

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องทำน้ำอุ่นเหนียวหน้าความถี่สูง

INDUCTION SHOWER

นาย วัชรพงศ์ คันธบุตร
นาย ศักดิ์กรินทร์ เหลืองเอี่ยม
นาย ชูชีพ คิวเจริญ
นาย มลเทียร ธรรมมา

26/5
๑๖๖๔๓
๒๕๔๘

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....**62413**
วัน,เดือน,ปี.....**17 ส.ค. 2549**

116 2324x
b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2548

ปีการศึกษา 2548

เครื่องทำน้ำอุ่นเหนียวนำความถี่สูง

INDUCTION SHOWER



อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

อ. ชัยทัต มณีอินทร์

ปริญญาโทปีการศึกษา 2548

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องทำน้ำอุ่นเหนี่ยวนำความถี่สูง

ผู้จัดทำ

- | | |
|----------------------|--------------|
| 1. นาย วัชรพงศ์ | คันธบุตร |
| 2. นาย ศักดิ์กรินทร์ | เหลืองเอี่ยม |
| 3. นาย ชูชีพ | คิ้วเจริญ |
| 4. นาย มลเทียร | ธรรมา |

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

.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ ชัยทัต มณีอินทร์)

เครื่องทำน้ำอุ่นเหนียวนำความถี่สูง

นาย วัชรพงศ์	คันธบุตร
นาย ศักดิ์กรินทร์	เหลื่องเอี่ยม
นาย ชูชีพ	คิวเจริญ
นาย มลเชียร	ธรรมา
รศ.ดร.วิจิตร	กิมเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา
อ. ชัยทัต	มณีอินทร์ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2548

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการนำเสนอการออกแบบและสร้างเครื่องทำน้ำอุ่นเหนียวนำที่อาศัยการเหนียวนำความถี่สูง เพื่อนำไปใช้ในครัวเรือน โดยออกแบบให้มีประสิทธิภาพสูง ประหยัดพลังงาน โดยมีกำลังไฟฟ้าขาเข้าประมาณ 3.5 kW โครงการนี้เป็นการประยุกต์ใช้งานเรื่องการถ่ายเทความร้อนโดยใช้หลักการรีโซแนนซ์ซึ่งจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC18F458 สร้างสัญญาณความถี่ 25-40 KHZ จ่ายให้วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ โดยมี IGBT เป็นอุปกรณ์สวิตช์เพื่อควบคุมอุณหภูมิของน้ำตั้งแต่ 32-48 องศาเซลเซียส โดยใช้หลักการควบคุมความถี่

INDUCTION SHOWER

Watcharapong Kanthabut

Sakarin Hluangaim

Monthian Thumma

Choocheep Kigjarong

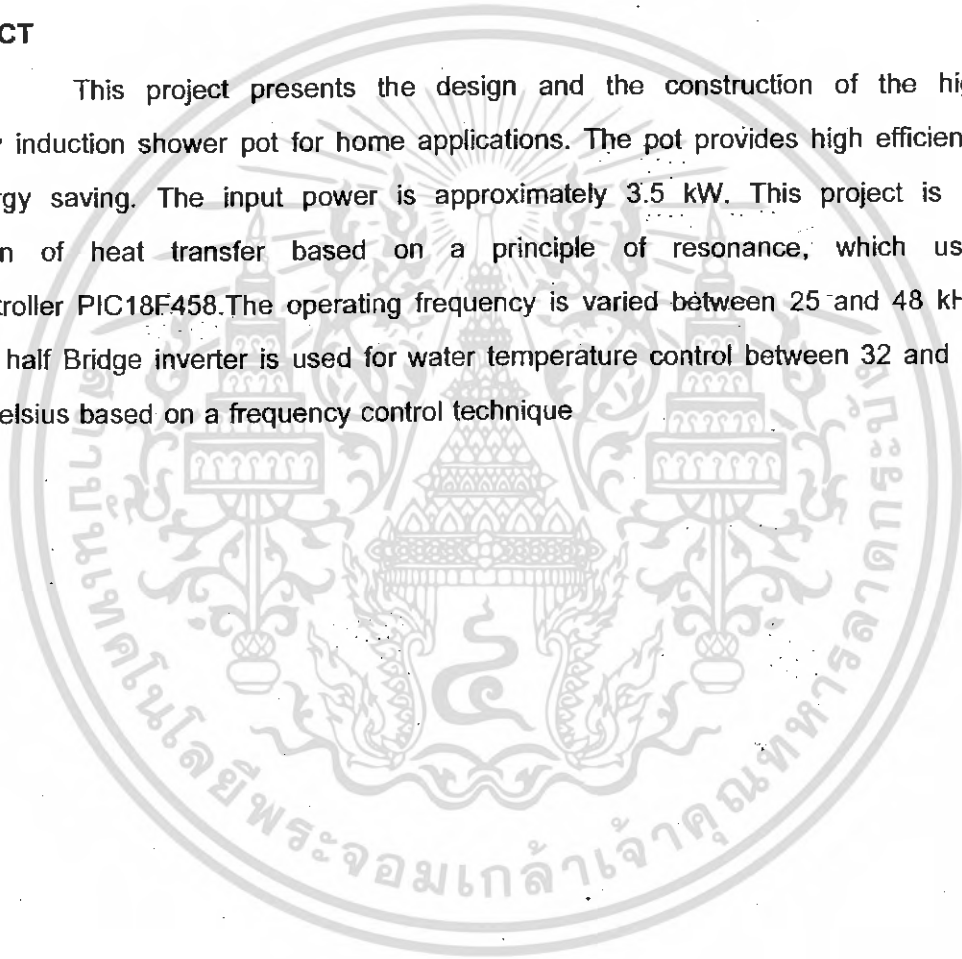
Assoc.Prof.Dr.Vijit Kinnares

Mr.Chaitouch Manee-in

2005

ABSTRACT

This project presents the design and the construction of the high frequency induction shower pot for home applications. The pot provides high efficiency and energy saving. The input power is approximately 3.5 kW. This project is an application of heat transfer based on a principle of resonance, which uses microcontroller PIC18F458. The operating frequency is varied between 25 and 48 kHz. An IGBT half Bridge inverter is used for water temperature control between 32 and 48 degree Celsius based on a frequency control technique



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาเกี่ยวกับการ
ดำเนินการศึกษาและวิจัยจาก ผศ.ดร. วิจิตร กิณเรศ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาบัตร ผู้วิจัย
รู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณพี่ทัต ที่ให้ความช่วยเหลือให้คำแนะนำในทุกๆ ด้านของการทำโครงการและ
ช่วยปรับปรุงแก้ไขอุปกรณ์ ขอบขอบคุณพี่เบิร์ต ที่ให้การแนะนำที่ติการทำงาน พี่แก้ว และพี่ตัวเล็กที่
ให้ยืมอุปกรณ์เครื่องใช้เครื่องมือ พี่เอส พี่มิลล์ พี่หนู่ย พี่แจ็ก และพี่ ๆ ป. โททุกๆ ท่านที่ให้คำแนะนำ
ตลอดจนอุปกรณ์เครื่องมือเครื่องใช้อื่นๆ ตลอดจนเพื่อน ๆ พี่ ๆ ทุกคนที่ได้ช่วยเหลือทั้งร่างกาย
และแรงใจจนโครงการนี้สำเร็จไปได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณ บิดา มารดา ที่เป็นผู้สนับสนุนและให้กำลังใจตั้งแต่เริ่มต้นจน
สำเร็จสมความตั้งใจ

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากปริญญาบัตรฉบับนี้ ผู้จัดทำขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุก
ท่าน



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	I
ABSTRACT.....	II
สารบัญรูป.....	III
สารบัญตาราง.....	VI
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 วัตถุประสงค์ของการวิจัย.....	3
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย.....	3
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	4
1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	5
2.1 บทนำ.....	5
2.2 พื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	5
2.3 หลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน.....	11
2.3.1 โหลดเรโซแนนท์.....	11
2.3.2 อินเวอร์เตอร์.....	14
2.3.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์.....	15
ชนิดอนุกรม	
บทที่ 3 การออกแบบและสร้างเครื่องทำน้ำอุ่น.....	20
3.1. บทนำ.....	20
3.2 โครงสร้างของวงจรของเครื่องทำน้ำอุ่นแบบเหนี่ยวนำ.....	20
3.3 การออกแบบและสร้างวงจรกำลัง.....	22
3.3.1 วงจรเรียงกระแส (Rectifier).....	22
3.3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter Part).....	29
3.3.3 วงจรโหลดเรโซแนนซ์.....	32
3.3.4 วงจร EMI Filter.....	34
3.4 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุม.....	37
3.4.1 การออกแบบและสร้างวงจรตรวจจับกระแสอินพุต.....	38
3.4.2 การออกแบบและสร้างวงจรตรวจจับแรงดันอินพุต.....	42
3.4.3 การออกแบบและสร้างวงจรตรวจจับอุณหภูมิสำหรับการป้อนกลับ.....	45
3.4.4 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุมแบบ พี ไอ (PI - Controller).....	49

3.4.5	การออกแบบและสร้างวงจรขับไอจีบีที.....	54
3.4.6	การออกแบบและสร้างวงจรขับรีเลย์.....	58
3.4.7	การออกแบบและสร้างวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์, รีบค่า และ.....	60
	แสดงผล	
3.5	การออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร.....	82
3.5.1	วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงไมโครคอนโทรลเลอร์ และอื่น ๆ.....	82
3.5.2	วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรขับ.....	84
3.5.3	วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรรีเลย์และพัดลม.....	85
3.6	การออกแบบโครงสร้างของเครื่องทำน้ำอุ่น.....	87
บทที่ 4	การทดสอบและผลการทดสอบ.....	91
4.1	บทนำ.....	91
4.2	การทดสอบสำหรับภาระที่เป็นรูปทรงสี่เหลี่ยม.....	91
4.3	การตรวจสอบค่าอุณหภูมิของน้ำ.....	91
4.4	การทดสอบเพื่อปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจร.....	91
4.5	วิเคราะห์ผลการทดลองจากการสร้าง เพื่อหาค่าที่เหมาะสมที่สุด.....	93
4.6	การตรวจสอบรูปคลื่นการทำงานของกระแส และแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุต.	93
4.7	การตรวจสอบรูปคลื่นการทำงานของกระแส และแรงดันไฟฟ้าในส่วนต่างๆ.....	94
	ทางด้านเอาต์พุต	
4.8	สรุป.....	101
บทที่ 5	บทวิจารณ์และสรุป.....	101
5.1	จุดเด่นของโครงการ.....	101
5.2	ปัญหาที่พบและข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนา.....	101
5.3	ประโยชน์ที่ได้รับ.....	102

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1	หลักการให้ความร้อนของเครื่องทำน้ำอุ่นเหนี่ยวนำความถี่สูง.....5
2.2	วงจรเทียบเท่าของขดลวดเหนี่ยวนำกับอุปกรณ์บรรจุ..... 6
2.3	อิมพีแดนซ์เทียบเท่าของขดลวดเหนี่ยวนำกับอุปกรณ์บรรจุ..... 6
2.4	ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางของผิวของอุปกรณ์บรรจุ.....9
2.5	เส้นกราฟแสดงการหาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของอุปกรณ์บรรจุ..... 10
2.6	บล็อกไดอะแกรมของเครื่องทำน้ำอุ่นเหนี่ยวนำความถี่สูง..... 11
2.7	วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดฟูลบริดจ์และชนิดฮาล์ฟบริดจ์.....14
2.8	คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์และชนิดฮาล์ฟบริดจ์..... 15
2.9	รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิตซ์ต่าง ๆ.....15
2.10	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความถี่สวิตซ์ต่าง ๆ..... 16
2.11	รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่าง ๆ..... 17
2.12	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่าง ๆ.....18
2.13	รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่าง ๆ.....19
2.14	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่าง ๆ.....19
3.1	วงจรกำลังและวงจรควบคุมของเครื่องทำน้ำอุ่นแบบเหนี่ยวนำ.....20
3.2	ชนิดของวงจรเรียงกระแสชนิด 1 เฟส.....22
3.3	วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นเมื่อไม่ใส่ตัวเก็บประจุเพื่อกรองแรงดันเอาต์พุต..... 24
3.4	วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นเมื่อใส่ตัวเก็บประจุเพื่อกรองแรงดันเอาต์พุต..... 24
3.5	วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น และรูปคลื่นกระแส แรงดันในการวิเคราะห์หลัก..... 25
	การทำงาน
3.6	วงจรเรียงกระแสที่ใช้สำหรับโครงการนี้.....27
3.7	ลักษณะของไดโอดกำลังที่ใช้ในโครงการ.....28
3.8	วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดกึ่งบริดจ์..... 29
3.9	ลักษณะโมดูลไอจีบีทีและกล่องน้ำระบายความร้อน..... 31
3.10	สัญญาณขั้วเกท S_1 และ S_2 ที่มีการเดดไทม์ (Dead Time).....31
3.11	วงจรเรโซแนนซ์และโหลดของเครื่องทำน้ำอุ่น..... 32
3.12	ลักษณะการต่อ LC ฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวน..... 34
3.13	ลักษณะการทำงานของวงจร..... 37
3.14	บล็อกไดอะแกรมและวงจรใช้งานจริงของวงจรตรวจจับกระแสอินพุต.....38
3.15	บล็อกไดอะแกรมและวงจรใช้งานจริงของวงจรตรวจจับแรงดันอินพุต..... 43
3.16	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_c และ I_f ของออปโตได (4N25).....44
3.17	วงจรตรวจจับอุณหภูมิของน้ำ..... 45

3.18	บล็อกไดโอดแกรมและวงจรถูกใช้งานจริงของวงจรวางจรวควบคุมแบบ พี ไอ.....	49
3.19	วงจรถูกควบคุมแบบพีไอ.....	52
3.20	กระบวนการของตัวควบคุมพีไอ.....	53
3.21	ลักษณะการขับไอจีบีทีแต่ละตัว.....	54
3.22	วงจรถูกขับไอจีบีทีแต่ละตัว.....	54
3.23	สัญญาณควบคุมด้านอินพุตของไอซี HCPL316.....	56
3.24	การทำงานของการทำงานป้องกันกระแสลัดวงจร.....	57
3.25	บล็อกไดโอดแกรมและวงจรถูกใช้งานจริงของวงจรถูกขับรีเลย์.....	59
3.26	วงจรถูกควบคุมที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์.....	61
3.27	วงจรถูกขับค่าและแสดงผล.....	63
3.28	วงจรถูก 7 – Segment แบบ คาโทดร่วม.....	66
3.29	วงจรถูกตรวจสอบความดันของน้ำ.....	68
3.30	ลักษณะของวาล์วตรวจสอบความดันของน้ำ.....	69
3.31	ขบวนการของโปรแกรมหลัก.....	72
3.32	ขบวนการของโปรแกรมสร้างสัญญาณ PWM.....	74
3.33	หลักการสร้างสัญญาณ PWM ในไมโครคอนโทรลเลอร์.....	74
3.34	สัญญาณ PWM ที่สร้าง.....	76
3.35	ขบวนการของโปรแกรมแสดงผล.....	77
3.36	ขบวนการของโปรแกรมรับสัญญาณฟลัดจจากวงจรถูกขับ.....	78
3.37	ขบวนการของโปรแกรมตรวจสอบระบบป้องกัน.....	80
3.38	ขบวนการของโปรแกรมอ่านค่าจากคีย์.....	81
3.39	ขบวนการของโปรแกรมป้องกันกลับอุณหภูมิจากคีย์.....	81
3.40	วงจรถูกแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงไมโครคอนโทรลเลอร์.....	82
3.41	วงจรถูกแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรถูกขับ.....	84
3.42	วงจรถูกแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงรีเลย์และพัดลม.....	86
3.43	แสดงการวางตัวระหว่างแผ่นแบคคาไลท์กับหม้อน้ำ.....	87
3.44	แสดงการจัดเรียงแกน I ของเฟอไรท์เพียงวางทาบกับขดลวด.....	88
3.45	แสดงการติดตั้ง IGBT บนชุดระบายความร้อน.....	89
3.46	แสดง โครงสร้างของกล่องประจุเครื่องทำน้ำอุ่น.....	90
4.1	แสดงการต่อชุดขดลวดเหนี่ยวนำ กับตัวเก็บประจุ เข้ากับวงจรถูกกำลังที่ใช้ใน การทดสอบ.....	92
4.2	วงจรถูกและเครื่องมือวัดสำหรับการทดสอบ.....	92
4.3	แสดงรูปคลื่นกระแส และแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุต.....	93
4.4	แสดงรูปคลื่นกระแส และแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต.....	93

รูปที่ 4.5	แสดงรูปคลื่นกระแสไฟฟ้า (I) และแรงดันไฟฟ้า (V) ที่อุณหภูมิต่างๆ.....	94
รูปที่ 4.6	แสดงสเปกตรัมของแรงดันและ สเปกตรัมของกระแสที่อุณหภูมิต่างๆ.....	95
รูปที่ 4.7	ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดกำลังไฟฟ้า(KW) และอุณหภูมิที่ปรับตั้ง.....	97
รูปที่ 4.8	ความสัมพันธ์ระหว่าง %THDi และอุณหภูมิที่ปรับตั้ง.....	97
รูปที่ 4.9	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเวลาที่ใช้ และอุณหภูมิของน้ำ.....	97
รูปที่ 4.10	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพทางไฟฟ้า(%)..... กับกำลังงานไฟฟ้าอินพุท(KW) ที่อุณหภูมิต่างๆ(C)	98
รูปที่ 4.11	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพรวม(%)..... กับกำลังงานไฟฟ้าอินพุท(KW) ที่อุณหภูมิต่างๆ(C)	98



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 ข้อดีและข้อเสียของอุปกรณ์ให้ความร้อนแบบทั่วไปกับแบบเหนี่ยวนำ.....	2
1.2 ผลการเปรียบเทียบค่าใช้จ่ายในการใช้งาน.....	3
1.3 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพในการทำงาน.....	3
2.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุต่าง ๆ ที่ใช้ในอุปกรณ์บรรจุ ที่ความถี่ 25 kHz.....	10
2.2 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม.....	12
และขนาน	
2.3 การเปรียบเทียบลักษณะของอุปกรณ์และรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ใช้ในวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน.....	13
3.1 ค่าต่าง ๆ ของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรตรวจจับกระแส.....	39
3.2 ค่าต่าง ๆ ของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรตรวจจับแรงดันอินพุต.....	43
3.3 ค่าต่าง ๆ ของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรตรวจจับอุณหภูมิของน้ำ.....	46
3.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานกับอุณหภูมิ.....	48
3.5 ค่าต่าง ๆ ของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรควบคุมแบบ พี ไอ.....	49
3.6 ค่าต่าง ๆ ของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรขับ ไอจีบีที.....	55
3.7 ค่าต่าง ๆ ของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรขับรีเลย์.....	59
3.8 ค่าต่าง ๆ ของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์.....	62
3.9 ค่าต่าง ๆ ของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรรับค่าและแสดงผล.....	64
3.10 รหัสแสดงผลสำหรับ 7 – Segment.....	66
3.11 ค่าต่าง ๆ ของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรตรวจสอบความดันน้ำ.....	68
3.12 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่เข้าและออกวงจรมิโครคอนโทรลเลอร์.....	70
3.13 การจัดลำดับความสำคัญของแต่ละโปรแกรม.....	79
3.14 ค่าต่าง ๆ ของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงไมโครคอนโทรลเลอร์.....	83
3.15 ค่าต่าง ๆ ของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรรีเลย์.....	85
3.16 ค่าต่าง ๆ ของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรรีเลย์และพัดลม.....	86
4.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าต่าง ๆ ที่วัดได้ เทียบกับอุณหภูมิที่ปรับตั้ง.....	99

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันเครื่องทำน้ำอุ่นนั้นมีอยู่หลายชนิด โดยส่วนมากจะเป็นการใช้ขดลวดความร้อนและนำความร้อนที่ได้จากขดลวดถ่ายไปยังอุปกรณ์บรรจุน้ำอีกทีหนึ่ง ความร้อนที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์บรรจุนั้นจะเป็นการให้ความร้อนโดยวิธีทางอ้อม ซึ่งความร้อนไม่ได้ถูกถ่ายทอดไปยังอุปกรณ์บรรจุน้ำโดยตรง ทำให้ใช้เวลานานในการต้มน้ำ ส่งผลให้สิ้นเปลืองพลังงานมาก ดังนั้นเพื่อลดพลังงานสูญเสียไปก็ต้องทำให้ในการต้มน้ำใช้เวลาน้อยที่สุด นั่นก็คือการทำให้ความร้อนเกิดขึ้นที่อุปกรณ์บรรจุน้ำโดยตรง โดยในโครงการวิจัยนี้จะนำเสนอโดยใช้หลักการการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำซึ่งการให้ความร้อนเหนี่ยวนำ คือการจ่ายกระแสไฟฟ้าสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ ขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็กเกี่ยวกับขดลวดเหนี่ยวนำที่มาจากวัสดุชนิดสารตัวนำแม่เหล็กทำให้เกิดกระแสไหลวนที่อุปกรณ์บรรจุน้ำ ผลทำให้เกิดความร้อนขึ้น ความร้อนดังกล่าวจะถ่ายเทไปยังน้ำหรืออื่นๆที่อยู่ในอุปกรณ์บรรจุน้ำ ทำให้น้ำร้อนในที่สุด ซึ่งวิธีดังกล่าวทำให้ประหยัดพลังงาน มีความปลอดภัยต่อการใช้งาน ให้ความร้อนได้รวดเร็ว มีประสิทธิภาพสูงเนื่องจากความร้อนที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์บรรจุน้ำโดยตรง

สำหรับแหล่งจ่ายพลังงานที่ใช้ในการเหนี่ยวนำความร้อน เราจะใช้ความถี่สูงซึ่งการใช้ความถี่สูงนั้นสามารถลดขนาดและน้ำหนักของ อุปกรณ์ประเภท ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุได้ ในปัจจุบันนี้นักวิจัยและพัฒนาทางด้านอุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ได้เจริญเติบโตไปอย่างมาก รวมถึงการพัฒนาอินเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานความถี่สูง โดยจะเป็นอินเวอร์เตอร์ที่ใช้อุปกรณ์ประเภท MOSFET และ IGBT ซึ่งมีความไวในการสวิตช์สูง เป็นผลให้อินเวอร์เตอร์ในระยะหลังนี้มีประสิทธิภาพ และสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าในระดับสูงขึ้นได้

ตามตารางที่ 1.1 แสดงให้เห็นข้อได้เปรียบและเสียเปรียบของอุปกรณ์หุงต้มหรืออุปกรณ์ให้ความร้อนแบบที่มีใช้งานทั่วไป กับแบบเหนี่ยวนำได้ดังนี้

ตารางที่ 1.1 ข้อดีและข้อเสียของอุปกรณ์ให้ความร้อนแบบทั่วไปกับแบบเหนียวนำ

ประเภท	ข้อดี	ข้อเสีย
อุปกรณ์ที่ใช้แก๊สธรรมชาติ	<ol style="list-style-type: none"> 1. ราคาถูก 2. การทำงานไม่ซับซ้อน 3. หามาใช้งานได้ง่าย 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ให้ความร้อนช้า 2. ให้ประสิทธิภาพทางความร้อนต่ำ 3. ต้องใช้พื้นที่ในการติดตั้งและระบายอากาศเป็นอย่างดี 4. สร้างมลภาวะทางอากาศและสิ่งแวดล้อม 5. มีความปลอดภัยค่อนข้างต่ำ
อุปกรณ์ที่ใช้ขดลวดความร้อน	<ol style="list-style-type: none"> 1. มีขนาดเล็ก กะทัดรัด 2. ไม่จำเป็นต้องใช้พื้นที่มากในการติดตั้งและเคลื่อนย้ายได้สะดวก 	<ol style="list-style-type: none"> 1. มีประสิทธิภาพต่ำ 2. มีพลังงานสูญเสียมาก 3. ต้องใช้อุปกรณ์เพิ่มเติมเพื่อความปลอดภัยในการใช้งาน 4. อุปกรณ์บางประเภทยังมีราคาแพง
อุปกรณ์ที่ใช้การเหนียวนำ	<ol style="list-style-type: none"> 1. ให้ความร้อนได้เร็ว 2. มีความปลอดภัยต่อการใช้งาน 3. สะอาดบำรุงรักษาง่าย 4. มีพลังงานสูญเสียน้อย 5. ไม่มีกลิ่นเผาไหม้จากขดลวด 6. ให้ประสิทธิภาพทางความร้อนสูง 7. มีขนาดเล็ก กะทัดรัดเคลื่อนย้ายได้สะดวก 	<ol style="list-style-type: none"> 1. ราคาแพง 2. ใช้กับภาชนะบรรจุที่เป็นโลหะชนิดที่เป็นวัสดุแม่เหล็กเท่านั้น 3. มีอาร์มอนิกส์เกิดขึ้นกระแสเอซีไลน์

นอกจากนี้ ในวารสารของต่างประเทศได้ทำการเปรียบเทียบทางด้านค่าใช้จ่ายและประสิทธิภาพการทำงานของ การให้ความร้อนแบบเหนียวนำกับการให้ความร้อนในแบบต่างๆ ตามตารางที่ 1.2 และ 1.3 ตามลำดับ ดังนี้

ตารางที่ 1.2 ผลการเปรียบเทียบค่าใช้จ่ายในการใช้งาน

ประเภทของการให้ความร้อน	อัตราค่าใช้จ่าย
แบบเหนี่ยวนำ	1
แบบขดลวดความร้อน	1.1

ตารางที่ 1.3 ผลการเปรียบเทียบประสิทธิภาพในการทำงาน

ประเภทของการให้ความร้อน	ประสิทธิภาพ (%)
แบบเหนี่ยวนำ	81
แบบขดลวดความร้อน	74
แก๊สธรรมชาติ	40

ตามตารางที่ 1.2 จะเห็นได้ว่าการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำจะเสียค่าใช้จ่ายน้อยกว่าการให้ความร้อนแบบขดลวดความร้อน และยังให้ประสิทธิภาพในการทำงานที่สูงกว่าการให้ความร้อนแบบต่างๆ ด้วย ตามตารางที่ 1.3

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อศึกษาหลักการทำความร้อนโดยการเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูง
2. เพื่อศึกษาถึงความแตกต่างทางประสิทธิภาพของเครื่องทำน้ำอุ่นแบบ ขดลวดความร้อนและแบบขดลวดเหนี่ยวนำความถี่สูง
3. เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรควบคุมและวงจรถูกำลังของเครื่องทำน้ำอุ่นความถี่สูง
4. เพื่อศึกษาและวิเคราะห์การเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่างๆในวงจรรีโซแนนซ์อนุกรม
5. เพื่อศึกษาหลักการเขียนโปรแกรมควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC 18f458

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย

ศึกษาหลักการให้ความร้อนเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูง การเขียนโปรแกรมควบคุม ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมการทำงานของเครื่องทำน้ำอุ่นโดยการควบคุมแบบ closed loop โดยการควบคุมความถี่ที่ 25 kHz– 40 kHz

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. วางแผนการทำงาน
2. ศึกษาทฤษฎีต่างๆ เกี่ยวกับการเหนี่ยวนำความถี่สูง
3. ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับวงจรควบคุม และวงจรกำลังที่ใช้ในโครงงานนี้ รวมทั้งการเขียนโปรแกรมควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล PIC 18F458
4. ออกแบบวงจร
5. ทดสอบและเก็บผลการทดลอง
6. จัดพิมพ์เป็นรูปเล่ม

1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย

1. มีความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับหลักทฤษฎีและปฏิบัติในการทำโครงงานนี้
2. รู้จักการทำงานร่วมกับผู้อื่น
3. รู้จักวิเคราะห์และแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้น



บทที่ 2

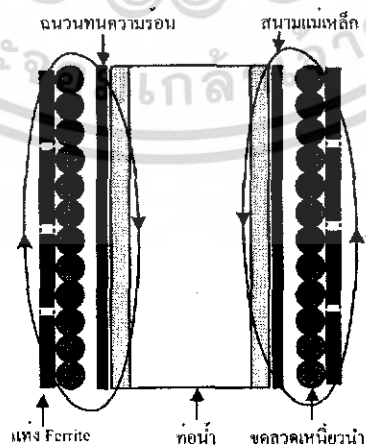
ทฤษฎีการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึง หลักการพื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำความถี่สูง การพิจารณาวงจรเทียบเท่าของอุปกรณ์ให้ความร้อนเหนี่ยวนำในลักษณะของหม้อแปลง เพื่อให้สามารถวิเคราะห์ชุดอุปกรณ์บรรจุได้ง่ายขึ้น สำหรับโหลดอุปกรณ์บรรจุที่ใช้วัสดุต่างชนิดกันจะมีค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่แตกต่างกัน ดังนั้น วัสดุของอุปกรณ์บรรจุแต่ละชนิดจึงเป็นองค์ประกอบสำคัญในการพิจารณาและออกแบบลักษณะการพันขดลวดเหนี่ยวนำ เพื่อให้เหมาะสมกับโหลดอุปกรณ์บรรจุนั้น ๆ และการพิจารณาหลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน ซึ่งจะพิจารณาในส่วนของโครงสร้างของอุปกรณ์ให้ความร้อนเหนี่ยวนำจะประกอบด้วยชุดเรกติฟายเออร์เปรียบเทียบอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์และฮาร์ฟบริดจ์ เปรียบเทียบโหลดเรโซแนนท์ทั้งแบบอนุกรมและขนาน และการควบคุมกำลังไฟฟ้าในวิธีต่าง ๆ กัน

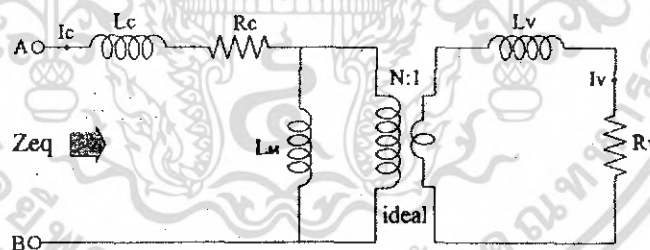
2.2 พื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำนี้ ความร้อนจะเกิดขึ้นที่ภาชนะโดยตรง โดยอาศัยกระแสไหลวนในอุปกรณ์บรรจุเพื่อให้ความร้อนกับน้ำในเวลาอันรวดเร็ว โดยจะมีหลักการพิจารณาเหมือนกับหม้อแปลง เพื่อหาค่าอินดักแตนซ์และความต้านทานเทียบเท่าต่าง ๆ ของขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุของอุปกรณ์บรรจุแต่ละชนิด ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในการพิจารณาเลือกใช้อุปกรณ์บรรจุให้เหมาะสมกับอุปกรณ์ให้ความร้อนเหนี่ยวนำต่อไป

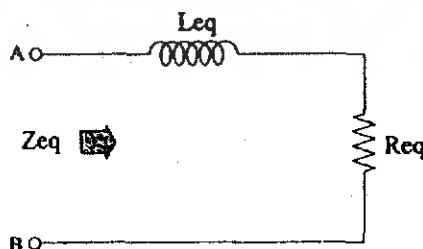


รูปที่ 2.1 หลักการให้ความร้อนของเครื่องทำน้ำอุ่นเหนี่ยวนำความถี่สูง

หลักการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ จากรูปที่ 2.1 เมื่อป้อนกระแสสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำที่อยู่นอกอุปกรณ์บรรจุ ขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็กเกี่ยวคล้อง (Magnetic Flux) กับอุปกรณ์บรรจุ ถ้าอุปกรณ์บรรจุเป็นโลหะที่มีคุณสมบัติเป็นสาร Ferro-Magnetic สนามแม่เหล็กที่เกี่ยวคล้องกับอุปกรณ์บรรจุ จะทำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) ในอุปกรณ์บรรจุ เป็นเส้นทางปิด ทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน เป็นผลให้เกิดความร้อนขึ้นที่อุปกรณ์บรรจุ และจะถ่ายเทความร้อนไปยังน้ำที่อยู่ภายในภาชนะ ทำให้น้ำเดือดได้ในที่สุด ความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะไม่มีการสัมผัสกันทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับอุปกรณ์บรรจุ ทำให้ปลอดภัยต่อการใช้งาน อุปกรณ์บรรจุเหนี่ยวนำนี้จะมีประสิทธิภาพในการให้ความร้อนสูง เนื่องจากความร้อนจะเกิดขึ้นที่ตัวภาชนะโดยตรง จะเห็นได้ว่าโครงสร้างของขดลวดเหนี่ยวนำและโหลดอุปกรณ์บรรจุ จะมีเส้นแรงแม่เหล็กคล้องผ่านซึ่งกันและกัน ซึ่งมีลักษณะคล้ายกับหม้อแปลง โดยสามารถนำเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าของหม้อแปลงดังรูปที่ 2.2 โดยอุปกรณ์บรรจุ ทำหน้าที่เป็นขดลวดทุติยภูมิมีจำนวนขดลวดเพียง 1 รอบ โดยมี Leakage Inductance ของอุปกรณ์บรรจุ L_v และความต้านทานของอุปกรณ์บรรจุ R_v ส่วนขดลวดทางด้านปฐมภูมิสามารถแทนด้วยขดลวดเหนี่ยวนำ โดยมี Leakage Inductance ของขดลวดเหนี่ยวนำ L_c ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำ R_c และ Magnetizing Inductance L_m ซึ่งมีค่าน้อย และเมื่อรวม R_v และ L_v ทางด้านทุติยภูมิที่ย้ายมารวมกับด้านปฐมภูมิแล้วจะได้อิมพีแดนซ์รวม Z_{eq} ประกอบด้วย R_{eq} และ L_{eq} ดังรูปที่ 2.3 ดังนั้น ขดลวดเหนี่ยวนำและโหลดอุปกรณ์บรรจุ นี้สามารถเขียนแทนด้วยวงจรเทียบเท่า ซึ่งประกอบด้วย อินดักแตนซ์เทียบเท่า L_{eq} และความต้านทานเทียบเท่า R_{eq}



