

การศึกษาและออกแบบเครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์
A Study and Design of Air-conditioner speed control using
voltage source inverter



โดย
นายกังวาน เจริญครบุรี
นายชาญชัย อังกูรสุทธิพันธ์
นายชิษณุ ผาณิตพอมาน

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

ปท.
ก 3 ๑ ๑๓
๒๕๔๔
เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 45964
วัน, เดือน, ปี..... 26 ก.พ. 2546

b.....
i.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2544

การศึกษาและออกแบบเครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์

A study and design of air-conditioner speed control using voltage source inverter



อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

อ.สุรินทร์ คำฝอย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2544

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

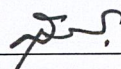
เรื่อง การศึกษาและออกแบบเครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์

ผู้จัดทำ

1. นายกั้ววาน เจริญครบุรี
2. นายชาญชัย อังกูรสุทธิพันธ์
3. นายชิษณุ ผาณิตพจมาน



อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ)



อาจารย์ที่ปรึกษา
(อ.สุรินทร์ คำฝอย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษาและออกแบบเครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์

นายกังวาน เจริญครบุรี
 นายชาญชัย อังกูรสุทธิพันธ์
 นายชัชฌู ผาณิตพจมาน

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ
 อ.สุรินทร์ คำฝอย
 ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการศึกษาผลการประหยัดพลังงาน และการออกแบบพีดีบีบลิวเอ็ม อินเวอร์เตอร์ (PWM INVERTER) ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน พิกัด 2.2 กิโลวัตต์ต่อแรงดันไฟฟ้ากระแส สลับ 200 โวลต์ เพื่อนำมาประยุกต์ใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ที่ใช้ขับเคลื่อนคอมเพรสเซอร์ในเครื่อง ปรับอากาศ โดยใช้ IPM (INTELLIGENT POWER MODULE) เป็นอุปกรณ์สวิตชิงที่ความถี่สวิตชิง ประมาณ 6.51 กิโลเฮิรตซ์ อุณหภูมิภายในระบบถูกรววจับโดยอุปกรณ์เซนเซอร์แล้วจะถูกประมวล ผลโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F872 ก่อนที่จะส่งสัญญาณไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เพื่อควบคุม IPM ให้สามารถปรับเปลี่ยนความถี่มูลฐานของสัญญาณที่จะนำไปขับเคลื่อนคอมเพรสเซอร์ให้ สอดคล้องกับอุณหภูมิที่ต้องการได้ ซึ่งจะส่งผลให้การควบคุมอุณหภูมิ และความเร็ของชุด คอมเพรสเซอร์เป็นไปได้เหมาะสม นอกจากนี้ได้พิจารณาผลของการประหยัดพลังงาน เพื่อนำไป ปรับปรุงพารามิเตอร์ของ พีดีบีบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ เช่น เวลาที่ใช้ในการสตาร์ท ความถี่มูลฐานใน การทำงาน และเวลาในการตัด-ต่อชุดคอมเพรสเซอร์ โดยเปรียบเทียบกับเครื่องปรับอากาศแบบเก่าที่ไม่ ได้ใช้พีดีบีบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ สำหรับผลการศึกษาดังกล่าวได้แสดงไว้ในบทสรุปของปริญญานิพนธ์ ฉบับนี้

A STUDY AND DESIGN OF AIR-CONDITIONER SPEED CONTROLLED USING
VOLTAGE SOURCE INVERTER

Mr.Kangwan Jarernkornburi

Mr.Chanchai Angkunsuttipan

Mr.Chitsanu Phanitphojamarn

Advisor

Asst.Prof.Dr. Vijit Kinnares

Mr. Surin Khomfoi

Year 2001

Abstract

This thesis presents a study of energy conservation and design a three-phase PWM Voltage source inverter , 2.2 kW/200 V_{ac} . The PWM inverter is applied with three-phase induction motor driving compressing unit in air-conditioner. IPM(Intelligent Power Module) is used as switching device with switching frequency about 6.51 kHz. The temperature in the system is detected by sensing device. The signal is transported to microcontroller, PIC16F872 , to evaluate. The evaluated signal is transferred to microcontroller, MCS-51 , for controlling IPM. Controlled IPM can change the fundamental frequency of the signal, used to drive compressing unit , according to desired temperature. Consequently, temperature and speed of compressing unit proceed properly. Besides, energy conservation is considered for adjusting parameters of PWM inverter such as starting time, fundamental frequency and operating time. As an experimental results, the comparison between air-conditioner using voltage source inverter and conventional air-conditioner is discussed. The results are shown in the conclusion of this thesis.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญ	III
สารบัญภาพ	V
สารบัญตาราง	VI
บทที่ 1 บทนำ.	1
1.1 จุดประสงค์	2
1.2 ขอบเขตของโครงการ	3
1.3 เนื้อหาภายในปริญญานิพนธ์	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ภายในโครงการ	4
2.1 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับเครื่องปรับอากาศ	4
2.1.1 การแบ่งส่วนทำความเย็น	4
2.1.2 คอมเพรสเซอร์	6
2.1.2.1 น้ำมันหล่อลื่นคอมเพรสเซอร์	9
2.1.2.2 วิธีการควบคุมสมรรถนะของคอมเพรสเซอร์	9
2.1.3 มอเตอร์คอมเพรสเซอร์	13
2.1.4 หลักการทำงานของวงจรทำความเย็น	13
2.2 บทนำเกี่ยวกับทฤษฎีเบื้องต้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส	14
2.2.1 หลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	14
2.2.2 วงจรสมมูล	16
2.2.3 การวิเคราะห์ห้วงจรสมมูล	17
2.2.4 วิธีการควบคุมความเร็วรอบมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ	19
2.2.4.1 การควบคุมแรงกันด้านสเตเตอร์	19
2.2.4.2 การควบคุมสลิปเฟาเวอร์	20
2.2.4.3 การควบคุมด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่	20
2.3 อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ	22
2.3.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส	23
2.3.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน	24
2.3.3 พีดีบีทีวีเอ็มอินเวอร์เตอร์	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

2.3.4 ทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสและพีดับบลิวเอ็ม	28
2.3.4.1 ความสัมพันธ์ของพีดับบลิวเอ็มในอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส	28
2.3.4.2 การทำงานของพีดับบลิวเอ็มในย่านค้ำชนี้การมีอคดูเลทเชิงเส้น ($ma \leq 1$)	31
2.3.4.3 การทำงานของพีดับบลิวเอ็มในย่านค้ำชนี้การมีอคดูเลทเกิน ($ma > 1$)	31
2.3.4.4 การทำงานในย่านรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยม (square wave)	32
2.3.5 ฟังก์ชันการมีอคดูเลทแบบไซน์ (SPWM) (sinusoidal PWM)	33
2.3.5.1 ซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิ่ง (symmetric regular sample PWM)	35
2.3.5.2 อะซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิ่ง (asymmetric regular sample PWM)	37
2.4 พื้นฐานเกี่ยวกับ ไอจีบีที	39
2.4.1 โครงสร้างพื้นฐานของ ไอจีบีที	39
2.4.2 คุณลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้า	41
2.4.3 คุณลักษณะการทำงาน	42
2.4.3.1 สภาวะการนำกระแส	42
2.4.3.2 สภาวะการหยุดนำกระแส	42
2.4.4 การเลทซ์ใน ไอจีบีที	44
2.4.5 การป้องกันการเลทซ์	45
2.4.6 วงจรสมมูลของ ไอจีบีที	46
2.4.7 คุณลักษณะการสวิตซ์	48
2.4.7.1 ช่วงการนำกระแส	48
2.4.7.2 ช่วงขณะหยุดนำกระแส	49
2.4.8 ข้อจำกัดของอุปกรณ์และพื้นที่ทำงานที่ความปลอดภัย	50
2.4.9 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของ ไอจีบีทีกับอุปกรณ์สวิตซ์ประเภทอื่น	51
บทที่ 3 การออกแบบสร้างเครื่องต้นแบบ	53
3.1 ส่วนจ่ายไฟเลี้ยง	53

สารบัญ(ต่อ)

3.2 ส่วนของวงจรกำลัง(Power Circuit)	61
3.2.1 วงจรบริดจ์ไดโอดเรกติไฟย(Bridge Diode Rectifier)	61
3.2.2 อินเวอร์เตอร์	61
3.3 ส่วนของวงจรควบคุม(Controll Circuit)	62
3.3.1 การออกแบบส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์	62
3.3.2 วงจรเดด ไทม์(Dead-Time)	65
3.3.3 วงจรขับเกท(Gate drive circuit)	66
3.3.4 วงจรกันกระแสกระชาก	67
3.3.5 วงจรเซนเซอร์อุณหภูมิและส่งสัญญาณประมวลผลทางอุณหภูมิ เพื่อควบคุมอุณหภูมิภายในระบบให้คงที่	67
บทที่ 4 ผลการทดลอง	71
4.1 เครื่องมือ และอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง และวัดผล	71
4.2 วงจรแสดงตำแหน่งการวัด	71
4.3 ผลการทดลอง	71
4.3.1 พลังงานไฟฟ้าที่ใช้ในเครื่องปรับอากาศแบบต่างๆ	71
4.3.1.1 เครื่องปรับอากาศที่ไม่ได้ใช้อินเวอร์เตอร์	71
4.3.1.2 เครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์ที่ใช้วิธีชอฟท์สตาร์ท ที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์	75
4.3.1.3 เครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์ที่ใช้วิธีชอฟท์สตาร์ท ที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์	77
4.3.1.4 เครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์ที่ใช้วิธีปรับเปลี่ยน ความถี่ระหว่าง 42-77 เฮิรตซ์	79
4.3.2 ผลการเปรียบเทียบการใช้พลังงานไฟฟ้าในเครื่องปรับอากาศแบบต่างๆ ที่อุณหภูมิ 20, 22, 24 °C	79
4.3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่มูลฐานกับกำลังงานไฟฟ้า	81
4.3.4 รูปคลื่นแรงดันพีคดับลิวเอ็ม กระแส และฮาร์มอนิกส์ของแรงดัน ที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ ณ ความถี่มูลฐานต่างๆ	81
บทที่ 5 วิเคราะห์ และสรุปผลการทดลอง	88
5.1 วิเคราะห์ผลการทดลอง	88

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

5.2 สรุปผลการทดลอง	88
บทที่ 6 ปัญหา และข้อเสนอแนะ	89
เอกสารอ้างอิง	90
กิตติกรรมประกาศ	
ภาคผนวก	
<ul style="list-style-type: none"> ● Data Sheet IPM PS11036 ● Data Sheet DS1820 ● รูปชิ้นงานเครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์ 	



สารบัญรูปภาพ

รูปที่ 2.1 อุปกรณ์หลักของเครื่องปรับอากาศ	5
รูปที่ 2.2 คอมเพรสเซอร์แบบ โรตารี	7
รูปที่ 2.3 แสดงการคู่อัดของคอมเพรสเซอร์แบบ โรตารี	8
รูปที่ 2.4 ใบมีดของคอมเพรสเซอร์แบบ โรตารี	8
(ก) ชนิดใบมีดอยู่กับที่	
(ข) ชนิดใบมีดเคลื่อนที่	
รูปที่ 2.5 การทำ by-pass ของ hot gas	10
รูปที่ 2.6 การทำ by-pass ที่กระบอกสูบ	11
รูปที่ 2.7 การปลดโหลดของกระบอกสูบ	11
รูปที่ 2.8 มอเตอร์ที่ปรับความเร็วรอบได้ 2 ชั้น	12
รูปที่ 2.9 หลักการทำงานของวงจรทำความเย็น	14
รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	16
รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลแบบประมาณของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	17
รูปที่ 2.12 วงจรอย่างง่ายของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	18
รูปที่ 2.13 การเปลี่ยนแปลงแรงดัน แรงบิด กระแสที่สเตเตอร์กับความถี่	20
รูปที่ 2.14 กราฟแสดงแรงบิด-ความเร็วมอเตอร์เมื่อควบคุมแบบVVVF	21
รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ	22
รูปที่ 2.16 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส	23
รูปที่ 2.17 แรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส	24
รูปที่ 2.18 วงจรกำลังของฟีดแบคทวีเอ็มอินเวอร์เตอร์	25
รูปที่ 2.19 ฟีดแบคทวีเอ็มอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน	26
รูปที่ 2.20 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส	28
รูปที่ 2.21 รูปคลื่นแรงดันฟีดแบคทวีเอ็มและสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์	29
รูปที่ 2.22 ความสัมพันธ์ของอัตราส่วนระหว่างแรงดันไลน์กับแรงดันเชื่อม โยงดีซีซีของ อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสในฟังก์ชันของอัตราส่วนการมอดูเลต	32
รูปที่ 2.23 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสแบบกึ่งสวิตช์	33
รูปที่ 2.24 ลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณฟีดแบคทวีเอ็ม สเปกตรัมแรงดันของเทคนิคการ มอดูเลตแบบไซน์ที่มีอัตราการมอดูเลตเท่ากับ 0.5, 1.0, 1.5 ตามลำดับ โดยรักษาฟลักซ์คงที่(v/f)	34

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

รูปที่ 2.25	ซิมเมตริกเร็กกูลาร์แชมปลิ่ง	36
รูปที่ 2.26	สัญญาณพีคดับลิวเอ็มแบบซิมเมตริกเร็กกูลาร์แชมปลิ่ง	36
รูปที่ 2.27	รูปสัญญาณพีคดับลิวเอ็มแบบซิมเมตริกและอะซิมเมตริกเมื่อ n เป็น 1	38
รูปที่ 2.29	คุณลักษณะของกระแสและความต่างศักย์	41
	(a) ลักษณะเอาท์พุท	
	(b) Transfer characteristic	
	(c,d) สัญญาณของไอจีบีทีชนิดเอ็น-แซแนล	
รูปที่ 2.30	ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส	43
รูปที่ 2.31 (a)	โครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์และมอสเฟตแฝงอยู่	45
	(b) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของไอจีบีที	
	(c) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของทรินิสเตอร์ที่แฝงอยู่ในไอจีบีที	
รูปที่ 2.32	โครงสร้างที่ป้องกันการแลทซ์ในไอจีบีที	46
รูปที่ 2.33	รูปคลื่นของกระแสและความต่างศักย์ขณะนำกระแส	48
รูปที่ 2.34	รูปคลื่นของกระแสและความต่างศักย์ขณะหยุดนำกระแส	49
รูปที่ 3.1	องค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป	54
รูปที่ 3.2	ลักษณะการจัดวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 3.1	54
รูปที่ 3.3	วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	56
รูปที่ 3.4	ลักษณะของกระแสที่ขดไพรมารีและกระแสที่ขดเซคันดารีขณะที่วงจรทำงาน	57
รูปที่ 3.5	ลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	58
รูปที่ 3.6	ลักษณะการพันขดลวดบนบอบบิ้น	58
รูปที่ 3.7	วงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายของส่วนจ่ายไฟเลี้ยง	60
รูปที่ 3.8	วงจรกำลัง	61
รูปที่ 3.9	วงจรสร้างสัญญาณพัลส์วิดมอดคูเลชัน 3 เฟส	64
รูปที่ 3.10	หลักการสร้างวงจรเดคไทม์	65
รูปที่ 3.11	วงจรเดคไทม์ควบคุมไอจีบีที 2 กิ่ง	65
รูปที่ 3.12	วงจรแยกกราวด์โดยใช้ Opto Isolator	66
รูปที่ 3.13	วงจรกันกระแสกระชาก	67

สารบัญรูปภาพ(ต่อ)

รูปที่ 3.14 วงจรเซนเซอร์อุณหภูมิและส่งสัญญาณประมวลผลทางอุณหภูมิเพื่อควบคุมอุณหภูมิภายในระบบให้คงที่	69
รูปที่ 3.15 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์	70
รูปที่ 4.1 รูปวงจรแสดงตำแหน่งของการวัด	71
รูปที่ 4.2 กระแสกระชากขณะสตาร์ทชุดคอมเพรสเซอร์	72
รูปที่ 4.3 เปรียบเทียบพลังงานไฟฟ้าที่ใช้ในเครื่องปรับอากาศแบบต่าง ๆ	79
รูปที่ 4.4 กราฟเปรียบเทียบผลการประหยัดพลังงานที่อุณหภูมิต่าง ๆ	80
รูปที่ 4.5 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่มูลฐานกับกำลังงานไฟฟ้า	81
รูปที่ 4.6 สัญญาณแรงดันที่ดับลิแวม กระแส และสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์	86
รูปที่ 4.8 แรงดัน และกระแสอินพุทของอินเวอร์เตอร์	87
รูปที่ 4.9 สเปกตรัมของกระแสอินพุทที่ป้อนให้อินเวอร์เตอร์	87

สารบัญตาราง

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันชนิด 6 สตีป และพัลส์วิดมีอดคูลเลชันอินเวอร์เตอร์	27
ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสและอินเวอร์เตอร์ ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน	27



บทที่ 1

บทนำ

นับแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน วิทยาการและเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง (Power Electronics) ได้รับการพัฒนาเรื่อยมาอย่างต่อเนื่อง เพื่อเพิ่มขีดความสามารถและประสิทธิภาพของอุปกรณ์ให้สูงขึ้น ปรับปรุงแก้ไขข้อจำกัดต่างๆ ให้น้อยลงและมีราคาถูก จากคุณสมบัติเหล่านี้ ทำให้มีการนำอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังมาประยุกต์ใช้งานทางด้านวิศวกรรมอย่างแพร่หลาย เพราะมีจุดเด่นในเรื่องของความสะดวก การควบคุมทำได้ง่าย และมีราคาที่ไม่แพง ที่พบเห็นได้โดยทั่วไป คือ การนำอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังมาประยุกต์ใช้กับมอเตอร์เหนี่ยวนำ (Induction Motor) ซึ่งถือได้ว่าเป็นส่วนประกอบที่สำคัญในกระบวนการผลิตของภาคอุตสาหกรรม และในอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าต่างๆ โดยนำมาใช้เป็นวงจรขับ (AC Drive Circuit) เพื่อควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำให้ได้ตามที่ต้องการ เครื่องปรับอากาศก็เป็นอีกนวัตกรรมหนึ่ง ที่มีการนำเอาศาสตร์ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังมาประยุกต์ใช้ เป็นการผสมผสานเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและการทำความเย็นเข้าไว้ด้วยกันอย่างลงตัว โดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังเป็นชุดขับมอเตอร์เหนี่ยวนำในชุดคอมเพรสเซอร์ (Compressing Unit) ให้สอดคล้องกับอุณหภูมิที่ต้องการ ภายใต้อุปกรณ์นี้ เครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์

เนื่องจากที่ตั้งของประเทศไทยอยู่ในเขตภูมิอากาศแบบร้อนชื้น เครื่องปรับอากาศจึงได้รับความนิยมเพิ่มขึ้น และถูกนำมาใช้งานอย่างแพร่หลาย ทั้งที่อยู่อาศัย อาคารสำนักงาน ศูนย์การค้าต่างๆ ซึ่งตลอดระยะเวลาที่ผ่านมา ได้มีการพัฒนาและปรับปรุงคุณภาพของเครื่องปรับอากาศให้ดีขึ้นมาเป็นลำดับ เพื่อตอบสนองกับความต้องการดังกล่าว ทั้งในด้านขนาด รูปร่าง เทคโนโลยี และการประหยัดพลังงาน ในหัวข้อของการประหยัดพลังงานนี้ ถือเป็นเรื่องที่สำคัญที่จะต้องพิจารณาควบคู่ไปกับการพัฒนาเทคโนโลยีทุก ๆ ด้าน เนื่องจากพลังงานไฟฟ้าเป็นปัจจัยสำคัญในการพัฒนาด้านต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นด้านสังคม เศรษฐกิจ การคมนาคมขนส่ง ฯลฯ และถือได้ว่าเป็นหัวใจหลักสำหรับธุรกิจทุกประเภท ทั้งของภาครัฐ และเอกชน จึงจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องหาวิธีประหยัดพลังงานทุก ๆ ด้าน เพราะพลังงานไฟฟ้าที่มีอยู่ในปัจจุบัน กล่าวได้ว่าไม่เพียงพอกับความต้องการของผู้บริโภคที่เพิ่มขึ้นทุกวัน ในเครื่องปรับอากาศระบบเก่านั้น จะรับไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์ เข้าไปโดยตรงซึ่งจะส่งผลให้มีกระแสขณะสตาร์ทชุดคอมเพรสเซอร์สูงถึง 5 - 7 เท่า ของกระแสปกติ หรือที่เรียกว่า เกิดกระแสกระชาก และระหว่างการใช้งานจะมีการตัดต่อของชุดคอมเพรสเซอร์เมื่อระบบมีอุณหภูมิสูงถึงอุณหภูมิค่าที่ตั้งไว้ กระบวนการดังกล่าวนี้ ทำให้เครื่องปรับอากาศระบบเก่าใช้พลังงานไฟฟ้ามาก หรือกินไฟนั่นเอง ซึ่งนอกจากจะไม่เป็นการประหยัดพลังงานแล้ว ผู้ใช้ยังต้องจ่ายค่าไฟในราคาที่สูง จากปัญหาดังกล่าว สามารถแก้ไขระบบของเครื่องปรับอากาศ ให้มีกระแสขณะสตาร์ทต่ำ และชุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอมเพรสเซอร์ทำงานอย่างต่อเนื่อง ได้ด้วยการนำอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังชนิดหนึ่งที่ใช้ในการเปลี่ยนไฟกระแสตรงให้เป็นไฟกระแสสลับ มาใช้เป็นตัวปรับเปลี่ยนความถี่ของไฟกระแสสลับก่อนเข้าสู่ชุดคอมเพรสเซอร์ โดยเรียกเครื่องปรับอากาศระบบนี้ว่า เครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์

เครื่องปรับอากาศที่ใช้ระบบอินเวอร์เตอร์คอนโทรล (Inverter Control) กำลังได้รับความสนใจและถูกกล่าวถึงเป็นอย่างมาก เนื่องจากกระแสขณะสตาร์ทชุดคอมเพรสเซอร์มีค่าต่ำ ประหยัดพลังงานและสะดวกในการควบคุมอุณหภูมิให้คงที่ โดยระบบการทำงานจะสตาร์ทชุดคอมเพรสเซอร์ที่ความถี่ต่ำ ส่งผลให้กระแสขณะสตาร์ทต่ำ หรือที่เรียกว่า Soft Start จากนั้นจึงเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้นทีละน้อยเพื่อให้ชุดคอมเพรสเซอร์มีความเร็วรอบสอดคล้องกับอุณหภูมิที่ต้องการ โดยใช้การควบคุมด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่ (Variable Voltage Variable Frequency ;VVVF) เพื่อให้ได้แรงบิดสูงสุดตลอดการใช้งาน ในระหว่างการใช้งานชุดคอมเพรสเซอร์จะทำงานอย่างต่อเนื่อง ทำให้ไม่สูญเสียพลังงานในการสตาร์ทชุดคอมเพรสเซอร์ ส่วนของการควบคุมอุณหภูมินั้น ใช้การควบคุมแบบ Closed-Loop Control กล่าวคือ อุณหภูมิในระบบจะถูกตรวจจับโดยอุปกรณ์เซนเซอร์ แล้วนำมาประมวลผลในไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อควบคุม พัลส์บวลิเอ็มอินเวอร์เตอร์ (PWM Inverter) ให้สามารถปรับเปลี่ยนความถี่มาตรฐานให้สอดคล้องกับอุณหภูมิที่ต้องการ เมื่อประกอบกับการทำงานที่ต่อเนื่องของชุดคอมเพรสเซอร์แล้ว จะทำให้การควบคุมอุณหภูมิของระบบให้คงที่ เป็นไปอย่างเหมาะสม

ปริญญาบัตรฉบับนี้จึงมุ่งที่จะศึกษาผลการประหยัดพลังงานของเครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์เมื่อควบคุมพัลส์บวลิเอ็มอินเวอร์เตอร์ (PWM Inverter) ด้วยเทคนิคต่างๆ โดยเปรียบเทียบกับเครื่องปรับอากาศที่ไม่ได้ใช้อินเวอร์เตอร์

1.1 จุดประสงค์

1. เพื่อนำ IPM (Intelligent Power Module) ซึ่งเป็นชุดอินเวอร์เตอร์ มาควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ในชุดคอมเพรสเซอร์ของเครื่องปรับอากาศ ขนาด 1 ตัน 12,500 บีทียู โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เป็นตัวควบคุม เพื่อให้ได้อุณหภูมิที่ต้องการ
2. เพื่อศึกษาผลการประหยัดพลังงานของเครื่องปรับอากาศ เมื่อนำอินเวอร์เตอร์มาใช้ปรับความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ในชุดคอมเพรสเซอร์ของเครื่องปรับอากาศ ขนาด 1 ตัน 12,500 บีทียู

1.2 ขอบเขตของโครงการ

1. ศึกษาและออกแบบ PWM Inverter ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน เพื่อนำมาควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ในชุดคอมเพรสเซอร์ของเครื่องปรับอากาศ ขนาด 1 ตัน 12,500 บีทียู โดยรับอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตซ์
2. ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เป็นตัวสร้างสัญญาณที่มีความถี่สวิทซ์ซึ่งประมาณ 6.51 กิโลเฮิร์ตซ์ไปควบคุมไอจีบีที ซึ่งเป็นอุปกรณ์ตัดต่อในชุดอินเวอร์เตอร์ เพื่อปรับเปลี่ยนความถี่มูลฐานของไฟฟ้ากระแสสลับ ที่จะจ่ายเข้าสู่ชุดคอมเพรสเซอร์ โดยปรับความถี่ขึ้นลงทีละ 0.07 เฮิร์ตซ์
3. ศึกษาผลการประหยัดพลังงานของเครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์เมื่อเปรียบเทียบกับเครื่องปรับอากาศที่ไม่ได้ใช้อินเวอร์เตอร์

1.3 เนื้อหาภายในปฏิญานิพนธ์

- บทที่ 1 จะกล่าวถึงบทนำ จุดประสงค์ ขอบเขตในการทำงานของโครงการ และเนื้อหาคร่าวๆ ในแต่ละบท
- บทที่ 2 จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับเครื่องปรับอากาศ มอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในเครื่องปรับอากาศ และอุปกรณ์สวิทซ์
- บทที่ 3 การคำนวณ และการออกแบบสร้างวงจรไฟเลี้ยง วงจรกำลังและวงจรควบคุม
- บทที่ 4 การทดลอง และผลการทดลอง
- บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง พร้อมทั้งข้อเสนอแนะ ภาคผนวก รวบรวมค่าข้อมูล(Data sheet) ของอุปกรณ์ที่สำคัญต่างๆ

บทที่ 2

ทฤษฎีพื้นฐาน

ในการทำโครงการเรื่องการศึกษาและออกแบบเครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์นี้ ได้อาศัยทฤษฎีพื้นฐานเรื่องต่างๆ ประกอบกัน ได้แก่

- ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับเครื่องปรับอากาศ
 - ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส
 - ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับอินเวอร์เตอร์
 - และทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับอุปกรณ์ตัดต่อ
- โดยมีรายละเอียดที่เกี่ยวข้องกับโครงการ ดังต่อไปนี้

2.1 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับเครื่องปรับอากาศ

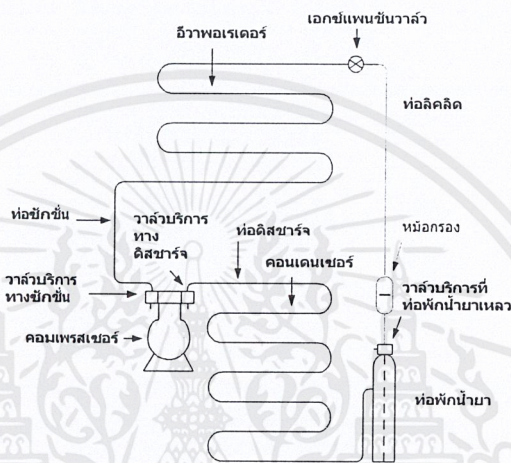
ในการทำความเย็นของเครื่องปรับอากาศ จะอาศัยการหมุนเวียนของสารทำความเย็น ซึ่งเรียกว่าวัฏจักรการทำความเย็น โดยจะดูดความร้อนภายในระบบ และถ่ายเทออกไปที่นอกระบบ หรือจะพูดง่ายๆอีกแบบหนึ่งได้ว่า ความร้อนจะถูกถ่ายเทจากในระบบที่มีอุณหภูมิต่ำไปนอกระบบที่มีอุณหภูมิสูง ซึ่งเหมือนกับการสูบน้ำจากที่ต่ำไปยังที่สูง เครื่องปรับอากาศอาจเรียกได้ว่าเป็นเครื่องสูบน้ำความร้อน (Thermal pump) นั่นเอง

2.1.1 การแบ่งส่วนทำความเย็นของเครื่องปรับอากาศ

เครื่องปรับอากาศโดยทั่วไปแล้วจะมีอุปกรณ์หลักที่สำคัญและหน้าที่ดังนี้

1. อีวาพอเรเตอร์ ทำหน้าที่ดูดความร้อนภายในห้อง ขณะที่น้ำยาทำความเย็นภายในระบบที่บริเวณนี้ระเหยจะดูดความร้อนผ่านผิวท่อทางเดินน้ำยาเข้าไปยังน้ำยาภายในระบบ ทำให้อุณหภูมิโดยรอบของอีวาพอเรเตอร์ลดลง
2. คอมเพรสเซอร์ ทำหน้าที่ในการดูดและอัดน้ำยาที่เป็นแก๊ส โดยดูดแก๊สที่มีอุณหภูมิต่ำและความดันต่ำจากอีวาพอเรเตอร์ และอัดให้มีความดันและอุณหภูมิสูง จนถึงจุดที่แก๊สพร้อมจะควบแน่นเป็นของเหลวเมื่อมีการถ่ายเทความร้อนออกจากน้ำยา
3. คอนเดนเซอร์ ทำหน้าที่ให้น้ำยาที่เป็นแก๊สกลั่นตัวเป็นของเหลวด้วยการระบายความร้อนออกจากน้ำยานั้น กล่าวคือ น้ำยาในสถานะแก๊ส อุณหภูมิสูงและความดันสูง ซึ่งถูกอัดส่งมาจากคอมเพรสเซอร์ เมื่อถูกระบายความร้อนแผ่ออกจะกลั่นตัวเป็นของเหลว แต่ยังคงมีความดันและอุณหภูมิสูงอยู่

4. ท่อพักน้ำยาเหลว น้ำยาเหลวที่มีความดันสูงและอุณหภูมิสูงซึ่งกลั่นตัวมาแล้วจากคอนเดนเซอร์ จะถูกส่งเข้ามาพักในท่อพักน้ำยานี้ ก่อนที่จะถูกส่งไปยังเอกซ์แพนชันวาล์วอีกทีหนึ่ง
5. เอกซ์แพนชันวาล์ว ทำหน้าที่ควบคุมการไหลของน้ำยาเหลวที่ผ่านเข้าไปยังอีวาพอเรเตอร์ ลดความดันของน้ำยาให้มีความดันต่ำลง จนสามารถระเหยเปลี่ยนสถานะเป็นไอได้ที่อุณหภูมิต่ำใน อีวาพอเรเตอร์



รูปที่ 2.1 อุปกรณ์หลักของเครื่องปรับอากาศ

เมื่อพิจารณาถึงความดันภายในระบบเครื่องปรับอากาศแล้ว จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ด้านความดันสูงของระบบและด้านความดันต่ำของระบบ

1. ด้านความดันสูง (high side) ประกอบด้วยทางอัดของคอมเพรสเซอร์ ท่อดิสชาร์จ คอนเดนเซอร์ ท่อพักน้ำยาเหลว ท่อลิคควิด และทางเข้าของเอกซ์แพนชันวาล์ว ความดันของน้ำยา ด้านความอัดสูงนี้บางครั้งเรียกว่า ความดันทางคอนเดนเซอร์ (condensing pressure) หรือความดันด้านอัด (discharge pressure)
2. ด้านความดันต่ำ (low side) ประกอบด้วยทางออกของเอกซ์แพนชันวาล์ว อีวาพอเรเตอร์ ท่อซิกชัน และทางดูดของคอมเพรสเซอร์ ความดันของน้ำยา ด้านความดันต่ำนี้ บางครั้งเรียกว่า ความดันทางอีวาพอเรเตอร์ (evaporator pressure) หรือความดันด้านดูด (suction pressure) หรือความดันด้านกลับ (back pressure)

จะเห็นได้ว่าทั้งคอมเพรสเซอร์และเอกซ์แพนชันวาล์วเป็นอุปกรณ์สำคัญที่ทำหน้าที่เป็นตัวแบ่งความดันของระบบเครื่องทำความเย็นออกเป็น 2 ส่วนดังกล่าว

2.1.2 คอมเพรสเซอร์

คอมเพรสเซอร์เป็นอุปกรณ์หลักที่สำคัญอันหนึ่งของระบบเครื่องปรับอากาศซึ่งจะทำหน้าที่ในการดูดและอัดน้ำยาในสถานะแก๊ส คอมเพรสเซอร์จะดูดน้ำยาที่เป็นซูเปอร์ฮีตแก๊สความดันต่ำและอุณหภูมิต่ำจากอีวาपोเรเตอร์ผ่านเข้ามาทางท่อซัคชั่น เข้ายังทางดูดของคอมเพรสเซอร์ แล้วอัดแก๊สนี้ให้มีความดันสูงขึ้นและมีอุณหภูมิสูงขึ้นด้วย ส่งเขายังท่อคอนเดนเซอร์ โดยผ่านเข้าทาง ท่อดิสชาร์จเพื่อไปกลั่นตัวเป็นของเหลวในคอนเดนเซอร์ด้วยการระบายความร้อนออกจากรู้น้ำยาอีกทีหนึ่ง

จะเห็นได้ว่าในวงจรของระบบเครื่องปรับอากาศ คอมเพรสเซอร์เป็นอุปกรณ์ที่แบ่งความดันในระบบระหว่างด้านความดันสูง และความดันต่ำ น้ำยาที่ถูกดูดเข้ามาในคอมเพรสเซอร์จะมีสถานะเป็นแก๊สที่มีความดันต่ำ และน้ำยาที่อัดส่งจากคอมเพรสเซอร์จะมีสถานะเป็นแก๊สที่มีความดันสูง

ชนิดของคอมเพรสเซอร์

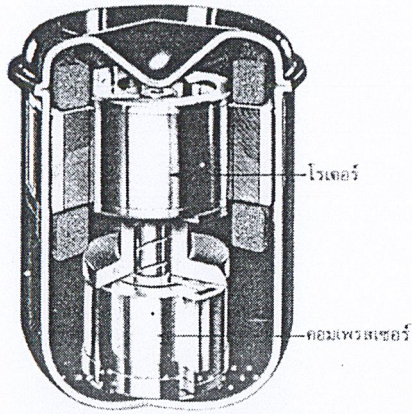
คอมเพรสเซอร์ที่นิยมใช้ในเครื่องปรับอากาศมีอยู่หลายชนิด คือ

1. แบบลูกสูบ (reciprocating)
2. แบบโรตารี (rotary)
3. แบบแรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลาง (centrifugal)

คอมเพรสเซอร์แบบลูกสูบนิยมใช้ในเครื่องปรับอากาศตั้งแต่ขนาดเล็กจนถึงขนาดใหญ่ ส่วนคอมเพรสเซอร์แบบ โรตารีนั้นจะใช้ได้ดีในเครื่องปรับอากาศขนาดเล็กประมาณ 1-2 ตัน และคอมเพรสเซอร์แบบแรงเหวี่ยงหนีศูนย์กลางนั้นใช้ได้เฉพาะเครื่องปรับอากาศขนาดใหญ่ตั้งแต่ 50-60 ตันขึ้นไป ซึ่งในจำนวนขนาดบิที่เท่ากันแล้ว คอมเพรสเซอร์แบบ โรตารีจะกินกระแสไฟฟ้าน้อยกว่าคอมเพรสเซอร์แบบลูกสูบ โดยคอมเพรสเซอร์ในเครื่องปรับอากาศที่ใช้ใน โครงการนี้เป็นคอมเพรสเซอร์แบบโรตารี

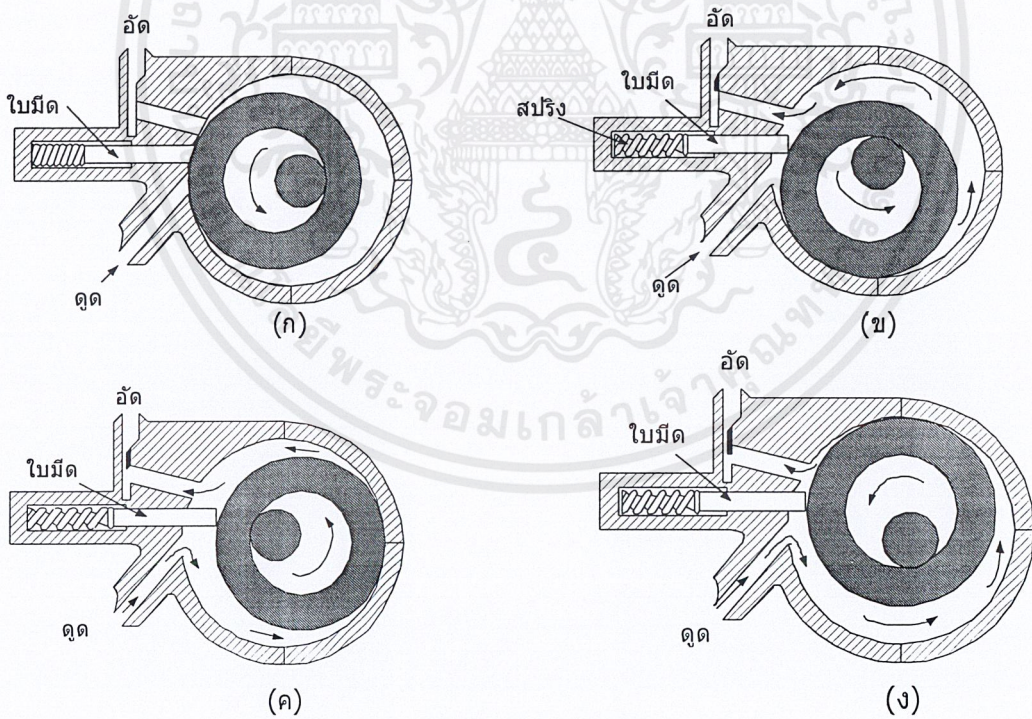
คอมเพรสเซอร์แบบโรตารี

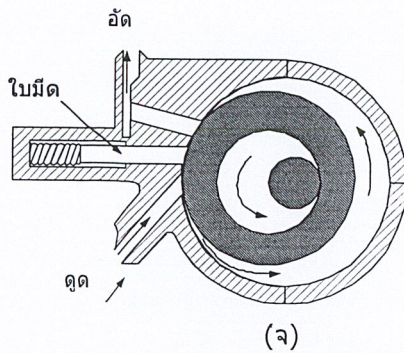
คอมเพรสเซอร์แบบโรตารีทำหน้าที่ดูดและอัดน้ำยาในสถานะที่เป็นแก๊ส โดยอาศัยการกวาดตัวตามแกนโรเตอร์ เนื่องจากคอมเพรสเซอร์แบบโรตารีนี้มีขีดจำกัดในการทำงานคือ จะทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูง กินไฟน้อย กับระบบเครื่องปรับอากาศที่มีขนาดเล็กไม่เกิน 1-2 ตัน แต่ถ้าในระบบขนาดใหญ่จะใช้งานได้ไม่ค่อยสู้ดีนัก



รูปที่ 2.2 คอมเพรสเซอร์แบบโรตารี

หลักการทำงานของคอมเพรสเซอร์แบบโรตารีคือ จะดูดน้ำยาในสถานะแก๊สโดยอาศัยการกวาดตัวตามแกนโรเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.3

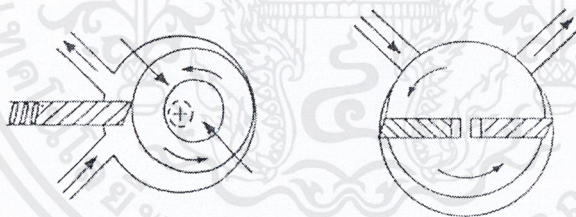




รูปที่ 2.3 การดูดอัดของคอมเพรสเซอร์แบบโรตารี

จากรูปที่ 2.3 (ก) เป็นตำแหน่งเริ่มการดูดอัด ภายในกระบอกสูบนี้มีน้ำยาที่มีสถานะเป็นแก๊สอยู่เต็ม ตำแหน่งในรูป (ข) แก๊สในกระบอกสูบถูกอัดตัวพร้อม ๆ กับการเริ่มจังหวะดูด ตำแหน่งในรูป (ค) ช่วงจังหวะการดูดและอัดอยู่ระหว่างครึ่งต่อครึ่ง ตำแหน่งในรูป (ง) เส้นทางอัดเปิดในช่วงจังหวะอัดพร้อม ๆ กับสารความเย็นถูกดูดเข้ามาเพิ่มมากขึ้นในกระบอกสูบ และในตำแหน่งรูป (จ) จังหวะการดูดและอัดครบรอบ

ในช่วงจังหวะการทำงานของคอมเพรสเซอร์แบบนี้จะมีตัวช่วยแบ่งกันระหว่างห้องดูดและห้องอัดภายในตัวคอมเพรสเซอร์ ซึ่งเรียกว่า ใบมีด (blade)



(ก) ชนิดใบมีดอยู่กับที่ (ข) ชนิดใบมีดเคลื่อนที่

รูปที่ 2.4 ใบมีดของคอมเพรสเซอร์แบบโรตารี

ใบมีดที่เป็นตัวแบ่งกันห้องดูดและห้องอัดของคอมเพรสเซอร์แบบโรตารีมีอยู่ 2 ชนิด คือ

1. ชนิดใบมีดอยู่กับที่ (stationary blade) เป็นแบบซึ่งใบมีดจะฝังตัวอยู่กับกระบอกสูบ ขณะที่ตัวหมุนกวาดน้ำยาหมุนห่างออกไป สปริงจะดันให้ใบมีดชนอยู่กับตัวหมุนตลอดเวลา เพื่อทำหน้าที่เป็นตัวกั้นห้องดูดและห้องอัดในกระบอกสูบ ดังแสดงในรูปที่ 2.4 (ก)
2. ชนิดใบมีดเคลื่อนที่ (rotating blade) แบบนี้ใบมีดจะฝังตัวอยู่ในตัวหมุนกวาดน้ำยา ในขณะที่ตัวหมุนกวาดน้ำยาหมุนห่างออกไป สปริงจะดันให้ใบมีดชนกับกระบอกสูบ และเคลื่อนที่ไปโดยรอบเพื่อทำหน้าที่แบ่งห้องดูดและห้องอัด ดังรูปที่ 2.4(ข)

คอมเพรสเซอร์แบบโรตารีจะต้องมีวาล์วกันกลับซึ่งเป็นลิ้นที่ยอมให้น้ำยาไหลผ่านทางเดียว เพื่อป้องกันมิให้น้ำยาในสถานะแก๊สซึ่งถูกอัดให้มีความดันสูงไหลย้อนกลับเข้าอิวาพอเรเตอร์

คอมเพรสเซอร์เป็นอุปกรณ์ที่แบ่งความดันในระบบระหว่างด้านความดันสูงและด้านความดันต่ำ น้ำยาที่ถูกดูดเข้ามาในคอมเพรสเซอร์จะมีสถานะเป็นแก๊สที่มีความดันต่ำ และน้ำยาที่ถูกอัดส่งออกจากคอมเพรสเซอร์จะมีสถานะเป็นแก๊สที่มีความดันสูง

2.1.2.1 น้ำมันหล่อลื่นคอมเพรสเซอร์

น้ำมันหล่อลื่นคอมเพรสเซอร์ใช้สำหรับการหล่อลื่นส่วนที่เคลื่อนไหวดังต่าง ๆ ของคอมเพรสเซอร์ น้ำมันนี้จะถูกดูดอัดปนกับน้ำยาเข้าไปในท่อทางเดินน้ำยาของระบบบ้างเล็กน้อย เนื่องจากน้ำมันคอมเพรสเซอร์จะต้องสัมผัสกับน้ำยาอยู่ตลอดเวลา ดังนั้นน้ำยาจะต้องไม่เกิดปฏิกิริยาทางเคมีหรือทางฟิสิกส์กับน้ำมันคอมเพรสเซอร์ และภายในระบบต้องสะอาด แต่ถ้ามีความชื้นในระบบ จะเกิดปฏิกิริยากับน้ำมัน ทำให้เสื่อมสภาพ เกิดกรด ตะกรัน และจะทำปฏิกิริยากับท่อทางเดินน้ำยาของระบบได้ และถ้าอุณหภูมิทางท่อคิซาร์จสูงด้วยแล้ว ยิ่งทำให้เครื่องเสียเร็วขึ้น ในเครื่องที่ใช้น้ำยา R-22 ถ้าอุณหภูมิทางด้านท่อคิซาร์จสูงมาก จะทำให้น้ำมันคอมเพรสเซอร์สลายตัว และอาจทำให้มอเตอร์ไหม้ได้ ซึ่งจะพบบ่อยในเครื่องเฮอริเมติกคอมเพรสเซอร์ เพื่อแก้ปัญหาในเรื่องนี้ จึงควรใช้น้ำมันคอมเพรสเซอร์ที่มีจุดไหลตัว (pour point) และจุดแข็งเป็นไข (floc point) ต่ำ และทำสัญญาการควบคุมความชื้นในระบบออกให้หมด ตลอดจนระวังอย่าให้อุณหภูมิทางท่อคิซาร์จสูงเกินไป

2.1.2.2 วิธีการควบคุมสมรรถนะของคอมเพรสเซอร์

การควบคุมสมรรถนะของคอมเพรสเซอร์จะช่วยทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องปรับอากาศดีขึ้น โดยวิธีการควบคุมสมรรถนะของคอมเพรสเซอร์อย่างง่ายมี 4 วิธีด้วยกันคือ

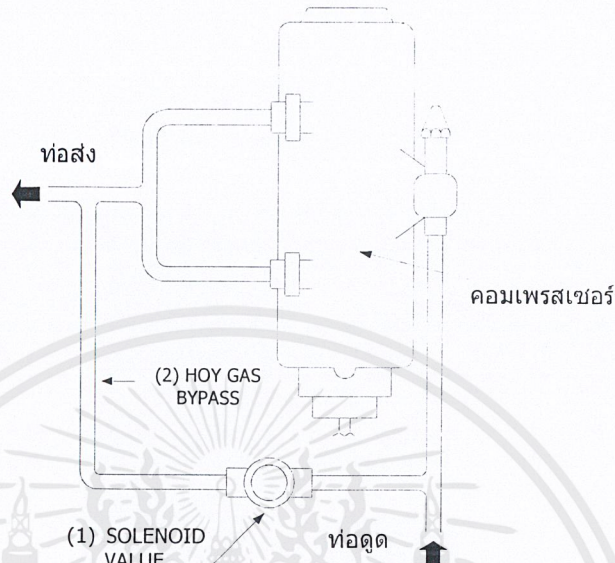
1. วิธีการทำ by-pass ของ hot gas
2. วิธีการทำ by-pass ที่กระบอกสูบ
3. วิธีการปลดโหลดของกระบอกสูบ
4. วิธีการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์คอมเพรสเซอร์

ในโครงการนี้ได้ใช้วิธีการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์คอมเพรสเซอร์ซึ่งเป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำเพื่อควบคุมสมรรถนะของคอมเพรสเซอร์

วิธีการทำ by-pass ของ hot gas

วิธีการทำ by-pass ของ hot gas อย่างง่ายแสดงไว้ดังรูปที่ 2.5 อุณหภูมิและความดันของสารทำความเย็นอาจควบคุมได้ด้วย solenoid valve (1) ในท่อ by-pass (2) เมื่อต้องการจะลดสมรรถนะ ให้เปิด solenoid valve ให้ hot gas บางส่วนไหลเวียนกลับเข้าทางด้านดูดเสียส่วนหนึ่ง เมื่อเครื่องเดินเต็มไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ ให้ปิด solenoid valve ซึ่งจะทำให้แก๊สจากทั้งสองห้องหัวสูบลอกไปยังท่อส่งทั้งหมด solenoid valve จะเปิดต่อเมื่อต้องการเดินเครื่อง โหลดและปิดต่อเมื่อเดินเต็ม โหลด

