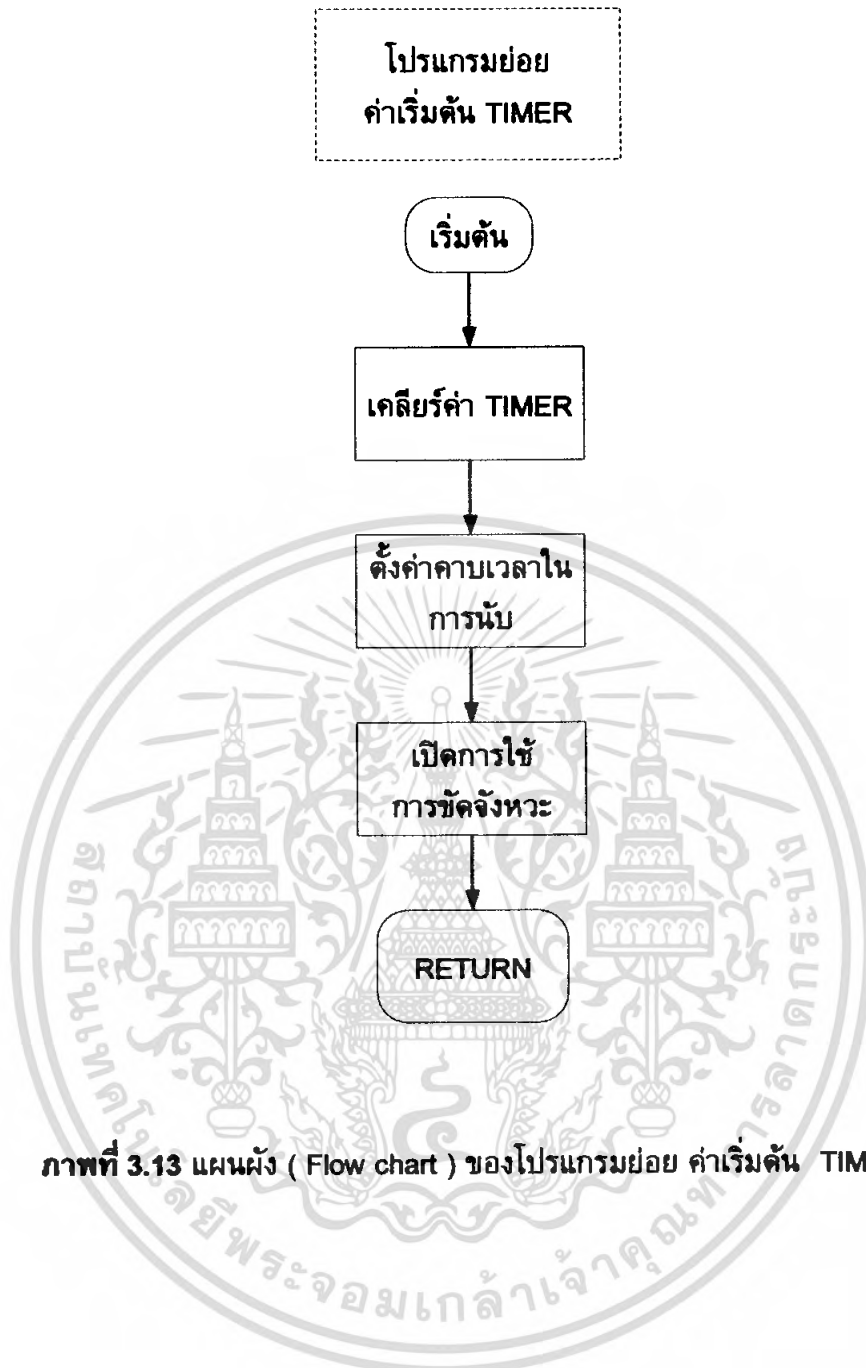
จากรูป ซี พี ยู จะเห็นว่า dsPIC30F4011 จะมีเอาต์พุตพอร์ทของสัญญาณ พี ดับบลิว เอ็ม อยู่ 1 พอร์ท (พอร์ท E , E1-E8)จำนวน 7 ขา ซึ่งเพียงพอต่อการใช้งานในโครงการนี้ แนวความคิดในการเขียนโปรแกรมควบคุมสัญญาณกระตุ้นขาเกท



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

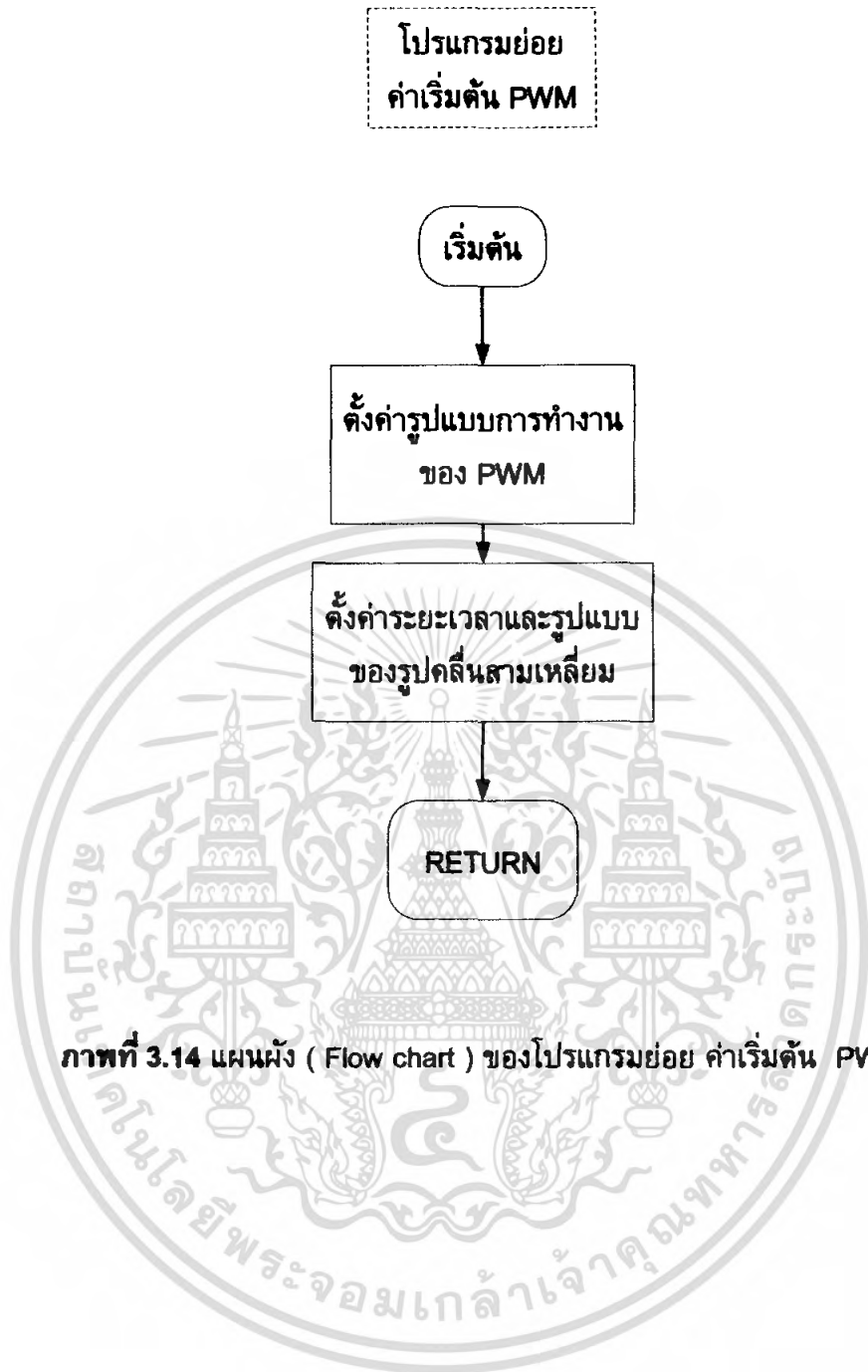


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



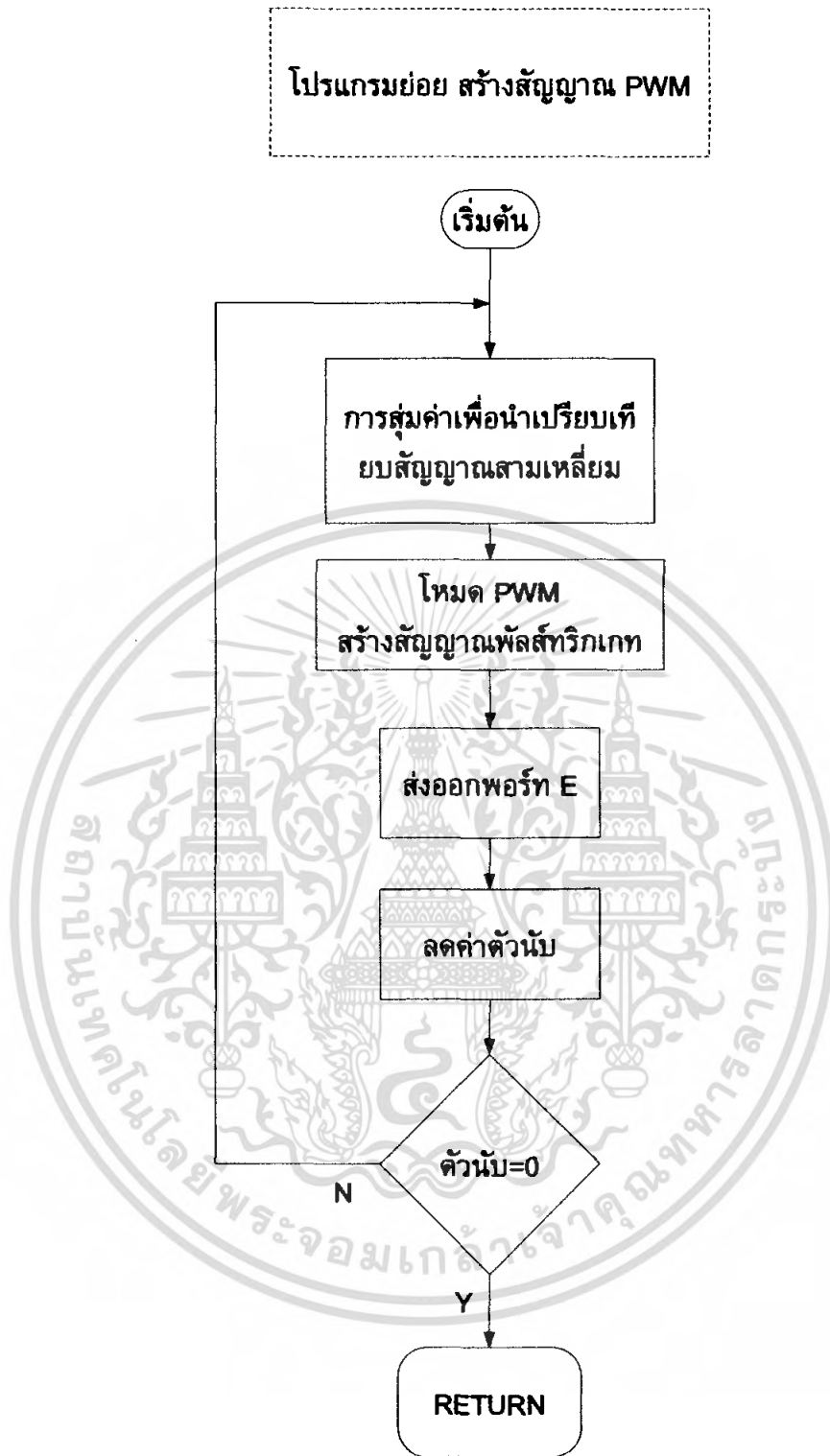
ภาพที่ 3.13 แผนผัง (Flow chart) ของโปรแกรมย่อย คำเริ่มต้น TIMER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.14 แผนผัง (Flow chart) ของโปรแกรมย่อย ค่าเริ่มต้น PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 3.15 แผนผัง (Flow chart) ของโปรแกรมย่อย สร้างสัญญาณ PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของโปรแกรมรอก จะเป็นตัวคำนวณ ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ การรับค่าอินพุต การเปลี่ยนความถี่

การทำงานของโปรแกรมย่อย สร้างสัญญาณ PWM จะรับค่าพารามิเตอร์จากโปรแกรมรอกมาทำการสุ่มหาค่า และนำค่าที่ได้ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยมสร้างสัญญาณ PWM ออกมาที่พอร์ท E

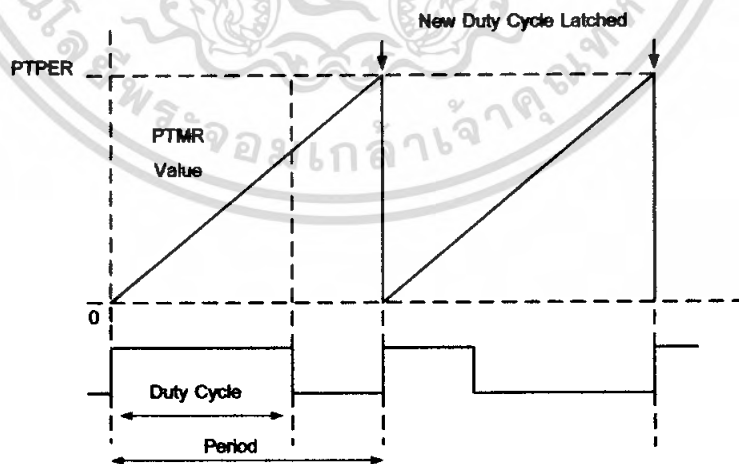
สิ่งสำคัญในการเขียนโปรแกรมนี คือ คาบเวลาในการนับของ TIMER ซึ่งจะ เป็นคาบเวลาในการขัดจังหวะด้วยเช่นกันหากกำหนดให้ TIMER ตัวนั้นๆ เป็น INTERRUPT TIMER และ จะเป็นคาบเวลาเดียวกับคาบเวลาในการสวิตช์ ซึ่งในโครงงานนี้ใช้ 5 kHz หรือ 200 μ s ซึ่งสามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\text{คาบเวลาที่จะป้อนให้ timer} = \frac{1}{f} \left[\frac{\text{ความถี่ของสัญญาณนาฬิกา} \times \text{อัตราขยายความเร็วสัญญาณนาฬิกา}}{\text{จำนวน clock ต่อ 1 คำสั่ง}} \right] - 1$$

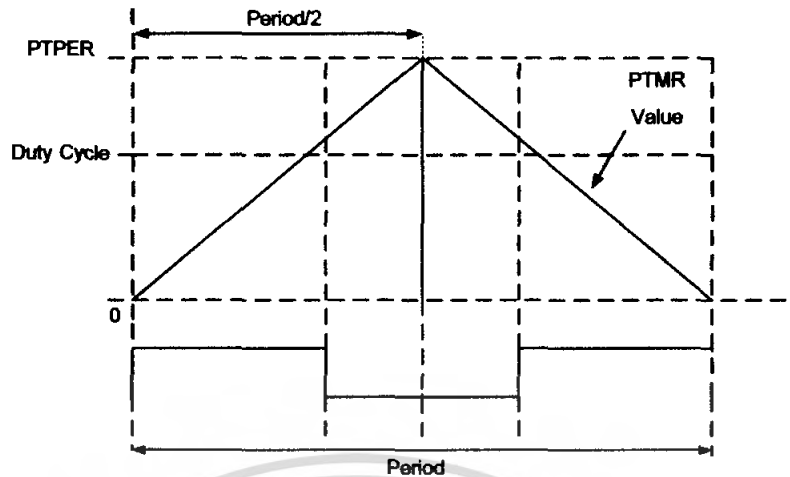
$$\frac{1}{5000} \left[\frac{7372800 \times 16}{4} \right] - 1 = 5898$$

นอกจากนี้ยังมีค่าคาบเวลาของสามเหลี่ยมอ้างอิงในโหมด PWM ซึ่งค่าเวลาขึ้นอยู่กับรูปแบบของสัญญาณสามเหลี่ยมที่นำมาใช้เปรียบเทียบในโหมด PWM

แบบที่ 1 สามเหลี่ยมฟันเลื่อย



ภาพที่ 3.16 สามเหลี่ยมฟันเลื่อย



ภาพที่ 3.17 แบบสามเหลี่ยม

ซึ่งค่าคาบเวลาคำนวณได้จากสมการ

แบบที่ 1

$$T_{PWM} = \frac{T_{CY} \cdot (PTPER + 1)}{(PTMR \text{ Prescall Value})}$$

แบบที่ 2 จะใช้สมการเดียวกันแต่จะมีค่าเป็น 2 เท่า

$$T_{PWM} = \frac{T_{CY} \cdot (PTPER + 1)}{(PTMR \text{ Prescall Value})} \times 2$$