รูปที่ 2.2 วงจรเทียบเท่าของขดลวดเหนี่ยวนำกับอุปกรณ์บรรจุ



รูปที่ 2.3 อิมพีแดนซ์เทียบเท่าของขดลวดเหนี่ยวนำกับอุปกรณ์บรรจุ

ขดลวดเหนี่ยวนำและไหลดอูปรกรณ์เบรรจุสามารถเขียนแทนด้วยวงจรรอนุกรมเทียบเท่า ซึ่งประกอบด้วย อินดักแตนซ์เทียบเท่า และความต้านทานเทียบเท่าสามารถหาค่าได้ดังสมการ

$$R_{eq} = R_C + N^2 R_V \quad (2.1)$$

เมื่อ $R_{vp} = N^2 R_C$ จะได้

$$R_{eq} = R_C + R_{vp} \quad (2.2)$$

$$L_{eq} = L_C + N^2 L_V \quad (2.3)$$

โดยที่

N	คือ	จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ
R_C	คือ	ความต้านทานของขดลวดปฐมภูมิหรือขดลวดเหนี่ยวนำ
R_V	คือ	ความต้านทานของขดลวดทุติยภูมิหรือไหลดอูปรกรณ์เบรรจุ
L_C	คือ	Leakage Inductance ทางด้านปฐมภูมิ
L_V	คือ	Leakage Inductance ทางด้านทุติยภูมิ
R_{vp}	คือ	ความต้านทานทางด้านปฐมภูมิของไหลดอูปรกรณ์เบรรจุ

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ

$$P_C = I_C^2 R_C \quad (2.4)$$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในไหลดอูปรกรณ์เบรรจุ มีค่าเท่ากับ

$$P_V = I_V^2 R_V \quad (2.5)$$

เมื่อพิจารณาทางด้านปฐมภูมิจะได้

$$P_V = I_C^2 R_{vp} \quad (2.6)$$

เนื่องจาก

$$I_V = N I_C \quad (2.7)$$

โดยที่ I_C	คือ	กระแสในไหลดอูปรกรณ์เบรรจุ
I_V	คือ	กระแสในขดลวดเหนี่ยวนำ

ดังนั้น ประสิทธิภาพของโหลดอุปกรณ์บรรจุ จะให้ได้ดังนี้

$$\eta = \frac{P_v}{P_v + P_c} \quad (2.8)$$

$$= \frac{I_v^2 R_v}{I_v^2 R_v + I_c^2 R_c} \quad (2.9)$$

$$= \frac{I_v^2 R_v}{\left[\frac{I_v^2}{N^2} \right] [R_v N^2] + I_c^2 R_c} \quad (2.10)$$

$$= \frac{I_c^2 R_{vp}}{[I_c^2] [R_{vp}] + I_c^2 R_c} \quad (2.11)$$

$$= \frac{R_{vp}}{R_{vp} + R_c} \quad (2.12)$$

$$= \frac{1}{1 + R_c / R_{vp}} \quad (2.13)$$

ความร้อนส่วนมากจะเกิดขึ้นโดยกระแสไหลวนในโหลดอุปกรณ์บรรจุที่บริเวณชั้นผิวนอกของอุปกรณ์บรรจุ ที่มีความลึกเท่ากับ δ ซึ่งมีความสัมพันธ์กับพารามิเตอร์ของอุปกรณ์บรรจุ ดังสมการ

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 \times 10^{-7}} \cdot \frac{\rho}{\mu_r f}} \quad (2.14)$$

โดยที่ ρ คือ สภาพความต้านทานทางไฟฟ้าของอุปกรณ์บรรจุ
($\Omega \cdot m$)

f คือ ความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับที่ป้อน (Hz)

μ_r คือ ความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์

ดังนั้น ความต้านทานที่ผิวของโหลดอุปกรณ์บรรจุ ในย่านความถี่สูง R_v มีค่า

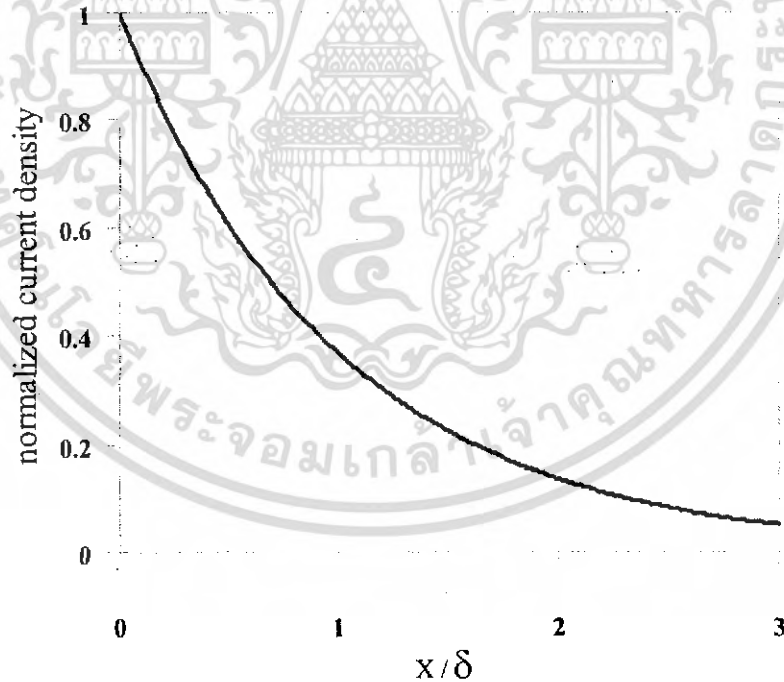
ดังนี้

$$R_v = \frac{\rho}{\delta} = \sqrt{4\pi^2 \times 10^{-7}} \cdot \sqrt{\rho \mu_r f} \quad (2.15)$$

แทนค่าสมการ (2.15) ใน (2.5) จะได้กำลังไฟฟ้าเอาร์ทพุทของไหลดอุปกรณ์
บรรจุ P_v ดังนี้

$$P_v = I_v^2 R_v = \sqrt{4\pi^2 \times 10^{-7}} \cdot (NI_c)^2 \cdot \sqrt{\rho \mu_r f} \quad (2.16)$$

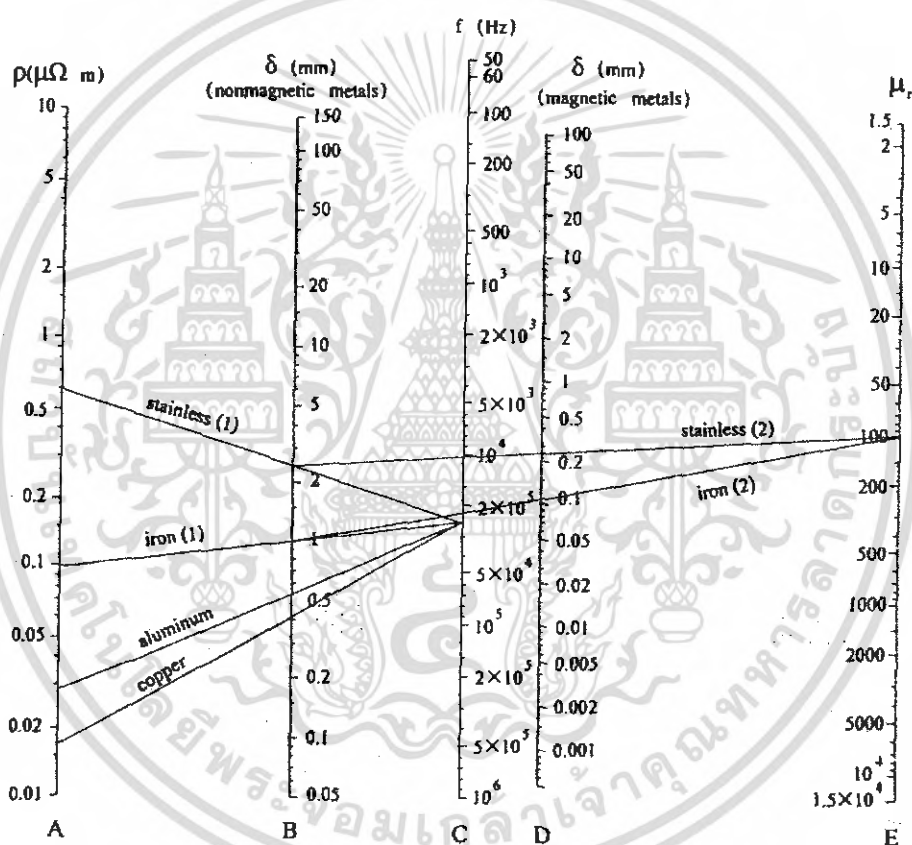
จากสมการ (2.15) จะเห็นได้ว่าความต้านทานของอุปกรณ์บรรจุ R_v จะแปรผัน
โดยตรงกับสภาพความต้านทานทางไฟฟ้า ρ ของอุปกรณ์บรรจุ ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก μ_r
และความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับ f ที่ป้อนจากอินเวอร์เตอร์ จากสมการ (2.16) จะเห็นว่าการเพิ่ม
ของเพาเวอร์เอาร์ทพุท P_v ของอุปกรณ์บรรจุ สามารถทำได้โดยการเพิ่มความถี่ f ของกระแส
ในขดลวดเหนี่ยวนำและแอมแปร์-เทอรัน NI_c ของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ รูปที่ 2.4 แสดง
ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะความลึกจากผิวด้านนอกของอุปกรณ์บรรจุ
จะเห็นได้ว่ากระแสมีความหนาแน่นสูงสุดที่ผิวด้านนอกของอุปกรณ์บรรจุ และจะลดลงเมื่อระยะ
ความลึกจากผิวมากขึ้น



รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางของผิวของอุปกรณ์บรรจุ

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุต่าง ๆ ที่ใช้ในอุปกรณ์บรจุ ที่ความถี่ 25 kHz

Material	iron	stainless	aluminum	copper
Resistivity ($\Omega \cdot m$) : ρ	9.8×10^{-8}	60×10^{-8}	2.8×10^{-8}	1.7×10^{-8}
Relative permeability : μ_r	100	100	1	1
Skin depth (mm) : δ	0.11	0.25	0.6	0.528
Surface resistivity (Ω) : R_v	11×10^{-4}	27×10^{-4}	0.575×10^{-4}	0.448×10^{-4}



กรณีใช้วัสดุสาร Non-Ferro-Magnetic

ลากเส้นจากตำแหน่งบนสเกล ρ : A ไปยังตำแหน่งบนสเกล f : C และอ่านค่าที่ได้บนสเกล δ : B

กรณีใช้วัสดุสาร Ferro-Magnetic

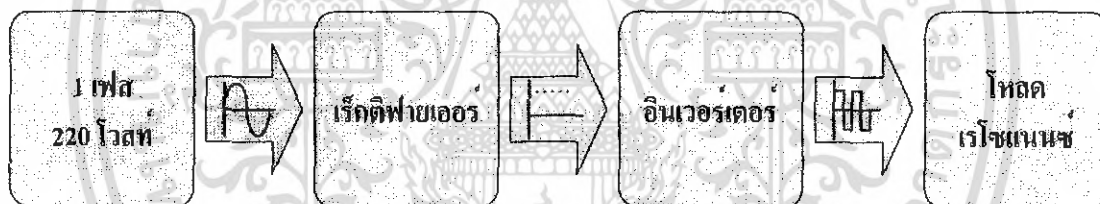
ลากเส้นระหว่างตำแหน่งบนสเกล ρ : A และสเกล f : C จะได้จุดตัดกับตำแหน่งบนสเกล δ : B จากนั้นลากเส้นระหว่างจุดตัดนี้กับตำแหน่งบนสเกล μ_r : E จะได้จุดตัดใหม่ที่ตำแหน่งบนสเกล D อ่านค่า δ ที่ได้ตำแหน่งจุดตัดนี้

รูปที่ 2.5 เส้นกราฟแสดงการหาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของอุปกรณ์บรจุ จากตารางที่ 2.1

จากตารางที่ 2.1 แสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของอุปกรณ์บรรจุ ที่วัสดุต่าง ๆ กัน ที่ความถี่ 20 kHz จะเห็นได้ว่า วัสดุที่ทำด้วยสาร nonferro-magnetic เช่น อลูมิเนียมและทองแดง มีค่าสภาพความต้านทาน ρ และความซึมซาบแม่เหล็ก μ_r ต่ำมากเมื่อเทียบกับสแตนเลสและเหล็ก ซึ่งทำด้วยสาร ferro-magnetic ดังนั้น การเพิ่มกำลังเอาท์พุทเพาเวอร์สำหรับโหลดที่อุปกรณ์บรรจุ ทำด้วยสาร nonferro-magnetic สามารถกำหนดได้ตามสมการที่ (2.16) คือ เพิ่มความถี่ในขดลวดเหนี่ยวนำและเพิ่มจำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ

2.3 หลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน

สำหรับโครงสร้างของเตาเครื่องทำน้ำอุ่นเหนี่ยวนำความถี่สูง สามารถแบ่งการทำงานออกเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่ 2.6 รายละเอียดประกอบด้วย แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าสลับ 1 เฟส 220 โวลท์ 50 เฮิร์ต จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้า เพื่อป้อนให้กับชุดเรกติฟายเออร์ ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนวงจรกรองแรงดันทางด้านเอาท์พุทจะใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่เพื่อกรองไฟกระแสตรงให้เรียบขึ้น แล้วจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูงโดยใช้เพาเวอร์ไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์สวิตช์ เพื่อจ่ายให้กับชุดโหลดเรโซแนนท์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 2.6 บล็อกไดอะแกรมของเครื่องทำน้ำอุ่นเหนี่ยวนำความถี่สูง

2.3.1 โหลดเรโซแนนท์

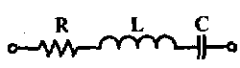
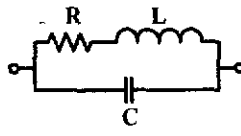
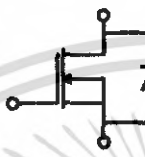
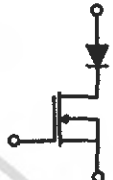


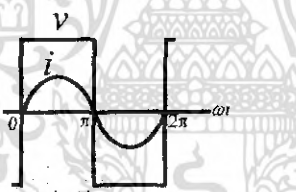
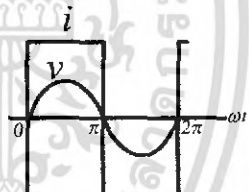
สำหรับโหลดเรโซแนนท์ที่ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงโดยทั่วไป เช่น เครื่องชุบแข็งผิวโลหะเครื่องหลอมโลหะ เตาหุงต้มเหนี่ยวนำ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และเครื่องเชื่อมความถี่สูง จะมีข้อได้เปรียบที่สำคัญ คือ ลดการสูญเสียในการสวิตช์ เมื่อสวิตช์ตัดวงจรที่กระแสศูนย์ (Zero Current Switch : ZCS) หรือ สวิตช์ต้อวงจรที่แรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switch : ZVS) และข้อเสียเปรียบที่สำคัญของวงจรเรโซแนนท์ คือ ที่ตำแหน่งใกล้จุดความถี่เรโซแนนท์กระแสในวงจรมีค่ามาก ส่งผลให้แรงดันตกคร่อมวงจรมีค่ามากด้วย สำหรับวงจรเรโซแนนท์ที่มีค่า ผลตอบสนองเชิงความถี่ (quality factor: Q) สูง ดังนั้นสวิตช์ที่เลือกใช้จะต้องสามารถทนแรงดันตกคร่อมขณะ OFF ได้สูง และ L-C ในวงจร เรโซแนนท์ที่เลือกใช้ก็เช่นกัน จะต้องมีความถี่สูง เพื่อให้สามารถเก็บพลังงานได้มาก อินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์

โดยทั่วไปจะมีด้วยกัน 2 ชนิด คือ อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและชนิดขนาน ทั้งสองชนิดนี้มีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกันดังแสดงในตารางที่ 2.2 และมีโครงสร้างของวงจรดังแสดงในตารางที่ 2.3 จะเห็นได้ว่าอินเวอร์เตอร์โพลาร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมจะใช้แหล่งจ่ายชนิดแรงดันคงที่ (Constant Voltage Source) เนื่องจากต้องใช้คาปาซิเตอร์ขนานใหญ่เพื่อกรองแรงดันให้เรียบแล้วจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ สำหรับลักษณะคลื่น

ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมและขนาน

วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิด	ข้อดี	ข้อเสีย
เรโซแนนซ์อนุกรม	<ul style="list-style-type: none"> - โครงสร้างง่ายและราคาถูก - สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าดีซีได้โดยตรงจากวงจรไดโอดเรกติฟายเออร์โดยไม่ต้องมีการปรับแรงดันกำลังไฟฟ้าที่จ่ายสามารถปรับควบคุมได้ง่ายโดยการปรับความถี่ที่วงจรอินเวอร์เตอร์ 	<ul style="list-style-type: none"> - ขณะป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรโพลาร์จะเปิดวงจรออกไม่ได้ - ไม่สามารถทนการลัดวงจรที่โพลาร์ได้ - ควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยการปรับความถี่สวิตซ์ให้เลื่อนห่างออกจากความถี่เรโซแนนซ์ ทำให้กระแสไม่ค้อยเป็นไซน์ ซึ่งมีผลให้มีฮาร์โมนิกส์เกิดขึ้นตามมา
เรโซแนนซ์ขนาน	<ul style="list-style-type: none"> - ขณะป้อนสัญญาณเพื่อขับวงจรอินเวอร์เตอร์วงจรโพลาร์สามารถเปิดวงจรออกได้ - สามารถทนการลัดวงจรที่โพลาร์ได้ - อุปกรณ์ L และ C ที่ใช้ในวงจรเรโซแนนซ์ไม่จำเป็นต้องมีพิกัดแรงดันสูง เนื่องจากกระแสเป็นรูปคลื่นสแควร์ จึงมีค่า Peak คงที่ที่ตำแหน่งเรโซแนนซ์ 	<ul style="list-style-type: none"> - ไม่สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าดีซีได้โดยตรงจากวงจรไดโอดเรกติฟายเออร์ แต่ต้องมีการปรับแรงดันจากการใช้สวิตซ์ควบคุม - จำเป็นต้องมี Choke เนื่องจากเป็น Constant Current - มีขนาดใหญ่ เนื่องจากมี Choke และวงจรควบคุมแรงดันดีซีอินพุทให้กับอินเวอร์เตอร์

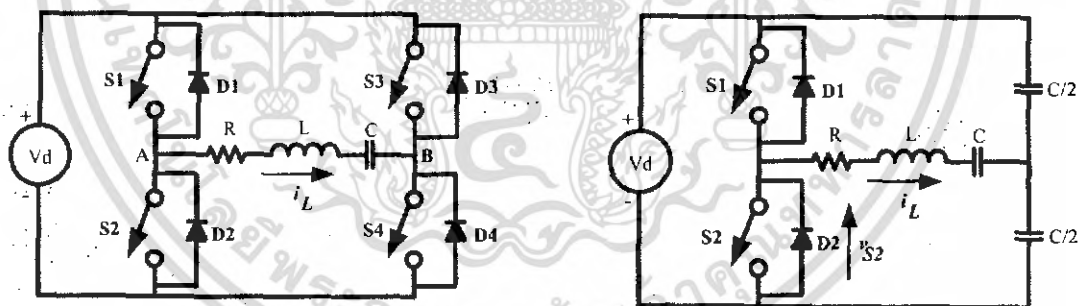
ตารางที่ 2.3 การเปรียบเทียบลักษณะของอุปกรณ์และรูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์โวลเทจโหมดที่ชดเชยและขนาน

Inverter	Series Resonant	Parallel Resonant
Load		
Switch		
Source		
Output Waveform		

อินเวอร์เตอร์โวลเทจโหมดที่ชดเชยแรงดันจะเป็นรูปคลื่นสแควร์และกระแสจะเป็นรูปคลื่นไซน์ ส่วนอินเวอร์เตอร์โวลเทจโหมดขนานจะมีลักษณะที่ตรงข้ามกัน คือ จะเป็นชนิดแหล่งจ่าย กระแสคงที่ (Constant Current Source) เนื่องจาก ต้องใช้อินดักเตอร์ขนานใหญ่เพื่อกรองกระแสให้เรียบแล้วจ่ายให้กับอินเวอร์เตอร์ ส่วนลักษณะรูปคลื่นแรงดันจะเป็นรูปคลื่นไซน์ในขณะที่รูปคลื่นกระแสจะเป็นรูปสแควร์ ในกรณีเครื่องทำน้ำอุ่นเหนี่ยวนำนั้นเหมาะที่จะใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์โวลเทจโหมดที่ชดเชย เนื่องจากต้องการกำลังไฟฟ้าไม่มากนัก วงจรควบคุมไม่ซับซ้อนและมีขนาดเล็กเหมาะที่จะใช้เป็นเครื่องใช้ไฟฟ้าในครัวเรือน

2.3.2 อินเวอร์เตอร์

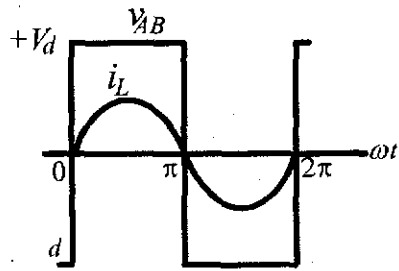
อินเวอร์เตอร์ เป็นวงจรที่เป็นใช้ในการแปลงไฟกระแสตรงให้เป็นไฟกระแสสลับ ความถี่สูง จากที่กล่าวมาแล้วโหลดเครื่องทำน้ำอุ่นเหนี่ยวนำนี้ จะเป็นวงจรโหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม โดยมีวงจรอินเวอร์เตอร์จ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรโหลดเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมนี้ ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์และฮาร์ฟบริดจ์ ซึ่งมีข้อแตกต่างกันดังรูปที่ 2.7 (a) และ 2.7 (b) ตามลำดับ สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์ ดังรูปที่ 2.7 (a) จะมีคู่สวิตช์ S_1, S_4 และ S_2, S_3 ทำงานสลับกันเพื่อแปลงไฟกระแสตรงให้เป็นไฟกระแสสลับความถี่สูง เมื่อวัดแรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (V_{AB}) จะได้รูปคลื่นสแควร์ที่มีแรงดันสูงเท่ากับ $+V_d$ และแรงดันต่ำสุดเท่ากับ $-V_d$ และกระแสไหลผ่านโหลด (i_L) เป็นรูปคลื่นไซน์ดังรูปที่ 2.8(a) ส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์ฮาร์ฟบริดจ์ดังรูปที่ 2.7(b) ทำหน้าที่เหมือนกับฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ แต่จะมีสวิตช์ S_1 และ S_2 ทำงานสลับกันเมื่อวัดแรงดันตกคร่อม สวิตช์ (V_{S2}) จะได้ค่าแรงดันสูงสุดเท่ากับ $+V_d$ และค่าแรงดันต่ำสุดเท่ากับ 0 และกระแสไหลผ่านโหลด (i_L) เป็นรูปคลื่นไซน์ดังรูปที่ 2.7(b) จะเห็นได้ว่าวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ดังนั้น กำลังไฟฟ้าของวงจร ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะมากกว่าฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เป็น 4 เท่าตัว จะเห็นได้ว่าฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ให้กำลังไฟฟ้าได้มาก ซึ่งจะต้องสามารถรับแรงดันและกระแสที่มีปริมาณมากได้ด้วยเหตุนี้จึงเลือกใช้อินเวอร์เตอร์ชนิดฮาร์ฟบริดจ์กับกรณีเครื่องทำน้ำอุ่นเหนี่ยวนำนี้ โดยที่ขดลวดเหนี่ยวนำนี้จะถูกจำกัดเนื้อที่ของแผ่นขดลวดให้มีขนาดเท่ากับอุปกรณ์เบรจ



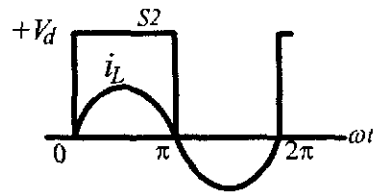
(a) อินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์

(b) อินเวอร์เตอร์ชนิดฮาร์ฟบริดจ์

รูปที่ 2.7 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดฟูลบริดจ์และชนิดฮาร์ฟบริดจ์



(a) อินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์



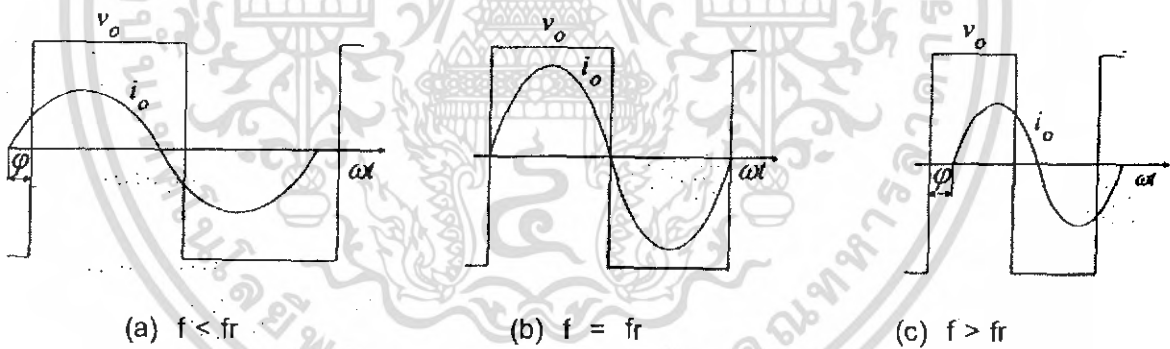
(b) อินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์

รูปที่ 2.8 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์และชนิดฮาล์ฟบริดจ์

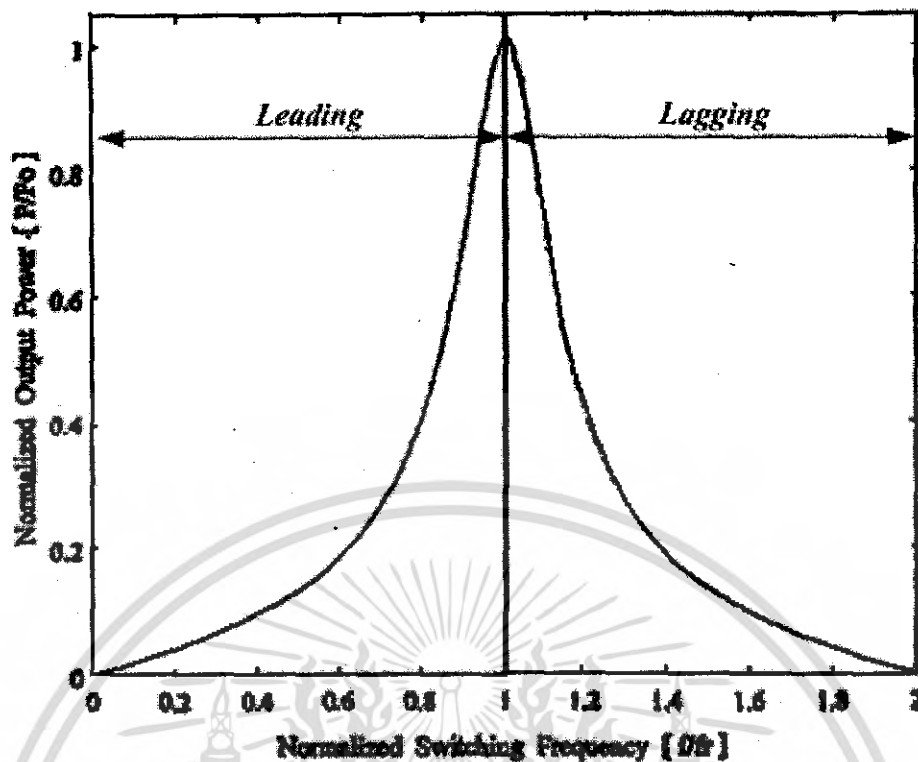
2.3.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม

การควบคุมกำลังไฟฟ้าของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม สามารถควบคุมได้ 3 แบบ คือ

2.3.3.1 การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับความถี่ : f

(a) $f < f_r$ (b) $f = f_r$ (c) $f > f_r$

รูปที่ 2.9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิตซ์ต่าง ๆ

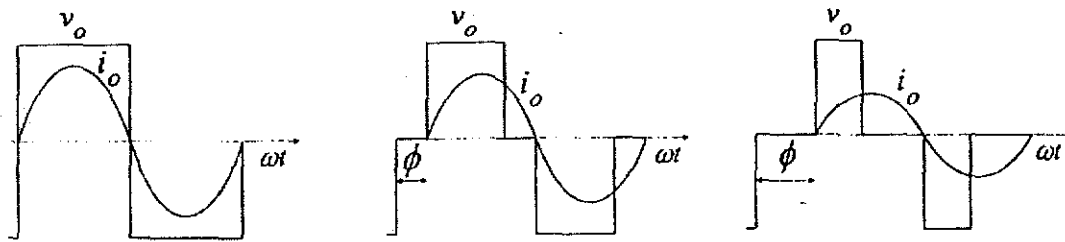


รูปที่ 2.10 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความถี่สวิตซิ่งต่าง ๆ

การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าในกรณีนี้ สามารถทำได้โดยปรับความถี่สวิตซิ่งของ วงจร อินเวอร์เตอร์ โดยจะได้ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสที่โหลด ดังแสดงในรูปที่ 2.9 ซึ่ง จะเห็นได้ว่าที่ความถี่สวิตซิ่งน้อยกว่าหรือมากกว่าความถี่เรโซแนนท์ ดังรูปที่ 2.8(a) และรูปที่ 2.9(c) จะได้ปริมาณกระแสที่ลดลง ส่วนที่ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ ดังแสดงในรูป ที่ 2.9(b) จะได้กระแสที่มีปริมาณสูงสุด ดังนั้น เมื่อนำมาเขียนเป็นเส้นกราฟแสดงความสัมพันธ์ ระหว่างกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์กับค่าความถี่สวิตซิ่งที่เปลี่ยนแปลงจะได้ดังรูปที่ 2.10 ซึ่งจะเห็นว่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะมีค่าสูงสุดที่ความถี่สวิตซิ่งเท่ากับ ความถี่เรโซแนนท์ และจะได้กำลังไฟฟาลดต่ำลงที่ความถี่สวิตซิ่งน้อยกว่าหรือมากกว่าความถี่เรโซแนนท์ การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับความถี่นี้จะมีข้อดี คือ ระบบควบคุมไม่ซับซ้อน แต่มีข้อจำกัด คือ จะมีการสูญเสียที่ตัวสวิตช์ และเมื่อปรับความถี่สวิตซิ่งให้มีค่าสูงขึ้น ก็จะทำให้ กระแสเพี้ยนไปจากลักษณะคลื่นไซน์มากขึ้น ทำให้เกิดกระแสฮาร์มอนิกเกิดขึ้นตามมาด้วย โดยเฉพาะอย่างยิ่งกรณีนี้ที่ค่า Q ของวงจรเรโซแนนท์มีค่าต่ำลง

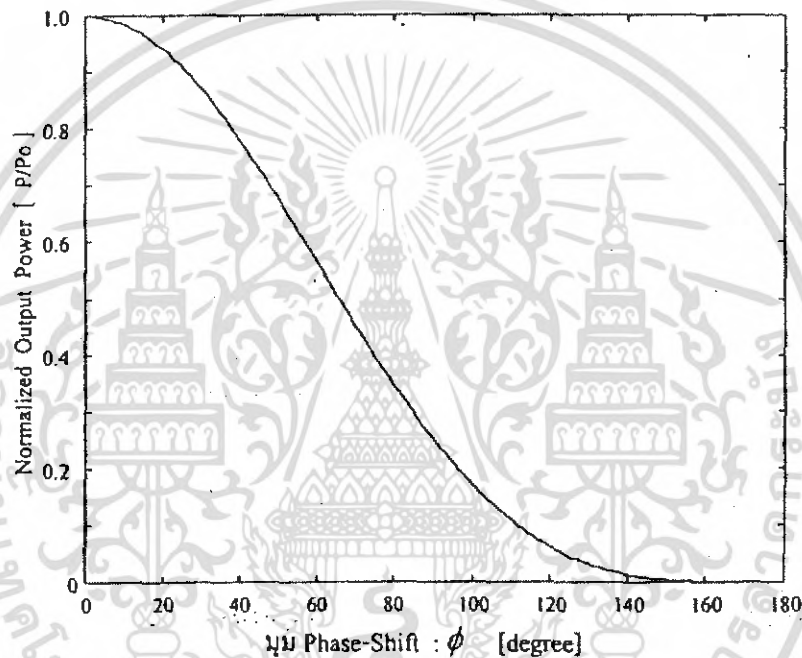
งานหอดสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

2.3.3.2 การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการการปรับมุม Phase-Shift : ϕ



(a) มุม Phase-Shift 0 องศา (b) มุม Phase-Shift 60 องศา (c) มุม Phase-Shift 120 องศา

รูปที่ 2.11 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่เอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่าง ๆ