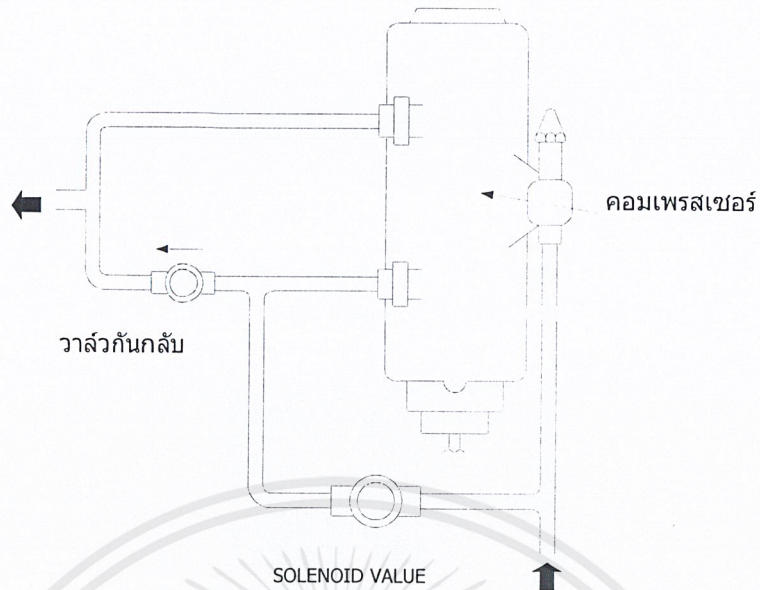


รูปที่ 2.5 การทำ by-pass ของ hotgas

เมื่อการทำงานเครื่อง โหลดนานเกินไปจะทำให้หัวสูบล้อร้อน ซึ่งจะทำให้เกิดปัญหาในการหล่อลื่น และทำให้เสียงดัง วิธีการนี้จึงเหมาะสำหรับการเดินเครื่อง โหลดเป็นระยะเวลาดสั้น ๆ เท่านั้น และไม่ถี่จนเกินไป

วิธีทำ by-pass ที่กระบอกสูบ

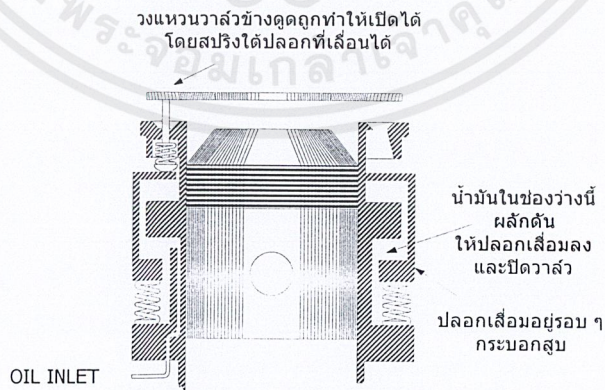
เพื่อให้เข้าใจง่ายขึ้น จึงแสดงไว้ในรูปด้านล่าง ซึ่งมีส่วนที่เป็น by-pass อยู่ภายนอกที่จริงแล้ว อาจอยู่ภายในหรือภายนอกก็ได้ ระบบ bypass ที่กระบอกสูบ อาจจะถูกควบคุมโดยความดันหรืออุณหภูมิก็ได้ solenoid valve จะเปิดต่อเมื่อต้องการจะลดโหลดในจังหวะนี้ แก๊สส่งออกจากห้องหัวสูบล้อหนึ่ง จะวิ่งตรงไปเข้าท่อดูดทันที clutch valve จะไม่ยอมให้แก๊สความดันสูงเข้าไปยังห้องหัวสูบล้ออีกด้านหนึ่งซึ่งแยกจากกัน ดังนั้นเมื่อ ท่อ by-pass ใหญ่พอจะไม่ทำให้เกิดความดันสูงขึ้นในกระบอกสูบที่ by-pass ผลของการทำ by-pass ที่กระบอกสูบ จะทำให้ความดันดูดทั้งข้างบนและข้างล่างของแผ่น valve เท่ากัน ซึ่งกระบอกสูบนี้ก็จะมิสภาพเหมือนกับไม่ได้ทำงานเลย กำลังม้าที่ใช้ขับคอมเพรสเซอร์แบบนี้ก็จะลดลงตามอัตราการลดลงของโหลด



รูปที่ 2.6 การทำ by-pass ที่กระบอกสูบ

วิธีการปลดโหลดของกระบอกสูบ

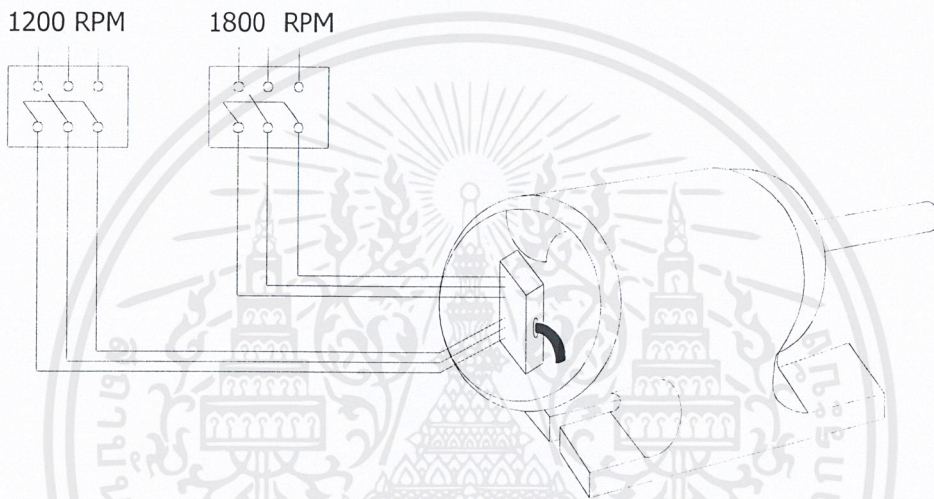
วิธีการควบคุมสมรรถนะของคอมเพรสเซอร์ วิธีนี้รู้จักกันในนามของ “การปลดโหลดกระบอกสูบ” วิธีการนี้ลิ้นดูดของกระบอกสูบบางลิ้นจะเปิดไม่ให้เกิดการอัดในจังหวะอัด ในตำแหน่งเปิดนี้ เมื่อลูกสูบเลื่อนลงจะดูดแก๊สเข้ามาจากด้านดูด และในจังหวะเคลื่อนขึ้น ลูกสูบจะดันแก๊สออกไปเข้าด้านดูดอีก โดยไม่มีการอัด ระบบเมคคานิคที่บริษัทหนึ่งได้ประดิษฐ์ขึ้น แสดงไว้ในรูปที่ 2.7 ซึ่งเรียกว่า “single step unloader system” นั่นคือ กระบอกสูบจำนวนหนึ่งจะได้รับการปลดโหลดซึ่งจะทำให้กำลังม้าในการอัดลดลงตามอัตราการลดลงของโหลด



รูปที่ 2.7 การปลดโหลดของกระบอกสูบ

วิธีการปรับความเร็วรอบมอเตอร์

สมรรถนะในการทำงานของคอมเพรสเซอร์จะเป็นปฏิกิริยาโดยตรงกับความเร็วนรอบของมอเตอร์เมื่อความดันด้านดูดของระบบเครื่องทำความเย็น สูงความเร็วรอบของมอเตอร์ และคอมเพรสเซอร์จะต้องเพิ่มขึ้น ในกรณีนี้จะต้องใช้มอเตอร์ที่สามารถปรับความเร็วรอบได้สองถึงสามขั้น การปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ อาจใช้การจัดระเบียบของขดลวดได้ ดังในรูปที่ 2.8 แสดงมอเตอร์แบบปรับความเร็วได้สองขั้น ก็จะทำงานที่ความเร็วรอบ 1,200 หรือ 1,800 รอบต่อนาทีก็ได้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับขดลวดภายใน การเปลี่ยนความเร็วลักษณะนี้อาจทำโดยอัตโนมัติได้



รูปที่ 2.8 มอเตอร์ที่ปรับความเร็วรอบได้ 2 ขั้น

อย่างไรก็ตามมอเตอร์แบบปรับความเร็วลักษณะนี้ไม่ค่อยจะมีใช้เพราะตัวมอเตอร์และอุปกรณ์ควบคุมมีราคาแพง ที่จะนำมาใช้กับระบบใหญ่ ๆ

ในปัจจุบันความก้าวหน้าทางด้าน เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ ได้มีการพัฒนาอุปกรณ์ประเภท Solid state และเทคนิคการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำได้อย่างมีประสิทธิภาพ และมีราคาถูก จึงกำลังเป็นที่นิยมในขณะนี้ เพื่อนำมาประยุกต์ใช้กับมอเตอร์คอมเพรสเซอร์ของเครื่องปรับอากาศ และเรียกระบบนี้ว่า เครื่องปรับอากาศแบบอินเวอร์เตอร์

ในส่วนของโครงการนี้เราจะพิจารณาการเพิ่มประสิทธิภาพของมอเตอร์คอมเพรสเซอร์โดยใช้วิธีการปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ ซึ่งเป็นการประยุกต์ใช้อินเวอร์เตอร์ ที่สามารถปรับความถี่และแรงดันไฟฟ้าจ่ายให้กับมอเตอร์คอมเพรสเซอร์ที่เป็นมอเตอร์เหนี่ยวนำชนิด 3 เฟส

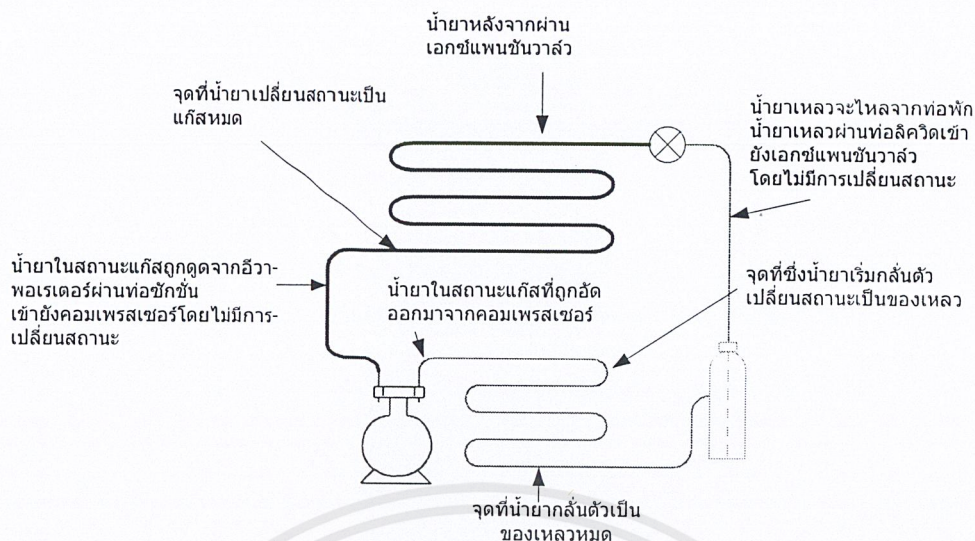
2.1.3 มอเตอร์คอมเพรสเซอร์

ต้นกำเนิดที่ใช้ในการขับเคลื่อนคอมเพรสเซอร์เพื่อให้เกิดการดูดและอัดน้ำยาในสถานะแก๊สดังได้กล่าวมาแล้วนั้น ส่วนใหญ่ใช้มอเตอร์เป็นตัวขับเคลื่อน เรียกรวมกันว่า มอเตอร์คอมเพรสเซอร์ ซึ่งจะแบ่งตามลักษณะโครงสร้างภายนอกได้เป็น 3 แบบ คือ

1. มอเตอร์คอมเพรสเซอร์แบบเฮอริเมติก (hermetic motor compressor) เป็นแบบที่มีมอเตอร์และคอมเพรสเซอร์บรรจุอยู่ในตัวเรือน (housing) ที่เชื่อมปิดมิดชิด ตัวมอเตอร์จะประกอบด้วย สเตเตอร์และ โรเตอร์ แกนของโรเตอร์จะต่อเข้ากับเครื่องคอมเพรสเซอร์โดยตรง ในส่วนคอมเพรสเซอร์จะเป็นแบบลูกสูบหรือแบบโรตารีก็ได้
2. มอเตอร์คอมเพรสเซอร์แบบกึ่งเฮอริเมติก (semi-hermetic motor compressor) เป็นแบบที่เมื่อติดอยู่ในระบบมอเตอร์และคอมเพรสเซอร์จะบรรจุอยู่ในตัวเรือนเดียวกันเช่นเดียวกับแบบเฮอริเมติก ต่างกันเพียงในการถอดซ่อมไม่ต้องผ่าเปิดตัวเรือนออกมา
3. มอเตอร์คอมเพรสเซอร์แบบแยกส่วน (open motor compressor) เป็นแบบที่คอมเพรสเซอร์และมอเตอร์แยกออกจากกันโดยเด็ดขาด ในส่วนของคอมเพรสเซอร์จะมีแกนเพลายื่นออกมา การขับเคลื่อนคอมเพรสเซอร์ด้วยมอเตอร์จะใช้สายพานเป็นตัวจุด

2.1.4 หลักการทำงานของวงจรทำความเย็น

หลักการทำงานของวงจรทำความเย็นเริ่มที่ท่อพักน้ำยาเหลว น้ำยาในท่อพักมีสถานะเป็นของเหลวที่มีอุณหภูมิสูง ความดันสูง ถูกส่งเข้าไปยังเอ็กซ์แพนชันวาล์ว ซึ่งท่อนี้จะทำการควบคุมการไหลของน้ำยาเหลวที่ผ่านเข้าไปยังอีวาพอเรเตอร์ ลดความดันของน้ำยาเหลวให้มีความดันต่ำลงจนสามารถระเหยเปลี่ยนสถานะเป็นแก๊สและดูดซับปริมาณความดันที่อุณหภูมิต่ำ ๆ ภายในอีวาพอเรเตอร์ ขณะที่น้ำยาเหลวในอีวาพอเรเตอร์ระเหยตัวเปลี่ยนสถานะเป็นแก๊ส จะดูดซับปริมาณความร้อนจากอากาศโดยรอบ ทำให้อากาศโดยรอบที่อีวาพอเรเตอร์มีอุณหภูมิต่ำลงและทำให้อุณหภูมิภายในบริเวณที่ต้องการทำความเย็นต่ำลง แก๊สซึ่งมีอุณหภูมิและความดันต่ำจากอีวาพอเรเตอร์จะถูกคอมเพรสเซอร์ดูดเข้าไป และอัดตัวให้แก๊สอยู่ในอุณหภูมิและความดันสูงเพื่อส่งไปกลั่นตัวเป็นของเหลวในคอนเดนเซอร์ โดยการระบายความร้อนออก แต่น้ำยาเหลวนี้อย่างงมีความดันสูงอยู่ และถูกส่งไปยังท่อพักน้ำยาเหลวก่อนจะถูกส่งไปยังเอ็กซ์แพนชันวาล์วอีกครั้งหนึ่งเป็นอันครบวงจร



รูปที่ 2.9 หลักการทำงานของวงจรถ่ายความเย็น

2.2 บทนำเกี่ยวกับทฤษฎีเบื้องต้นของมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส

มอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสมีส่วนประกอบที่สำคัญคือ ส่วนอยู่กับที่ (Stator) และส่วนหมุน (Rotor)

- ส่วนอยู่กับที่มีหน้าที่ยึดขดลวดอาร์มาเจอร์ (Armature) ที่บรรจุอยู่ในสล๊อต
- โรเตอร์แบ่งออกเป็นสองแบบคือ

1. แบบกรงกระรอก (Squirrel Cage rotor) แกนโรเตอร์ทำด้วยแผ่นเหล็กลามิเนตหยาบผิวด้านนอกให้เป็นร่องโดยรอบเรียกว่า สล๊อต (Slot) ตรงกลางแผ่นจะเจาะรูสำหรับสอดเพลลา เมื่อนำแผ่นเหล็กนี้มาอัดเข้าด้วยกันจะได้เป็นแกนโรเตอร์ นำแกนโรเตอร์ไปวางในพิมพ์เพื่อฉีดอลูมิเนียมเหลวเข้าไปจะได้อลูมิเนียมอัดแน่นอยู่ในร่องสล๊อต และมีครีบยื่นออกไปสองข้างเพื่อใช้เป็นใบพัดระบายความร้อน

2. แบบขดลวดพันรอบโรเตอร์ (Wound Rotor) โรเตอร์แบบนี้แตกต่างจากกรงกระรอกคือมีขดลวดทองแดงพันรอบโรเตอร์ ส่วนปลายของขดลวดนี้จะต่อกับสลลิปริง (Slip ring) ซึ่งมีแปรงถ่านอยู่ มีข้อจำกัดคือ โรเตอร์ต้องมีจำนวนขั้วเท่ากับจำนวนขั้วที่เกิดจากสเตเตอร์

2.2.1 หลักการของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำจะประกอบด้วยสเตเตอร์และโรเตอร์ ส่วนโรเตอร์จะทำหน้าที่รับพลังงานจากแหล่งจ่ายไฟโดยผ่านส่วนสเตเตอร์ โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กอยู่ในแอร์แกป (Air Gap) ซึ่งอยู่ระหว่างส่วนสเตเตอร์และโรเตอร์ สนามแม่เหล็กนี้จะหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส (Synchronous Speed) ตามสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

โดยที่

N_s = ความเร็วเชิงโคจรของสนามแม่เหล็ก (rpm)

f = ความถี่ที่จ่ายให้ขดลวดสเตเตอร์ (Hz)

p = จำนวนขั้วแม่เหล็กของขดลวดสเตเตอร์

โดยขณะที่โรเตอร์อยู่กับที่จะมีการเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ ซึ่งมีความถี่เดียวกันกับแหล่งจ่ายไฟ แต่ในขณะที่โรเตอร์มีความเร็วเท่ากับความเร็วเชิงโคจรของสนามแม่เหล็กจะไม่มี การเหนี่ยวนำขึ้นที่โรเตอร์ ดังนั้นจะไม่มีแรงบิด (Torque) เกิดขึ้นและขณะที่โรเตอร์มีความเร็ว N_r ใดๆ ที่มีความแตกต่างจากความเร็ว N_s จะทำให้เกิดความเหนี่ยวนำขึ้นบนโรเตอร์และทำให้เกิดแรงบิด ความแตกต่างสัมพัทธ์ของความเร็วทั้ง 2 นี้เรียกว่า สลิป (Slip)

$$\begin{aligned} S &= \frac{N_s - N_r}{N_s} \\ &= \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \end{aligned} \quad (2.2)$$

โดย ω_s คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของสเตเตอร์ (Stator Angular Frequency)

ω_r คือ ความถี่เชิงมุมทางไฟฟ้าของโรเตอร์ (Rotor Angular Frequency)

S คือ Slip

เมื่อจ่ายแรงดันให้ขดลวดอามาเจอร์ขณะโรเตอร์อยู่กับที่ ฟลักซ์แม่เหล็กของสนามแม่เหล็กจะหมุนกวาดผ่านขดลวดของโรเตอร์และสเตเตอร์ด้วยความเร็วสูงสุด (ความเร็วเชิงโคจร) แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นในตัวนำนั้นจะมีค่าสูงสุด และขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดในโรเตอร์และสเตเตอร์ ดังนั้นความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำทั้งสองส่วนนี้จึงมีลักษณะคล้ายกับหม้อแปลงไฟฟ้า

ขณะโรเตอร์อยู่กับที่ ($N_r = 0$) ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำในโรเตอร์จะเท่ากับ ความถี่ของสาย กรณีนี้อัตราเท่ากับ 1 และเมื่อโรเตอร์หมุนด้วยอัตราที่ฟลักซ์แม่เหล็กกวาดผ่านตัวนำจะช้าลง ค่าสลิปจึงลดลงด้วย ในสภาพเช่นนี้แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์จะลดลงเป็นสัดส่วนกับสลิป เขียนสมการได้ดังนี้

$$E_r = SE_2 \quad (2.3)$$

$$X_r = SX_2 \quad (2.4)$$

ในทำนองเดียวกัน ความถี่ของโรเตอร์จะเปลี่ยนแปลงตามค่าสลิปดังนี้

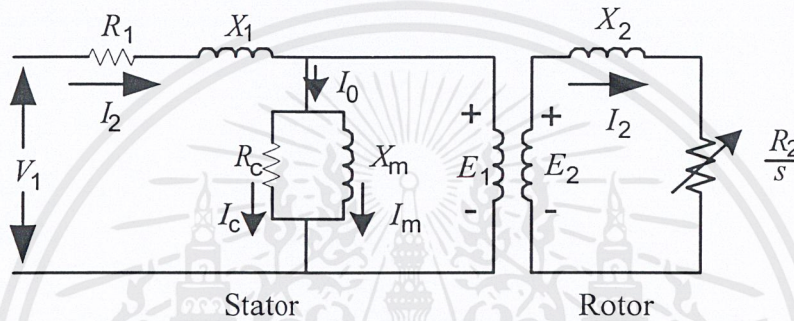
$$f_r = Sf \quad (2.5)$$

เมื่อ E_r = แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์ขณะทำงานปกติ
 เอกสารนี้เป็นเอกสารของกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ กระทรวงพาณิชย์ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- E_2 = แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำของโรเตอร์ขณะอยู่กับที่
 X_r = ค่ารีแอกแตนซ์ต่อเฟส ขณะโรเตอร์อยู่กับที่
 f_r = ความถี่ของโรเตอร์
 f = ความถี่ของแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้มอเตอร์

2.2.2 วงจรสมมูล

เนื่องจากว่ามอเตอร์เหนี่ยวนำนี้อาศัยหลักการการทำงานเช่นเดียวกับหม้อแปลง ดังนั้นจึงเขียนวงจรสมมูลได้เช่นเดียวกับหม้อแปลงธรรมดา ดังรูปซึ่งเป็นวงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

จากรูปที่ 2.10 เป็นวงจรสมมูลต่อเฟสของมอเตอร์เหนี่ยวนำประกอบด้วยพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

- X_m คือ ค่ารีแอกแตนซ์ที่เกิดจากสนามแม่เหล็ก
 X_1 คือ ค่ารีแอกแตนซ์รั่วไหลของขดลวดสเตเตอร์
 X_2 คือ ค่ารีแอกแตนซ์รั่วไหลของขดลวดโรเตอร์
 R_1 คือ ค่าความต้านทานของขดลวดสเตเตอร์
 R_2 คือ ค่าความต้านทานของขดลวดโรเตอร์
 R_c คือ ค่าความต้านทานของแกนเหล็ก
 I_c คือ กระแสไฟฟ้าที่ทำให้เกิดกำลังสูญเสียในแกนเหล็ก
 I_m คือ กระแสไฟฟ้าที่สร้างสนามแม่เหล็ก

จากรูปที่ 2.12 ถ้าย้ายค่าของวงจรเทียบเคียงโรเตอร์มายังวงจรเทียบเคียงสเตเตอร์ โดยอาศัยค่าอัตราส่วนระหว่างจำนวนรอบของขดลวดที่สเตเตอร์กับโรเตอร์ (Turn ratio : a) และย้ายวงจร ขนานที่ I_0 ไหลผ่านมาไว้ที่ต้นทางของวงจรสมมูลจะทำให้วิเคราะห์ทฤษฎีที่เกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำง่ายขึ้น โดยค่าต่าง ๆ เป็นดังนี้

$$E'_2 = aE_2 = E_1 \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด (2.7) ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R'_2 = a^2 R_2 \quad (2.8)$$

$$X'_2 = a^2 R_2 \quad (2.9)$$

เมื่อ

E'_2 = แรงดันไฟฟ้าขณะโรเตอร์อยู่กับที่ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

I'_2 = กระแสของโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

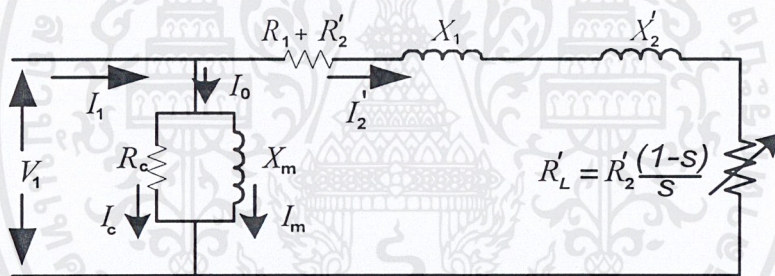
R'_2 = ความต้านทานของโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

X'_2 = รีแอกแตนซ์ของโรเตอร์ที่ย้ายค่ามายังด้านสเตเตอร์

จากรูปที่ 2.10 ค่าของ $\frac{R_2}{S}$ สามารถแยกแถมออกได้เป็น

$$\begin{aligned} \frac{R_2}{S} &= R_2 + \frac{R_2}{S} + R_2 \\ &= R_2 + R_2 \frac{(1-S)}{S} \end{aligned} \quad (2.10)$$

วงจรสมมูลแบบประมาณของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะได้อิงรูป 2.11



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลแบบประมาณของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

2.2.3 การวิเคราะห์ห้วงจรสมมูล

กำลังขาเข้าของมอเตอร์ $P_m = 3V_1 I_1 \cos \theta \quad (2.11)$

กำลังสูญเสียที่ขดลวดสเตเตอร์ $P_{ls} = 3I_1^2 R_1 \quad (2.12)$

กำลังไฟฟ้าที่ส่งผ่านช่องว่างอากาศ(air gap) $P_g = 3I_2'^2 R_2' \quad (2.13)$

กำลังสูญเสียที่ขดลวดโรเตอร์ $P_{lr} = 3I_2'^2 R_2' \quad (2.14)$

กำลังไฟฟ้าขาออก $P_o = P_g - P_{lr} = \frac{3I_2'^2 R_2' (1-S)}{S} \quad (2.15)$

กำลังที่เพลา $P_{sh} = P_o - P_{fw} \quad (2.16)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

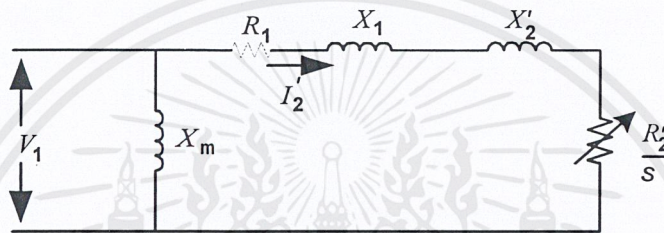
แรงบิดของมอเตอร์ $T_c = \frac{P_o}{\omega_r} = \frac{3I_2'^2 R_2'(1-S)}{S(1-S)\omega_s} = \frac{3I_2'^2 R_2'}{S\omega_s}$ (2.17)

ซึ่ง $\omega_s = \frac{2\pi N_s}{60} = \frac{2\pi}{60} \left[\frac{120f}{P} \right] = \frac{4\pi f}{P}$ (2.18)

โดย P คือ จำนวนขั้วของมอเตอร์

แทนสมการที่ 2.17 ในสมการที่ 2.18 จะได้

แรงบิดของมอเตอร์ $T_c = \frac{3I_2'^2 R_2' P}{4\pi f S}$ (2.19)



รูปที่ 2.12 วงจรอย่างง่ายของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

วงจรมุมลที่อยู่ในรูปที่ 2.10 สามารถทำให้ง่ายขึ้นดังในรูปที่ 2.12 ซึ่งกระแส I_2' สามารถหาได้ดังนี้

$$I_2' = \frac{V_s}{\sqrt{\left(R_1 + \frac{R_2'}{S}\right)^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (2.20)$$

สามารถหาค่าสลิปที่แรงบิดสูงสุดจากสมการดิฟเฟอเรนเชียลได้

$$S_m = \frac{R_2'}{\sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2')^2}} \quad (2.21)$$

เมื่อไม่คำนึงถึงผลของพารามิเตอร์ทางด้านสเตเตอร์คือ R_1 และ X_1 ซึ่งไม่มีผลต่อผลรวมของกำลังเอาต์พุตของมอเตอร์ จะได้สมการดังต่อไปนี้

$$I_2' = \frac{V_s}{\sqrt{\left(\frac{R_2'}{S}\right)^2 + (X_2')^2}} = \frac{S V_s}{\sqrt{(R_2')^2 + S^2 X_2'^2}} \quad (2.22)$$

$$S_m = \frac{R_2'}{X_2'} \quad (2.23)$$

นำสมการที่ (2.22) และ(2.23) แทนในสมการที่ 2.19 จะได้แรงบิดสูงสุดดังสมการ

$$T_m = \frac{3P V_s^2}{8\pi f X_2'} \quad (2.24)$$

โดยที่

$$\omega = 2\pi f$$

$$X'_2 = 2\pi f L_2$$

ทำการแทนค่าต่าง ๆ ลงในสมการ 2.24 จะได้

$$T_m = \frac{3P \left(\frac{V_s}{f} \right)^2}{16\pi^2 L_2} \quad (2.25)$$

จะเห็นได้ว่าแรงบิดสูงสุดมีค่าคงที่ก็ต่อเมื่อ (V_s / f) หรือ ϕ คงที่ เนื่องจากความสัมพันธ์ $V_s \approx E$ และจาก $E = k\phi f$ หรือ $E/f = k\phi$ นั่นเอง ทำให้ได้ว่าในการควบคุมความเร็วโดยการให้แรงบิดคงที่ที่สามารถทำได้โดยรักษาให้ E/f มีค่าคงที่นั่นเอง

2.2.4 วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ

วิธีการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำนี้ เมื่อพิจารณาจากสมการความเร็วของมอเตอร์สมการที่ (2.26) ซึ่งมาจากสมการที่ (2.1) และ (2.2)

$$N_r = (1-S) \frac{(120f)}{p} \quad (2.26)$$

ดังนั้นการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ทำได้โดยการควบคุมความถี่ของแรงดันไฟฟ้า สลิปของโรเตอร์ (s) และจำนวนขั้วของสเตเตอร์ (p) วิธีที่ง่ายที่สุดคือการควบคุมความถี่ของแหล่งจ่ายไฟโดยใช้อินเวอร์เตอร์เพราะจะทำให้การควบคุมมีความต่อเนื่อง ในขณะที่การควบคุมโดยการเปลี่ยนจำนวนขั้วของมอเตอร์จะทำได้จำกัดและไม่ต่อเนื่องและใช้ได้กับมอเตอร์ที่ออกแบบไว้เป็นพิเศษเท่านั้น ส่วนการควบคุมความเร็วด้วยวิธีการควบคุมสลิปจะทำให้มอเตอร์มีประสิทธิภาพต่ำลง เพราะประสิทธิภาพของมอเตอร์ขึ้นอยู่กับค่าสลิป

2.2.4.1 การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์

การควบคุมแรงดันของสเตเตอร์จะใช้การควบคุมแบบควบคุมเฟส (Phase Control) เป็นวิธีที่ทำได้ง่าย และมีราคาถูกระบบจะมีประสิทธิภาพต่ำ ควบคุมความเร็วได้ในช่วงแคบ และไม่เหมาะสมกับงานที่ต้องการแรงบิดเริ่มต้นสูง นอกจากนี้วิธีนี้ยังทำให้เกิดฮาร์มอนิกส์ขึ้นทั้งใน AC LINE และในตัวมอเตอร์เอง ทำให้มีการสูญเสียเพิ่มมากขึ้นและยังทำให้เพาเวอร์แฟคเตอร์ (Power factor) ของระบบลดลงตามความเร็วของมอเตอร์ด้วย

จากข้อเสียที่ได้กล่าวมาทำให้การใช้งานของระบบควบคุมความเร็วโดยใช้การควบคุม แรงดันทางด้านสเตเตอร์ถูกจำกัดอยู่เฉพาะในระบบที่มีขนาดเล็กและขนาดกลาง ซึ่งต้องการราคาถูกลงกว่า

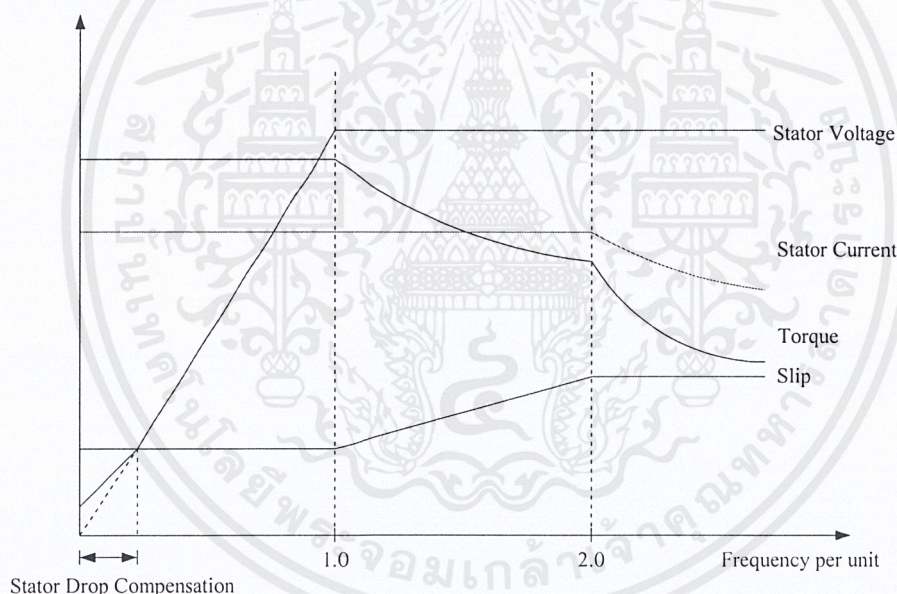
ประสิทธิภาพและเพาเวอร์แฟคเตอร์ โดยทั่วไปจะใช้กับโหลดที่ต้องการแรงบิดเริ่มต้นต่ำ เช่น พัดลม หรือปั๊ม ซึ่งจะมีแรงบิดเพิ่มตามความเร็วกำลังสองทำให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น

2.2.4.2 การควบคุมสลลิปเพาเวอร์(Slip Power Control)

การควบคุมวิธีนี้ถึงแม้ว่าจะทำได้ง่ายแต่มีข้อเสียในแง่ประสิทธิภาพ โดยเฉพาะที่ความเร็วต่ำ หรือที่ค่าสลลิปสูง ๆ

2.2.4.3 การควบคุมด้วยการเปลี่ยนแรงดันและความถี่ (Variable Voltage, Variable Frequency: VVVF)

เป็นเทคนิคที่รู้จักกันดีและเหมาะสมที่สุดสำหรับการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งจะใช้อินเวอร์เตอร์เป็นตัวควบคุมแรงดันและความถี่ทางด้านเอาท์พุทให้เป็นไปตามที่ต้องการของหลักการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 การเปลี่ยนแปลงของแรงดัน,แรงบิด,กระแสเตเตอร์กับความถี่

ชนิดมอเตอร์ที่ใช้ต้องมีคุณสมบัติสลลิปต่ำ ซึ่งจะเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพและความเร็วมอเตอร์ จะเปลี่ยนตามการเปลี่ยนแปลงความเร็วซึ่ง โครนัสของสนามแม่เหล็กในแอร์แกปที่อยู่ระหว่างส่วนสเตเตอร์และโรเตอร์ ซึ่งการที่จะเปลี่ยนความเร็วซึ่ง โครนัสสามารถทำได้โดยการแปรเปลี่ยนความถี่ของอินเวอร์เตอร์ การเพิ่มความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยการเปลี่ยนความถี่ของอินเวอร์เตอร์อย่างเดียวนี้จะทำให้สนามแม่เหล็กในแอร์แกปของมอเตอร์ลดลงด้วย สังเกตได้จากสมการที่ 2.27

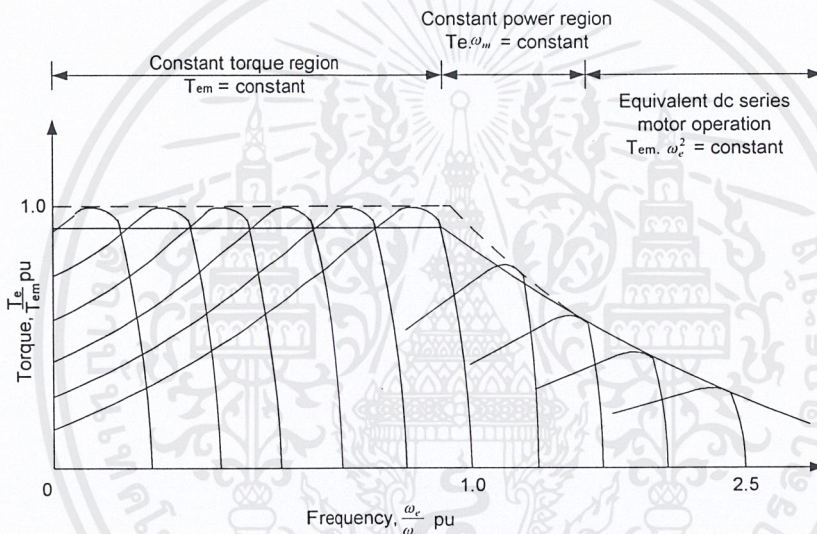
$$E = 4.44Nf\phi$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\phi \propto \frac{E}{f} \tag{2.27}$$

จากสมการ (2.25) $T_m \propto \left(\frac{E}{f}\right)^2 \propto \phi^2 \tag{2.28}$

เมื่อแอร์แกปลักซ์ลดลงจะทำให้แรงบิดสูงสุดของมอเตอร์ลดลง แต่ในการที่จะรักษาสนามแม่เหล็กในแอร์แกปและแรงบิดสูงสุดให้คงที่ จำเป็นต้องเพิ่มแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ตามความถี่ด้วย เพื่อรักษาความสัมพันธ์ของ $\frac{E}{f}$ ให้คงที่เพื่อให้แรงบิดสูงสุดคงที่นั่นเอง แต่การควบคุมให้มอเตอร์เหนี่ยวนำมีแรงบิดสูงสุดคงที่ จะทำได้ในย่านความเร็วต่ำกว่าความเร็วพิกัดดังแสดงในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 กราฟแรงบิด-ความเร็วมอเตอร์เมื่อควบคุมแบบ VVVF

ในย่านความถี่ต่ำ การรักษาให้ $\frac{E}{f}$ คงที่จะไม่เพียงพอที่จะทำให้แรงบิดสูงสุดมีค่าคงที่ ทั้งนี้เพราะที่ความถี่ต่ำ ๆ ค่าความต้านทานของสเตเตอร์จะมีค่าสูงขึ้นทำให้แรงดันตกคร่อมสูง เป็นผลให้มีการสูญเสีย ดังนั้นจะต้องเพิ่มแรงดันที่จ่ายให้กับสเตเตอร์เพื่อชดเชยแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานของสเตเตอร์ ทำให้การเปลี่ยนแปลงแรงดันกับความถี่เป็นไปตามเส้นทึบของกราฟรูปที่ 2.13 แทนการเปลี่ยนแปลงตามเส้นประ ซึ่งเป็นกราฟ $\frac{E}{f}$ คงที่

ส่วนในย่านความถี่สูงกว่าความถี่พิกัด จะไม่สามารถรักษาแรงบิดให้คงที่ได้ เนื่องจากไม่สามารถเพิ่มแรงดันให้มากกว่าแรงดันที่พิกัดได้ เพราะจะเกิดความเสียหายแก่มอเตอร์ได้ ดังนั้นจึงต้องคงที่แรงดันไว้ที่พิกัด เป็นเหตุให้แรงบิดสูงสุดลดลงเนื่องจากการลดลงของสนามแม่เหล็กในแอร์แกปของมอเตอร์เหนี่ยวนำดังแสดงในรูปที่ 2.13 การควบคุมความเร็วในย่านนี้กำลังออกสูงสุดของมอเตอร์

เหนี่ยวนำจะมีค่าคงที่ ด้วยการลดความเข้มของสนามแม่เหล็กเรียกว่าเป็นการทำงานในย่านกำลังคงที่ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

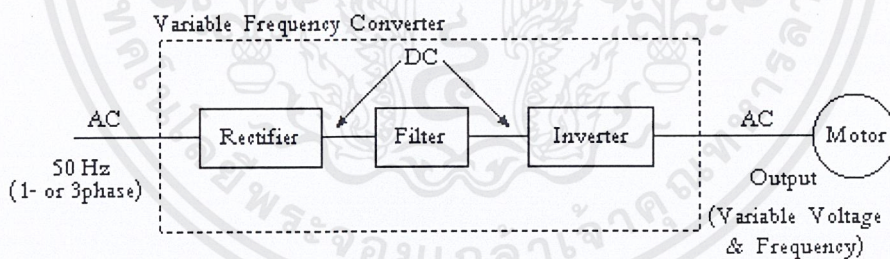
(Constant Power Region) หรือ(Field Weakening Region) เนื่องจากการควบคุมความเร็วด้วยวิธีนี้จะเป็นการแปรเปลี่ยนทั้งความถี่และแรงดัน ทำให้สามารถเร่งความเร็วจากศูนย์ไปสู่ความเร็วที่ต้องการโดยมีทอร์คสูงสุดคงที่ได้

แรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์แบบนี้ไม่ได้เป็นรูปไซน์ ดังนั้นมอเตอร์จะได้รับแรงดันฮาร์โมนิกส์ ซึ่งทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนในแอร์แกนด้วยความเร็วที่สูงกว่าสนามแม่เหล็กที่เกิดจากความถี่พื้นฐาน(Fundamental Frequency)มาก แต่แรงดันฮาร์โมนิกส์ของอินเวอร์เตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียในมอเตอร์มากขึ้น

2.3 อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำจะต้องสามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันและความถี่ซึ่งจะทำหน้าที่เชื่อมโยงระหว่างระบบจ่ายไฟ(Utility power system) กับระบบกำลังของมอเตอร์ ดังนั้นอินเวอร์เตอร์ที่ดีจะต้องมีคุณสมบัติพื้นฐานที่สอดคล้องกับความต้องการของมอเตอร์ดังต่อไปนี้

1. สามารถที่จะปรับความถี่ได้เป็นสัดส่วนกับความเร็วรอบที่ต้องการ
2. สามารถปรับแรงดันเอาต์พุทเพื่อรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ (V/f) ให้คงที่ตลอดช่วงแรงบิดคงที่ตามต้องการ
3. สามารถจ่ายกระแสได้ตามพิกัดที่ความถี่ใด ๆ ซึ่งอยู่ในช่วงแรงบิดคงที่ที่ต้องการ



รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมของระบบอินเวอร์เตอร์เพื่อการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในรูปที่ 2.15 แสดงหลักการพื้นฐานซึ่งแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้เรกติไฟเออร์ที่สามารถควบคุมแรงดันได้ หรือควบคุมไม่ได้ก็ได้ (Controlled Or Uncontrolled Rectifier) และอินเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถเปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้ โดยทั่วไประบบอินเวอร์เตอร์สามารถจำแนกออกตามชนิดของอินเวอร์เตอร์ได้เป็น 2 ประเภท คือ

1. อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current-Source Inverter : CSI)
2. อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter: VSI)

6. สเต็ปอินเวอร์เตอร์ (6-step Inverter)

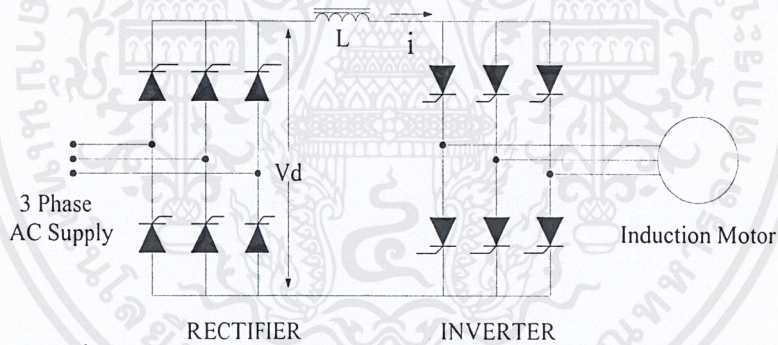
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ซึ่งนั้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- พัลส์วิดมีอดคูเลชันอินเวอร์เตอร์ (Pulse Width Modulation Inverter)

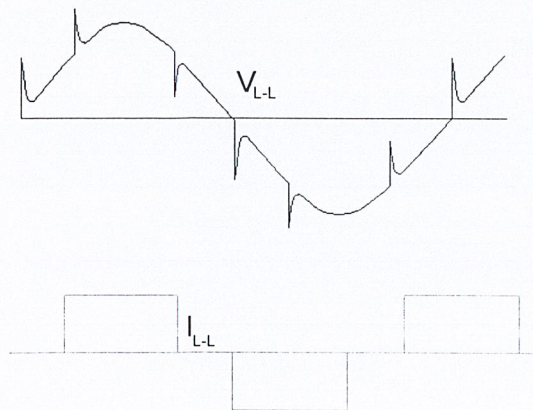
โดยอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบนี้จะให้คุณสมบัติ และลักษณะของรูปคลื่นของกระแสและ แรงดันที่แตกต่างกัน และเหมาะสมกับการใช้งานที่แตกต่างกันออกไปด้วย

2.3.1 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส (Current-Source Inverter: CSI)

วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส แสดงในรูปที่ 2.16 จะประกอบด้วยไทรสเตอร์ เรกติไฟเออร์ที่สามารถควบคุมได้โดยการควบคุมเฟสของแรงดันระหว่างสาย และยังมีตัวเหนี่ยวนำ ขนาดใหญ่ต่ออนุกรมอยู่ แต่ไม่มีตัวเก็บประจุต่อขนานอยู่ด้วยเพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเป็นข้อแตกต่างของโครงสร้างทางวงจรจากอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน อย่างไรก็ตาม อาจใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์กับดีซีชอปเปอร์เพื่อที่จะทำหน้าที่ควบคุมกระแสได้และในส่วนของอินเวอร์เตอร์จะมีไทรสเตอร์เพื่อทำหน้าที่ควบคุมกระแสที่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้เพื่อจ่ายให้กับเมชชีน รูปร่างของกระแสที่จ่ายออกทางด้านเอาต์พุต จะขึ้นอยู่กับแพทเทิร์น (Pattern) ของการควบคุมที่อินเวอร์เตอร์ ซึ่งอาจจะเป็น 6 สตีป หรือ พัลส์วิดมีอดคูเลชัน ก็ได้ แต่ลักษณะของแรงดันเอาต์พุตจะมีรูปร่างเข้าใกล้รูปไซน์ (ซึ่งเป็นข้อแตกต่างจากอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันในเรื่องของรูปคลื่น) นอกจากนี้แรงดันทางด้านเอาต์พุตจะยังเกิดสไปค์ เนื่องจากการคอมมิวเตตด้วย ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.16 วงจรกำลังของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส



รูปที่ 2.17 แรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อดีของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแสคือ วงจรกำลังจะมีขนาดใหญ่และสามารถไว้วางใจได้ ไม่มีโอกาสที่จะมีการทะลุผ่าน (Short through) อินเวอร์เตอร์สามารถฟื้นตัวจากการลัดวงจรในการหยุดนำกระแส (commutation) ของไทรสเตอร์ได้ นอกจากนี้ยังสามารถทำงานในโหมดของรีเจนเนอเรทีฟได้ด้วย ถึงแม้ว่าจะมีข้อดีมากมายดังที่ได้กล่าวมาแล้วสำหรับอินเวอร์เตอร์จ่ายกระแส (Current-Source Inverter) แต่ก็ยังมีข้อจำกัดอีกมากคือ ช่วงความถี่ของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถปรับค่าได้ค่อนข้างต่ำและไม่สามารถทำงานได้ในสภาวะไร้อโหลดซึ่งต้องการกระแสไหลคอย่างน้อยที่สุดที่จะทำให้เกิดการคอมมิวเตทในอินเวอร์เตอร์ได้ และนอกจากนี้ขนาดของตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุของการคอมมิวเตทจะใหญ่ขึ้น ทำให้อินเวอร์เตอร์แบบนี้มีขนาดใหญ่ขึ้น ค่อนข้างมีราคาแพง การตอบสนองของไดรฟ์นี้ค่อนข้างช้า และมีแนวโน้มที่จะมีปัญหาของการมีเสถียรภาพที่โหลดต่ำ

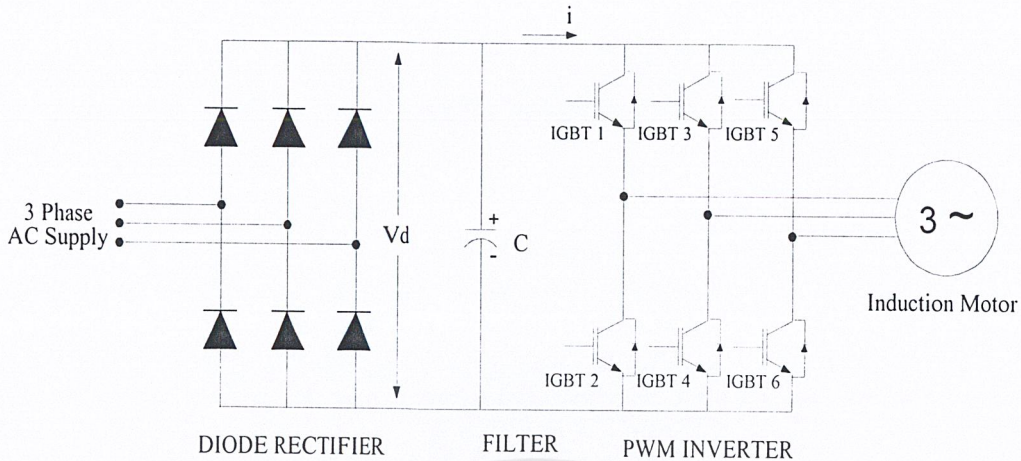
2.3.2 อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage-Source Inverter: VSI)