โดย

T_{CY} คือ คาบเวลาของ Crystal Clock ที่นำมาป้อนให้ระบบ

T_{PWM} คือ คาบเวลาของการสวิตช์ในที่นี้กำหนดไว้ที่ 5 kHz หรือ 200 μ s

PTMR Prescall Value ค่าตัวคูณของความเร็วของ Clock ของระบบ

นอกจากโหมด PWM แล้วยังมีโหมดที่สำคัญในการเขียนคำสั่งควบคุมการกำเนิดสัญญาณ SVPWM อีกหนึ่งโหมดคือ โหมดอินเตอร์รัพ ซึ่งจะเกี่ยวข้องกับการขัดจังหวะ โดยมีเงื่อนไขของเวลามาเกี่ยวข้องเพื่อให้การสุ่มค่านั้นมีค่าเวลาที่แน่นอน คือจะทำการสุ่มค่าในทุกๆครั้งที่สัญญาณขัดจังหวะ

3.3.1 การเปลี่ยนค่า V_H

จะสามารถทำได้ คือจะต้องหาสมการมาใช้ในการคำนวณ ในส่วนของโปรแกรมรอม เพื่อให้ได้ค่า ไมโครเลขขั้นอินเด็กซ์ แล้วนำมาคูณกับค่าที่ทำการสุ่มออกมา

3.3.2 การเปลี่ยนค่าความถี่(f)

จะสามารถทำได้ คือสามารถทำได้ด้วยวิธีการ เปลี่ยนระยะห่างของการสุ่มค่า จากตารางที่บันทึกค่าลงในหน่วยความจำของไมโครโปรเซสเซอร์ จากทฤษฎีจะเห็นได้ว่าการคำนวณค่าเวลาจากค่ารูปแบบของการคำนวณเวลานั้นมีลักษณะเดียวกันเพียงแต่จะมีลำดับการคิดเวลาที่ต่างกัน โดยมีองค์ประกอบหลักๆดังนี้

$$T_1 = M_a \sin(60 - \gamma)$$

$$T_2 = M_a \sin \gamma$$

$$T_0 = T_Z - T_1 - T_2$$

โดย

T_Z คือค่าเวลาในการสวิตช์ $200 \mu s$

การเปลี่ยนความถี่สามารถเปลี่ยนจากระยะห่างของการสุ่มค่าโดยจะเปลี่ยนจำนวนครั้งในการสุ่มทั้งหมดไปด้วย ยกตัวอย่างเช่น

จำนวนครั้งในการสุ่ม ที่สัญญาณ PWM ที่สร้างสัญญาณ SIN 50 Hz

จำนวนครั้งในการสุ่ม = ความถี่ของสัญญาณสามเหลี่ยม/ความถี่ที่ต้องการ

ทางด้าน Output

จำนวนครั้งในการสุ่ม = $5,000/50 = 100$ ครั้ง/6เซคเตอร์

หรือประมาณ 17 ครั้ง/1เซคเตอร์

การสุ่มค่า 17 ครั้งจากค่า 256 ค่า จะได้ 15 ค่า/ครั้ง

ถ้าหากความถี่ ที่ 100 Hz จะได้จำนวนการสุ่ม = 50 ครั้ง ($5000/100 = 50$)

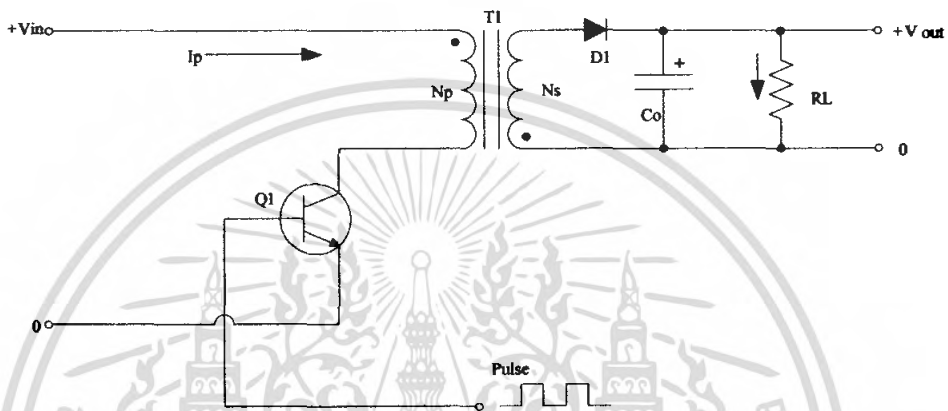
หรือประมาณ 8 ครั้ง/1เซคเตอร์ ($50/6 = 8$)

ระยะห่างในการสุ่มประมาณ 31 ค่า/ครั้ง

ซึ่งในการสุ่มค่า SIN เพื่อหา ค่า $T_1 = M_a \sin(60 - \gamma)$ จะสุ่มค่าจากทางด้านหลังเริ่มนับจากค่าที่ 256 ขึ้นมาหาค่า 1 โดยการเช็คเซคเตอร์จากค่า Address ของค่าสุดท้าย และค่าแรกของตาราง หากอยู่นอกเหนือขอบเขต ให้เปลี่ยนเซคเตอร์

3.4 การออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายไฟเลี้ยง

วงจรไฟเลี้ยงจะใช้เป็น switching power supply ภายในวงจร Switching จะมีการนำวงจร Bridge Rectifier มารวมอยู่ในวงจร Switching โดยที่ Switching power supply จะทำหน้าที่จ่ายไฟฟ้าเพื่อเลี้ยง Microcontroller และส่วนอื่นภายในระบบทั้งหมด เช่น พัดลม ระบายอากาศ ซึ่งวงจรที่ใช้งานก็คือวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter) เนื่องจากค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำเมื่อเทียบกับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแบบอื่น ๆ ในช่วง 50 วัตต์ ถึง 150 วัตต์และมีข้อดีที่สามารถจ่ายไฟได้หลายระดับแรงดันโดยมีวงจรพื้นฐานดังนี้

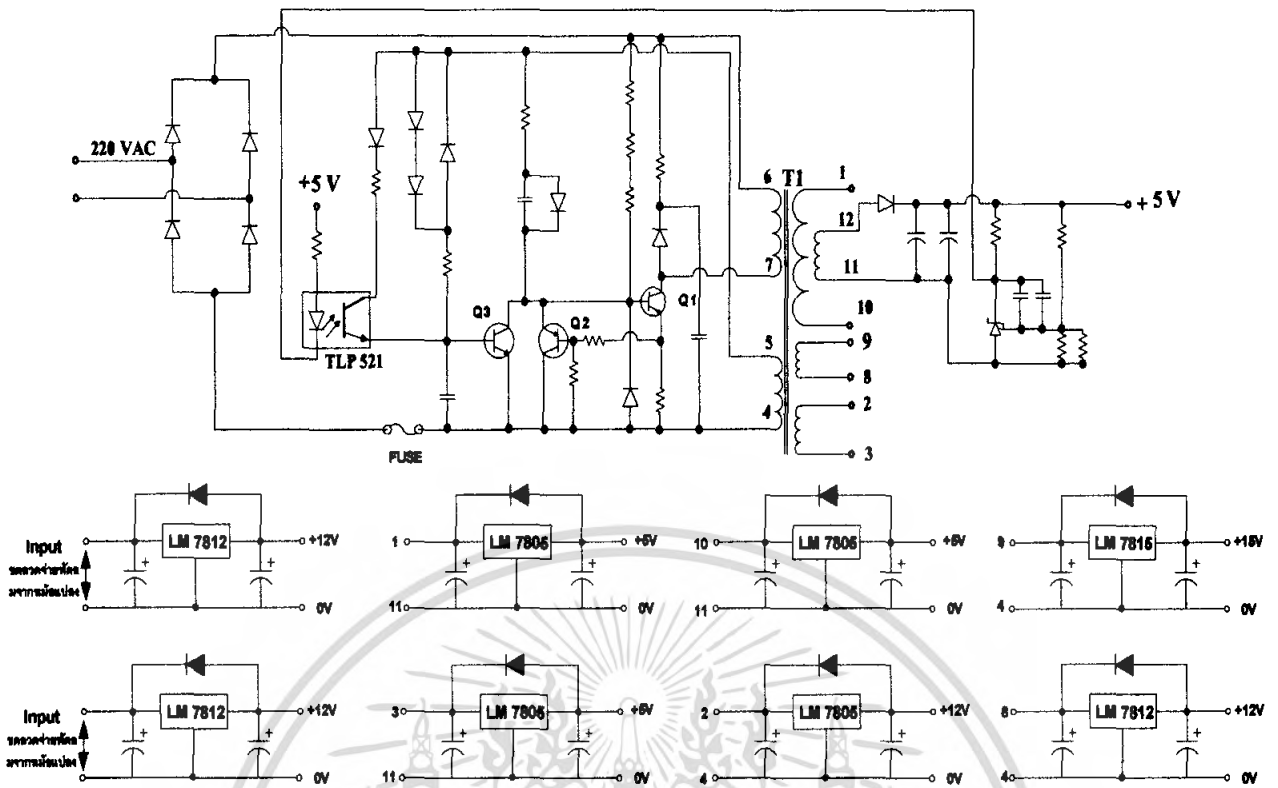


ภาพที่ 3.18 วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของวงจรคือเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 จะทำงานนำกระแส (on) และหยุดนำกระแส (off) สลับกันไปตามสัญญาณ Pulse ที่มาจากวงจรควบคุม เมื่อ Q1 ON จะมีกระแสไหลผ่านขดลวดไพรมารีในขณะที่ทางด้านเซคันดารีขดลวดถูกพันแบบกลับทิศกับขดไพรมารีทำให้ขณะที่กระแสไหลผ่านขดลวดไพรมารี จะทำให้ไดโอด D1 ถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลผ่านไปยังโหลด RL ในขณะเดียวกันขดไพรมารีก็จะสะสมพลังงาน และเมื่อ Q1 OFF หรือหยุดนำกระแสทำให้กระแสค่อยลดลงหรือยุบตัวลงทำให้ไดโอด D1 นำกระแสเนื่องจากถูกไบแอสตรงพลังงานที่ถูกสะสมในขดไพรมารีในช่วงที่ Q1 นำกระแสจะถูกถ่ายเทไปยังขดเซคันดารีและมีกระแสไหลไปยังโหลดและตัวเก็บประจุและเมื่อ Q1 ON อีกครั้ง ตัวเก็บประจุจะคายประจุจ่ายโหลด RL เพื่อรอ Q1 OFF จะเป็นเช่นนี้ไปเรื่อย

วงจรควบคุมการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในความเป็นจริงสามารถใช้การควบคุมได้หลายรูปแบบแต่ในการทำโครงการจะเลือกใช้การควบคุมแบบโดยใช้ออปโต เนื่องจากเป็นอุปกรณ์ที่ถูกออกแบบมาให้แยกส่วนกันทางไฟฟ้าเพื่อความปลอดภัยกับผู้ที่ใช้งาน เมื่อมีเหตุขัดข้องและเป็นที่ยอมรับนอกจากจะมีวงจรควบคุมและจะต้องมีวงจรป้องกัน (Snubber) เพื่อใช้ในการป้องกันความเสียหายที่จะเกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ด้วยซึ่งวงจรที่ใช้งานจะเป็นดังภาพที่ 3.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



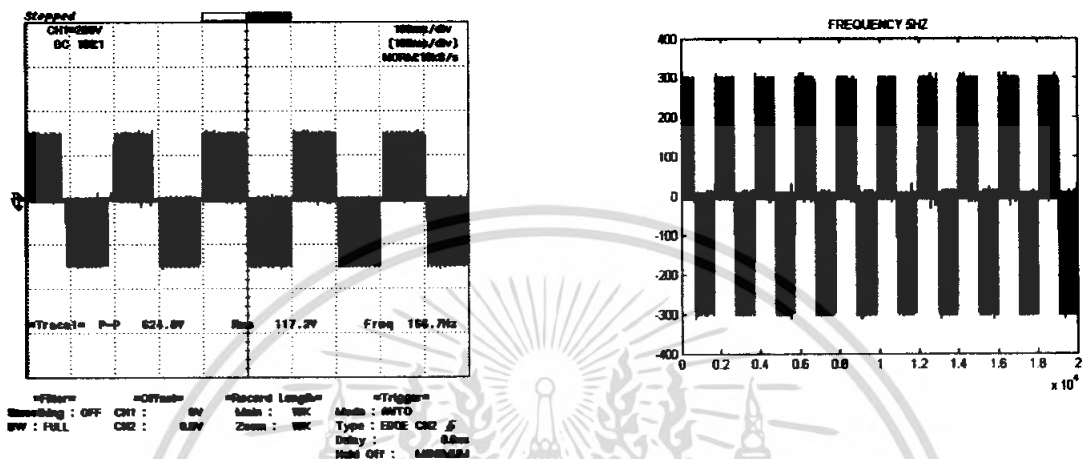
ภาพที่ 3.19 วงจร switching power supply และวงจรรักษาระดับแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4 ผลการทดลอง

4.1 สเปกตรัมของแรงดันและกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์

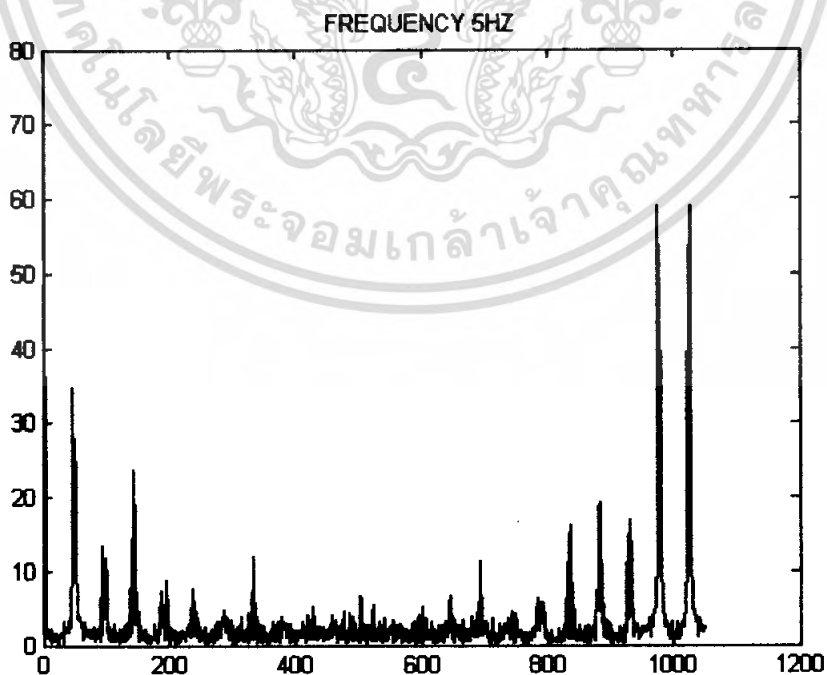
4.1.1 พิจารณาที่ความถี่เอาร์ทพุ 5 HZ



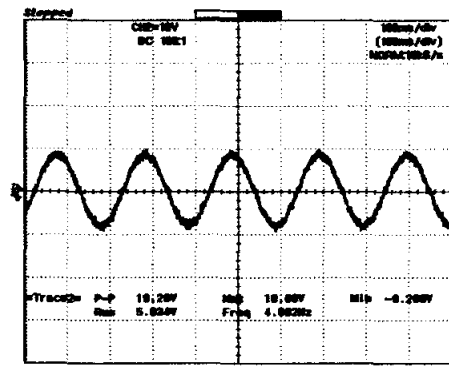
(ก) คลื่นแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์
ที่ได้จากการวัดจริง

(ข) คลื่นแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์
ที่ได้จากการจำลอง

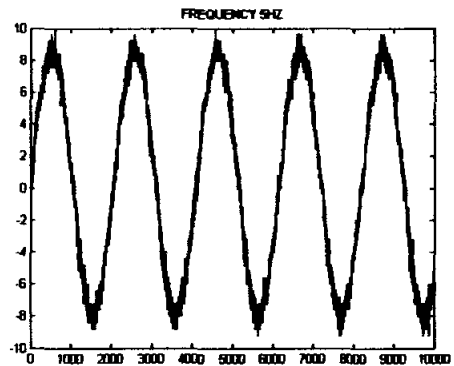
ภาพที่ 4.1 คลื่นแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 5HZ



เอกสารนี้เป็นเอกสารภาพที่ 4.2 สเปกตรัมของแรงดันเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 5HZ ะโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