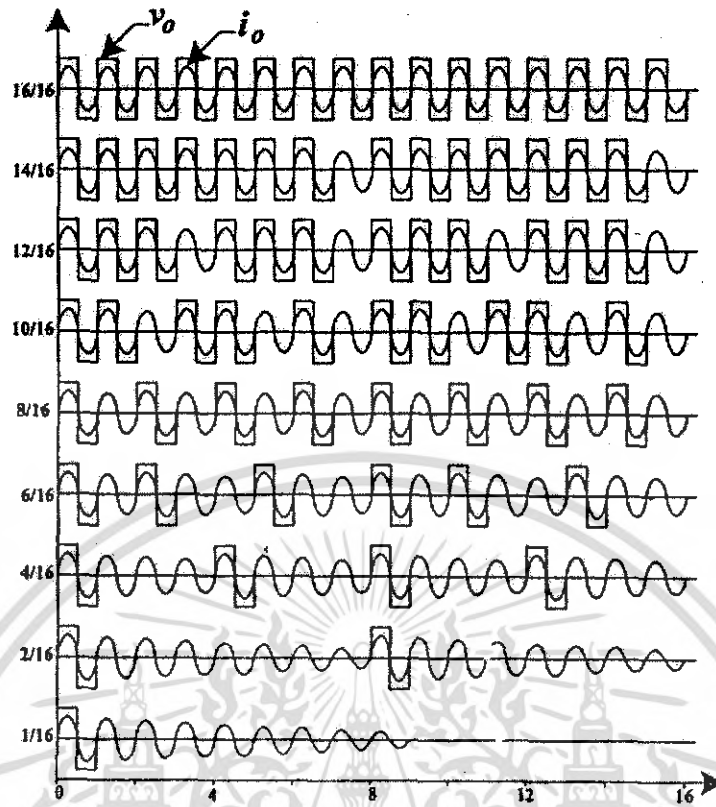
รูปที่ 2.12 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่าง ๆ

การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการปรับมุม Phase-Shift จะเป็นการปรับเปลี่ยนขนาดของแรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่สูงทางด้านเอาต์พุทอินเวอร์เตอร์ด้วยหลักการเลื่อนมุมเฟสของสัญญาณกึ่งหนึ่งของอินเวอร์เตอร์ให้ซ้อนทับกับสัญญาณอีกกึ่งหนึ่งเป็นบางส่วนตามขนาดของมุม Phase-Shift โดยที่ความถี่สวิตช์ซึ่งจะมีค่าสูงขึ้นเล็กน้อย เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ตำแหน่ง ZVS เสมอ ดังรูปที่ 2.11 จะเห็นได้ว่ารูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่าง ๆ เช่น ที่มุม Phase-Shift 0 องศา ดังรูปที่ 2.11(a) จะได้ปริมาณกระแสมากที่สุด และเมื่อปรับมุม Phase-Shift เพิ่มขึ้นเป็น 60 องศา และ 120 องศา ดังรูปที่ 2.11(b) และรูปที่ 2.11(c) ตามลำดับ ปริมาณกระแสจะลดต่ำลงเรื่อย ๆ ดังนั้น เมื่อนำมาเขียนเป็นเส้นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่มุม Phase-Shift ต่าง ๆ จะได้ดังรูปที่ 2.12 โดยจะเห็นได้ว่าเมื่อปรับมุม Phase-Shift มากขึ้น กำลังไฟฟ้า

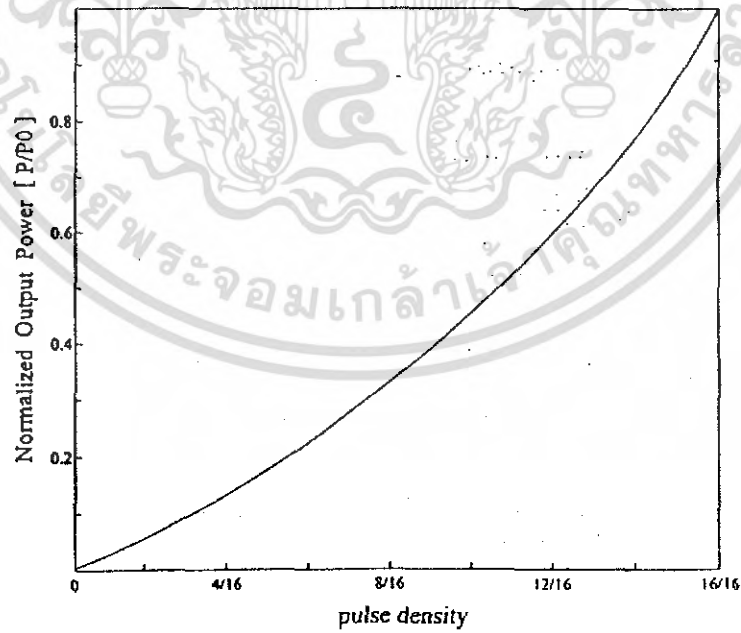
เอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์จะลดลงเรื่อย ๆ การควบคุมกำลังไฟฟ้าโดยวิธีการปรับมุม Phase-Shift นี้ มีข้อด้อย คือ เมื่อปรับมุม Phase-Shift มากขึ้น จะมีผลทำให้กระแสจ่ายโหลดทางด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ผิดเพี้ยนไปจากคลื่นไซน์มากขึ้น ซึ่งข้อด้อยนี้สามารถปรับปรุงแก้ไขให้ดีขึ้นได้โดยการเลือกค่า Q ของวงจรรเรโซแนนท์ให้มีค่าสูงขึ้น

2.3.3.3 การปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธี Pulse-Density-Modulation

การควบคุมด้วยวิธีนี้เป็นการปรับเปลี่ยนขนาดของแรงดันฟ้าที่มีความถี่สูงทางด้านเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ด้วยหลักการลดจำนวนไซเคิลของคลื่นสแควร์ของเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์จากจำนวนมากไปหาน้อย ดังแสดงในรูปที่ 2.13 จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์จะมีการปรับเปลี่ยนจาก 16 ไซเคิล ไปจนถึง 1 ไซเคิล กระแสไหลผ่านโหลดจะมีปริมาณมากที่สุดเมื่อปรับแรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ที่มีจำนวนไซเคิลสูงสุดเท่ากับ 16 ไซเคิล และปริมาณกระแสที่ไหลผ่านโหลดจะลดลงเรื่อย ๆ เมื่อปรับแรงดันเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ที่มีจำนวนไซเคิลลดลง ดังนั้น เมื่อนำมาเขียนกราฟกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะปรับจำนวนไซเคิลเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์ไปจะได้ดังรูปที่ 2.14 โดยจะเห็นได้ว่าที่จำนวนไซเคิลสูงสุดเท่ากับ 16 ไซเคิล กำลังไฟฟ้าเอาท์พุทอินเวอร์เตอร์จะมีค่ามากที่สุด และจะลดลงเรื่อย ๆ เมื่อปรับจำนวนไซเคิลลดลง การควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีนี้จะมีข้อด้อย คือ ระดับกำลังไฟฟ้าที่ปรับเปลี่ยนค่าไปจะมีลักษณะที่ไม่ต่อเนื่อง แต่จะเป็นไปที่ละ step ซึ่งมีทั้งหมด 16 step ดังแสดงในรูปที่ 2.13 นอกจากนั้นในกรณีที่มีการปรับลดกำลังไฟฟาลงไปถึงระดับต่ำ ๆ จะมีผลทำให้กระแสที่จ่ายโหลดของอินเวอร์เตอร์ จะมีลักษณะเป็นคลื่นไซน์ที่ไม่คงที่ แต่ระดับ peak ของคลื่นไซน์จะมีการเปลี่ยนแปลงที่ไม่คงที่



รูปที่ 2.13 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ด้านเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่าง ๆ



รูปที่ 2.14 กำลังไฟฟ้าเอาต์พุทของอินเวอร์เตอร์ที่จำนวนไซเคิลต่าง ๆ

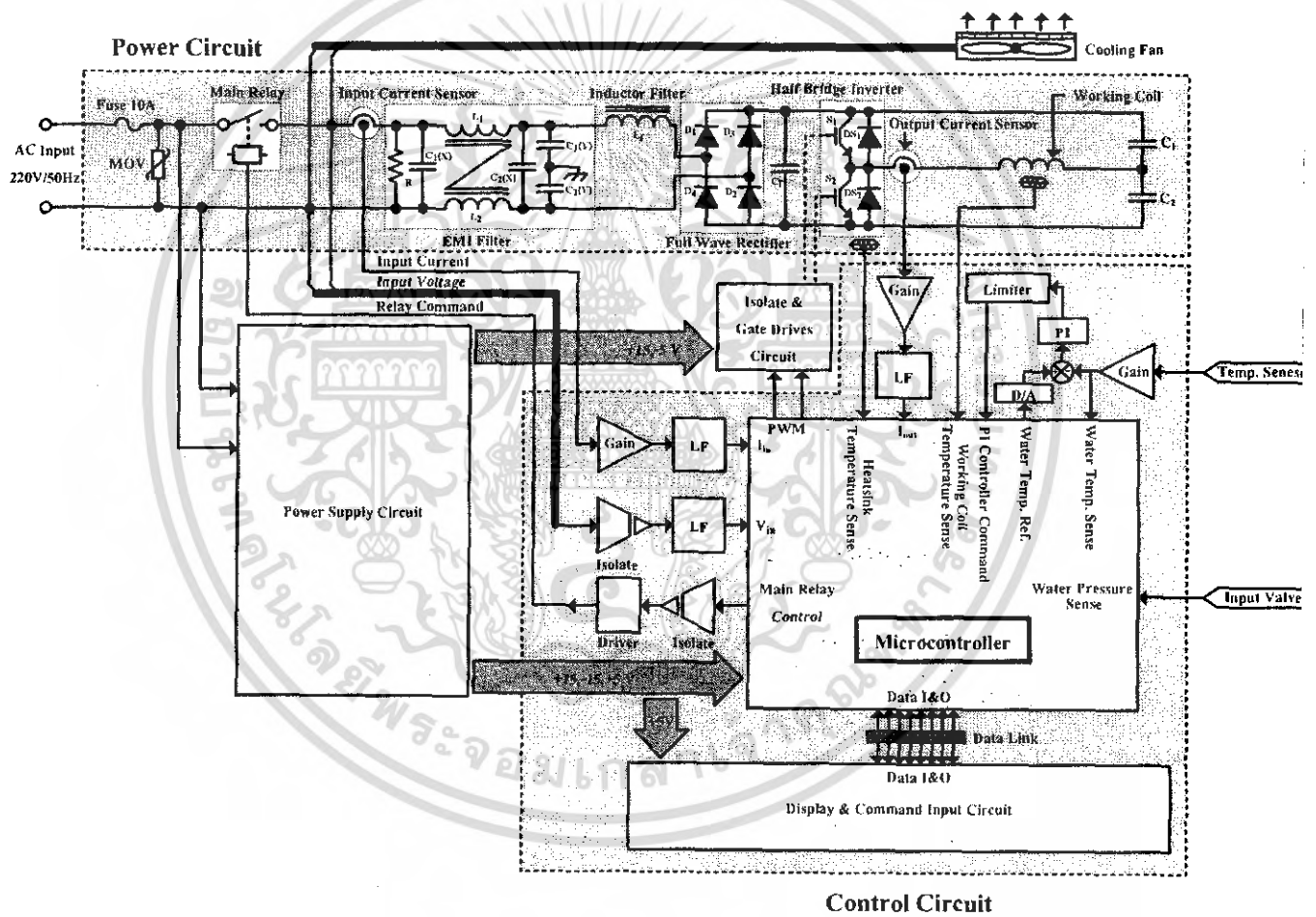
บทที่ 3

การออกแบบและสร้างเครื่องทำน้ำอุ่น

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะเป็นส่วนการออกแบบ และการวิเคราะห์หลักการทํางานวงจร เพื่อนำไปสู่การสร้างทั้งวงจรควบคุมและวงจรถูกสั่ง โดยรายละเอียดภายในได้กล่าวถึงขั้นตอนและวิธีการออกแบบส่วน ต่างๆ ของวงจรเครื่องทำน้ำอุ่น

3.2 โครงสร้างของวงจรของเครื่องทำน้ำอุ่นแบบเหนี่ยวนำ



รูปที่ 3.1 วงจรถูกสั่งและวงจรควบคุมของเครื่องทำน้ำอุ่นแบบเหนี่ยวนำ

ขั้นต้นของการออกแบบจะต้องกำหนดคุณสมบัติการทำงานของเครื่องทำน้ำอุ่น ก่อน โดยที่กำหนดไว้มีดังต่อไปนี้

1. พิกัดกำลังไฟฟ้า	3.5 kW
2. ระบบไฟฟ้าด้านเข้า	220 V \pm 10 % 50 Hz
3. มีระบบป้องกันคือ	
3.1 ป้องกันแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าสูงเกิน	242 V
3.2 ป้องกันแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าต่ำเกิน	198 V
3.3 ป้องกันกระแสด้านเข้าสูงเกิน	16 A _{rms}
3.4 ป้องกันไฟรั่ว และไฟดูด	
3.5 ป้องกันอุณหภูมิสูงเกิน	50 องศาเซลเซียส
3.6 ป้องกันการขาดหายของน้ำ และ ความดันของน้ำ	0.25 bar
4. กระแสด้านเข้าใกล้เคียงไซน์ และมีตัวประกอบ กำลังดี	
5. ปรับอุณหภูมิของน้ำได้อย่างต่อเนื่อง และนุ่มนวล	32- 48 องศาเซลเซียส
6. ระบบการควบคุมเป็นแบบลูปปิด	
7. ควบคุมด้วยระบบดิจิทัล	
8. มีชุดแสดงผลอุณหภูมิของน้ำ	
9. ส่งสัญญาณเตือนขณะทำงานผิดพลาด พร้อม แสดงผล	

ตามคุณสมบัติที่ระบุไว้ข้างบน สามารถนำมาออกแบบวงจร และเขียนเป็น
บล็อกไดอะแกรม ได้ดังรูปที่ 3.1 โดยสามารถแยกพิจารณาการออกแบบได้เป็นส่วนต่างๆ ดังนี้

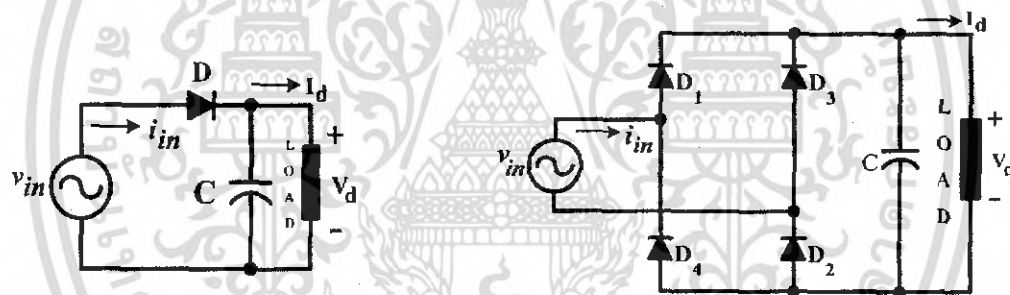
3.3 การออกแบบและสร้างวงจรกำลัง

3.3.1 วงจรเรียงกระแส (Rectifier)

3.3.1.1 หลักการทำงาน

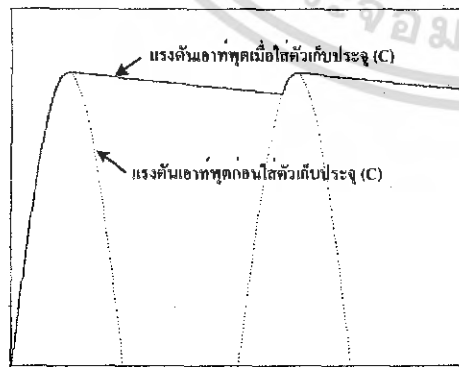
ในส่วนของวงจรนี้ทำหน้าที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยใช้ไดโอดเป็นตัวเปลี่ยน ขนาดและพิกัดของไดโอดขึ้นอยู่กับพิกัดของโหลดที่ต้องการ ไดโอดประเภทนี้จะเป็นชนิด Rectifier diode ที่ไม่ต้องการความไวในการทำงาน ถ้าพิกัดกำลังของโหลดมีค่าสูงๆ ไดโอดที่จะนำมาใช้จะต้องมีพิกัดสูงด้วย ซึ่งไดโอดเหล่านี้จะถูกเรียกว่า ไดโอดกำลัง (Power diode) รูปแบบวงจรจะถูกแบ่งตามชนิดของแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนเข้า คือชนิดสามเฟส และหนึ่งเฟส เนื่องจากในโครงงานนี้ถูกออกแบบให้รับไฟฟ้าด้านอินพุตขนาด 220 V 1 เฟส

ดังนั้นวงจรเรียงกระแสจึงใช้เป็นชนิดหนึ่งเฟส ซึ่งรูปแบบของวงจรเรียงกระแสชนิดนี้ยังสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภท คือ วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (Half Wave Rectifier) และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full Wave Rectifier) ดังแสดงตามรูปที่ 3.2

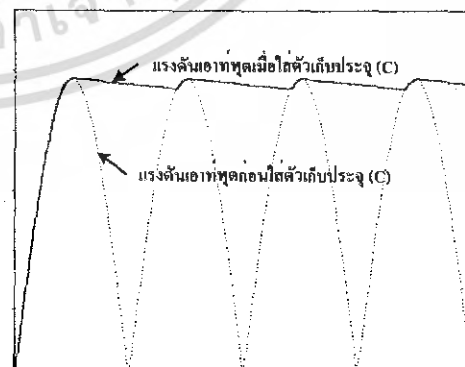


(a) วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น

(b) วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น



(c) แรงดันเอาต์พุตของวงจรครึ่งคลื่น



(d) แรงดันเอาต์พุตของวงจรเต็มคลื่น

รูปที่ 3.2 ชนิดของวงจรเรียงกระแสชนิด 1 เฟส

ตามรูปที่ 3.2 (a) เป็นวงจรเรียงกระแสชนิดครึ่งคลื่น ซึ่งจะใช้ไดโอดเพียง 1 ตัว ส่วนรูป 3.2(b) เป็นวงจรเรียงกระแสชนิดเต็มคลื่น ประกอบด้วยไดโอด 4 ตัว คือ D_1 , D_2 , D_3 และ D_4 จากวงจรทั้ง 2 จะเห็นได้ว่า วงจรแบบครึ่งคลื่นจะประหยัดอุปกรณ์ และง่ายกว่า

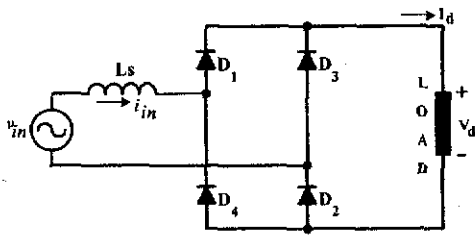
ด้วยทางด้านโหลดต้องการแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ค่อนข้างราบเรียบ ในการทำให้แรงดันนั้นเรียบได้จะใช้ตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลต์ (Electrolyte Capacitor) ต่อขนานด้านเอาต์พุต ตามรูปที่ 3.2 (c) และ 3.2 (d) แสดงรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตของวงจรทั้ง 2 ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นมีแรงดันเอาต์พุตขณะที่ยังไม่ใส่ตัวเก็บประจุมีความถี่เป็น 2 เท่าของแรงดันเอาต์พุตแบบครึ่งคลื่น ที่ความถี่เท่ากัน ซึ่งตามหลักการ เมื่อต่อตัวเก็บประจุเพื่อกรองแรงดันเอาต์พุตให้เรียบขึ้น จะพบว่ามึริปเปิล (Ripple = ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตต่ำสุดกับสูงสุด ดังสมการที่ 3.1 แต่ถ้าต้องการกรองให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรครึ่งคลื่นมีความเรียบเท่ากับแบบเต็มคลื่นจะต้องใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่กว่า ส่งผลให้วงจรเรียงกระแสมีราคาสูงขึ้น ดังนั้นจะเห็นได้ว่าวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นให้คุณภาพแรงดันเอาต์พุตดีกว่าแบบครึ่งคลื่น แต่ใช้อุปกรณ์และวงจรมีความซับซ้อนมากกว่า เนื่องจากการทำงานของโหลดโดยส่วนใหญ่ต้องการคุณภาพของแรงดันที่ดี อีกทั้งเมื่อเปรียบเทียบทั้งราคาและขนาดของตัวเก็บประจุกับไดโอดที่เพิ่มเข้ามา พบว่าการเพิ่มไดโอดประหยัดมากกว่า เพราะฉะนั้นวงจรเรียงกระแสที่นิยมใช้งานกันโดยทั่วไปจึงเป็นแบบเต็มคลื่น

ในการทำให้แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสให้ดีขึ้น ต้องเพิ่มขนาดของตัวเก็บประจุขึ้น แต่การเพิ่มก็จะมีขีดจำกัดเนื่องด้วยราคาของตัวเก็บประจุนั้นค่อนข้างแพง อีกทั้งเมื่อพิจารณาทางด้านอินพุต พบว่าการทำงานของวงจรเรียงกระแสขณะที่ต่อตัวเก็บประจุเข้าไป จะทำให้กระแสไลน์ด้านอินพุตผิดเพี้ยนไป เพราะเนื่องจากวงจรเรียงกระแสเป็นโหลดทางไฟฟ้าที่ไม่เป็นเชิงเส้น ซึ่งสังเกตได้จากรูปที่ 3.3 และ 3.4 เปรียบเทียบกัน

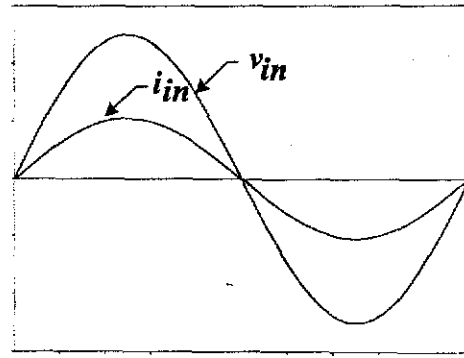
$$V_{\text{ripple}} = \sqrt{V_{d,\text{rms}}^2 - V_{d,\text{avg}}^2} \quad (3.1)$$

โดยที่ $V_{d,\text{rms}}$ คือ ค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันเอาต์พุต (โวลต์)

$V_{d,\text{avg}}$ คือ ค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต (โวลต์)

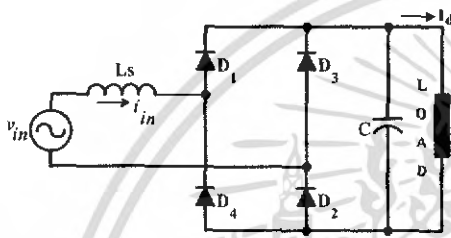


(a) วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น
เมื่อไม่ใส่ตัวเก็บประจุ

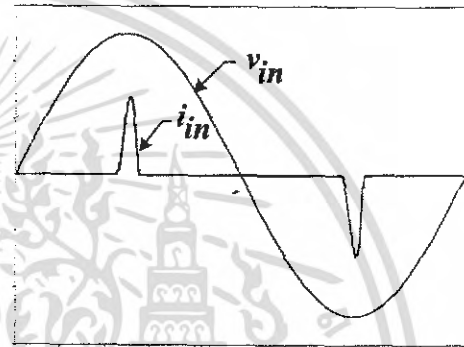


(b) รูปคลื่นกระแสและแรงดันอินพุต

รูปที่ 3.3 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นเมื่อไม่ใส่ตัวเก็บประจุเพื่อกรองแรงดันเอาต์พุต



(a) วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น
เมื่อใส่ตัวเก็บประจุ



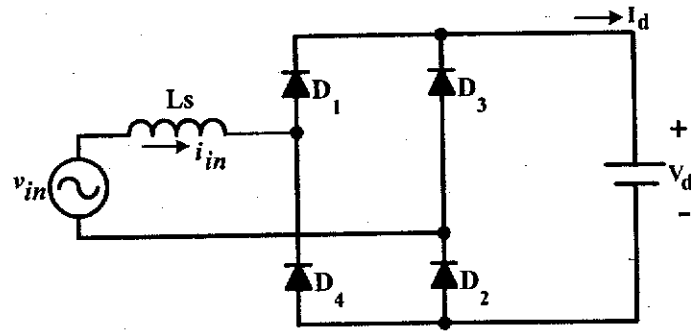
(b) รูปคลื่นกระแสและแรงดันอินพุต

รูปที่ 3.4 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นเมื่อใส่ตัวเก็บประจุเพื่อกรองแรงดันเอาต์พุต

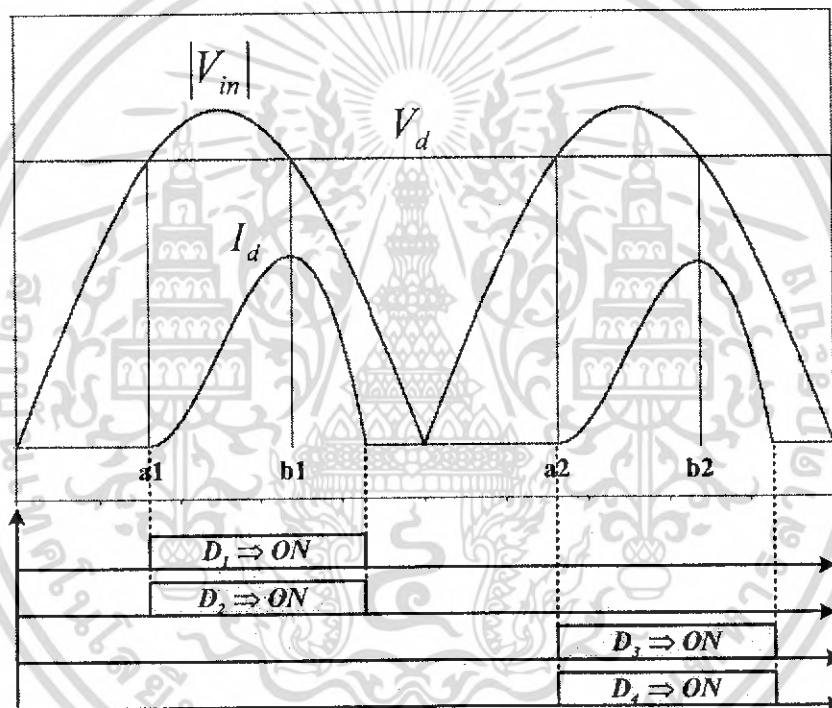
ตามรูปที่ 3.3 จะเห็นได้ว่ากระแสและแรงดันทางอินพุตเมื่อโหลดเป็นความต้านทาน จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์และมีเฟสตรงกัน โดยไม่มีความผิดเพี้ยนและมีตัวประกอบกำลังที่ดี แต่เมื่อเปรียบเทียบกับรูป 3.4 ที่ใส่ตัวเก็บประจุ จะพบว่ากระแสจะมีความผิดเพี้ยนไปและมีค่าตัวประกอบกำลังแย่ง ซึ่งสามารถอธิบายหลักการทำงานตามรูปที่ 3.5 ได้ดังนี้

ตามรูป 3.5 (b) กรณีที่แรงดันอินพุตเป็นซีกบวก เมื่อแรงดันอินพุตมากกว่าแรงดันเอาต์พุต (ที่จุด a1) จะทำให้ไดโอด D_1 และ D_2 ทำงานนำกระแส ส่งผลให้มีกระแส I_d ไหลเพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงสุด (ที่จุด b1) ต่อมาเมื่อแรงดันเอาต์พุต V_d มากกว่าแรงดัน $|V_m|$ ทำให้กระแส I_d ไหลลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์จึงทำให้ไดโอด D_1 และ D_2 หยุดนำกระแส

และในกรณีที่แรงดันอินพุตเป็นซีกลบ การทำงานจะเหมือนกับซีกบวก แต่เป็นการทำงานของ D_3 และ D_4 แทน D_1 และ D_2



(a) วงจรเต็มคลื่นเพื่อใช้วิเคราะห์หลักการทำงาน



(b) รูปคลื่นกระแส แรงดัน อินพุตและเอาต์พุต

รูปที่ 3.5 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น และรูปคลื่นกระแส แรงดันในการวิเคราะห์หลักการทำงาน

ตามหลักการทำงานดังกล่าวจะพบว่าเมื่อตัวเก็บประจุมีขนาดใหญ่ยิ่งขึ้นจะทำให้การผิดเพี้ยนของรูปคลื่นสัญญาณกระแสอินพุตมีค่ามากขึ้นตาม ซึ่งสามารถวิเคราะห์และตรวจสอบได้จาก ค่า THD , DPF และค่า PF ที่มีค่าตามสมการ 3.2, 3.3 และ 3.4 ตามลำดับ

$$\begin{aligned}
 THD_i &= \frac{I_{in,dis}}{I_{in,1}} \\
 &= \frac{\sqrt{I_{in}^2 - I_{in,1}^2}}{I_{in,1}} \\
 &= \sqrt{\sum_{h=1} \left(\frac{I_{in,h}}{I_{in,1}} \right)^2}
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

โดยที่ $I_{in,1}$ คือ ขนาดของกระแสที่ความถี่หลัก (A)
 $I_{in,h}$ คือ ขนาดของกระแสที่ลำดับฮาร์มอนิกต่างๆ (A)

$$DPF = \cos \phi_i \tag{3.3}$$

โดยที่ $\cos \phi_i$ คือ ค่าตัวประกอบกำลังขององค์ประกอบหลัก

$$\begin{aligned}
 PF &= \frac{I_{in,1}}{I_{in}} DPF \\
 &= \frac{1}{\sqrt{1+THD_i^2}} DPF
 \end{aligned} \tag{3.4}$$

เมื่อเปลี่ยนค่าตัวเก็บประจุให้มีขนาดเพิ่มขึ้น แนวโน้มของค่า DPF และค่า PF จะลดลง (ค่าดีที่สุดจะเท่ากับ 1) ส่วนค่า THD_i จะเพิ่มขึ้น (ค่าดีที่สุดจะเท่ากับ 0) นั้นหมายความว่า การใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ขึ้น ส่งผลให้กระแสอินพุตผิดเพี้ยนไป อีกทั้งราคา ยิ่งแพงอีกด้วย

ดังนั้นในการทำงานของวงจรเรียงกระแสสามารถสรุปได้เป็น 2 กรณีใหญ่ๆคือ

1. กรณีไม่ใส่ตัวเก็บประจุกรองแรงดันเอาต์พุต จะทำให้รูปคลื่นกระแสอินพุต นั้นมีคุณภาพดี ไม่มีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นไซน์ อีกทั้งยังมีตัวประกอบกำลังที่ดี แต่จะให้ผลของแรงดันเอาต์พุตคุณภาพไม่ดี มีค่าการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตสูง เมื่อนำไปจ่ายให้กับวงจรจะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรนั้นไม่ดี หรือถ้านำไปเป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการขับเคลื่อนเครื่องจักรกลไฟฟ้าจะทำให้การหมุนของเครื่องจักรไม่ราบเรียบ

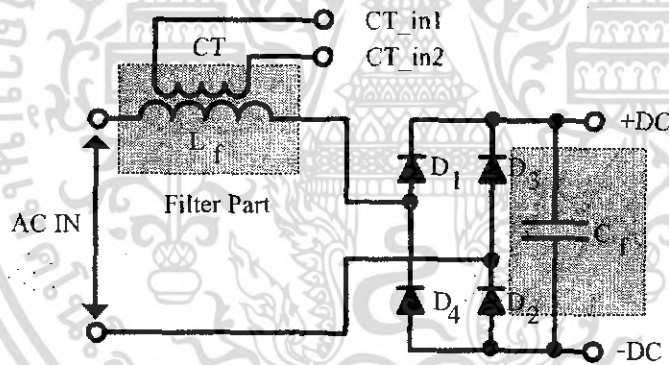
2. กรณีใส่ตัวเก็บประจุกรองแรงดันเอาท์พุท จะทำให้รูปคลื่นกระแสอินพุทมีความผิดเพี้ยนไป และมีตัวประกอบกำลังแย่ โดยแนวโน้มจะด้อยลงเมื่อขนาดของตัวเก็บประจุเพิ่มขึ้น แต่จะให้แรงดันเอาท์พุทที่คุณภาพสูง มีการกระเพื่อมของแรงดันต่ำ

3.3.1.2 การออกแบบวงจรเรียงกระแส

จากเหตุผลดังกล่าวข้างต้น ดังนั้นในโครงการนี้จึงเลือกวงจรเรียงกระแสชนิดเต็มคลื่นใส่ตัวเก็บประจุกรองแรงดันค่าน้อยๆ ที่ไม่สร้างผลกระทบกับการผิดเพี้ยนของรูปคลื่นกระแสอินพุท เอาไว้สะสมพลังงานคืนกลับและป้องกันการแกว่งของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง อันเนื่องมาจากวงจรอินเวอร์เตอร์มีการทำงานที่ความถี่สูงและมีโหลดเป็นแบบเรโซแนนซ์

ในการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์นั้นจะมีการเปิดและปิดวงจรม่อยครั้ง โดยขึ้นอยู่กับความถี่สวิตซ์ ซึ่ง จะส่งผลให้กระแสต้านอินพุทของวงจรเรียงกระแสไหลไม่ต่อเนื่อง จะเห็นได้ว่ากระแสอินพุทจะหยุดหรือไหลเข้าวงจรตามจังหวะการทำงานของอินเวอร์เตอร์ ในลักษณะรูปคลื่นกระแสเช่นนี้จะมีค่าความผิดเพี้ยนสูง ซึ่งเป็นสิ่งที่เราไม่ต้องการ