โครงสร้างแรงดันเชื่อมโยง (DC Link) มีขนาดตัวเก็บประจุที่มีค่ามาก ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าแรงดันอินพุทของอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ ทำให้แรงดันเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์คงที่ไม่ขึ้นอยู่กับการโหลด และอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันโดยทั่วไปแบ่งออกเป็น 2 ชนิดด้วยกันคือ 6-สแต็ปอินเวอร์เตอร์ และพัลส์วิดท์มอดูเลชันอินเวอร์เตอร์ ข้อดีของอินเวอร์เตอร์แบบจ่ายแรงดันคือ สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ได้ง่าย ปรับความถี่ได้ในย่านกว้าง และใช้ได้กับมอเตอร์หลายๆตัวพร้อมกัน ส่วนข้อเสียคือมักมีปัญหาในเรื่องการลัดวงจรของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งในกึ่งเดี่ยวกกันของอินเวอร์เตอร์ ในทางปฏิบัติใช้วงจรลัดเอาต์พุทที่มีการสร้างเดดไทม์ (Dead Time) เป็นส่วนช่วยในการป้องกัน

ในที่นี้จะขอกกล่าวเพียงชนิด พีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์เท่านั้น ทั้งนี้เพราะในการศึกษาครั้งนี้เป็นการสร้างอินเวอร์เตอร์บนพื้นฐานของพีดับบลิวเอ็ม ซึ่งโดยทั่วไปจะไม่นิยมใช้อินเวอร์เตอร์ชนิด 6-สแต็ป เพราะมีข้อเสียมากกว่าชนิดพีดับบลิวเอ็ม

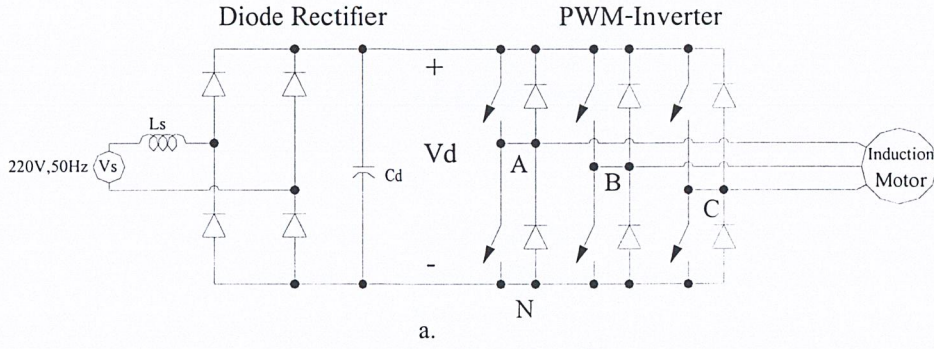
2.3.3 พีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ (PWM Inverter)

โครงสร้างของพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ในส่วนของแรงดันเชื่อมโยงโดยทั่วไปจะใช้ เรคตีไฟเออร์ที่เป็น ไดโอด ทำให้แรงดันเชื่อมโยงมีค่าคงที่ที่ทำให้ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ด้านอินพุทดี ขึ้น และลดขนาดของแอลซีฟิลเตอร์ (LC Filter) ให้เล็กลง ความถี่และแรงดันเอาต์พุทของแรงดันมูลฐานสามารถควบคุมได้โดยใช้เทคนิคและความสัมพันธ์ของตัวแปรของพีดับบลิวเอ็มแต่ละชนิด เทคนิคพีดับบลิวเอ็มนี้จะให้แรงดันเอาต์พุทมีฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำน้อยลง แต่จำนวนครั้งของการ ตัด-ต่อของอุปกรณ์สวิตซ์สูงขึ้น ซึ่งทำให้เกิดปัญหาจากการสูญเสียเนื่องจากการตัด-ต่อเนื่องจากอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งแต่เทคนิคนี้จะใช้งานได้ดีในย่านความถี่ต่ำ ทำให้แรงบิดเริ่มต้นสูงและลดปัญหาการกระเพื่อมของแรงบิดได้

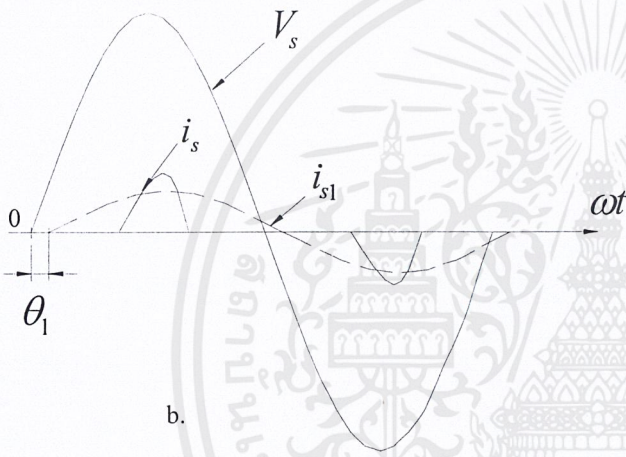


รูปที่ 2.18 วงจรกำลังของฟีดแบ็คลิแวมอินเวอร์เตอร์

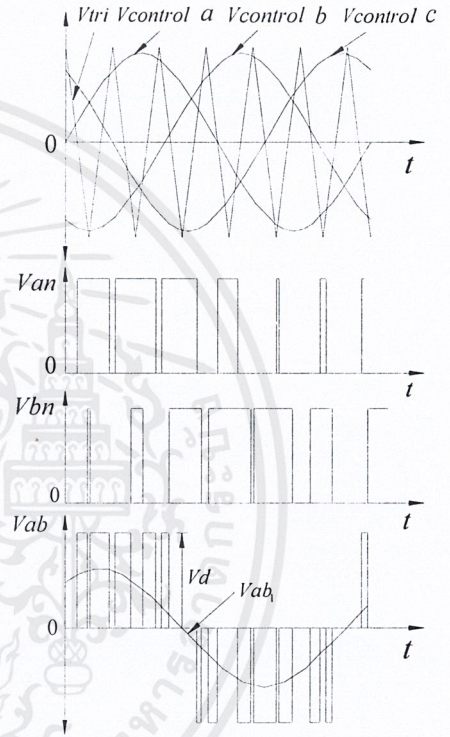
รูปที่ 2.19a. เป็นการแสดงลักษณะทางโครงสร้างของ ฟีดแบ็คลิแวมอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน โดยรับแรงดันไฟฟ้อน1-เฟสจากแหล่งจ่ายของระบบไฟฟ้าผ่านไดโอดเร็คติไฟเออร์ซึ่งเป็นวงจรสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงป้อนให้กับฟีดแบ็คลิแวมอินเวอร์เตอร์และในส่วนของฟีดแบ็คลิแวมอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันนี้จะเป็นส่วนที่ทำหน้าที่ควบคุมทั้งความถี่และแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์ หลักการหนึ่งที่ใช้ในการกำเนิดสัญญาณควบคุมสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ก็คือจะใช้การเปรียบเทียบ ระหว่าง แรงดันควบคุมที่เป็นรูปคลื่นไซน์ 3 เฟส($V_{control}$) ที่มีเฟสต่างกัน 120 องศาทางไฟฟ้า และมีคุณสมบัติที่สามารถปรับแอมพลิจูดให้แปรผันไปตามความถี่ได้ด้วย โดยจะนำสัญญาณควบคุมนี้ไปเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม (Triangle waveform) ที่มีความถี่เท่ากับความถี่ของการสวิตซ์ซึ่งดังที่แสดงในรูปที่ 2.18c จากนั้นจึงนำสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบไปควบคุมลำดับของการสับสวิตซ์อีกที



a.



b.



c.

รูปที่ 2.19 พิคับลิแอมอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดันชนิด 6-สเต็ป และพัลส์วิดมีอคคูเลชันอินเวอร์เตอร์

6-สเต็ป อินเวอร์เตอร์	พัลส์วิดมีอคคูเลชัน อินเวอร์เตอร์
1. จะมี harmonic อันดับต่ำมากกว่า Pwm โดยจะมี Harmonic ลำดับที่ 5,7 ด้วย	1. ไม่มี Harmonic ลำดับต่ำ
2. เกิด Torque pulsation เนื่องจาก Harmonic ที่ 5,7	2. ไม่เกิด Torque pulsation เนื่องจากไม่มี Harmonic ลำดับต่ำ
3. Copper Loss มากเพราะมี Harmonic มาก	3. ควบคุมง่าย เพราะต้องการให้แรงดันเชื่อมโยคคงที่ และปรับแรงดันและความถี่จากการปรับ V,f ของ Sine reference
4. มีขนาดใหญ่ เพราะต้องใช้ Thyristor Control	4. เกิดการ Short branch พังง่ายป้องกันโดยใช้ วงจรเคดไทม์
5. ควบคุมลำบาก เพราะต้องควบคุมถึง 2 ที่	5. ถ้าลดความเร็วลงทันทีทันใด พลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุจะไหลกลับไป Source ไม่ได้ ทำให้เกิดการเสียหายได้

ตารางที่ 2.2 เปรียบเทียบคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส และอินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน

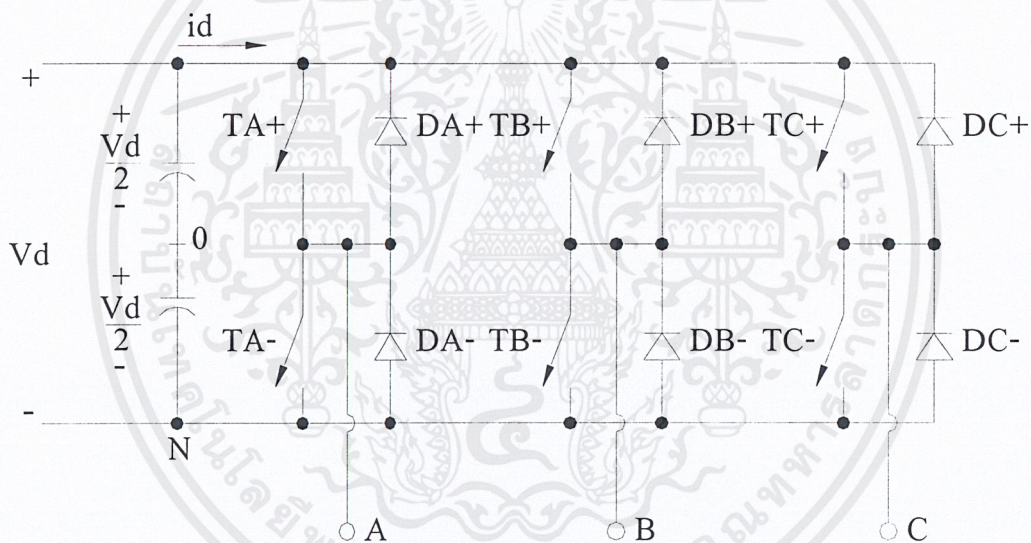
อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน	อินเวอร์เตอร์ชนิดแหล่งจ่ายกระแส
1. ใช้งานกับมอเตอร์ได้หลายตัวพร้อมกัน	1. ใช้งานได้กับมอเตอร์ตัวเดียว
2. การเบรกใช้ Dynamic Break	2. การเบรกสามารถทำงานในโหมดของรีเจนเนอเรทีฟเบรกได้
3. ค่า P.f. สูง	3. ค่า P.f. ต่ำเพราะใช้ Thyristor ควบคุม
4. มีขนาดเล็ก	4. มีขนาดใหญ่เพราะมี Choke
5. ถ้าเกิดการเสียหายจะ Protection ไม่ทันเนื่องจากไม่มีตัวเหนี่ยวนำช่วยป้องกัน	5. มีการ Protection ที่ดีเนื่องจากมีตัวเหนี่ยวนำช่วยป้องกัน
6. ไม่เกิด Torque pulsation	6. เกิด Torque pulsation
7. เกิดการ Short branch เสียหายได้ง่าย	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4 ทฤษฎีพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสและพีดับบลิวเอ็ม

ในการประยุกต์ใช้งาน เช่น แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำรองฉุกเฉิน (UPS.) และการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ส่วนใหญ่มักจะใช้อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสเป็นตัวจ่ายภาระไฟฟ้า 3 เฟส ซึ่งสามารถเป็นไปได้อินเวอร์เตอร์ 3 เฟสจะมาจากการนำเอาอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว 3 ตัว โดยที่อินเวอร์เตอร์แต่ละตัวสามารถกำเนิดแรงดัน โดยมีมุมต่างเฟสกัน 120 องศาทางไฟฟ้า โดยที่การนำเอาอินเวอร์เตอร์หนึ่งเฟสมาต่อเป็นสามเฟสนั้นทางด้านเอาต์พุตนั้นต้องการหม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อแยกระหว่างอินเวอร์เตอร์กับภาระทางไฟฟ้าซึ่งในทางปฏิบัติงานจริงๆแล้วจะไม่นิยมใช้วิธีนี้นัก ข้อเสียอีกประการหนึ่งก็คือต้องใช้อุปกรณ์การสวิตซ์ถึง 12 ตัว

การใช้งานอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสส่วนใหญ่แล้วจะเป็นวงจรที่ประกอบด้วยวงจรสวิตซ์ 3 กิ่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.20



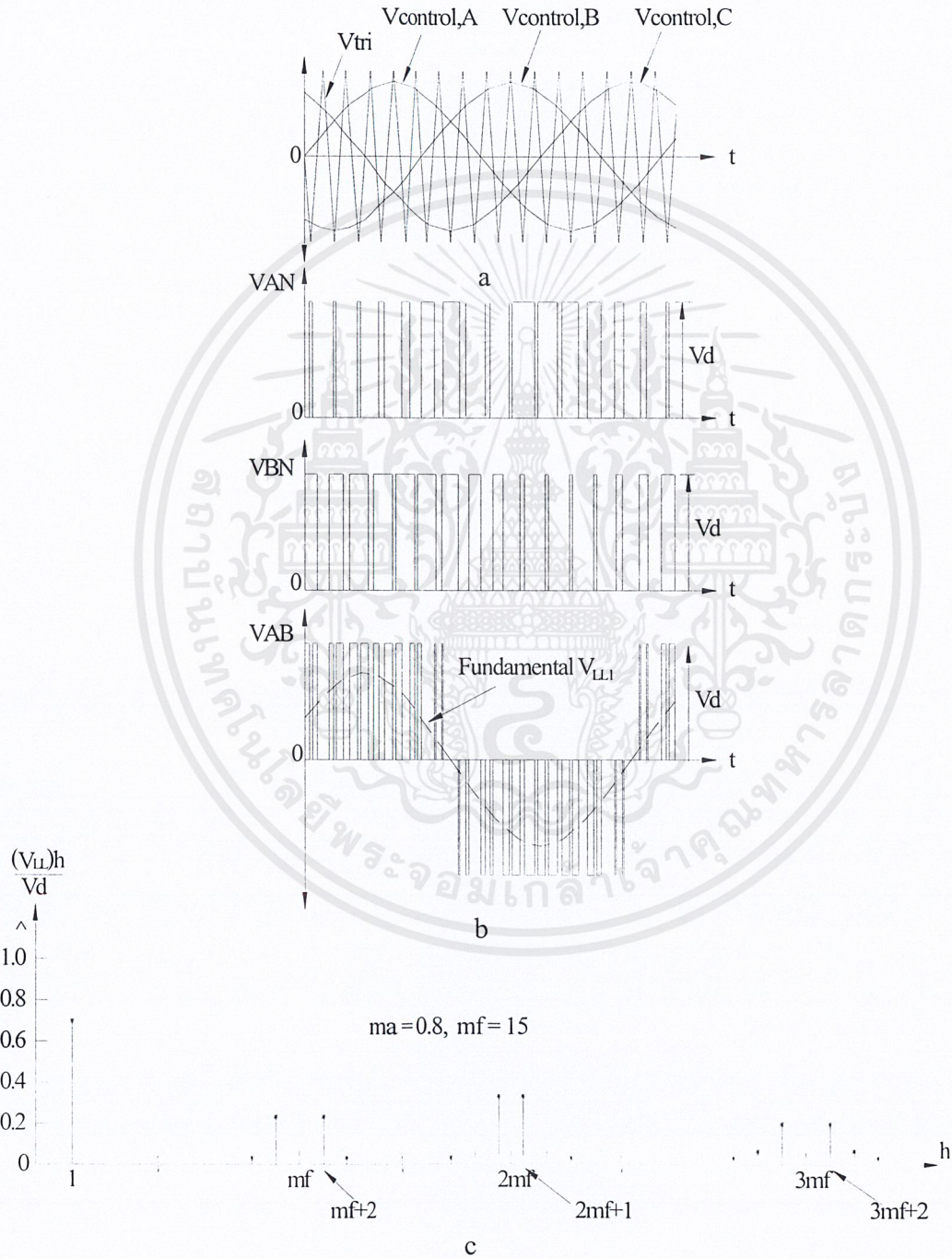
รูปที่ 2.20 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตในแต่ละกิ่งวงจรจะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง V_d และสถานะของการ สวิตซ์แต่ละตัวเท่านั้น และแรงดันเอาต์พุตจะแยกอิสระออกจากกระแสไหลลดเอาต์พุตตั้งแต่ สวิตซ์หนึ่งตัวในสองตัวในกิ่งวงจรมันจะทำงานเสมอในทุกๆช่วงเวลาซึ่งถ้าไม่นำผลของช่วงเวลาเพื่อ ในการสวิตซ์มาพิจารณาแล้วจะเห็นว่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะไม่ขึ้นอยู่กับทิศทาง ของกระแสไหลลด

2.3.4.1 ความสัมพันธ์ของพีดับบลิวเอ็มในอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายแรงดัน 3 เฟส

จุดมุ่งหมายของการใช้พีดับบลิวเอ็มในอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส คือการควบคุมแรงดันเอาต์พุตและ เอนERGY ด้วยการคงที่แรงดัน ไฟฟ้ากระแสตรง อินพุตการกำเนิดสัญญาณพีดับบลิวเอ็มจะใช้รูปคลื่น ค่า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามเหลี่ยมเดียวกัน และเปรียบเทียบกับแรงดันควบคุมแบบไซน์ซึ่งมีมุมต่างเฟสกัน 120 องศาซึ่งแสดงให้ห้เห็นดังรูปที่ 2.21 เพื่อต้องการให้แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสนั้นสมดุลย์



เอกสารนี้เป็นเอกสารรูปที่ 2.21 รูปคลื่นแรงดันพิดับทวิเอ็ม และสเป็คตรัมฮาร์โมนิกส์ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.21 ข แสดงให้เห็นถึงจำนวนขององค์ประกอบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเฉลี่ย และแรงดันเอาต์พุต V_{AN} และ V_{BN} ซึ่งได้จากการวัดเมื่ออ้างอิงกับด้านลบของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเชื่อมโยง และจะสังเกตเห็นว่าแรงดันเอาต์พุต V_{AB} จะไม่มีองค์ประกอบของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง เนื่องจากถูกหักลบกันหมดไป(ถ้าแรงดัน V_{AN} และ V_{BN} นั้นสมมูล) เนื่องจากแรงดัน V_{AB} นั้นเกิดจากแรงดัน $V_{AN} - V_{BN}$ ซึ่งจะเห็นว่าหลักการนี้เหมือนกับอินเวอร์เตอร์เฟสเดียวที่ใช้เทคนิคการสวิตช์แบบ PWM.

ในอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสนั้น ฮาร์โมนิกส์ในแรงดันไลน์นั้นเป็นสิ่งสำคัญที่ต้องพิจารณา และแรงดันฮาร์โมนิกส์เอาต์พุตในแต่ละกิ่งเช่น V_{AN} ดังแสดงในรูป 8.22 ข. จะแสดงให้เห็นถึงฮาร์โมนิกส์ V_{AO} ซึ่งถ้ากำหนดอัตราส่วนของความถี่มีอดคูลูทเป็นจำนวนคี่แล้วจะเห็นว่าเฉพาะฮาร์โมนิกส์ที่เท่ากันที่จะเกิดขึ้นในฮาร์โมนิกส์ไซน์แบนด์ โดยที่ศูนย์กลางของฮาร์โมนิกส์จะอยู่ที่จำนวนอัตราส่วนของความถี่มีอดคูลูท m_r และจะเกิดขึ้นเป็นจำนวนเท่าของ m_r และเมื่อพิจารณาฮาร์โมนิกส์ที่ m_r ในแรงดัน V_{AN} และ V_{BN} คือ 120° เท่าของ m_r ($120^\circ m_r$) ซึ่งความต่างเฟสนี้จะมีค่าสมมูลเป็นศูนย์(เป็นจำนวนเท่าของ 360°) ถ้า m_r เป็นจำนวนคี่และเป็น 3 เท่าซึ่งสิ่งที่สอดคล้องกันก็คือฮาร์โมนิกส์ที่ m_r จะปรากฏที่แรงดันไลน์เอาต์พุต V_{AB} ด้วยเหตุผลเดียวกันนี้การใช้งาน PWM อินเวอร์เตอร์จึงเลือกค่าอัตราส่วนความถี่มีอดคูลูทเป็นจำนวนคี่ 3 เท่า ($3 m_r$) เพื่อกำจัดฮาร์โมนิกส์คู่ด้วย ดังนั้นจะเห็นว่าสามารถกำจัดแรงดันฮาร์โมนิกส์ที่เป็นนัยสำคัญของกิ่งวงจรอินเวอร์เตอร์ได้จากแรงดันไลน์เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟส

ข้อพิจารณาของ PWM สามารถสรุปได้ดังนี้

- 1.) กรณีที่ค่า m_r ต่ำๆ ค่า m_r ควรจะเป็นจำนวนคี่ และเป็น PWM ชนิดซิงโครนัส PWM เพื่อที่จะกำจัดฮาร์โมนิกส์คู่ ที่จะเกิดขึ้น และมากกว่านั้นค่า m_r ควรเป็นค่าจำนวนเท่าของ 3 เพื่อที่จะกำจัดค่าของฮาร์โมนิกส์ที่เป็นนัยสำคัญในแรงดันไลน์
- 2.) กรณีที่ค่า m_r มากๆ ค่าแอมพลิจูดของฮาร์โมนิกส์ย่อยที่เกิดจากอะซิงโครนัส PWM จะมีขนาดต่ำเมื่อค่าของ m_r สูงๆ ดังนั้นที่ค่า m_r สูงๆ สามารถใช้อะซิงโครนัส PWM ในขณะที่ความถี่ของรูปคลื่นสามเหลี่ยมคงที่ และความถี่ของแรงดันควบคุมเปลี่ยนแปลงได้ ซึ่งผลของค่าของ m_r ใดๆก็ตามถ้าอินเวอร์เตอร์ ถูกจ่ายให้กับโหลด เช่น มอเตอร์ ผลของฮาร์โมนิกส์ย่อย จะเกิดขึ้นกับกระแสของมอเตอร์ ดังนั้นในกรณีของอะซิงโครนัส PWM ก็ควรจะหลีกเลี่ยงการใช้งานเมื่อความถี่ของรูปคลื่นสามเหลี่ยมนั้นมีค่าต่ำ
- 3.) กรณีโอเวอร์มีอดคูลูท ($m_r > 1.0$) จะไม่มีผลกับค่าของ m_r มากนัก แต่ถ้าในสถานะที่สำคัญๆ ค่าของ m_r ที่มีค่าน้อยก็ควรจะพิจารณา

2.3.4.2 การทำงานของพีคดับลิแวมในย่านดัชนีการมอดดูเลทเชิงเส้น ($m_a \leq 1.0$)

ในย่านการมอดดูเลทที่เป็นเชิงเส้น $m_a \leq 1.0$ องค์ประกอบของความถี่พินดาเมนทอลในแรงดันเอาท์พุทจะเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้น กับอัตราส่วนการมอดดูเลท(m_a) จากรูปที่ 2.24 ข. ค่าสูงสุดขององค์ประกอบความถี่พินดาเมนทอล ในกึ่งหนึ่งของแรงดันพินดาเมนทอลคือ

$$\hat{V}_{AN1} = m_a \frac{Vd}{2} \quad (2.29)$$

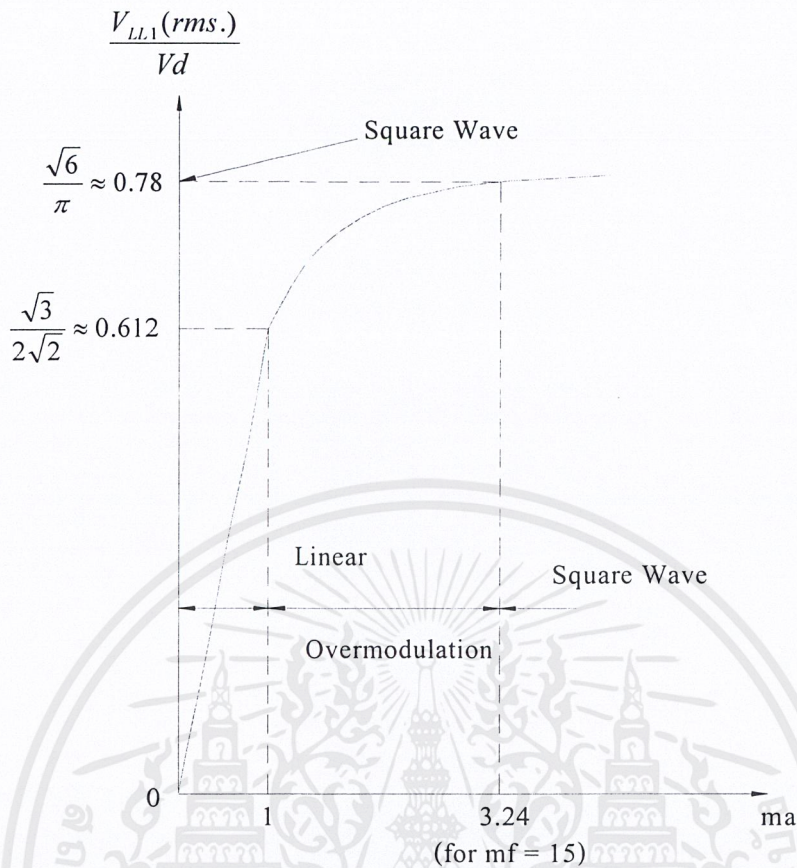
ดังนั้นแรงดันไลน์ที่ความถี่พินดาเมนทอล ซึ่งต่างเฟสกัน 120 องศา สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้เป็น

$$V_{LL1} = \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \hat{V}_{AN1} \quad (2.30)$$

2.3.4.3 การทำงานของพีคดับลิแวมในย่านดัชนีการมอดดูเลทเกิน ($m_a > 1$)

ในการทำงานของพีคดับลิแวมในช่วงโอเวอร์มอดดูเลทคือช่วงค่าสูงสุดของแรงดันควบคุม ที่ยอมให้เกินค่าสูงสุดของรูปคลื่นสามเหลี่ยมซึ่งจะไม่เหมือนกับในช่วงค่าดัชนีการมอดดูเลทเชิงเส้น ในย่านนี้โหมคการทำงานของแรงดันพินดาเมนทอล จะไม่เพิ่มขึ้นเป็นสัดส่วนกับค่าดัชนีการมอดดูเลท (m_a) ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 2.21 โดยที่ค่าแรงดันไลน์อาร์เอ็มเอสของความถี่พินดาเมนทอล (V_{LL1}) ถูกพล็อตเพื่อแสดงความสัมพันธ์กับฟังก์ชันของค่าดัชนีการมอดดูเลท (m_a) ซึ่งจะคล้ายกับ PWM ในอินเวอร์เตอร์เฟสเดียว และถ้าค่าดัชนีการมอดดูเลทสูงมากๆ แล้ว แรงดัน PWM เอาท์พุท จะเป็นรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยม (square wave) ซึ่งผลดังกล่าว คือค่าแรงดันไลน์สูงสุด ของ V_{LL1} จะเท่ากับ $0.78Vd$ ซึ่งจะพิจารณาในหัวข้อต่อไป

ในย่านการทำงานนี้เมื่อทำการเปรียบเทียบกับการทำงานในย่านที่เป็นเชิงเส้นจะพบว่า ฮาร์โมนิคส์ด้านข้าง (Harmonic side band) ที่ปรากฏตรงกึ่งกลางของความถี่มอดดูเลท (m_r) และแต่ละเท่าของ m_r จะมีค่ามากกว่า อย่างไรก็ตามฮาร์โมนิคส์ที่เป็นนัยสำคัญ จะไม่เกิดขึ้นมากนัก ดังนั้น กำลังการสูญเสียที่เกิดขึ้นเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของฮาร์โมนิคส์ด้านข้างจะไม่มากนัก แต่ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับชนิดของโหลดและความถี่สวิตซ์ที่เลือกใช้ ซึ่งบางครั้งการสูญเสียฮาร์โมนิคส์ในย่าน โอเวอร์มอดดูเลท จะมีค่าต่ำกว่าการสูญเสียฮาร์โมนิคส์ในย่านการมอดดูเลทเชิงเส้น



รูปที่ 2.22 ความสัมพันธ์ของอัตราส่วนระหว่างแรงดันไลน์กับแรงดันเชื่อมโยงดีซีของอินเวอร์เตอร์ 3 เฟสในฟังก์ชันของอัตราส่วนการมอดูเลต

2.3.4.4 การทำงานในย่านรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยม(square wave)

การทำงานในโหมดกึ่งสี่เหลี่ยม อินเวอร์เตอร์จะไม่สามารถควบคุมค่าแรงดันเอาต์พุตได้ ดังนั้นแรงดันเชื่อมโยงดีซีอินพุต ต้องสามารถควบคุมเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้ ดังนั้นความถี่พินดาเมนทอลของแรงดันไลน์เอาต์พุตสามารถเขียนความสัมพันธ์สำหรับการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในหนึ่งกึ่ง ซึ่งทำงานในโหมดของกึ่งสี่เหลี่ยมได้เป็น

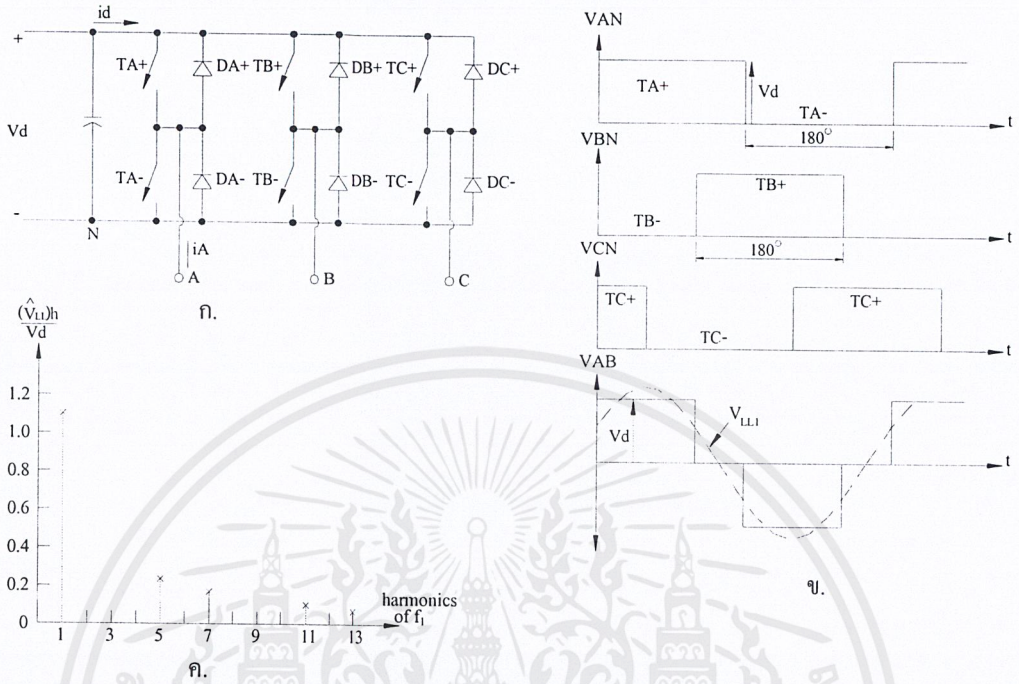
$$\begin{aligned} V_{LL1(rms)} &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{Vd}{2} \\ &= \frac{\sqrt{6}}{\pi} Vd \\ &\approx 0.78Vd \end{aligned} \quad (2.31)$$

แรงดันไลน์เอาต์พุตจะไม่ขึ้นอยู่กับโหลดและประกอบไปด้วยฮาร์โมนิกส์ลำดับที่ $(6n \pm 1; n = 1, 2, \dots)$ ซึ่งแอมพลิจูดของฮาร์โมนิกส์ลำดับนั้นๆ จะลดลงเป็นสัดส่วนกลับของลำดับฮาร์โมนิกส์ของตัวเอง ซึ่งสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้เป็น

$$V_{LLh} = \frac{0.78}{h} Vd \quad (2.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $h = 6n \pm 1$ ($n = 1, 2, 3$)

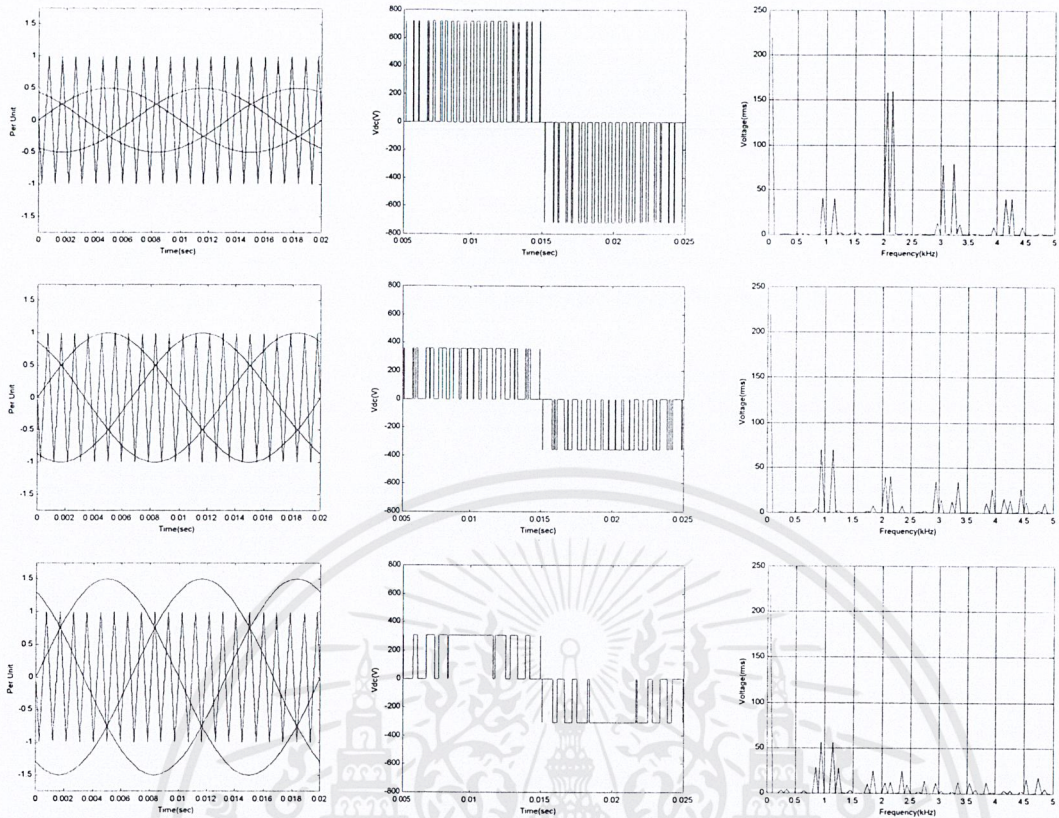


รูปที่ 2.23 อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส แบบกึ่งสวิตช์เต็ม

จากสมการ 2.29-2.31 ซึ่งแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันไลน์เอาต์พุตพินคาเมนทอลกับค่าดัชนีการมอดคูเลทและแรงดันเชื่อมโยง ดีซี ซึ่งแสดงให้เห็นว่าในกรณีของการทำงานในย่านมอดคูเลทเชิงเส้นแรงดันไลน์เอาต์พุตสามารถควบคุมได้จากการปรับเปลี่ยนค่าดัชนีการมอดคูเลทและค่าแรงดันเชื่อมโยงดีซี

2.3.5 ฟังก์ชันการมอดคูเลทแบบไซน์ (Sinusoidal PWM ; SPWM)

ฟังก์ชันการมอดคูเลทแบบไซน์ได้มีการใช้กันอย่างกว้างขวางในปัจจุบันที่ผ่านมาเป็นเพราะความง่ายที่นำไปสร้างเป็นการใช้งานจริงประกอบกับสามารถแทนด้วยฟังก์ชันทางคณิตศาสตร์เพื่อที่จะนำไปประมวลผลแบบ Real time ได้โดยง่าย ซึ่งการมอดคูเลทโดยใช้เทคโนโลยีทางดิจิทัลนี้สามารถแบ่งได้เป็นสองแบบตามลักษณะการแซมปลิงสัญญาณคือ ซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิง(symmetrical regular sampled)กับอะซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิง (Asymmetrical regular sample) ซึ่งมีลักษณะของสัญญาณการมอดคูเลท , แรงดันPWM, และสเปกตรัมของฮาร์โมนิกส์แรงดันดังนี้



(ก) อัตราการมอดคูเลท (ข) แรงดันไลน์เอาท์พุท (ค) สเปกตรัมแรงดันเอาท์พุท

รูปที่ 2.24 ลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณ PWM, สเปกตรัมแรงดันของเทคนิคการมอดคูเลทแบบไซน์ที่มี อัตราการมอดคูเลทเท่ากับ 0.5, 1 และ 1.5 ตามลำดับโดยรักษาฟลักซ์คงที่ (V/F)

ในปัจจุบันเทคนิคทางดิจิทัลส่วนใหญ่ที่ใช้กำเนิดสัญญาณ PWM เพื่อขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำจะเป็นเร็กกูลาร์แซมปลิง (Regular sampling) ซึ่งข้อดีของเร็กกูลาร์แซมปลิงคือเป็นวิธีกำเนิดสัญญาณ PWM ที่ง่ายในการที่จะประกอบลงเป็นระบบของดิจิทัลเพื่อที่จะ नियมระบบดิจิทัลเป็นสมการเพื่อผลิต PWM ตามเวลาจริง (real time) ในขบวนการของการแซมปลิงรูปคลื่นของการมอดคูเลทจะถูกแซมปลิงในช่วงเวลาที่ควบคุมในระหว่างสัญญาณควบคุมและสัญญาณพาหะ โดยที่แอมพลิจูดจะรักษาค่าแซมปลิงแรกจากค่าแซมปลิงแรกกับค่าแซมปลิงต่อไป ซึ่งค่าแอมพลิจูดนี้เป็นที่แน่นอนที่ค่าความกว้างของพัลส์ที่เกิดขึ้นจากค่าแซมปลิงแรกกับสุดท้ายที่จะแทนด้วยค่าสมการทางคณิตศาสตร์ ซึ่งเป็นการง่ายในการคำนวณความกว้างของพัลส์แบบตามเวลาจริง

รูปคลื่น PWM บางครั้งเป็นแบบซิงโครนัสหรือไม่ขึ้นขึ้นอยู่กับความถี่ของการแซมปลิงของรูปคลื่นพาหะว่าจะถูกซิงโครไนซ์กับความถี่การมอดคูเลทหรือไม่ ซึ่งในการใช้งานส่วนใหญ่ในปัจจุบันนี้จะใช้แบบอะซิงโครนัส ซึ่งก็คือความถี่ของรูปคลื่นพาหะจะถูกทำให้คงที่ในขณะที่ความถี่ของรูปคลื่นที่จะนำมามอดคูเลทจะถูกเปลี่ยนไป ผลก็คือจำนวนของรูปคลื่น PWM จะแปรตามอยู่ในย่านของค่าความถี่ที่ใช้ในการมอด ส่วนในกรณีของ PWM แบบซิงโครนัส จำนวนของ PWM จะขึ้นอยู่กับอัตราเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนความถี่ (m_f) ซึ่งก็คืออัตราส่วนความถี่ระหว่างความถี่พาหะ และความถี่ที่ทำการมอดูเลต ซึ่งทำให้ความถี่สวิตช์จะมีย่านการทำงานที่กว้างเพราะความถี่ในการสวิตช์จะแปรตามความถี่ที่ใช้ในการมอดูเลต

การกำเนิดรูปคลื่น PWM แบบซิงโครนัสเป็นที่นิยมใช้เมื่อความถี่การสวิตช์ถูกจำกัดและที่อัตราส่วนความถี่ต่ำ ๆ ($m_f < 20$) ซึ่งระบบอะซิงโครนัสจะสร้างผลกระทบเช่น แรงดันไม่สมดุลย์และมีฮาร์มอนิกส์เกิดขึ้น ซึ่งจะเกิดขึ้นเฉพาะกรณีของชุดขับเคลื่อนที่มีกำลังสูง ๆ ส่วนในกรณีของความถี่ในการสวิตช์สูง ๆ จะใช้กับชุดขับเคลื่อนที่มีกำลังไฟฟ้าขนาดเล็กและกลาง ($P < 300$ kW) จึงใช้ระบบการกำเนิดแบบอะซิงโครนัส ซึ่งจะไม่มีผลกระทบดังกล่าวข้างต้นมากนัก และข้อดีของอะซิงโครนัสคือง่ายต่อการสร้างอัลกอริทึม

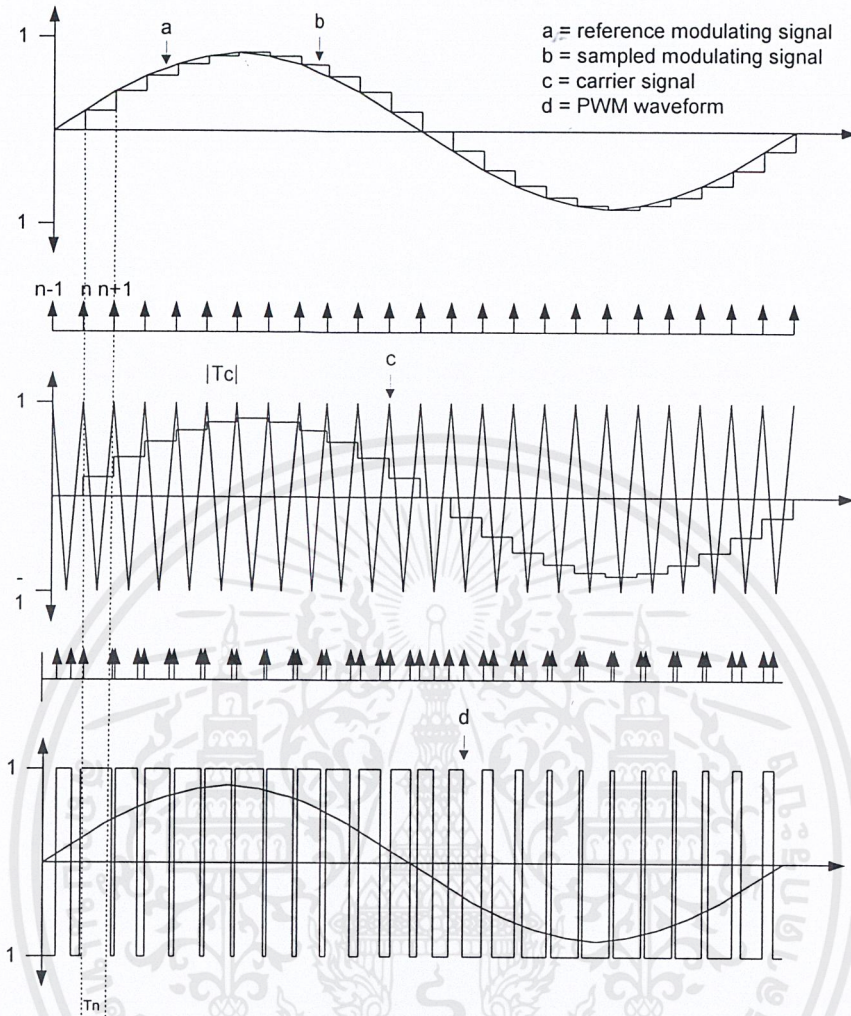
ในส่วนของความถี่พาหะ (f_c) นั้นเป็นส่วนสำคัญในการเลือกที่จะใช้พัฒนาชุดขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ซึ่งโดยทั่วไปความถี่ในการสวิตช์สูง ๆ ยิ่งดี สำหรับการเพิ่มประสิทธิภาพเนื่องจากฮาร์มอนิกส์จะลดลง แต่อย่างไรก็ตามจะมีผลต่อการเพิ่มการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ในอินเวอร์เตอร์ ซึ่งการออกแบบอินเวอร์เตอร์มีความเหมาะสมในการกำหนดค่าความถี่ในการสวิตช์

2.3.5.1 ซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิง (Symmetric regular Sampled PWM)

ในรูปที่ 2.25 แสดงเทคนิคการสร้าง PWM แบบซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิงซึ่งรูปคลื่นการมอดูเลตแบบไซน์ “a” จะถูกแซมปลิงที่คาบเวลาเดียวกันกับรูปคลื่นพาหะสามเหลี่ยม “c” และจะทำให้เกิดแอมพลิจูดของรูปคลื่นที่ได้จากการมอดูเลต b โดยที่จุดตัดกันของ b และ c จะทำให้เกิดมุมที่ทำการสวิตช์ของพัลส์ PWM d ซึ่งจากการจัดการนี้จะทำให้มุมด้านหน้าและด้านหลังจะมีค่าเท่ากันเมื่อวัดจากจุดกึ่งกลางของพัลส์หรือช่วงเวลากการแซมปลิง โดยที่สามารถหาความกว้างของพัลส์ดังกล่าวที่ “d” ได้จากสมการต่อไปนี้

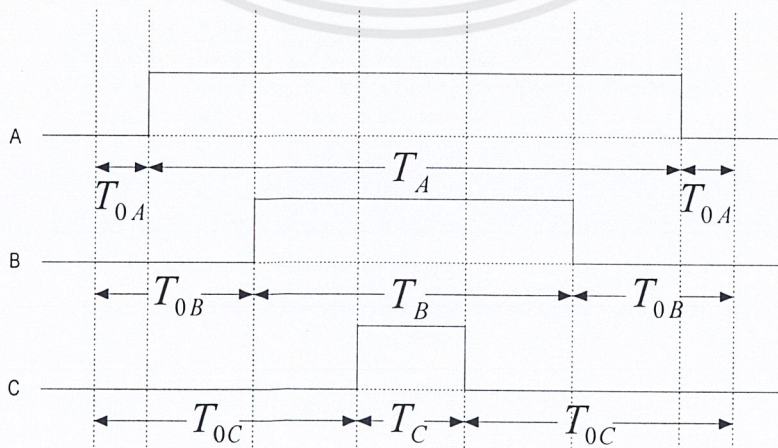
$$T_n = \frac{T_c}{2} [1 + m_a \sin(\omega_m t_n)] \quad (2.33)$$

ในขณะที่ $t_{n+1} = t_n + T_c$ และ t_n, t_{n+1} จะแสดงถึงค่าการแซมปลิง, T_c คือคาบเวลาของรูปคลื่นพาหะ และ m_a คือค่าดัชนีการมอดูเลต ซึ่งสมการนี้จะเป็สมการที่ใช้คำนวณค่าความกว้างของพัลส์แบบตามเวลาจริงและง่ายต่อการเขียน โปรแกรมในไมโครโปรเซสเซอร์



รูปที่ 2.25 ซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิง

จากสมการที่ (2.33) สามารถนำมาสร้างสัญญาณ PWM แบบ ซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิงได้ดังนี้



รูปที่ 2.26 สัญญาณ PWM แบบ ซิมเมตริกเร็กกูลาร์แซมปลิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ ค่าเวลาในช่วงต่างๆของพัลส์ PWM สามารถหาได้จากความสัมพันธ์ดังนี้

$$\begin{aligned}
 T_{AA} &= \frac{T_C}{2} \times (1 + (m_a \times \text{Sin}(\theta))) \\
 T_{BB} &= \frac{T_C}{2} \times (1 + (m_a \times \text{Sin}(\theta + 120))) \\
 T_{CC} &= \frac{T_C}{2} \times (1 + (m_a \times \text{Sin}(\theta + 240))) \\
 T_{0A} &= \frac{(T_C - T_{AA})}{2} \\
 T_{0B} &= \frac{(T_C - T_{BB})}{2} \\
 T_{0C} &= \frac{(T_C - T_{CC})}{2}
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