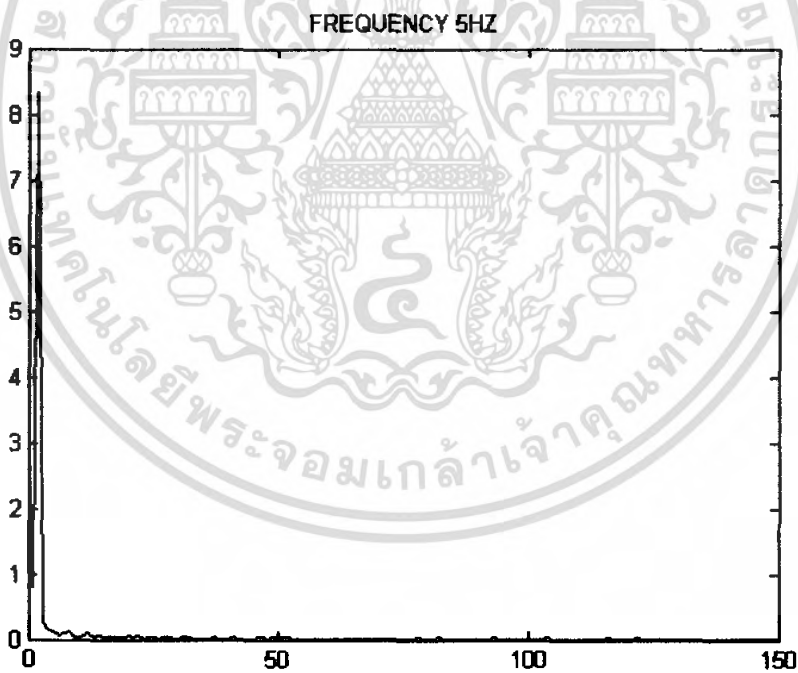
*Filter: *Offset: *Record Length: *Trigger:
 Sampling: OFF CH1: 5V Min: 10K Mode: AUTO
 BW: FULL CH2: 50V Zoom: 10K Type: EDGE CHZ F
 Hold OFF: MEMORY



(ก) คลื่นกระแสเอาร์ทพุตระหว่างไลน์
ที่ได้จากการวัดจริง

(ข) คลื่นกระแสเอาร์ทพุตระหว่างไลน์
ที่ได้จากการจำลอง

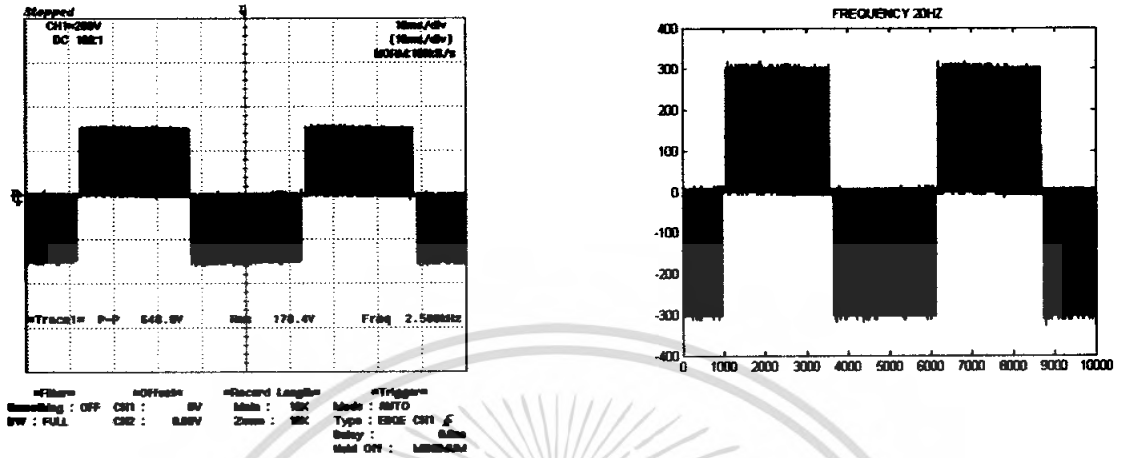
ภาพที่ 4.3 คลื่นกระแสเอาร์ทพุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 5 HZ



ภาพที่ 4.4 สเปกตรัมของกระแสเอาร์ทพุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 5 HZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

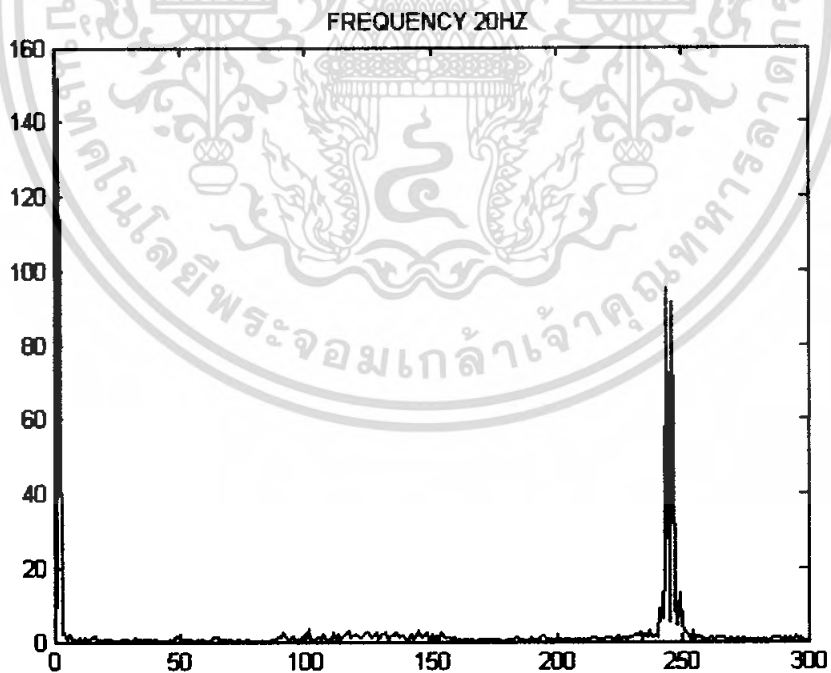
4.1.2 ทิศานาที่ความถี่เอาท์พุท 20 HZ



(ก) คลื่นแรงดันเอาท์พุทระหว่างไลน์
ที่ได้จากการวัดจริง

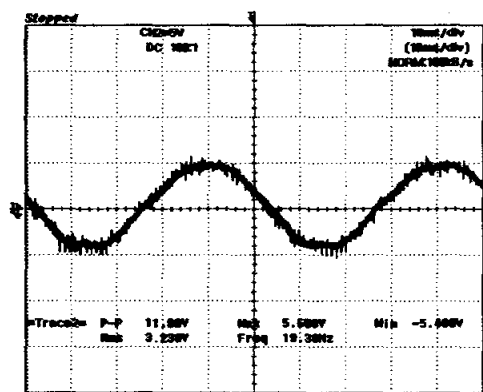
(ข) คลื่นแรงดันเอาท์พุทระหว่างไลน์
ที่ได้จากการจำลอง

ภาพที่ 4.5 คลื่นแรงดันเอาท์พุทระหว่างไลน์ที่ความถี่ 20 HZ

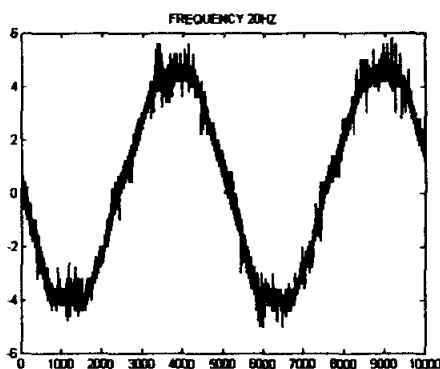


ภาพที่ 4.6 สเปกตรัมของแรงดันเอาท์พุทระหว่างไลน์ที่ความถี่ 20 HZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



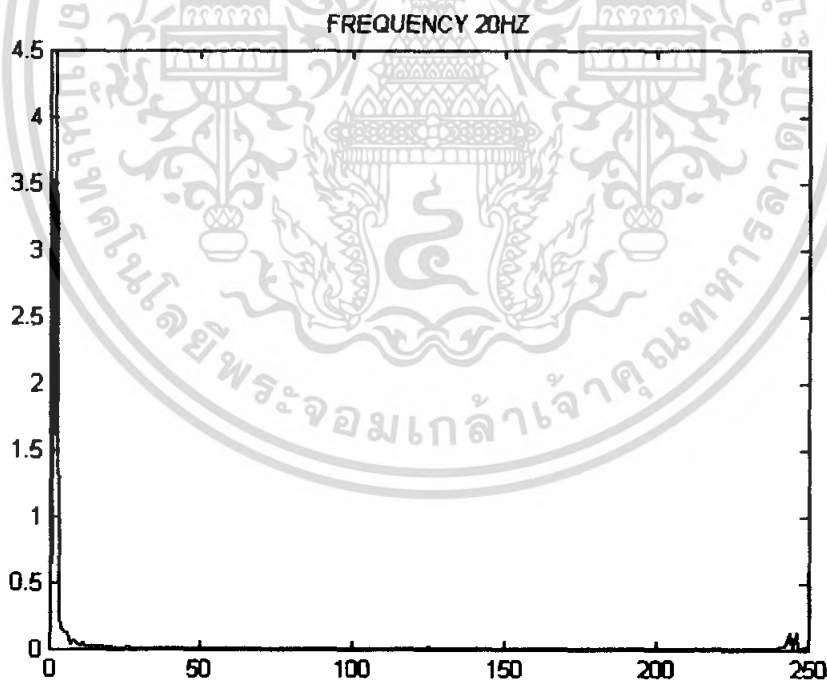
Filter: Off
 Sampling: OFF
 BW: FULL
 Offset: CH1: 0V CH2: 0.00V
 Record Length: 1000
 Mode: SEQ
 Zoom: SEQ
 Trigger: Mode: AUTO Type: EDGE CH1 J Delay: 0.0ns Hold Off: 100ns



(ก) คลื่นกระแสเอาร์ทพุตระหว่างไลน์
ที่ได้จากการวัดจริง

(ข) คลื่นกระแสเอาร์ทพุตระหว่างไลน์
ที่ได้จากการจำลอง

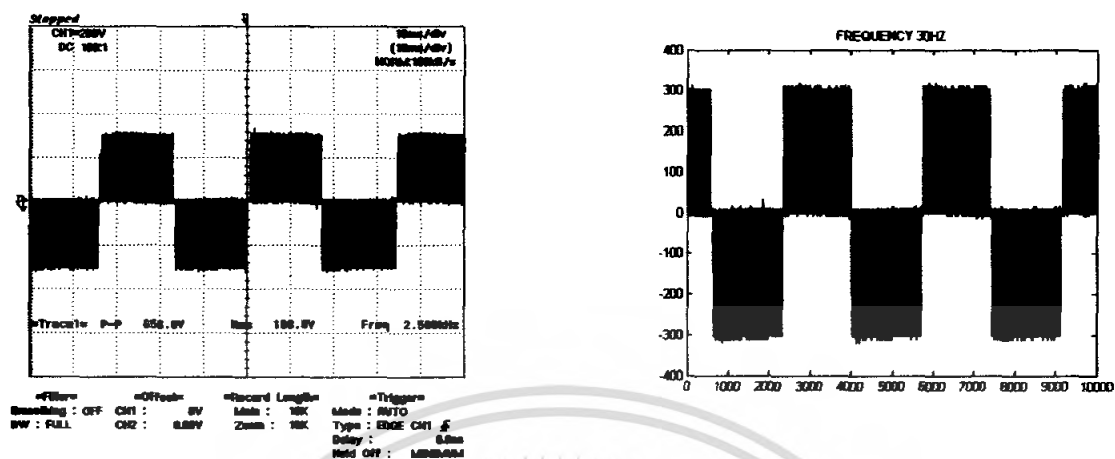
ภาพที่ 4.7 คลื่นกระแสเอาร์ทพุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 20 HZ



ภาพที่ 4.8 สเปกตรัมของกระแสเอาร์ทพุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 20 HZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

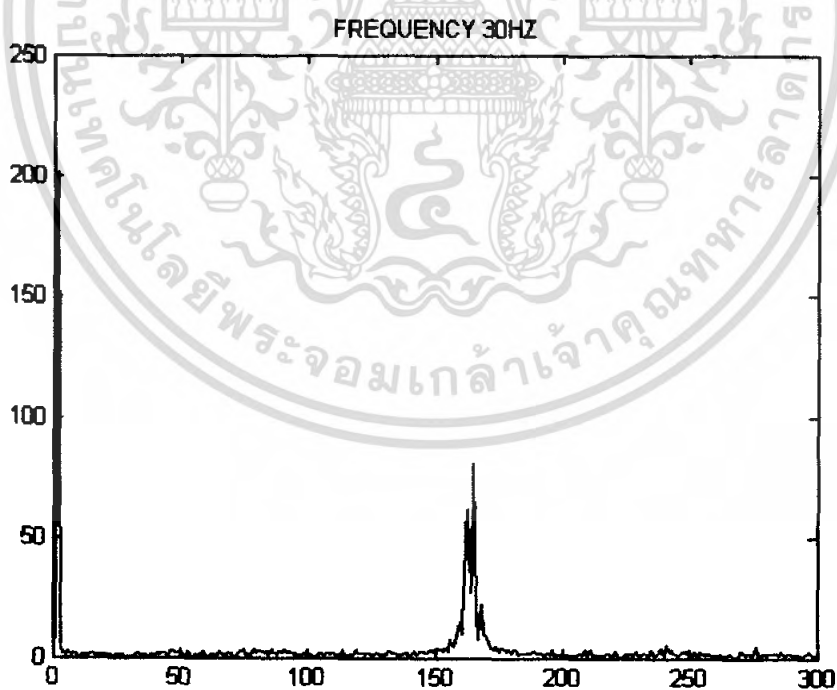
4.1.3 ทิศารณาที่ความถี่เอาร์ทพุต 30 HZ



(ก) คลื่นแรงดันเอาร์ทพุตระหว่างไลน์
ที่ได้จากการวัดจริง

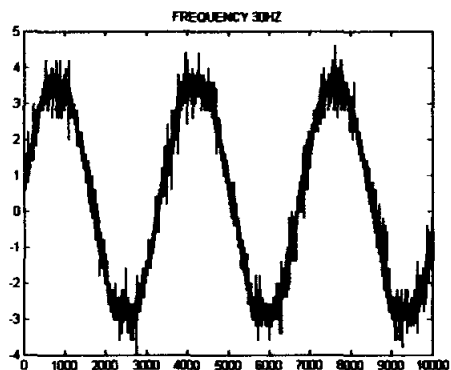
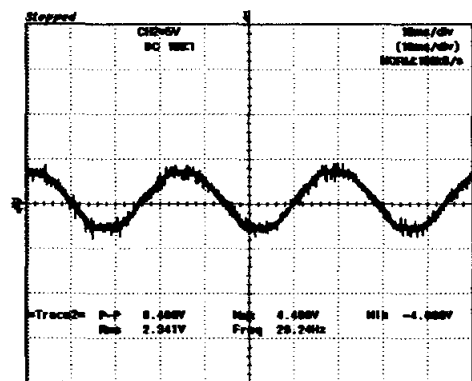
(ข) คลื่นแรงดันเอาร์ทพุตระหว่างไลน์
ที่ได้จากการจำลอง

ภาพที่ 4.9 คลื่นแรงดันเอาร์ทพุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 30 HZ



ภาพที่ 4.10 สเปกตรัมของแรงดันเอาร์ทพุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 30HZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

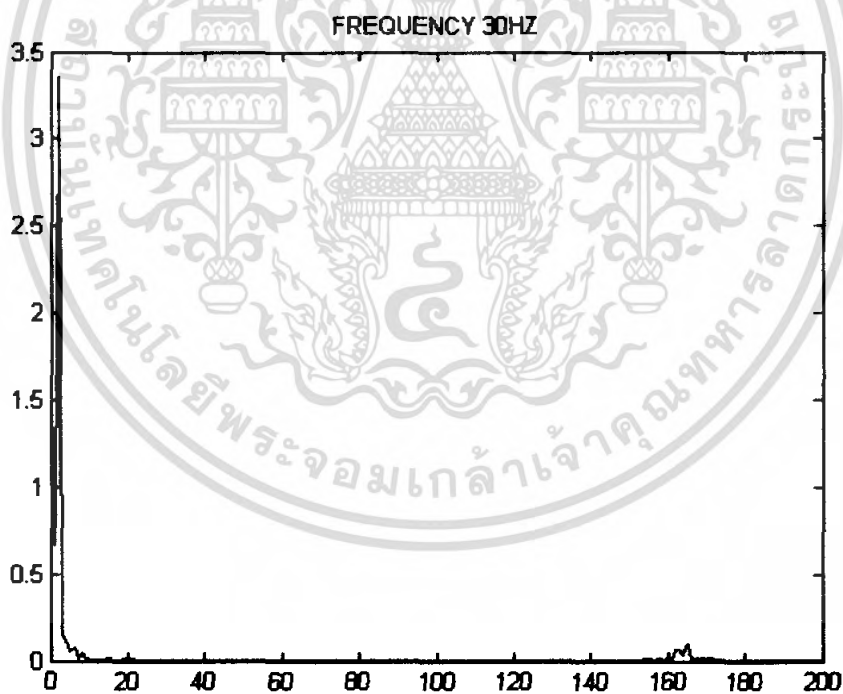


Filter: Off
 Sampling: OFF CH1: 5V BW: Full
 Off: 5.000V
 Record Length: 1024
 Mode: AUTO
 Type: EDGE CH1 5
 Delay: 0.0ns
 Post OFF: Minimum