การจัดการปัญหาดังกล่าวข้างต้นในงานโครงการนี้ได้ใช้ตัวเหนี่ยวนำ, L_f ต่ออนุกรมเข้ากับไลน์อินพุทเพื่อกำจัดความถี่สูงที่ปะปนอยู่กับกระแสออกไป วงจรใช้งานแสดงให้เห็นได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรเรียงกระแสที่ใช้สำหรับโครงการนี้

ไดโอดที่ใช้ในโรงงานจะเป็น ไดโอดกำลังชนิดเต็มคลื่นแบบโมดูลตั้งแสดงได้
ดังรูปที่ 3.5 โดยพิกัดกำลังของไดโอดหาได้ตามสมการคือ

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} \cdot \cos \phi \quad (3.5)$$

โดยที่ P_{in} คือ กำลังไฟฟ้าต้านอินพุต (วัตต์ : W)

V_{in} คือ แรงดันไฟฟ้า (โวลต์ : V)

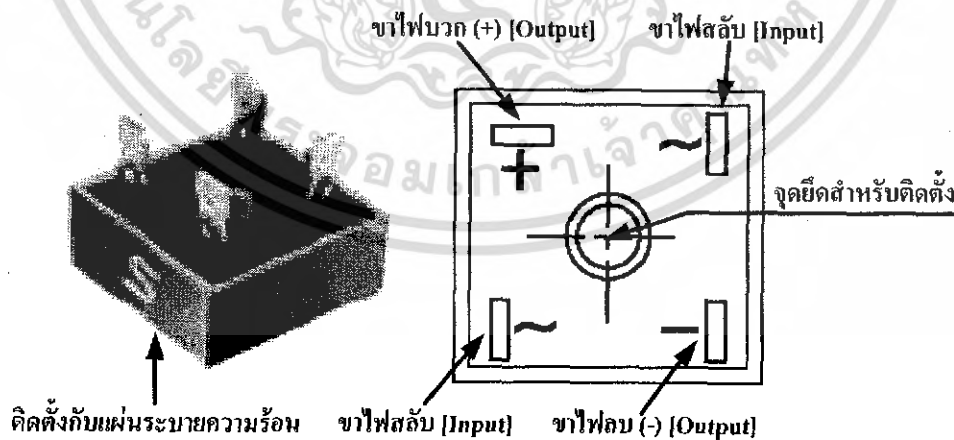
I_{in} คือ กระแสไฟฟ้า (แอมป์ : A)

$\cos \phi$ คือ ค่าตัวประกอบกำลัง

ซึ่งคุณสมบัติเครื่องมีดังนี้

เมื่อพิกัดของเครื่อง	3.5	Kw
ต้านอินพุตรับไฟ	220	V
ตัวประกอบกำลัง	0.99	lagging
จะได้ กระแสที่ไหลผ่านไดโอด	16	A
เมื่อการทำงานของไดโอดไว้ 70 % จะได้		
กระแสที่ไหลผ่านไดโอด	21	A

ในวงจรการทดลองได้เลือกวงจรเรียงกระแส และคำนวณหาพิกัดกระแสไว้คือ
ไดโอดกำลังชนิดเต็มคลื่นแบบโมดูลขนาด **800 V 35 A** จึงได้เลือกใช้ไดโอดกำลังเบอร์ **CM 3508** (หรือเบอร์อื่น ๆ ที่มีขนาดหรือพิกัดเท่ากัน และมีขายตามท้องตลาด) ซึ่งจะมีลักษณะ
และตำแหน่งของขาที่ต่อใช้งานต่างๆ ดังรูปที่ 3.7

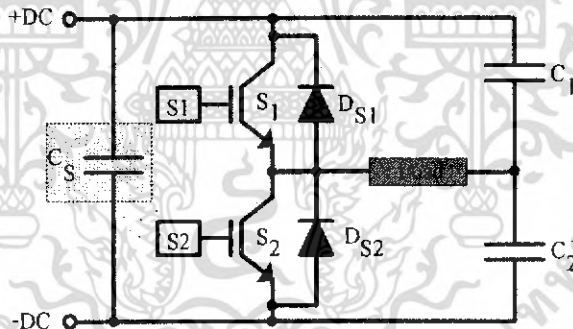


รูปที่ 3.7 ลักษณะของไดโอดกำลังที่ใช้ในโรงงาน

3.3.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter Part)

3.3.2.1 หลักการทำงาน

วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่สามารถปรับเปลี่ยนแรงดันและความถี่ได้ สำหรับโครงการนี้ ได้เลือกแบบที่เป็นฮาล์ฟบริดจ์ (Half Bridge Inverter) ชนิดจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverter) ตามรูปที่ 3.8 เพราะเนื่องจากมีโครงสร้างของวงจรที่ง่าย แต่มีพิภักการทำงานในช่วงปานกลาง (≤ 5 kW) ซึ่งในโครงการนี้ได้กำหนดพิภักกำลังไว้ที่ 3.5 kW (เครื่องทำน้ำอุ่น) เป็นที่เพียงพอสำหรับจะเลือกใช้งานอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ แต่ข้อเสียของอินเวอร์เตอร์แบบนี้ คือ จะมีการลัดวงจรในกิ่งเดียวกัน (Short Branch) ซึ่งในการควบคุมการทำงานของ S_1 และ S_2 จึงต้องมีการหน่วงเวลาในการทำงานของสวิตช์ทั้งสองตัวไม่ให้งานพร้อมกัน ซึ่งเรียกว่า วงจรเดดไทม์ (Dead Time Circuit) นอกจากนี้ในการส่งสัญญาณควบคุม ไปควบคุมสวิตช์ S_1 และ S_2 จะต้องผ่านวงจรแยกกราวด์ (Isolate Ground Circuit) และวงจรขับเกต (Gate Drives Circuit) ด้วย เพื่อแยกสัญญาณระหว่างวงจรควบคุมกับวงจรกำลังเป็นการป้องกันการรบกวนและความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจรควบคุมได้ และยังเพิ่มอัตรากระแสในการควบคุมให้ S_1 และ S_2 ทำงานไม่ให้เกิดความผิดพลาดเกิดขึ้นที่อาจนำไปสู่ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์สวิตช์ S_1 และ S_2 ได้ ซึ่งรายละเอียดเกี่ยวกับวงจรแยกกราวด์และวงจรขับเกตจะได้อธิบายให้เห็นในหัวข้อต่อไป



รูปที่ 3.8 วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดกึ่งบริดจ์

3.3.2.2 การออกแบบวงจรกำลังอินเวอร์เตอร์

ในส่วนของวงจรกำลังได้เลือกใช้อุปกรณ์สวิตช์ที่เป็นแบบ ไอจีบีทีโมดูล ซึ่งภายในต่อเป็นวงจรฮาล์ฟบริดจ์อยู่แล้ว ในการหาพิกัดของไอจีบีที เราสามารถหาค่ากระแสที่ไหลผ่านสูงสุดได้จากสมการที่ 3.6

$$I_p = \frac{2\pi \cdot P_o}{V} \quad (3.6)$$

โดย P_o คือ พิกัดกำลังเอาต์พุต (วัตต์)
 V คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงต่ำสุด (โวลต์)

เมื่อพิกัดของเครื่องได้กำหนดไว้ที่ 3.5 kW อินพุตรับไฟฟ้า 220 V \pm 10% ซึ่งเมื่อแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแล้วจะได้ค่าสูงสุดคือ

$$\begin{aligned} V_p &= (220+10\%) \cdot \sqrt{2} \\ &= 342.2 \text{ V} \end{aligned}$$

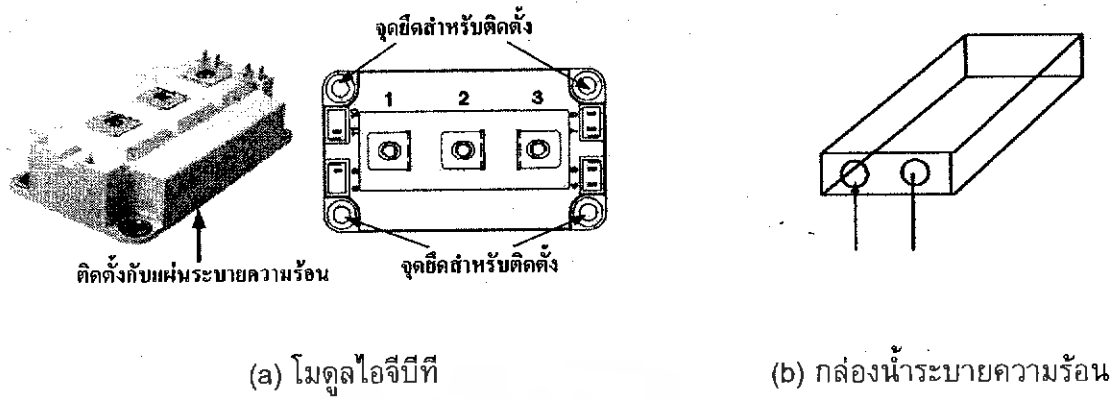
ตามสมการที่ 3.7 เมื่อแทนค่าจะได้กระแสสูงสุดคือ

$$\begin{aligned} I_p &= \frac{2\pi \cdot 3500}{(220-10\%)\sqrt{2}} \\ &= 110 \text{ A} \end{aligned}$$

เพื่อการทํางานของไอจีบีทีไว้ที่ 70 % จะได้

$$I_p = 143 \text{ A}$$

เพราะฉะนั้น เลือกขนาดของไอจีบีทีโมดูลได้เป็น 150 A 600 V ซึ่งมีขายตามท้องตลาดทั่วไป โดยแสดงลักษณะของตัวอย่างตามรูปที่ 3.9 (a) ในการใช้งานจริงจะต้องติดตั้งบนกล่องน้ำระบายความร้อนด้วย เพื่อระบายความร้อนให้กับไอจีบีที ป้องกันไม่ให้เกิดความเสียหายอันเนื่องมาจากอุณหภูมิขณะทํางานที่ไอจีบีทีเกิน ดังแสดงภาพตัวอย่างของกล่องน้ำระบายความร้อนในรูปที่ 3.9 (b)



รูปที่ 3.9 ลักษณะโมดูลไอจีบีทีและกล่องน้ำระบายความร้อน

3.3.2.3 วงจรเดดไทม์

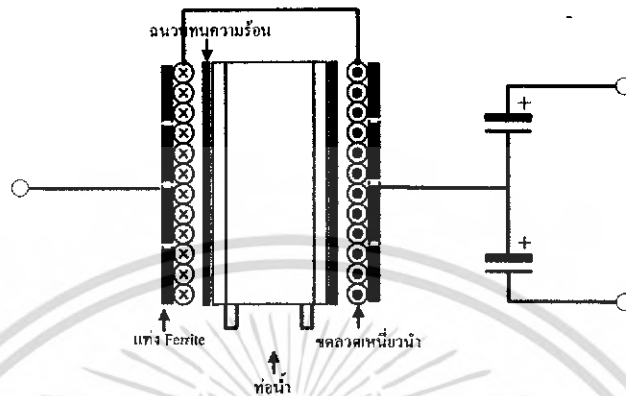
คุณสมบัติของวงจรเดดไทม์ (Dead Time Circuit) เป็นวงจรแบ่งสัญญาณที่ส่งมาจากวงจรถูกเปิดสัญญาณ (ไมโครคอนโทรลเลอร์) ก่อนจะนำไปควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ในชุดบน (S_1) และล่าง (S_2) ตามรูปที่ 3.10 โดยวงจรจะทำหน้าที่สร้างสัญญาณเดดไทม์เพื่อป้องกันไม่ให้อุปกรณ์สวิตช์ในกิ่งเดียวกันมีการทำงานพร้อมกันอาจเป็นผลทำให้เกิดการลัดวงจรขึ้น ซึ่งจะทำให้อุปกรณ์สวิตช์นั้นเสียหายได้ ในการกำหนดค่าเดดไทม์นี้จะต้องมีความเหมาะสม โดยจะขึ้นอยู่กับช่วงเวลาไต่ขึ้น (Rise Time) และไต่ลง (Fall Time) ของอุปกรณ์สวิตช์นั้นๆ ตามที่ระบุไว้ในคู่มือการออกแบบใช้งาน (Datasheet)



รูปที่ 3.10 สัญญาณขับเคลื่อน S_1 และ S_2 ที่มีการเดดไทม์ (Dead Time)

3.3.3 วงจรไหลตเรโซแนนซ์

ในส่วนนี้ประกอบ ขดลวดซึ่งขดเป็นวงกลมให้พอดีกับหม้อน้ำและทำหน้าที่เป็นตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ , ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_1 และ C_2) นอกจากนี้ยังติดตั้งชุดตรวจจับอุณหภูมิ โดยส่งสัญญาณดังกล่าวไปให้ชุดควบคุมต่อไป ตามรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรเรโซแนนซ์และไหลตของเครื่องทำน้ำอุ่น

3.3.3.1 การออกแบบวงจร

ในการออกแบบขดลวดจะพิจารณาจากผลที่ได้จากการจำลองและการทดลองควบคู่กันไปโดยตัวแปรที่สำคัญก็คือภาชนะหม้อน้ำที่ ขึ้นอยู่กับความหนาและชนิดของวัสดุ จะทำให้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรนั้นเปลี่ยนแปลงไปในการออกแบบขั้นต้นเพื่อหาค่าตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำสามารถพิจารณาได้จากสมการที่ 3.7

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.7)$$

- เมื่อ f_r คือ ความถี่เรโซแนนซ์ (Hz)
 L_r คือ ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (H)
 C_r คือ ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (F)

โครงการนี้จะต้องมีการออกแบบขดลวดให้สามารถใช้ได้กับภาชนะรูปทรงสี่เหลี่ยมแบนหรือหม้อน้ำ โดยหลักการออกแบบจะแยกชุดขดลวดสำหรับภาชนะรูปทรงสี่เหลี่ยมแบน(หม้อน้ำ) ออกจากกันอย่างอิสระ

สำหรับการค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ ในการออกแบบต้องกำหนดขนาดของภาชนะให้แน่นอนเพื่อต้องการให้วงจรมีประสิทธิภาพทำงานได้สูงสุด ในโครงการนี้กำหนดให้ภาชนะมีเส้นผ่านศูนย์กลาง 22 เซนติเมตร โดยพันชุดขดลวดให้มีขนาด

เท่ากับกันภาชนะนั้นๆ เมื่อได้ขดลวดที่มีรูปทรงตามต้องการ ต่อไปจะนำขดลวดดังกล่าวไปตรวจวัดค่าความเหนี่ยวนำ ตามสมการที่ 3.7 ในโครงการนี้กำหนดให้ความถี่ เรโซแนนซ์มีค่าเท่ากับ 25 kHz เพราะเป็นความถี่ที่ไม่สร้างสัญญาณรบกวนทางเสียงได้ และในการปรับเปลี่ยนกำลังงานเอาต์พุต จะปรับความถี่สวิตซ์ในย่าน lagging ($f_s > f_r$) เพราะถ้าหากปรับไปในย่าน leading ($f_s < f_r$) จะทำให้ความถี่เข้าใกล้การรบกวนทางเสียงได้ จนถึง 40 kHz จะได้อัตราส่วนการลดลงของกำลังงานเป็น 1.3 เท่าของพิกัด ก็จะเพียงพอ ซึ่งถ้าปรับไปมากกว่านี้จะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานลดลง อันเนื่องมาจากมีการสูญเสียมากขึ้น ดังนั้นจึงสามารถหาค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ได้ ซึ่งค่าดังกล่าวจะนำไปทำการทดลองและต้องมีการปรับแต่งให้วงจรทำงานได้ดีที่สุด

3.3.3.2 การออกแบบค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์

จากขดลวดเหนี่ยวนำของภาชนะรูปทรงต่างๆ จะนำไปตรวจสอบหาค่าความเหนี่ยวนำด้วยเครื่องมือวัด และจะนำค่าที่ได้ดังกล่าวไปหาค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ เมื่อกำหนดให้ความถี่เรโซแนนซ์มีค่าเท่ากับ 25 kHz ดังนั้นเราก็จะได้ค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ที่จะนำไปทดสอบการทำงานต่อไป

โดยทำการวัดค่า L ได้
ความถี่เรโซแนนซ์มีค่า
จากสูตร (3.7)

$$0.105 \text{ mH}$$

$$f_r = 25 \text{ kHz}$$

คำนวณค่า C ได้จากสูตร

$$C = \frac{\left(\frac{1}{2\pi f_r}\right)^2}{L}$$

$$C = 0.386 \mu F$$

$$\text{เลือกใช้ } C \text{ ขนาด } 6800 \text{ pF} = \frac{0.386 \mu F}{6800 \text{ pF}} = 56 \text{ ตัว}$$

$$\therefore C_1 = 28 \text{ ตัว}$$

$$C_2 = 28 \text{ ตัว}$$

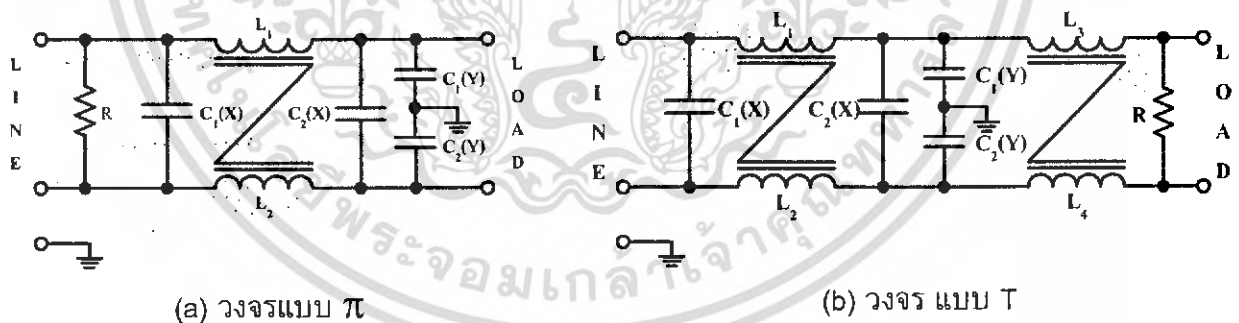
โดยจะใช้ตัวเก็บประจุชนิดโพลีโพรไพลีน ฟิล์ม (Polypropylene film) ขนาด 1000 Vdc , 600 Vac ซึ่งมีค่าพิกัดประจุ 6800 Pf หลายๆ ตัวต่อขนานกัน เพื่อลดค่าความต้านทานอนุกรมสมมูล (ESR : Equivalent Series Resistant) ที่อยู่ภายในตัวเก็บประจุให้น้อยลง เพราะเนื่องจากค่าความต้านทานดังกล่าวจะทำให้ตัวเก็บประจุมีความสูญเสียมากขึ้น ขณะทำงานที่กระแสและความถี่สูงๆ ส่งผลให้ตัวเก็บประจุนั้นเกิดความเครียดทางไฟฟ้าและทำให้เสียหายได้ในที่สุด

3.3.4 วงจร EMI Filter

ในการทำงานของเครื่องทำน้ำอุ่นแบบเหนี่ยวนำจะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อแปลงไฟกระแสตรงให้เป็นกระแสสลับความถี่สูง โดยมีการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่ากระแสและความถี่สูงๆ อย่างฉับพลัน ด้วยการทำงานดังกล่าวทำให้มีการสร้างสัญญาณรบกวน (Noise) ขึ้น ซึ่งอาจเป็นสาเหตุทำให้การทำงานของระบบวงจรหรือระบบใกล้เคียงเกิดการผิดพลาด สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นดังกล่าวจะเป็นสัญญาณรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้า

3.3.4.1 ลักษณะวงจร EMI Filter

ดังนั้นอินเวอร์เตอร์จำเป็นต้องมีวงจรฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะออกไปภายนอกให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ วิธีการลดสัญญาณรบกวนที่จะออกไปภายนอกที่ใช้กันอยู่โดยทั่วไป คือ การต่อ LC ฟิลเตอร์คั่นอยู่ที่อินพุตกับระบบแรงดันไฟสลับ เพื่อลดสัญญาณรบกวนทั้งโหมดความแตกต่าง และโหมดร่วม การต่อวงจร LC ฟิลเตอร์สามารถทำได้หลายรูปแบบ เช่น แบบพาย (π) หรือ แบบที (T) ดังรูปที่ 3.12 (a) และ 3.12 (b) ตามลำดับ แต่ส่วนใหญ่ที่นิยมใช้คือ แบบ π เนื่องจากมีขนาดเล็กกว่า ประหยัด และมีวงจรง่าย



รูปที่ 3.12 ลักษณะการต่อ LC ฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวน

การกำหนดค่าอุปกรณ์ต้องให้แน่ใจว่า ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรต้องมีค่าน้อยกว่าค่าความถี่ การทำงานของอินเวอร์เตอร์ ซึ่ง ตัวต้านทาน มีไว้เพื่อให้อัตราการสั่นของประจุชนิด "X" ภายประจุทิ้งไปได้ ซึ่งกำหนดว่า ถ้าค่าตัวเก็บประจุ ($C_{1,2}(x)$) มีค่าตั้งแต่ 0.1 μ F ขึ้นไป ตัวต้านทาน (R)จะต้องมีค่าเท่ากับ

$$R = \frac{t}{2.21C} \quad (3.8)$$

โดยกำหนดให้ t มีค่าเท่ากับ 1 วินาที และ C คือ ผลรวมของค่าตัวเก็บประจุ ($C_{1,2}(x)$) ในวงจรฟิลเตอร์เป็นฟารัดประสิทธิภาพในการลดสัญญาณรบกวนของวงจร LC ฟิลเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความแตกต่างอิมพีแดนซ์ระหว่างอินพุตของฟิลเตอร์กับแหล่งจ่ายไฟสลับ และค่าความแตกต่างอิมพีแดนซ์ระหว่างเอาต์พุตของฟิลเตอร์กับอินพุตของอินเวอร์เตอร์ โดยถ้าค่าความแตกต่างของอิมพีแดนซ์มีค่ามาก อัตราลดทอนสัญญาณรบกวนจะมากไปด้วย ในโครงการนี้ได้เลือกใช้ วงจรฟิลเตอร์แบบพาย (รูปที่ 3.12 (a)) ซึ่งมีส่วนประกอบและคุณสมบัติของอุปกรณ์ดังต่อไปนี้

- ตัวเก็บประจุ $C_{1,2}(x)$ และตัวเก็บประจุ $C_{1,2}(y)$

ตัวเก็บประจุชนิด "X" และตัวเก็บประจุชนิด "Y" เป็นตัวเก็บประจุสำหรับการลดทอนสัญญาณรบกวน ใช้กับแรงดันไฟสลับ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ การต่อตัวเก็บประจุเพื่อลดทอนสัญญาณรบกวน กำหนดให้ต่อใช้งานแยกประเภทตามตำแหน่งการใช้งานดังต่อไปนี้

- ตัวเก็บประจุ $C_{1,2}(x)$ (X-capacitor)

ให้ใช้ต่อได้เฉพาะตำแหน่งที่ไม่ทำให้ผู้ใช้อุปกรณ์ได้รับอันตรายจากไฟฟ้าดูด หากตัวเก็บประจุเกิดลัดทะเลหรือทำงานผิดพลาด การใช้ตัวเก็บประจุชนิด "X" จะไม่มีการจำกัดค่าความจุสูงสุดของตัวเก็บประจุไว้ ตัวเก็บประจุชนิด "X" ยังแบ่งออกได้เป็นอีกชนิด "X₁" และชนิด "X₂" ตามอัตราทนแรงดันสูงสุดของตัวเก็บประจุ โดยตัวเก็บประจุชนิด "X₁" มีค่าอัตราทนแรงดันสูงสุดใช้งานได้มากกว่า 1,200 โวลต์ ส่วนตัวเก็บประจุชนิด "X₂" มีอัตราทนแรงดันสูงสุดใช้งานได้ต่ำกว่า 1,200 โวลต์ลงมา

- ตัวเก็บประจุ $C_{1,2}(y)$ (Y - capacitor)

ยอมให้ใช้ได้เฉพาะตำแหน่งที่อาจทำให้ผู้ใช้อุปกรณ์ไฟฟ้าได้รับอันตรายจากไฟฟ้าดูด ถ้าตัวเก็บประจุเกิดลัดทะเลหรือทำงานผิดพลาด ตัวเก็บประจุชนิด "Y" จัดเป็นอุปกรณ์ที่เสี่ยง

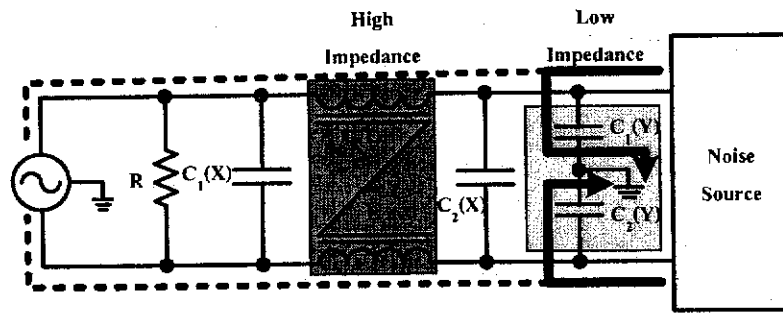
กับความปลอดภัยจึงต้องมีมาตรฐานเกี่ยวกับความปลอดภัยสูง และต้องมีโครงสร้างที่ป้องกันการลัดทะลุได้ดี ค่าความจุของตัวเก็บประจุชนิด "Y" ต้องมีค่าต่ำเพื่อจำกัดกระแสรั่วไหลหรือจำกัดกระแสดิสชาร์จจากตัวเก็บประจุชนิด "Y" ลงดิน (ตามมาตรฐานความปลอดภัยเครื่องใช้ไฟฟ้าภายในบ้านทั่วไปจะต้องมีกระแสรั่วลงดินน้อยกว่า 0.5 มิลลิแอมป์)

3.3.4.2 ตัวเหนี่ยวนำ

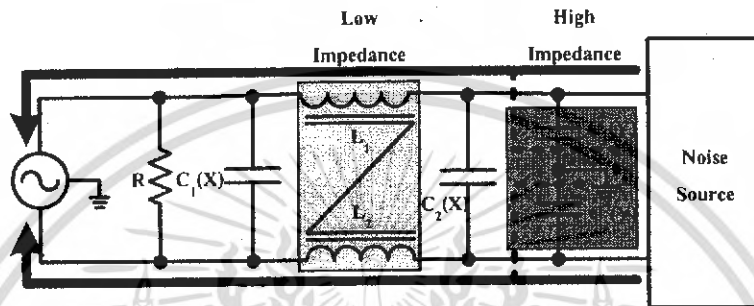
ตามวงจรตัวเหนี่ยวนำจะต่ออนุกรมกับวงจร เพราะฉะนั้นการออกแบบจะต้องใช้เส้นลวดที่ทนกระแสสำหรับจ่ายโหลดได้ ตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 หรือ L_3 และ L_4 จะพันอยู่บนแกนเดียวกัน ซึ่งมีทิศ-ทางการพันขดลวดสวนทางกันโดยทั้ง 2 จะมีค่าเท่ากันในแต่ละคู่ ส่วนแกนเหล็กที่จะนำมาใช้งานจะต้องเป็นแกนสำหรับใช้งานกับความถี่สูง ได้แก่ แกนที่ทำจากสาร Ferrite ซึ่งอาจเป็นแกนทรงกลม (toroids) หรือ ชนิด EE หรือ EI ก็ได้

3.3.4.3 หลักการทำงานของวงจร

ตามรูปที่ 3.12 (a) ตัวเก็บประจุ $C(X)$ ที่อยู่ในวงจรจะมีผลในการลดทรานเซียนต์ $C_1(X)$ จะลดทรานเซียนต์ที่เกิดในสายไฟสลัปไม่ให้อ่านเข้าหาจอร์อินเวอร์เตอร์ ส่วน $C_2(X)$ จะลดทรานเซียนต์ที่เกิดจากจอร์อินเวอร์เตอร์ไม่ให้อ่านไปยังสายไฟสลัปได้ วงจรฟิลเตอร์จะเป็นส่วนป้องกันสัญญาณความถี่สูงจากอินเวอร์เตอร์ส่งผ่านเข้าสู่ระบบแหล่งจ่ายไฟภายนอก ดังนั้นจากลักษณะของวงจรเมื่อมีสัญญาณความถี่สูงกว่าในย่านการทำงานของวงจรที่ถูกกำหนดให้ผ่านได้ (Cutoff Frequency) โดยจะกำหนดไว้ให้มีค่ามากกว่า 9 เท่าของความถี่ไลน์ แต่ไม่เกินความถี่ตามมาตรฐานกำหนดของแต่ละประเภทอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้า ส่งผ่านมาจากจอร์อินเวอร์เตอร์จะไม่สามารถผ่านออกสู่ภายนอกได้เนื่องจากค่าอินดักแตนซ์ L_1 หรือ L_2 มีค่าสูงมาก ($X_L = 2\pi fL$) สัญญาณความถี่สูงดังกล่าวจะไหลผ่านตัวเก็บประจุ $C_1(Y)$ หรือ $C_2(Y)$ เข้าสู่ระบบกราวด์แทนเพราะค่าคาปาซิแตนซ์มีค่าต่ำลง ($X_C = 1/(2\pi fC)$) ซึ่งแสดงให้เห็นเส้นทางการไหลของสัญญาณความถี่สูงและต่ำได้ตามรูปที่ 3.13 (a) และ 3.13 (b) ตามลำดับ



(a) การทำงานของวงจรเมื่อเกิดความถี่สูง



(b) การทำงานของวงจรเมื่อเกิดความถี่ต่ำ

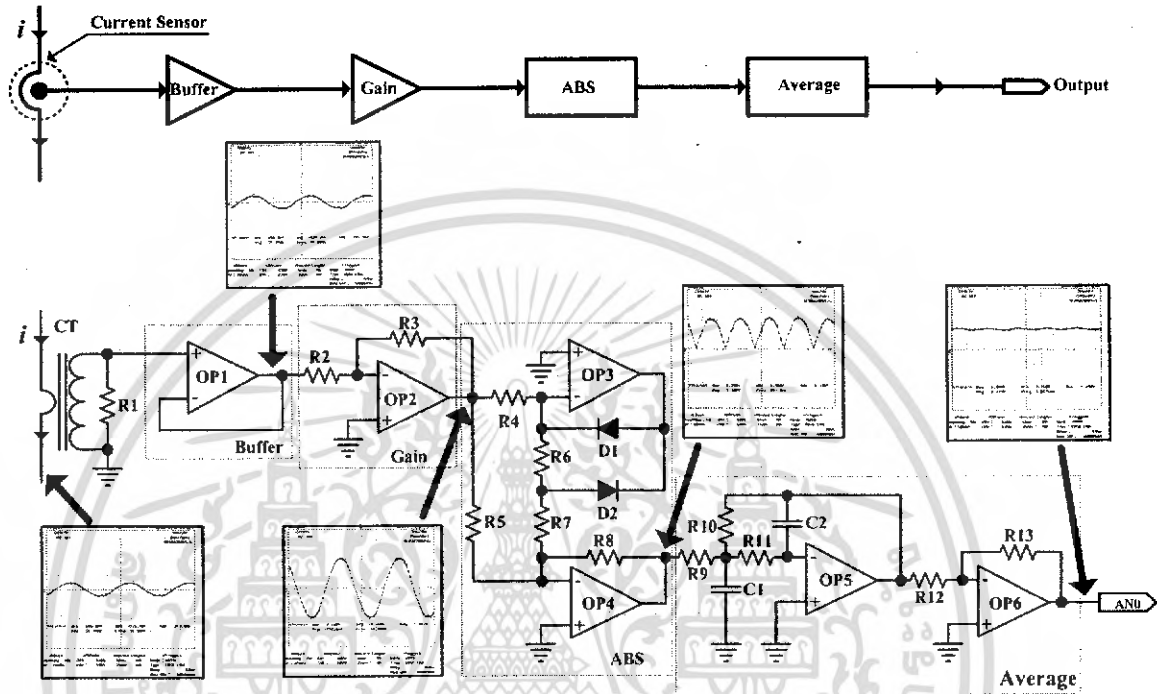
รูปที่ 3.13 ลักษณะการทำงานของวงจร

3.4 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุม

การออกแบบและสร้างวงจรควบคุมนั้นจะขึ้นอยู่กับเป้าหมายของการทำงานของเครื่องให้เป็นไปตามต้องการ เช่น การสร้างสัญญาณควบคุม, มีระบบป้องกันต่างๆ หรือมีฟังก์ชันการทำงานอื่นตามความเหมาะสม ในงานวิจัยนี้วงจรควบคุมมีหน้าที่หลักคือ สร้างสัญญาณควบคุมวงจรถูกกำลัง และตรวจสอบการทำงานของเครื่อง จะเห็นได้ว่าจะประกอบด้วยส่วนของวงจรช่วย ซึ่งทำหน้าที่ ตรวจจับสัญญาณกระแส, แรงดัน หรืออุณหภูมิ แล้วปรับแต่งสัญญาณให้มีค่าเหมาะสม และส่งให้ ไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผลต่อไป นอกจากนี้ยังมีส่วนของวงจรที่รับค่าต่างๆจากผู้ใช้งาน, แสดงผล และวงจรขับไอจีบีที เป็นต้น โดยสามารถแยกพิจารณาการออกแบบและสร้างได้เป็นส่วนต่างๆดังนี้