2.3.5.2 อะซิมเมตริกเรกกูลาร์แซมปลิง (Asymmetric regular sampled PWM)

ในวิธีอะซิมเมตริกเรกกูลาร์แซมปลิงนี้ ความถี่การแซมปลิงจะเป็น 2 เท่าของความถี่ในวิธี ซิมเมตริกเรกกูลาร์แซมปลิง ดังนั้นวิธีนี้จะมีฮาร์โมนิกส์สเปกตรัมที่ดีกว่าเนื่องจากการแซมปลิงที่มากกว่า และเพราะสาเหตุนี้จึงได้มีการนิยมใช้มากในอุตสาหกรรมขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบ PWM ดังแสดงในรูปที่ 2.27 การแซมปลิงแรกจะใช้ทำการมอดูเลตมุมด้านหน้าของพัลส์และการแซมปลิงที่ 2 จะใช้ทำการมอดูเลตด้านหลัง ซึ่งจากผลการแซมปลิงก็จะได้มุมของการสวิตซ์ซึ่งมุมที่ได้จะมีขนาดไม่เท่ากันเพราะในแต่ละขอบของมุมพัลส์ PWM จะถูกมอดูเลตโดยจำนวนที่แตกต่างกันโดยใช้จุดศูนย์กลางของพัลส์ ซึ่งสามารถหามุมด้านหน้าของพัลส์ได้จาก

$$\tau_n = \frac{T_C}{4} (1 - m_a \text{Sin} \omega_m t) \tag{2.35}$$

ส่วนพัลส์ด้านหลังสามารถหาได้โดย

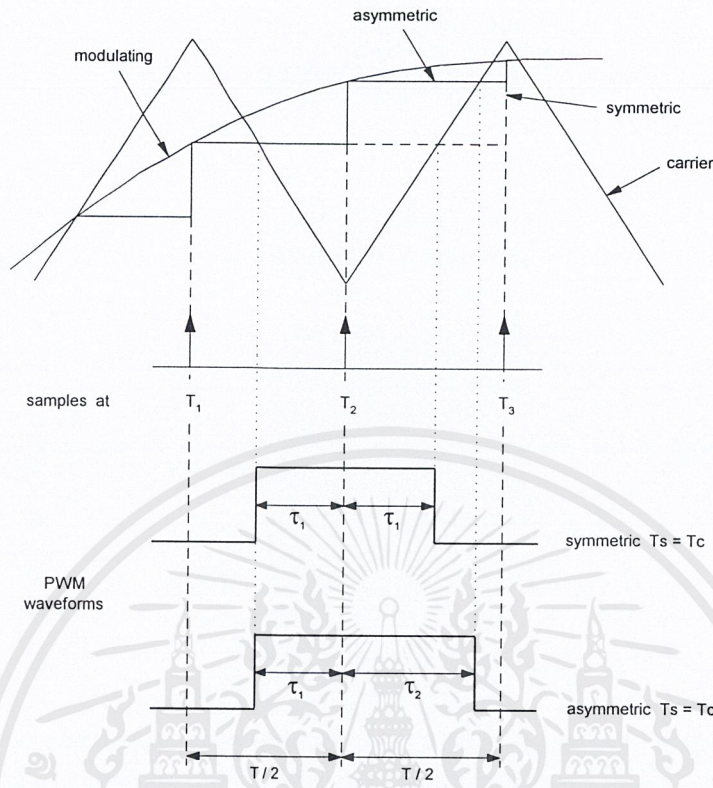
$$\tau_{n+1} = \frac{T_C}{4} (1 - m_a \text{Sin} \omega_m t_{n+1}) \tag{2.36}$$

ในขณะที่ $t_n = N \frac{T_C}{2}$

ดังนั้นจึงสามารถเขียนความสัมพันธ์ของความกว้างพัลส์ได้เป็น

$$\tau_n = \frac{T_C}{2} \left(1 + \frac{m_a}{2} (\text{Sin}(\omega_m t_n) + \text{Sin}(\omega_m t_{n+1})) \right) \tag{2.37}$$

ซึ่งจะเห็นว่าในสมการข้างต้นสามารถคำนวณได้รวดเร็วโดยใช้ไมโครคอมพิวเตอร์ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 เอกสารนี้เผยแพร่ทางเว็บไซต์ของกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ กระทรวงพาณิชย์ หากมีข้อสงสัยประการใด
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.27 รูปสัญญาณ PWM แบบซิมเมตริกและอะซิมเมตริกเมื่อ n เป็น 1

โดยพื้นฐานของเร็กกูลาร์แชนเปลิ่งสามารถที่จะปรับปรุงได้โดยการเพิ่มฮาร์โมนิกส์ที่สามภายในการแชนเปลิ่งแบบไซน์ ซึ่งวัตถุประสงค์หลักก็คือต้องการเพิ่มค่าแอมพลิจูดสูงสุดของค่าแรงดันพินคาเมนทอล (ขยายค่าเชิงเส้นของย่านการมอดดูเลชั่น) ก่อนที่จะเกิดการมอดดูเลทและลดการผิดเพี้ยนเนื่องจากฮาร์โมนิกส์ในเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ โดยที่การเพิ่มฮาร์โมนิกส์ที่สามเข้าไปจะใช้ประมาณ 25 % ของรูปคลื่นแชนเปลิ่งแบบไซน์ ซึ่งจะได้ค่าแอมพลิจูดสูงสุดและค่าความผิดเพี้ยนต่ำสุด และในกรณีของเร็กกูลาร์แชนเปลิ่งแบบอะซิมเมตริกและรวมด้วย 25 % ของฮาร์โมนิกส์ที่สาม สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$v_t = m_a \left[\sin(\omega_m t_n) + \frac{1}{4} \sin(3\omega_m t_n) \right] \tag{2.38}$$

$$\tau_n = \frac{T_C}{4} \left(1 + m_a (\sin(\omega_m t_n) + \frac{1}{4} \sin(3\omega_m t_{n+1})) \right) + \frac{T_C}{4} \left[1 + m_a (\sin(\omega_m t_{n+1}) + \left(\frac{1}{4}\right) \sin(3\omega_m t_{n+1})) \right] \tag{2.39}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 พื้นฐานเกี่ยวกับไอจีบีที (IGBT)

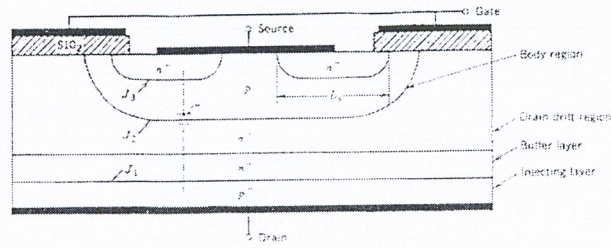
อุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ที่พอจะคุ้นเคยและใช้งานกันกว้างขวางในขณะนี้ เช่น เอสซีอาร์ ไตรแอก ทรานซิสเตอร์ และมอสเฟท โดยเฉพาะทรานซิสเตอร์และมอสเฟท จะใช้กันมากในปัจจุบัน ซึ่งอุปกรณ์สองชนิดนี้ก็มีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไปกล่าวคือ ทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสถานะนำกระแสจะมีอัตราการสูญเสียพลังงานต่ำ มีอัตราทนแรงดันและการขยายกระแสได้สูง แต่ความเร็วในการตัดต่อยังช้าอยู่ โดยเฉพาะช่วงเวลานำกระแสจะมีช่วงเวลาที่ยาวกว่า ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่ตรงข้ามกับมอสเฟท ที่มีความเร็วในการตัดต่อสูงกว่า แต่ก็มีอัตราการสูญเสียสูงขณะทำงานมากเช่นกัน จากสาเหตุที่กล่าวมาของอุปกรณ์ทั้งสองนี้จึงได้มีการพัฒนาอุปกรณ์ใหม่ขึ้นมาโดยจะเอาข้อได้เปรียบของทรานซิสเตอร์ และมอสเฟทเข้ามาไว้ในอุปกรณ์ตัวใหม่นี้ โดยอุปกรณ์นี้มี ชื่อว่า ไอจีบีที (Insulated Gate Bipolar Transistor : IGBT) โดย ไอจีบีที แบ่งออกเป็น 2 ชนิดคือ ไอจีบีทีชนิดพี-แซนแนล และ ไอจีบีทีชนิดเอ็น-แซนแนล

2.4.1 โครงสร้างพื้นฐานของไอจีบีที

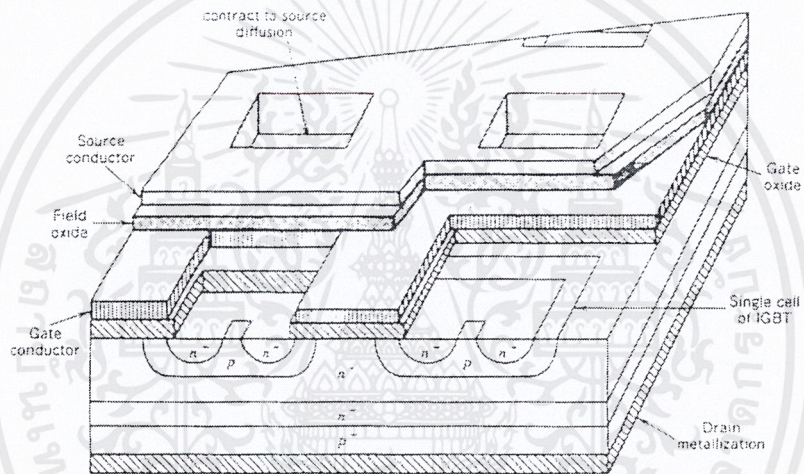
รูปตัดในแนวดิ่งของไอจีบีทีชนิดเอ็น-แซนแนล(N-Channel) ดังรูปที่ 2.28(a) ซึ่ง โครงสร้างเหมือนกับมอสเฟทมากจะต่างกันว่า ไอจีบีทีมีชั้นสาร p^+ หรืออินเจกติ้ง(Injecting) ระหว่างชาเดรน(Drain) ซึ่งในมอสเฟทไม่มี

ระดับของสารเจือ(Dopping Levels) ในแต่ละชั้นของไอจีบีทีจะคล้ายกับที่ใช้ในแต่ละชั้นของมอสเฟท ยกเว้นส่วนบริเวณบอดี(Body Region) ซึ่งจะอธิบายในภายหลัง ในกรณีของไอจีบีทีชนิดพี-แซนแนล(P-Channel) สามารถทำได้โดยเปลี่ยนขนาดของสารเจือในแต่ละชั้นของโครงสร้าง ในรูปที่ 2.28(b) เป็นโครงสร้างของไอจีบีที ซึ่งจะมีทรินสเตอร์แอมแปงอยู่ การเปิด(turn on) ของทรินสเตอร์นี้เป็นสิ่งที่ต้องการพยายามหลีกเลี่ยง และรายละเอียดของอุปกรณ์จริงๆมีหลายอย่างที่แตกต่างไปจากรูปดังเช่นบริเวณของบอดีที่เป็นสารกึ่งตัวนำประเภทพีจะมีบริเวณรอยต่อ J_2 และ J_3 ที่แตกต่างไปจากรูปเพื่อให้โอกาสที่ทรินสเตอร์ทำงานน้อยที่สุด ส่วนเซอร์สที่เป็นโลหะในไอจีบีทีมีขนาดสั้นกว่าในส่วนของมอสเฟทซึ่งมีส่วนช่วยให้ทรินสเตอร์แอมแปงนี้ทำงานน้อยลง ส่วนบัฟเฟอร์ของสารกึ่งตัวนำที่มีสารเจือสูง(n^+ buffer layer) ซึ่งอยู่ระหว่างชั้น p^+ ที่สัมผัสกับเดรนและ n^- ของชั้นคริฟ(Drift layer) ไม่มีความสำคัญกับการทำงานของไอจีบีที และ ไอจีบีทีบางตัวก็ ตัดส่วนนี้ไปเรียกว่าไอจีบีทีแบบสมมาตร ส่วนไอจีบีทีที่ยังมีส่วนนี้เรียกว่า ไอจีบีทีแบบไม่สมมาตรถ้าความหนาแน่นของสารเจือและความหนาแน่นของชั้นนี้ถูกเลือกอย่างเหมาะสมการที่มีชั้นนี้จะช่วยให้การทำงานของไอจีบีทีดีขึ้น ได้สองอย่างด้วยกันคือ

1. ทำให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสมีค่าลดน้อยลง
2. ทำให้เวลาในการหยุดนำกระแส(Turn off time) ลดลง แต่มีข้อเสียคือทำให้ความสามารถในการทนแรงดันรีเวิร์สลดลง



(a)

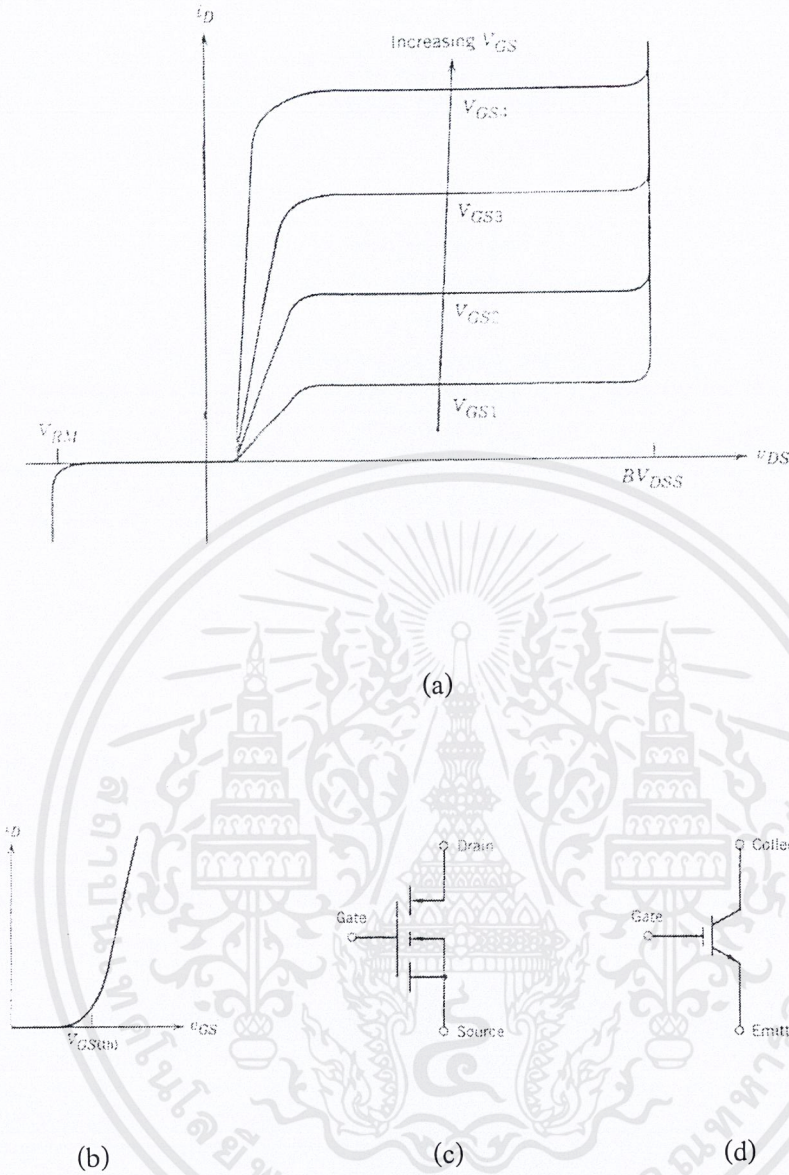


(b)

รูปที่ 2.28 (a) ภาพตัดแนวตั้งของไอจีบีที

(b) ภาพโครงสร้างของไอจีบีที

สัญลักษณ์ของวงจรรองของไอจีบีทีชนิดเอ็น-แซนแนลแสดงไว้ในรูปที่ 2.29 ทิศทางของลูกศรจะกลับทิศในกรณีไอจีบีทีชนิดพี-แซนแนล



รูปที่ 2.29 คุณลักษณะของกระแสและความต่างศักย์

(a) ลักษณะเอาท์พุท

(b) Transfer Characteristic

(c), (d) สัญลักษณ์ของไอจีบีทีชนิดเอ็น-แชนแนล

2.4.2 คุณลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้า

ลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้าของไอจีบีทีชนิดเอ็น-แชนแนลดังแสดงในรูปที่ 2.28(a) ในทิศทางฟอร์เวิร์ดจะเหมือนกับของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ที่ใช้ในลอจิกเซอร์กิตแตกต่างกันเพียงการควบคุมการทำงานด้วยความต่างศักย์ แทนที่จะควบคุมการทำงานด้วยกระแสเหมือนกับทรานซิสเตอร์

คุณสมบัติของไอจีบีทีชนิดพี-แชนแนลจะเหมือนกันแต่ขั้วของความต่างศักย์และทิศทางของกระแสจะ
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กลับกันที่รอยต่อ J_1 ในรูปที่ 2.28(a) จะกันแรงดันฟอร์เวิร์ดเมื่อไอจีบีที่อยู่ในสถานะหยุดนำกระแสค่า การทนกระแสในทิศทางรีเวิร์ส(Reward Blocking Voltage) จะสามารถมีค่าเท่ากับการทนความต่างศักย์ ในทิศทางฟอร์เวิร์ดได้ ถ้าไม่มีชั้นบัฟเฟอร์ n^+ ที่รอยต่อ J_1 ในรูปที่ 2.28(a) เรียกว่า เป็นรอยต่อของรีเวิร์สบล็อกกิ้ง(Reverse Blocking) ในโครงสร้างของอุปกรณ์มี ชั้นบัฟเฟอร์ n^+ จะทำให้ค่าแรงดันเบรค ความมีค่าลดลงเหลือเพียงสิบกว่าโวลต์ เพราะมีปริมาณสารเจือสูงมากทั้ง 2 ด้านของรอยต่อทำให้ไม่สามารถกันกระแสรีเวิร์สได้

ในรูปที่ 2.29(b) เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง I_D และ V_{GS} ลักษณะเหมือนของมอสเฟต ลักษณะเส้นกราฟจะเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงของกระแสเดรนและไม่เป็นเชิงเส้น ณ จุดที่ กระแสเดรนมีค่าต่ำกว่าค่าหนึ่งเรียกว่า $V_{GS(th)}$ (Threshold Voltage) ไอจีบีที่จะอยู่ในสถานะ OFF(หยุดนำกระแส) ความต่างศักย์กร่อมเกตและซอร์สสูงสุดที่ยอมให้ใช้ได้ขึ้นอยู่กับกระแสเดรนสูงสุดที่ยอมให้ไหลในตัว ไอจีบีที่

2.4.3 คุณสมบัติการทำงาน

2.4.3.1 สถานะการนำกระแส

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

กระแสอิเล็กตรอนที่ไหลจากขอสอร์สผ่านบริเวณใต้เกตมายังบริเวณลอยเลื่อน n จะรวมกับ โหลด ที่เป็นพาหะข้างน้อยที่ถูกฉีดมาจากชั้นอินเจกต์ P เพราะรอยต่อ J_1 ได้รับแรงดันไบแอส ตรงทำให้ไอจีบีที่อยู่ในสถานะนำกระแส เกิดการไหลของกระแสจากเดรนไปซอร์สได้ การทำงานรวมกันของ โหลดและอิเล็กตรอนภายใต้บริเวณ n เรียกว่า การมอดดูเลตสภาพนำ(Conductivity Modulation)

ผลการมอดดูเลตนี้จะทำให้ความต้านทานบริเวณ n มีค่าต่ำลงเป็นการเพิ่มความสามารถในการ ขั้วผ่านกระแสให้สูงขึ้นซึ่งจะเป็นลักษณะเหมือนกับทรานซิสเตอร์ ผลของความต้านทานที่ลดลงทำให้แรงดันตกคร่อมต่ำลง การสูญเสียกำลังงานขณะนำกระแสจึงลดลงไปด้วยทิศทางกรไหลของอิเล็กตรอนและ โหลดแสดงในรูปที่ 2.30

2.4.3.2 สถานะหยุดนำกระแส

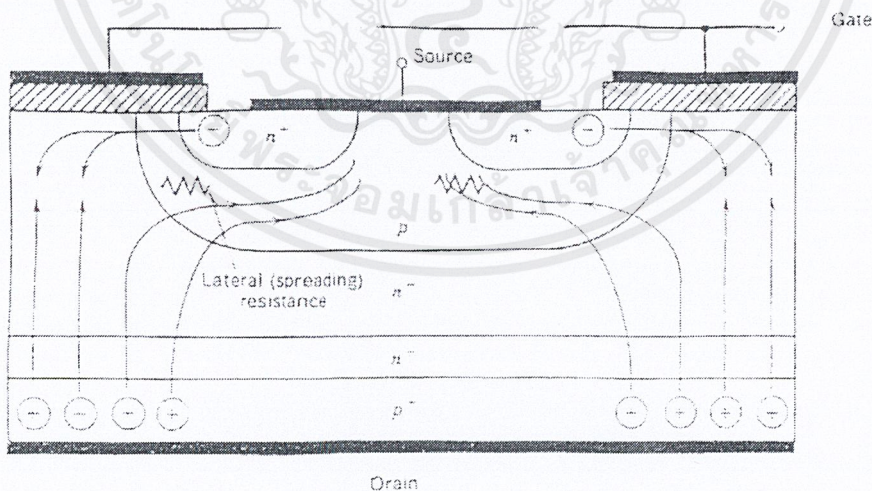
เมื่อแรงดันระหว่างเกตและซอร์สลดลงต่ำกว่าแรงดัน $V_{GS(th)}$ จะทำให้แรงดันไม่เพียงพอสำหรับการแปรสภาพชั้นบอดี้ J_1 เป็น J_2 ไม่ต่อกับบริเวณซอร์ส n ไอจีบีที่จึงอยู่ในสถานะหยุดนำกระแส ในสถานะนี้รอยต่อ J_2 ที่ได้รับแรงดันไบแอสกลับจะเกิดการรั่วไหลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น นอกจากนี้ยังทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะขึ้นที่รอยต่อ J_2 ด้วยบริเวณปลอดพาหะนี้จะขยายบริเวณกว้างขึ้นจนกินเข้าไป เอนทั้งหมัดของทั้งวงจรในที่มีเมื่อมีการนำพาหะไปนั้น จะยิ่งทำให้มีของยิ่งมีมากขึ้นจนทำให้การนำค่า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในบริเวณ n ทั้งนี้บริเวณชั้นบอดี้ P มีความหนาแน่นในการโด๊ปสารมากกว่า ถ้าความหนาแน่นของสารที่โด๊ปในบริเวณลอยเลื่อน n มากพอก็จะทำให้การขยายบริเวณปลอดพาหะไม่สามารถแตะกับชั้นอินเจ็คติง P ได้ ชั้นบัพเฟอร์ n ดังในรูปที่ 2.28(b) ก็ไม่จำเป็นต้องทำให้เกิดขึ้นหรือไม่จำเป็นต้องโด๊ปสาร ทั้งนี้เพราะการแตะกันของบริเวณทั้งสองจะทำให้เกิดการพังทลายทางด้านไอเอสตรงสำหรับไอจีบีทีที่ไม่มีการโด๊ปสารในชั้นบัพเฟอร์ n^+ นี้จะเรียกว่าไอจีบีที แบบสมมาตร ซึ่งจะมีอัตราทนแรงดันย้อนกลับสูงพอๆกับการทนแรงดันไหลตรงเหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

การลดความหนาของบริเวณ n ลงแต่ยังมีความสามารถของอัตราทนแรงดันไหลตรงไว้สามารถนำไปต่อเพิ่มในชั้นสาร n^+ เข้าไปเพื่อป้องกันการแตะกันของบริเวณปลอดพาหะกับบริเวณอินเจ็คติงซึ่งจะเรียกไอจีบีทีชนิดนี้ว่าไอจีบีทีแบบไม่สมมาตร และจะมีการลดความหนาของบริเวณลอยเลื่อน n - ลงจะส่งผลให้เกิดผลดีสองประการคือ

1. ทำให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำลงเป็นผลให้การสูญเสียกำลังงานน้อยลงด้วย
2. ช่วยลดช่วงเวลาหยุดนำกระแสให้น้อยลง

แต่มีข้อเสียของการเพิ่มชั้นสาร n^+ ก็คือจะลดความสามารถของอัตราทนแรงดันย้อนกลับให้ น้อยลงเหลือเพียงไม่กี่สิบ โวลต์ ทั้งนี้เพราะเมื่อไอจีบีทีได้รับแรงดันไบแอสกลับที่ขาเดรนรอยต่อ $J1$ ซึ่งทั้งสองข้างจะมีความหนาแน่นในการโด๊ปสารมากจะไม่สามารถทนแรงดันย้อนกลับได้สูงดังนั้น ไอจีบีทีชนิดนี้จึงไม่เหมาะกับงานวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ



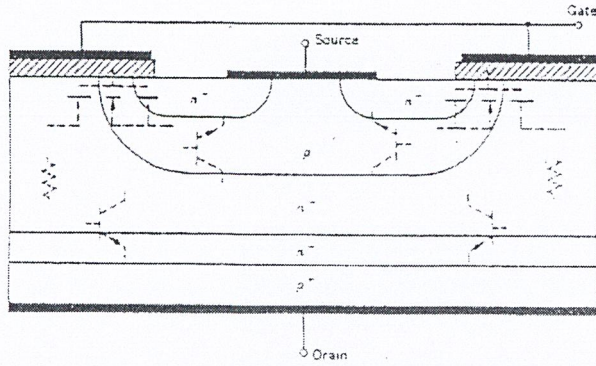
รูปที่ 2.30 ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและโฮลในขณะนำกระแส

2.4.4 การแลทช์ในไอจีบีที

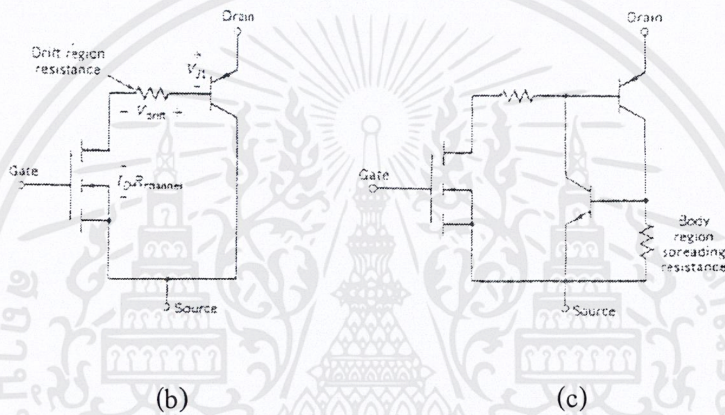
นอกจากโหนดส่วนใหญ่ที่รวมกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์ภายใต้บริเวณ n^- แล้วยังมีกระแสโหนดที่ไหลเข้าบริเวณ n^+ เข้าสู่บริเวณชั้นบอดี P โดยตรง ผลของกระแสโหนดนี้ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานข้างเคียงดังในรูปที่ 2.31 ถ้าแรงดันนี้มีค่ามากพอคือประมาณ 0.7 โวลต์จะทำให้รอยต่อ J_3 ได้รับความไบแอสตรงเป็นผลให้อิเล็กตรอนจากบริเวณซอร์ส n^+ ถูกฉีดเข้าไปในบริเวณชั้น บอดี P

ถ้าดูจากรูปวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 2.31(C) จะหมายถึงขาเบสและขามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็นพีเอ็นได้รับแรงดันไบแอสตรงส่งผลให้ทรานซิสเตอร์ซึ่งแฝงอยู่ในโครงสร้างของไอจีบีทีอยู่ในสถานะแลทช์ การนำกระแสทำให้ขาที่เกทไม่สามารถควบคุมปริมาณของกระแสเดรนได้อีกต่อไปแต่การควบคุมกระแสเดรนนี้จะขึ้นอยู่กับตัวต้านทานที่นำมาต่อจากวงจรภายนอกถ้าหากมีการแลทช์เกิดขึ้นเป็นเวลานานอาจทำให้ตัวไอจีบีทีเสียหายได้

ส่วนใหญ่หรือเป็นมาตรฐานคู่มือของผู้ผลิตมักจะมีการบอกค่ากระแสเดรนสูงสุดที่สามารถไหลผ่านไอจีบีทีได้โดยไม่เกิดการแลทช์ขึ้นแต่เนื่องจากกระแสเดรนถูกกำหนดและควบคุมโดยแรงดันระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส บางครั้งคู่มือจึงบอกค่าแรงดันระหว่างขาเกตและขาซอร์สสูงสุดที่ไม่ทำให้เกิดการแลทช์แทนการบอกค่ากระแสเดรนสูงสุด (I_{DM}) การแลทช์ที่เกิดขึ้นข้างต้นเรียกว่าการแลทช์ในโหมดสแตติกเพราะเกิดขึ้นเมื่อกระแสที่ไหลในสถานะนำกระแสมีค่าเกิน (I_{DM}) แต่ลักษณะการแลทช์นี้ก็สามารถเกิดขึ้นได้เรียกว่าในโหมดไดนามิกซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงการทำงานจากสถานะนำกระแสเข้าสู่ช่วงหยุดนำกระแสได้ด้วย บางครั้งการแลทช์นี้อาจเกิดขึ้นได้แม้ว่ากระแสเดรนขณะนำกระแสยังมีค่าต่ำอยู่ ทั้งนี้เพราะเมื่อไอจีบีทีหยุดนำกระแสกระแสเดรนจะตกลงอย่างรวดเร็วรอยต่อ J_2 จะต้องรับแรงดันย้อนกลับอย่างรวดเร็วเช่นกัน ผลที่เกิดขึ้นจะทำให้บริเวณปลดพาหะขยายบริเวณชั้นบอดี P โคนเฉพาะจะขยายเข้าสู่บริเวณ n^- มากกว่าเพราะมีความหนาแน่นของการได้ปต่ำกว่าการขยายบริเวณปลดพาหะอย่างรวดเร็วจะทำให้โหนดที่ค้างอยู่ในบริเวณ n^- ขณะนำกระแสและยังไม่ได้รวมกับอิเล็กตรอนหลุดรอดจากการขัดขวางของชั้นพาหะเข้าไปสะสมอยู่ในบริเวณรอยต่อ J_2 เป็นการเพิ่มกระแสที่ไหลผ่านตัวความต้านทานข้างเคียงให้สูงขึ้นแรงดันตกคร่อมขาเดรนและขาซอร์สขณะนำกระแสจะมีค่าต่ำกว่าระดับผิดปกติ นอกจากนี้การแลทช์ยังสามารถเกิดขึ้นอีกเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิที่รอยต่อในขณะที่กระแสเดรนยังมีค่าต่ำกว่า (I_{DM}) อยู่ได้เช่นกัน



(a)



(b)

(c)

รูปที่ 2.31

- (a) แสดงโครงสร้างที่มีทรานซิสเตอร์ และมอสเฟตแฝงอยู่
- (b) วงจรสมมูลสำหรับการทำงานสภาพปกติของ ไอจีบีที
- (c) วงจรสมมูลที่แสดงส่วนของ ไทริสเตอร์ที่แฝงอยู่ใน ไอจีบีที

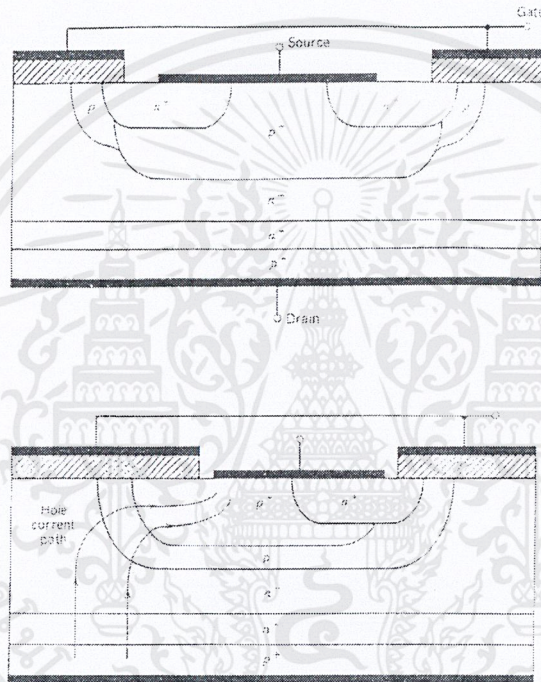
2.4.5 การป้องกันการแลทซ์

การหลีกเลี่ยงการแลทซ์ของ ไอจีบีทีที่สามารถทำได้ทั้งผู้ผลิตและผู้ใช้งานเองผู้ผลิตอาจจะออกแบบโครงสร้างในส่วนบริเวณบอดี P ให้มีความต้านทานข้างเคียงมีค่าต่ำที่สุดเพื่อจะได้เพิ่มค่าของ I_{DM} ให้มากที่สุด ซึ่งเป็นการลดความโอกาสที่เกิดการแลทซ์ลงได้

วิธีแรก อาจทำได้โดยลดความกว้างของบริเวณซอร์ส n^+ ลงคือ ลดค่า I_{DM} ที่แสดงในรูปที่ 2.28 (a) ลงนั่นเอง

วิธีที่สอง เป็นการแบ่งระดับความหนาแน่นของการโด๊ปสารของบริเวณบอดี P ดังในรูปที่ 2.32 จะเห็นว่าบริเวณบอดี P ภายใต้เกตจะโด๊ปด้วยความหนาแน่นในระดับปกติ 10^{16} cm^{-3} และมีความหนาแน่นน้อยกว่าของบริเวณซอร์ส n^+ แต่ส่วนอื่นที่เหลือของบริเวณบอดี P จะโด๊ปด้วยความหนาแน่นที่มากกว่าคือ 10^{19} cm^{-3} รวมถึงความหนาแน่นก็จะมากกว่าด้วย การทำแบบนี้จะทำให้เพิ่มความสามารถในเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การนำกระแสให้สูงขึ้นเป็นการลดความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้ สำหรับผู้ใช้งานก็สามารถป้องกันกระแสในโหมดสแตติก โดยออกแบบไม่ให้กระแสที่ไหลในโหมดไหลเกินค่ากระแส และป้องกันกระแสในโหมดไดนามิกได้โดยช่วงเวลา ขณะหยุดนำกระแสยาวนานขึ้นเพื่อโวลที่ยังค้างอยู่ในบริเวณ n^+ มีเวลา (I_{DM}) พอที่จะรวมกับอิเล็กตรอนในการลดกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานข้างเคียงให้น้อยลงได้ การนำเวลาขณะหยุดนำกระแสให้ยาวนานขึ้นทำได้โดยเพิ่มความต้านทานภายนอกอนุกรมเข้ากับขาเกตของ ไอจีบีที



รูปที่ 2.32 โครงสร้างที่ป้องกันการแลทซ์ใน ไอจีบีที

2.4.6 วงจรสมมูลของไอจีบีที

วงจรสมมูลของไอจีบีทีแสดงไว้ในรูปที่ 2.31 (a) นั้นจะเห็นว่าบริเวณบอดี้ P ชั้นบริเวณ n^+ และชั้นอินเจ็คติง p^+ จะคล้ายกับทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี โดยแทนได้ด้วยขาคอลเลกเตอร์,เบส และอิมิตเตอร์ ตามลำดับ และบริเวณภายใต้เกตก็แทนได้ด้วยมอสเฟตซึ่งจะมีความต้านทานบริเวณ n^+ เชื่อมขาคอลเลกเตอร์ชนิดพีเอ็นพีเข้ากับขาคอนโทรลของมอสเฟต ซึ่งเมื่อเขียนวงจรสมมูลออกมาจะได้วงจรดังรูปที่ 2.31 (b)

จากรูปที่ 2.31 (b) จะเห็นว่าเป็นวงจรดาร์ลิ่งตัน โดยมีมอสเฟตเป็นตัวขับ ทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี แต่มีจุดพิเศษที่แตกต่างจากวงจรทั่วไปคือ กระแสครนส่วนใหญ่จะไหลจากอิมิตเตอร์มายังเบส แม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผ่านความต้านทานบริเวณรอบเดือน และผ่านขาเดรนของมอสเฟตมาจบลงที่ขา ซอร์ส จะมีกระแส ส่วนน้อยเท่านั้น ที่ไหลจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์และขาซอร์ส สำหรับวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 2.31 (c) จะแสดงให้เห็นว่าภายในไอจีบีทีมีทรานซิสเตอร์แฝงอยู่ด้วย โดยได้จากการที่ทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี ต่อเข้าด้วยกันในลักษณะที่มีการป้อนกลับทำให้เห็น ได้ชัดถึงเหตุที่ทำให้เกิดการแลทซ์ของไอจีบีที

โดยถ้ากระแสส่วนน้อยที่ไหลผ่านจากอิมิตเตอร์มายังคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิด พีเอ็นพีผ่านความต้านทานข้างเคียงแล้วทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานสูงกว่า 0.7 โวลต์ ทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพีจะนำกระแสส่งผลให้เกิดการแลทซ์ขึ้นในไอจีบีทีสำหรับแรงดันตกคร่อมขา เดรนและซอร์สของไอจีบีทีขณะนำกระแส สามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

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

เมื่อเป็นแรงดัน ไบแอสตรงที่ตกคร่อมรอยต่อพีเอ็นพี จึงมีค่าค่อนข้างจะคงที่ จะมีการเปลี่ยนแปลงบ้างก็เพียงเล็กน้อย เพราะมีความสัมพันธ์โดยตรงในลักษณะเอ็กโพเนนเชียล กับกระแส ทำให้มีค่าอยู่ระหว่าง 0.7-1 โวลต์

V_{drift} เป็นแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทานบริเวณลอยเดี่ยว ซึ่งความต้านทานนี้จะมีค่าค่อนข้างคงที่ แต่เมื่อเทียบกับค่าแรงดันในมอสเฟตแล้วจะมีค่าน้อยกว่าเพราะผลของการมอดดูเลตสภาพนำที่เกิดขึ้นใน ไอจีบีที

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

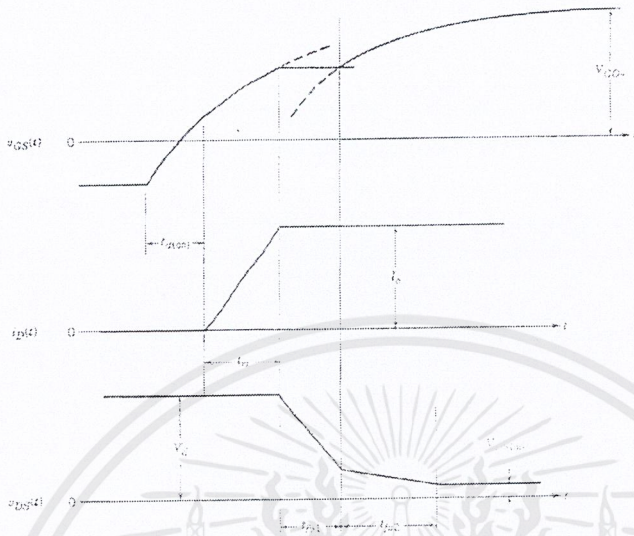
$I_D R_{channel}$ เป็นแรงดันตกคร่อมมอสเฟต

ดังนั้นจึงพอสรุปได้ว่า V_{DS} จะมีค่ากระแสเดรนที่สูงขึ้น โดยทั่วไปไอจีบีทีจะสามารถทำงานได้ในอุณหภูมิรอยต่อสูงสุดถึง 150 องศาเซลเซียส และผลการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิจากค่าอุณหภูมิรอยต่อสูงสุดนี้จะส่งผลให้เกิดการเปลี่ยนแปลง $V_{DS(OH)}$ เพียงเล็กน้อยเท่านั้นเพราะไอจีบีทีจะมีค่า

$V_{DS(OH)}$ เป็นผลรวมระหว่างแรงดันตกคร่อมมอสเฟตที่มีสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นบวก(หมายถึงอุณหภูมิสูงขึ้นแรงดันตกคร่อมก็สูงขึ้นตาม) กับแรงดันตกคร่อมความต้านทานบริเวณลอยเดือนที่มีสัมประสิทธิ์อุณหภูมิเป็นลบ

2.4.7 คุณลักษณะของการสวิตช์ซิ่ง

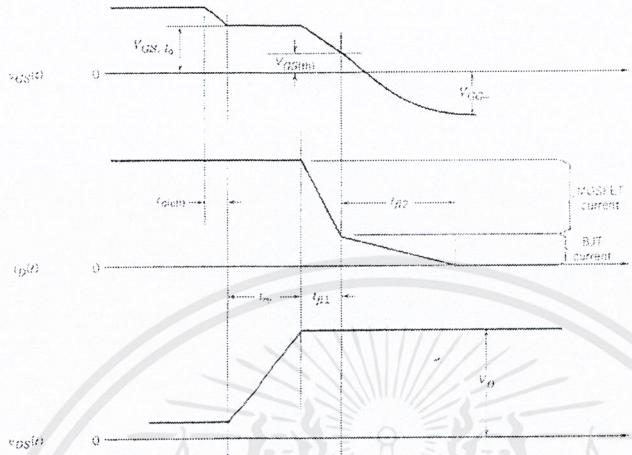
2.4.7.1 ช่วงขณะนำกระแส



รูปที่ 2.33 รูปคลื่นของกระแส และความต่างศักย์ขณะนำกระแส

มีลักษณะเหมือนการนำกระแสของมอสเฟทมาก โดยในช่วงการนำกระแสจะมีปัจจัยสองอย่างที่ส่งผลต่อลักษณะของการนำกระแสในช่วง $t_{r/2}$ ตัวแรกคือ ค่าตัวเก็บประจุระหว่างขาเกตและเดรนจะมีค่าสูงขึ้นในส่วนมอสเฟทภายในไอจีบีทีแต่ความแตกต่างศักย์ระหว่างเดรนกับซอร์ทต่ำ ๆ ส่วนปัจจัยที่สองคือ ทรานซิสเตอร์พีเอ็นพีในไอจีบีทีจะเปลี่ยนจากสถานะแอกทีฟไปสู่สถานะนำกระแสได้ช้ากว่า ส่วนของมอสเฟทในตัวไอจีบีทีมาก ทำให้ความต่างศักย์คร่อมระหว่างขาเดรนและซอร์ทในสถานะนำกระแสไม่ตกลงจนถึงค่า $V_{DS(OH)}$ ในช่วงแรกไม่เหมือนกับในมอสเฟท

2.4.7.2 ช่วงขณะหยุดนำกระแส



รูปที่ 2.34 รูปคลื่นของกระแสและความต่างศักย์ ในช่วงหยุดนำกระแส

ข้อแตกต่างสำคัญระหว่างการหยุดนำกระแสของ ไอจีบีที และของมอสเฟตคือให้ สังเกตรูปคลื่นของแตรนซึ่งแตกต่างกันในสองช่วงเวลาการลดลงอย่างรวดเร็วของกระแสในช่วงเวลา การตกลงอย่างรวดเร็วกระแสในช่วงเวลา $t_{f,2}$ สืบเนื่องมาจากการหยุดนำกระแสของช่วงที่เป็นมอสเฟตในตัวไอจีบีทีที่ส่วนหางของกระแสแตรน ในช่วงเวลาที่สองเนื่องจากประจุที่สะสมอยู่ในบริเวณ n^- เพราะมอสเฟตถูกทำให้หยุดนำกระแสแล้วและไม่รีเวีร์สโวลเตจจ่ายให้แก่ขั้วของไอจีบีที ซึ่งสามารถทำให้เกิดกระแสเนกาทีฟของแตรนไม่มีทางที่จะเคลื่อนย้ายประจุโดยการแคร์เรียสเวฟเข้าที่ วิธีเดียวที่ประจุเกินเหล่านี้จะถูกกำจัดไปก็คือ ให้ พิจารณาส่วนของไอจีบีทีที่ไม่มีบริเวณบัพเฟอร์ n^- ก็โดยการรวมกัน ในบริเวณดริฟ n^- ซึ่งต้องการที่จะให้โลไฟใหม่ของประจุเกินในบริเวณนี้มีค่ายาวอยู่แล้วเพื่อทำให้ความต่างศักย์ตกคร่อมบริเวณมีค่าต่ำ ในสภาวะนำกระแสดังนั้นทำให้ช่วงเวลาระยะ $t_{f,2}$ มีค่ายาวไปด้วยแต่ช่วงเวลา $t_{f,2}$ ที่ยาวขึ้นก็จะทำให้มีการสูญเสียมากขึ้น ในขณะที่หยุดนำกระแสซึ่งจะทำให้มีอุณหภูมิสูงขึ้นเนื่องจากการสูญเสียจึงต้องมีการรอมชอมกันระหว่างการสูญเสียขณะนำกระแสกับการสูญเสียขณะหยุดนำกระแสการย้ายประจุจากบริเวณดริฟ โดยวิธีการแพร่ไปยังชั้น P^+ เรียกวิธีการนี้ว่า เบรก อินเจคชัน สามารถช่วยให้เวลาลดลงได้ถ้าฟลักซ์จากการแพร่ดังกล่าวได้เพราะความหนาของชั้นโฮลมีทิศทาง การกระจายของความหนาแน่นที่ไม่สามารถทำให้เกิดได้เนื่องจากความหนาแน่นของโฮลในชั้น P^+ มีความหนาแน่นมากกว่าความหนาแน่นของโฮลที่เกิดมาในส่วนของบริเวณดริฟ ดังนั้นโฮลส่วนเกินจึงถูกกักในส่วนดริฟนั้นแต่ไอจีบีทีที่มีบัพเฟอร์ n^+ บริเวณนี้จะมีโลไฟใหม่ของประจุสั้นมาก และจะทำ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หน้าที่เสมือนเป็นตัวลดประจุเหล่านี้ อัตราการรวมตัวที่สูงขึ้นของ โฮลในบริเวณชั้นบัฟเฟอร์ n^+ ทำให้ความหนาแน่นของโฮลค่อย ๆ ลดลงในบริเวณครีฟนี้ ในขณะที่กำลังหยุดนำกระแสซึ่งทำให้ฟลักซ์จำนวนมากของการแพร่ของโฮลในทิศทางบัฟเฟอร์ซึ่งจะช่วยส่งเสริมการย้ายของโฮลออกมาจากบริเวณครีฟเป็นอย่างมากและทำให้เวลา t_{f2} สั้นลงควรจำไว้ว่าวิธีการลดเวลาขณะหยุดนำกระแสวิธีการนี้ไม่ได้ลดโวลท์ไทม์ ในบริเวณครีฟ เพราะฉะนั้นจึงไม่ส่งผลให้ค่าการสูญเสียขณะนำกระแสเปลี่ยนแปลงไป

2.4.8 ข้อจำกัดของอุปกรณ์และพื้นที่ทำงานที่ความปลอดภัย

ไอจีบีทีมีพื้นที่ทำงานที่ปลอดภัยทั้งในระหว่างนำกระแสและหยุดนำกระแส โดยมีพื้นที่ความปลอดภัยในขณะไบแอสตรง ที่กว้างมากเปรียบได้กับเกือบเป็นสี่เหลี่ยมสำหรับเวลาในการ สวิตช์สั้น ๆ แต่จะแคบลงเมื่อเวลาในการสวิตช์ยาวนานขึ้นซึ่งถ้าเปรียบเทียบกับเพาเวอร์มอสเฟตแล้ว ไอจีบีทีจะทำงานในช่วงที่กว้างกว่าเมื่อเวลาในการสวิตช์เท่ากัน สำหรับค่ากระแส I_{DM} สูงสุดจะถูกกำหนดไว้ด้วยรูป โดยมากมีค่าเป็นไดนามิกเพื่อป้องกันการแลทช้อฟ และยังกำหนดค่าความต่างศักย์สูงสุดระหว่างเกตและซอร์ส และมีค่าความต่างศักย์ที่เกิดพอลัสต์กระแสเดรน ที่มีค่าสูงมากจะสามารถไหลได้ซึ่งมีค่าประมาณ 4-10 เท่า ของกระแสที่รับได้ ภายในสภาวะนี้ ไอจีบีทีจะทำงานในย่านแอคทีฟโดยความต่างศักย์ระหว่างเดรนและซอร์สจะเท่ากับโวลต์ขณะหยุดนำกระแส จากการทดลองยืนยันว่าอุปกรณ์สามารถทนกระแสดังกล่าวได้เป็นเวลา 5-10 ไมโครวินาทีขึ้นกับความต่างศักย์ระหว่างเดรนกับซอร์ส และสามารถหยุดนำกระแสได้ ด้วยความต่างศักย์ระหว่างเกตและซอร์ส ค่าความต่างศักย์สูงสุดระหว่างขาเดรนและซอร์สขึ้นอยู่กับค่าความต่างศักย์เบรคดาวน์ของทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพี ค่าอัตราขยายของทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพีมีค่าค่อนข้างต่ำ ดังนั้นค่าความต่างศักย์เบรคดาวน์ที่พิจารณาคือ V_{BCBO} เป็นค่าเบรคดาวน์ของบริเวณครีฟ ในปัจจุบัน ไอจีบีทีได้มีความสามารถทนแรงดันได้สูงประมาณ 1,700 โวลต์ และอนาคตก็มีแนวโน้มจะสูงกว่านี้ต่อไป