(ก) คลื่นกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์
ที่ได้จากการวัดจริง

(ข) คลื่นกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์
ที่ได้จากการจำลอง

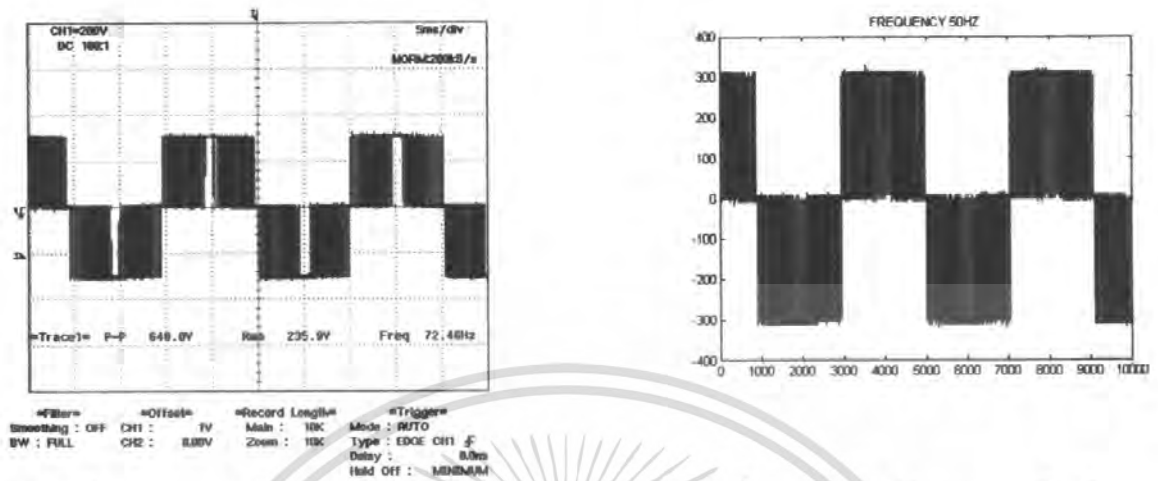
ภาพที่ 4.11 คลื่นกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 30HZ



ภาพที่ 4.12 สเปกตรัมของกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 30HZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

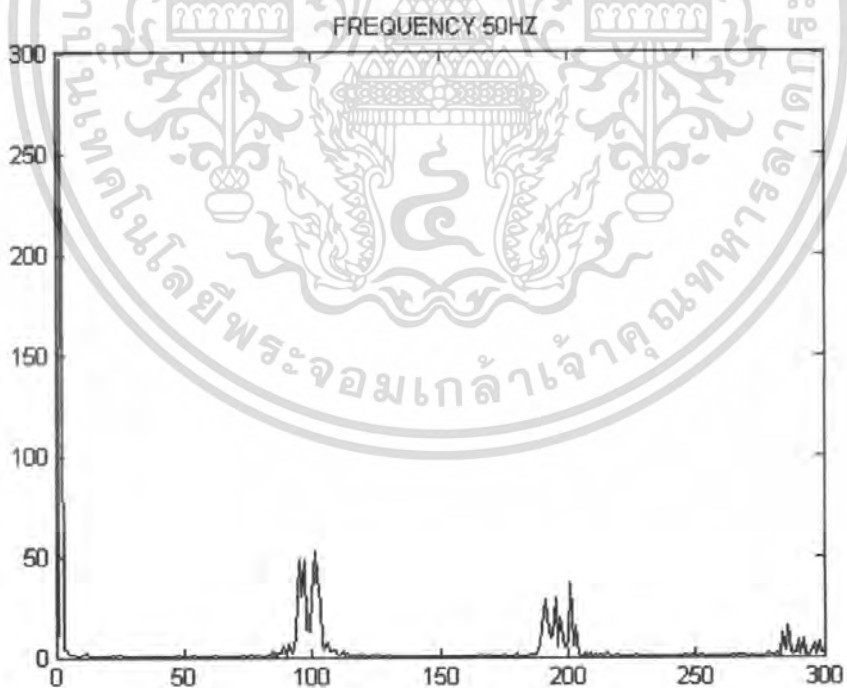
3.1.4 พิจารณาที่ความถี่เอาท์พุต 50 HZ



(ก) คลื่นแรงดันเอาท์พุทระหว่างไลน์
ที่ได้จากการวัดจริง

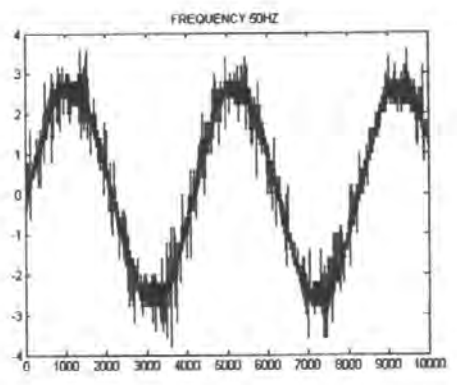
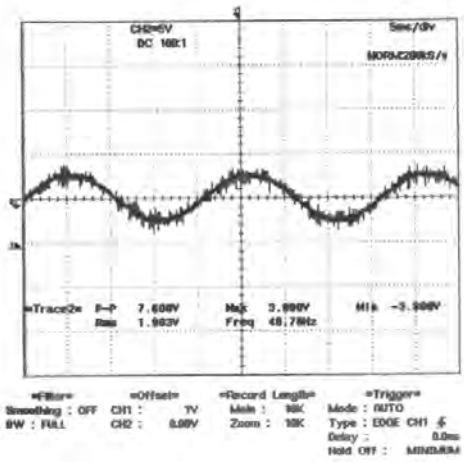
(ข) คลื่นแรงดันเอาท์พุทระหว่างไลน์
ที่ได้จากการจำลอง

ภาพที่ 4.13 คลื่นแรงดันเอาท์พุทระหว่างไลน์ที่ความถี่ 50HZ



ภาพที่ 4.14 สเปกตรัมของแรงดันเอาท์พุทระหว่างไลน์ที่ความถี่ 50HZ

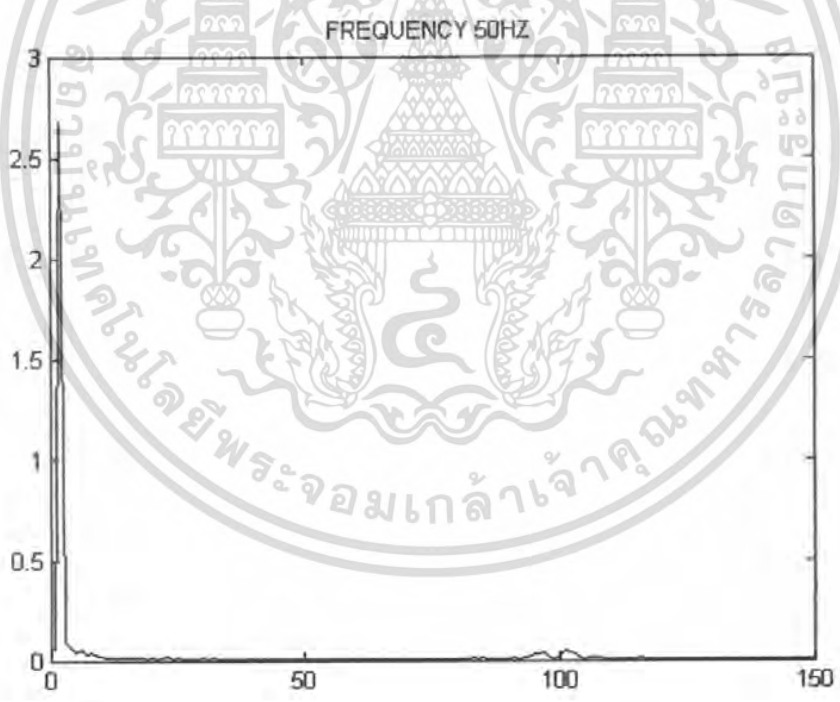
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) คลื่นกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์
ที่ได้จากการวัดจริง

(ข) คลื่นกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์
ที่ได้จากการจำลอง

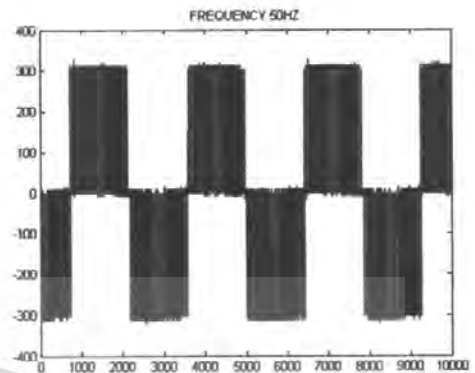
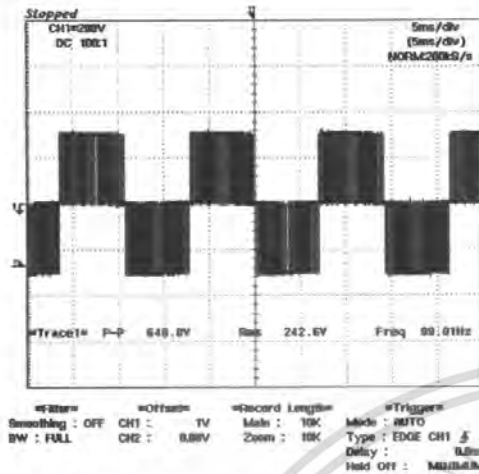
ภาพที่ 4.15 คลื่นกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 50HZ



ภาพที่ 4.16 สเปกตรัมของกระแสเอาร์ทพุระหว่างไลน์ที่ความถี่ 50HZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

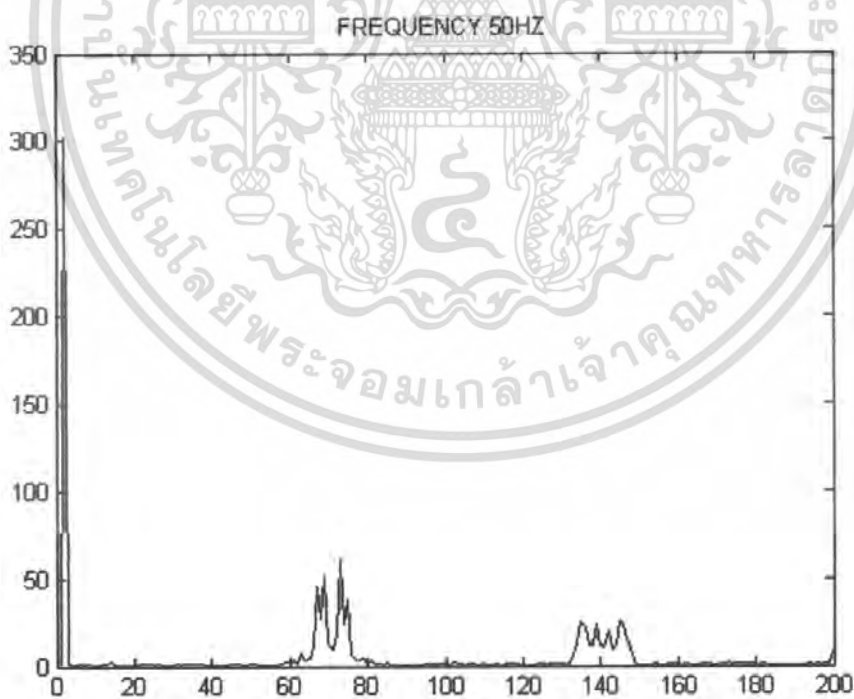
3.15 พิจารณาที่ความถี่เอาต์พุต 70 HZ



(ก) คลื่นแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์
ที่ได้จากการวัดจริง

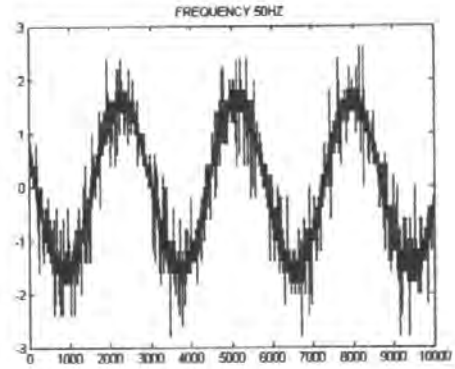
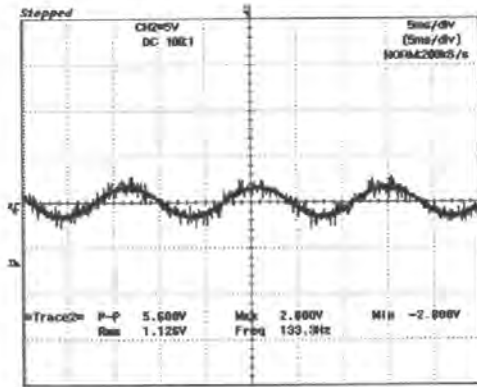
(ข) คลื่นแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์
ที่ได้จากการจำลอง

ภาพที่ 4.17 คลื่นแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 70HZ



ภาพที่ 4.18 สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 70HZ

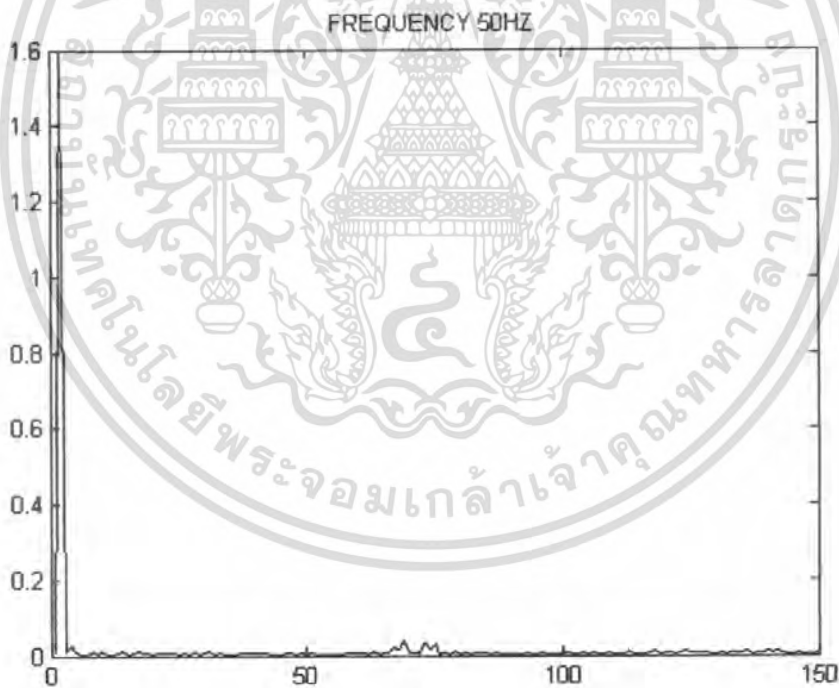
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) คลื่นกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์
ที่ได้จากการวัดจริง

(ข) คลื่นกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์
ที่ได้จากการจำลอง

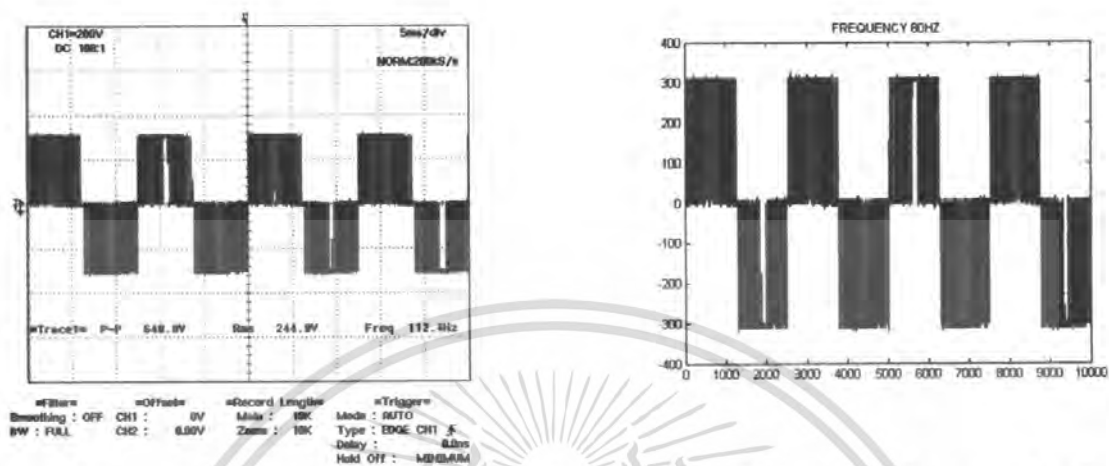
ภาพที่ 4.19 คลื่นกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 70HZ