3.4.1 การออกแบบและสร้างวงจรตรวจับกระแสอินพุต

วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่ตรวจับกระแสอินพุต เพื่อนำกระแสจริงที่ได้ส่งต่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผลต่อไป โดยสัญญาณกระแสนี้จะป้อนกลับไปสำหรับการสร้างระบบป้องกันกระแสอินพุตมากเกินไป ($> 16 A_{rms}$) ดังแสดงบล็อกไดอะแกรมและวงจรใช้งานจริงตามรูปที่ 3.14







รูปที่ 3.14 บล็อกไดอะแกรมและวงจรใช้งานจริงของวงจรตรวจับกระแสอินพุต

ตารางที่ 3.1 ค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรตรวจจับกระแส

ตัวอุปกรณ์	ค่าที่ใช้	หมายเหตุ
R1 (1/4 W ±1%)	60 Ω	 <p>ความต้านทานชนิดคาร์บอน (Carbon)</p>
R2 (1/8 W ±5%)	10 kΩ	
R3 (1/8 W ±5%)	25 kΩ	
R4 (1/8 W ±5%)	10 kΩ	
R5 (1/8 W ±5%)	10 kΩ	
R6 (1/8 W ±5%)	10 kΩ	
R7 (1/8 W ±5%)	5 kΩ	
R8 (1/8 W ±5%)	10 kΩ	
R9 (1/8 W ±5%)	100 kΩ	
R10 (1/8 W ±5%)	100 kΩ	
R11 (1/8 W ±5%)	110 kΩ	
R12 (1/8 W ±5%)	10 kΩ	
R13 (1/8 W ±5%)	10 kΩ	

ตารางที่ 3.1 ค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรตรวจจับกระแส (ต่อ)

ตัวอุปกรณ์	ค่าที่ใช้	หมายเหตุ
C1	220nF 63 V	ตัวเก็บประจุชนิดโพลีเอสเตอร์ (Polyester) 
C2	47nF 63V	
D1, D2	1N4148	ไดโอดชนิดนำกระแสอย่างรวดเร็ว (Fast Diode) 75 V 200 mA 
CT	0.1-30 A 50 – 400 Hz	Low Frequency CSE187-L (Parallax Power Component, L.L.C) 
OP	TL084	ออปแอมป์ที่มีอินพุตเป็น J-FET ภายในประกอบด้วยออปแอมป์จำนวน 4 ตัว ตัวถึงเป็นแบบ SO-14 

วงจรตรวจจับกระแสตามรูปที่ 2.14 จะประกอบไปด้วย
อุปกรณ์ตรวจจับกระแส(Current Sensor) ได้ใช้ CT (Current Transformer) เป็นตัวตรวจจับกระแส ซึ่งเป็นผลิตภัณฑ์ของ Parallax Power Component รุ่น CSE187-L สามารถตรวจจับกระแส ไฟสลับได้ตั้งแต่ 0.1 - 30 A ที่ย่านความถี่ทำงาน 50 - 400 Hz ตามคู่มือใช้งานจะต่อความต้านทานขนานทางด้านทุติยภูมิขนาด 60Ω (R1) ซึ่งจะได้อัตราส่วนของแรงดันเป็น 110 mV/A

วงจรบัฟเฟอร์(Buffer) ทำหน้าที่ป้องกันการลดลงของสัญญาณที่มาจากอุปกรณ์ตรวจจับก่อนที่จะเข้าวงจรในส่วนต่างๆต่อไป ซึ่งได้ใช้ออปแอมป์ (OP1) ต่อเป็นวงจรตามแรงดัน (Voltage Follower)

วงจรเพิ่มอัตราขยาย(Gain) เนื่องจากอัตราส่วนของสัญญาณกระแสที่มาจากอุปกรณ์ตรวจจับมีค่าน้อยมาก ทำให้ขณะเครื่องทำงานที่กระแสอินพุตต่ำอาจจะทำให้การคำนวณผิดพลาดได้ ดังนั้นจึงต้องเพิ่มขนาดกระแสให้มีค่าเหมาะสม ในที่นี้ได้ใช้วงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) เนื่องจากเป็นวงจรที่ง่าย และไม่ได้คำนึงถึงเฟสที่ได้ทางด้านเอาต์พุต โดยที่อัตราขยายแรงดันมีสมการเป็น

$$\frac{V_o}{V_i} = A_v = -\frac{R_3}{R_2} \quad (3.9)$$

ในส่วนของวงจรตรวจจับกระแสอินพุตนี้ได้กำหนดค่าอัตราขยายแรงดันไว้เท่ากับ 2.50 เท่า ก็จะได้สัญญาณกระแสที่เหมาะสมและเพียงพอกับการคำนวณให้ถูกต้องแล้ว ดังนั้นจะได้ $R_3 = 25 \text{ k}\Omega$ และ $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$

วงจรถ้าค่าขนาด(Absolute) เนื่องจากสัญญาณกระแสเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งไม่สามารถนำไปป้อนให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ เพราะฉะนั้นจำเป็นต้องทำให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยนำสัญญาณที่ได้มาผ่านวงจรถ้าค่าขนาด จากรูปวงจรจะประกอบด้วย ความต้านทาน ($R_4 - R_8$), ไดโอด ($D1, D2$) และออปแอมป์ ($OP3, OP4$) ซึ่งตามหลักการทำงานวงจรนี้คือวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสัญญาณขนาดเล็ก (Precision Rectifier)

วงจรถ้าค่าเฉลี่ย(Average) สัญญาณที่ได้จากวงจรถ้าค่าขนาดจะเห็นว่ามีการกระเพื่อม (Ripple) ซึ่งเมื่อนำสัญญาณนี้ไปป้อนให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์อาจจะทำให้เกิดการคำนวณผิดพลาดได้ ดังนั้นจึงต้องทำให้การกระเพื่อมของสัญญาณลดน้อยลง ในที่นี้ได้ใช้วงจรถ้าค่าเฉลี่ย ตามรูป วงจรนี้ประกอบด้วย ความต้านทาน ($R_9 - R_{13}$), ตัวเก็บประจุ ($C1, C2$) และออปแอมป์ ($OP5, OP6$) ซึ่งตามลักษณะวงจรก็คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ชนิดบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth) แบบ 2 ชั้น เป็นวงจรที่ง่าย มีคุณภาพการกรองที่ดีพอสมควร และมีอัตราขยายสัญญาณสูง จากรูปสามารถหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรได้ดังนี้

ทรานเฟอร์ฟังก์ชัน (Transfer Function) ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$A(s) = \left[\frac{\frac{R_{10}}{R_9}}{1 + \omega_c C_2 (R_{10} + R_{11}) + \frac{(R_{10})(R_{11})}{R_9} s + \omega_c^2 (C_1)(C_2)(R_{10})(R_{11}) s^2} \right] \cdot \left[-\frac{R_{13}}{R_{12}} \right] \quad (3.10)$$

จากสมการที่ 3.10 ถ้ากำหนดให้

$$A_0 = -\frac{R10}{R9} \quad (3.11)$$

$$A_1 = -\frac{R13}{R12} \quad (3.12)$$

$$a_1 = \omega_c C2(R10 + R11) + \frac{(R10)(R11)}{R9} \quad (3.13)$$

$$b_1 = \omega_c^2 (C1)(C2)(R10)(R11) \quad (3.14)$$

$$\omega_c = 2\pi f_c \quad (3.15)$$

เมื่อ f_c คือค่าความถี่คัทออฟ (Cut off) ซึ่งเป็นความถี่ที่บอกลงถึงจุดกันไม่ให้สัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าความถี่นี้ผ่านได้

ถ้ากำหนดค่า C1 และ C2 เราสามารถหาค่า R9 - R13 ได้คือ

$$C1 \geq C2 \frac{4b_1(1-A_0)}{a_1^2} \quad (3.16)$$

$$R10 = \frac{a_1 C1 - \sqrt{a_1^2 C1^2 - 4b_1(C1)(C2)(1-A_0)}}{4\pi f_c C1 C2} \quad (3.17)$$

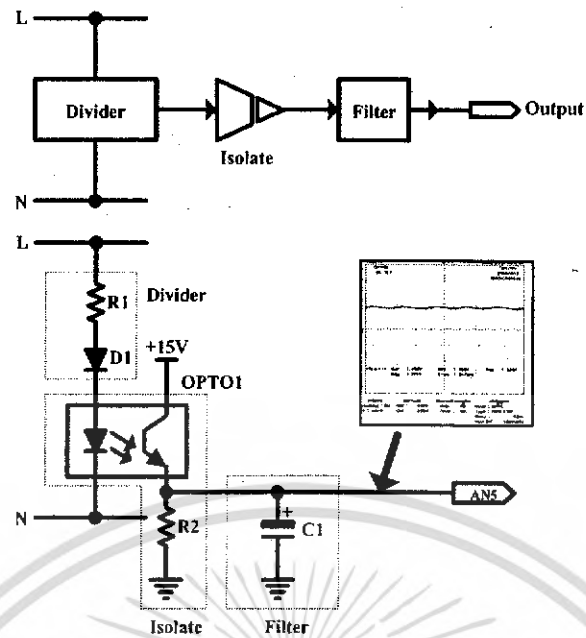
$$R9 = \frac{R10}{-A_0} \quad (3.18)$$

$$R11 = \frac{b_1}{4\pi^2 f_c^2 (C1)(C2)(R10)} \quad (3.19)$$

ในงานวิจัยนี้เราสามารถหาค่าต่างๆ เมื่อกำหนดให้ $A_0 = A_1 = -1$, $f_c = 15$ Hz, $C1 = 220$ nF, $C2 = 47$ nF และ $R9 = 100$ k Ω จากสมการที่ (3.11) – (3.13) จะหาค่า R10 - R13 ได้ตามตารางที่ 2.1


3.4.2 การออกแบบและสร้างวงจรตรวจจับแรงดันอินพุต

วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่ตรวจจับแรงดันอินพุตที่เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อนำแรงดันจริงที่ได้ส่งต่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผลสำหรับการสร้างระบบป้องกันแรงดันอินพุตสูงหรือต่ำเกิน(สูงกว่า 220+10% V_{rms} และต่ำกว่า 220-10% V_{rms}) ดังแสดงบล็อกไดอะแกรมและวงจรใช้งานจริงตามรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 บล็อกไดอะแกรมและวงจรใช้งานจริงของวงจรตรวจจับแรงดันอินพุต

ตารางที่ 3.2 ค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรตรวจจับแรงดันอินพุต

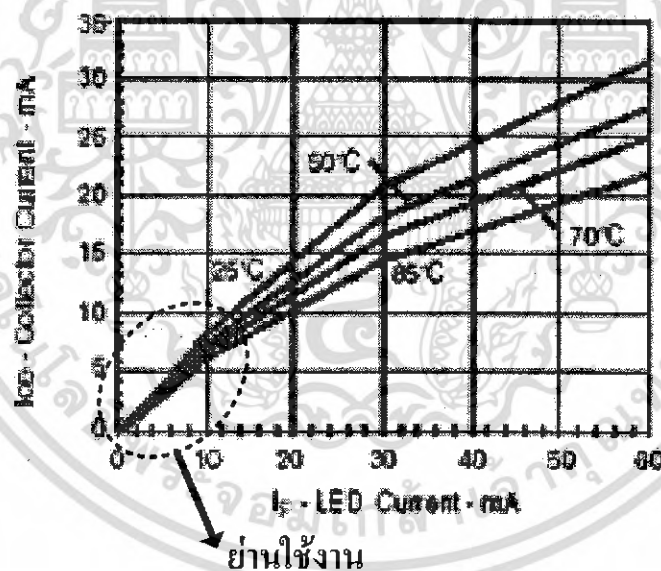
ตัวอุปกรณ์	ค่าที่ใช้	หมายเหตุ
R1 (2W \pm 5%)	50 k Ω	ความต้านทานชนิดคาร์บอน (Carbon)
R2 (1/8W \pm 5%)	1k Ω	
D1	1N4148	ไดโอดชนิดนำกระแสอย่างรวดเร็ว (Fast Diode) 75 V 200 mA
C1	220 μ F 25V	ตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลติกส์ (Electrolytic Capacitor)
OPTO1	4N25	Phototransistor Optocouplers 150mA, 30V ที่มีตัวถังแบบ DIP-6

วงจรตรวจจับแรงดันอินพุตประกอบด้วย

วงจรแยกส่วนสัญญาณ (Isolate) ทำหน้าที่แยกส่วนระหว่างส่วนวงจรกำลัง และวงจรควบคุม หรือแยกส่วนระหว่างแรงดันสูงกับแรงดันต่ำออกจากกัน เพื่อป้องกันการลัดวงจร หรือสัญญาณรบกวนต่างๆที่อาจจะทำให้วงจรควบคุมทำงานผิดพลาดไป ในที่นี้วงจรแยกส่วนได้ใช้ ออปโตไดโอด (Opto) ซึ่งอาศัยหลักการแยกส่วนโดยใช้แสง เนื่องจากวงจรมีขนาดเล็ก และมีการทำงานที่ไม่ยุ่งยากซับซ้อนมากนัก ซึ่งวงจรประกอบด้วยออปโตไดโอด (OPTO1) และตัวต้านทาน (R_2) ในที่นี้ออปโตไดโอดเลือกใช้เบอร์ 4N25 เนื่องจากมีความเหมาะสมกับงานและราคาถูก

วงจรลดแรงดัน (Voltage Divider) ทำหน้าที่ลดแรงดันสูง (โดยปกติ 220 V) ให้เป็นแรงดันต่ำ (R_1) และกำจัดสัญญาณช็กลบออก (D1) ก่อนป้อนเข้าออปโตไดโอดเพื่อจะไม่ทำให้เกิดความเสียหายกับออปโตไดโอด

การออกแบบวงจรแยกส่วนสัญญาณ และวงจรลดแรงดันจะมีความสอดคล้องกัน โดยใช้กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_C และ I_F ของข้อมูลออปโตไดโอดดังรูป 3.16 ตามรูปจะใช้งานในช่วงกระแสเป็นเชิงเส้น เมื่อกำหนดให้อุณหภูมิทำงานสูงสุดของออปโตไดโอดอยู่ที่ 50°C ซึ่งจะได้ว่าค่ากระแสสูงสุดที่สามารถนำมาพิจารณาออกแบบได้จะอยู่ในย่านโดยประมาณ $I_C = 0 - 7\text{ mA}$ และ $I_F = 0 - 10\text{ mA}$ ดังนั้นเราสามารถหาค่า R_1 และ R_2 ได้ดังนี้



รูปที่ 3.16 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_C และ I_F ของออปโตไดโอด (4N25)

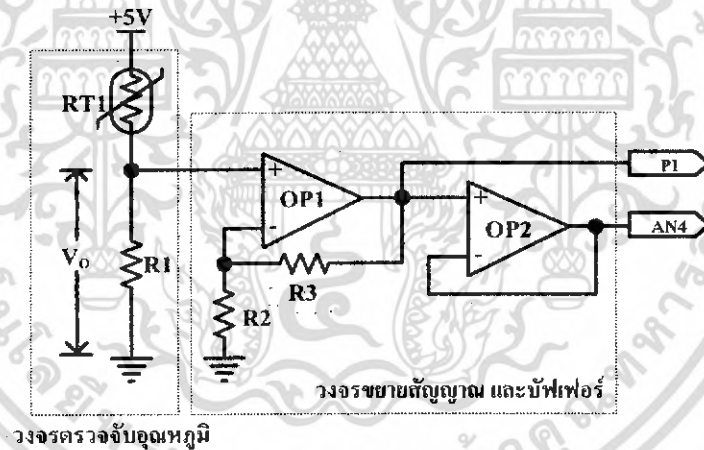
เมื่อกำหนดให้ $I_f = 5 \text{ mA}$ จะได้ $R1 = \frac{\sqrt{2} \cdot (220 + 10\%)}{5 \times 10^{-3}} = 68.44 \text{ k}\Omega$ ดังนั้นจึง

เลือกใช้ค่า $R1 = 50 \text{ k}\Omega$ เมื่อนำค่า $R1$ ไปคำนวณหาค่า I_f ใหม่จะได้เท่ากับ 6.845 mA และนำค่า I_f ไปหาค่ากระแส I_c จากกราฟจะได้ 4 mA ทางด้านเอาต์พุตของออปโตไดโอดเมื่อกำหนดให้ $R2$ มีค่าเท่ากับ $1 \text{ k}\Omega$ จะได้แรงดันเอาต์พุตสูงสุดเท่ากับ $I_c \times R2 = (4 \times 10^{-3}) \times (1 \times 10^3) = 4 \text{ V}$ ซึ่งเป็นค่าที่มากพอสำหรับการป้อนให้ไมโครคอนโทรลเลอร์คำนวณแล้วมีความผิดพลาดน้อยที่สุด

วงจรรอง (Filter) ทำหน้ากรองแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากออปโตไดโอดให้เรียบ เนื่องจากรูปคลื่นที่ได้ทางด้านเอาต์พุตของออปโตไดโอดมีลักษณะเหมือนกับวงจรรีจกระแสบวมครีคลื่น ดังนั้นจะมีการกระเพื่อมของแรงดันเกิดขึ้น ส่งผลทำให้การคำนวณผิดพลาดได้ โดยใช้ตัวเก็บประจุ (C1) เป็นตัวกรอง




3.4.3 การออกแบบและสร้างวงจรรวจจับอุณหภูมิสำหรับการป้อนกลับ

การทำงานของเครื่องทำน้ำอุ่นจะเป็นระบบลูปปิด (Close Loop) โดยการรักษาอุณหภูมิของน้ำให้คงที่ ตามค่าอุณหภูมิที่เลือกมาจากผู้ใช้งาน วงจรนี้เป็นส่วนของการตรวจจับอุณหภูมิของน้ำจริง เพื่อนำมาป้อนเข้าวงจรควบคุมแบบพีไอต่อไป ดังแสดงวงจรรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 วงจรรวจจับอุณหภูมิของน้ำ

ตารางที่ 3.3 ค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรตรวจจับอุณหภูมิของน้ำ

ตัวอุปกรณ์	ค่าที่ใช้	หมายเหตุ
R1 (1/8 W ±1%)	1 kΩ	ความต้านทานชนิดคาร์บอน (Carbon) 
R2 (1/8 W ±1%)	5 kΩ	
R3 (1/8 W ±1%)	20 kΩ	
RT1	12 kΩ @25 °C	เทอร์มิสเตอร์ชนิด NTC (NTC Thermistor) 
OP1, OP2	TL084	ออปแอมป์ที่มีอินพุตเป็น J-FET ภายในประกอบด้วย ออปแอมป์จำนวน 4 ตัว ตัวถังเป็นแบบ SO-14 

วงจรตรวจจับอุณหภูมิของน้ำตามรูปที่ 3.17 ประกอบด้วย

ส่วนตรวจจับอุณหภูมิ จะประกอบด้วยความต้านทาน R1 และ RT1 โดยที่ RT1 เป็นความต้านทานเปลี่ยนแปลงค่าตามอุณหภูมิแบบลบ ขนาด 12 kΩ @ 25 °C ซึ่งบรรจุอยู่ในตัวถังโลหะทรงกระบอกแบบปิด ตามคู่มือใช้งานสามารถใช้เป็นตัวตรวจจับอุณหภูมิ น้ำที่ประยุกต์ใช้งานกับ เครื่องซักผ้า, เครื่องล้างจาน, ปั๊มน้ำ และ หม้อต้มน้ำ เป็นต้น ในการออกแบบจะใช้ข้อมูลความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานที่ได้กับการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ ดังแสดงได้ตามตารางที่ 3.4

ค่าที่แสดงในตารางจะเป็นค่าอัตราส่วนระหว่างค่าความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงไปกับค่าความต้านทานอ้างอิงที่อุณหภูมิ 25 °C ซึ่งเครื่องทำน้ำอุ่นจะถูกออกแบบให้มีอุณหภูมิของน้ำอยู่ในช่วง 32 - 48 °C เนื่องจากเป็นอุณหภูมิน้ำที่อาบแล้วทำให้รู้สึกสบาย ดังนั้นเราจึงสามารถหาค่า R1 ได้ตามสมการ $V_O = \frac{5(RT1)}{R1 + RT1}$ เมื่อกำหนดให้แรงดัน V_O ที่อุณหภูมิ 32 °C มีค่าเท่ากับ 0.495 V และพิจารณาค่าในตารางที่ 2.6 ที่อุณหภูมิ 32 °C สามารถหาค่า RT1 ได้เท่ากับ 9094.8 Ω (0.7579 x 12000) เพราะฉะนั้นจึงได้ R1 เท่ากับ 999.3176 ≈ 1 kΩ

วงจรขยายสัญญาณและบัฟเฟอร์ ทำหน้าที่ขยายสัญญาณแรงดันที่มาจากวงจรตรวจจับอุณหภูมิ ให้มีค่าสูงขึ้น ลักษณะของวงจรเป็นวงจรขยายแบบไม่กลับเฟส (Non-inverting Amplifier) โดยแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเป็นตามสมการที่ 3.20 ในที่นี้กำหนดอัตราขยายให้มีค่าเท่ากับ 5 จะเป็นค่าเหมาะสมที่สุดสำหรับการทำงานนี้ ดังนั้นเราจึงสามารถหาค่า R2 และ R3 ได้เท่ากับ 5 k Ω และ 20 k Ω ตามลำดับ สัญญาณที่ออกจากวงจรนี้จะแยกออกเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกจะไปเข้าวงจรควบคุมแบบพีไอเพื่อสร้างเป็นการทำงานแบบป้อนกลับรักษาอุณหภูมิของน้ำให้คงที่ อีกส่วนหนึ่งจะนำไปป้อนเข้าไมโครคอนโทรลเลอร์ใช้เป็นสัญญาณระบบป้องกันอุณหภูมิน้ำเกิน ในที่นี้กำหนดให้อุณหภูมิของน้ำไม่ให้มากกว่า 50 $^{\circ}\text{C}$ เพื่อป้องกันอันตรายแก่ผู้ใช้งาน

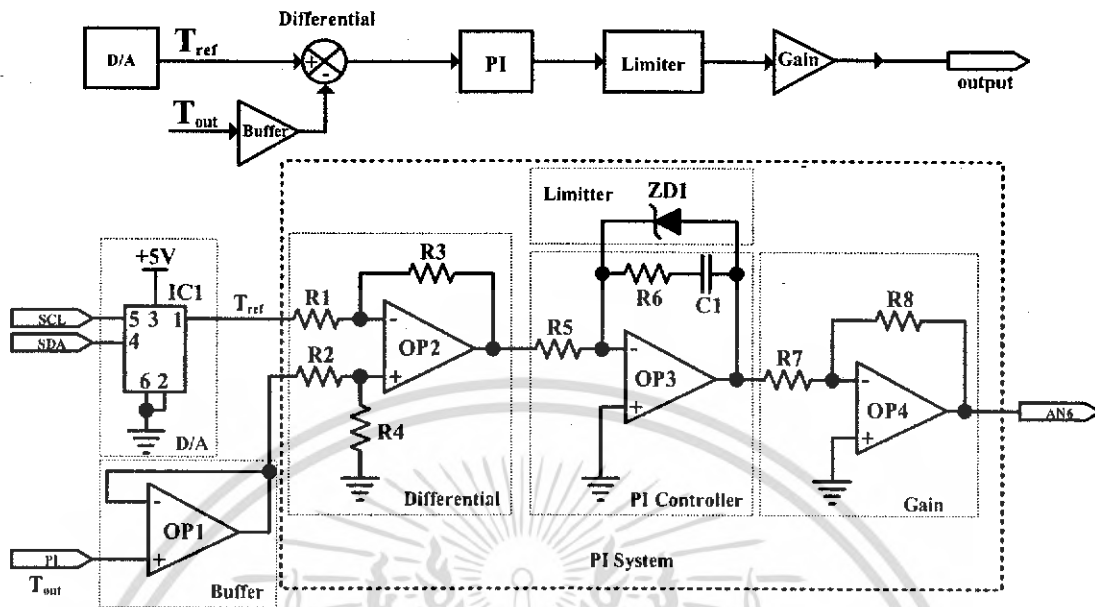
$$\frac{V_O}{V_i} = \left(\frac{R_3}{R_2} + 1 \right) \quad (3.20)$$



ตารางที่ 3.4 ความสัมพันธ์ระหว่างความต้านทานกับอุณหภูมิ


CURVE 9 R/T CONVERSION TABLE R ₁ /R ₂₅							
TEMP. R ₁ / °C	R ₁ / R ₂₅	TEMP. °C	R ₁ / R ₂₅	TEMP. °C	R ₁ / R ₂₅	TEMP. °C	R ₁ / R ₂₅
-55	60.751	6	2.243	67	0.2191	126	0.03651
-54	58.933	7	2.145	68	0.2122	129	0.03656
-53	53.379	8	2.052	69	0.2055	130	0.03764
-52	50.067	9	1.963	70	0.1990	131	0.03674
-51	48.960	10	1.879	71	0.1928	132	0.03587
-50	44.162	11	1.768	72	0.1868	133	0.03503
-49	41.418	12	1.722	73	0.1810	134	0.03420
-48	39.913	13	1.649	74	0.1754	135	0.03340
-47	38.574	14	1.579	75	0.1700	136	0.03263
-46	34.388	15	1.513	76	0.1648	137	0.03187
-45	32.348	16	1.450	77	0.1598	138	0.03113
-44	30.440	17	1.390	78	0.1549	139	0.03042
-43	28.655	18	1.333	79	0.1503	140	0.02972
-42	26.985	19	1.279	80	0.1458	141	0.02904
-41	25.423	20	1.228	81	0.1414	142	0.02838
-40	23.960	21	1.177	82	0.1372	143	0.02774
-39	22.590	22	1.129	83	0.1332	144	0.02712
-38	21.305	23	1.084	84	0.1293	145	0.02651
-37	20.103	24	1.041	85	0.1256	146	0.02592
-36	18.974	25	1.000	86	0.1218	147	0.02534
-35	17.915	26	0.9606	87	0.1183	148	0.02478
-34	16.921	27	0.9227	88	0.1149	149	0.02423
-33	15.988	28	0.8867	89	0.1116	150	0.02370
-32	15.113	29	0.8523	90	0.1084		
-31	14.289	30	0.8194	91	0.1053		
-30	13.516	31	0.7880	92	0.1023		
-29	12.789	32	0.7579	93	0.0994		
-28	12.109	33	0.7291	94	0.0966		
-27	11.461	34	0.7016	95	0.0939		
-26	10.843	35	0.6753	96	0.0913		
-25	10.256	36	0.6500	97	0.08879		
-24	9.708	37	0.6258	98	0.08634		
-23	9.197	38	0.6026	99	0.08397		
-22	8.705	39	0.5803	100	0.08168		
-21	8.215	40	0.5589	101	0.07946		
-20	7.791	41	0.5382	102	0.07731		
-19	7.401	42	0.5193	103	0.07523		
-18	7.113	43	0.5006	104	0.07321		
-17	6.757	44	0.4837	105	0.07126		
-16	6.420	45	0.4682	106	0.06936		
-15	6.102	46	0.4539	107	0.06753		
-14	5.802	47	0.4403	108	0.06576		
-13	5.512	48	0.4279	109	0.06403		
-12	5.240	49	0.4163	110	0.06235		
-11	4.985	50	0.4053	111	0.06073		
-10	4.755	51	0.3958	112	0.05916		
-9	4.537	52	0.3879	113	0.05764		
-8	4.312	53	0.3804	114	0.05616		
-7	4.108	54	0.3736	115	0.05473		
-6	3.915	55	0.3670	116	0.05334		
-5	3.732	56	0.3610	117	0.05199		
-4	3.558	57	0.3554	118	0.05068		
-3	3.394	58	0.3502	119	0.04941		
-2	3.238	59	0.3454	120	0.04818		
-1	3.090	60	0.3409	121	0.04698		
0	2.949	61	0.3368	122	0.04582		
1	2.815	62	0.3329	123	0.04469		
2	2.688	63	0.3297	124	0.04359		
3	2.569	64	0.3247	125	0.04253		
4	2.455	65	0.3239	126	0.04149		
5	2.348	66	0.2264	127	0.04048		

3.4.4 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุมแบบ พี ไอ (PI - Controller)





รูปที่ 3.18 บล็อกไดอะแกรมและวงจรใช้งานจริงของวงจรควบคุมแบบ พี ไอ

ตารางที่ 3.5 ค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรควบคุมแบบ พี ไอ

ตัวอุปกรณ์	ค่าที่ใช้	หมายเหตุ
R1, R2, R3, R4, R7, R8 (1/8 W ±5%)	10 kΩ	ความต้านทานชนิดคาร์บอน (Carbon)
R5 (1/8 W ±5%)	50 kΩ	
R6 (1/8 W ±5%)	30 kΩ	
C1	1 μF 63 V	โพลีโพรไพลีน ฟิล์ม(WIMA)
ZD1	5.1 V 1W (1N4733)	ซีเนอร์ไดโอด (Zener Diode)

ตารางที่ 3.5 ค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรควบคุมแบบ พี ไอ (ต่อ)

ตัวอุปกรณ์	ค่าที่ใช้	หมายเหตุ
OP1 – OP4	TL084	ออปแอมป์ที่มีอินพุตเป็น J-FET ภายในประกอบด้วย ออปแอมป์จำนวน 4 ตัว ตัวถังเป็นแบบ SO-14 
IC1	DAC5571	ไอซีแปลงดิจิตอลเป็นอนาล็อก 1 ช่อง แบบ I ² C 

ในการคงที่อุณหภูมิของน้ำจะใช้การควบคุมแบบ พีไอ (PI Controller) เนื่องจากให้ค่าการตอบสนองค่อนข้างรวดเร็ว และทางต้านวงจรมุ่งง่าย ชับซ้อนเกินไป

ระบบการควบคุมแบบ พีไอ ในงานวิจัยนี้จะใช้เป็นวงจรมานอกแทนการคำนวณด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ อันเนื่องมาจากขีดจำกัดในด้านการคำนวณ เพราะระบบควบคุมแบบ พีไอ ค่าพารามิเตอร์ต่างๆจะค่อนข้างละเอียด ซึ่งไมโครคอนโทรลเลอร์ที่เลือกใช้เป็นแบบ 8 บิต ดังนั้นการคำนวณจะค่อนข้างหยาบ หรือถ้าให้มีการคำนวณแบบละเอียดจะทำให้เสียเวลานานมาก ซึ่งถ้าให้มาคำนวณระบบควบคุมแบบ พีไอ จะทำให้การตอบสนองทำได้ไม่ดีนัก

วงจรถวลควบคุมแบบ พีไอ ดังแสดงได้ตามรูปที่ 3.18 จะประกอบด้วย วงจรสร้างสัญญาณอ้างอิง ระบบการควบคุมนี้ต้องการควบคุมกระแสเอาต์พุตให้คงที่ ดังนั้นสัญญาณอ้างอิงก็คือสัญญาณกระแสเอาต์พุตนั่นเอง เนื่องจากต้องเปลี่ยนกระแสเอาต์พุตตามการเปลี่ยนแปลงกำลังงานเอาต์พุต เพราะฉะนั้นจึงต้องส่งค่ากระแสเอาต์พุตอ้างอิงออกมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์โดยผ่านวงจรแปลงสัญญาณจากดิจิตอลเป็นอนาล็อก (Digital to Analog Converter: D/A) ในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ DAC5571 (IC1) เนื่องจากคุณสมบัติการทำงานจะเป็นแบบ I²C ซึ่งจะใช้สายติดต่อสัญญาณเพียง 2 เส้น (SDA, SCL) จะให้ไม่สิ้นเปลืองพอร์ต (ไอซี D/A ทั่วไปจะใช้สายในการติดต่อ 8 เส้น) และไม่จำเป็นต้องใช้วงจรอื่นช่วย สัญญาณกระแสอ้างอิงที่ออกจากวงจร D/A เป็นสัญญาณอนาล็อกของกระแสเอาต์พุตอ้างอิงที่เปลี่ยนแปลงค่าอยู่ระหว่าง 0 – 5 V และส่งต่อเข้าระบบควบคุมแบบพีไอต่อไป

วงจรรระบบควบคุมแบบ พีไอ (PI System) ตัวควบคุมเชิงสัดส่วนของอินทิกรัล (proportion – integral controller, PI control) เป็นกระบวนการควบคุมที่ไม่ต้องการให้มีค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงตัวในระบบ โดยคุณสมบัติของผลจากการควบคุมแบบอินทิกรัล (I-Controller) จะทำให้ไม่มีความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงตัว แต่จะทำให้ระบบควบคุมมีการทำงานที่ช้าลงไป จึงต้องอาศัยคุณสมบัติของผลจากการควบคุมแบบพี (P-Controller) ซึ่งจะทำให้มีผลตอบสนองที่เข้าสู่เป้าหมายได้เร็วขึ้น แต่ทั้งนี้การออกแบบตัวควบคุมแบบพีไอ จะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม และฟังก์ชันการถ่ายโอนของระบบควบคุมนั้น ๆ ซึ่งในการวิเคราะห์หาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมนี้ จะใช้วิธีการแผนภาพโบด (bode diagram) ซึ่งประกอบไปด้วยกราฟ 2 ชุด คือ กราฟของขนาดเทียบกับความถี่และกราฟเฟสเทียบกับความถี่และในแง่ของการวิเคราะห์ระบบควบคุมในโดเมนเวลา จะทดสอบโดยใช้ฟังก์ชันยูนิตสเตป (unit step) มาพิจารณา

ฟังก์ชันการถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบพีไอมีดังต่อไปนี้

$$u(t) = K_p \left(e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right) \quad (3.21)$$