ค่าอุณหภูมิที่ทนได้ในปัจจุบันประมาณ 150 องศาเซลเซียส ไอจีบีทีถูกออกแบบให้ทำงานในสภาวะโวลต์เดจและกระแสเปลี่ยนแปลงเล็กน้อยขณะทำงานเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิห้อง

สำหรับค่ากระแสสูงสุดของไอจีบีทีในปัจจุบันนี้ประมาณ 200-400 แอมแปร์แต่เราสามารถขยายพิสัยกระแสได้โดยการเอาไอจีบีทีที่มาต่อขนานกัน ซึ่งค่าเมื่อขนานแล้วก็สามารถควบคุมได้ง่าย เพราะค่าความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะนำกระแสค่อนข้างคงที่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ

ในช่วงระหว่างเริ่มนำกระแสและขณะที่นำกระแสแล้วจุดการทำงานของ ไอจีบีทีจะต้องมีขนาดแรงดันและกระแสเดรนอยู่ในภายใต้พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย ในช่วงไบแอสตรงเสมอดังแสดงในรูปหากไม่เช่นนั้นแล้วจะทำให้เกิดความเสียหายกับ ไอจีบีที และยังสามารถแสดงขีดจำกัดของกระแสเดรนอัตราทนแรงดันไบแอสตรงและอุณหภูมิของรอยต่อของ ไอจีบีทีตามลำดับ

สำหรับพื้นที่ความปลอดภัยในช่วงไบแอสกลับจะแตกต่างกับช่วงไบแอสตรง โดยในรูปจะแสดงขีดจำกัดของค่าของอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาเดรนต่อเวลา $\left(\frac{dV_{DS}}{d_t}\right)$ ซึ่งจะเกิดขึ้นระหว่างหยุดนำกระแสแทนขีดจำกัดด้านอุณหภูมิมิรอยต่อและพื้นที่แคบลงถ้า $\left(\frac{dV_{DS}}{d_t}\right)$ มีค่าสูงมากขึ้นที่จำกัดกระแสนี้เพราะไม่ต้องการให้เกิดกระแสเลกซ์ขึ้นที่ไอจีบีที

ค่า $\left(\frac{dV_{DS}}{d_t}\right)$ นี้มีผลโดยตรงกับช่วงหยุดนำกระแสหมายความว่าถ้ามีอัตราการเปลี่ยนแปลงเร็วจะทำให้ช่วงหยุดนำกระแสสั้นลงแต่ก็ถือว่าโชคไม่ดีที่ขีดจำกัด $\left(\frac{dV_{DS}}{d_t}\right)$ ของไอจีบีทีมีค่าสูงมากเมื่อเปรียบเทียบกับอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์ตัวอื่น ๆ ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องมีวงจรสแน็บเบอร์เพื่อป้องกันกระแสเลกซ์ และการควบคุม $\left(\frac{dV_{DS}}{d_t}\right)$ ก็ทำได้ง่ายขึ้นด้วยการออกแบบวงจรขับเคลื่อนที่มีค่าความต้านทานที่ต่อกับขาเกตและมีค่า V_{GH} ที่เหมาะสม

2.4.9 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของไอจีบีทีกับอุปกรณ์สวิทซ์ประเภทอื่น

ดังได้กล่าวมาแล้ว ไอจีบีทีที่มีความต่างศักย์ตกคร่อมใกล้เคียงกับทรานซิสเตอร์ ในขณะที่มีความต้านทานด้านอินพุตสูงและมีความเร็วในการนำกระแสสูงเหมือนมอสเฟทในการทำงานที่ย่านความถี่ปานกลางสามารถใช้ไอจีบีทีแทนมอสเฟท ทรานซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพเมื่อเปรียบเทียบกับทรานซิสเตอร์ทั่วไป ไอจีบีทีจะมีความเร็วในการสวิทซ์สูงกว่าและมีความต้านทานอินพุตสูงกว่าสามารถทนอัตราการเปลี่ยนแปลงของความต่างศักย์ $\frac{dV}{d_t}$ ที่สูงกว่าและมีวงจรรุ่นยากกว่าในขณะที่ทรานซิสเตอร์บางประเภท เช่น จีทีโอ ก็สามารถควบคุมการนำและหยุดนำกระแสได้ แต่ก็ต้องการกระแสไหลกลับที่ขณะหยุดนำกระแสของจีทีโอ ในขณะที่หยุดนำกระแสของจีทีโอทำได้โดยการให้ตัวเก็บประจุที่ขาเกตได้ขับประจุออกมา แต่ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสน้อยกว่า ไอจีบีทีและมีพิทักการทนต่อกระแสเสิร์จที่สูงกว่า ไอจีบีที

หากเปรียบเทียบกับทรานซิสเตอร์แล้วทรานซิสเตอร์การทำงานจะต้องการกระแสในการขับจำนวนมาก ส่วน ไอจีบีทีที่ควบคุมการทำงานด้วยแรงดันระหว่างขาเกตและขาซอร์ส ซึ่งต้องการกระแสน้อยกว่าในหน่วยนาโนแอมป์ก็สามารถทำให้ไอจีบีทีทำงานได้

ส่วนไอจีบีที่กับมอสเฟทนั้นจะมีคุณสมบัติใกล้เคียงกันมากจนสามารถใช้งานแทนกันได้ แต่ถ้าในย่านความถี่ปานกลางที่พิกัดกระแสและความต่างศักย์ที่สูงแล้วควรใช้ไอจีบีที่แทนมอสเฟท เนื่องจากแรงดันตกคร่อมในสภาวะนำกระแสต่ำกว่า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบสร้างเครื่องต้นแบบ

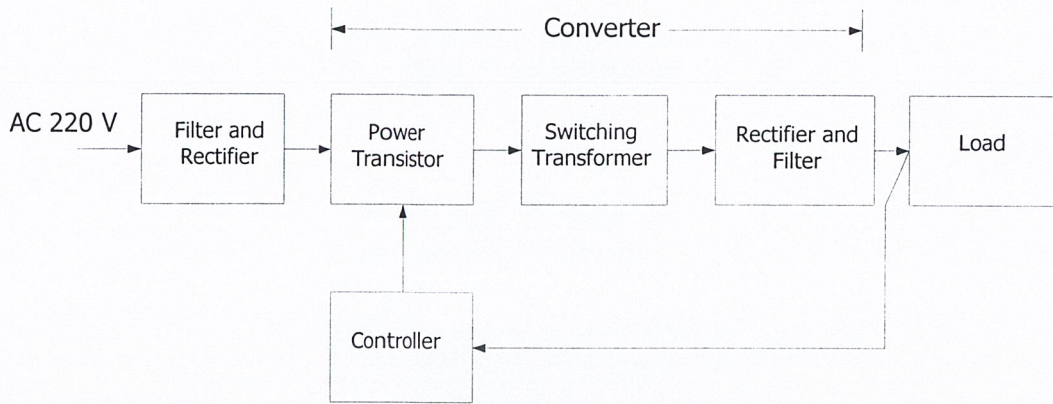
เครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้นเพื่อใช้ในการทดสอบสามารถแบ่งส่วนการทำงานหลัก ๆ ออกได้เป็น 3 ส่วนด้วยกันคือ

- ส่วนจ่ายไฟเลี้ยงวงจร
- ส่วนวงจรกำลัง
- ส่วนวงจรควบคุม

3.1 ส่วนจ่ายไฟเลี้ยง

ส่วนจ่ายไฟเลี้ยงในโครงงานนี้ใช้วงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย วงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากระบบแรงดันไฟสลับที่ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ เพื่อใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย เพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันที่ 220 โวลต์ ลงมาเป็นแรงดันไฟต่ำเช่นเดียวกัน แต่มีข้อแตกต่างอยู่ที่ขนาด และน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลงของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่ และมีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย การพัฒนาของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก รวมถึงประสิทธิภาพต่ำ ในขณะที่เดียวกันสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูง น้ำหนักเบา จึงเริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมาก

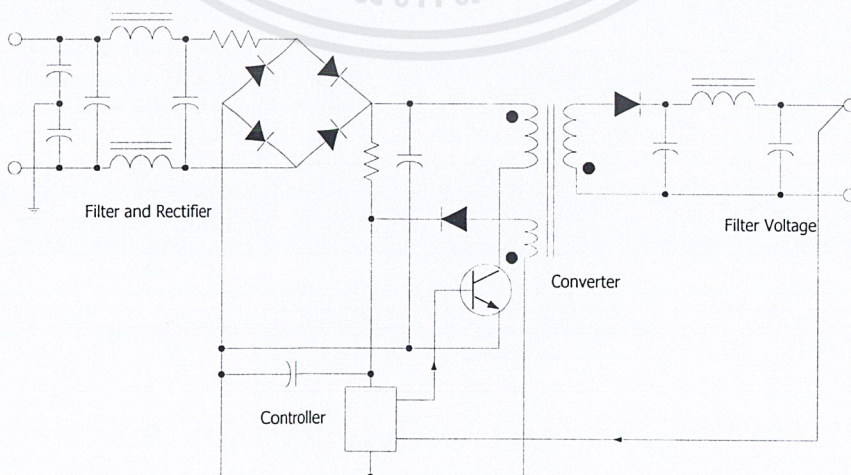
ข้อดีของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย คือหม้อแปลงมีขนาดเล็ก, มีประสิทธิภาพสูงและน้ำหนักเบา ทำให้เครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์มีขนาดเล็กและให้กำลังงานได้สูง บล็อกไดอะแกรมการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายแสดงในรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 องค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

ส่วนองค์ประกอบต่างๆ จะทำงานกันเป็นลำดับดังนี้

แรงดัน ไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจร RFI (Radio Frequency Interference) ฟิวเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดัน ไฟตรงค่าสูงด้วยวงจรเรกติไฟเออร์ เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์ โดยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูง ประมาณ 20 – 200 กิโลเฮิรตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาท์พุทของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อนจึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาท์พุทมายังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้มีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุท ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันเอาท์พุทคงที่ได้ รูปที่ 3.2 จะแสดงวงจรซึ่งแบ่งส่วนตามองค์ประกอบหลัก



รูปที่ 3.2 ลักษณะการจัดวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 3.1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป

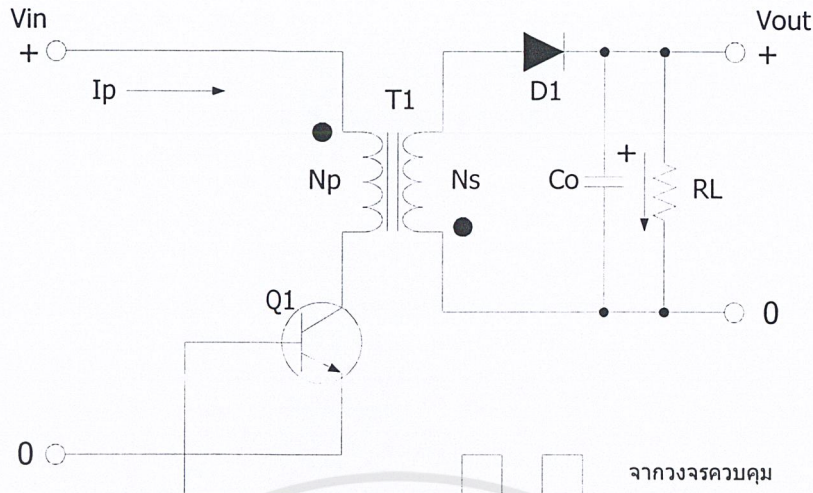
รูปแบบของคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้ในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย คือ

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)
2. ฟอรวอร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter)
5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนัก สำหรับโครงการนี้เลือกใช้ ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter) ซึ่งมีข้อดีก็คือ มีค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำ จึงเหมาะสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่มีกำลังขาออกในช่วง 50 วัตต์ ถึง 150 วัตต์ แต่ก็มีข้อเสียคือแรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีแรงดันกระเพื่อม (Ripple) ก่อนข้างสูง และเมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรต้องทนแรงดันได้สูงประมาณ 800 โวลต์ ถึง 1,000 โวลต์ซึ่งมีราคาแพง

พื้นฐานการทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 3.3 การทำงานของวงจรเป็นดังนี้ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะทำงานโดยนำกระแส (ON) และหยุดนำกระแส (OFF) สลับกันไปเมื่อ Q_1 นำกระแส จะมีกระแสไหลผ่านขดไฟโพรมารี่ (I_p) แต่เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดไฟโพรมารี่และขดเซคันดารีพันอยู่ในลักษณะกลับทิศกัน ดังนั้นในขณะที่ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลผ่านไปยังโหลด (R_L) พลังงานจึงถูกสะสมอยู่ที่ขดไฟโพรมารี่ของหม้อแปลง เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสสนามแม่เหล็กในแกนหม้อแปลงยุบตัว ทำให้มีการกลับขั้วของแรงดันที่ขดเซคันดารี ไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่ถูกสะสมไว้ที่ขดไฟโพรมารี่จะถูกถ่ายเทไปยังขดเซคันดารี และมีกระแสไหลผ่านไปยังโหลดและตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o ได้



รูปที่ 3.3 วงจรพื้นฐานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

$$V_{out} = \frac{t_{ON} \times (N_S / N_P) (V_{in} - V_{CE(sat)})}{(T - t_{ON})} - V_D \quad (3.1)$$

โดยที่	T	คือ คาบเวลาการทำงานของ Q ₁ เป็นวินาที
	t _{ON}	คือ ช่วงเวลาที่ Q ₁ นำกระแส เป็นวินาที
	N _P	คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ
	N _S	คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารี เป็นรอบ
	V _{out}	คือ แรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลต์
	V _{in}	คือ แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลต์
	V _{CE(sat)}	คือ แรงดันตกคร่อม Q ₁ ขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว เป็นโวลต์
	V _D	คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด D ₁ ขณะนำกระแส เป็นโวลต์

ลักษณะกระแสและแรงดันภายในวงจร

กระแสที่ไหลผ่าน Q₁ และขดไพรมารี ขณะที่ Q₁ นำกระแส นั้น จะเป็นลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งจะจะเป็นไปตามสมการ

$$\frac{di}{dt} = \frac{V}{L} \quad (3.2)$$

ดังนั้นกระแส I_p จะมีลักษณะเพิ่มขึ้นตามเวลาและมีค่าสูงสุดเมื่อ Q₁ เริ่มหยุดนำกระแส ที่เวลา t = t_{ON}

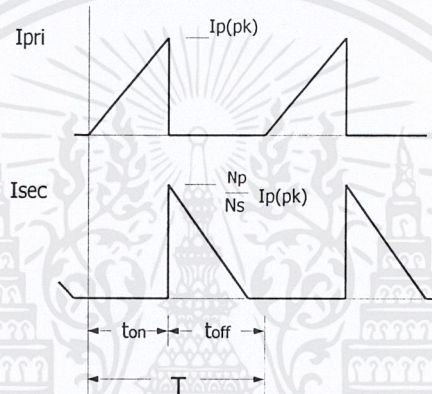
ดังนั้นกระแสสูงสุดจะมีค่าเท่ากับ... ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_{P(PK)} = \frac{(V_{in} - V_{CE(sat)})}{L_p} I_{ON} \quad (3.3)$$

โดยที่ $I_{P(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านขดไพรมารี เป็นแอมป์

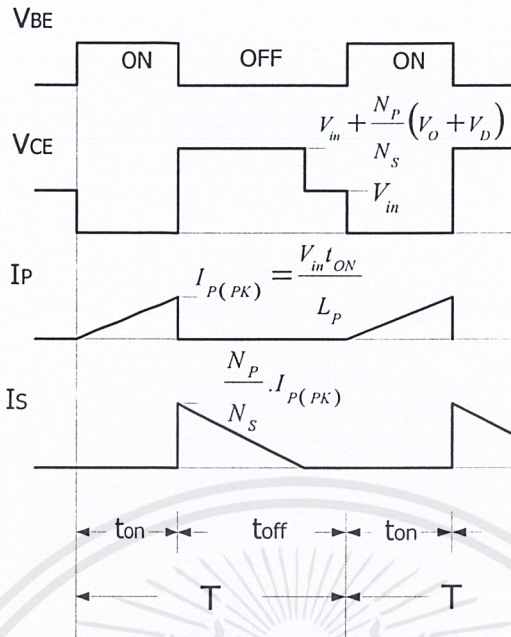
L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี เป็นเฮนรี่

เมื่อ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส ขดเซคันดารี จะเริ่มมีกระแสไหล แต่เนื่องจากกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงในทันทีทันใดไม่ได้ กระแสที่ขดเซคันดารี (I_s) จะต้องเริ่มต้นที่ค่าสูงสุดของกระแสที่ขดไพรมารี $I_{P(PK)}$ โดยมีค่าเป็นสัดส่วนตามอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s ดังนั้นกระแสที่ขดเซคันดารีจะมีค่าเริ่มต้นที่ $I_s = (N_p/N_s) I_{P(PK)}$ และมีค่าลดลงตามเวลา ลักษณะของกระแสที่ขดไพรมารี และเซคันดารี ตามเวลาจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูป 3.4



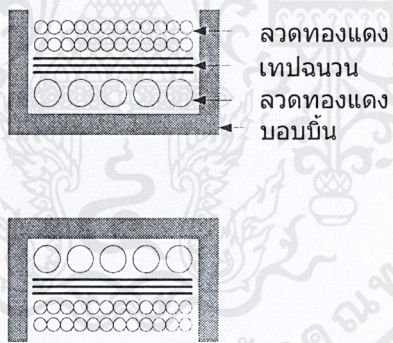
รูปที่ 3.4 ลักษณะของกระแสที่ขดไพรมารีและกระแสที่ขดเซคันดารีขณะที่วงจรทำงาน

เมื่อมีกระแสไหลที่ขดเซคันดารีในขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแส จะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีด้วย เนื่องจากแรงดันตกคร่อมของเซคันดารีมีค่าเท่ากับ $V_{out} + V_D$ ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีจึงมีค่าเท่ากับ $(N_p/N_s)(V_{out} + V_D)$ ทำให้แรงดันตกคร่อม Q_1 ขณะหยุดนำกระแส มีค่าเป็น $V_{in} + (N_p/N_s)(V_{out} + V_D)$ จนกระทั่งกระแสที่ไหลในขดเซคันดารีมีค่าลดลงเป็นศูนย์ แรงดันที่ตกคร่อม Q_1 จึงลดลงมา มีค่าเท่าแรงดันอินพุต V_{in} ในรูปที่ 3.5 จะแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้น ของวงจร ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน



รูปที่ 3.5 ลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

2) หม้อแปลงสวิตซิ่ง(Switching Transformer)



รูปที่ 3.6 ลักษณะการพันขดลวดบนบอบบิ้น

หม้อแปลงสวิตซิ่ง จัดเป็นอุปกรณ์สำคัญสำหรับสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่ เอาท์พุต และทำให้เกิดการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาท์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากไฟฟ้าดูดส่วนประกอบที่สำคัญของ หม้อแปลงสวิตซิ่งมีรายละเอียดดังนี้

แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติกการเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจลุมตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้น หม้อแปลงสวิตชิง จึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตชิงจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ

บอบบิ้นหรือแผ่นรองพัน

ปกติจะทำจากพลาสติก ชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

ลวดทองแดงอาบน้ำยา

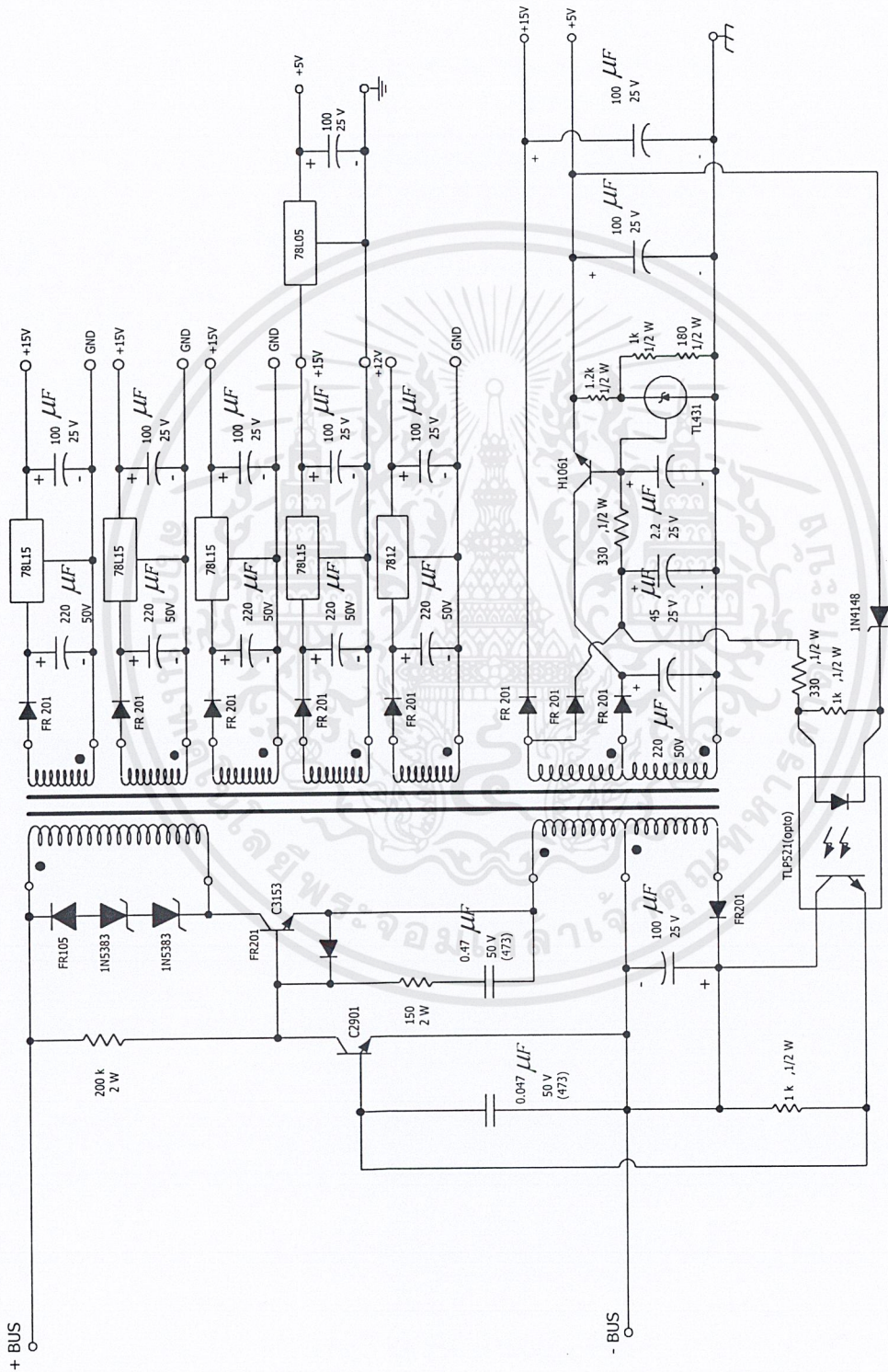
การพันขดลวดทั้งไพรมารีและเซคันดารีของ หม้อแปลงสวิตชิง ที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่น ๆ

เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดใน Switching Transformer และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจมีพวกไมลาร์ หรือโพลีเอสเตอร์ ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร เลือกใช้ขึ้นอยู่กับการใช้งานและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจาก หม้อแปลงสวิตชิง

สำหรับวงจรของส่วนจ่ายไฟเลี้ยงจะเป็นดังรูปที่ 3.7 ในส่วนของการควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย จะอาศัยการออสซิลเลทของ R-C ในวงจรออสซิลเลท กำหนดเป็นสัญญาณป้อนให้กับขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อควบคุมการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์(C3153)

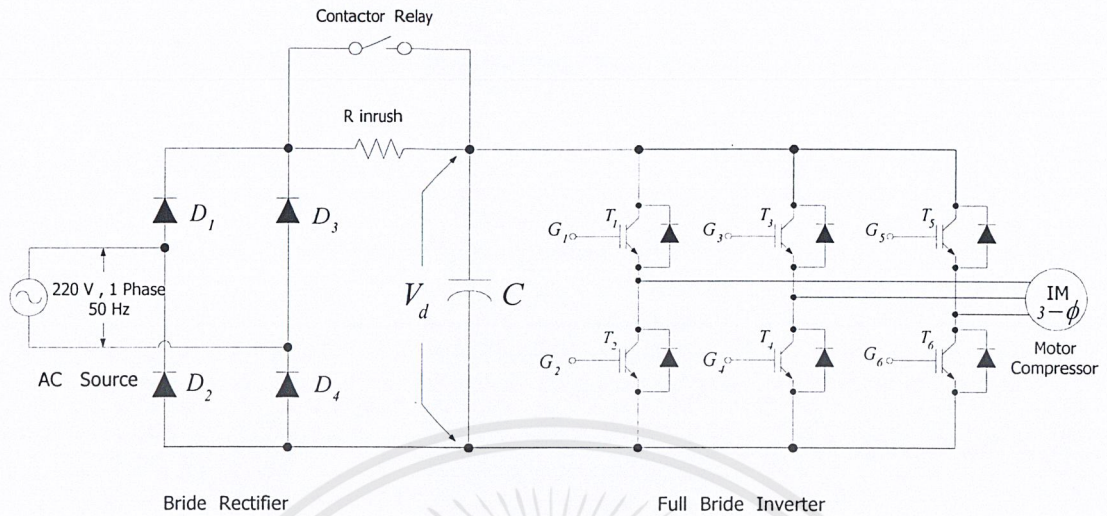
การควบคุมทางด้านเอาต์พุต จะทำงานในโหมดควบคุมแรงดัน โดยใช้ TL431 ร่วมกับ TLP521(opto) และทรานซิสเตอร์ (C2901) ในการควบคุมการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตซ์



รูปที่ 3.7 วงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์หลายช่องทางจ่ายไฟเลี้ยง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ส่วนของวงจรกำลัง(Power Circuit)



รูปที่ 3.8 วงจรกำลัง

ในส่วนของวงจรกำลังด้านอินพุตจะรับไฟสลับ 1-เฟส ที่แรงดัน 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต และทางเข้าที่พุดจะจ่ายฟีดแบคฟิวเอเอ็ม(ไฟสลับ) 1-เฟส ที่สามารถควบคุมแรงดันและความถี่ให้กับมอเตอร์คอมเพรสเซอร์ เพื่อปรับเปลี่ยนความเร็วรอบ(แรงบิดคงที่)ให้สัมพันธ์กับอุณหภูมิที่เปลี่ยนไป โดยวงจรกำลังแบ่งเป็นส่วนประกอบหลักๆ ได้ 2 ส่วนด้วยกันคือ

- 1) วงจรบริดจ์ไดโอดเรกติไฟเออร์(Bridge diode rectifier)
- 2) อินเวอร์เตอร์

3.2.1 วงจรบริดจ์ไดโอดเรกติไฟเออร์ (Bridge Diode Rectifier)

วงจรบริดจ์ไดโอดเรกติไฟเออร์มีหน้าที่ในการแปลงไฟกระแสสลับ 1-เฟสให้เป็นไฟกระแสตรงเพื่อเป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงคงค่าให้กับอินเวอร์เตอร์ โดยวงจรประกอบด้วยไดโอด 4 ตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.8 จากรูปจะเห็นว่าทางด้านเข้าที่พุดของวงจรเรกติไฟเออร์จะมีตัวต้านทาน(R_{inrush}) และตัวเก็บประจุ (C_d) ต่ออยู่เพื่อทำหน้าที่ลดการกระเพื่อมของสัญญาณแรงดันทางด้านแรงดันไฟตรงเชื่อมโยง สำหรับตัวต้านทานนั้นจะหน้าที่ลดกระแสสูงชั่วขณะในตอนเปิดตัวเก็บประจุเริ่มชาร์จประจุ

3.2.2 อินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงงานนี้เราเลือกใช้ IPM เบอร์ PS11036 ซึ่งมีวงจรบริดจ์ไดโอดเรกติไฟเออร์ และอุปกรณ์สวิตซิ่ง(IGBT) ประกอบอยู่ในตัวมันแล้ว ซึ่งรายละเอียดของ IPM เบอร์ PS11036 นี้ได้แสดงอยู่ในภาคผนวกแล้ว

3.3 ส่วนของวงจรควบคุม (Controll Circuit)

ในโครงงานนี้ การควบคุมการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตซ์ (IGBT) จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ในการสร้างสัญญาณพัลส์บิตวี่เอ็ม ซึ่งมีข้อดี คือมีขนาดเล็ก, ใช้อุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับตัวมันน้อย, มีการควบคุมที่เป็นลำดับขั้นตอนที่แน่นอนและลดผลของสัญญาณรบกวนที่มีต่อระบบควบคุมได้ โครงสร้างภายในของ MCS-51 มีรายละเอียดดังแสดงไว้ในภาคผนวก

3.3.1 การออกแบบส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์

การสร้างสัญญาณ พัลส์บิตวี่เอ็ม ที่มีการมอดูเลทแบบ SPWM ได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 เบอร์ P89C51RD2 ของบริษัทแอทเมท (ATMEL) ที่มีการประมวลผลแบบ 8 บิต เนื่องจากมีราคาถูก ใช้งานง่าย และมีอุปกรณ์สนับสนุนหลากหลาย ได้แก่ หน่วยความจำสำหรับเก็บข้อมูล ตัวตั้งเวลา ตัวนับเวลา อุปกรณ์รับส่งข้อมูลแบบอนุกรม พอร์ตอินพุต เอาท์พุต ต่างๆ เป็นต้น ซึ่งในส่วนประกอบอื่นและรายละเอียดต่างๆ ศึกษาได้จากคู่มือการใช้งาน โดยจะใช้สัญญาณนาฬิกาที่ความถี่ 20 MHz ซึ่งจะพบว่าในหนึ่งไซเคิลคำสั่งจะกินเวลาประมาณ 0.3 μ s ไมโครคอนโทรลเลอร์นี้จะใช้เป็นส่วนควบคุมการประมวลผล และสร้างสัญญาณพัลส์บิตวี่เอ็ม

การคำนวณและออกแบบการสร้างสัญญาณพัลส์บิตวี่เอ็ม 3 เฟส

ในโครงงานนี้เราใช้วิธีการสร้างสัญญาณพัลส์บิตวี่เอ็มชนิดอะซิมเมตริก เรกกูล่าแซมปลิง (Asymmetric Regular Sampled) โดยสมการการสร้างสัญญาณพัลส์บิตวี่เอ็มจะเป็นตามสมการที่ 3.4

$$T_{on} = \frac{T_c}{4} (1 \pm M_a \sin \omega t) \quad (3.4)$$

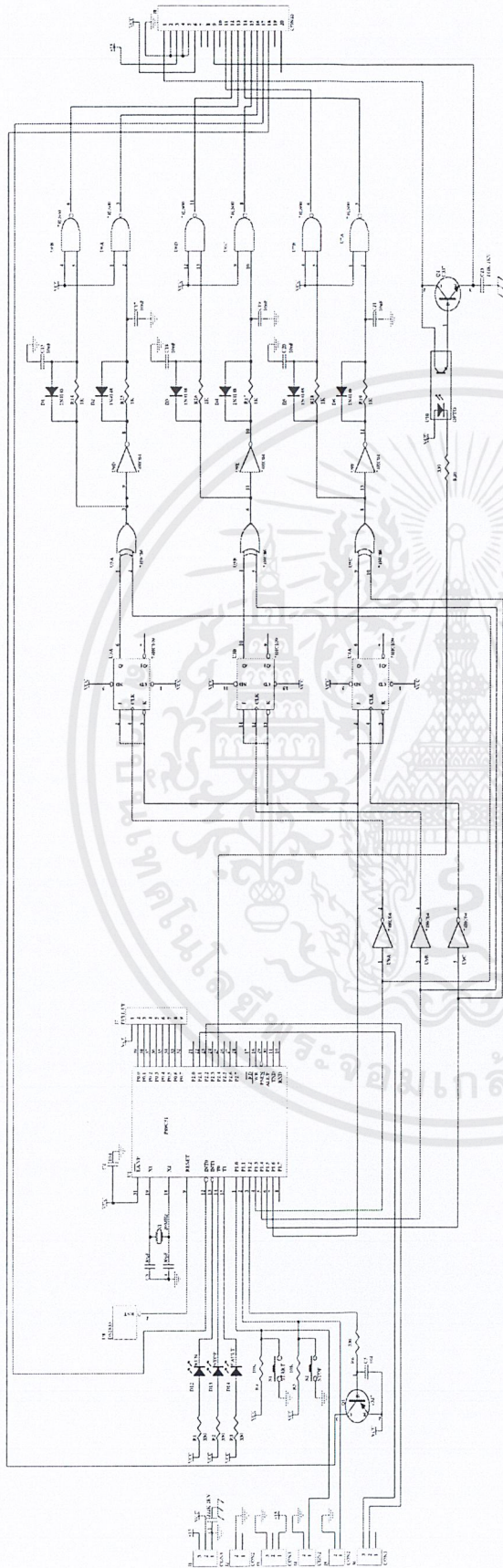
T_{on}	คือ	ค่าเวลา on ของสัญญาณพัลส์บิตวี่เอ็มในแต่ละคาบ
T_c	คือ	คาบเวลาของความถี่สวิตซ์
M_a	คือ	ค่ามอดูเลชันอินเด็ก (Moduration Index)
ω	คือ	$2\pi f$
f	คือ	ความถี่ของสัญญาณมูลฐานที่ต้องการสร้าง

การสร้างสัญญาณพัลส์บิตวี่เอ็ม 3 เฟส ในโครงงานนี้นั้นใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ P89C51RD2 เป็นตัวสร้างสัญญาณ โดยในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์นี้จะมีโหมดฟังก์ชันการสร้าง PWM 8bit หรือ 255 steps และการสร้างสัญญาณชาน์นพัลส์บิตวี่เอ็ม 3 เฟสทำได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการเก็บข้อมูลของสัญญาณชานนี้อ้างอิงในรูปของการ Look up table ไว้ในหน่วยความจำภายในตัวของไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยที่แต่ละค่าของข้อมูลที่เก็บไว้ใน Look up table เป็นค่าของแอมพลิจูดของสัญญาณชานนี้อ้างอิงที่มุมต่างๆ ค่าความละเอียดของสัญญาณชานนี้อ้างอิงที่เก็บไว้ 1 ไชเคิลมีความละเอียด 256 ระดับ โดยข้อมูลแต่ละข้อมูลใน Look up table จะอยู่ห่างกัน เท่ากับ 0.0045° ในทำนองเดียวกันเฟส B และเฟส C ของสัญญาณชานนี้ก็มีการเก็บข้อมูลที่มีค่าเดียวกับเฟส A เพียงแต่มีการเลื่อนตำแหน่งจากเฟส A เท่ากับ 120° และ 240° ตามลำดับ

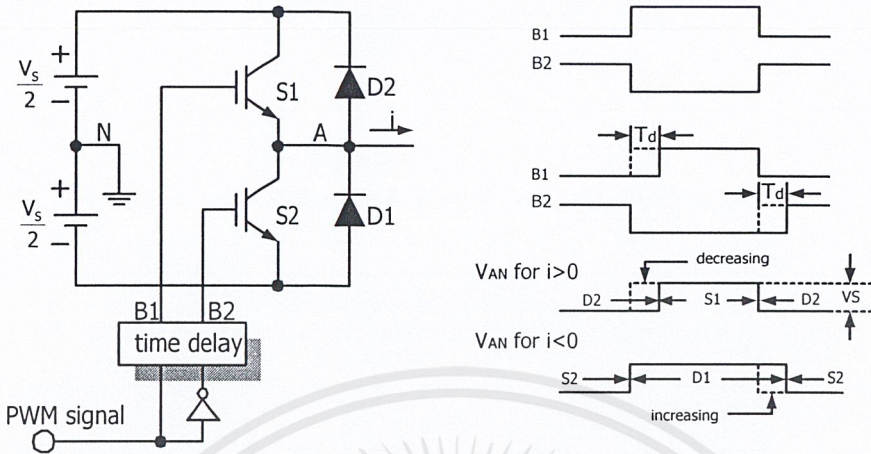




รูปที่ 3.9 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ที่มีคอดูเดกัน 3 เฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 วงจรเดดไทม์(Dead-Time)

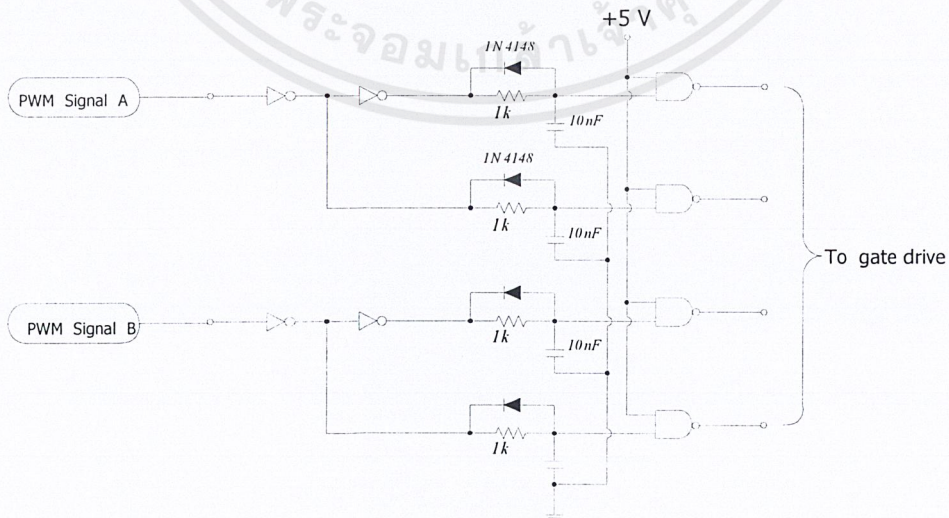


(a) วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์

(b) สัญญาณต่างๆเมื่อมีการสร้างเดดไทม์

รูปที่ 3.10 หลักการสร้างวงจรเดดไทม์

เป็นวงจรแยกสัญญาณ ที่จะนำไปควบคุมไอจีบีทีตัวบน และตัวล่าง ในกิ่งเดียวกันของ วงจรอินเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 3.10(a) โดยวงจรจะทำหน้าที่สร้างเดดไทม์ เพื่อป้องกันไม่ให้ ไอจีบีที ทั้งสอง ทำงานพร้อมกันในขณะที่มีการเปลี่ยนสถานะทำงาน อันเนื่องมาจากผลของสตอเรจไทม์ ของไอจีบีที เองซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรภายในกิ่งชั่วขณะ ผลก็คือ อาจทำให้ ไอจีบีทีเสียหายได้ โดยหลักการสร้างเดดไทม์แสดงดังรูปที่ 3.10(a) โดยสร้างเวลาหน่วงในการทำงานของไอจีบีทีทั้งสองออกไปมีค่าเท่ากับ t_d วงจรเดดไทม์ที่ได้ออกแบบดังแสดงในรูปที่ 3.11



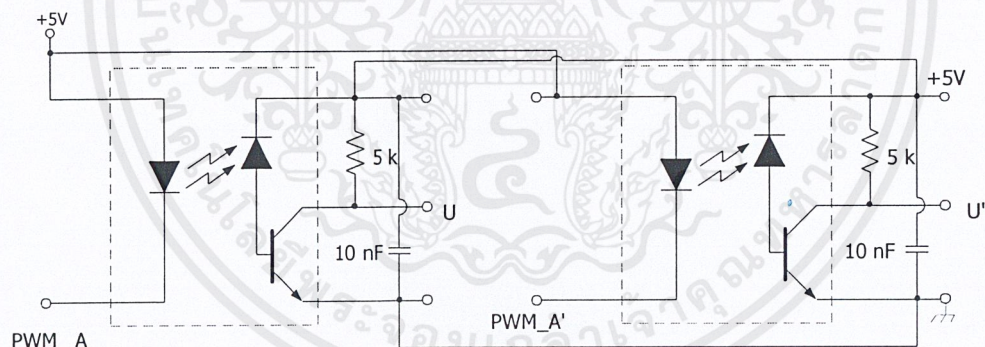
รูปที่ 3.11 วงจรเดดไทม์ควบคุมไอจีบีที 2 กิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรรูปที่ 3.11 สัญญาณ ที่ต้องการสร้างเคดใหม่จะถูส่งมาอินพุทของวงจร จากนั้น วงจรจะทำให้สัญญาณ ดังกล่าวมีค่าเวลาเคดใหม่ในการทำงานเกิดขึ้นดังรูปคลื่นแสดงการทำงาน ซึ่งเวลานี้สามารถตั้งค่าได้จากค่าคงที่เวลา RC ในทางทฤษฎีพบว่าถ้าค่าเวลาเคดใหม่สูงจะทำให้แรงดันเข้าที่พุ่มูลฐานลดลงไปจากเดิม และจะมีผลทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์อันดับต่ำสูงขึ้น ดังนั้นการกำหนดค่าเคดใหม่ที่เหมาะสมจะมีความสัมพันธ์กับค่า t_r , t_f ของไอจีบีที สัญญาณที่ออกจากวงจรเคดใหม่จะถูส่งไปที่วงจรขับเกทต่อไป

3.3.3 วงจรขับเกท (Gate drive circuit)

สัญญาณควบคุมการทำงานของไอจีบีที ที่ได้จากวงจรควบคุมจะต้องนำมาผ่านวงจรขับเกทก่อนส่งให้ไอจีบีที เนื่องจากไอจีบีทีในวงจรอินเวอร์เตอร์แต่ละตัวจะทำงานที่มีศักย์ไฟฟ้าแตกต่างกัน จำเป็นต้องมีการแยกกราวด์ของไอจีบีทีแต่ละตัวออกจากกัน และนอกจากนี้ยังต้องการแยกส่วนวงจรควบคุมออกจากวงจรกำลัง การแยกส่วนอาจใช้ฟลัสท์ทรานส์เฟอร์เมอร์ หรือ OPTO isolator ในโครงการนี้ได้เลือกใช้ opto เป็นส่วนแยกกราวด์ ดังนั้นการแยกกราวด์โดยใช้ opto จึงต้องสร้างวงจรไฟเลี้ยงที่เป็นอิสระต่อกันเพื่อจ่ายให้กับส่วนวงจรขับเกทด้วย และเนื่องจากเลือกใช้ IPM ซึ่งมีวงจรขับเกทอยู่ภายในแล้ว

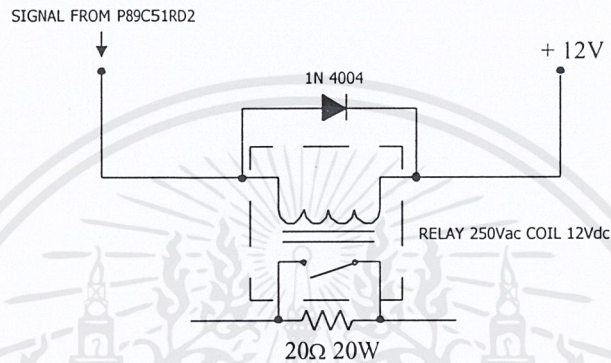


รูปที่ 3.12 วงจรแยกกราวด์โดยใช้ Opto Isolator

การทำงานของวงจร สัญญาณ พี คับบลิว เอ็ม ที่ถูส่งมาจากวงจรเคดใหม่ จะข้ามผ่าน opto เพื่อแยกกราวด์ระบบควบคุมออกจากวงจรกำลัง ด้วยการให้หลักการส่งถ่ายสัญญาณด้วยแสง จึงทำให้วงจรอิสระจากกันได้ โดยสัญญาณที่ข้ามผ่าน opto มาจะกลับเฟสกัน 180° กับสัญญาณที่ไม่โครคอนโทรลเลอร์ P89C51RD2 แล้วสัญญาณที่เข้าไปในตัว IPM จะถูกลับเฟสให้ถูกต้องอีกทีด้วยวงจรภายในตัว IPM

3.3.4 วงจรกันกระแสกระชาก

เมื่อมีการป้อนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเข้าบริดจ์ไดโอดทันทีทันใด เช่น ถ้าป้อนไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรตซ์ จะเกิดกระแสกระชากไหลเข้าตัวเก็บประจุเพื่อชาร์จประจุ จะเกิดอันตรายกับตัวเก็บประจุ จึงต้องต่อตัวต้านทานอนุกรมกับวงจรเพื่อจำกัดกระแส ระหว่างบริดจ์ไดโอดเมื่อแรงดันคิซีลิ่งเพิ่มขึ้นถึงประมาณ 220-270 โวลต์ ตัวต้านทานจำกัดกระแสจะถูก by pass ออกจากระบบ โดยรีเลย์



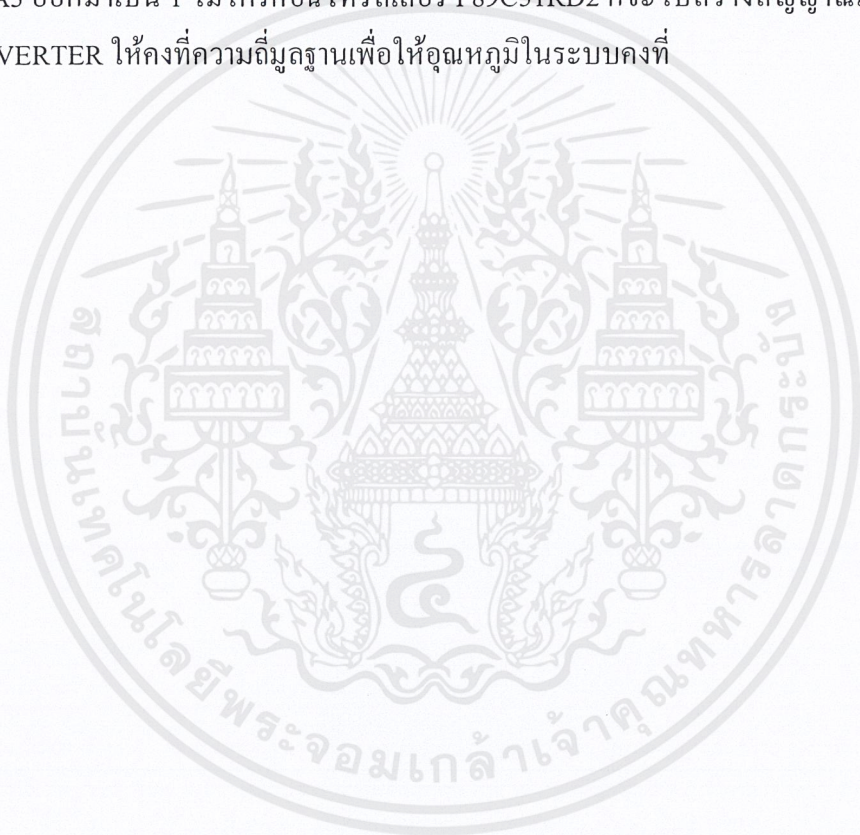
รูปที่ 3.13 วงจรกันกระแสกระชาก

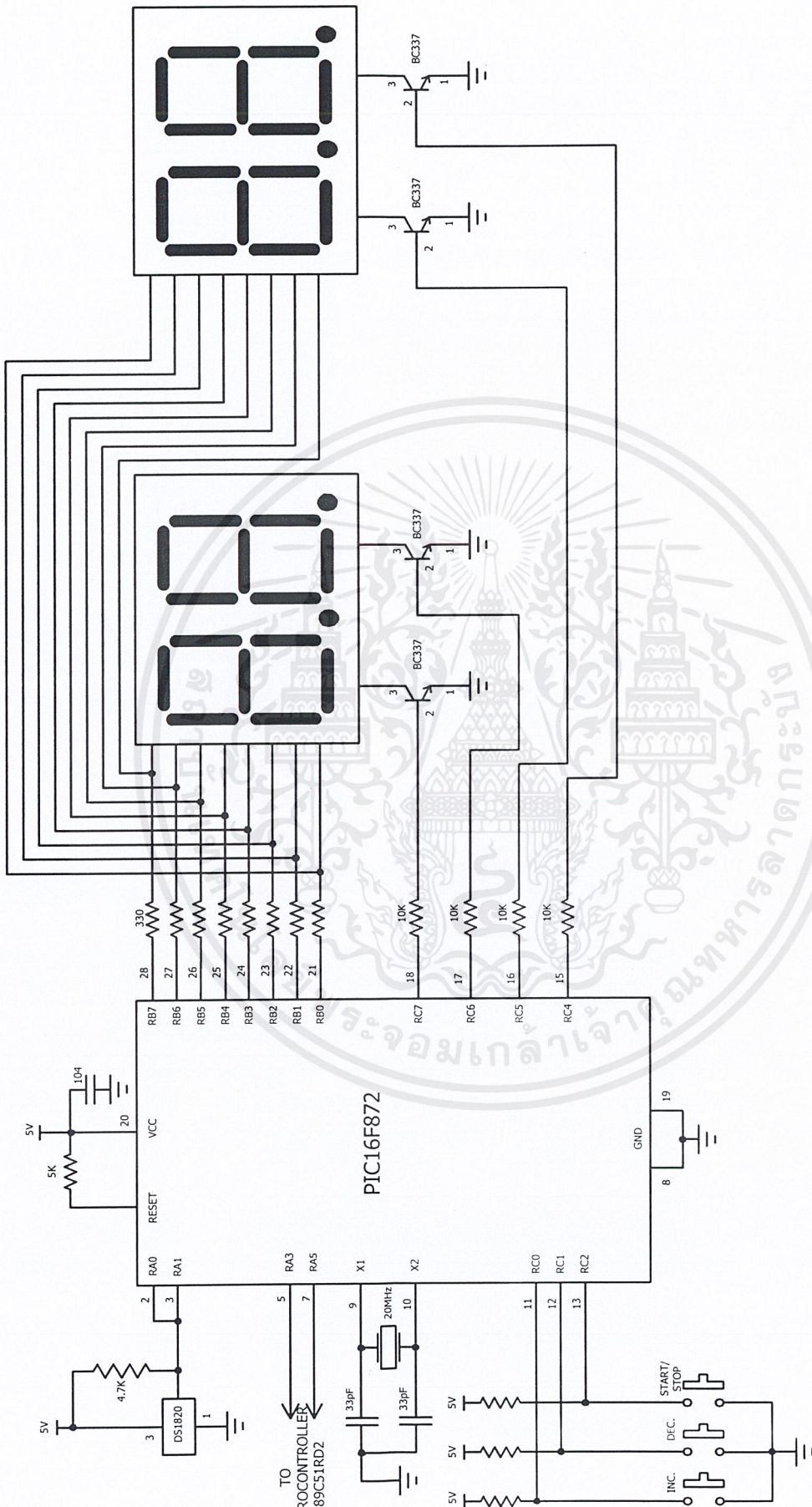
3.3.5 วงจรเซนเซอร์อุณหภูมิ และส่งสัญญาณประมวลผลทางอุณหภูมิ เพื่อควบคุมอุณหภูมิภายในระบบให้คงที่