ภาพที่ 4.20 สเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 70HZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

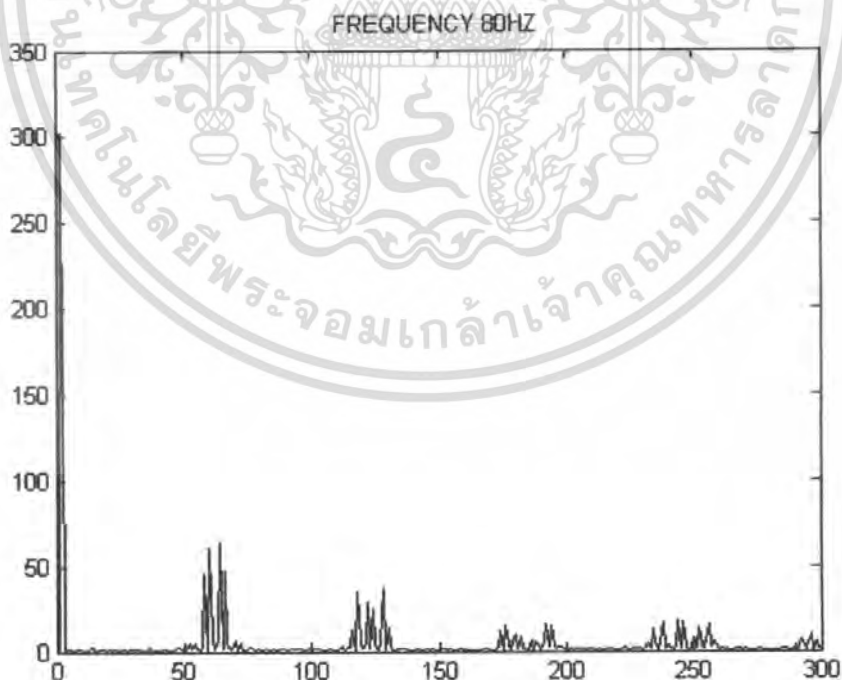
3.16 ทิวทัศน์ที่ความถี่เอาท์พุท 80 HZ



(ก) คลื่นแรงดันเอาท์พุทระหว่างไลน์
ที่ได้จากการวัดจริง

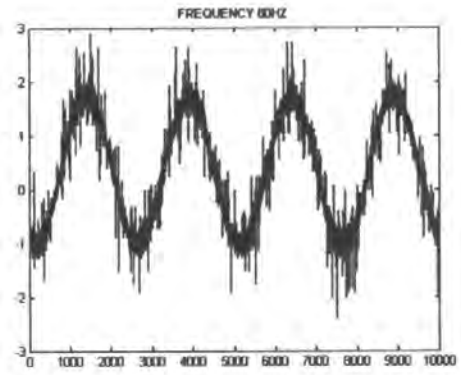
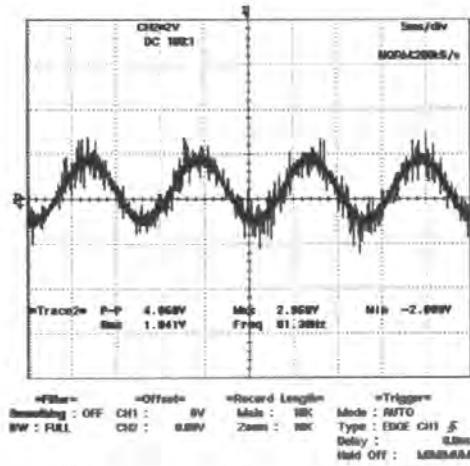
(ข) คลื่นแรงดันเอาท์พุทระหว่างไลน์
ที่ได้จากการจำลอง

ภาพที่ 4.21 คลื่นแรงดันเอาท์พุทระหว่างไลน์ที่ความถี่ 80HZ



ภาพที่ 4.22 สเปกตรัมของแรงดันเอาท์พุทระหว่างไลน์ที่ความถี่ 80HZ

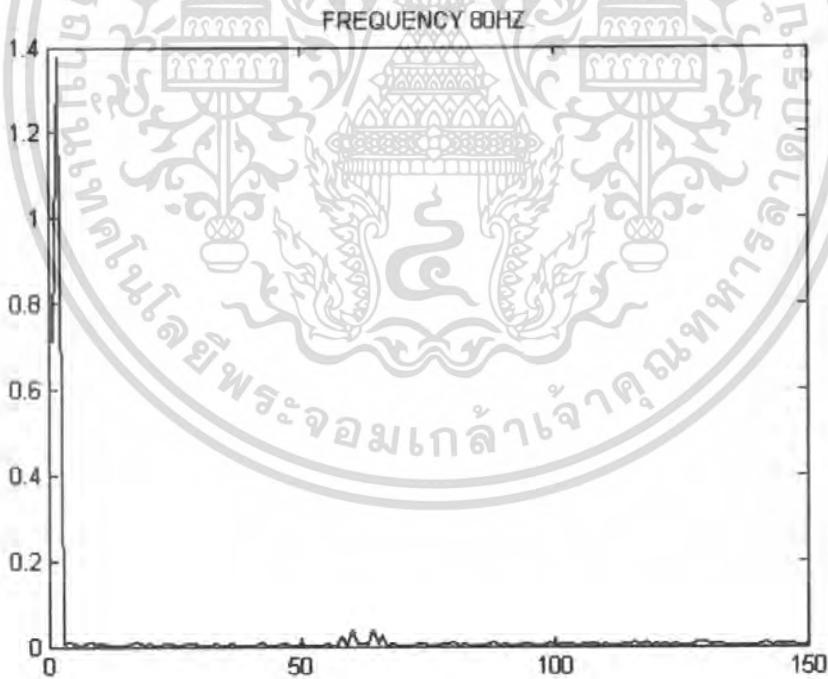
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) คลื่นกระแสเอาร์ทพุตระหว่างไลน์
ที่ได้จากการวัดจริง

(ข) คลื่นกระแสเอาร์ทพุตระหว่างไลน์
ที่ได้จากการจำลอง

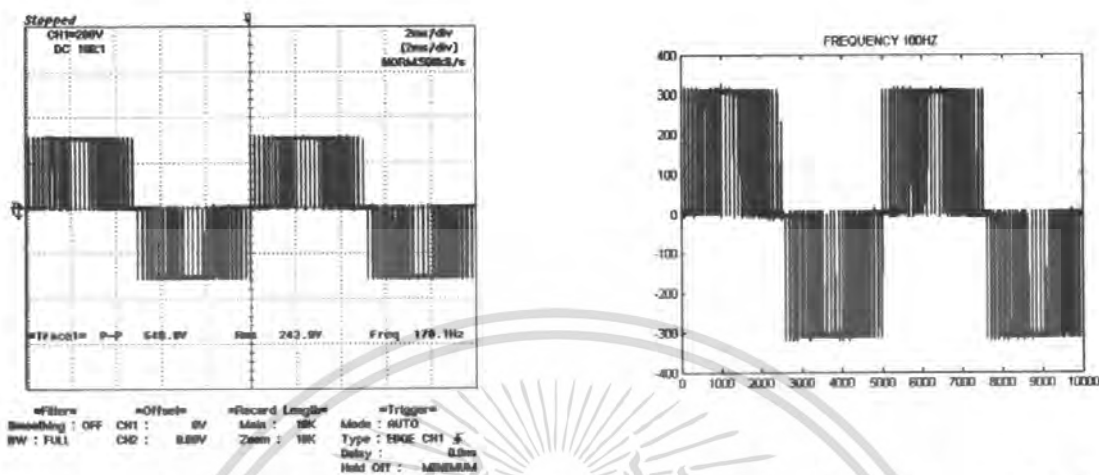
ภาพที่ 4.23 คลื่นกระแสเอาร์ทพุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 80HZ



ภาพที่ 4.24 สเปกตรัมของกระแสเอาร์ทพุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 80HZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

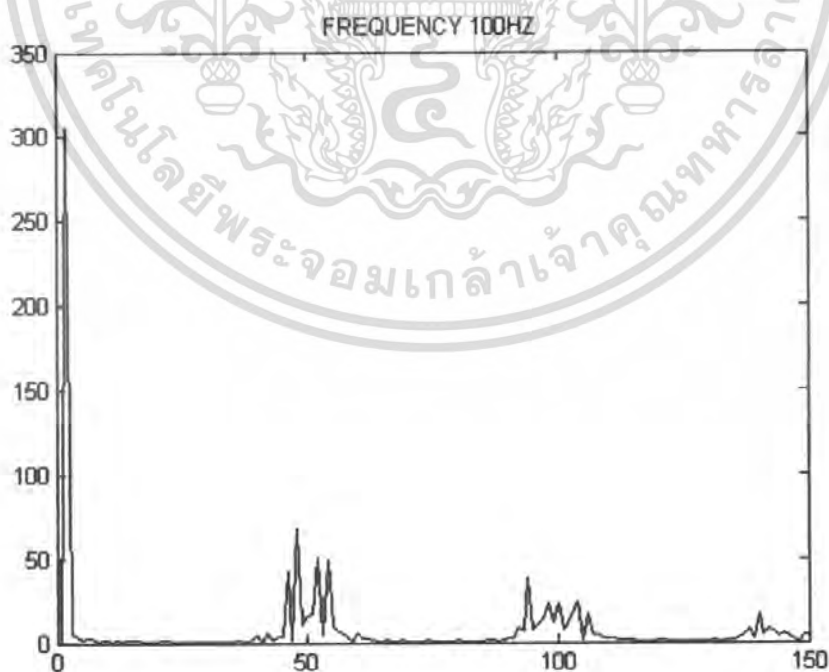
3.17 พิจารณาที่ความถี่เอาต์พุต 100 HZ



(ก) คลื่นแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์
ที่ได้จากการวัดจริง

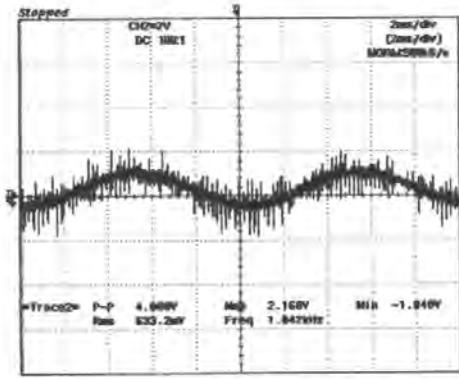
(ข) คลื่นแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์
ที่ได้จากการจำลอง

ภาพที่ 4.25 คลื่นแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 100HZ

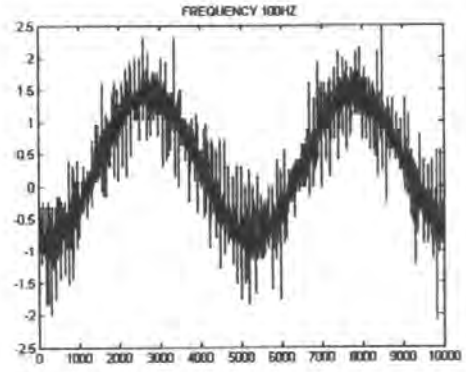


ภาพที่ 4.26 สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 100HZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



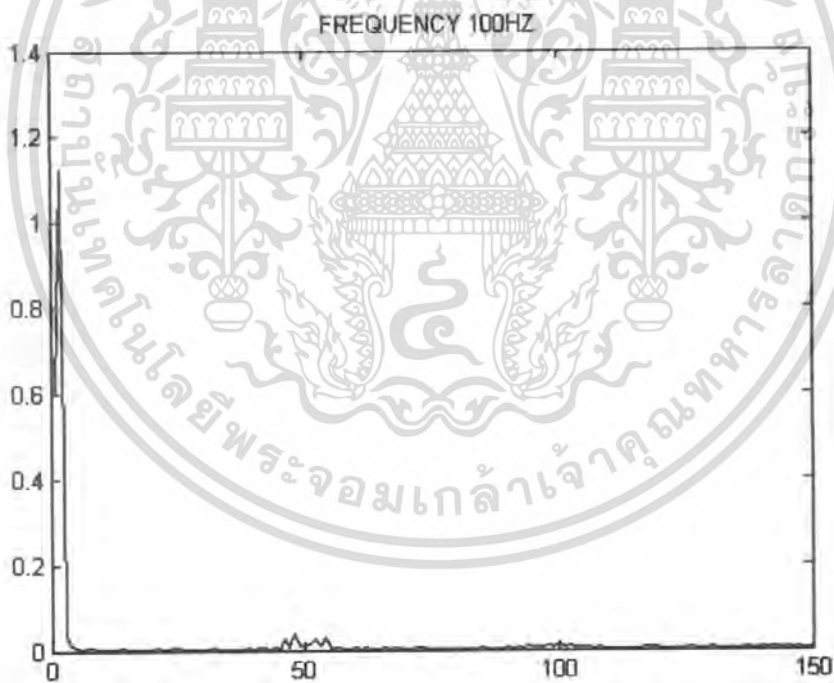
#Filter# #Offset# #Record Length# #Trigger#
Smoothing : OFF CH1 : 5V Mode : SSC Mode : AUTO
BW : FULL CH2 : 0.50V 2mm : 50k Type : EDGE CH1 5
Delay : 0.5ns Hold Off : 100ns



(ก) คลื่นกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์
ที่ได้จากการวัดจริง

(ข) คลื่นกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์
ที่ได้จากการจำลอง

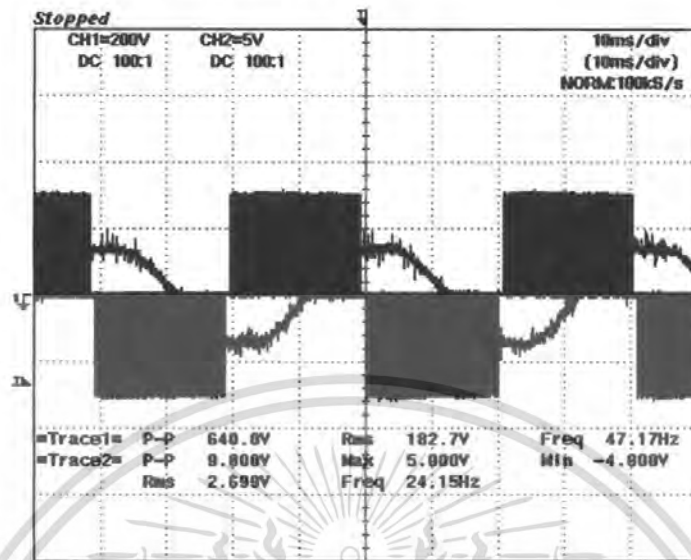
ภาพที่ 4.27 คลื่นกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 100HZ



ภาพที่ 4.28 สเปกตรัมของกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ 100HZ

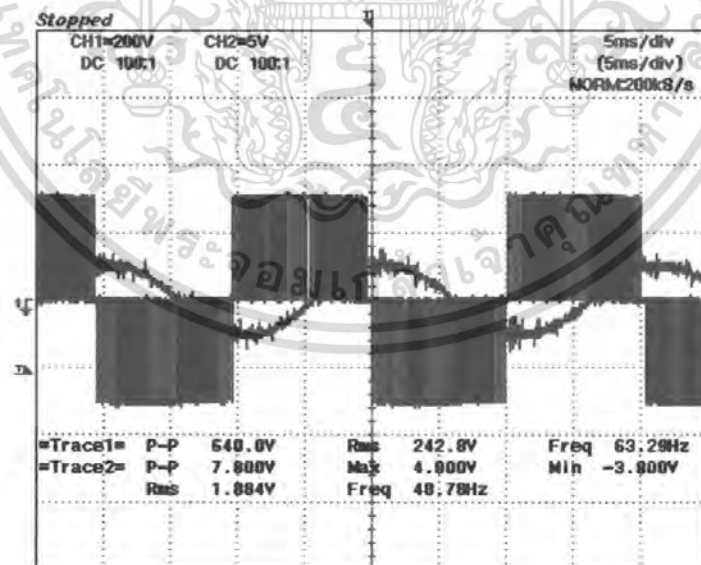
จากคลื่นแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ต่าง ๆ ข้างต้นเมื่อนำมาแตกสเปกตรัมจะเห็นว่าฮาร์โมนิกจะเกิดที่ความถี่มอดูเลต (mf) จากสมการที่ 2.41 เนื่องจากเป็นระบบ 3 เฟส ดังรูป 2.16 ส่วนฮาร์โมนิกของกระแสจะเห็นว่าม้น้อยมากเนื่องจากเทคนิค SVPWM จะทำให้คลื่นของกระแสเข้าใกล้สัญญาณ \sin ส่งผลให้ฮาร์โมนิกมีค่าน้อยมาก

4.2 การเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะจ่ายโหลดมอเตอร์



=Filter= Smoothing : OFF BW : FULL
 =Offset= CH1 : 1V CH2 : 0.00V
 =Record Length= Main : 10K Zoom : 10K
 =Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 \uparrow Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