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (3.22)$$

ดังนั้น ตัวควบคุมแบบพีไอเขียนได้ในอีกรูปหนึ่ง คือ

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.23)$$

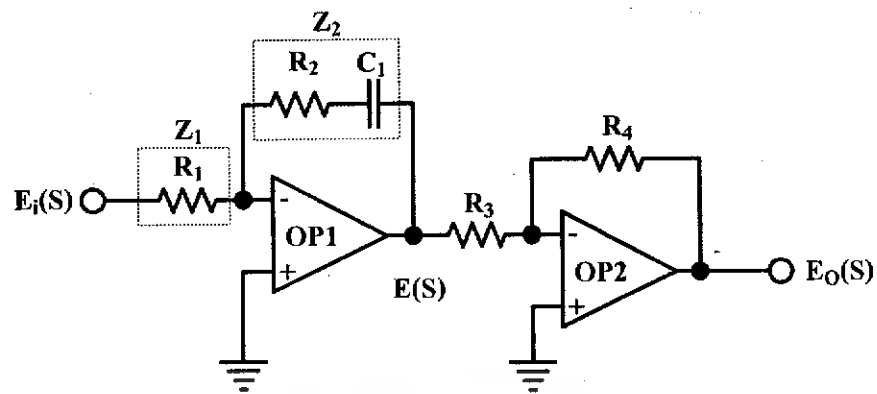
โดยที่ K_p คืออัตราขยายสัดส่วน (Proportional gain)

K_i คืออัตราขยายอินทิกรัล (Integral gain)

ถ้า $e(t)$ เป็นสัญญาณเข้าของตัวควบคุมแบบพีไอ

$u(t)$ เป็นสัญญาณออกของตัวควบคุมแบบพีไอ

จากหลักการดังกล่าวสามารถนำมาสร้างเป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์ โดยใช้อปแอมป์สร้างตัวควบคุมแบบพีไอดังรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 วงจรตัวควบคุมแบบฟีดโ

เมื่อ

$$\frac{E(S)}{E_i(S)} = -\frac{Z_2}{Z_1} \quad (3.24)$$

$$Z_1 = R_1, Z_2 = \frac{R_2 C_1 S + 1}{C_1 S} \quad (3.25)$$

ดังนั้น

$$\frac{E(S)}{E_i(S)} = -\frac{R_2 C_1 S + 1}{R_1 C_1 S} \quad (3.26)$$

และ

$$\frac{E_o(S)}{E(S)} = -\frac{R_4}{R_3} \quad (3.27)$$

จะได้ว่า

$$\frac{E_o(S)}{E_i(S)} = \frac{E_o(S)}{E(S)} \frac{E(S)}{E_i(S)} = \frac{R_4}{R_3} \left(\frac{R_2 C_1 S + 1}{R_1 C_1 S} \right) \quad (3.28)$$

$$\frac{E_O(S)}{E_i(S)} = \frac{R_4}{R_3} \left(1 + \frac{I}{R_1 C_1 S} \right) \quad (3.29)$$

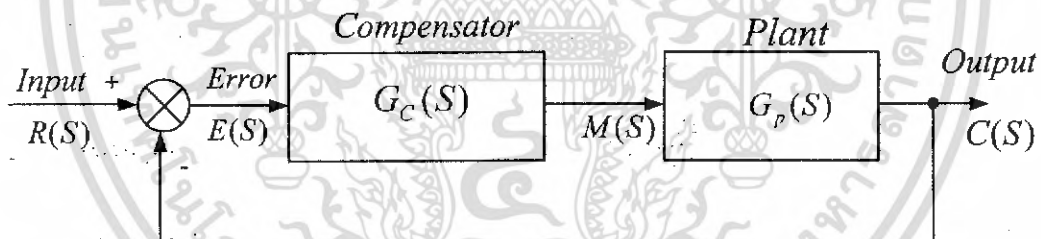
จากสมการที่ (3.28) และสมการที่ (3.29) จะได้ว่า

$$K_p = \frac{R_2}{R_1} \quad (3.30)$$

$$T_i = R_1 C_1 \quad (3.31)$$

$$K_i = \frac{I}{R_1 C_1} \quad (3.32)$$

ซึ่งในระบบควบคุมแบบฟีดแบ็คที่ใช้เป็นการควบคุมแบบป้อนกลับ โดยนำสัญญาณเอาต์พุตของกระบวนการ $C(S)$ มาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง $R(S)$ จากนั้นนำสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบ $E(S)$ มาเข้ากระบวนการควบคุมแบบฟีดแบ็ค เพื่อให้ได้สัญญาณควบคุม $M(S)$ ที่นำไปควบคุมกระบวนการต่อไป ดังรูปที่ 3.20

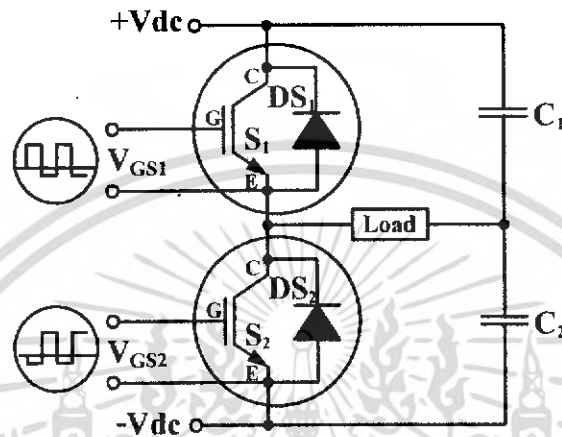


รูปที่ 3.20 กระบวนการของตัวควบคุมฟีดแบ็ค

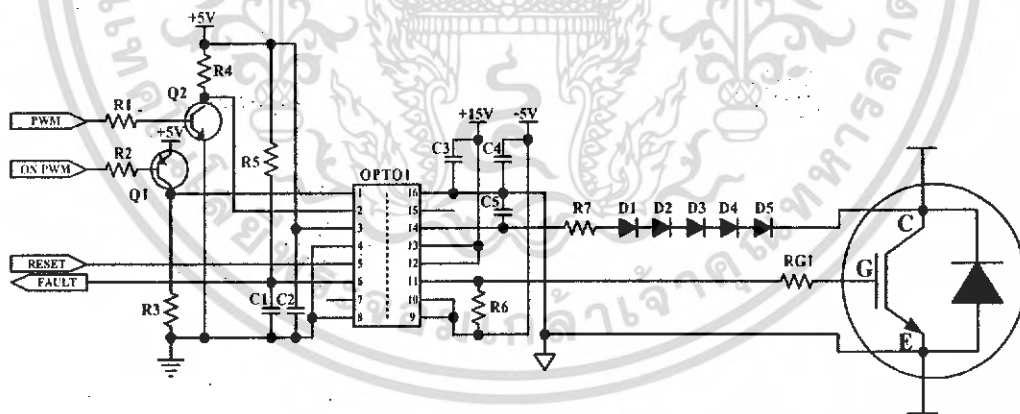
โดย	$G_c(S)$	คือ	ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมฟีดแบ็ค
	$G_p(S)$	คือ	ฟังก์ชันถ่ายโอนของกระบวนการ (Process)
	$R(S)$	คือ	สัญญาณอ้างอิง
	$C(S)$	คือ	สัญญาณเอาต์พุตของระบบ
	$E(S)$	คือ	สัญญาณผิดพลาดที่เกิดจากการเปรียบเทียบระหว่าง $C(S)$ และ $R(S)$
	$M(S)$	คือ	สัญญาณออกจากตัวควบคุม

3.4.5 การออกแบบและสร้างวงจรขับไอจีบีที

ทำหน้าที่แยกกราวด์ระหว่างวงจรควบคุมและวงจรกำลัง นอกจากนี้แยกกราวด์ระหว่างอุปกรณ์สวิตช์ตัวบนและตัวล่างของวงจรอินเวอร์เตอร์ออกจากกัน เพื่อป้องกันการลัดวงจรระหว่างตัวอุปกรณ์สวิตช์ทั้ง 2 และขยายขนาดแรงดันและกระแสให้มีค่าเพียงพอกับความต้องการของไอจีบีทีที่สามารถทำงานโดยไม่ข้อผิดพลาดเกิดขึ้น ดังแสดงลักษณะพื้นของการขับไอจีบีทีแต่ละตัวตามรูปที่ 3.21









รูปที่ 3.21 ลักษณะการขับไอจีบีทีแต่ละตัว



รูปที่ 3.22 วงจรขับไอจีบีทีแต่ละตัว

ตารางที่ 3.6 ค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรขับไอจีบีที

ตัวอุปกรณ์	ค่าที่ใช้	หมายเหตุ
R1 (1/8 W $\pm 5\%$)	200 Ω	<p>ความต้านทานชนิดคาร์บอน (Carbon)</p> 
R2 (1/8 W $\pm 5\%$)	200 Ω	
R3 (1/8 W $\pm 5\%$)	1 k Ω	
R4 (1/8 W $\pm 5\%$)	1 k Ω	
R5 (1/8 W $\pm 5\%$)	5 k Ω	
R6 (1/4 W $\pm 5\%$)	47 k Ω	
R7 (1/4 W $\pm 5\%$)	100 Ω	
RG1 (1/4 W $\pm 5\%$)	22 Ω	
C1, C2, C3, C4	0.1 μ F 50V	<p>ตัวเก็บประจุชนิดเซรามิก มัลติเลเยอร์ (Ceramic Multilayer)</p> 
C5	100 pF 50V	<p>ตัวเก็บประจุชนิดเซรามิก (Ceramic Disk)</p> 
D1, D2, D3, D4, D5	MUR120	<p>ไดโอดชนิด Ultra Fast 1A/200V</p> 
OPTO1	HCPL316	<p>ออปโตขับไอจีบีที</p> 
Q1	BC327 (PNP)	<p>ทรานซิสเตอร์ขับสัญญาณขนาดเล็ก 800 mA, 45V</p> 
Q2	BC337 (NPN)	

วงจรขับไอจีบีทีที่แสดงได้ตามรูปที่ 3.22 ซึ่งมีส่วนประกอบหลักดังนี้

วงจรแยกสัญญาณและขับไอจีบีที เนื่องจากวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นแบบชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ซึ่งข้อเสียอย่างหนึ่งที่เกิดขึ้นกับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบนี้ คือขณะทำงานอาจจะเกิดเหตุการณ์ลัดวงจรระหว่างไอจีบีทีที่ตัวบนและตัวล่างของกึ่งนั้นๆ ทำให้ไอจีบีทีที่มีความเสียหายได้ ผลที่เกิดขึ้นดังกล่าวส่วนใหญ่มักจะมีสาเหตุมาจากวงจรขับไอจีบีทีที่ไม่มีเสถียรภาพ ไม่มีระบบวงจรป้องกัน หรือวงจรยุ่งยากเกินไป มีขนาดใหญ่ ทำให้เกิดสัญญาณรบกวน (Noise) ได้ง่าย ดังนั้นในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ไอซีเบอร์ HCPL316 ของบริษัท Agilent Technologies ซึ่งภายในไอซีตัวนี้จะรวมวงจรแยกสัญญาณและขับ ไอจีบีทีเข้าด้วยกัน จึงทำให้ไม่ต้องมีวงจรภายนอกเข้ามาเพิ่มเติม นอกจากนี้คุณสมบัติการทำงานอื่นๆประกอบด้วย

1. สามารถขับไอจีบีทีได้พิกัดสูงสุดที่ 150 A, 1200 V
2. อินพุตสามารถรองรับการทำงานกับอุปกรณ์ที่เป็น CMOS หรือ TTL ได้
3. มีความเร็วในการทำงานสูงสุด 500 ns
4. มีวงจรป้องกันภายใน และส่งสัญญาณสภาวะผิดปกติออกมาภายนอก คือ วงจรป้องกันไฟเลี้ยงตก
5. วงจรตรวจจับการลัดวงจรของไอจีบีที
6. ผู้ใช้สามารถกำหนดได้ว่า เมื่อเกิดสภาวะผิดปกติกับไอจีบีที ให้มีการหยุดหรือไม่หยุดทำงานแบบอัตโนมัติได้ (Auto-Shutdown) และให้เริ่มหรือไม่เริ่มการทำงานใหม่แบบอัตโนมัติได้ (Auto-Reset)

ตามรูป 3.22 ทางด้านซ้ายมือของวงจรจะเห็นว่า สัญญาณ PWM และ ON PWM เป็นสัญญาณที่ออกมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยสัญญาณ PWM จะเข้ามาขับทรานซิสเตอร์ Q2 เพื่อกลับเฟส ก่อนเข้าขา 2 ของไอซี ส่วนสัญญาณ ON PWM จะมาขับ Q1 และเข้าขา 1 ของไอซี ซึ่งเป็นสัญญาณป้องกันในกรณีไมโครคอนโทรลเลอร์เริ่มต้นทำงาน เพราะฉะนั้นไอซี HCPL316 จะมีสัญญาณผ่านไปขับ ไอจีบีทีได้นั้นที่ขา 1 และ 2 จะต้องมีสัญญาณควบคุมตามรูปที่ 3.23



หมายเหตุ VIN+ คือ สัญญาณควบคุมเข้าขา 1
VIN- คือ สัญญาณ PWM เข้าขา 2

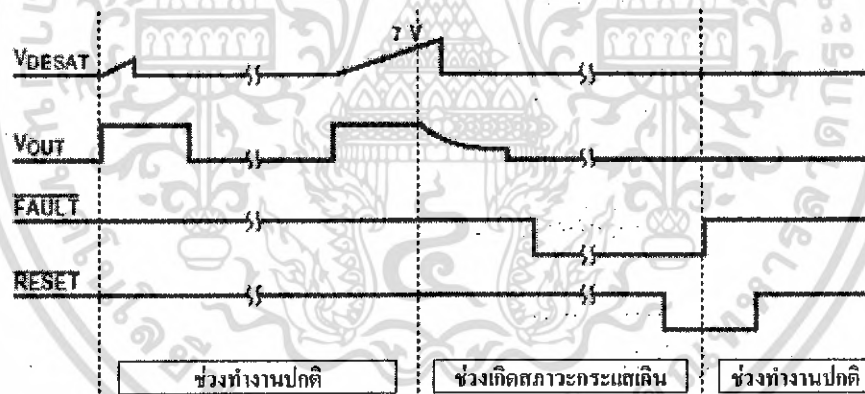
รูปที่ 3.23 สัญญาณควบคุมด้านอินพุตของไอซี HCPL316

เมื่อไอจีบีทีทำงานผิดปกติ ไอซี HCPL316 ก็หยุดการทำงานของตัวเองลง และส่งสัญญาณ FAULT ออกมา แล้วส่งต่อไปให้ไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อประมวลผลต่อไป ส่วนสัญญาณ RESET เป็นสัญญาณที่ส่งออกมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อให้ไอซี HCPL316 เริ่มทำงานใหม่อีกครั้ง หลังจากที่เกิดสภาวะหยุดทำงานของตัวเองลงไป

ส่วนทางด้านขวามือของวงจรเป็นสัญญาณเอาท์พุทที่ส่งไปขับไอจีบีที ลักษณะวงจรจะเป็นตามคำแนะนำของผู้ผลิต โดยประกอบด้วย

วงจรไฟเลี้ยง ไอซีนี้ต้องการไฟเลี้ยงวงจรระดับ +15V, -5V ซึ่งสัญญาณที่จะนำไปขับไอจีบีทีก็จะมีระดับเดียวกันกับไฟเลี้ยง โดยสูงสุดเท่ากับ +15V และต่ำสุดเป็น -5V ในส่วนของวงจรไฟเลี้ยงจริงจะกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

วงจรตรวจจับกระแสลัดวงจร จะใช้การตรวจจับกระแสแบบทางอ้อม โดยอาศัยหลักการทำงานของไอจีบีที กล่าวคือ ขณะที่ไอจีบีทีทำงานจะมีกระแสไหลผ่าน ทำให้มีแรงดันตกคร่อม (V_{CE}) เมื่อกระแสไหลเพิ่มขึ้น แรงดันก็จะเพิ่มขึ้นด้วย จนเป็นแรงดันสูงสุด V_{CESAT} ที่ไอจีบีทีสามารถทนได้ แรงดันดังกล่าวจะถูกตรวจจับมาเข้าไอซี โดยใช้ไดโอด (D1-D5) ต่อกับขา C ของไอจีบีทีผ่านความต้านทาน ($R7$) มาเข้าขา 14 ของไอซี (V_{DESAT}) สัญญาณแรงดันที่ตรวจจับมาได้นี้จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันขนาด 7 V ซึ่งเป็นระดับแรงดันอ้างอิงภายใน (ตามข้อมูลไอซี) โดยพิจารณาการทำงานได้จากรูปที่ 3.24



รูปที่ 3.24 การทำงานของการป้องกันกระแสลัดวงจร

หมายเหตุ	V_{DESAT}	คือ	สัญญาณแรงดันที่ขา 14
	V_{OUT}	คือ	สัญญาณที่ไปขับไอจีบีที ขา 11
	FAULT	คือ	สัญญาณที่ส่งออกมาที่ขา 6
	RESET	คือ	สัญญาณที่ส่งเข้าที่ขา 5

ข้อสำคัญของวงจรมือถือคือค่าแรงดันที่ตรวจจับมาต้องมีค่าเหมาะสม โดยจะต้องมากกว่า 7 V เมื่อ ไอจีบีที่ลัดวงจร และน้อยกว่า 7 V ขณะทำงานสภาวะปกติ ดังนั้นการหาค่าแรงดันสูงสุด V_{DESAT} จะเป็นตามสมการที่ (3.33)

$$V_{DESAT} = nV_F + V_{CESAT} \quad (3.33)$$

เมื่อ	V_F	คือ	ค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแส
	n	คือ	จำนวนไดโอด
	V_{CESAT}	คือ	ค่าแรงดันที่ตกคร่อมไอจีบีที่สูงที่สุด

โดยที่ค่า V_F และ V_{CESAT} สามารถหาได้จากข้อมูลใช้งานของไดโอด และไอจีบีที่ตามลำดับ โดยที่คุณสมบัติของไดโอดต้องเป็นชนิดนำกระแสอย่างรวดเร็ว ซึ่งในงานวิจัยนี้ได้ใช้เบอร์ MUR120 จะมี $V_F = 0.875$ V ส่วนไอจีบีที่จะมี $V_{CESAT} = 2.5$ V เมื่อ $n = 1$ จะสามารถหาค่า $V_{DESAT} = 3.375$ V จะเห็นได้ว่าการใช้ไดโอดตัวเดียวจะทำให้ไอซีไม่สามารถตรวจจับกระแสลัดวงจรได้ จึงต้องเพิ่มจำนวนไดโอดให้แรงดันมีค่าสูงขึ้น ดังนั้นจำนวนไดโอดได้เป็น

$$n = \frac{V_{DESAT} - V_{CESAT}}{V_F} = \frac{7 - 2.5}{0.875} = 5.143 \text{ ตัว}$$

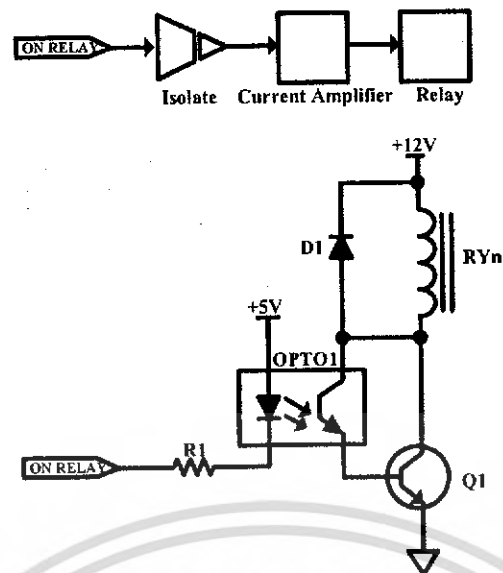
เลือกจำนวนไดโอดเท่ากับ 5 ตัว จะได้ค่า V_{DESAT} ใหม่เท่ากับ 6.875 V เห็นได้ว่าใกล้เคียงกับค่า V_{DESAT} ที่ไอซีสามารถทำงานได้

ส่วนตัวอุปกรณ์อื่นๆ จะมีค่าเป็นตามคำแนะนำในคู่มือการใช้งาน

3.4.6 การออกแบบและสร้างวงจรขั้วรีเลย์





วงจรมือถือทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของรีเลย์ตัดต่อวงจรกำลัง โดยมีวงจรตาม

รูปที่ 3.25



รูปที่ 3.25 บล็อกไดอะแกรมและวงจรใช้งานจริงของวงจรขับรีเลย์

ตารางที่ 3.7 ค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรขับรีเลย์

ตัวอุปกรณ์	ค่าที่ใช้	หมายเหตุ
R1 (1/8 W ±5%)	200 Ω	ความต้านทานชนิดคาร์บอน (Carbon) 
D1	1N4148	ไดโอดชนิดนำกระแสอย่างรวดเร็ว (Fast Diode) 75 V 200 mA 
Q1	BC337	ทรานซิสเตอร์ขั้วสัญญาณขนาดเล็ก 800 mA, 45V 
OPTO1	TLP521	Phototransistor Optocouplers 50 mA, 55 V ที่มีตัวถังแบบ DIP-4 

วงจรมีรีเลย์ตามรูปที่ 3.25 ประกอบด้วย

วงจรมแยกส่วนสัญญาณ ทำหน้าที่แยกสัญญาณควบคุมกับระบบควบคุมรีเลย์ เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนที่เกิดจากการตัดต่อหน้าสัมผัสของรีเลย์ ซึ่งจะทำให้เกิดการผิดพลาดกับระบบประมวลผลได้ ในที่นี้ได้ใช้ OPTO เบอร์ด TLP521 เป็นอุปกรณ์แยกสัญญาณ ซึ่งเป็นออปโตไดโอดที่มีความเร็วไม่มากนัก และราคาถูก

วงจรมขยายกระแสรีเลย์ ปกติคอยล์ของรีเลย์จะกินกระแสโดยประมาณ 50 mA เนื่องจากคุณสมบัติของออปโตไดโอดมีพิคตกระแสค่อนข้างต่ำ ดังนั้นถ้าใช้ออปโตไดโอดรีเลย์โดยตรง อาจจะทำให้การตัดต่อวงจรไม่ดีเท่าที่ควร หรืออาจสร้างความเสียหายให้กับออปโตไดโอด ดังนั้นจึงต้องใช้วงจรมขยายกระแสเข้าช่วย โดยใช้ทรานซิสเตอร์ขนาดเล็ก (Q1) ต่ออนุกรมกับคอยล์ของรีเลย์ ซึ่งได้รับสัญญาณขับมาจากออปโตไดโอดอีกที่ ส่วนไดโอด (D1) จะทำหน้าที่เป็นทางไหลกระแสของคอยล์ ในกรณีรีเลย์หยุดทำงาน

3.4.7 การออกแบบและสร้างวงจรมไมโครคอนโทรลเลอร์, รับค่า และแสดงผล

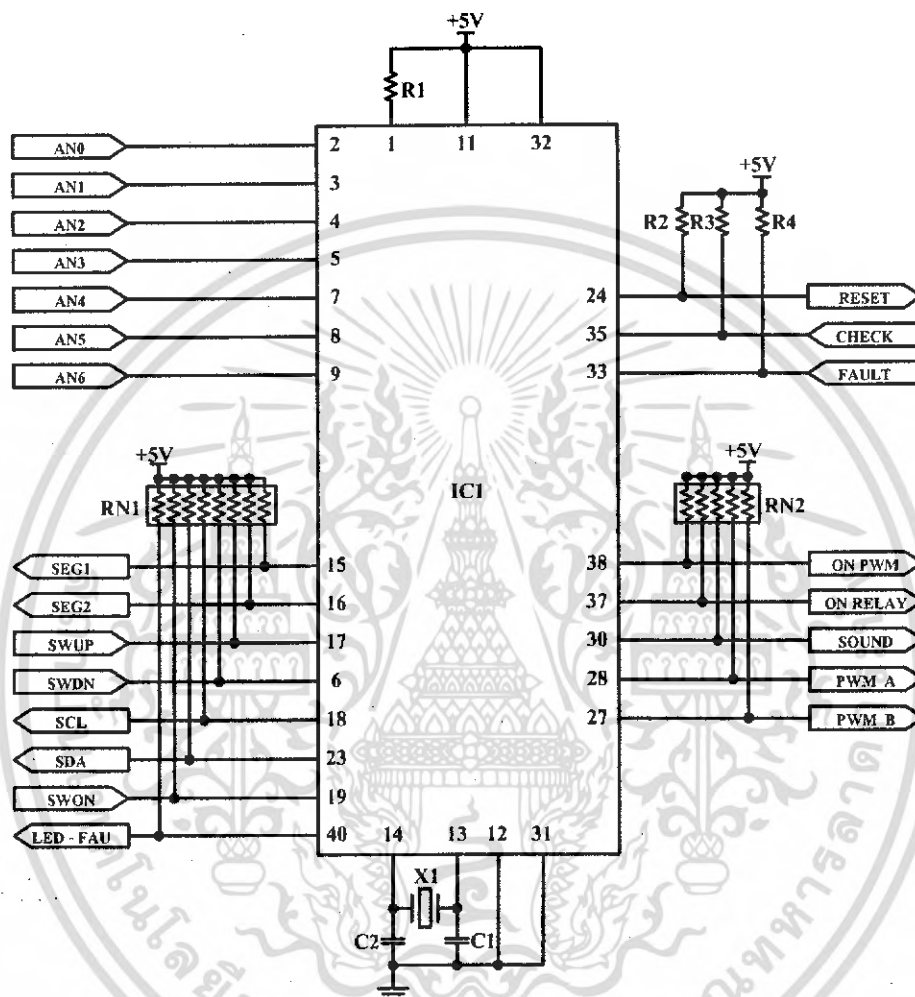
วงจรมนี้เป็นส่วนสำคัญของระบบควบคุม ทำหน้าที่ประมวลผลสัญญาณที่รับมาจากวงจรมดังกล่าวข้างต้น มาสร้างระบบป้องกันต่างๆ นอกจากนี้ยังเป็นส่วนสร้างสัญญาณ PWM, รับค่า และแสดงผลด้วย ซึ่งการทำงานในส่วนนี้ได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมทั้งหมด เนื่องจากจะทำให้วงจรมมีขนาดเล็กกะทัดรัด, มีความยืดหยุ่นในการทำงาน, สามารถแก้ไขเปลี่ยนแปลงระบบควบคุมได้ง่าย และมีเสถียรภาพในการทำงานสูง ในส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ได้เลือกใช้เบอร์ 18F458 ของบริษัท Microchip ขนาด 8 บิต โดยคุณสมบัติการทำงานที่สำคัญมีดังต่อไปนี้

1. ความเร็วในการทำงาน 10 MIPS (Mega Instruction per Second)
2. มีไทเมอร์/เคาน์เตอร์ (Timer/Counter) ขนาด 8/16 บิต
3. มีส่วนสร้างสัญญาณ PWM ที่สามารถควบคุมวงจรมอินเวอร์เตอร์ชนิด 1 เฟส แบบฮาล์ฟบริดจ์ หรือ ฟูลบริดจ์ (Full Bridge) ได้
4. มีส่วนสร้างสัญญาณประวิงเวลา (Dead Time) สำหรับ PWM ที่สามารถโปรแกรมเวลาที่จะประวิงไปได้
5. สามารถเชื่อมต่อกับอุปกรณ์ภายนอกที่ทำงานแบบ I²C ได้
6. มีหน่วยความจำข้อมูลขนาด 1536 Bytes
7. มีหน่วยความจำโปรแกรมชนิดแฟลช (Flash) ขนาด 32 Kbytes
8. มีวงจรมแปลงผันจากสัญญาณอะนาล็อกเป็นดิจิตอล 8 ช่อง
9. มีพอร์ตอินพุต/เอาต์พุตทั้งหมด 5 พอร์ต คือ A, B, C, D, และ E
10. มีวงจรมรีเซตตัวเองเมื่อป้อนไฟเลี้ยงทำงานที่ระดับไฟเลี้ยง 2.0 – 5.5 V

ตามคุณสมบัติทั้งหมดไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์นี้จึงมีความเหมาะสมกับงานวิจัยนี้ ดังนั้นการออกแบบและสร้างวงจรในส่วนนี้จึงมีส่วนประกอบดังต่อไปนี้


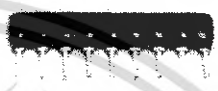




3.4.7.1 การออกแบบและสร้างฮาร์ดแวร์

3.4.7.1.1 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์



รูปที่ 3.26 วงจรควบคุมที่ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์

ตารางที่ 3.8 ค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์

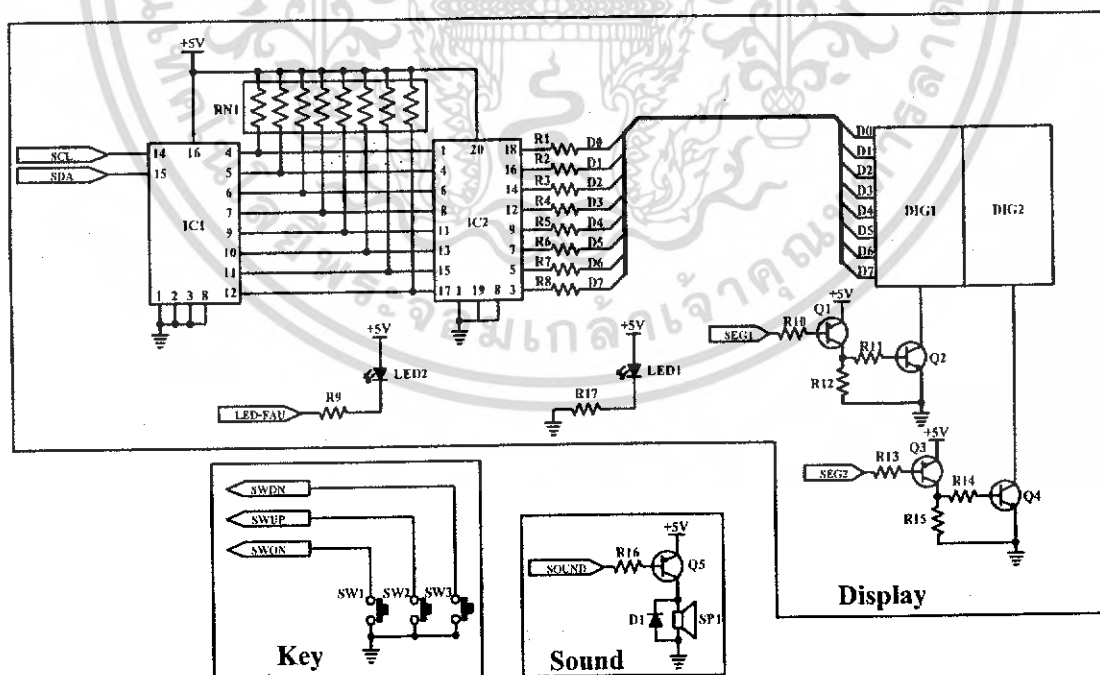
ตัวอุปกรณ์	ค่าที่ใช้	หมายเหตุ
R1 (1/8 W ±5%)	5 kΩ	ความต้านทานชนิดคาร์บอน (Carbon) 
R1, R2, R3 (1/8 W ±5%)	10 kΩ	
RN1	10 kΩ 9P	ความต้านทานแบบต่อร่วมกันแบบโครงข่าย 8 ตัว 
RN2	10 kΩ 6P	ความต้านทานแบบต่อร่วมกันแบบโครงข่าย 5 ตัว 
C1,C2	30pF 50V	ตัวเก็บประจุชนิดเซรามิก (Ceramic Disk) 
X1	7.3728 MHz	คริสตัล (Crystal) 
IC1	PIC18F458	ไมโครคอนโทรลเลอร์ ตัวถังแบบ DIP-40 

ตามรูปที่ 3.26 วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์มีส่วนประกอบดังนี้

วงจรถ่ายสัญญาณนาฬิกา ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณนาฬิกาให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ ประกอบด้วย คริสตัล (X1) และตัวเก็บประจุ (C1,C2) ขณะที่ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์นี้สามารถป้อนสัญญาณนาฬิกาได้สูงสุด 40 MHz นอกจากนี้ยังใช้ความถี่ที่ต่ำลงมา 4 เท่า (10 MHz สูงสุด) ป้อนได้ แล้วเขียนโปรแกรมให้ใช้วงจร PLL (Phase Lock Loop) ภายในตัวซึ่งมีตัวคูณเท่ากับ 4 เท่า คูณกับความถี่ป้อนเข้ามา ก็จะได้ 40 MHz เท่าเดิม วิธีนี้ทำให้สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนเข้ามีความถี่ต่ำลง แต่สัญญาณนาฬิกาภายในมีค่าเท่าเดิม ทำให้สัญญาณรบกวนที่เกิดจากสัญญาณนาฬิกาต่ำลง ในที่นี้ได้เลือกใช้ความถี่ขนาด 7.3728 MHz และใช้ตัวคูณ 4 ภายใน จะได้ความถี่เป็น 29.4912 MHz ซึ่งเป็นค่าเหมาะสมที่สุด โดยพิจารณาจากผลการทดสอบโปรแกรมขั้นต้นสำหรับการสร้างสัญญาณต่างๆ ส่วนค่า C1 และ C2 เป็นไปตามคำแนะนำในคู่มือการใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์






วงจรถ่ายสถานะให้พอร์ต เนื่องจากพอร์ตต่างๆเป็นส่วนที่ส่งสัญญาณออกภายนอกและรับค่าเข้ามาประมวลผลซึ่งจะมีสถานะเป็นดิจิตอล ดังนั้นสถานะต่างๆจึงต้องการความแน่นอน เพื่อไม่ทำให้เกิดความผิดพลาดในการประมวลผล ในที่นี้ให้สถานะแน่นอนเป็นลอจิก "H(1)" จึงเห็นได้ว่าจะใช้ความต้านทานขนาด 10 k Ω ที่ภายในมีวงจรต่อเป็นแบบโครงข่ายไว้ (RN1, RN2) ต่อระหว่างทุกพอร์ตที่มีการทำงานแบบดิจิตอลกับไฟเลี้ยงไว้