โดยในโครงการนี้เราเลือกใช้อุปกรณ์ตรวจจับอุณหภูมิเบอร์ DS1820 เป็นตัวตรวจจับอุณหภูมิในระบบ โดย DS1820 จะตรวจจับอุณหภูมิที่ Fan Coil ในระบบแล้วแปลงจากอุณหภูมิออกมาเป็นสัญญาณดิจิตอล เพื่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผลได้เลย โดยที่ไม่ต้องผ่านวงจรแปลงจากสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล(A/D) อีกทีหนึ่งเนื่องจากส่งสัญญาณออกมาเป็นสัญญาณดิจิตอลอยู่แล้ว สามารถส่งให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผลได้เลย โดยในโครงการนี้เราได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ 2 ตัว ตัวแรกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ PIC16F872 เป็นตัวในการประมวลผลทางอุณหภูมิ โดยจะส่งสัญญาณออกมา 2 พอร์ต คือ พอร์ต RA3,RA5 โดยพอร์ต RA3 โดยสัญญาณที่ส่งมาจากพอร์ต RA3 จะส่งสัญญาณออกมาเป็น 0 กับ 1 คือ ถ้าสัญญาณออกมาเป็น 0 แสดงว่าอุณหภูมิภายในระบบไม่เท่ากับอุณหภูมิทำความเย็นที่ตั้งเอาไว้ ถ้าสัญญาณที่ส่งออกมาเป็น 1 แสดงว่าอุณหภูมิภายในระบบเท่ากับอุณหภูมิทำความเย็นที่ตั้งเอาไว้ และสัญญาณที่ส่งออกมาทางพอร์ต RA5 จะส่งสัญญาณออกมาเป็น 0 กับ 1 เช่นเดียวกับพอร์ต RA3 โดยถ้าสัญญาณออกมาเป็น 0 แสดงว่าอุณหภูมิภายในระบบต่ำกว่าอุณหภูมิทำความเย็นที่ตั้งไว้ โดยถ้าสัญญาณออกมาเป็น 1 แสดงว่าอุณหภูมิภายในระบบสูงกว่าอุณหภูมิทำความเย็นที่ตั้งไว้ แล้วทำการส่งสัญญาณนี้ไปให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

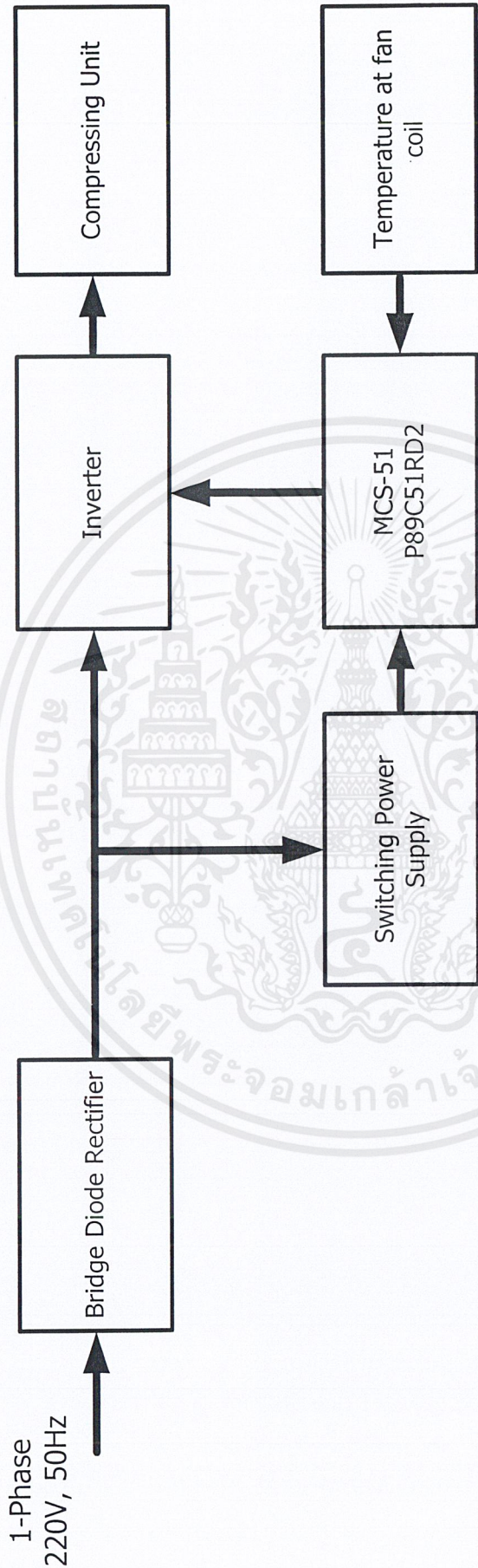
ไมโครคอนโทรลเลอร์ P89C51RD2 ประมวลผลออกมาอีกทีหนึ่ง โดยไมโครคอนโทรลเลอร์ P89C51 นี้จะประมวลผลจากสัญญาณที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC16F872 ส่งมาเพื่อควบคุม อุณหภูมิภายในระบบให้คงที่มากขึ้น โดยถ้าสัญญาณจากพอร์ท RA5 ส่งออกมาเป็น 1 ไมโครคอนโทรลเลอร์ P89C51RD2 จะสร้างสัญญาณเพื่อควบคุม PWM INVERTER ลดความถี่ของสัญญาณมูลฐานลง เพื่อลดความเร็วในการอัดน้ำยาทำความเย็นของคอมเพรสเซอร์ให้อุณหภูมิในระบบสูงขึ้น ถ้าสัญญาณที่พอร์ท RA5 ส่งออกมาเป็น 0 ไมโครคอนโทรลเลอร์ P89C51RD2 ก็จะไปสร้างสัญญาณเพื่อควบคุม PWM INVERTER ให้เพิ่มความถี่มูลฐาน เพื่อเพิ่มความเร็วในการอัดน้ำยาทำความเย็นของคอมเพรสเซอร์ให้อุณหภูมิภายในระบบลดลง และถ้าสัญญาณที่ออกมาทางพอร์ท RA3 ออกมาเป็น 1 ไมโครคอนโทรลเลอร์ P89C51RD2 ก็จะไปสร้างสัญญาณเพื่อควบคุม PWM INVERTER ให้คงที่ความถี่มูลฐานเพื่อให้อุณหภูมิในระบบคงที่





รูปที่ 3.14 วงจรเซนเซอร์อุณหภูมิ และกังสัญญาณประมวลผลทางอุณหภูมิ เพื่อควบคุมอุณหภูมิภายในระบบไฟคองที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 บล็อกไดอะแกรมการทำงานของเครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์

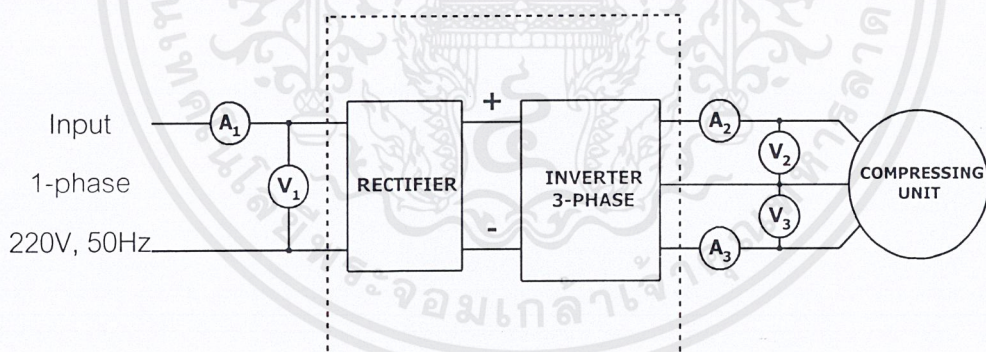
บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองและวัดผล

1. เครื่องปรับอากาศ 3 เฟส 1 ตัน 12,500 บีทียู
มอเตอร์คอมเพรสเซอร์ 1/10 HP, 3 ϕ 114 V , 1250 RPM
คอมเพรสเซอร์ HV187X1-S1203
2. ห้องจำลองขนาด 1×1×1 เมตร
3. แผงหลอดไฟ 100 วัตต์ 8 หลอด (โหลดของระบบ)
4. 41B POWER HARMONICS ANALYZER : FLUKE
5. MULTIMETER : FLUKE
6. DIGITAL OSCILLOSCOPE : YOGOKAWA DL1520
7. AMPROBE

4.2 วงจรแสดงตำแหน่งการวัด



รูปที่ 4.1 รูปวงจรแสดงตำแหน่งของการวัด

4.3 ผลการทดลอง

4.3.1 พลังงานไฟฟ้าที่ใช้ในเครื่องปรับอากาศแบบต่างๆ

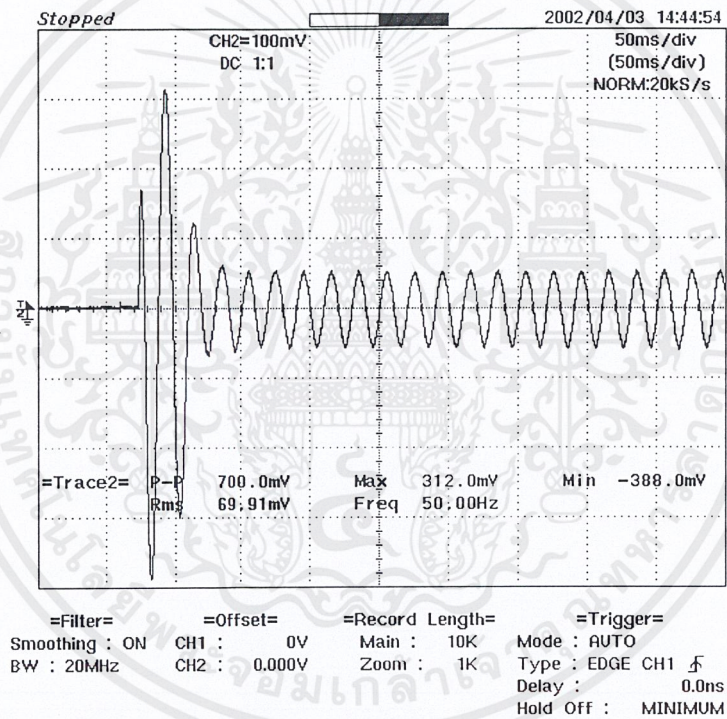
4.3.1.1 เครื่องปรับอากาศที่ไม่ได้ใช้อินเวอร์เตอร์

ประกอบด้วย 2 ส่วน คือ

- พลังงานไฟฟ้าที่สูญเสียไปเพราะกระแสกระชากขณะสตาร์ท
- พลังงานไฟฟ้าที่สูญขณะเดินเครื่องปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุณหภูมิเริ่มต้น	30	°C
ความถี่มูลฐาน	50	เฮิรตซ์
แรงดัน	95	โวลต์
กระแสขณะเดินเครื่อง	4.42	แอมแปร์
กำลังไฟฟ้าที่ใช้	0.51	kW
กระแสขณะสตาร์ท	16.2	แอมแปร์
กำลังไฟฟ้าที่ใช้ขณะสตาร์ท (P)	= แรงดัน (V) x กระแส (I)	
	= (95)(16.2)	
	= 1,539 วัตต์	



รูปที่ 4.2 กระแสกระชากขณะสตาร์ทชุดคอมเพรสเซอร์

จากกราฟ ช่วงภาวะเริ่มต้น 1.55 ช่อง ช่องละ 50 ms

$$\begin{aligned} \text{จะใช้เวลา} &= (1.55)(50) \\ &= 77.5 \text{ ms} \end{aligned}$$

(1) อุณหภูมิ 20 °C

- เวลา ON เริ่มต้น * 898 วินาที (14 นาที 58 วินาที)
- เวลา ON เฉลี่ย ** 202 วินาที (3 นาที 22 วินาที)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เวลา OFF เฉลี่ย 10 วินาที
- คาบเวลาที่ใช้ 212 วินาที (3 นาที 32 วินาที)

เวลา 1 ชั่วโมงแรก ชุดคอมพิวเตอร์มีการสตาร์ท

$$\{ [3,600 - (898+10)] \div 212 \} + 1 = 13.698 \text{ ครั้ง}$$

ชั่วโมงถัดไป ชุดคอมพิวเตอร์มีการสตาร์ท

$$3,600 \div 212 = 16.981 \text{ ครั้ง}$$

ใน 1 วัน จะมีการสตาร์ทคอมพิวเตอร์ทั้งสิ้น

$$13.698 + (23)(16.981) = 404.261 \text{ ครั้ง}$$

ดังนั้น ในเวลา 1 วัน พลังงานไฟฟ้าที่สูญเสียไปเพราะกระแสกระชาก เป็น

$$[(1,539)(77.5)(404.261)] \div [(3,600)(1,000,000)] = 0.01339 \text{ kW.hr}$$

เวลา 1 ชั่วโมงแรก คอมพิวเตอร์ทำงาน

$$898 + (12.698)(202) = 3,462.996 \text{ วินาที}$$

ชั่วโมงถัดไป คอมพิวเตอร์ทำงาน

$$(16.981)(202) = 3,430.162 \text{ วินาที}$$

ใน 1 วัน มอเตอร์คอมพิวเตอร์ทำงานทั้งสิ้น

$$[3,462.996 + (23)(3,430.162)] \div 3,600 = 22.877 \text{ ชั่วโมง}$$

ใช้พลังงานไฟฟ้า

$$(0.51 \text{ k})(22.877) = 11.667 \text{ kW.hr}$$

∴ ในเวลา 1 วัน ใช้พลังงานทั้งหมด $0.01339 + 11.667 = 11.681 \text{ kW.hr}$

(2) อุณหภูมิ 22 °C

- เวลา ON เริ่มต้น* 541 วินาที (9 นาที 1 วินาที)
- เวลา ON เฉลี่ย** 107 วินาที (1 นาที 47 วินาที)
- เวลา OFF เฉลี่ย 13 วินาที
- คาบเวลาที่ใช้ 120 วินาที (2 นาที)

เวลา 1 ชั่วโมงแรก ชุดคอมพิวเตอร์มีการสตาร์ท

$$\{ [3,600 - (541+13)] \div 120 \} + 1 = 26.383 \text{ ครั้ง}$$

ชั่วโมงถัดไป ชุดคอมพิวเตอร์มีการสตาร์ท

$$3,600 \div 120 = 30 \text{ ครั้ง}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใน 1 วัน จะมีการสตาร์ทคอมเพรสเซอร์ทั้งสิ้น

$$26.383 + (23)(30) = 716.383 \text{ ครั้ง}$$

ดังนั้น ในเวลา 1 วัน พลังงานไฟฟ้าที่สูญเสียไปเพราะกระแสกระชาก เป็น

$$[(1,539)(77.5)(716.383)] \div [(3,600)(1,000,000)] = 0.0237 \text{ kW.hr}$$

เวลา 1 ชั่วโมงแรก ชุดคอมเพรสเซอร์ทำงาน

$$541 + (25.383)(107) = 3,256.981 \text{ วินาที}$$

ชั่วโมงถัดไป ชุดคอมเพรสเซอร์ทำงาน

$$(30)(107) = 3,210 \text{ วินาที}$$

ใน 1 วัน มอเตอร์คอมเพรสเซอร์ทำงานทั้งสิ้น

$$[3,256.981 + (23)(3,210)] \div 3,600 = 21.413 \text{ ชั่วโมง}$$

ใช้พลังงานไฟฟ้า

$$(0.51 \text{ k})(21.413) = 10.921 \text{ kW.hr}$$

∴ ในเวลา 1 วัน ใช้พลังงานทั้งหมด $0.0237 + 10.921 = 10.9447 \text{ kW.hr}$

(3) อุณหภูมิ 24 °C

- เวลา ON เริ่มต้น * 395 วินาที (6 นาที 35 วินาที)
- เวลา ON เฉลี่ย ** 79 วินาที (1 นาที 19 วินาที)
- เวลา OFF เฉลี่ย 16 วินาที
- คาบเวลาที่ใช้ 95 วินาที (1 นาที 35 วินาที)

เวลา 1 ชั่วโมงแรก ชุดคอมเพรสเซอร์มีการสตาร์ท

$$\{ [3,600 - (395+16)] \div 95 \} + 1 = 34.568 \text{ ครั้ง}$$

ชั่วโมงถัดไป ชุดคอมเพรสเซอร์มีการสตาร์ท

$$3,600 \div 95 = 37.894 \text{ ครั้ง}$$

ใน 1 วัน จะมีการสตาร์ทคอมเพรสเซอร์ทั้งสิ้น

$$34.568 + (23)(37.894) = 906.147 \text{ ครั้ง}$$

ดังนั้น ในเวลา 1 วัน พลังงานไฟฟ้าที่สูญเสียไปเพราะกระแสกระชาก เป็น

$$[(1,539)(77.5)(906.147)] \div [(3,600)(1,000,000)] = 0.03002 \text{ kW.hr}$$

เวลา 1 ชั่วโมงแรก ชุดคอมเพรสเซอร์ทำงาน

$$395 + (33.568)(79) = 3,046.872 \text{ วินาที}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชั่วโมงถัดมา ชุดคอมเพรสเซอร์ทำงาน

$$(37.894)(79) = 2993.626 \text{ วินาที}$$

ใน 1 วัน ชุดคอมเพรสเซอร์ทำงานทั้งสิ้น

$$[3,046.872 + (23)(2993.626)] \div 3,600 = 19.972 \text{ ชั่วโมง}$$

ใช้พลังงานไฟฟ้า

$$(0.51 \text{ k})(19.972) = 10.1857 \text{ kW.hr}$$

∴ ในเวลา 1 วัน ใช้พลังงานทั้งหมด $0.03002 + 10.1857 = 10.2157 \text{ kW.hr}$

4.3.1.2 เครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์ที่ใช้รีไซเคิลที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์

(1) อุณหภูมิ 20°C

- เวลา ON เริ่มต้น *	733 วินาที (12 นาที 13 วินาที)
- เวลา ON เฉลี่ย **	43 วินาที
- เวลา OFF เฉลี่ย	12 วินาที
- คาบเวลาที่ใช้	55 วินาที

เวลา 1 ชั่วโมงแรก หลังจากชุดคอมเพรสเซอร์สตาร์ทครั้งแรก มีการสตาร์ทอีก

$$[3,600 - (733 + 12)] \div 55 = 51.91 \text{ ครั้ง}$$

รวมเวลาทำงานของชุดคอมเพรสเซอร์

$$733 + (51.91)(43) = 2,965.13 \text{ วินาที}$$

ชั่วโมงถัดไป ชุดคอมเพรสเซอร์มีการสตาร์ท

$$3,600 \div 55 = 65.45 \text{ ครั้ง}$$

รวมเวลาทำงานของชุดคอมเพรสเซอร์

$$(65.45)(43) = 2,814.35 \text{ วินาที}$$

ใน 1 วัน ชุดคอมเพรสเซอร์ทำงานทั้งสิ้น

$$[2,965.13 + (23)(2,814.35)] \div 3,600 = 18.80 \text{ ชั่วโมง}$$

∴ ในเวลา 1 วัน ใช้พลังงานไฟฟ้า

$$(0.51 \text{ k})(18.80) = 9.588 \text{ kW.hr}$$

(2) อุณหภูมิ 22°C

- เวลา ON เริ่มต้น *	546 วินาที (9 นาที 6 วินาที)
- เวลา ON เฉลี่ย **	37 วินาที
- เวลา OFF เฉลี่ย	13 วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- คาบเวลาที่ใช้ 50 วินาที

เวลา 1 ชั่วโมงแรก หลังจากชุดคอมเพรสเซอร์สตาร์ทครั้งแรก มีการสตาร์ทอีก

$$[3,600 - (546+13)] \div 50 = 60.82 \text{ ครั้ง}$$

รวมเวลาทำงานของชุดคอมเพรสเซอร์

$$546 + (60.82)(37) = 2,796.43 \text{ วินาที}$$

ชั่วโมงถัดไป ชุดคอมเพรสเซอร์มีการสตาร์ท

$$3,600 \div 50 = 72 \text{ ครั้ง}$$

รวมเวลาทำงานของชุดคอมเพรสเซอร์

$$(72)(37) = 2,664 \text{ วินาที}$$

ใน 1 วัน ชุดคอมเพรสเซอร์ทำงานทั้งสิ้น

$$[2,796.43 + (23)(2,664)] \div 3,600 = 17.80 \text{ ชั่วโมง}$$

∴ ในเวลา 1 วัน ใช้พลังงานไฟฟ้า

$$(0.51 \text{ k})(17.80) = 9.078 \text{ kW.hr}$$

(3) อุณหภูมิ 24°C

- เวลา ON เริ่มต้น * 411 วินาที (6 นาที 51 วินาที)

- เวลา ON เฉลี่ย ** 30 วินาที

- เวลา OFF เฉลี่ย 16 วินาที

- คาบเวลาที่ใช้ 46 วินาที

เวลา 1 ชั่วโมงแรก หลังจากชุดคอมเพรสเซอร์สตาร์ทครั้งแรก มีการสตาร์ทอีก

$$[3,600 - (411+16)] \div 46 = 77.02 \text{ ครั้ง}$$

รวมเวลาทำงานของชุดคอมเพรสเซอร์

$$411 + (77.02)(30) = 2,721.6 \text{ วินาที}$$

ชั่วโมงถัดไป ชุดคอมเพรสเซอร์มีการสตาร์ท

$$3,600 \div 46 = 78.26 \text{ ครั้ง}$$

รวมเวลาทำงานของชุดคอมเพรสเซอร์

$$(78.26)(30) = 2,347.8 \text{ วินาที}$$

ใน 1 วัน ชุดคอมเพรสเซอร์ทำงานทั้งสิ้น

$$[2,721.6 + (23)(2,347.8)] \div 3,600 = 15.76 \text{ ชั่วโมง}$$

∴ ในเวลา 1 วัน ใช้พลังงานไฟฟ้า

$$(0.51 \text{ k})(15.76) = 8.0376 \text{ kW.hr}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.1.3 เครื่องปรับอากาศที่ใช้อินเวอร์เตอร์ ที่ใช้วิธีซอฟต์แวร์สตาร์ท ที่ความถี่ 77 เฮิรตซ์

(1) อุณหภูมิ 20°C

- เวลา ON เริ่มต้น *	325 วินาที (5 นาที 25 วินาที)
- เวลา ON เฉลี่ย **	30 วินาที
- เวลา OFF เฉลี่ย	17 วินาที
- คาบเวลาที่ใช้	47 วินาที

เวลา 1 ชั่วโมงแรก หลังจากชุดคอมเพรสเซอร์สตาร์ทครั้งแรก มีการสตาร์ทอีก

$$[3,600 - (325+17)] \div 47 = 69.32 \text{ ครั้ง}$$

รวมเวลาทำงานของชุดคอมเพรสเซอร์

$$325 + (69.32)(30) = 2,404.6 \text{ วินาที}$$

ชั่วโมงถัดไป ชุดคอมเพรสเซอร์มีการสตาร์ท

$$3,600 \div 47 = 76.60 \text{ ครั้ง}$$

รวมเวลาทำงานของชุดคอมเพรสเซอร์

$$(76.60)(30) = 2,298 \text{ วินาที}$$

ใน 1 วัน ชุดคอมเพรสเซอร์ทำงานทั้งสิ้น

$$[2,404.6 + (23)(2,298)] \div 3,600 = 15.35 \text{ ชั่วโมง}$$

∴ ในเวลา 1 วัน ใช้พลังงานไฟฟ้า

$$(0.77 \text{ k})(15.35) = 11.82 \text{ kW.hr}$$

(2) อุณหภูมิ 22°C

- เวลา ON เริ่มต้น *	222 วินาที (3 นาที 42 วินาที)
- เวลา ON เฉลี่ย **	27 วินาที
- เวลา OFF เฉลี่ย	18 วินาที
- คาบเวลาที่ใช้	45 วินาที

เวลา 1 ชั่วโมงแรก หลังจากชุดคอมเพรสเซอร์สตาร์ทครั้งแรก มีการสตาร์ทอีก

$$[3,600 - (222+18)] \div 45 = 74.67 \text{ ครั้ง}$$

รวมเวลาทำงานของชุดคอมเพรสเซอร์

$$222 + (74.67)(27) = 2,238.09 \text{ วินาที}$$

ชั่วโมงถัดไป ชุดคอมเพรสเซอร์มีการสตาร์ท

$$3,600 \div 45 = 80 \text{ ครั้ง}$$

รวมเวลาทำงานของชุดคอมเพรสเซอร์

$$(80)(27) = 2,160 \text{ วินาที}$$

ใน 1 วัน ชุดคอมเพรสเซอร์ทำงานทั้งสิ้น

$$[2,238.09 + (23)(2,160)] \div 3,600 = 14.42 \text{ ชั่วโมง}$$

∴ ในเวลา 1 วัน ใช้พลังงานไฟฟ้า

$$(0.51 \text{ k})(14.42) = 11.1034 \text{ kW.hr}$$

(3) อุณหภูมิที่ต้องการ 24°C

- เวลา ON เริ่มต้น * 182 วินาที (3 นาที 2 วินาที)
- เวลา ON เฉลี่ย ** 23 วินาที
- เวลา OFF เฉลี่ย 18 วินาที
- คาบเวลาที่ใช้ 41 วินาที

เวลา 1 ชั่วโมงแรก หลังจากชุดคอมเพรสเซอร์สตาร์ทครั้งแรก มีการสตาร์ทอีก

$$[3,600 - (182+18)] \div 41 = 82.93 \text{ ครั้ง}$$

รวมเวลาทำงานของชุดคอมเพรสเซอร์

$$182 + (82.93)(23) = 2,089.39 \text{ วินาที}$$

ชั่วโมงถัดไป ชุดคอมเพรสเซอร์มีการสตาร์ท

$$3,600 \div 41 = 87.80 \text{ ครั้ง}$$

รวมเวลาทำงานของชุดคอมเพรสเซอร์

$$(87.80)(23) = 2,019.4 \text{ วินาที}$$

ใน 1 วัน ชุดคอมเพรสเซอร์ทำงานทั้งสิ้น

$$[2,089.39 + (23)(2,019.4)] \div 3,600 = 13.48 \text{ ชั่วโมง}$$

∴ ในเวลา 1 วัน ใช้พลังงานไฟฟ้า

$$(0.51 \text{ k})(13.48) = 10.3796 \text{ kW.hr}$$

หมายเหตุ * ช่วงเวลา ON เริ่มต้นของคอมเพรสเซอร์ เพื่อให้อุณหภูมิลดลงจากอุณหภูมิ 30°C ถึงอุณหภูมิที่ต้องการ

** ช่วงเวลา ON เฉลี่ยของคอมเพรสเซอร์เมื่ออุณหภูมิลดลงถึงอุณหภูมิที่ต้องการแล้ว

4.3.1.4 เครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์ ที่ใช้วิธีปรับเปลี่ยนความถี่ระหว่าง 42 ถึง 77

เอิร์ทซ์

(1) อุณหภูมิ 20°C

เวลา 3 ชั่วโมง ใช้พลังงานไฟฟ้า 2.29 kW.hr

ใน 1 วัน ใช้พลังงานไฟฟ้า $(2.29)(8) = 18.32$ kW.hr

(2) อุณหภูมิ 22°C

เวลา 3 ชั่วโมง ใช้พลังงานไฟฟ้า 1.97 kW.hr

ใน 1 วัน ใช้พลังงานไฟฟ้า $(1.97)(8) = 15.76$ kW.hr

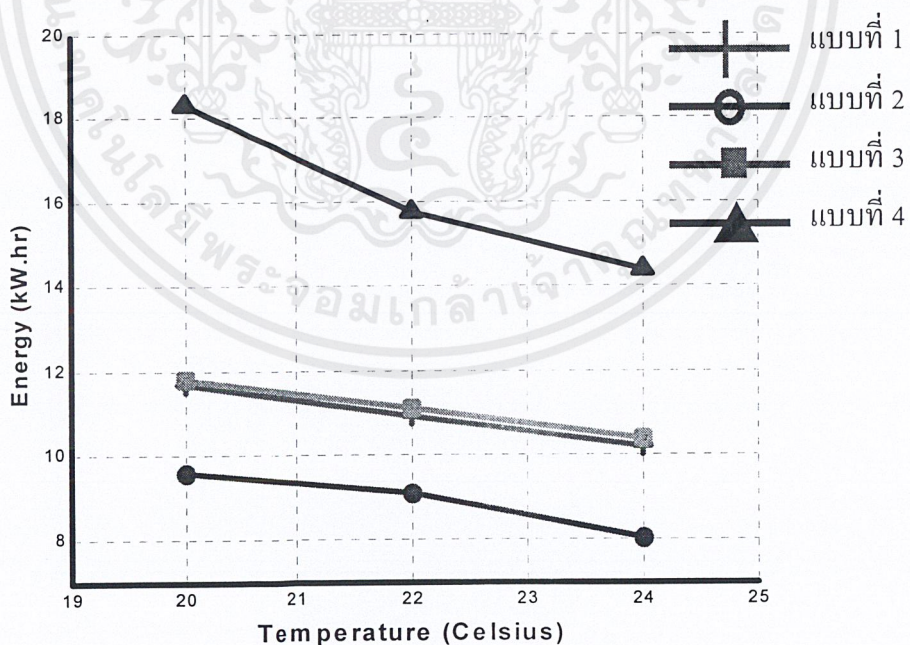
(3) อุณหภูมิ 24°C

เวลา 3 ชั่วโมง ใช้พลังงานไฟฟ้า 1.80 kW.hr

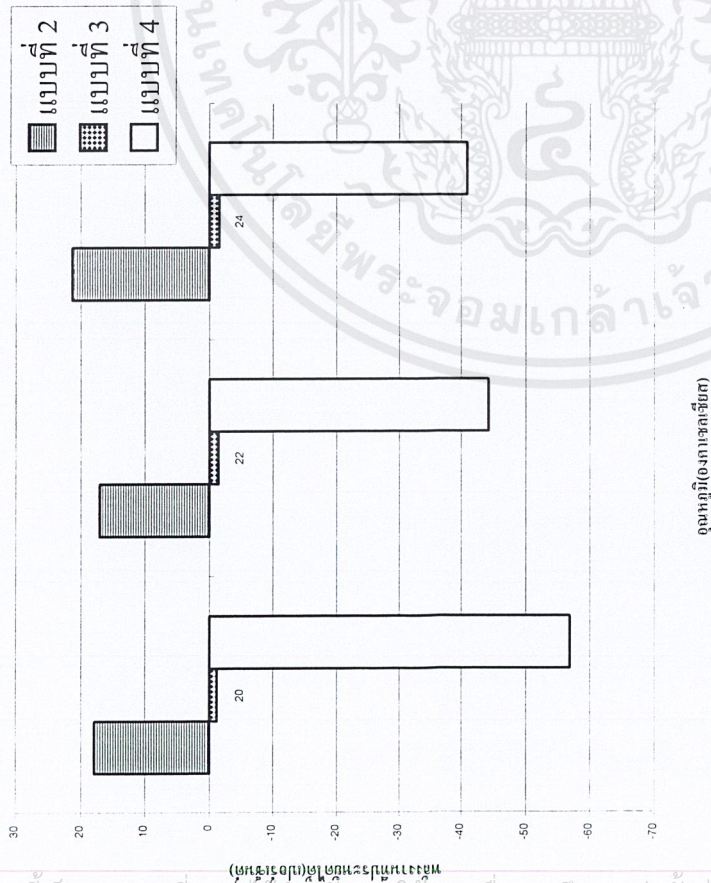
ใน 1 วัน ใช้พลังงานไฟฟ้า $(1.80)(8) = 14.40$ kW.hr

4.3.2 ผลการเปรียบเทียบการใช้พลังงานไฟฟ้าในเครื่องปรับอากาศแบบต่างๆ ที่อุณหภูมิ 20,

22 และ 24°C



รูปที่ 4.3 เปรียบเทียบพลังงานไฟฟ้าที่ใช้ในเครื่องปรับอากาศแบบต่างๆ



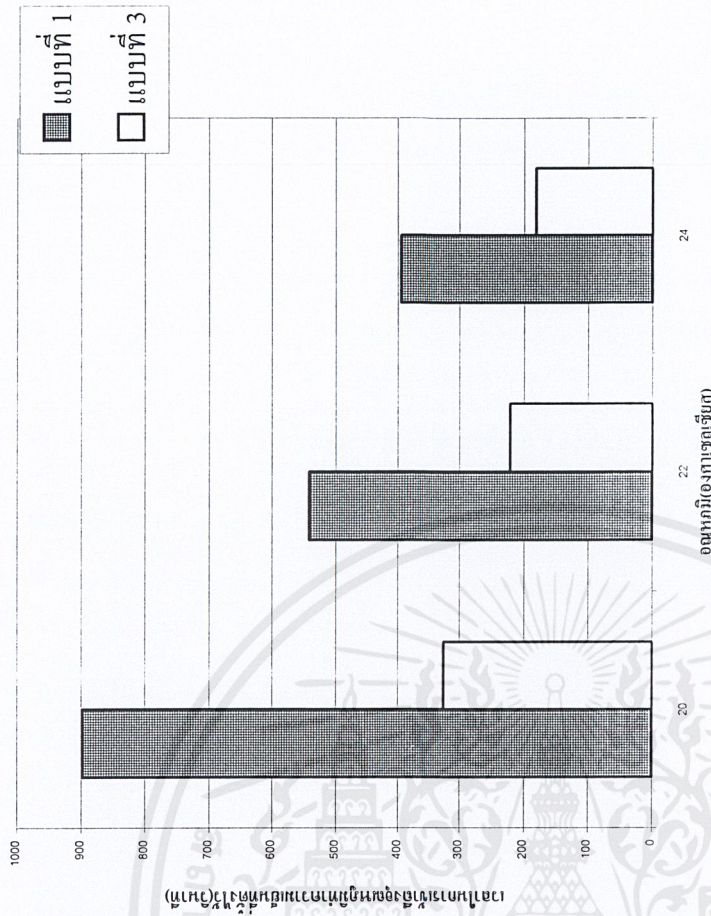
รูปที่ 4.4 กราฟเปรียบเทียบผลการประหยัพลังงานที่อุณหภูมิต่าง ๆ

แบบที่ 1 เครื่องปรับอากาศที่ไม่ใช้อินเวอร์เตอร์

แบบที่ 2 เครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์โดยใช้วิธีซอฟต์แวร์ที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์

แบบที่ 3 เครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์โดยใช้วิธีซอฟต์แวร์ที่ความถี่ 77 เฮิรตซ์

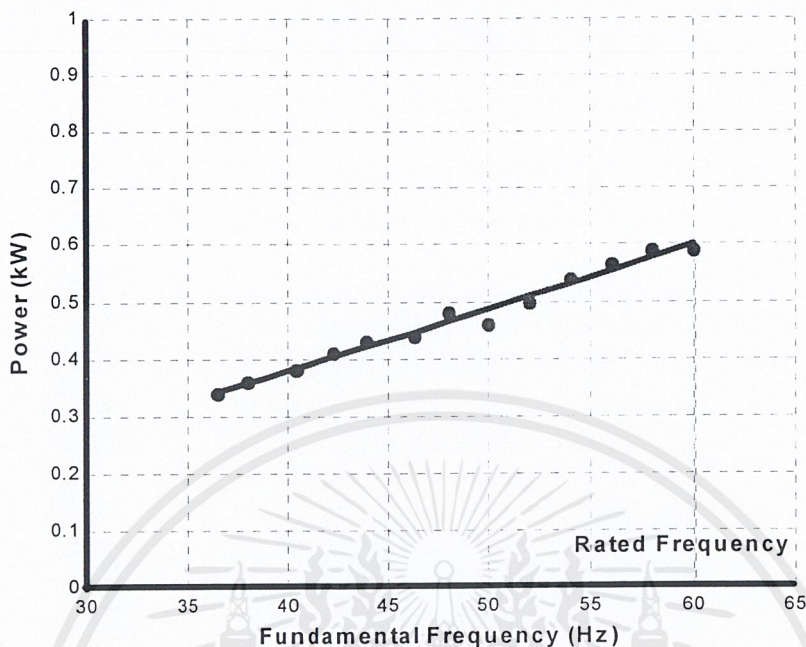
แบบที่ 4 เครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์โดยใช้วิธีปรับเปลี่ยนความถี่มอดูเลชันระหว่าง 42-77 เฮิรตซ์



รูปที่ 4.5 กราฟเปรียบเทียบความเร็วในการเข้าถึงอุณหภูมิเมื่อ

ความถี่มอดูเลชันแตกต่างกัน

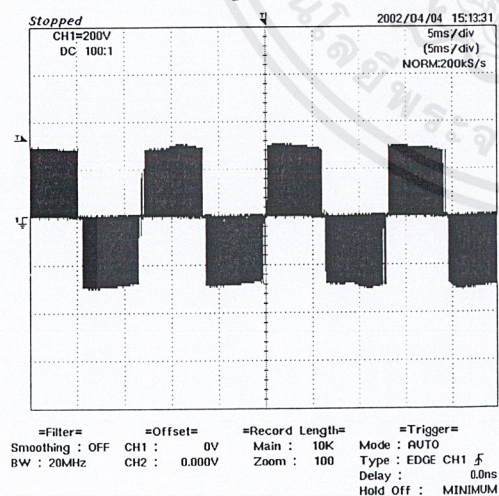
4.3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่มูลฐานกับกำลังงานไฟฟ้า



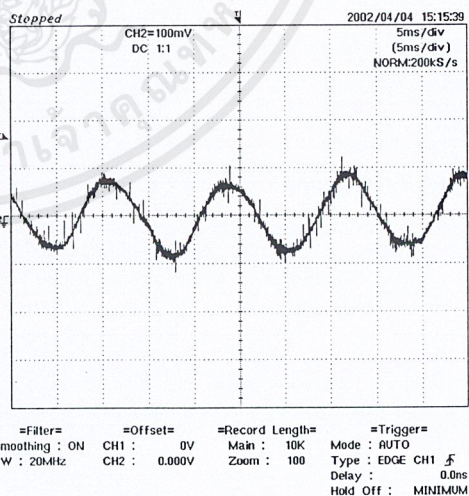
รูปที่ 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างความถี่มูลฐานกับกำลังงานไฟฟ้า

4.3.4 รูปคลื่นแรงดันพีคดับลิวเอ็ม กระแส และฮาร์โมนิกส์ของแรงดันที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ ณ ความถี่มูลฐานต่างๆ

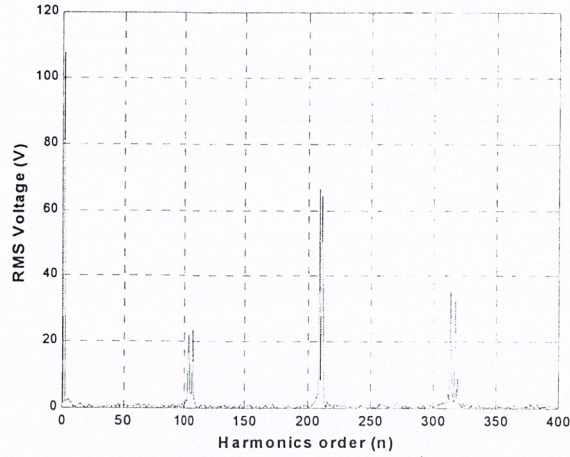
1) ความถี่มูลฐาน 77 เฮิรตซ์



(a) สัญญาณแรงดันพีคดับลิวเอ็ม

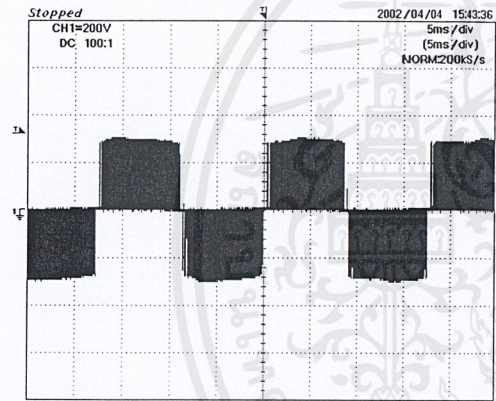


(b) กระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์

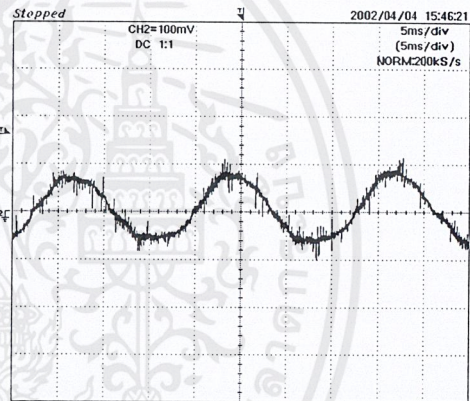


(c) สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุต

5) ความถี่มูลฐาน 57 เฮิรตซ์



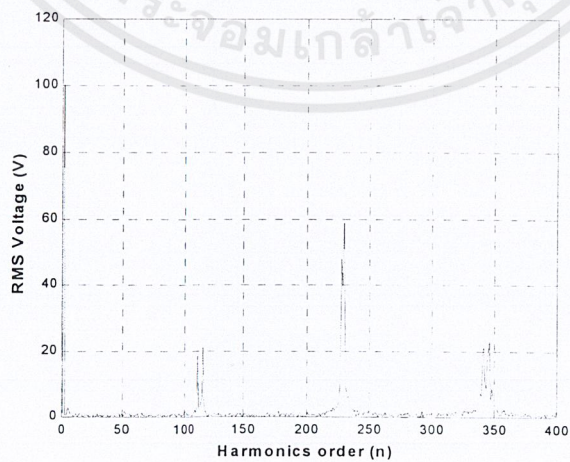
=Filter= Smoothing : OFF
 =Offset= CH1 : 0V
 =Record Length= Main : 10K
 =Trigger= Mode : AUTO
 Type : EDGE CH1
 Delay : 0.0ns
 Hold Off : MINIMUM



=Filter= Smoothing : ON
 =Offset= CH1 : 0V
 =Record Length= Main : 10K
 =Trigger= Mode : AUTO
 Type : EDGE CH1
 Delay : 0.0ns
 Hold Off : MINIMUM

(a) สัญญาณแรงดันพีคดับลิวิตีเอ็ม

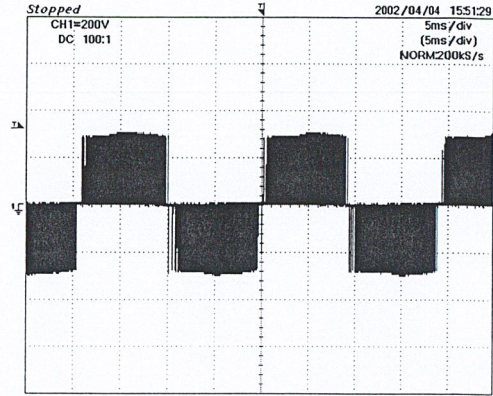
(b) กระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์



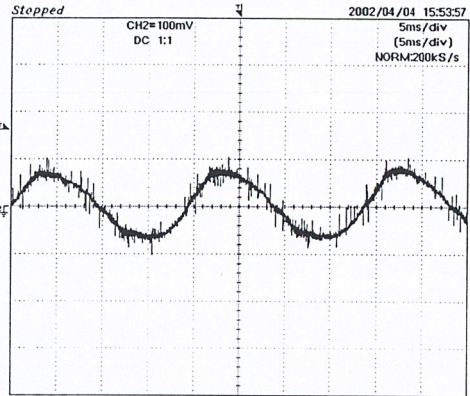
(c) สเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6) ความถี่มูลฐาน 52 เฮิรตซ์



Stopped 2002/04/04 15:51:29
 CH1=200V DC 100:1 5ms/div (5ms/div) NORM200ks/s
 =Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
 Smoothing : OFF CH1 : 0V Main : 10K Mode : AUTO
 BW : 20MHz CH2 : 0.000V Zoom : 100 Type : EDGE CH1 \uparrow
 Delay : 0.0ns
 Hold Off : MINIMUM



Stopped 2002/04/04 15:53:57
 CH2=100mV DC 1:1 5ms/div (5ms/div) NORM200ks/s
 =Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
 Smoothing : ON CH1 : 0V Main : 10K Mode : AUTO
 BW : 20MHz CH2 : 0.000V Zoom : 100 Type : EDGE CH1 \uparrow
 Delay : 0.0ns
 Hold Off : MINIMUM

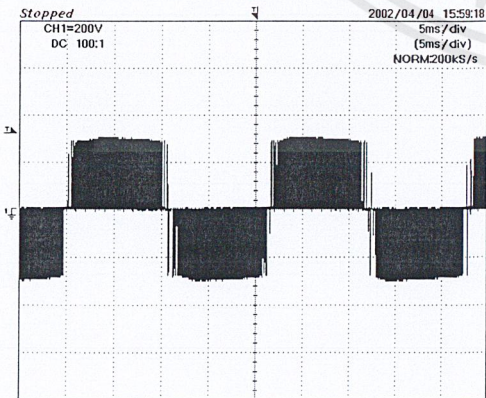
(a) สัญญาณแรงดันพีคดับลิแวม

(b) กระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์



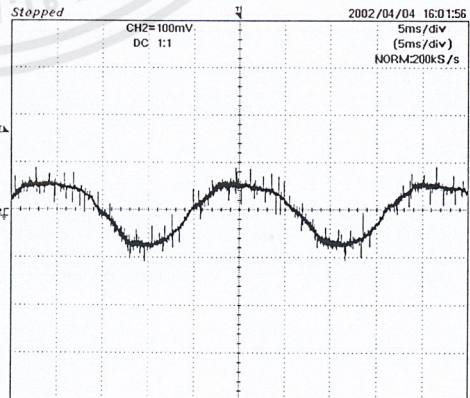
(c) สเปกตรัมของแรงดันเอาท์พุท

7) ความถี่มูลฐาน 47 เฮิรตซ์



Stopped 2002/04/04 15:58:18
 CH1=200V DC 100:1 5ms/div (5ms/div) NORM200ks/s
 =Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
 Smoothing : OFF CH1 : 0V Main : 10K Mode : AUTO
 BW : 20MHz CH2 : 0.000V Zoom : 100 Type : EDGE CH1 \uparrow
 Delay : 0.0ns
 Hold Off : MINIMUM

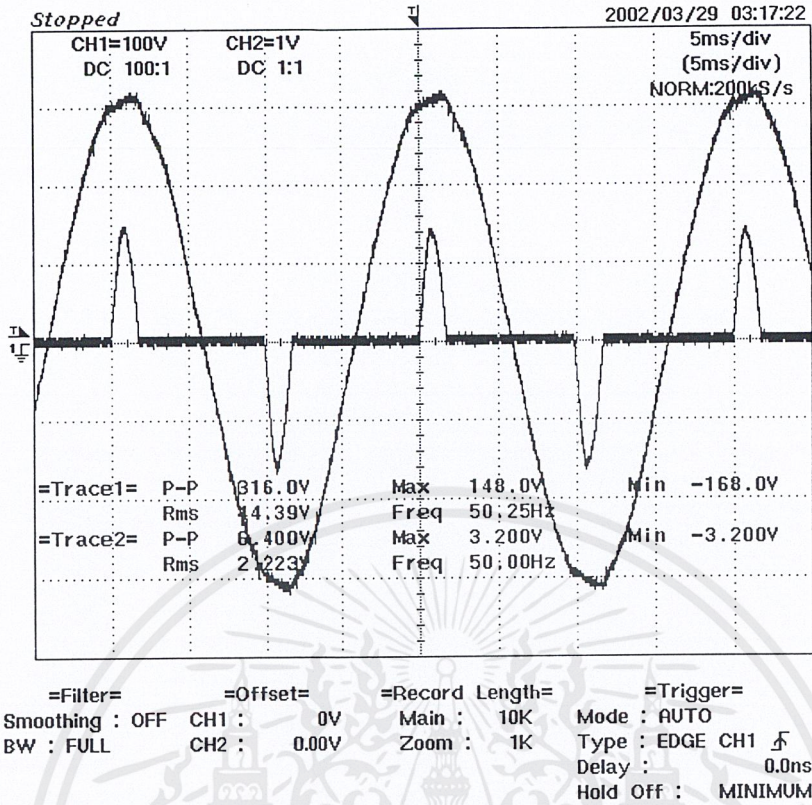
(a) สัญญาณแรงดันพีคดับลิแวม



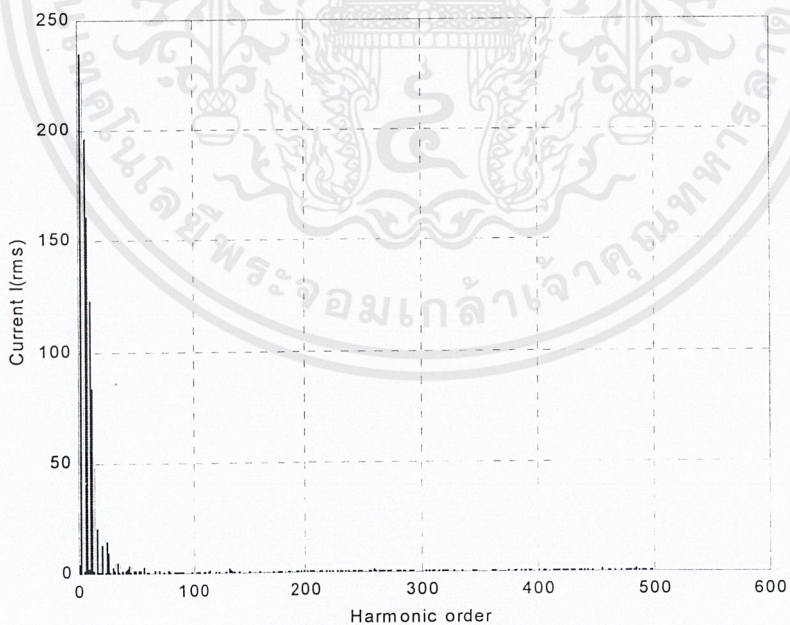
Stopped 2002/04/04 16:01:56
 CH2=100mV DC 1:1 5ms/div (5ms/div) NORM200ks/s
 =Filter= =Offset= =Record Length= =Trigger=
 Smoothing : ON CH1 : 0V Main : 10K Mode : AUTO
 BW : 20MHz CH2 : 0.000V Zoom : 100 Type : EDGE CH1 \uparrow
 Delay : 0.0ns
 Hold Off : MINIMUM

(b) กระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 แรงดันและกระแสอินพุทของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.9 สเปกตรัมของกระแสอินพุทที่ป้อนให้อินเวอร์เตอร์

บทที่ 5

วิเคราะห์ และสรุปผลการทดลอง

5.1 วิเคราะห์ผลการทดลอง

1. จากการทดลองเมื่อลดความถี่มูลฐานของไฟฟ้ากระแสสลับที่ป้อนเข้าให้ชุดคอมเพรสเซอร์ลดลง พบว่ากำลังงานไฟฟ้าที่ชุดคอมเพรสเซอร์ใช้มีค่าลดลง ดังจะเห็นได้จากกราฟรูปที่ ...