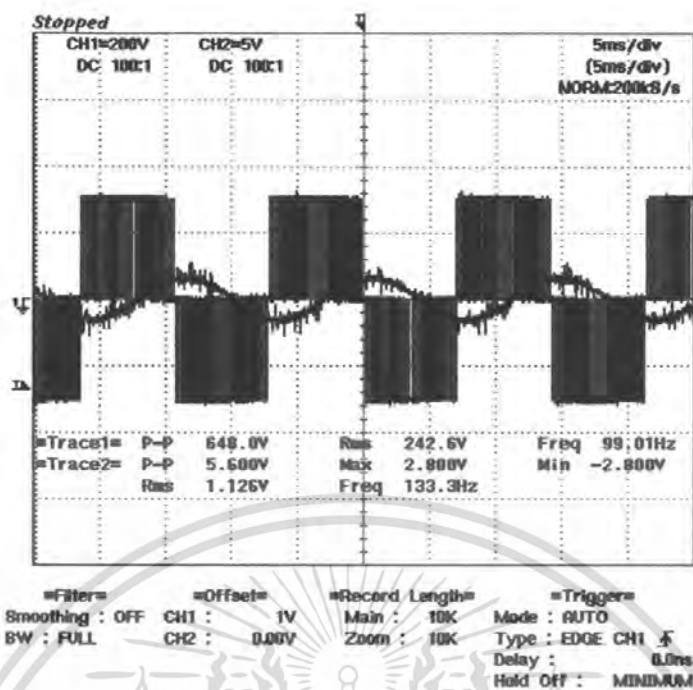
ภาพที่ 4.29 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 25 HZ



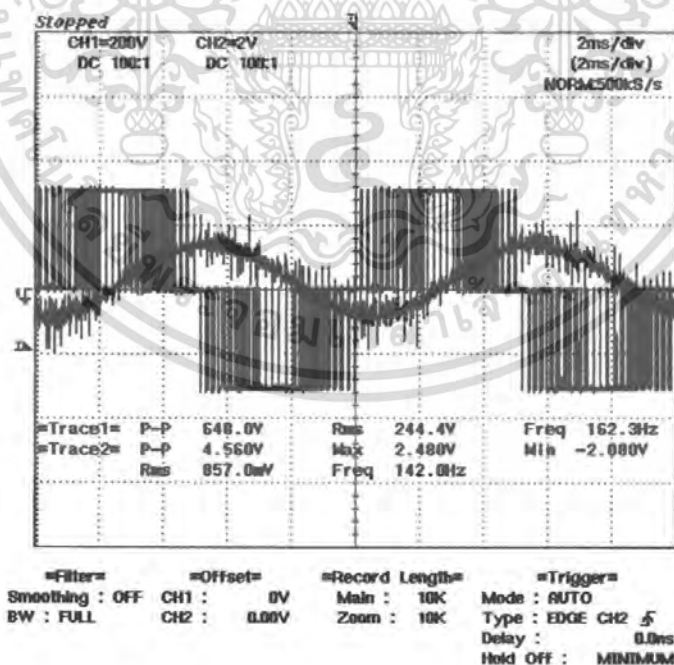
=Filter= Smoothing : OFF BW : FULL
 =Offset= CH1 : 1V CH2 : 0.00V
 =Record Length= Main : 10K Zoom : 10K
 =Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 \uparrow Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

ภาพที่ 4.30 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 50 HZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.31 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 70 HZ



ภาพที่ 4.32 สัญญาณแรงดันและกระแสระหว่างไลน์ที่ความถี่ 100 HZ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

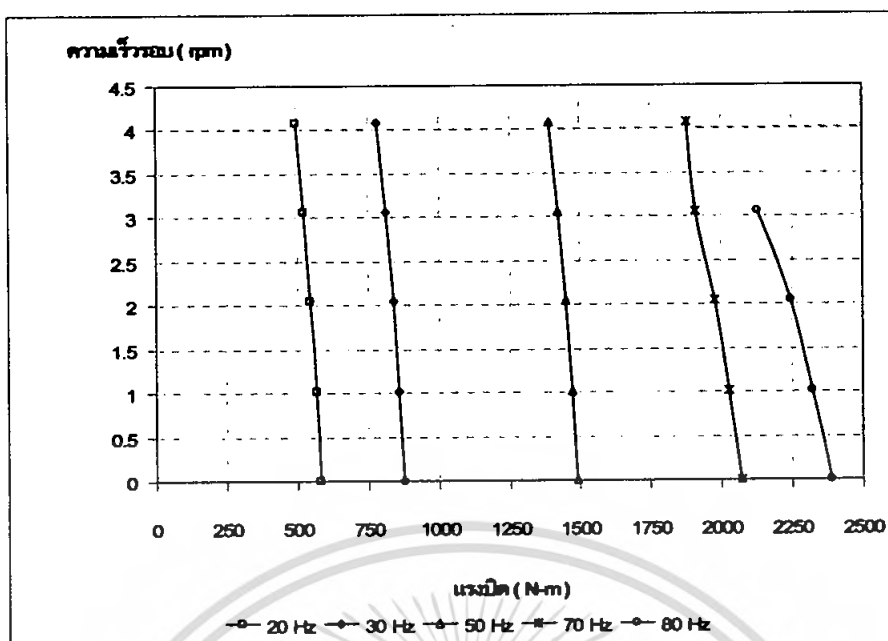
4.3 การทดสอบเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด(Torque)และความเร็วรอบ(Speed)

ตารางบันทึกผลที่ 4.1 ทดสอบเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด(Torque)และความเร็วรอบ(Speed)

Base Frequency 50 Hz MaxFrequency 100 Hz Voltage boot 10 %

f(Hz)	T (N-m)	Nr (rpm)
20	0	574
	1.0	556
	2.0	543
	3.0	522
	4.0	496.9
30	0	885.7
	1.0	860
	2.0	839
	3.0	819.5
	4.0	790
50	0	1485
	1.0	1468
	2.0	1458
	3.0	1427
	4.0	1390
70	0	2080
	1.0	2030
	2.0	1980
	3.0	1900
	4.0	1885
80	0	584
	1.02	570
	2.04	558
	3.06	526

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



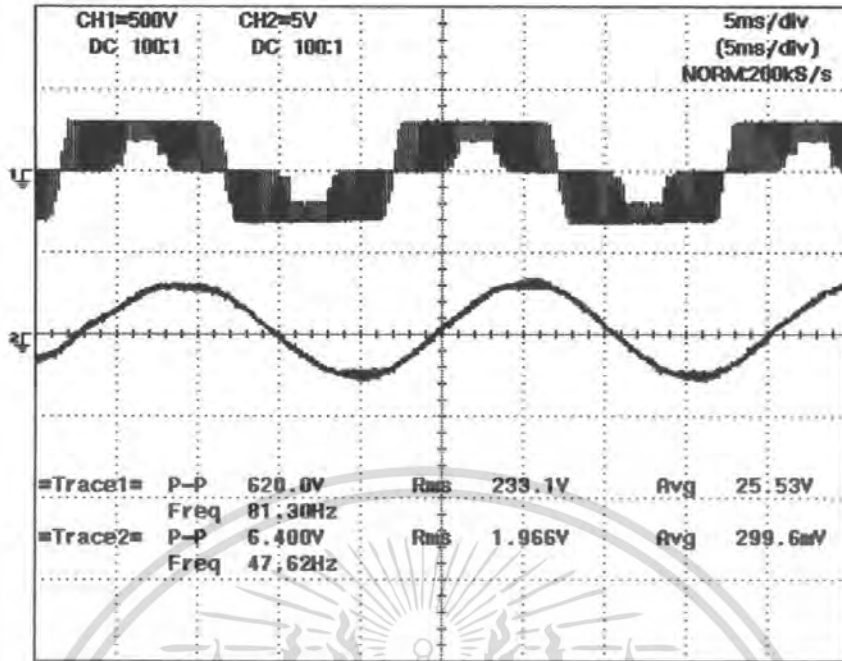
ภาพที่ 4.33 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง แรงบิด กับ ความเร็วรอบของมอเตอร์

4.5 การทดสอบหาประสิทธิภาพ

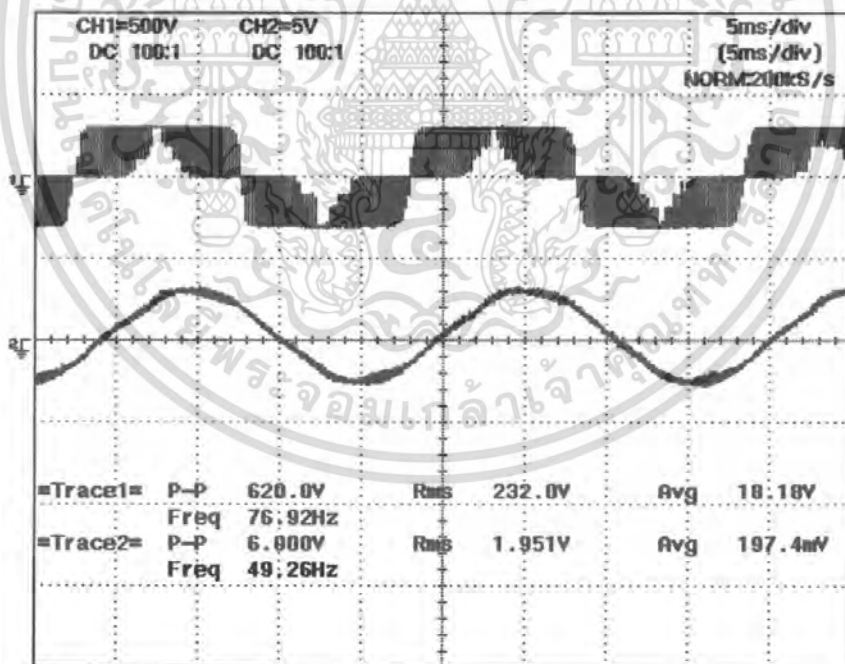
ตารางบันทึกผลที่ 4.2 บันทึกค่ากำลังอินพุต กำลังเอาต์พุต และ ค่าประสิทธิภาพ

f (Hz)	ค่าที่ได้จากการวัด					ค่าที่ได้จากการคำนวณ			
	T (N-m)	V _{in} (V) inverter	I _{in} (A) inverter	N _r (rpm)	P _{in} (W) inverter	P _{out} (W) inverter	P _{out} (W) motor	η % inverter	η % total
50	0	220	1.26	1492	130	3.46	0	2.60	0
	1.0	216	2.5	1468	314	37	150	10	48.0
	2.0	216	3.6	1450	500	190	290	37.75	58.50
	3.0	216	5.20	1424	690	530	450	76.40	65
	4.0	215	6.4	1390	905	864	596	95.90	66.30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ สงวนลิขสิทธิ์ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

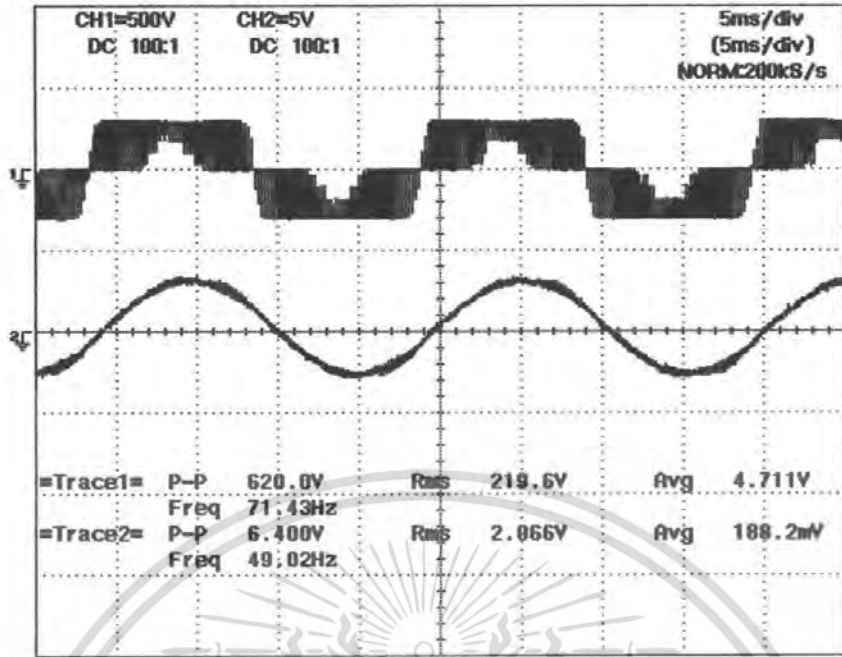


ภาพที่ 4.34 แรงดันกับกระแสที่แรงบิดโหลด 0 %

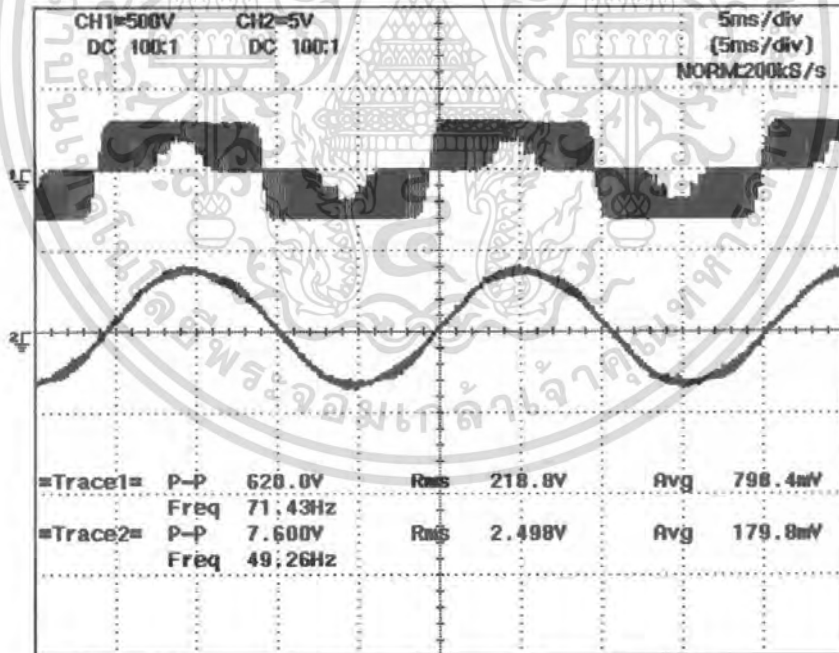


ภาพที่ 4.36 แรงดันกับกระแสที่แรงบิดโหลด 20 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

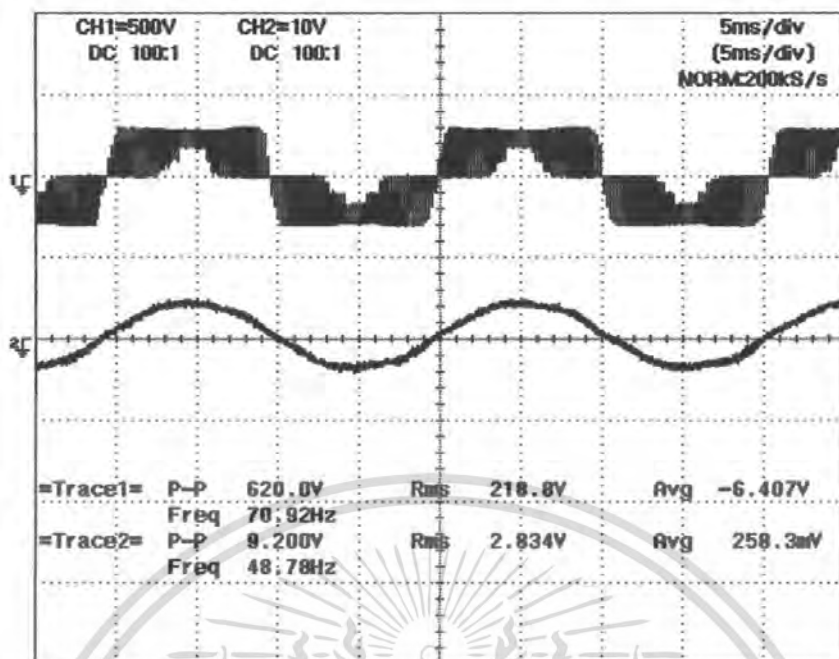


ภาพที่ 4.37 แรงดันกับกระแสที่แรงบิด โหลด 40 %



ภาพที่ 4.38 แรงดันกับกระแสที่แรงบิด โหลด 60 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาพที่ 4.39 แรงดันกับกระแสที่แรงบิดโหลด 80 %



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุปและเสนอแนวทางที่จะดำเนินการ