3.4.7.1.2 วงจรรับค่าและแสดงผล



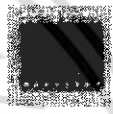



รูปที่ 3.27 วงจรรับค่าและแสดงผล

ตารางที่ 3.9 ค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรรับค่าและแสดงผล

ตัวอุปกรณ์	ค่าที่ใช้	หมายเหตุ
R1 - R8 (1/8 W ±5%)	100 Ω	<p>ความต้านทานชนิดคาร์บอน (Carbon)</p> 
R9, R10, R11, R13, R14, R16, R17 (1/8 W ±5%)	200 Ω	
R12, R15 (1/8 W ±5%)	1 kΩ	
RN1	10 kΩ 9P	<p>ความต้านทานแบบต่อร่วมกันแบบโครงข่าย 8 ตัว</p> 
D1	1N4148	<p>ไดโอดชนิดนำกระแสอย่างรวดเร็ว (Fast Diode) 75 V 200 mA</p> 
Q1, Q3, Q5	BC327 (PNP)	<p>ทรานซิสเตอร์ขั้วสัญญาณขนาดเล็ก 800 mA, 45V</p> 
Q2, Q4	BC337 (NPN)	
LED1	Green	<p>LED ขนาด φ 5 mm.</p> 
LED2	Red	

ตารางที่ 3.9 ค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรรับค่าและแสดงผล (ต่อ)

ตัวอุปกรณ์	ค่าที่ใช้	หมายเหตุ
SW1-SW3		แทคสวิตช์ (Tact Switch) ขนาด 12 X 12 cm. 
SP1		บีซเซอร์ (Buzzer) 
IC1	PCF8574	ไอซีขยายพอร์ต 
IC2	74HC244	ไอซีบัฟเฟอร์ 

การออกแบบวงจรแสดงผลและรับค่าจะขึ้นอยู่กับฟังก์ชันการทำงานของเครื่องทำน้ำอุ่นที่กำหนดขึ้นมา ซึ่งฟังก์ชันทำงานของเครื่องทำน้ำอุ่นที่ได้ออกแบบนี้ประกอบด้วย

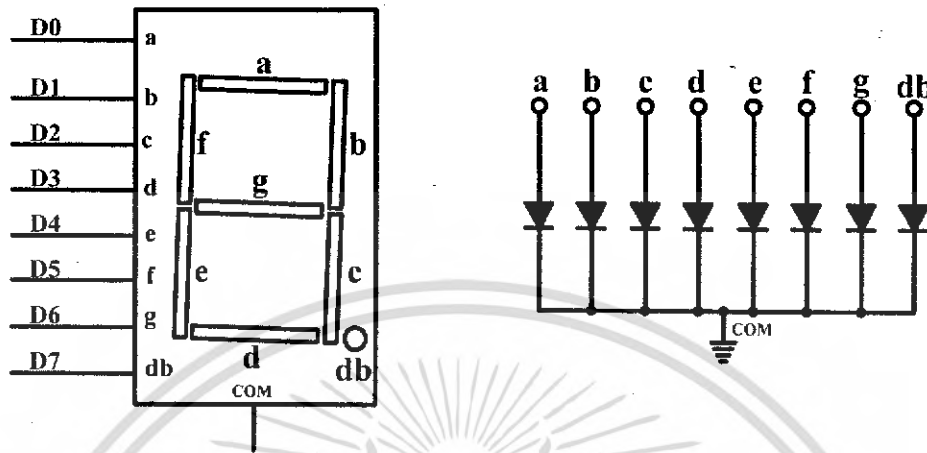
- 1.สามารถตั้งค่าอุณหภูมิของน้ำได้ตั้งแต่ 32 – 48 °C ความละเอียด 1°C
- 2.ควบคุมการปิด/เปิด และการตั้งค่าอุณหภูมิแบบปุ่มกด
- 3.ส่งเสียงเตือนขณะที่มีการทำงานผิดปกติขึ้น

ดังนั้นจากฟังก์ชันที่กำหนดไว้จึงนำมาออกแบบวงจรแสดงผลและรับค่าได้ตามรูปที่ 3.27 ซึ่งมีส่วนประกอบดังนี้

วงจรแสดงผล (Display) ได้ใช้ตัวเลข 7 ส่วน (7-Segment) จำนวน 2 หลัก (DIG1, DIG2) และ LED (LED1, LED2) จำนวน 2 ดวง เป็นตัวแสดงผล โดยตัวเลข 7 ส่วนนี้ใช้แสดงค่าตั้งอุณหภูมิของน้ำ ส่วน LED ใช้แสดงสถานะทำงาน และสัญญาณเตือนต่างๆ

ตามหลักการของ 7-Segment ประกอบด้วย LED รูปสี่เหลี่ยม 7 ดวง หรือ 8 ดวง ในกรณีที่มีจุดทศนิยม วางเป็นรูปเลขแปด สามารถแสดงผลเป็นตัวเลข 0 – 9 และตัวพยัญชนะภาษาอังกฤษบางตัวได้ โดยภายในต่อวงจรได้เป็น 2 แบบ คือ คาโทดร่วม (Common Cathode) และ อาโนดร่วม (Common Anode) ซึ่งในที่นี้ใช้แบบ คาโทดร่วม ดังแสดงวงจรภายในตามรูปที่ 3.28 จะเห็นได้ว่า 7-Segment จะมีขั้วต่อสัญญาณทั้งหมด 8 หรือ 9 ขั้ว (a, b,

c, d, e, f, g, db และ COM) โดยขั้ว COM จะต่อกับกราวด์หรือสัญญาณลอจิก "L(0)" ในการทำให้แสดงผลเป็นค่าต่างๆ ต้องป้อนสัญญาณที่ขา a - db เป็นลอจิก "H(1)" โดยมีค่าตามตารางที่ 3.10



รูปที่ 3.28 วงจร 7 - Segment แบบ คาโทดร่วม

ตารางที่ 3.10 รหัสแสดงผลสำหรับ 7 - Segment

7-Segment Code	Binary								Hex Code
	D7 db	D6 g	D5 f	D4 e	D3 d	D2 c	D1 b	D0 a	
0	0	0	1	1	1	1	1	1	3F
1	0	0	0	0	0	1	1	0	06
2	0	1	0	1	1	0	1	1	5B
3	0	1	0	0	1	1	1	1	4F
4	0	1	1	0	0	1	1	0	66
5	0	1	1	0	1	1	0	1	6D
6	0	1	1	1	1	1	0	1	7D
7	0	0	0	0	1	1	1	1	07
8	0	1	1	1	1	1	1	1	7F
9	0	1	1	0	1	1	1	1	6F
A	0	1	1	1	0	1	1	1	77
B	0	1	1	1	1	1	0	0	7C
C	0	0	1	1	1	0	0	1	39

ตารางที่ 3.10 รหัสแสดงผลสำหรับ 7 – Segment (ต่อ)

7- Segment Code	Binary								Hex Code
	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
	db	g	f	e	d	c	b	a	
D	0	1	0	1	1	1	1	0	5E
E	0	1	1	1	1	0	0	1	79
F	0	1	1	0	0	0	0	1	71

หมายเหตุ ถ้าต้องการให้แสดงจุดทศนิยมก็ให้บิต db (D7) มีค่าเป็น “H(1)”

จะเห็นได้ว่า 7-Segment ต้องการข้อมูลทั้งหมด 8 บิต (สายสัญญาณ 8 เส้น) ต่อตัว โดยงานวิจัยนี้ได้ใช้ 7 – Segment ทั้งหมด 2 ตัว ทำให้ต้องใช้สายสัญญาณทั้งหมด 16 เส้น ซึ่งทำให้จำนวนพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีอยู่ไม่เพียงพอ จำเป็นต้องขยายพอร์ตเพิ่ม ในการทำลักษณะเช่นนี้เป็นการสิ้นเปลือง จะเสียค่าใช้จ่ายเพิ่มขึ้นอย่างมาก เพราะฉะนั้นจึงมีวิธีลดจำนวนสายสัญญาณที่ใช้ลงให้เหลือ 8 เส้น เท่ากับจำนวนข้อมูลที่ส่งให้ 7 – Segment เพียงแต่ต้องมีการควบคุมขา Common ควบคู่กันไป โดยมีหลักการ คือ ในสภาวะปกติจะปล่อยให้ขา Common ลอยไว้ (ไม่ต้องลงกราวด์ค้างไว้) เมื่อต้องการให้ 7 – Segment ตัวใดตัวหนึ่งแสดงผล ก็ทำการส่งข้อมูลให้ก่อน (D0-D7) หลังจากนั้นจะส่งสัญญาณควบคุมขา Common ตามมา (ต่อลงกราวด์) ส่วนตัวที่เหลือจะไม่มีการส่งสัญญาณมาควบคุมขา Common ซึ่งทำให้ 7-Segment ไม่สามารถแสดงผลได้ เนื่องจากการทำงานไม่ครบวงจร

ตามรูป 3.27 วงจรแสดงผลประกอบด้วยอุปกรณ์ดังนี้

1. ไอซีขยายพอร์ต PCF8574 (IC1) เนื่องจากการควบคุมตัวแสดงผลจะต้องใช้ข้อมูลขนาด 8 บิต ซึ่งทำให้จำนวนพอร์ตของไมโครคอนโทรลเลอร์ไม่เพียงพอ จึงต้องใช้ไอซีนีขยายพอร์ตเพิ่ม ซึ่งคุณสมบัติการทำงานของไอซีจะเป็นแบบ I²C โดยรับสัญญาณจากไมโครคอนโทรลเลอร์เพียง 2 เส้น (SDA, SCL) และขยายออกให้เป็น 8 เส้น (D0 - D7)
2. ไอซีบัฟเฟอร์ 74HC244 (IC2) ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ออกจาก IC2 เพื่อให้ตัวแสดงผล สามารถแสดงค่าได้อย่างถูกต้องและชัดเจน
3. ทรานซิสเตอร์ BC327 และ BC337 (Q1-Q4) ทำหน้าที่ควบคุมขา Common ของ 7-Segment เพื่อเลือกตัวแสดงผลต่างๆตามคำสั่งที่รับมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์

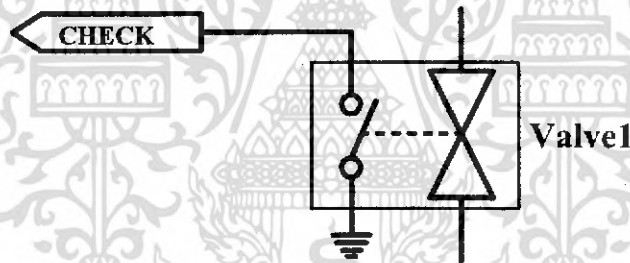
4. หลอด LED โดยที่ LED1 ใช้แสดงว่าเครื่องทำน้ำอุ่นมีความพร้อมที่จะทำงาน หรือแสดงว่าขณะนี้ได้จ่ายไฟเข้าเครื่องอยู่ ส่วน LED2 แสดงสัญญาณเตือนว่ามีเหตุการณ์ผิดปกติเกิดขึ้น

วงจรรับค่า (Key) ได้ใช้สวิทช์แบบกดติดปล่อยดับ (SW1 – SW3) จำนวน 3 ตัว ต่อเข้ากับพอร์ตไมโครคอนโทรลเลอร์โดยตรง ตามลักษณะของวงจรวจรสวิทช์จะเป็นการทำงานแบบแอ็คทีฟ "0" (Active Low) ซึ่งขณะที่กดสวิทช์สัญญาณที่เข้าไมโครคอนโทรลเลอร์จะมีสถานะลอจิก "L(0)" แต่ถ้าอยู่ในสภาวะปกติจะได้ลอจิก "H(1)" โดยหน้าที่สวิทช์แต่ละตัวมีดังนี้

1. สวิทช์ SW1 ทำหน้าที่ ควบคุมการปิด/เปิดเครื่อง
2. สวิทช์ SW2 ทำหน้าที่ ควบคุมการเพิ่มอุณหภูมิ
3. สวิทช์ SW3 ทำหน้าที่ ควบคุมการลดอุณหภูมิ

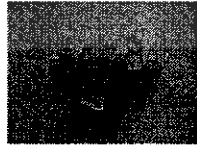
วงจรรสร้างสัญญาณเตือน (Sound) ได้ใช้ลำโพงขนาดเล็กที่เรียกว่า บัซเซอร์ (Buzzer) เป็นตัวกำเนิดสัญญาณเสียง โดยได้รับการควบคุมจาก Q5 ซึ่งส่งงานมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์อีกที

3.4.7.1.3 วงจรตรวจสอบความดันของน้ำ



รูปที่ 3.29 วงจรตรวจสอบความดันของน้ำ

ตารางที่ 3.11 ค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับวงจรตรวจสอบความดันน้ำ

ตัวอุปกรณ์	ค่าที่ใช้	หมายเหตุ
Valve1		วาล์วความดัน (Pressure Valve) 

วงจรมีจะทำหน้าตรวจสอบความดันของน้ำที่ไหลเข้าเครื่องทำน้ำอุ่นว่ามีเพียงพอหรือไม่ เพื่อป้องกันไม่ให้น้ำขาดท่อ ซึ่งอาจจะส่งผลให้ภาชนะบรรจุน้ำร้อนเกินไป หรือน้ำที่ออกมาใช้งานมีอุณหภูมิสูงเกินไป ที่จะทำให้เป็นอันตรายต่อตัวเครื่องและผู้ใช้งานได้ ลักษณะของวาล์วที่ใช้จะมีรูปร่างตามรูปที่ 3.30 เห็นได้ว่าจะประกอบด้วย 2 ส่วนใหญ่ๆ คือ ส่วนตัววาล์ว และสวิตช์แบบปกติเปิด โดยมีหลักการทำงาน คือ เมื่อความดันของน้ำที่ไหลผ่านมีค่ามากกว่าจุดทำงานของวาล์วก็จะทำให้แกนที่อยู่ในตัววาล์วดันสวิตช์เปลี่ยนสถานะการทำงานเป็นปกติปิด แต่ถ้าความดันของน้ำต่ำกว่าจุดทำงานจะทำให้แกนวาล์วไม่ออกไปดันสวิตช์ ซึ่งสถานะการทำงานของสวิตช์จะเป็นแบบปกติเปิด โดยที่จุดทำงานของวาล์วสำหรับเครื่องทำน้ำอุ่นนี้จะอยู่ที่ 0.25 kg/cm^2 จะเป็นค่าแรงดันน้ำต่ำสุดที่เหมาะสมสำหรับการทำงานของเครื่องอย่างมีประสิทธิภาพได้

สถานะการปิดและเปิดของสวิตช์จะเป็นสัญญาณที่ไปป้อนเข้าขา 35 ของไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อสั่งงานเครื่องทำน้ำอุ่นให้ทำงานหรือหยุดทำงาน โดยขณะที่แรงดันของน้ำมีค่าเพียงพอที่จะให้เครื่องทำงานจะได้สัญญาณเป็นลอจิก "L(0)" และถ้าแรงดันน้ำต่ำเกินสัญญาณจะเป็น "H(1)" ก็จะเป็นการหยุดการทำงานของเครื่อง



รูปที่ 3.30 ลักษณะของวาล์วตรวจสอบความดันของน้ำ

ตามวงจรถูกกล่าวมาทั้งหมดข้างต้นสามารถสรุปความสัมพันธ์ระหว่างชนิดของสัญญาณต่างๆ กับหน้าที่หลักของสัญญาณที่เข้าและออกไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ตามตารางที่ 3.12 ดังนี้

ตารางที่ 3.12 ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่เข้าและออกวงจรไมโครคอนโทรลเลอร์

ชนิดสัญญาณ	ลักษณะของสัญญาณ		ตำแหน่งขา	หมายเหตุ
	อนาล็อก	ดิจิทัล		
AN0	I	●	2	วงจรตรวจจับกระแสอินพุต
AN4	I	●	7	วงจรตรวจจับอุณหภูมิของน้ำ
AN5	I	●	8	วงจรตรวจจับแรงดันอินพุต
AN6	I	●	9	วงจรควบคุมแบบ พีไอ
SEG1	O	●	15	วงจรแสดงผลและรับค่า
SEG2	O	●	16	
SCL	O	●	18	
SDA	O	●	23	
SWON	I	●	19	
SWUP	I	●	17	
SWDN	I	●	6	
SOUND	O	●	30	
LED-FAU	O	●	40	
PWM_A	O	●	28	
PWM_B	O	●	27	
ON PWM	O	●	38	
FAULT	I	●	33	
RESET	O	●	24	วงจรขับรีเลย์
ON RELAY	O	●	37	
CHECK	I	●	35	วงจรตรวจสอบความดันของน้ำ

หมายเหตุ	I	หมายถึง	พอร์ตที่ทำหน้าเป็นอินพุต (Input Port)
	O	หมายถึง	พอร์ตที่ทำหน้าเป็นเอาต์พุต (Output Port)

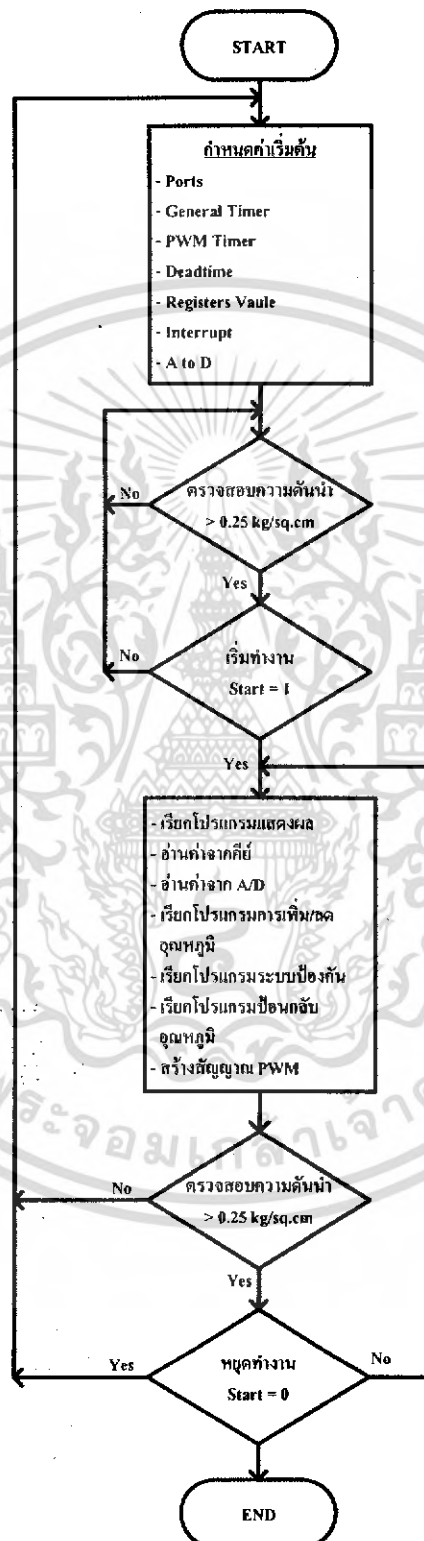
3.4.7.2 การออกแบบและสร้างซอฟต์แวร์

ในส่วนนี้จะเป็นการออกแบบโปรแกรมสำหรับสั่งงานให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานตามเงื่อนไขต่างๆ ในการเขียนโปรแกรมจะใช้ภาษาแอสเซมบลี (Assembly) โดยเขียนผ่านโปรแกรม MPLAB เวอร์ชัน 6.5 ด้วยคอมไพเลอร์ จากนั้นจะทำการแปลง (Compile) โปรแกรมที่ได้ เพื่อนำไปป้อนให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ต่อไป ซึ่งลักษณะของโปรแกรมได้แบ่งออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ๆ คือ



3.4.7.2.1 โปรแกรมหลัก (Main Program)

ดังแสดงได้ตามขบวนการรูปที่ 3.31



รูปที่ 3.31 ขบวนการของโปรแกรมหลัก

ผังรูปขบวนการของโปรแกรมหลัก จะประกอบด้วยขั้นตอนดังต่อไปนี้

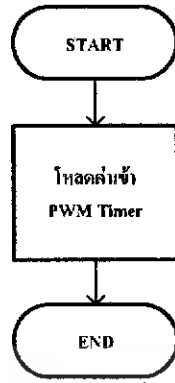
1. กำหนดค่าเริ่มต้น เช่น การทำงานของพอร์ต, การทำงานของไทเมอร์แต่ละตัว, สัญญาณ PWM และค่าการประวิงเวลา, กำหนดลักษณะการขัดจังหวะโปรแกรม (Interrupt) และค่าเริ่มต้นทำงานของรีจิสเตอร์ต่างๆ เป็นต้น
2. ตรวจสอบความดันของน้ำว่าอยู่ในระดับที่สามารถทำงานได้หรือไม่
3. ตรวจสอบการเริ่มต้นทำงานของเครื่องใช้หรือไม่ ถ้าไม่ใช่จะกลับไปเริ่มต้นขั้นตอนที่ 2 ใหม่
4. เมื่อเครื่องทำงาน จะเป็นการทำงานในส่วนของโปรแกรมต่างๆ คือ
 - 4.1 แสดงผลอุณหภูมิของน้ำที่ปรับตั้งมาจากผู้ใช้งาน
 - 4.2 รับค่าจากคีย์เพื่อนำมาเปลี่ยนแปลงค่าอุณหภูมิที่ปรับตั้ง
 - 4.3 อ่านค่าต่างๆ จาก A/D เพื่อนำมาใช้ในระบบป้องกัน
 - 4.4 สร้างระบบการควบคุมอุณหภูมิของน้ำแบบลูปปิด
 - 4.5 คำนวณและสร้างสัญญาณ PWM
5. ตรวจสอบความดันของน้ำว่าต่ำลงกว่าค่าที่กำหนดไว้หรือไม่ ถ้าใช่ก็จะหยุดการทำงานและกลับไปเริ่มต้นขั้นตอนที่ 1 ใหม่ แต่ถ้าไม่ใช่ก็ไปตรวจสอบในส่วนอื่นๆ ต่อไป
6. ตรวจสอบว่าต้องการหยุดการทำงานของเครื่องใช้หรือไม่ ถ้าใช่จะกลับไปเริ่มต้นขั้นตอนที่ 1 ถ้าไม่ใช่จะกลับไปทำขั้นตอนที่ 4 ใหม่เรื่อยๆ

3.4.7.2.2 โปรแกรมย่อย (Subroutine Program)

เป็นส่วนโปรแกรมที่มีการเรียกใช้งานซ้ำๆ อยู่บ่อยครั้ง ในที่นี้โปรแกรมย่อยได้แบ่งออกเป็น 2 ส่วนใหญ่ๆ คือ

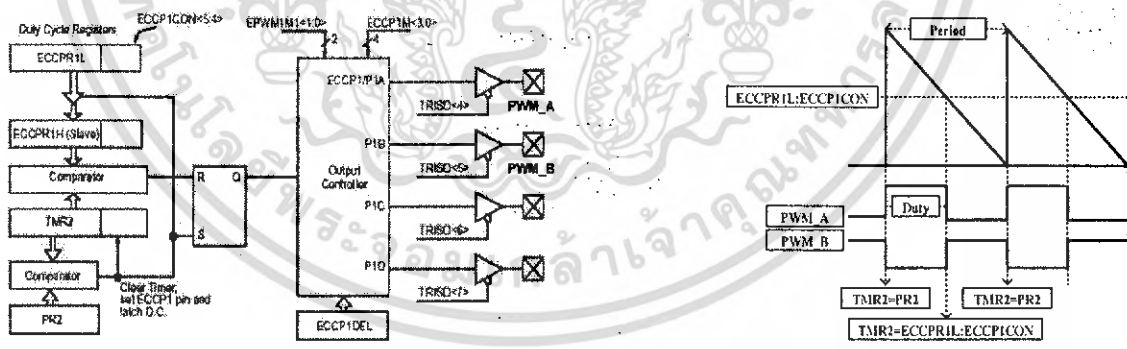
โปรแกรมที่มีการขัดจังหวะโปรแกรมหลัก (Interrupt Program)

หลักการของโปรแกรมนี้อีกคือ ตัวโปรแกรมจะเข้ามาแทรกทำงานในทุกๆ ที่ของโปรแกรมหลัก โดยการร้องขอของอุปกรณ์ที่อนุญาตให้สามารถส่งสัญญาณเข้ามาขัดจังหวะโปรแกรมหลักได้ ดังนั้นโปรแกรมที่มีการทำงานแบบนี้จะมีความรวดเร็วในการทำงาน ไม่ต้องเสียเวลาในการทำขั้นตอนอื่นๆ ให้เสร็จก่อน ในงานวิจัยนี้ โปรแกรมตามลักษณะเช่นนี้ได้แบ่งออกเป็นดังนี้



รูปที่ 3.32 ขบวนการของโปรแกรมสร้างสัญญาณ PWM

ในงานวิจัยนี้ต้องการสัญญาณ PWM ที่สามารถปรับเปลี่ยนความถี่ได้ (30 kHz – 40 kHz) เพื่อใช้สำหรับเปลี่ยนแปลงกำลังเอาต์พุต ขณะที่ความกว้างของสัญญาณ (Duty Cycle) คงที่เท่ากับ 50 % โดยที่ไมโครคอนโทรลเลอร์บอร์ดนี้จะมีวงจรสร้างสัญญาณ PWM ตามความต้องการอยู่แล้ว ในการสร้างสัญญาณดังกล่าวจะใช้ไทมเมอร์ 2 (TMR2) ขนาด 8 บิต เป็นตัวนับคาบเวลา ซึ่งจะนำค่าของคาบเวลาที่ต้องการไปเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต (PR2) ส่วนค่าความกว้างของสัญญาณจะเป็นค่าขนาด 10 บิตโดยจะแบ่งเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต 2 ตัว คือ ECCPR1L<7:0> 8 บิตด้านสูง และ ECCP1CON<5:4> 2 บิตด้านต่ำ ดังแสดงได้จากหลักการสร้างสัญญาณตามรูป 3.33



(ก) บล็อกไดอะแกรม

(ข) ลักษณะการนับของไทมเมอร์

รูปที่ 3.33 หลักการสร้างสัญญาณ PWM ในไมโครคอนโทรลเลอร์

ตามรูปที่ 3.33 (ข) ในสภาวะเริ่มต้นค่าของ TMR2 จะเท่ากับ 0 เมื่อให้ TMR2 เริ่มทำงานขาสัญญาณ PWM จะเปลี่ยนสถานะทันที และ TMR2 ก็จะนับค่าขึ้นไปเรื่อยๆ (เริ่มจาก 0) จนค่าใน TMR2 เท่ากับค่าใน ECCPR1L:ECCP1CON จะทำให้ขาสัญญาณ PWM เปลี่ยนสถานะอีกครั้ง ซึ่งจะได้ค่าเวลาจากจุดเริ่มต้นจนถึงจุดทำงานนี้เป็นค่าความกว้างของสัญญาณตามที่ต้องการ ขณะเดียวกัน TMR2 จะนับค่าต่อไปจนค่าของ TMR2 เท่ากับค่าใน PR2 ขาสัญญาณ PWM ก็จะเปลี่ยนสถานะอีกครั้ง ซึ่งจะได้เป็นค่าคาบเวลาของสัญญาณ การทำงานจะเป็นลักษณะเช่นนี้ไปเรื่อยๆ จนกว่าจะสั่งให้ TMR2 หยุดทำงาน ดังนั้นในการสร้างสัญญาณ PWM เราจะต้องคำนวณหาค่าคาบเวลาและค่าความกว้างของสัญญาณ และนำค่าที่ได้ไปเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ PR2 และ ECCPR1L:ECCP1CON ตามลำดับโดยค่าคาบเวลา และค่าความกว้างของสัญญาณที่จะนำไปเก็บไว้ในรีจิสเตอร์ สามารถหาได้ดังนี้

$$PR2 = \frac{(T_s) \cdot (F_{osc})}{4(TMR2 \text{ prescale value})} - 1 \quad (3.34)$$

โดยที่ T_s คือ คาบเวลาของสัญญาณ PWM (sec)
 F_{osc} คือ ความถี่ของสัญญาณนาฬิกา (Hz)
 TMR2 prescale value คือ ค่าตัวหารของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนเข้าไทมเมอร์ 2 โดยมีค่าเท่ากับ 1, 4 หรือ 16 (ตามข้อมูลใช้งาน)

$$ECCPR1L : ECCP1CON = \frac{(\%D) \cdot (T_s) \cdot (F_{osc})}{100(TMR2 \text{ prescale value})} \quad (3.35)$$

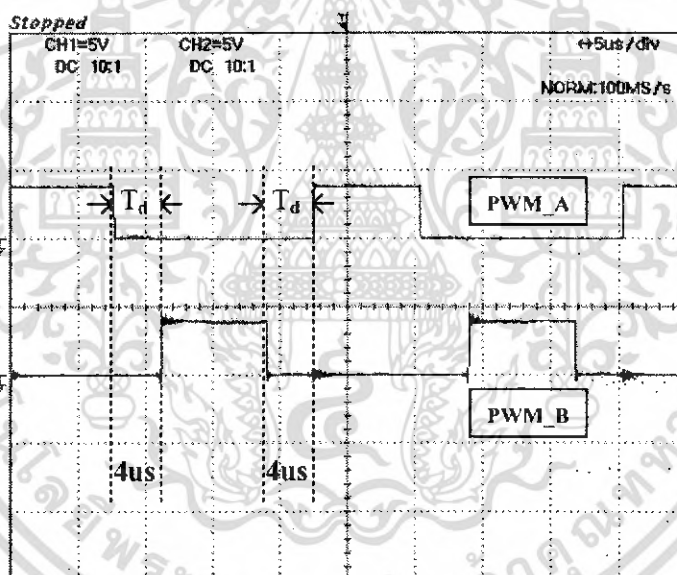
โดยที่ %D คือ เปอร์เซ็นต์ความกว้างของสัญญาณ

ขณะที่ค่าใน TMR2 เท่ากับ PR2 นั้น จะเกิดสภาวะโอเวอร์โฟลว์ (Overflow) เป็นสภาวะที่ค่าใน TMR2 มีค่าเท่ากับ 0 ใหม่อีกครั้ง หรือรีเซ็ตตัวเอง และส่งสัญญาณมาขัดจังหวะโปรแกรมหลัก ซึ่งเมื่อเกิดสภาวะนี้โปรแกรมจะกระโดดไปทำโปรแกรมน้อยของการสร้างสัญญาณ PWM ทันที โดยในส่วนของโปรแกรมนี้นี้ตามขบวนการรูปที่ 3.32 จะเป็นการโหลดค่าของ PR2 และ ECCPR1L:ECCP1CON ใหม่ ที่ได้มาจากการคำนวณในโปรแกรมหลัก เพราะฉะนั้นโปรแกรมนี้การขัดจังหวะโปรแกรมหลักจะมี TMR2 เป็นอุปกรณ์การร้องขอ โดยจะเข้ามาแทรกการทำงานของโปรแกรมหลักทุกๆคาบเวลาของสัญญาณ PWM

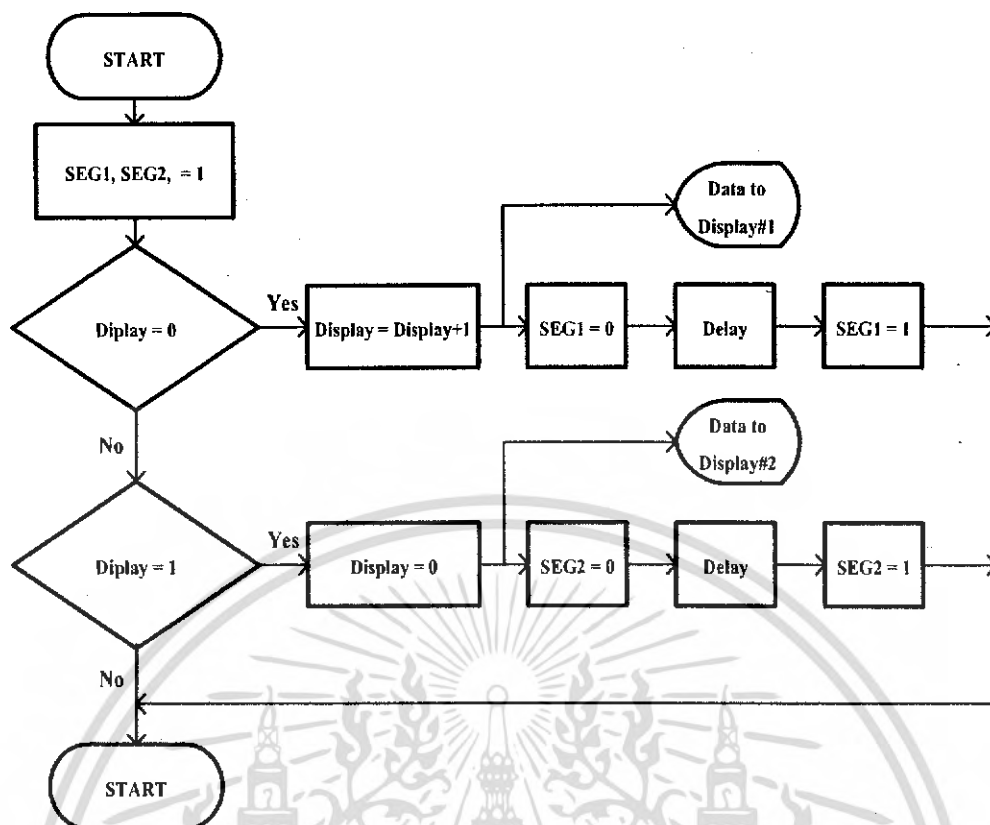
สัญญาณ PWM ที่ได้นี้จะส่งต่อไปยังวงจรประวิงเวลาก่อนที่ออกมายังขา PWM_A และ PWM_B วงจรดังกล่าวจะหนดสัญญาณออกไปตามค่าที่กำหนดในรีจิสเตอร์ ECCP1DEL ซึ่งเป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต ใช้สำหรับเก็บค่าเวลาหน่วงที่ต้องการ โดยสามารถหาค่าได้จาก

$$ECCP1DEL = \frac{T_d}{4T_{OSC}} \quad (3.36)$$

โดยที่ T_d คือ ค่าเวลาในการหน่วง (sec) เวลาที่ต้องการหน่วงไปสามารถหาได้จากคู่มือการใช้งานไอจีบีที ในที่นี้ได้ใช้ประมาณ $4 \mu s$ ดังนั้นจึงได้ค่า $ECCP1DEL = 29$ ดังแสดงรูปคลื่นสัญญาณ PWM_A และ PWM_B ที่ได้ตามรูป 3.34