2. เมื่อพิจารณาผลของอุณหภูมิที่มีต่อพลังงานไฟฟ้าที่ใช้ไปในชุดคอมเพรสเซอร์ ณ อุณหภูมิเริ่มต้นเดียวกัน คือ 30°C พบว่า ชุดคอมเพรสเซอร์ของเครื่องปรับอากาศที่ทำการศึกษาทั้ง 4 แบบ จะใช้พลังงานไฟฟ้าสูงขึ้น เมื่อตั้งอุณหภูมิทำความเย็นต่ำลง

3. เครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์ที่ใช้วิธีชอฟท์สตาร์ทที่ความถี่ 77 เฮิรตซ์ สามารถเข้าถึงอุณหภูมิได้เร็วกว่า เครื่องปรับอากาศที่ไม่ใช่อินเวอร์เตอร์

4. เครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์ที่ใช้วิธีชอฟท์สตาร์ทที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์ ใช้พลังงานไฟฟ้าน้อยกว่าเครื่องปรับอากาศที่ไม่ได้ใช้อินเวอร์เตอร์ ณ อุณหภูมิเดียวกัน

ส่วนเครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์ที่ใช้วิธีชอฟท์สตาร์ทที่ความถี่ 77 เฮิรตซ์ และแบบปรับเปลี่ยนความถี่ระหว่าง 42 ถึง 77 เฮิรตซ์ ใช้พลังงานมากกว่าเครื่องปรับอากาศที่ไม่ได้ใช้อินเวอร์เตอร์ ณ อุณหภูมิเดียวกัน

5.2 สรุปผลการทดลอง

จากการศึกษา พบว่า เครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์ที่ใช้วิธีชอฟท์สตาร์ทที่ความถี่ 50 เฮิรตซ์ สามารถประหยัดพลังงานไฟฟ้าที่จ่ายให้กับชุดคอมเพรสเซอร์ได้ ส่วนวิธีชอฟท์สตาร์ทที่ความถี่ 77 เฮิรตซ์ และวิธีปรับเปลี่ยนความถี่ระหว่าง 42 ถึง 77 เฮิรตซ์ ไม่ประหยัดพลังงาน

การนำอินเวอร์เตอร์มาประยุกต์ใช้กับเครื่องปรับอากาศเพื่อให้ประหยัดพลังงานนั้น จะต้องพิจารณาพารามิเตอร์ต่างๆของอินเวอร์เตอร์ควบคู่กันไปได้แก่ เวลาที่ใช้ในการสตาร์ท ความถี่มูลฐานในการทำงาน และเวลาในการตัดต่อของชุดคอมเพรสเซอร์ นอกจากนี้ ยังต้องพิจารณาพารามิเตอร์อื่นๆร่วมด้วย อาทิเช่น ขนาดของระบบที่พิจารณา โหลดของระบบ อุณหภูมิภายนอกระบบ เป็นต้น เพราะพารามิเตอร์เหล่านี้ ล้วนแล้วแต่มีผลต่อพลังงานที่ใช้ของเครื่องปรับอากาศ

บทที่ 6

ปัญหา และข้อเสนอแนะ

6.1 ปัญหาและอุปสรรค

1. ระบบที่ใช้ในการทดลองมีขนาดเล็ก ทำให้มีการตัดต่อชุดคอมพิวเตอร์บ่อยกว่าปกติ
2. ไม่สามารถควบคุมตัวแปรบางตัวได้ เช่น อุณหภูมิและความชื้นสัมพัทธ์ของอากาศที่แตกต่างกันไปในแต่ละวัน ซึ่งทำให้ผลการเปรียบเทียบเกิดความคลาดเคลื่อน
3. อุปกรณ์ตรวจจับอุณหภูมิแบบแปลงเป็นสัญญาณอนาล็อกที่เลือกใช้ตอนแรกทำงานไม่แม่นยำ ทำให้ต้องเปลี่ยนมาใช้อุปกรณ์ตรวจจับอุณหภูมิแบบแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลแทน

6.2 ข้อเสนอแนะ

การศึกษาเรื่องการประหยัดพลังงานโดยการนำอินเวอร์เตอร์มาใช้กับชุดคอมพิวเตอร์ ควรจะพิจารณาคุณสมบัติของคอมพิวเตอร์ที่ใช้ด้วย เพราะเมื่อปรับเปลี่ยนความถี่มูลฐานของสัญญาณที่จ่ายเข้าสู่ชุดคอมพิวเตอร์ อาจทำให้ชุดคอมพิวเตอร์เกิดความเสียหายได้ และในการทดสอบควรคำนึงถึงขนาดของระบบให้มีขนาดที่เหมาะสม อีกทั้งในการเปรียบเทียบผลใดๆ ควรควบคุมตัวแปรต่างๆ ให้ได้มากที่สุด เพื่อให้เกิดความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด

เอกสารอ้างอิง

1. วิจิตร กิณเรศ , “ สามเฟส เกล็ดตำมีอคคูลเลท พีดับบลิวเอ็ม อินเวอร์เตอร์ สำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำ ” วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ.2534
2. สุรินทร์ คำฝอย , “ การวัด และการวิเคราะห์คุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์บนพื้นฐานของการสูญเสียในแกนเหล็กของมอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อถูกจ่ายโดยพีดับบลิวเอ็มอินเวอร์เตอร์ ” วิทยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต บัณฑิตวิทยาลัย สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ.2544
3. สมศักดิ์ สุโมตยกุล , “ เครื่องทำความเย็นและเครื่องปรับอากาศ ” บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด
4. สุวัฒน์ คั่น , “ เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์ิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ” บริษัท เอนเทลไทย จำกัด
5. Ned Mohan, Tore M. Underland and William P. Robbins “Power Electronics Converters Application and Design ” Second edition, John Willy & Sons

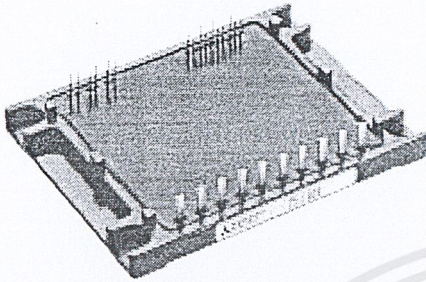


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PS11036

FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE

PS11036



INTEGRATED FUNCTIONS AND FEATURES

- Converter bridge for 3 phase AC-to-DC power conversion.
- 3 phase IGBT inverter bridge configured by the latest 3rd generation IGBT and diode technology.
- Inverter output current capability I_O (Note 1):

Type Name	Motor Rating	I_O (100%)	I_O (150%; 60sec)
PS11036	2.2 kW/200V AC	11.0Arms	16.5Arms

(Note 1) : The inverter output current is assumed to be sinusoidal and the peak current value of each of the above loading cases is defined as : $I_{OP} = I_O \times \sqrt{2}$, $T_c < 100^\circ\text{C}$

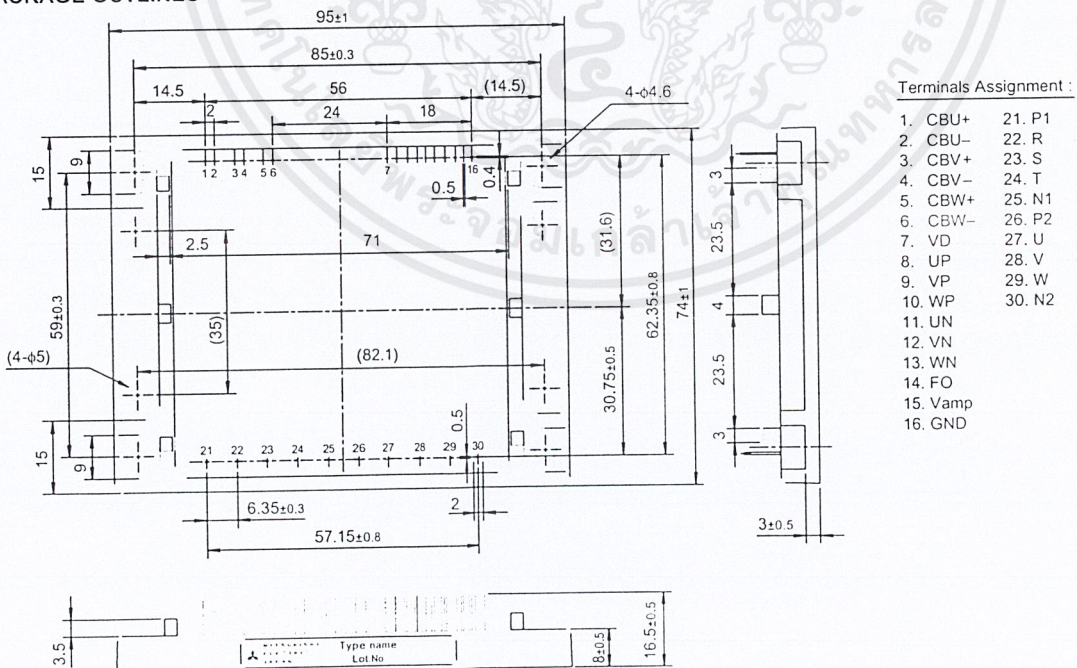
INTEGRATED DRIVE, PROTECTION AND SYSTEM CONTROL FUNCTIONS:

- P-Side IGBTs : Drive circuit, high-level-shift circuit, bootstrap circuit supply scheme for Single Control-Power-Source drive, and under voltage (UV) protection.
- N-Side IGBTs : Drive circuit, DC-Link current sense and amplifier circuits for overcurrent protection, control-supply under-voltage protection (UV), and fault output (Fo) signaling circuit.
- Fault Output : N-side IGBT short circuit (SC), over-current (OC), and control supply under-voltage (UV).
- Inverter Analog Current Sense : N-Side IGBT DC-Link Current Sense.
- Input Interface : 5V CMOS/TTL compatible, Schmitt Trigger input, and Arm-Shoot-Through interlock protective function.

APPLICATION

Acoustic noise-less 2.2kW/200V AC Class 3 phase inverters, motor control applications, and motors with built-in small size inverter package

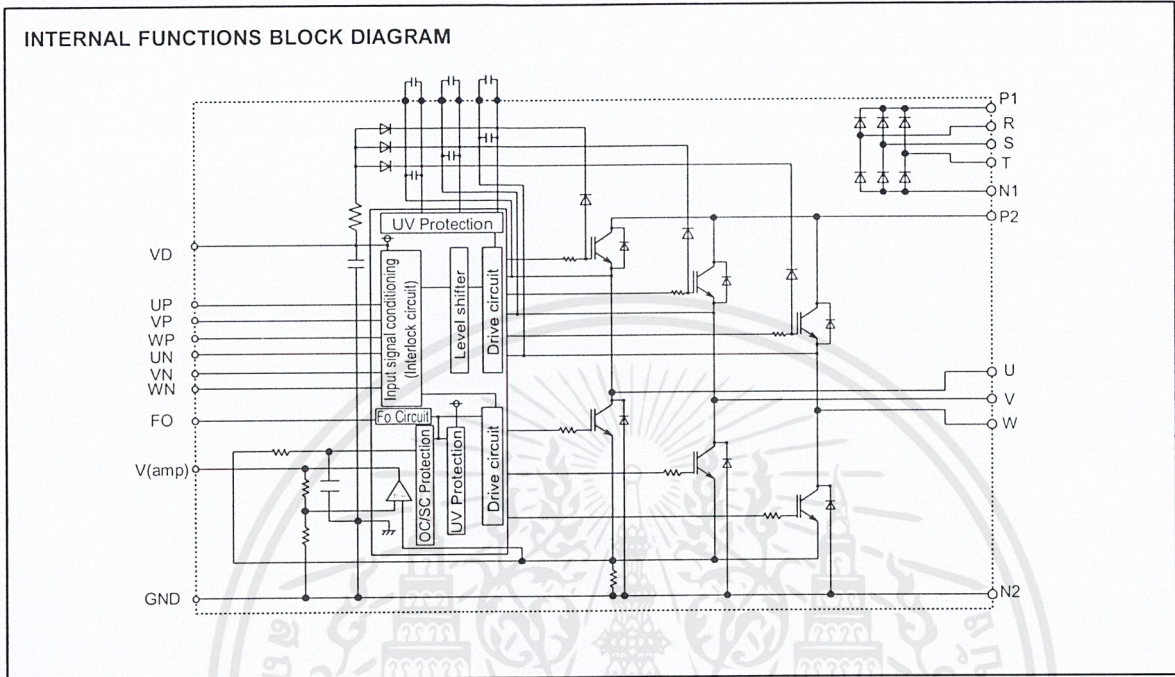
PACKAGE OUTLINES



(Fig. 1)

PS11036

FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE



(Fig. 2)

MAXIMUM RATINGS (Tj = 25°C)

INVERTER PART

Symbol	Item	Condition	Ratings	Unit
Vcc	Supply voltage	Applied between P2-N2	450	V
Vcc(surge)	Supply voltage (surge)	Applied between P2-N2, Surge-value	500	V
VP or VN	Each IGBT collector-emitter static voltage	Applied between P2-U.V.W, U.V.W-N2	600	V
VP(S) or VN(S)	Each IGBT collector-emitter switching voltage	Applied between P2-U.V.W, U.V.W-N2 (Pulse)	600	V
±Ic(±Icp)	Each IGBT collector current	Tc = 25°C, "()" means Ic peak value	±30 (±60)	A

CONVERTER PART

Symbol	Item	Condition	Ratings	Unit
VRRM	Repetitive peak reverse voltage		800	V
Ea	Recommended AC input voltage		220	Vrms
Io	DC output current	3φ rectifying circuit	30	A
IFSM	Surge (non-repetitive) forward current	1 cycle at 60Hz, peak value non-repetitive	300	A
I ² t	I ² t for fusing	Value for one cycle of surge current	375	A ² s

CONTROL PART

Symbol	Item	Ratings	Unit
VD, VDB	Supply voltage	-0.5 ~ 20	V
VCIN	Input signal voltage	-0.5 ~ +7.5	V
VFO	Fault output supply voltage	-0.5 ~ +7.5	V
IFO	Fault output current	15	mA
Iamp	DC-Link IGBT current signal Amp output current	1	mA

PS11036

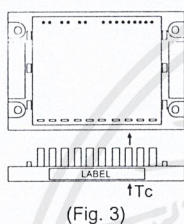
FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE

TOTAL SYSTEM

Symbol	Item	Condition	Ratings	Unit
T _j	Junction temperature	(Note 2)	-20 ~ +125	°C
T _{stg}	Storage temperature	—	-40 ~ +125	°C
T _c	Module case operating temperature	(Fig. 3)	-20 ~ +100	°C
Viso	Isolation voltage	60 Hz sinusoidal AC applied between all terminals and the base plate for 1 minute.	2500	V _{rms}
—	Mounting torque	Mounting screw: M4	0.98 ~ 1.47	N·m

(Note 2) : The indicated values are specified considering the safe operation of all the parts within the ASIPM. The max. ratings for the ASIPM power chips (IGBT & FWDi) is T_j < 150.

CASE TEMPERATURE MEASUREMENT POINT



(Fig. 3)

THERMAL RESISTANCE

Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Rth(jc)Q	Junction to case Thermal Resistance	Inverter IGBT (1/6)	—	—	1.5	°C/W
Rth(jc)F		Inverter FWDi (1/6)	—	—	2.4	°C/W
Rth(jc)FR		Converter Di (1/6)	—	—	2.0	°C/W
Rth(cf)	Contact Thermal Resistance	Case to fin thermal, grease applied (1 Module)	—	—	0.042	°C/W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_j = 25°C, V_D = 15V, V_{DB} = 15V unless otherwise noted)

Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
V _{CE(sat)}	Collector-emitter saturation voltage	T _j = 25°C, Input = ON, I _c = 30A, V _D = V _{DB} = 15V (Shunt voltage drop not included)	—	—	2.9	V
V _{EC}	FWDi forward voltage	T _j = 25°C, -I _c = 30A	—	—	2.9	V
V _{FR}	Converter diode voltage	T _j = 25°C, I _{FR} = 10A	—	—	1.5	V
I _{RRM}	Converter diode reverse current	V _R = V _{RRM} , T _j = 125°C	—	—	8	mA
t _{on}	Switching times	1/2 Bridge inductive, Input = 5V ↔ 0V V _{CC} = 300V, I _c = 30A, T _j = 125°C V _D = 15V, V _{DB} = 15V	0.3	0.6	1.5	μs
t _{c(on)}			—	0.5	1.0	μs
t _{off}			—	1.6	2.5	μs
t _{c(off)}			—	0.5	1.2	μs
t _{rr}	FWDi reverse recovery time		—	0.12	—	μs
Short circuit endurance (Output, Arm, and Load Short Circuit Modes)		@ V _{CC} ≤ 400V, Input = 5V → 0V (One-Shot) -20°C ≤ T _j (start) ≤ 125°C, 13.5V ≤ V _D = V _{DB} ≤ 16.5V	<ul style="list-style-type: none"> No destruction FO output by protection operation 			
Switching SOA		@ V _{CC} ≤ 400V, Input = 5V ↔ 0V, T _j ≤ 125°C I _c < OC trip level, 13.5V ≤ V _D = V _{DB} ≤ 16.5V	<ul style="list-style-type: none"> No destruction No protecting operation No FO output 			

PS11036

FLAT-BASE TYPE
INSULATED TYPE

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Tj = 25°C, Vd = 15V, VdB = 15V unless otherwise noted)

Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
Id	Circuit current (Average)	Tj = 25°C, Vd = 15V, Vin = 5V	—	—	50	mA
IDB	Circuit current (Average)	Tj = 25°C, Vd = VdB = 15V, Vin = 5V	—	—	5	mA
Vth(on)	Input on threshold voltage		0.8	1.4	2.0	V
Vth(off)	Input off threshold voltage		2.5	3.0	4.0	V
Ri	Input pull-up resistor	Applied between input terminal-inside power supply	—	50	—	kΩ
fPWM	PWM input frequency	Tc ≤ 100°C, Tj ≤ 125°C	1	—	15	kHz
tdead	Arm shoot-through blocking time	Relates to corresponding inputs Tc = -20°C ~ +100°C (Note 3)	2.2	—	—	μs
tint	Input interlock sensing	Relates to corresponding input (Fig. 6)	—	100	—	ns
Vamp(100%)	Inverter DC-Link IGBT current sense voltage output signal	IC = IOP(100%) Vd = 15V	1.5	2.0	2.5	V
Vamp(200%)		IC = IOP(200%) Tj = 25°C (Fig. 4)	3.0	4.0	5.0	V
Vamp(250%)	Inverter DC-Link IGBT current sense voltage output limit	IC = IOP(250%) Vd = 15V	5.0	—	—	V
Vamp(0)		IC = 0A (Fig. 4)	—	50	100	mV
OC	Over current trip level	Tj = 25°C (Fig. 5)	31.1	39.0	60.0	A
toc	Over current delay time	Tj = 25°C (Fig. 5)	—	10	—	μs
SC	Short circuit trip level	Tj = 25°C (Fig. 5)	—	60	—	A
tsc	Short circuit delay time	Tj = 25°C (Fig. 5)	—	2	—	μs
UVd	Supply circuit under voltage protection	Trip level	11.0	12.0	13.0	V
UVDr		Reset level	11.5	12.5	13.5	V
UVDB		Trip level	10.1	10.8	11.6	V
UVDBr		Reset level	10.6	11.3	12.1	V
tdV		Delay time	—	10	—	μs
tFO	Fault output pulse width	Tj = 25°C (Note 4)	1.0	1.8	—	ms
IFo(H)	Fault output current	Open collector output (Note 4)	—	—	1	μA
IFo(L)			—	—	15	mA

(Note 3) : The dead-time has to be set externally by the CPU; it is not part of the ASIPM internal functions.

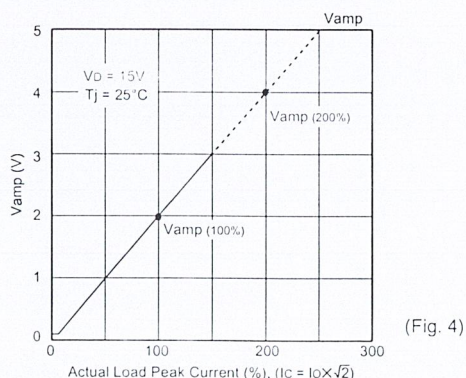
(Note 4) : Fault output signaling is given only when the internal OC, SC, & UV protection circuits are activated.

The OC, SC and UV protection (and fault output) operate for the lower arms only. The OC and SC protection Fault output is given in a pulse format while that of UV protection is maintained throughout the duration of the under-voltage condition.

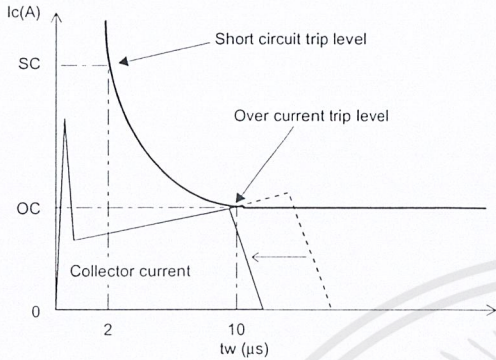
RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Symbol	Item	Condition	Ratings			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
VCC	Supply voltage	Applied across P2-N2 terminals	—	300	400	V
Vd	Supply voltage	Applied between Vd-GND	13.5	15.0	16.5	V
VdB	Supply voltage	Applied between CBU+ & CBU-, CBV+ & CBV-, CBW+ & CBW-	13.5	15.0	16.5	V
ΔVd, VdB	Supply voltage ripple		-1	—	+1	V/μs
VCIN(ON)	Input on voltage	Applied between UP • VP • WP • UN • VN • WN and GND	0	—	0.8	V
VCIN(OFF)	Input off voltage		4.0	—	5.0	V
tdead	Arm shoot-through blocking time	Relates to corresponding inputs	2.2	—	—	μs
Tc	Module case operating temperature		—	—	100	°C
fPWM	PWM Input frequency	Tc ≤ 100°C, Tj ≤ 125°C	—	—	15	kHz
tXX	Allowabel minimum input on-pulse width		1	—	—	μs

INVERTER DC-LINK IGBT CURRENT ANALOGUE SIGNALING OUTPUT (TYPICAL)



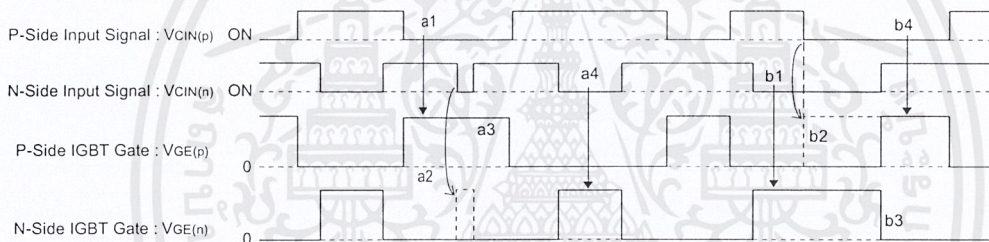
CURRENT ABNORMALITY PROTECTIVE FUNCTIONS



(Fig. 5)

Protection is achieved by monitoring and filtering the N-side DC-Bus current. The over-current protection is activated (after allowing a filtering time of 10 μs) when the line current reaches 250% of the rated load-current I_o (rms). Similarly, the short circuit protection is activated (after allowing a filtering time of 2 μs) when the line current reaches twice the rated collector-current (I_c). When a current trip-level is exceeded (OC or SC), all the N-side IGBTs are intercepted (turned OFF) and a fault-signal is output. After the fault-signal output duration (1.8 ms - typ.), the interception is Reset at the following OFF input signal. However, since the fault may be repetitive, it is recommended to stop the system after the fault-signal is received and check the fault. The trip-level settings described above are summarized in the following figure:

ARM-SHOOT-THROUGH INTER-LOCK PROTECTIVE FUNCTION



(Fig. 6)

Description:

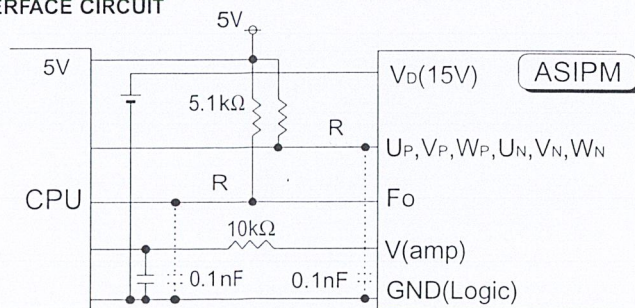
- (1) During the ON-State of either of the upper-arm or the lower-arm IGBT, the inter-lock protection circuit blocks any erroneous ON pulses (resulting from input noise) from triggering the other arm IGBT and thus it prevents the arm-shoot-through situation.
- (2) When two ON-signals are received for both the upper and the lower arms, the signal received first will be passed to the IGBT and the second signal will be blocked. The second signal will be passed to its corresponding IGBT immediately after the first signal is OFF.

Note: This protective function provides no fault signaling output. The Dead-Time has to be set using the micro-controller (CPU).

Operation:

- | | |
|---|--|
| a1. P-side normal ON-signal \Rightarrow P-side IGBT gate turns ON. | b1. N-side normal ON-signal \Rightarrow N-side IGBT gate turns ON. |
| a2. N-side erroneous ON-signal \Rightarrow N-side IGBT gate remains OFF. | b2. Simultaneous ON-signals \Rightarrow P-side IGBT gate remains OFF. |
| a3. While P-side ON-signal remains \Rightarrow P-side IGBT gate remains ON. | b3. N-side receives OFF-signal \Rightarrow N-side IGBT gate turns OFF. |
| a4. N-side normal ON-signal \Rightarrow N-side IGBT gate turns ON. | b4. Immediately after (b3) \Rightarrow P-side IGBT gate turns ON. |

RECOMMENDED I/O INTERFACE CIRCUIT



(Fig. 7)

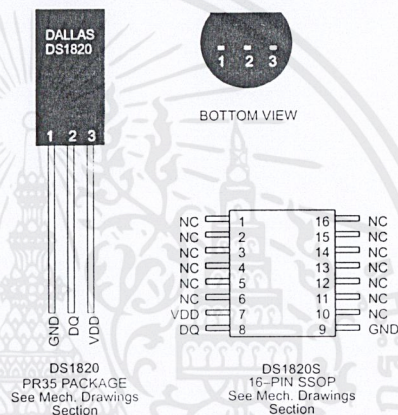
DALLAS
SEMICONDUCTOR

DS1820 1-Wire™ Digital Thermometer

FEATURES

- Unique 1-Wire™ interface requires only one port pin for communication
- Multidrop capability simplifies distributed temperature sensing applications
- Requires no external components
- Can be powered from data line
- Zero standby power required
- Measures temperatures from -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ in 0.5°C increments. Fahrenheit equivalent is -67°F to $+257^{\circ}\text{F}$ in 0.9°F increments
- Temperature is read as a 9-bit digital value.
- Converts temperature to digital word in 200 ms (typ.)
- User-definable, nonvolatile temperature alarm settings
- Alarm search command identifies and addresses devices whose temperature is outside of programmed limits (temperature alarm condition)
- Applications include thermostatic controls, industrial systems, consumer products, thermometers, or any thermally sensitive system

PIN ASSIGNMENT



PIN DESCRIPTION

GND	—	Ground
DQ	—	Data In/Out
V _{DD}	—	Optional V _{DD}
NC	—	No Connect

DESCRIPTION

The DS1820 Digital Thermometer provides 9-bit temperature readings which indicate the temperature of the device.

Information is sent to/from the DS1820 over a 1-Wire interface, so that only one wire (and ground) needs to be connected from a central microprocessor to a DS1820. Power for reading, writing, and performing temperature conversions can be derived from the data line itself with no need for an external power source.

Because each DS1820 contains a unique silicon serial number, multiple DS1820s can exist on the same 1-Wire bus. This allows for placing temperature sensors in many different places. Applications where this feature is useful include HVAC environmental controls, sensing temperatures inside buildings, equipment or machinery, and in process monitoring and control.

DETAILED PIN DESCRIPTION

PIN 16-PIN SSOP	PIN PR35	SYMBOL	DESCRIPTION
9	1	GND	Ground.
8	2	DQ	Data Input/Output pin. For 1-Wire operation: Open drain. (See "Parasite Power" section.)
7	3	V _{DD}	Optional V _{DD} pin. See "Parasite Power" section for details of connection.

DS1820S (16-pin SSOP): All pins not specified in this table are not to be connected.

OVERVIEW

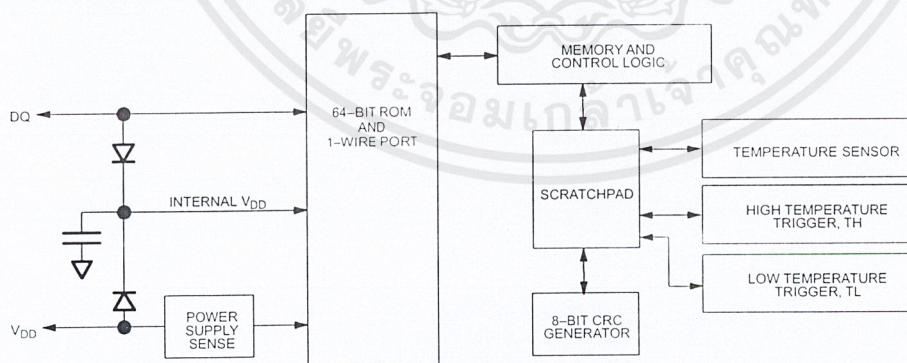
The block diagram of Figure 1 shows the major components of the DS1820. The DS1820 has three main data components: 1) 64-bit lasered ROM, 2) temperature sensor, and 3) nonvolatile temperature alarm triggers TH and TL. The device derives its power from the 1-Wire communication line by storing energy on an internal capacitor during periods of time when the signal line is high and continues to operate off this power source during the low times of the 1-Wire line until it returns high to replenish the parasite (capacitor) supply. As an alternative, the DS1820 may also be powered from an external 5 volts supply.

Communication to the DS1820 is via a 1-Wire port. With the 1-Wire port, the memory and control functions will not be available before the ROM function protocol has been established. The master must first provide one of five ROM function commands: 1) Read ROM, 2) Match ROM, 3) Search ROM, 4) Skip ROM, or 5) Alarm Search. These commands operate on the 64-bit lasered ROM portion of each device and can single out

a specific device if many are present on the 1-Wire line as well as indicate to the Bus Master how many and what types of devices are present. After a ROM function sequence has been successfully executed, the memory and control functions are accessible and the master may then provide any one of the six memory and control function commands.

One control function command instructs the DS1820 to perform a temperature measurement. The result of this measurement will be placed in the DS1820's scratchpad memory, and may be read by issuing a memory function command which reads the contents of the scratchpad memory. The temperature alarm triggers TH and TL consist of one byte EEPROM each. If the alarm search command is not applied to the DS1820, these registers may be used as general purpose user memory. Writing TH and TL is done using a memory function command. Read access to these registers is through the scratchpad. All data is read and written least significant bit first.

DS1820 BLOCK DIAGRAM Figure 1



PARASITE POWER

The block diagram (Figure 1) shows the parasite powered circuitry. This circuitry "steals" power whenever the I/O or V_{DD} pins are high. I/O will provide sufficient power as long as the specified timing and voltage requirements are met (see the section titled "1-Wire Bus System"). The advantages of parasite power are two-fold: 1) by parasiting off this pin, no local power source is needed for remote sensing of temperature, and 2) the ROM may be read in absence of normal power.

In order for the DS1820 to be able to perform accurate temperature conversions, sufficient power must be provided over the I/O line when a temperature conversion is taking place. Since the operating current of the DS1820 is up to 1 mA, the I/O line will not have sufficient drive due to the 5K pull-up resistor. This problem is particularly acute if several DS1820's are on the same I/O and attempting to convert simultaneously.

There are two ways to assure that the DS1820 has sufficient supply current during its active conversion cycle. The first is to provide a strong pull-up on the I/O line whenever temperature conversions or copies to the E² memory are taking place. This may be accomplished by using a MOSFET to pull the I/O line directly to the power supply as shown in Figure 2. The I/O line must be switched over to the strong pull-up within 10 μ s maximum after issuing any protocol that involves copying to the E² memory or initiates temperature conversions. When using the parasite power mode, the V_{DD} pin must be tied to ground.

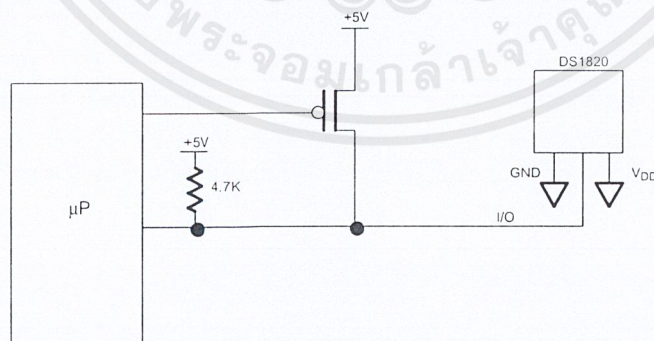
Another method of supplying current to the DS1820 is through the use of an external power supply tied to the

V_{DD} pin, as shown in Figure 3. The advantage to this is that the strong pull-up is not required on the I/O line, and the bus master need not be tied up holding that line high during temperature conversions. This allows other data traffic on the 1-Wire bus during the conversion time. In addition, any number of DS1820's may be placed on the 1-Wire bus, and if they all use external power, they may all simultaneously perform temperature conversions by issuing the Skip ROM command and then issuing the Convert T command. Note that as long as the external power supply is active, the GND pin may not be floating.

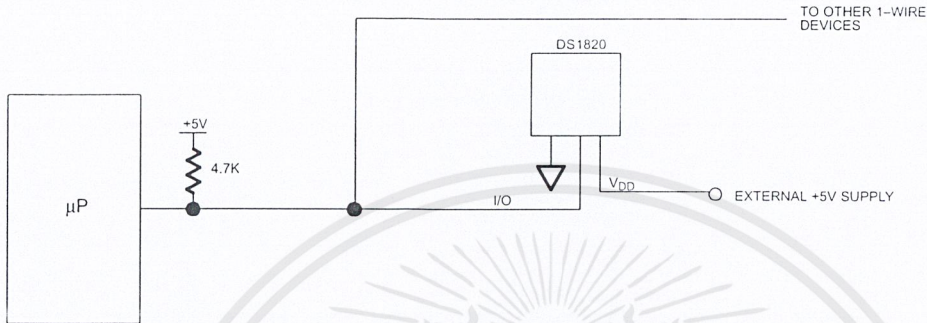
The use of parasite power is not recommended above 100°C, since it may not be able to sustain communications given the higher leakage currents the DS1820 exhibits at these temperatures. For applications in which such temperatures are likely, it is strongly recommended that V_{DD} be applied to the DS1820.

For situations where the bus master does not know whether the DS1820's on the bus are parasite powered or supplied with external V_{DD} , a provision is made in the DS1820 to signal the power supply scheme used. The bus master can determine if any DS1820's are on the bus which require the strong pull-up by sending a Skip ROM protocol, then issuing the read power supply command. After this command is issued, the master then issues read time slots. The DS1820 will send back "0" on the 1-Wire bus if it is parasite powered; it will send back a "1" if it is powered from the V_{DD} pin. If the master receives a "0", it knows that it must supply the strong pull-up on the I/O line during temperature conversions. See "Memory Command Functions" section for more detail on this command protocol.

STRONG PULL-UP FOR SUPPLYING DS1820 DURING TEMPERATURE CONVERSION Figure 2



USING V_{DD} TO SUPPLY TEMPERATURE CONVERSION CURRENT Figure 3



OPERATION – MEASURING TEMPERATURE

The DS1820 measures temperature through the use of an on-board proprietary temperature measurement technique. A block diagram of the temperature measurement circuitry is shown in Figure 4.

The DS1820 measures temperature by counting the number of clock cycles that an oscillator with a low temperature coefficient goes through during a gate period determined by a high temperature coefficient oscillator. The counter is preset with a base count that corresponds to -55°C . If the counter reaches zero before the gate period is over, the temperature register, which is also preset to the -55°C value, is incremented, indicating that the temperature is higher than -55°C .

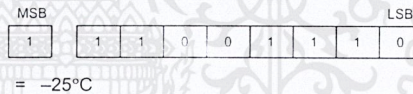
At the same time, the counter is then preset with a value determined by the slope accumulator circuitry. This circuitry is needed to compensate for the parabolic behavior of the oscillators over temperature. The counter is then clocked again until it reaches zero. If the gate period is still not finished, then this process repeats.

The slope accumulator is used to compensate for the non-linear behavior of the oscillators over temperature, yielding a high resolution temperature measurement. This is done by changing the number of counts necessary for the counter to go through for each incremental degree in temperature. To obtain the desired resolution, therefore, both the value of the counter and the number of counts per degree C (the value of the slope accumulator) at a given temperature must be known.

Internally, this calculation is done inside the DS1820 to provide 0.5°C resolution. The temperature reading is

provided in a 16-bit, sign-extended two's complement reading. Table 1 describes the exact relationship of output data to measured temperature. The data is transmitted serially over the 1-Wire interface. The DS1820 can measure temperature over the range of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ in 0.5°C increments. For Fahrenheit usage, a lookup table or conversion factor must be used.

Note that temperature is represented in the DS1820 in terms of a $1/2^{\circ}\text{C}$ LSB, yielding the following 9-bit format:

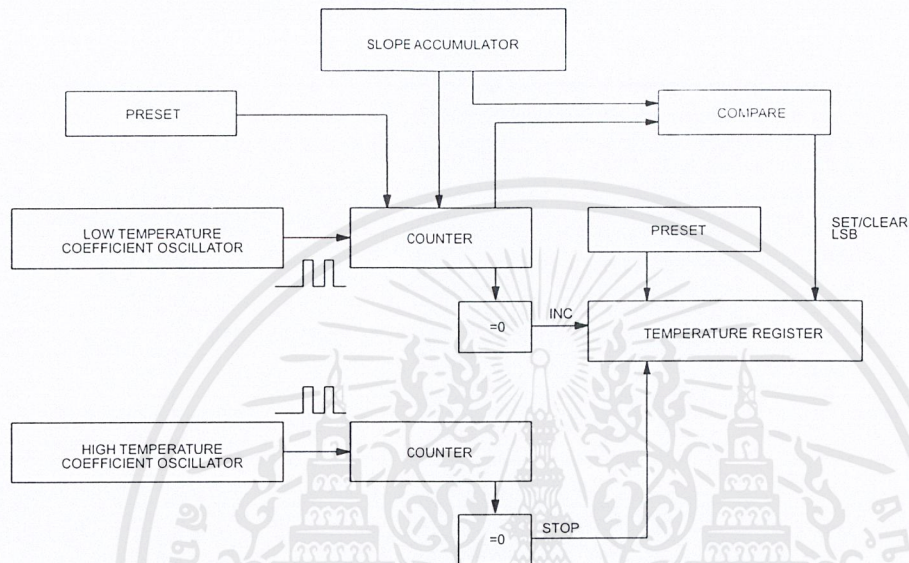


The most significant (sign) bit is duplicated into all of the bits in the upper MSB of the two-byte temperature register in memory. This "sign-extension" yields the 16-bit temperature readings as shown in Table 1.

Higher resolutions may be obtained by the following procedure. First, read the temperature, and truncate the 0.5°C bit (the LSB) from the read value. This value is TEMP_READ. The value left in the counter may then be read. This value is the count remaining (COUNT_REMAIN) after the gate period has ceased. The last value needed is the number of counts per degree C (COUNT_PER_C) at that temperature. The actual temperature may be then be calculated by the user using the following:

$$\text{TEMPERATURE} = \text{TEMP_READ} - 0.25 + \frac{(\text{COUNT_PER_C} - \text{COUNT_REMAIN})}{\text{COUNT_PER_C}}$$

TEMPERATURE MEASURING CIRCUITRY Figure 4



TEMPERATURE/DATA RELATIONSHIPS Table 1

TEMPERATURE	DIGITAL OUTPUT (Binary)	DIGITAL OUTPUT (Hex)
+125°C	00000000 11111010	00FA
+25°C	00000000 00110010	0032h
+1/2°C	00000000 00000001	0001h
+0°C	00000000 00000000	0000h
-1/2°C	11111111 11111111	FFFFh
-25°C	11111111 11001110	FFCEh
-55°C	11111111 10010010	FF92h

OPERATION – ALARM SIGNALING

After the DS1820 has performed a temperature conversion, the temperature value is compared to the trigger values stored in TH and TL. Since these registers are 8-bit only, the 0.5°C bit is ignored for comparison. The most significant bit of TH or TL directly corresponds to the sign bit of the 16-bit temperature register. If the result of a temperature measurement is higher than TH or lower than TL, an alarm flag inside the device is set.

This flag is updated with every temperature measurement. As long as the alarm flag is set, the DS1820 will respond to the alarm search command. This allows many DS1820s to be connected in parallel doing simultaneous temperature measurements. If somewhere the temperature exceeds the limits, the alarming device(s) can be identified and read immediately without having to read non-alarming devices.

64-BIT LASERED ROM

Each DS1820 contains a unique ROM code that is 64-bits long. The first eight bits are a 1-Wire family code (DS1820 code is 10h). The next 48 bits are a unique serial number. The last eight bits are a CRC of the first 56 bits. (See Figure 5.) The 64-bit ROM and ROM Function Control section allow the DS1820 to operate as a 1-Wire device and follow the 1-Wire protocol detailed in the section "1-Wire Bus System". The functions required to control sections of the DS1820 are not accessible until the ROM function protocol has been satisfied. This protocol is described in the ROM function protocol flowchart (Figure 6). The 1-Wire bus master must first provide one of five ROM function commands: 1) Read ROM, 2) Match ROM, 3) Search ROM, 4) Skip ROM, or 5) Alarm Search. After a ROM functions sequence has been successfully executed, the functions specific to the DS1820 are accessible and the bus master may then provide one of the six memory and control function commands.

CRC GENERATION

The DS1820 has an 8-bit CRC stored in the most significant byte of the 64-bit ROM. The bus master can compute a CRC value from the first 56-bits of the 64-bit ROM and compare it to the value stored within the DS1820 to determine if the ROM data has been received error-free by the bus master. The equivalent polynomial function of this CRC is:

$$\text{CRC} = X^8 + X^5 + X^4 + 1$$

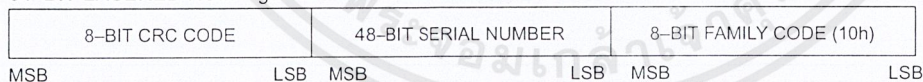
The DS1820 also generates an 8-bit CRC value using the same polynomial function shown above and pro-

vides this value to the bus master to validate the transfer of data bytes. In each case where a CRC is used for data transfer validation, the bus master must calculate a CRC value using the polynomial function given above and compare the calculated value to either the 8-bit CRC value stored in the 64-bit ROM portion of the DS1820 (for ROM reads) or the 8-bit CRC value computed within the DS1820 (which is read as a ninth byte when the scratchpad is read). The comparison of CRC values and decision to continue with an operation are determined entirely by the bus master. There is no circuitry inside the DS1820 that prevents a command sequence from proceeding if the CRC stored in or calculated by the DS1820 does not match the value generated by the bus master.