5.1 บทสรุป

จากวัตถุประสงค์ของการศึกษาโครงการนี้เป็นการศึกษาและสร้างอินเวอร์เตอร์ไฟฟ้า 3 เฟส โดยใช้เทคนิคการมอดูเลตแบบ SVPWM (space vector pulse width modulation) รวมไปถึงการประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ ตระกูล dsPIC และศึกษาการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ V/f ซึ่งจากการศึกษาและทดลองขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 1 แรงม้าโดยใช้อินเวอร์เตอร์จากโครงการสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์และควบคุมมอเตอร์ให้แรงบิดคงที่ที่ความถี่ในย่านคงที่แรงบิดได้และสามารถปรับความถี่ได้สูงสุดถึง 100 Hz

5.2 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองในบทที่ 4 ในส่วนของสเปคตรัมของแรงดันและกระแสเอาต์พุตระหว่างไลน์จากคลื่นแรงดันเอาต์พุตระหว่างไลน์ที่ความถี่ต่าง ๆ เมื่อนำมาแคสสเปคตรัมโดยใช้โปรแกรม MATLAB จะเห็นว่าฮาร์มอนิกจะเกิดที่ความถี่มอดูเลต (m_f) จากสมการที่ 2.41

$$m_f = \frac{f_s}{f_1}$$

เนื่องจากเป็นระบบ 3 เฟส ดังภาพ 2.16 ส่วนฮาร์มอนิกของกระแสจะเห็นว่ามีน้อยมากเนื่องจากเทคนิค SVPWM จะทำให้คลื่นของกระแสเข้าใกล้สัญญาณ \sin ส่งผลให้ฮาร์มอนิกมีค่าน้อยมากและในส่วนของการทดลองและบันทึกผลเมื่อนำอินเวอร์เตอร์ไปขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำในบทที่ 4 จะเห็นว่า กระแสล้าหลังแรงดันเนื่องจากโหลดเป็นมอเตอร์ซึ่งเป็นค่าความเหนี่ยวนำเป็นส่วนใหญ่ส่งผลให้กระแสล้าหลังแรงดัน

จากการทดลอง เรื่อง V/f จะสังเกตเห็นว่าการเพิ่มแรงดันขณะเริ่มหมุน เข้าไปในระบบนั้นจะสามารถทำให้แรงบิดของมอเตอร์เพิ่มขึ้นได้แต่จะไม่มีผลต่อความเร็วรอบของมอเตอร์ ซึ่งเป็นไปตามความสัมพันธ์ของ

$$T = \frac{V_{in}}{f} I_{in}$$

ในการทดลองเรื่องความสัมพันธ์ระหว่าง แรงบิดกับความเร็วของมอเตอร์ จะเห็นว่าที่ความถี่เดียวกับ แรงบิดของโหลดจะมีผลกับความเร็วของมอเตอร์ ซึ่งเป็นไปตามความสัมพันธ์ของกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็วของมอเตอร์ดังภาพที่ 4.34

ในการทดลองหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์จะเห็นได้ว่าค่าประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลองนั้นยังมีค่าต่ำเกินไป ซึ่งอาจเป็นผลมาจากความผิดเพี้ยนไปของสัญญาณภาพคลื่นของแรงดันที่ออกมาจาก D.C. Link นั้นมีค่าความกระเพื่อมปนอยู่

5.3 เสนอแนวทางที่จะดำเนินการ

จากการทำโครงการนี้ ความสมบูรณ์ของโครงการยังไม่สมบูรณ์ครบทั้งหมดซึ่งก็ได้แก่ฟังก์ชันของอินเวอร์เตอร์ในส่วนของการกลับทางหมุนและฟังก์ชันของระบบป้องกันเมื่อเกิดข้อผิดพลาดต่าง ๆ เช่นเกิด Over Current , เกิดลัดวงจรเป็นต้นและประสิทธิภาพยังไม่สูงเท่าที่ควร จึงต้องมีการปรับปรุงหรือพัฒนาต่อไปเพื่อให้มีประสิทธิภาพสูงมากขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

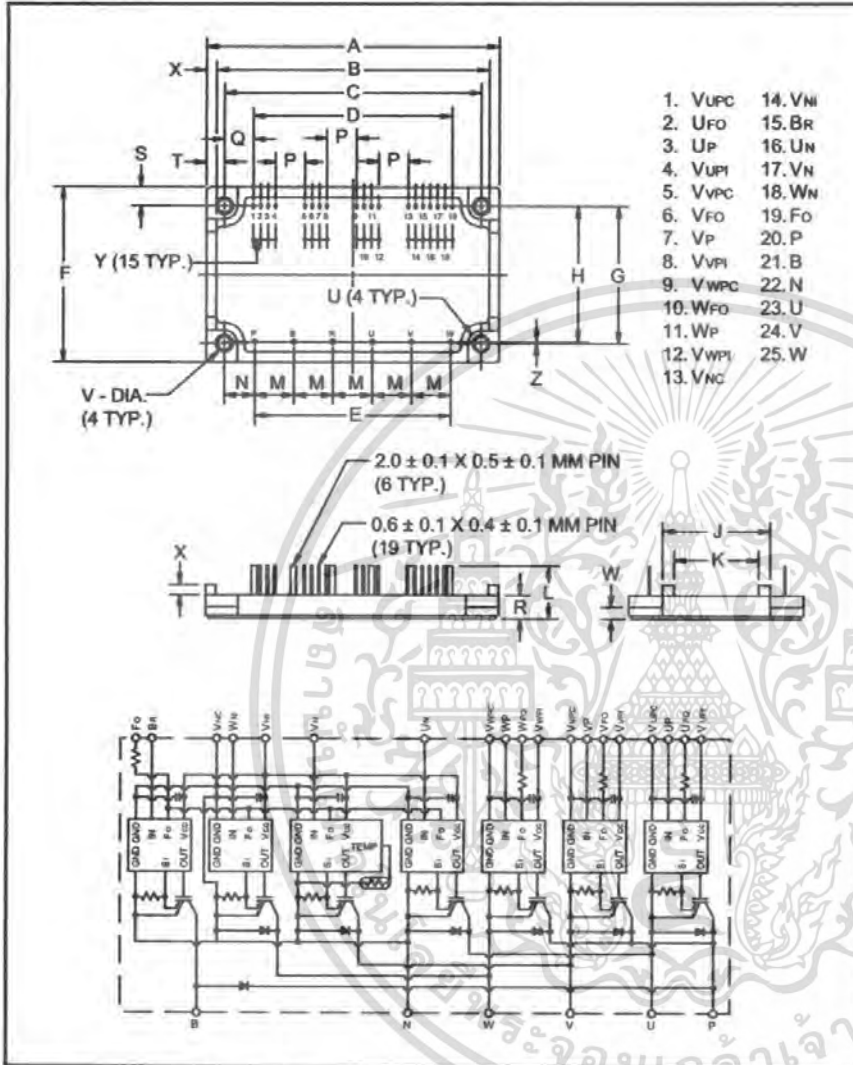
เอกสารอ้างอิง

- [1] สมเกียรติ ไพเราะ และ คณะ , การขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำด้วย PWM – VSI โดย วงที่แอมพลิฟายด์มอดูเลชัน , วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต , สาขา วิศวกรรมไฟฟ้า , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2543
- [2] ณัฐพงศ์ ศรีเหรียญ และ คณะ , อินเวอร์เตอร์แบบ 4 สวิตช์ สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส , วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต , สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2543
- [3] วีระเชษฐ ชันเงิน และ วุฒิพล ชารวีศรีเศรษฐ์ , อิเล็กทรอนิกส์กำลัง , พิมพ์ครั้งที่ 1 , กรุงเทพฯ , สนพ. ห้างหุ้นส่วนจำกัด วิ.เจ. พรินติ้ง , 2547
- [4] สุรินทร์ คำฝอย , การวัดและวิเคราะห์คุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์บนพื้นฐานของการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อถูกจ่ายโดยพีดับเบิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ , วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต , สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2544
- [5] กฤษดา วิศวธีรานนท์ , INVERTER หลักการทำงานและเทคนิค , พิมพ์ครั้งที่ 6 , กรุงเทพฯ , โรงพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย , 2544
- [6] ศิวะ หงษ์นภา , การควบคุมและการประยุกต์ใช้งาน เอชไอโรฟิ , พิมพ์ครั้งที่ 1 , กรุงเทพฯ , บริษัทก๊อดวิลล์ไคเร็กซ์ จำกัด , 2547
- [7] ณัฐวัฒน์ กมลพัฒนะ และ คณะ , อินเวอร์เตอร์สามเฟสควบคุมด้วย ไมโครคอนโทรลเลอร์ 16 บิต , วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต , สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2543
- [8] นคร ภักดีชาติ และคณะ , คู่มือการทดลอง dsPIC Microcontroller เบื้องต้นด้วยโปรแกรม ภาษาซี กับ MPLAB C30 , บริษัท อินโนเวตีฟ แอ็กเพอริเมนต์ จำกัด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Intellimod™ Module

Three Phase + Brake
IGBT Inverter Output
15 Amperes/1200 Volts



Description:

Powerex Intellimod™ Intelligent Power Modules are isolated base modules designed for power switching applications operating at frequencies to 20kHz. Built-in control circuits provide optimum gate drive and protection for the IGBT and free-wheel diode power devices.

Features:

- Complete Output Power Circuit
- Gate Drive Circuit
- Protection Logic
 - Short Circuit
 - Over Current
 - Over Temperature
 - Under Voltage

Applications:

- Inverters
- UPS
- Motion/Servo Control
- Power Supplies

Ordering Information:

Example: Select the complete part number from the table below -i.e. PM15RSH120 is a 1200V, 15 Ampere Intellimod™ Intelligent Power Module.

Type	Current Rating Amperes	V _{CEs} Volts (x 10)
PM	15	120

Outline Drawing and Circuit Diagram

Dimensions	Inches	Millimeters
A	3.98±0.04	101.0±1.0
B	3.70	94.0
C	3.48±0.03	88.5±0.8
D	2.700±0.03	68.58±0.8
E	2.66±0.02	67.5±0.5
F	2.36±0.04	60.0±1.0
G	1.85±0.02	47.0±0.5
H	1.83±0.03	46.5±0.8
J	1.46	37.0
K	1.14	29.0
L	0.71±0.04	18.0±1.0
M	0.53±0.01	13.5±0.3

Dimensions	Inches	Millimeters
N	0.41	10.5
P	0.400	10.16
Q	0.392	9.96
R	0.31	8.0
S	0.26	6.5
T	0.246	6.25
U	0.18 Rad.	Rad. 4.5
V	0.18 Dia.	Dia. 4.5
W	0.16±0.02	4.0±0.5
X	0.14	3.5
Y	0.100±0.01	2.54±0.25
Z	0.02	0.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PM15RSH120

IntelliMod™ Module

Three Phase + Brake IGBT Inverter Output

15 Amperes/1200 Volts

Absolute Maximum Ratings, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	PM15RSH120	Units
Power Device Junction Temperature	T_j	-20 to 150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	T_{stg}	-40 to 125	$^\circ\text{C}$
Case Operating Temperature	T_c	-20 to 100	$^\circ\text{C}$
Mounting Torque, M4 Mounting Screws	—	13	in-lb
Module Weight (Typical)	—	100	Grams
Supply Voltage Protected by OC and SC ($V_D = 13.5 - 16.5\text{V}$, Inverter Part, $T_j = 125^\circ\text{C}$)	$V_{CC(prot.)}$	800	Volts
Isolation Voltage, AC 1 minute, 60Hz Sinusoidal	V_{RMS}	2500	Volts

Control Sector

Supply Voltage Applied between ($V_{UP1}-V_{UPC}$, $V_{VP1}-V_{VPC}$, $V_{WP1}-V_{WPC}$, $V_{N1}-V_{NC}$)	V_D	20	Volts
Input Voltage Applied between (U_p , V_p , W_p , U_N , V_N , W_N , B_r)	V_{CIN}	20	Volts
Fault Output Supply Voltage	V_{FO}	20	Volts
Fault Output Current	I_{FO}	20	mA

IGBT Inverter Sector

Collector-Emitter Voltage ($V_D = 15\text{V}$, $V_{CIN} = 15\text{V}$)	V_{CES}	1200	Volts
Collector Current, \pm	I_C	15	Amperes
Peak Collector Current, \pm	I_{CP}	30	Amperes
Supply Voltage (Applied between P - N)	V_{CC}	900	Volts
Supply Voltage, Surge (Applied between P - N)	$V_{CC(surge)}$	1000	Volts
Collector Dissipation	P_C	83	Watts

Brake Sector

Collector-Emitter Voltage	V_{CES}	1200	Volts
Collector Current, \pm	I_C	10	Amperes
Peak Collector Current, \pm	I_{CP}	20	Amperes
Supply Voltage (Applied between P - N)	V_{CC}	900	Volts
Supply Voltage, Surge (Applied between P - N)	$V_{CC(surge)}$	1000	Volts
Collector Dissipation	P_C	41	Watts
Diode Forward Current	I_F	10	Amperes
Diode DC Reverse Voltage	$V_{R(DC)}$	1200	Volts

PM15RSH120

IntelliMod™ Module

Three Phase + Brake IGBT Inverter Output

15 Amperes/1200 Volts

Electrical and Mechanical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
Control Sector						
Over Current Trip Level Inverter Part	OC	$-20^\circ\text{C} \leq T \leq 125^\circ\text{C}$	22	37	—	Amperes
Over Current Trip Level Brake Part			15	27	—	Amperes
Short Circuit Trip Level Inverter Part	SC	$-20^\circ\text{C} \leq T \leq 125^\circ\text{C}$	—	56	—	Amperes
Short Circuit Trip Level Brake Part			—	41	—	Amperes
Over Current Delay Time	$t_{off}(OC)$	$V_D = 15\text{V}$	—	10	—	μs
Over Temperature Protection	OT	Trip Level	100	110	120	$^\circ\text{C}$
	OT_R	Reset Level	—	90	—	$^\circ\text{C}$
Supply Circuit Under Voltage Protection	UV	Trip Level	11.5	12.0	12.5	Volts
	UV_R	Reset Level	—	12.5	—	Volts
Supply Voltage	V_D	Applied between $V_{UP1}-V_{U1PC}$, $V_{VP1}-V_{V1PC}$, $V_{WP1}-V_{W1PC}$, $V_{N1}-V_{N1C}$	13.5	15	16.5	Volts
Circuit Current	I_D	$V_D = 15\text{V}$, $V_{CIN} = 15\text{V}$, $V_{N1}-V_{N1C}$	—	25	35	mA
		$V_D = 15\text{V}$, $V_{CIN} = 15\text{V}$, $V_{XP1}-V_{X1PC}$	—	7	10	mA
Input ON Threshold Voltage	$V_{CIN(on)}$	Applied between	1.2	1.5	1.8	Volts
Input OFF Threshold Voltage	$V_{CIN(off)}$	$U_p, V_p, W_p, U_N, V_N, W_N, B_T$	1.7	2.0	2.3	Volts
PWM Input Frequency	f_{PWM}	3- ϕ Sinusoidal	—	15	20	kHz
Fault Output Current	$I_{FO(H)}$	$V_D = 15\text{V}$, $V_{FO} = 15\text{V}$	—	—	0.01	mA
	$I_{FO(L)}$	$V_D = 15\text{V}$, $V_{FO} = 15\text{V}$	—	10	15	mA
Minimum Fault Output Pulse Width	t_{FO}	$V_D = 15\text{V}$	1.0	1.8	—	mS

PM15RSH120

IntelliMod™ Module

Three Phase + Brake IGBT Inverter Output

15 Amperes/1200 Volts

Electrical and Mechanical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

Characteristics	Symbol	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Units
IGBT Inverter Sector						
Collector Cutoff Current	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	—	1.0	mA
		$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	—	10	mA
Diode Forward Voltage	V_{FM}	$-I_C = 15\text{A}, V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 5\text{V}$	—	2.5	3.5	Volts
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 15\text{A}$	—	2.3	3.3	Volts
		$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 15\text{A}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	2.1	3.1	Volts
Inductive Load Switching Times	t_{on}		0.4	0.7	1.5	μS
	t_{rr}	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0 \sim 15\text{V}$	—	0.15	0.3	μS
	$t_{C(on)}$	$V_{CC} = 600\text{V}, I_C = 15\text{A}$	—	0.3	1.0	μS
	t_{off}	$T_j = 125^\circ\text{C}$	—	1.7	2.9	μS
	$t_{C(off)}$		—	0.7	1.3	μS
Brake Sector						
Collector-Emitter Saturation Voltage	$V_{CE(sat)}$	$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 15\text{A}, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	2.8	3.8	Volts
		$V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 0\text{V}, I_C = 15\text{A}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	2.5	3.5	Volts
Diode Forward Voltage	V_{FM}	$-I_C = 10\text{A}, V_D = 15\text{V}, V_{CIN} = 5\text{V}$	—	2.5	3.5	Volts
Collector Cutoff Current	I_{CES}	$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 25^\circ\text{C}$	—	—	1	mA
		$V_{CE} = V_{CES}, T_j = 125^\circ\text{C}$	—	—	10	mA

PM15RSH120

Intellimod™ Module

Three Phase + Brake IGBT Inverter Output

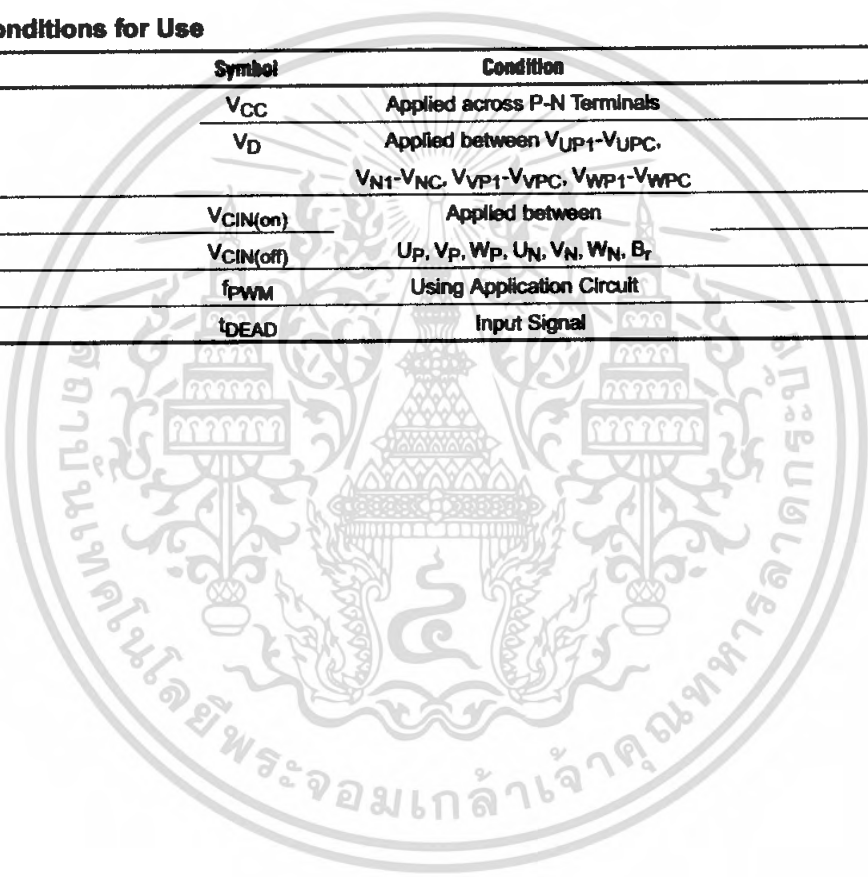
15 Amperes/1200 Volts

Thermal Characteristics

Characteristic	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Units
Junction to Case Thermal Resistance	$R_{th(j-c)Q}$	Each Inverter IGBT	—	—	1.5	°C/Watt
	$R_{th(j-c)D}$	Each Inverter FWDI	—	—	4.5	°C/Watt
	$R_{th(c-f)Q}$	Each Brake IGBT	—	—	3.0	°C/Watt
	$R_{th(c-f)D}$	Each Brake FWDi	—	—	5.5	°C/Watt
Contact Thermal Resistance	$R_{th(c-f)}$	Case to Fin Per Module, Thermal Grease Applied	—	—	0.044	°C/Watt

Recommended Conditions for Use

Characteristic	Symbol	Condition	Value	Units
Supply Voltage	V_{CC}	Applied across P-N Terminals	0 ~ 800	Volts
	V_D	Applied between V_{UP1} - V_{UPC} , V_{N1} - V_{NC} , V_{WP1} - V_{WPC} , V_{WP1} - V_{WPC}	15 ± 1.5	Volts
Input ON Voltage	$V_{CIN(on)}$	Applied between	0 ~ 0.8	Volts
Input OFF Voltage	$V_{CIN(off)}$	$U_p, V_p, W_p, U_N, V_N, W_N, B_T$	$4.0 - V_D$	Volts
PWM Input Frequency	f_{PWM}	Using Application Circuit	5 ~ 20	kHz
Minimum Dead Time	t_{DEAD}	Input Signal	≥ 2.5	μS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PM15RSH120

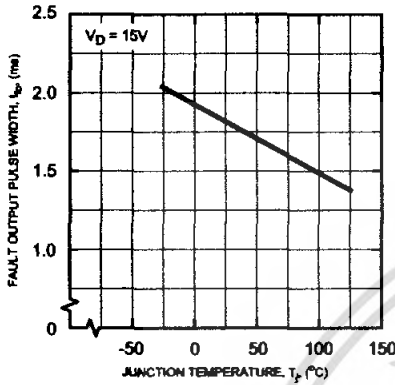
Intellimod™ Module

Three Phase + Brake IGBT Inverter Output

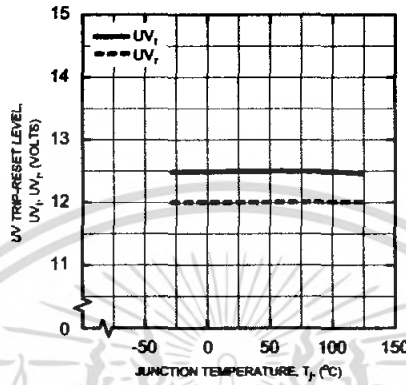
15 Amperes/1200 Volts

Inverter Part

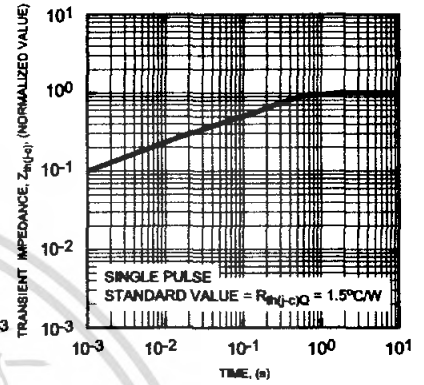
FAULT OUTPUT PULSE WIDTH VS. TEMPERATURE (TYPICAL)



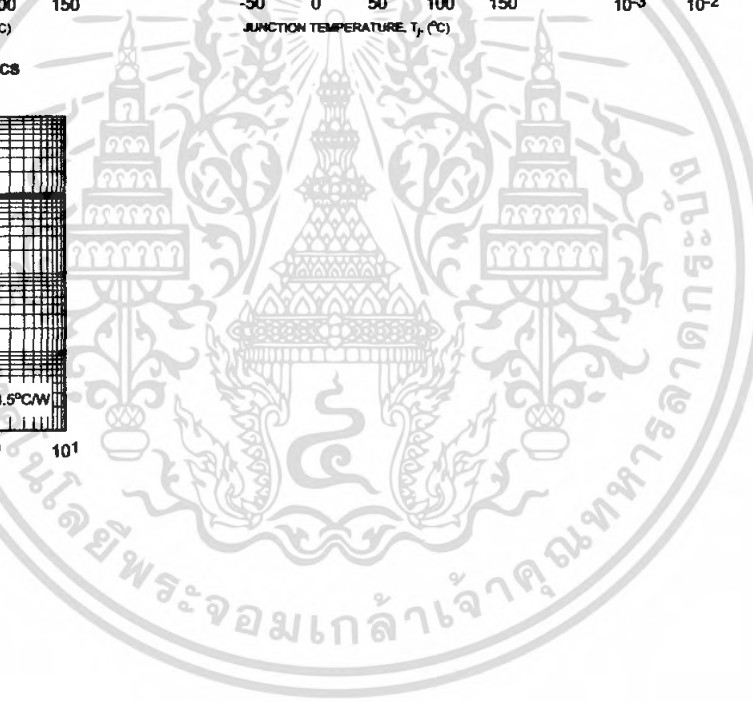
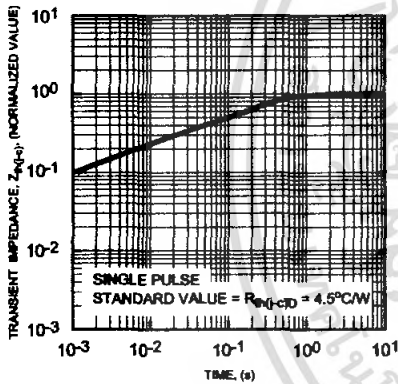
CONTROL SUPPLY VOLTAGE TRIP-RESET LEVEL TEMPERATURE DEPENDENCY (TYPICAL)



TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE CHARACTERISTICS (IGBT)

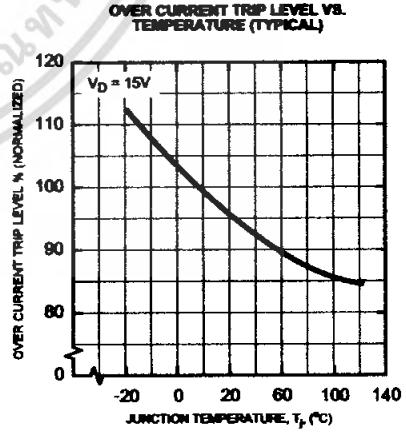
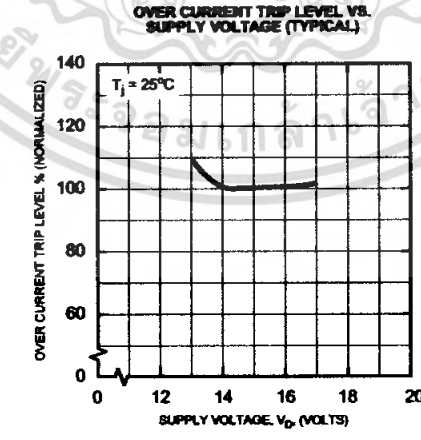
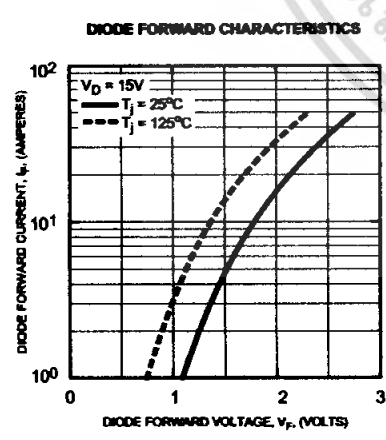
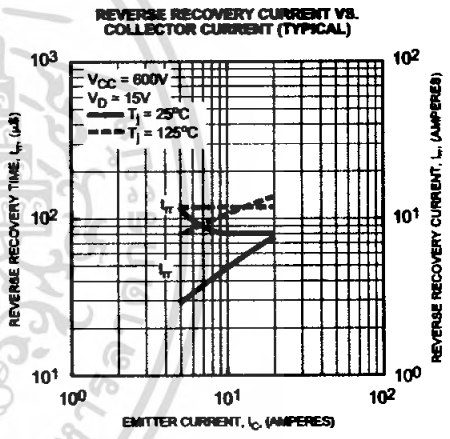
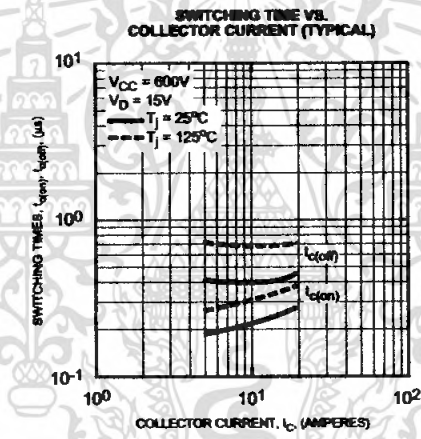
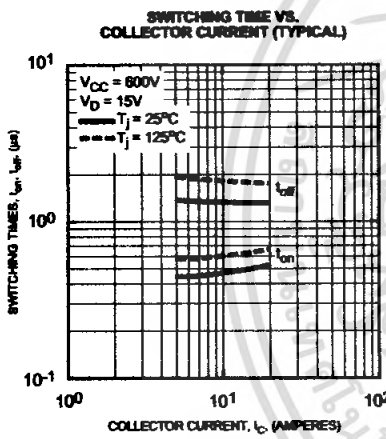
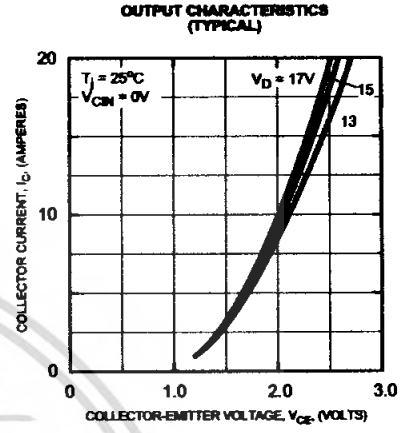
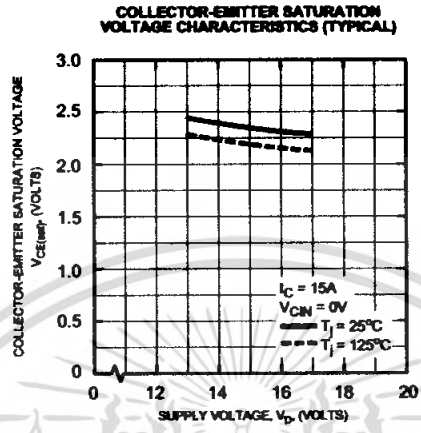
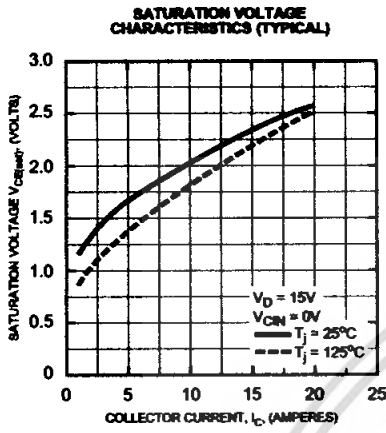


TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE CHARACTERISTICS (FWD)



PM15RSH120
Intellimod™ Module
Three Phase + Brake IGBT Inverter Output
15 Amperes/1200 Volts

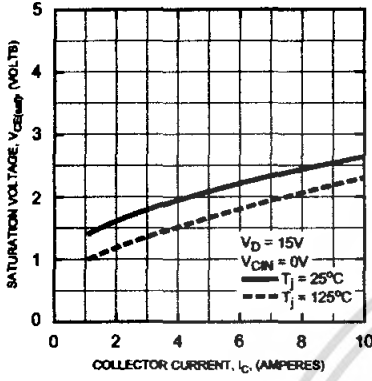
Inverter Part



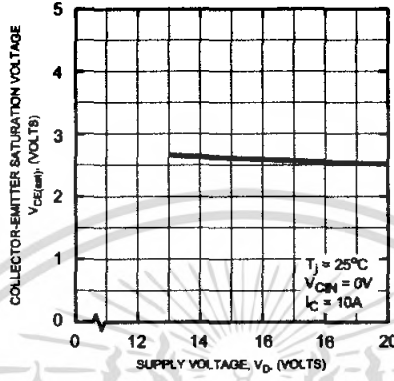
PM15RSH120
IntelliMod™ Module
Three Phase + Brake IGBT Inverter Output
15 Amperes/1200 Volts

Brake Part

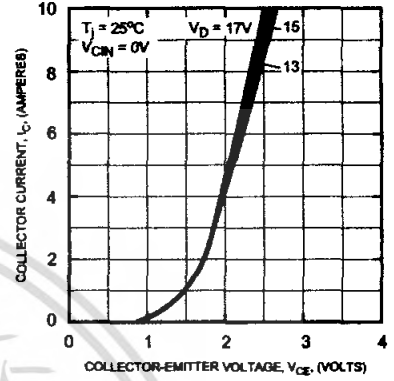
SATURATION VOLTAGE CHARACTERISTICS (TYPICAL)



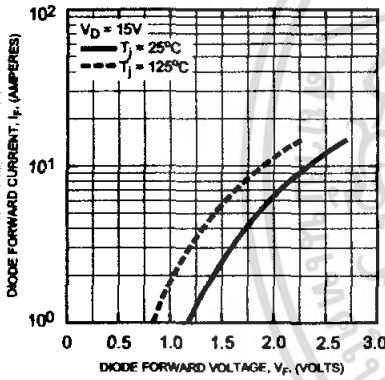
COLLECTOR-EMITTER SATURATION VOLTAGE CHARACTERISTICS (TYPICAL)



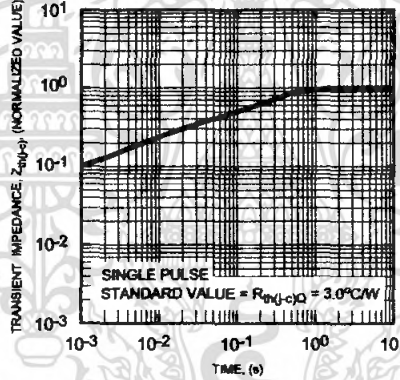
OUTPUT CHARACTERISTICS (TYPICAL)



DIODE FORWARD CHARACTERISTICS



TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE CHARACTERISTICS (IGBT)



TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE CHARACTERISTICS (FWD)