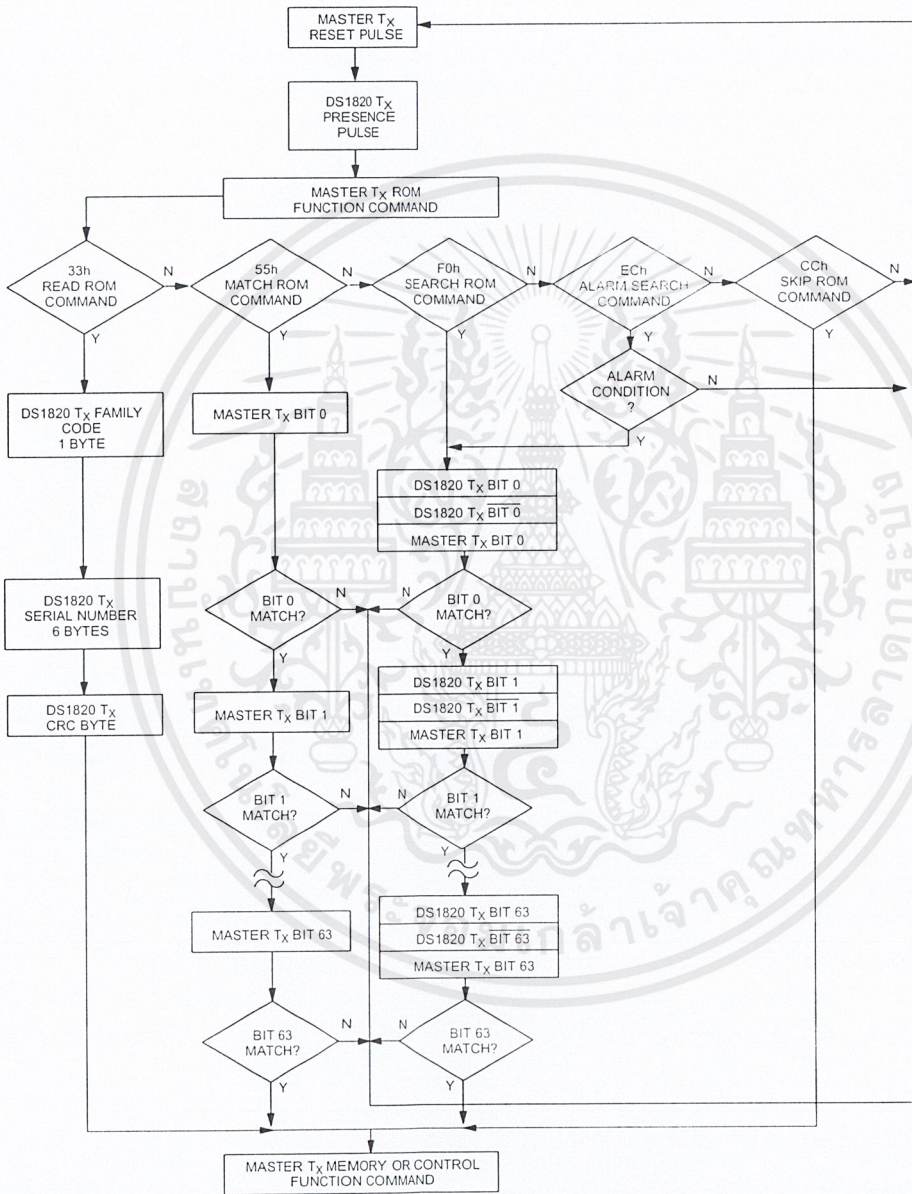
The 1-Wire CRC can be generated using a polynomial generator consisting of a shift register and XOR gates as shown in Figure 7. Additional information about the Dallas 1-Wire Cyclic Redundancy Check is available in Application Note 27 entitled "Understanding and Using Cyclic Redundancy Checks with Dallas Semiconductor Touch Memory Products".

The shift register bits are initialized to zero. Then starting with the least significant bit of the family code, one bit at a time is shifted in. After the 8th bit of the family code has been entered, then the serial number is entered. After the 48th bit of the serial number has been entered, the shift register contains the CRC value. Shifting in the eight bits of CRC should return the shift register to all zeros.

64-BIT LASERED ROM Figure 5

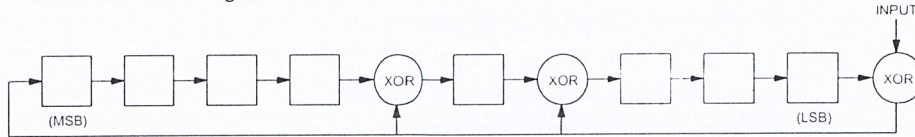


ROM FUNCTIONS FLOW CHART Figure 6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1-WIRE CRC CODE Figure 7



MEMORY

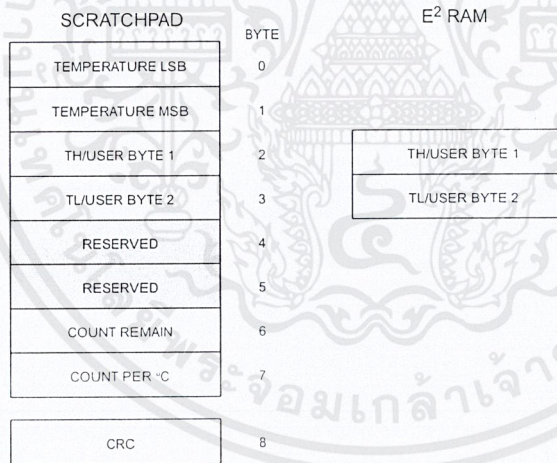
The DS1820's memory is organized as shown in Figure 8. The memory consists of a scratchpad RAM and a nonvolatile, electrically erasable (E²) RAM, which stores the high and low temperature triggers TH and TL. The scratchpad helps insure data integrity when communicating over the 1-Wire bus. Data is first written to the scratchpad where it can be read back. After the data has been verified, a copy scratchpad command will transfer the data to the nonvolatile (E²) RAM. This process insures data integrity when modifying the memory.

The scratchpad is organized as eight bytes of memory. The first two bytes contain the measured temperature

information. The third and fourth bytes are volatile copies of TH and TL and are refreshed with every power-on reset. The next two bytes are not used; upon reading back, however, they will appear as all logic 1's. The seventh and eighth bytes are count registers, which may be used in obtaining higher temperature resolution (see "Operation-measuring Temperature" section).

There is a ninth byte which may be read with a Read Scratchpad command. This byte contains a cyclic redundancy check (CRC) byte which is the CRC over all of the eight previous bytes. This CRC is implemented in the fashion described in the section titled "CRC Generation".

DS1820 MEMORY MAP Figure 8



1-WIRE BUS SYSTEM

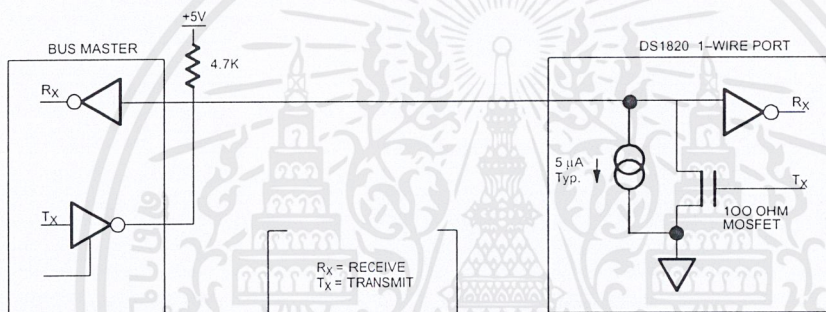
The 1-Wire bus is a system which has a single bus master and one or more slaves. The DS1820 behaves as a slave. The discussion of this bus system is broken down into three topics: hardware configuration, transaction sequence, and 1-Wire signaling (signal types and timing).

at the appropriate time. To facilitate this, each device attached to the 1-Wire bus must have open drain or 3-state outputs. The 1-Wire port of the DS1820 (I/O pin) is open drain with an internal circuit equivalent to that shown in Figure 9. A multidrop bus consists of a 1-Wire bus with multiple slaves attached. The 1-Wire bus requires a pullup resistor of approximately $5K\Omega$.

HARDWARE CONFIGURATION

The 1-Wire bus has only a single line by definition; it is important that each device on the bus be able to drive it

HARDWARE CONFIGURATION Figure 9



The idle state for the 1-Wire bus is high. If for any reason a transaction needs to be suspended, the bus **MUST** be left in the idle state if the transaction is to resume. Infinite recovery time can occur between bits so long as the 1-Wire bus is in the inactive (high) state during the recovery period. If this does not occur and the bus is left low for more than $480\ \mu\text{s}$, all components on the bus will be reset.

INITIALIZATION

All transactions on the 1-Wire bus begin with an initialization sequence. The initialization sequence consists of a reset pulse transmitted by the bus master followed by presence pulse(s) transmitted by the slave(s).

The presence pulse lets the bus master know that the DS1820 is on the bus and is ready to operate. For more details, see the "1-Wire Signaling" section.

TRANSACTION SEQUENCE

The protocol for accessing the DS1820 via the 1-Wire port is as follows:

- Initialization
- ROM Function Command
- Memory Function Command
- Transaction/Data

ROM FUNCTION COMMANDS

Once the bus master has detected a presence, it can issue one of the five ROM function commands. All ROM function commands are 8-bits long. A list of these commands follows (refer to flowchart in Figure 6):

Read ROM [33h]

This command allows the bus master to read the DS1820's 8-bit family code, unique 48-bit serial number, and 8-bit CRC. This command can only be used if there is a single DS1820 on the bus. If more than one slave is present on the bus, a data collision will occur when all slaves try to transmit at the same time (open drain will produce a wired AND result).

Match ROM [55h]

The match ROM command, followed by a 64-bit ROM sequence, allows the bus master to address a specific DS1820 on a multidrop bus. Only the DS1820 that exactly matches the 64-bit ROM sequence will respond to the following memory function command. All slaves that do not match the 64-bit ROM sequence will wait for a reset pulse. This command can be used with a single or multiple devices on the bus.

Skip ROM [CCh]

This command can save time in a single drop bus system by allowing the bus master to access the memory functions without providing the 64-bit ROM code. If more than one slave is present on the bus and a read command is issued following the Skip ROM command, data collision will occur on the bus as multiple slaves transmit simultaneously (open drain pull-downs will produce a wired AND result).

Search ROM [F0h]

When a system is initially brought up, the bus master might not know the number of devices on the 1-Wire bus or their 64-bit ROM codes. The search ROM command allows the bus master to use a process of elimination to identify the 64-bit ROM codes of all slave devices on the bus.

Alarm Search [ECh]

The flowchart of this command is identical to the Search ROM command. However, the DS1820 will respond to this command only if an alarm condition has been encountered at the last temperature measurement. An alarm condition is defined as a temperature higher than TH or lower than TL. The alarm condition remains set as long as the DS1820 is powered up, or until another temperature measurement reveals a non-alarming value. For alarming, the trigger values stored in EEPROM are taken into account. If an alarm condition exists and the TH or TL settings are changed, another temperature

conversion should be done to validate any alarm conditions.

Example of a ROM Search

The ROM search process is the repetition of a simple 3-step routine: read a bit, read the complement of the bit, then write the desired value of that bit. The bus master performs this simple, 3-step routine on each bit of the ROM. After one complete pass, the bus master knows the contents of the ROM in one device. The remaining number of devices and their ROM codes may be identified by additional passes.

The following example of the ROM search process assumes four different devices are connected to the same 1-Wire bus. The ROM data of the four devices is as shown:

ROM1	00110101...
ROM2	10101010...
ROM3	11110101...
ROM4	00010001...

The search process is as follows:

1. The bus master begins the initialization sequence by issuing a reset pulse. The slave devices respond by issuing simultaneous presence pulses.
2. The bus master will then issue the Search ROM command on the 1-Wire bus.
3. The bus master reads a bit from the 1-Wire bus. Each device will respond by placing the value of the first bit of their respective ROM data onto the 1-Wire bus. ROM1 and ROM4 will place a 0 onto the 1-Wire bus, i.e., pull it low. ROM2 and ROM3 will place a 1 onto the 1-Wire bus by allowing the line to stay high. The result is the logical AND of all devices on the line, therefore the bus master sees a 0. The bus master reads another bit. Since the Search ROM data command is being executed, all of the devices on the 1-Wire bus respond to this second read by placing the complement of the first bit of their respective ROM data onto the 1-Wire bus. ROM1 and ROM4 will place a 1 onto the 1-Wire, allowing the line to stay high. ROM2 and ROM3 will place a 0 onto the 1-Wire, thus it will be pulled low. The bus master again observes a 0 for the complement of the first ROM data bit. The bus master has determined that there are some devices on the 1-Wire bus that have a 0 in the first position and others that have a 1.

The data obtained from the two reads of the 3-step routine have the following interpretations:

- 00 There are still devices attached which have conflicting bits in this position.
 - 01 All devices still coupled have a 0-bit in this bit position.
 - 10 All devices still coupled have a 1-bit in this bit position.
 - 11 There are no devices attached to the 1-Wire bus.
4. The bus master writes a 0. This deselects ROM2 and ROM3 for the remainder of this search pass, leaving only ROM1 and ROM4 connected to the 1-Wire bus.
 5. The bus master performs two more reads and receives a 0-bit followed by a 1-bit. This indicates that all devices still coupled to the bus have 0's as their second ROM data bit.
 6. The bus master then writes a 0 to keep both ROM1 and ROM4 coupled.
 7. The bus master executes two reads and receives two 0-bits. This indicates that both 1-bits and 0-bits exist as the third bit of the ROM data of the attached devices.
 8. The bus master writes a 0-bit. This deselects ROM1 leaving ROM4 as the only device still connected.
 9. The bus master reads the remainder of the ROM bits for ROM4 and continues to access the part if desired. This completes the first pass and uniquely identifies one part on the 1-Wire bus.
 10. The bus master starts a new ROM search sequence by repeating steps 1 through 7.
 11. The bus master writes a 1-bit. This decouples ROM4, leaving only ROM1 still coupled.
 12. The bus master reads the remainder of the ROM bits for ROM1 and communicates to the underlying logic if desired. This completes the second ROM search pass, in which another of the ROMs was found.
 13. The bus master starts a new ROM search by repeating steps 1 through 3.
 14. The bus master writes a 1-bit. This deselects ROM1 and ROM4 for the remainder of this search pass, leaving only ROM2 and ROM3 coupled to the system.
 15. The bus master executes two read time slots and receives two zeros.
 16. The bus master writes a 0-bit. This decouples ROM3, and leaving only ROM2.
 17. The bus master reads the remainder of the ROM bits for ROM2 and communicates to the underlying logic if desired. This completes the third ROM search pass, in which another of the ROMs was found.
 18. The bus master starts a new ROM search by repeating steps 13 through 15.
 19. The bus master writes a 1-bit. This decouples ROM2, leaving only ROM3.
 20. The bus master reads the remainder of the ROM bits for ROM3 and communicates to the underlying logic if desired. This completes the fourth ROM search pass, in which another of the ROMs was found.

Note the following:

The bus master learns the unique ID number (ROM data pattern) of one 1-Wire device on each ROM Search operation. The time required to derive the part's unique ROM code is:

$$960 \mu\text{s} + (8 + 3 \times 64) 61 \mu\text{s} = 13.16 \text{ ms}$$

The bus master is therefore capable of identifying 75 different 1-Wire devices per second.

I/O SIGNALING

The DS1820 requires strict protocols to insure data integrity. The protocol consists of several types of signaling on one line: reset pulse, presence pulse, write 0, write 1, read 0, and read 1. All of these signals, with the exception of the presence pulse, are initiated by the bus master.

The initialization sequence required to begin any communication with the DS1820 is shown in Figure 11. A reset pulse followed by a presence pulse indicates the DS1820 is ready to send or receive data given the correct ROM command and memory function command.

The bus master transmits (TX) a reset pulse (a low signal for a minimum of 480 μs). The bus master then releases the line and goes into a receive mode (RX). The 1-Wire bus is pulled to a high state via the 5K pull-up resistor. After detecting the rising edge on the

I/O pin, the DS1820 waits 15–60 μs and then transmits the presence pulse (a low signal for 60–240 μs).

MEMORY COMMAND FUNCTIONS

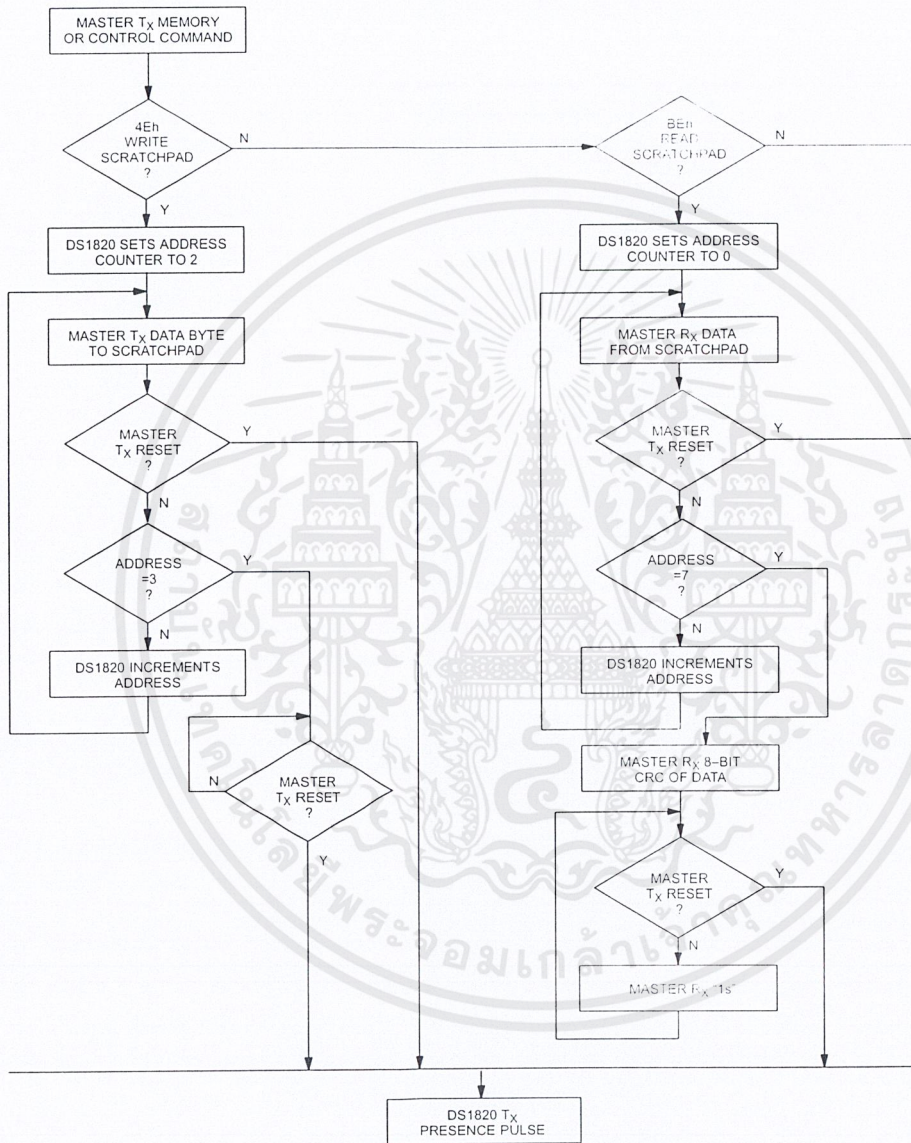
The following command protocols are summarized in Table 2, and by the flowchart of Figure 10.

Write Scratchpad [4Eh]

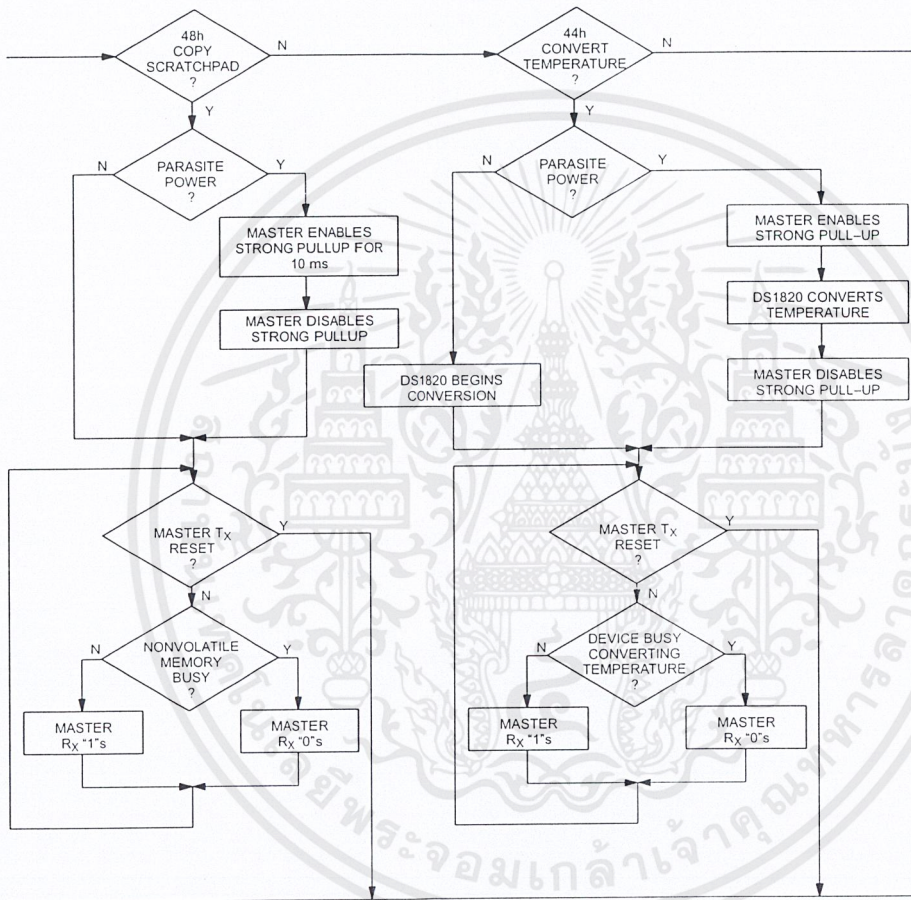
This command writes to the scratchpad of the DS1820, starting at address 2. The next two bytes written will be saved in scratchpad memory, at address locations 2 and 3. Writing may be terminated at any point by issuing a reset.



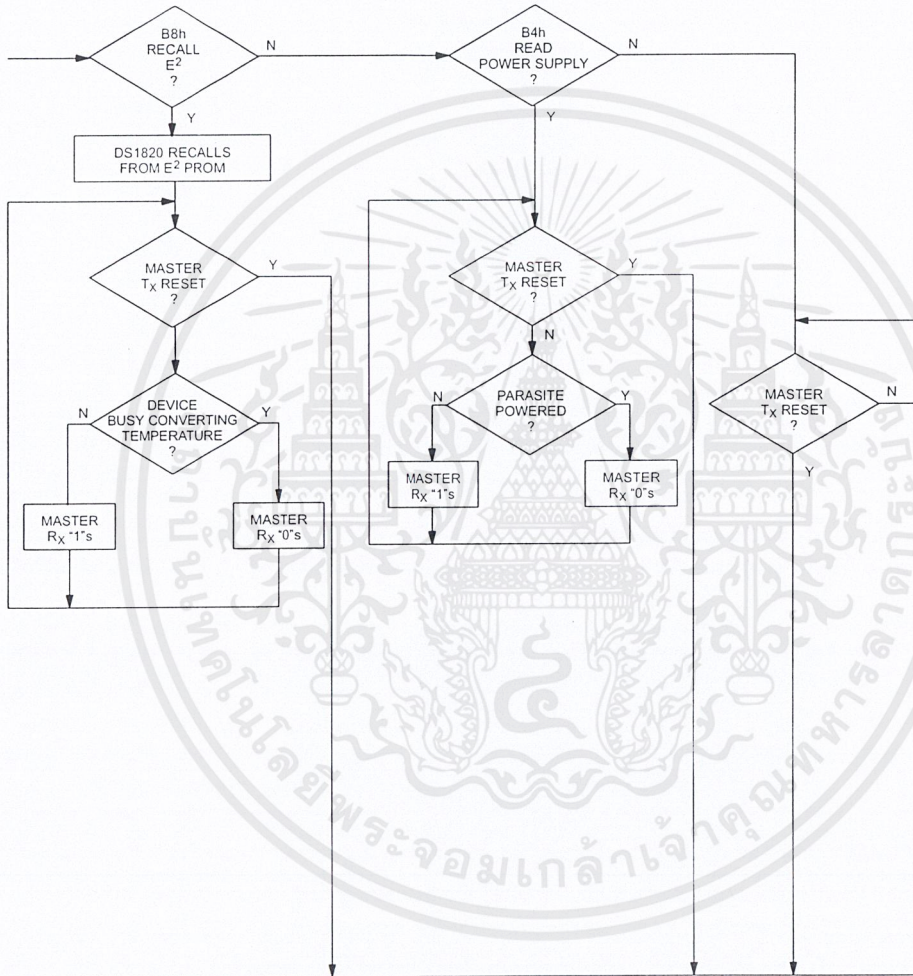
MEMORY FUNCTIONS FLOW CHART Figure 10



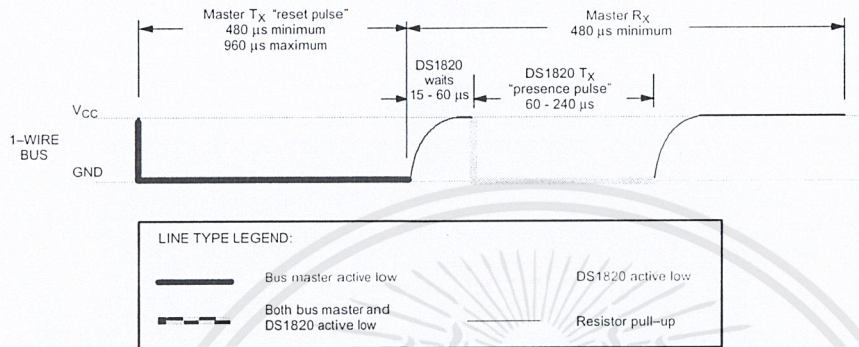
MEMORY FUNCTIONS FLOW CHART Figure 10 (cont'd)



MEMORY FUNCTIONS FLOW CHART Figure 10 (cont'd)



INITIALIZATION PROCEDURE "RESET AND PRESENCE PULSES" Figure 11



DS1820 COMMAND SET Table 2

INSTRUCTION	DESCRIPTION	PROTOCOL	1-WIRE BUS AFTER ISSUING PROTOCOL	NOTES
TEMPERATURE CONVERSION COMMANDS				
Convert T	Initiates temperature conversion.	44h	<read temperature busy status>	1
MEMORY COMMANDS				
Read Scratchpad	Reads bytes from scratchpad and reads CRC byte.	BEh	<read data up to 9 bytes>	
Write Scratchpad	Writes bytes into scratchpad at addresses 2 and 3 (TH and TL temperature triggers).	4Eh	<write data into 2 bytes at addr. 2 and addr. 3>	
Copy Scratchpad	Copies scratchpad into nonvolatile memory (addresses 2 and 3 only).	48h	<read copy status>	2
Recall E ²	Recalls values stored in nonvolatile memory into scratchpad (temperature triggers).	B8h	<read temperature busy status>	
Read Power Supply	Signals the mode of DS1820 power supply to the master.	B4h	<read supply status>	

NOTES:

- Temperature conversion takes up to 500 ms. After receiving the Convert T protocol, if the part does not receive power from the V_{DD} pin, the I/O line for the DS1820 must be held high for at least 500 ms to provide power during the conversion process. As such, no other activity may take place on the 1-Wire bus for at least this period after a Convert T command has been issued.
- After receiving the Copy Scratchpad protocol, if the part does not receive power from the V_{DD} pin, the I/O line for the DS1820 must be held high for at least 10 ms to provide power during the copy process. As such, no other activity may take place on the 1-Wire bus for at least this period after a Copy Scratchpad command has been issued.

Read Scratchpad [BEh]

This command reads the contents of the scratchpad. Reading will commence at byte 0, and will continue through the scratchpad until the 9th (byte-8, CRC) byte is read. If not all locations are to be read, the master may issue a reset to terminate reading at any time.

Copy Scratchpad [48h]

This command copies the scratchpad into the E² memory of the DS1820, storing the temperature trigger bytes in nonvolatile memory. If the bus master issues read time slots following this command, the DS1820 will output "0" on the bus as long as it is busy copying the scratchpad to E²; it will return a "1" when the copy process is complete. If parasite powered, the bus master has to enable a strong pull-up for at least 10 ms immediately after issuing this command.

Convert T [44h]

This command begins a temperature conversion. No further data is required. The temperature conversion will be performed and then the DS1820 will remain idle. If the bus master issues read time slots following this command, the DS1820 will output "0" on the bus as long as it is busy making a temperature conversion; it will return a "1" when the temperature conversion is complete. If parasite powered, the bus master has to enable a strong pullup for 500 ms immediately after issuing this command.

Recall E2 [B8h]

This command recalls the temperature trigger values stored in E² to the scratchpad. This recall operation happens automatically upon power-up to the DS1820 as well, so valid data is available in the scratchpad as soon as the device has power applied. With every read data time slot issued after this command has been sent, the device will output its temperature converter busy flag "0"=busy, "1"=ready.

Read Power Supply [B4h]

With every read data time slot issued after this command has been sent to the DS1820, the device will signal its power mode: "0"=parasite power, "1"=external power supply provided.

READ/WRITE TIME SLOTS

DS1820 data is read and written through the use of time slots to manipulate bits and a command word to specify the transaction.

Write Time Slots

A write time slot is initiated when the host pulls the data line from a high logic level to a low logic level. There are two types of write time slots: Write One time slots and Write Zero time slots. All write time slots must be a minimum of 60 μ s in duration with a minimum of a one μ s recovery time between individual write cycles.

The DS1820 samples the I/O line in a window of 15 μ s to 60 μ s after the I/O line falls. If the line is high, a Write One occurs. If the line is low, a Write Zero occurs (see Figure 12).

For the host to generate a Write One time slot, the data line must be pulled to a logic low level and then released, allowing the data line to pull up to a high level within 15 μ s after the start of the write time slot.

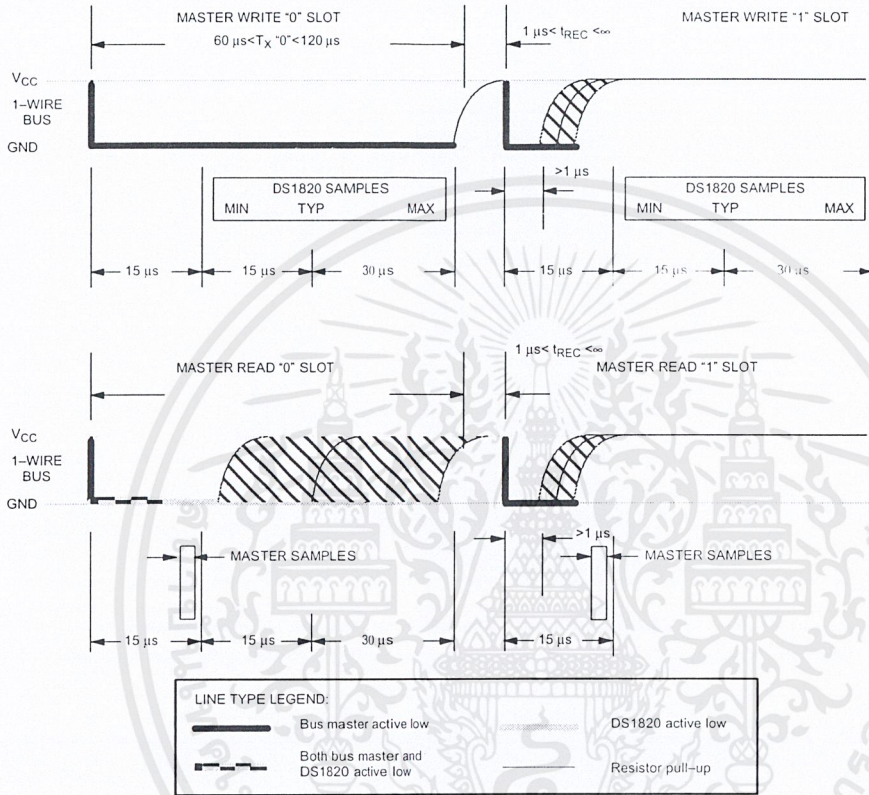
For the host to generate a Write Zero time slot, the data line must be pulled to a logic low level and remain low for 60 μ s.

Read Time Slots

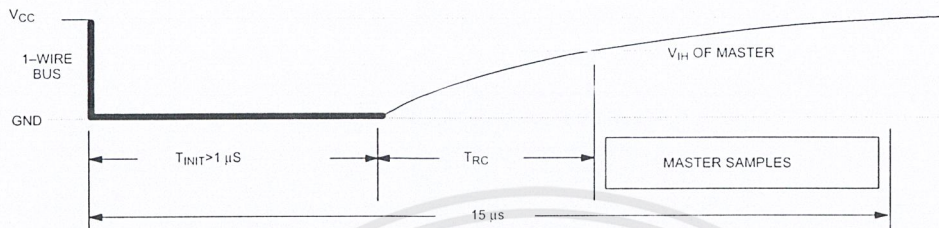
The host generates read time slots when data is to be read from the DS1820. A read time slot is initiated when the host pulls the data line from a logic high level to logic low level. The data line must remain at a low logic level for a minimum of one μ s; output data from the DS1820 is valid for 15 μ s after the falling edge of the read time slot. The host therefore must stop driving the I/O pin low in order to read its state 15 μ s from the start of the read slot (see Figure 12). By the end of the read time slot, the I/O pin will pull back high via the external pull-up resistor. All read time slots must be a minimum of 60 μ s in duration with a minimum of a one μ s recovery time between individual read slots.

Figure 13 shows that the sum of T_{INIT} , T_{RC} , and T_{SAMPLE} must be less than 15 μ s. Figure 14 shows that system timing margin is maximized by keeping T_{INIT} and T_{RC} as small as possible and by locating the master sample time towards the end of the 15 μ s period.

READ/WRITE TIMING DIAGRAM Figure 12



DETAILED MASTER READ "1" TIMING Figure 13



RECOMMENDED MASTER READ "1" TIMING Figure 14



LINE TYPE LEGEND:	
	Bus master active low
	DS1820 active low
	Both bus master and DS1820 active low
	Resistor pull-up

Related Application Notes

The following Application Notes can be applied to the DS1820. These notes can be obtained from the Dallas

Semiconductor "Application Note Book", via our website at <http://www.dalsemi.com/>, or through our faxback service at (214) 450-0441.

Application Note 27: "Understanding and Using Cyclic Redundancy Checks with Dallas Semiconductor Touch Memory Product"

Application Note 55: "Extending the Contact Range of Touch Memories"

Application Note 74: "Reading and Writing Touch Memories via Serial Interfaces"

Application Note 104: "Minimalist Temperature Control Demo"

Application Note 105: "High Resolution Temperature Measurement with Dallas Direct-to-Direct Temperature Sensors"

Application Note 106: "Complex MicroLANs"

Application Note 108: "MicroLAN – In the Long Run"

Sample 1-Wire subroutines that can be used in conjunction with AN74 can be downloaded from the website or our Anonymous FTP Site.

MEMORY FUNCTION EXAMPLE Table 3

Example: Bus Master initiates temperature conversion, then reads temperature (parasite power assumed).

MASTER MODE	DATA (LSB FIRST)	COMMENTS
TX	Reset	Reset pulse (480–960 μ s).
RX	Presence	Presence pulse.
TX	55h	Issue "Match ROM" command.
TX	<64-bit ROM code>	Issue address for DS1820.
TX	44h	Issue "Convert T" command.
TX	<I/O LINE HIGH>	I/O line is held high for at least 500 ms by bus master to allow conversion to complete.
TX	Reset	Reset pulse.
RX	Presence	Presence pulse.
TX	55h	Issue "Match ROM" command.
TX	<64-bit ROM code>	Issue address for DS1820.
TX	BEh	Issue "Read Scratchpad" command.
RX	<9 data bytes>	Read entire scratchpad plus CRC; the master now recalculates the CRC of the eight data bytes received from the scratchpad, compares the CRC calculated and the CRC read. If they match, the master continues; if not, this read operation is repeated.
TX	Reset	Reset Pulse.
RX	Presence	Presence pulse, done.

MEMORY FUNCTION EXAMPLE Table 4

Example: Bus Master writes memory (parasite power and only one DS1820 assumed).

MASTER MODE	DATA (LSB FIRST)	COMMENTS
TX	Reset	Reset pulse.
RX	Presence	Presence pulse.
TX	CCh	Skip ROM command.
TX	4Eh	Write Scratchpad command.
TX	<2 data bytes>	Writes two bytes to scratchpad (TH and TL).
TX	Reset	Reset pulse.
RX	Presence	Presence pulse.
TX	CCh	Skip ROM command.
TX	BEh	Read Scratchpad command.
RX	<9 data bytes>	Read entire scratchpad plus CRC. The master now recalculates the CRC of the eight data bytes received from the scratchpad, compares the CRC and the two other bytes read back from the scratchpad. If data match, the master continues; if not, repeat the sequence.
TX	Reset	Reset pulse.
RX	Presence	Presence pulse.
TX	CCh	Skip ROM command.
TX	48h	Copy Scratchpad command; after issuing this command, the master must wait 6 ms for copy operation to complete.
TX	Reset	Reset pulse.
RX	Presence	Presence pulse, done.

MEMORY FUNCTION EXAMPLE Table 5

Example: Temperature conversion and interpolation (external power supply and only one DS1820 assumed).

MASTER MODE	DATA (LSB FIRST)	COMMENTS
TX	Reset	Reset pulse.
TR	Presence	Presence pulse.
TX	CCh	Skip ROM command.
TX	44h	Convert T command.
RX	<1 data byte>	Read busy flag eight times. The master continues reading one byte (or bit) after another until the data is FFh (all bits 1).
TX	Reset	Reset pulse.
RX	Presence	Presence pulse.
TX	CCh	Skip ROM command.
TX	BEh	Read Scratchpad command.
RX	<9 data bytes>	Read entire scratchpad plus CRC. The master now recalculates the CRC of the eight data bytes received from the scratchpad and compares both CRCs. If the CRCs match, the data is valid. The master saves the temperature value and stores the contents of the count register and count per °C register as COUNT_REMAIN and COUNT_PER_C, respectively.
TX	Reset	Reset pulse.
RX	Presence	Presence pulse, done.
-	-	CPU calculates temperature as described in the data sheet for higher resolution.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS*

Voltage on Any Pin Relative to Ground	-0.5V to +7.0V
Operating Temperature	-55°C to +125°C
Storage Temperature	-55°C to +125°C
Soldering Temperature	260°C for 10 seconds

- * This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods of time may affect reliability.

RECOMMENDED DC OPERATING CONDITIONS

PARAMETER	SYMBOL	CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNITS	NOTES
Supply Voltage	V_{DD}	I/O Functions	2.8	5.0	5.5	V	1, 2
		$\pm 1/2^\circ\text{C}$ Accurate Temperature Conversions	4.3		5.5		
Data Pin	I/O		-0.5		+5.5	V	2
Logic 1	V_{IH}		2.0		$V_{CC}+0.3$	V	2, 3
Logic 0	V_{IL}		-0.3		+0.8	V	2, 4

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS(-55°C to +125°C; $V_{DD}=3.6\text{V}$ to 5.5V)

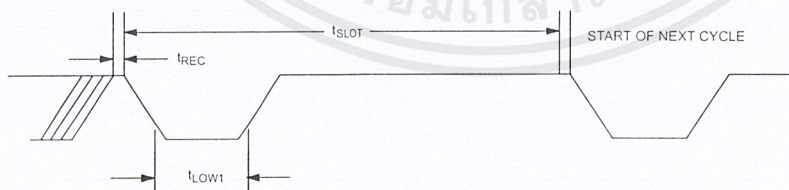
PARAMETER	SYMBOL	CONDITION	MIN	TYP	MAX	UNITS	NOTES
Thermometer Error	t_{ERR}	-0°C to +70°C			$\pm 1/2$	°C	1, 9, 10
		-55°C to 0°C and +70°C to +125°C			See Typical Curve		
Input Logic High	V_{IH}		2.2		5.5	V	2, 3
Input Logic Low	V_{IL}		-0.3		+0.8	V	2, 4
Sink Current	I_L	$V_{I/O}=0.4\text{V}$	-4.0			mA	2
Standby Current	I_Q			200	350	nA	8
Active Current	I_{DD}			1	1.5	mA	5, 6
Input Load Current	I_L			5		μA	7

AC ELECTRICAL CHARACTERISTICS:(-55°C to +125°C; $V_{DD}=3.6V$ to 5.5V)

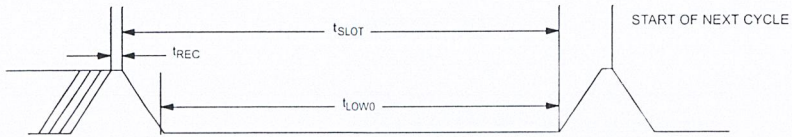
PARAMETER	SYMBOL	MIN	TYP	MAX	UNITS	NOTES
Temperature Conversion Time	t_{CONV}		200	500	ms	
Time Slot	t_{SLOT}	60		120	μs	
Recovery Time	t_{REC}	1			μs	
Write 0 Low Time	t_{LOW0}	60		120	μs	
Write 1 Low Time	t_{LOW1}	1		15	μs	
Read Data Valid	t_{RDV}			15	μs	
Reset Time High	t_{RSTH}	480			μs	
Reset Time Low	t_{RSTL}	480		4800	μs	
Presence Detect High	t_{PDHIGH}	15		60	μs	
Presence Detect Low	t_{PDLOW}	60		240	μs	
Capacitance	$C_{IN/OUT}$			25	pF	

NOTES:

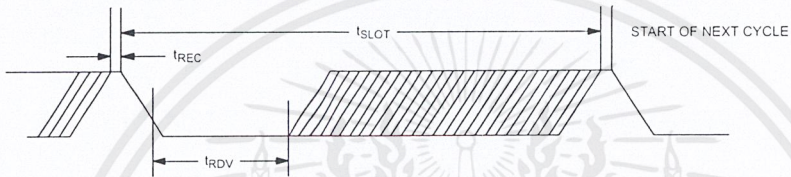
- Temperature conversion will work with $\pm 2^\circ C$ accuracy down to $V_{DD} = 3.4$ volts.
- All voltages are referenced to ground.
- Logic one voltages are specified at a source current of 1 mA.
- Logic zero voltages are specified at a sink current of 4 mA.
- I_{DD} specified with V_{CC} at 5.0 volts.
- Active current refers to either temperature conversion or writing to the E^2 memory. Writing to E^2 memory consumes approximately 200 μA for up to 10 ms.
- Input load is to ground.
- Standby current specified up to 70°C. Standby current typically is 5 μA at 125°C.
- See Typical Curve for specification limits outside the 0°C to 70°C range. Thermometer error reflects sensor accuracy as tested during calibration.
- Typical accuracy curve valid for $4.3V \leq V_{DD} \leq 5.5V$.

1-WIRE WRITE ONE TIME SLOT

1-WIRE WRITE ZERO TIME SLOT



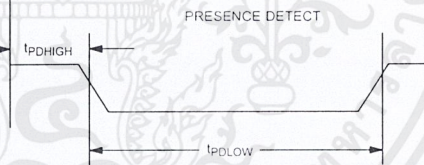
1-WIRE READ ZERO TIME SLOT



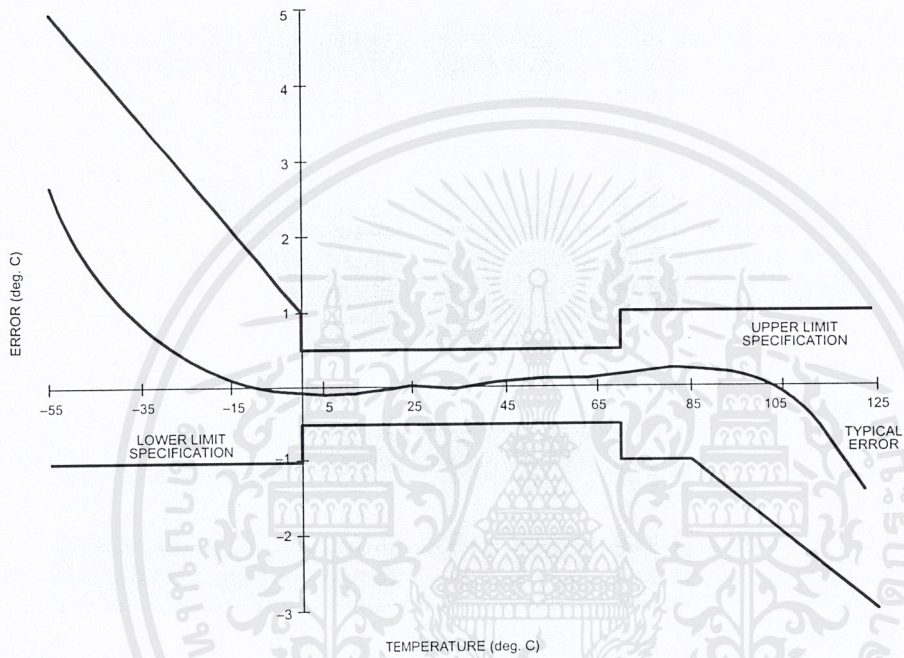
1-WIRE RESET PULSE



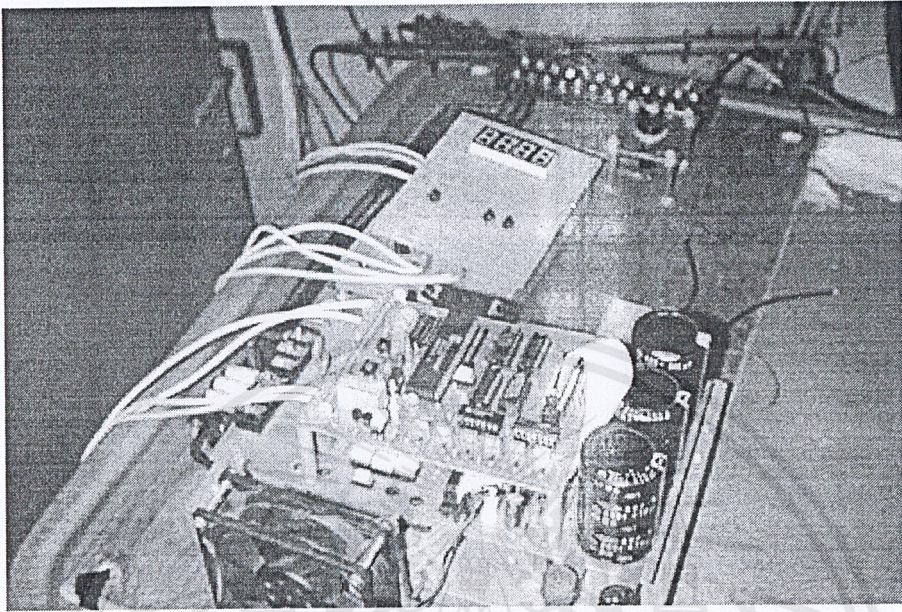
1-WIRE PRESENCE DETECT



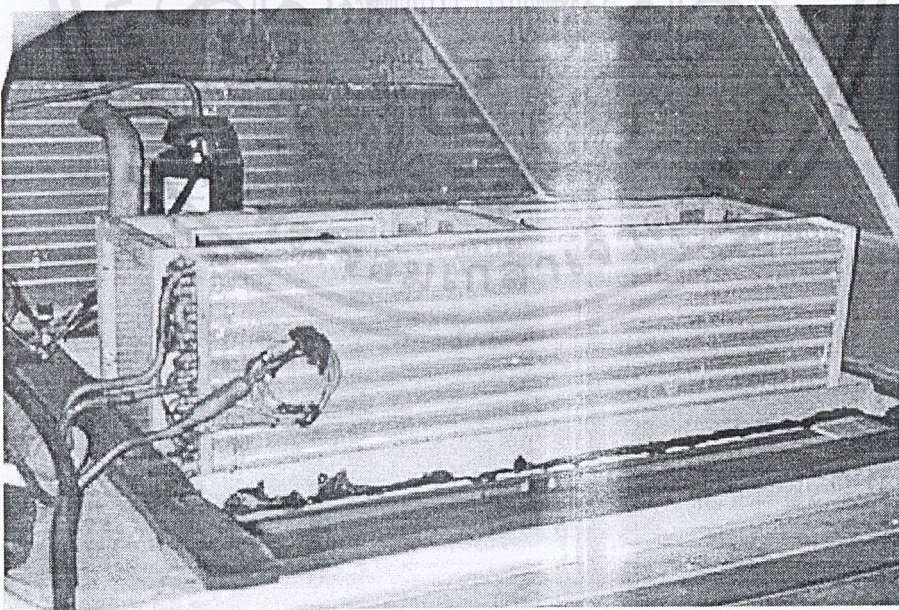
TYPICAL PERFORMANCE CURVE

DS1820 DIGITAL THERMOMETER AND THERMOSTAT
TEMPERATURE READING ERROR

รูปชิ้นงานเครื่องปรับอากาศโดยใช้อินเวอร์เตอร์



ชิ้นงานอินเวอร์เตอร์



เครื่องปรับอากาศที่ใช้ในการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้