รูปที่ 3.34 สัญญาณ PWM ที่สร้าง



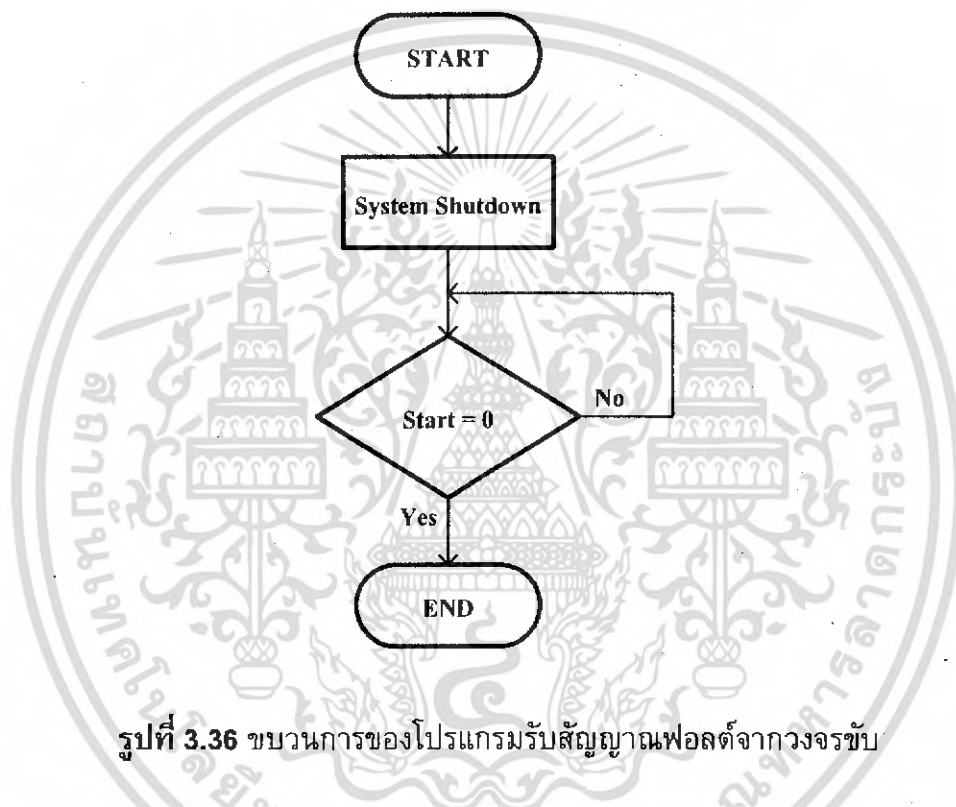
รูปที่ 3.35 ขบวนการของโปรแกรมแสดงผล

ตามหลักการควบคุม 7 – Segment และ LED ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ซึ่งเป็นการทำให้ติดและดับสลับกันไป ดังนั้นวิธีการนี้จึงต้องควบคุมช่วงเวลาติดและดับของตัวแสดงผลแต่ละตัวให้เหมาะสม เพราะถ้าช่วงเวลาห่างมากเกินไปจะทำให้ตัวแสดงผลกระพริบได้ หรือถ้าช่วงเวลาน้อยเกินไปอาจจะทำให้ความสว่างไม่เต็มที่ แสดงผลได้ไม่ชัดเจน ในที่นี้การสร้างจังหวะการติดและดับจะใช้ไทมเมอร์ หมายเลข 1 (TMR0) ขนาด 16 บิต นับค่าเวลา ซึ่งจะทำให้ช่วงเวลาแสดงผลมีค่าเท่ากันตลอด และสามารถปรับช่วงเวลาได้ง่าย ซึ่งค่าเวลาการแสดงผลก็เป็นค่าเวลานับของไทมเมอร์ที่เก็บไว้ในรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต 2 ตัว คือ TMR0H<7:0> 8 บิตด้านสูง และ TMR0L<7:0> 8 บิตด้านต่ำ โดยค่าของรีจิสเตอร์นี้หาได้ดังนี้

$$TMR0H : TMR0L = 65536 - \frac{(Time) \cdot (F_{OSC})}{4 \cdot (TMR0 \text{ prescale value})} \quad (3.37)$$

โดยที่ *Time* คือ ค่าเวลาที่ต้องการ (sec)
TMR0 prescale value คือ ค่าตัวหารของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนเข้าไทมเมอร์ 0 โดยมีค่าเท่ากับ 2, 4, 8, 16, 32, 64, 128 และ 256

การนับเวลาของไทมเมอร์จะเพิ่มค่าใน TMR0H:TMR0L ขึ้นทีละ 1 ตามสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้ไทมเมอร์ จนทำให้ค่าใน TMR0H:TMR0L เท่ากับ 65535 ($2^{16} - 1$) ซึ่งเป็นค่าสูงสุดแบบ 16 บิต ก็จะเกิดสถานะโอเวอร์โฟลว์ พร้อมทั้งส่งสัญญาณขัดจังหวะออกมา ในทางปฏิบัติ ค่า TMR0H:TMR0L จะได้มาจากการทดสอบโดยสังเกตจากการแสดงผลที่ได้ และปรับแต่งค่าให้เหมาะสมมากที่สุด ในที่นี้ค่าของ TMR0H:TMR0L มีค่าเท่ากับ 39215 เมื่อกำหนดให้ *TMR1 prescale value* = 2 ซึ่งจะได้ค่าเวลาเท่ากับ 7.14 ms เพราะฉะนั้นโปรแกรมนี้จะแทรกโปรแกรมหลักทุกๆ 7.14 ms ดังแสดงขบวนการของโปรแกรมตามรูปที่ 3.36



รูปที่ 3.36 ขบวนการของโปรแกรมรับสัญญาณฟลลด์จากวงจรรับ

สัญญาณฟลลด์ เป็นสัญญาณที่ส่งมาจากวงจรรับอันเกิดมาจากการทำงานผิดปกติของไอจีบีที เมื่อเกิดเหตุการณ์นี้เกิดขึ้นจำเป็นต้องหยุดการทำงานของไอจีบีที โดยการหยุดสร้างสัญญาณควบคุมอย่างทันทีทันใด เพื่อป้องกันการความเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้น ดังนั้นจึงป้อนสัญญาณฟลลด์นี้เข้าขาที่ 33 (INT0) ซึ่งเป็นขารับสัญญาณขัดจังหวะจากภายนอก หมายเลข 0 และให้ทำงานในช่วงเปลี่ยนสถานะจาก "H(1)" เป็น "L(0)" ตามขบวนการโปรแกรมในรูปที่ 2.38 เมื่อเกิดฟลลด์ขึ้นโปรแกรมจะหยุดการสร้างสัญญาณควบคุม และรอกดสวิตช์รีเซต (สวิตช์เดียวกันกับปิดเปิดเครื่อง) อย่างเดียวเท่านั้นถึงจะออกจากโปรแกรมนี้ได้

จากโปรแกรมที่มีการขัดจังหวะโปรแกรมหลักดังที่ได้กล่าวมาทั้งหมดนั้น ประกอบด้วยหลายโปรแกรม ในแต่ละโปรแกรมสามารถขัดจังหวะโปรแกรมหลักได้ทุกเวลาดังนั้นจึงจำเป็นต้องจัดลำดับความสำคัญของแต่ละโปรแกรมให้เหมาะสม เพื่อป้องกันการงานซ้ำซ้อน ในกรณีที่มีการขัดจังหวะเกิดขึ้นพร้อมๆกัน โดยลำดับความสำคัญของแต่ละโปรแกรมเป็นไปตามตารางที่ 3.13

ตารางที่ 3.13 การจัดลำดับความสำคัญของแต่ละโปรแกรม

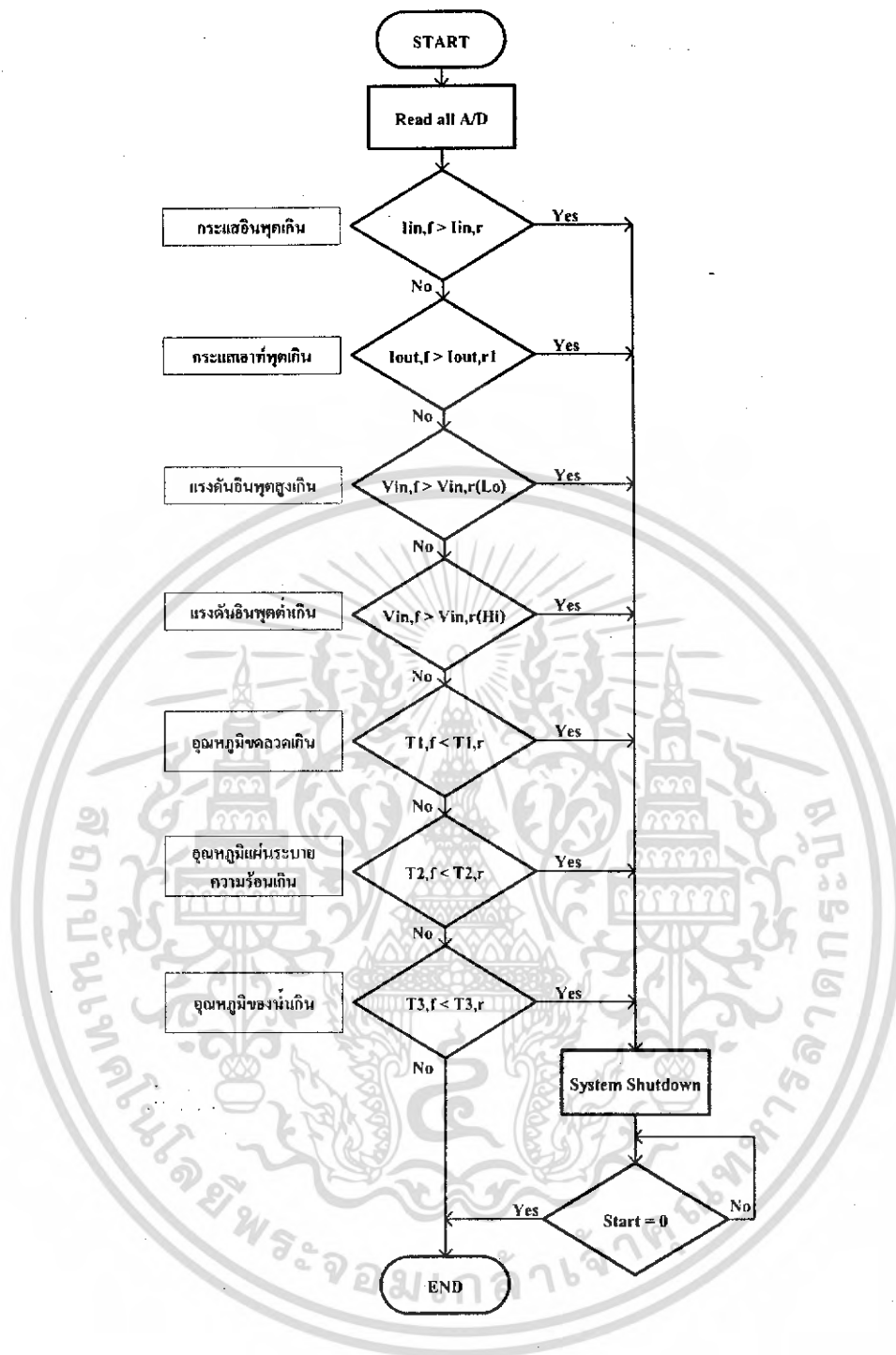
	อุปกรณ์ที่ใช้สำหรับ ขัดจังหวะ	ลำดับ ความสำคัญ
โปรแกรมรับสัญญาณฟลลด์จากวงจรขับ	INT0	1 (สูงสุด)
โปรแกรมสร้างสัญญาณ PWM	TMR2	2
โปรแกรมแสดงผล	TMR0	3 (ต่ำสุด)

โปรแกรมที่ไม่มีการขัดจังหวะโปรแกรมหลัก (Uninterrupted Program)

เป็นโปรแกรมที่โปรแกรมหลัก หรือโปรแกรมขัดจังหวะเรียกใช้งานอยู่บ่อยครั้ง ในบางครั้งโปรแกรมนี้ถูกเขียนขึ้นเป็นโปรแกรมย่อยเพื่อให้สามารถตรวจสอบการทำงานของโปรแกรมได้ง่ายขึ้น ซึ่งประกอบด้วยโปรแกรมต่างๆ ดังนี้

โปรแกรมตรวจสอบระบบป้องกัน

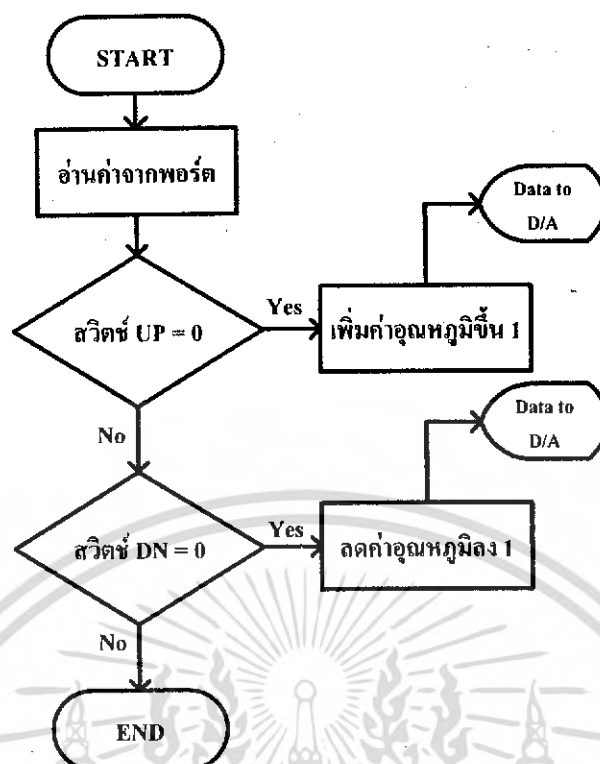
ทำหน้าที่ ตรวจสอบสัญญาณที่รับมาจากภายนอก เพื่อสร้างระบบป้องกันต่างๆ โดยค่าที่รับมาจะนำมาเปรียบเทียบกับค่าอ้างอิงภายใน ซึ่งถ้าค่าที่รับมาเกินกว่าค่าอ้างอิงก็จะสั่งให้หยุดสร้างสัญญาณควบคุมทันที และรอกดสวิตช์รีเซต (สวิตช์เดียวกันกับปิดเปิดเครื่อง) อย่างเดียวเท่านั้นถึงจะออกจากโปรแกรมนี้ได้ โดยมีขบวนการของโปรแกรมตามรูปที่ 3.37



รูปที่ 3.37 ขบวนการของโปรแกรมตรวจสอบระบบป้องกัน

โปรแกรมอ่านค่าจากคีย์

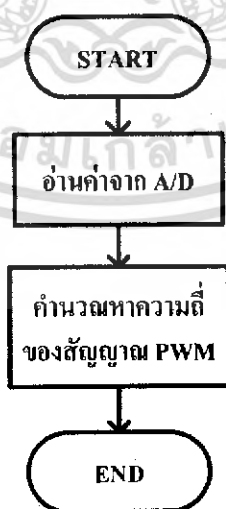
ทำหน้าที่รับคำสั่งจากผู้ใช้งาน ที่สั่งผ่านสวิตช์แบบกดติดปล่อยดับ โดยคำสั่งต่างๆจะเป็น ปิด/เปิดเครื่อง และเพิ่ม/ลดอุณหภูมิของน้ำ ซึ่งมีขบวนการตามรูปที่ 3.38



รูปที่ 3.38 ขบวนการของโปรแกรมอ่านค่าจากคีย์

โปรแกรมป้อนกลับอุณหภูมิ

เป็นส่วนของการรับสัญญาณที่มีจากวงจรควบคุมแบบพี ไอ ภายนอก และนำเข้ามาประมวลผลเพื่อปรับเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณ PWM โดยมีขบวนการตามรูปที่ 3.39



รูปที่ 3.39 ขบวนการของโปรแกรมป้อนกลับอุณหภูมิ

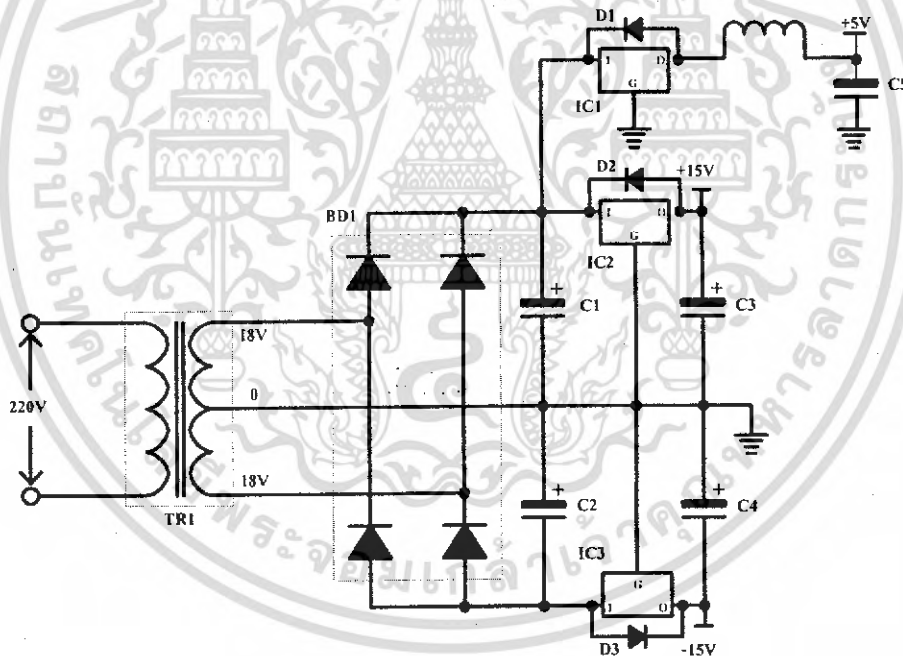
3.5 การออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจร

3.5.1 วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงไมโครคอนโทรลเลอร์ และอื่น ๆ

แหล่งจ่ายในส่วนนี้จะเป็นแหล่งจ่ายสำหรับวงจรดังต่อไปนี้






- | | | |
|----------------------------|---------------------|----------------------------------|
| 1. วงจรตรวจจับกระแสอินพุต | ระดับไฟเลี้ยงที่ใช้ | $\pm 15\text{ V } 150\text{ mA}$ |
| 2. วงจรตรวจจับแรงดันอินพุต | ระดับไฟเลี้ยงที่ใช้ | $+ 15\text{ V } 10\text{ mA}$ |
| 3. วงจรตรวจจับอุณหภูมิ | ระดับไฟเลี้ยงที่ใช้ | $+ 5\text{ V } 10\text{ mA}$ |
| 4. วงจรควบคุมแบบ พี ไอ | ระดับไฟเลี้ยงที่ใช้ | $\pm 15\text{ V } 150\text{ mA}$ |
| 5. วงจรไมโครคอนโทรลเลอร์ | ระดับไฟเลี้ยงที่ใช้ | $+ 5\text{ V } 200\text{ mA}$ |
| 6. วงจรแสดงผลและรับค่า | ระดับไฟเลี้ยงที่ใช้ | $+ 5\text{ V } 800\text{ mA}$ |

ดังนั้นไฟเลี้ยงวงจรนี้จะประกอบด้วยระดับไฟทั้งหมด 3 ระดับ คือ $+15$, -15 และ $+5\text{ V}$ ซึ่งกระแสที่ต้องจ่ายสำหรับระดับแรงดันไฟเลี้ยง $\pm 15\text{ V}$ มีค่าเท่ากับ 0.46 A และกระแสสำหรับแหล่งจ่ายระดับไฟเลี้ยง $+5\text{ V}$ มีค่าเท่ากับ 1.01 A กระแสรวมทั้งหมดโดยประมาณ 1.47 A โดยมีวงจรตามรูปที่ 3.40



รูปที่ 3.40 วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงไมโครคอนโทรลเลอร์

ตารางที่ 3.14 ค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงไมโครคอนโทรลเลอร์

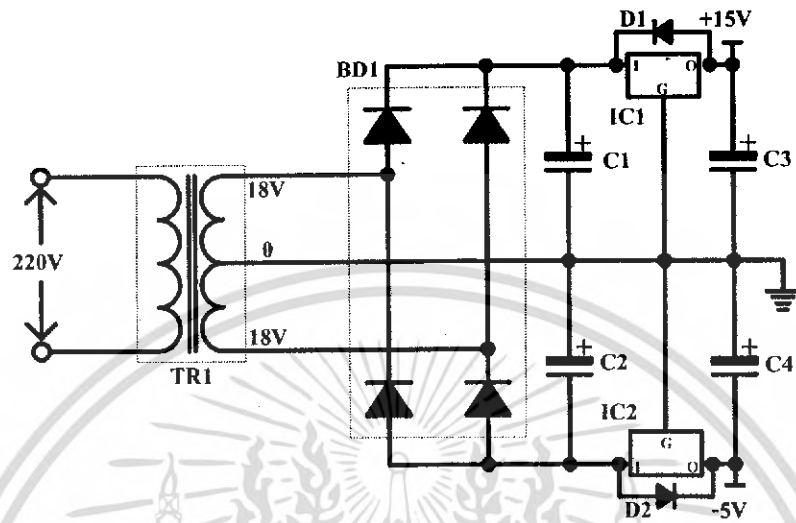
ตัวอุปกรณ์	ค่าที่ใช้	หมายเหตุ
TR1	18V-0-18V, 2A	หม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer) แบบยึดแผ่น PCB 
BD1	400V, 2A	ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Diode) ตัวถังแบบ DIP-4 
C1, C2	2200 μ F/25V	ตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลติกส์ 
C3,C4,C5	1000 μ F/25V	
IC1	UA7805 (+5V, +1.5A)	ไอซีรักษาระดับแรงดันคงที่ ตัวถังแบบ TO-220 
IC2	LM7815 (+15V, +1A)	
IC3	LM7915 (-15V,-1A)	
D1, D2, D3	1N4001	ไดโอดเรียงกระแสชนิดธรรมดา 50V, 1A ตัวถังแบบ DO-41 

ตามรูปวงจรการออกแบบได้ใช้หม้อแปลงขนาดพิกัด 18-0-18 V, 2A (TR1) ผ่านวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (BD1) และกรองด้วยเก็บประจุ (C1 - C5) เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าตามที่ต้องการและคงที่ขณะจ่ายโหลด ดังนั้นวงจรจึงแบ่งได้เป็น 3 ส่วนคือ

1. แหล่งจ่ายไฟ +15 V จะใช้ไอซีรักษาระดับแรงดัน (Voltage Regulation) เบอร์ 7815 (IC2) เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ 15 V จ่ายกระแสสูงสุดได้ +1 A
2. แหล่งจ่ายไฟ -15 V จะใช้ไอซีเบอร์ 7915 (IC3) เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ -15 V จ่ายกระแสสูงสุดได้ -1 A
3. แหล่งจ่ายไฟ +5V จะใช้ไอซีเบอร์ UA7805 (IC1) เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ +5 V โดยจ่ายกระแสสูงสุดได้ +1.5 A

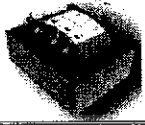

3.5.2 วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรขับ

วงจรขับไอซีบีทีที่ออกแบบไว้ต้องการไฟเลี้ยงวงจร +15 V, -5 V ตามข้อมูลของ ไอซีบีทีที่จะใช้กระแสในการขับให้ทำงานสูงสุดโดยประมาณ 100 mA ดังนั้นวงจรไฟเลี้ยงจึงมี วงจรตามรูปที่ 3.41



รูปที่ 3.41 วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรขับ

ตารางที่ 3.15 ค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรขับไอจีบีที

ตัว อุปกรณ์	ค่าที่ใช้	หมายเหตุ
TR1	18V-0-18V, 150 mA	หม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer) แบบยึดแผ่น PCB 
BD1	400V, 2A	ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Diode) ตัวถังแบบ DIP-4 
C1, C2	2200 μ F/25V	ตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลติกส์ 
C3, C4	1000 μ F/25V	
IC1	LM7815 (+15V, +1A)	ไอซีรักษาระดับแรงดันคงที่ ตัวถังแบบ TO-220 
IC2	LM7905 (-5V, -1A)	
D1, D2	1N4001	ไดโอดเรียงกระแสชนิดธรรมดา 50V, 1A ตัวถังแบบ DO-41 

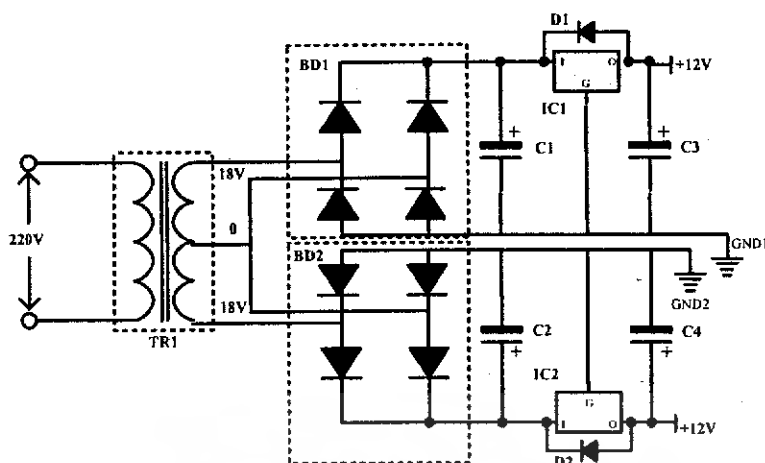
ตามวงจรการออกแบบได้ใช้หม้อแปลงขนาด 18-0-18 V, 150 mA (TR1) ผ่านวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (BD1) และกรองด้วยเก็บประจุ (C1-C4) เพื่อให้แรงดันเอาท์พุทมีค่าตามที่ต้องการและคงที่ขณะจ่ายโหลด ดังนั้นวงจรจึงแบ่งได้เป็น 2 ส่วนคือ

1. แหล่งจ่ายไฟ +15 V จะใช้ไอซีเบอร์ 7815 (IC1) เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทให้คงที่ +15 V จ่ายกระแสสูงสุดได้ +1 A
2. แหล่งจ่ายไฟ -5 V จะใช้ไอซีเบอร์ 7905 (IC2) เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาท์พุทให้คงที่ -5 V จ่ายกระแสสูงสุดได้ -1 A

วงจรไฟเลี้ยงสำหรับวงจรขับไอจีบีทีจะมีทั้งหมด 2 ชุด เพราะกราวด์ของวงจรขับไอจีบีทีทั้ง 2 ตัวต้องแยกอิสระต่อกัน






3.5.3 วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรรีเลย์และพัดลม

จะนำไปจ่ายให้รีเลย์ 1 ตัวและพัดลม ซึ่งต้องการไฟเลี้ยงขนาด +12 V, -12 V 50 mA ดังนั้นวงจรไฟเลี้ยงจึงต้องสามารถจ่ายกระแสสูงสุดได้โดยประมาณ 100 mA ซึ่งมีวงจรดังรูปที่ 3.42



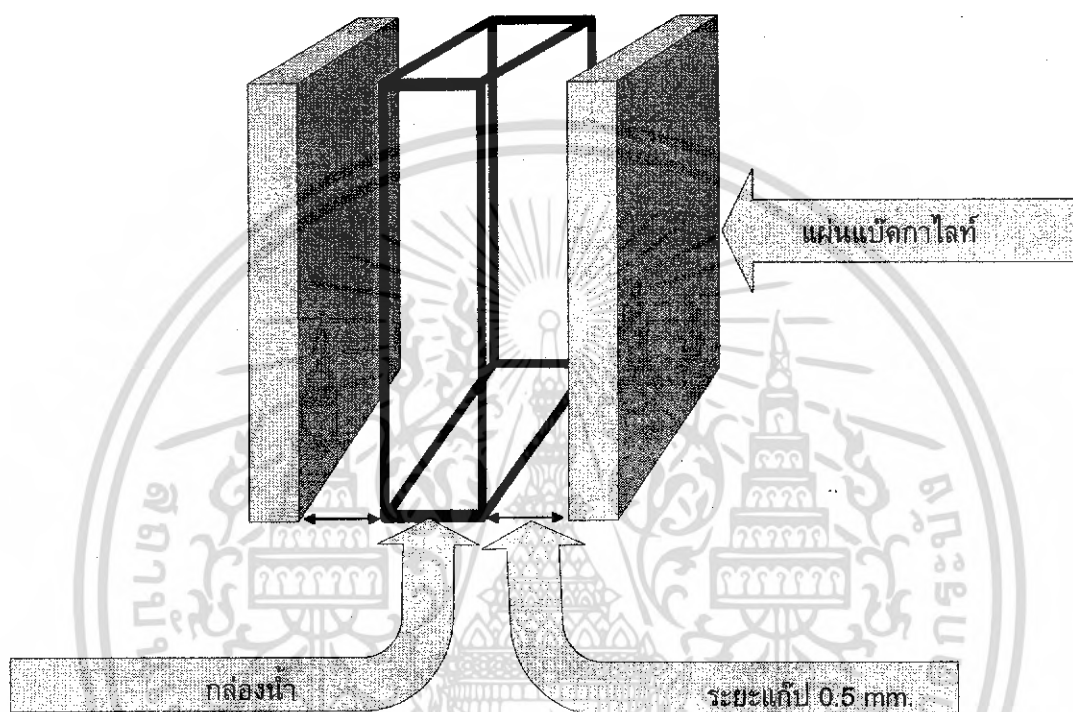
รูปที่ 3.42 วงจรแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงรีเลย์และพัดลม

ตารางที่ 3.16 ค่าต่างๆของตัวอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงวงจรรีเลย์และพัดลม

ตัวอุปกรณ์	ค่าที่ใช้	หมายเหตุ
TR1	18V-0-18 V, 100 mA	หม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer) แบบยึดแผ่น PCB 
BD1, BD2	400V, 2A	ไดโอดเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Diode) ตัวถังแบบ DIP-4 
C1 - C2	2200 μ F/25V	ตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลติกส์ 
C3 - C4	1000 μ F/25V	
IC1 - IC2	LM7812 (+12V, 1A)	ไอซีรักษาระดับแรงดันคงที่ ตัวถังแบบ TO-220 
D1-D2	1N4001	ไดโอดเรียงกระแสชนิดธรรมดา 50V, 1A ตัวถังแบบ DO-41 

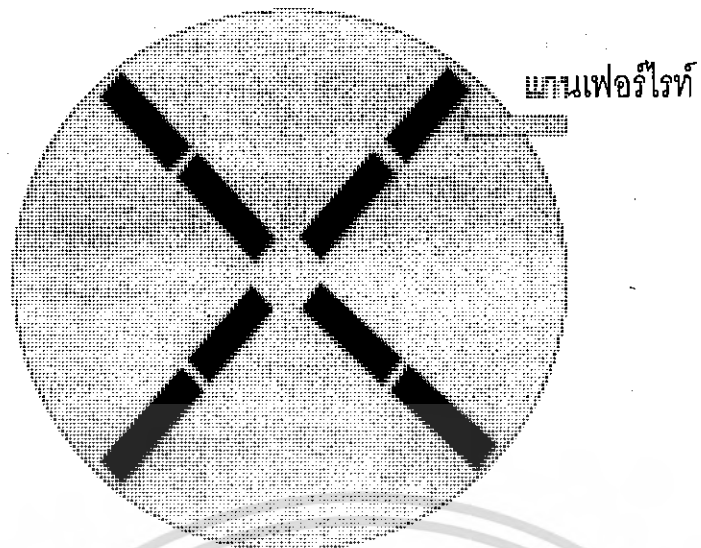
ตามวงจรการออกแบบได้ใช้หม้อแปลง 18-0-18 V, 200 mA (TR1) ผ่านวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (BD1) และกรองด้วยเก็บประจุ (C1, C2) เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าตามที่ต้องการและคงที่ขณะจ่ายโหลด ดังนั้นจะใช้ไอซีเบอร์ 7812 (IC1) เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ +12 V จ่ายกระแสสูงสุดได้ +1 A

3.6 การออกแบบโครงสร้างของเครื่องทำน้ำอุ่น



รูปที่ 3.43 แสดงการวางตัวระหว่างแผ่นแบคคาไลต์กับหม้อน้ำ

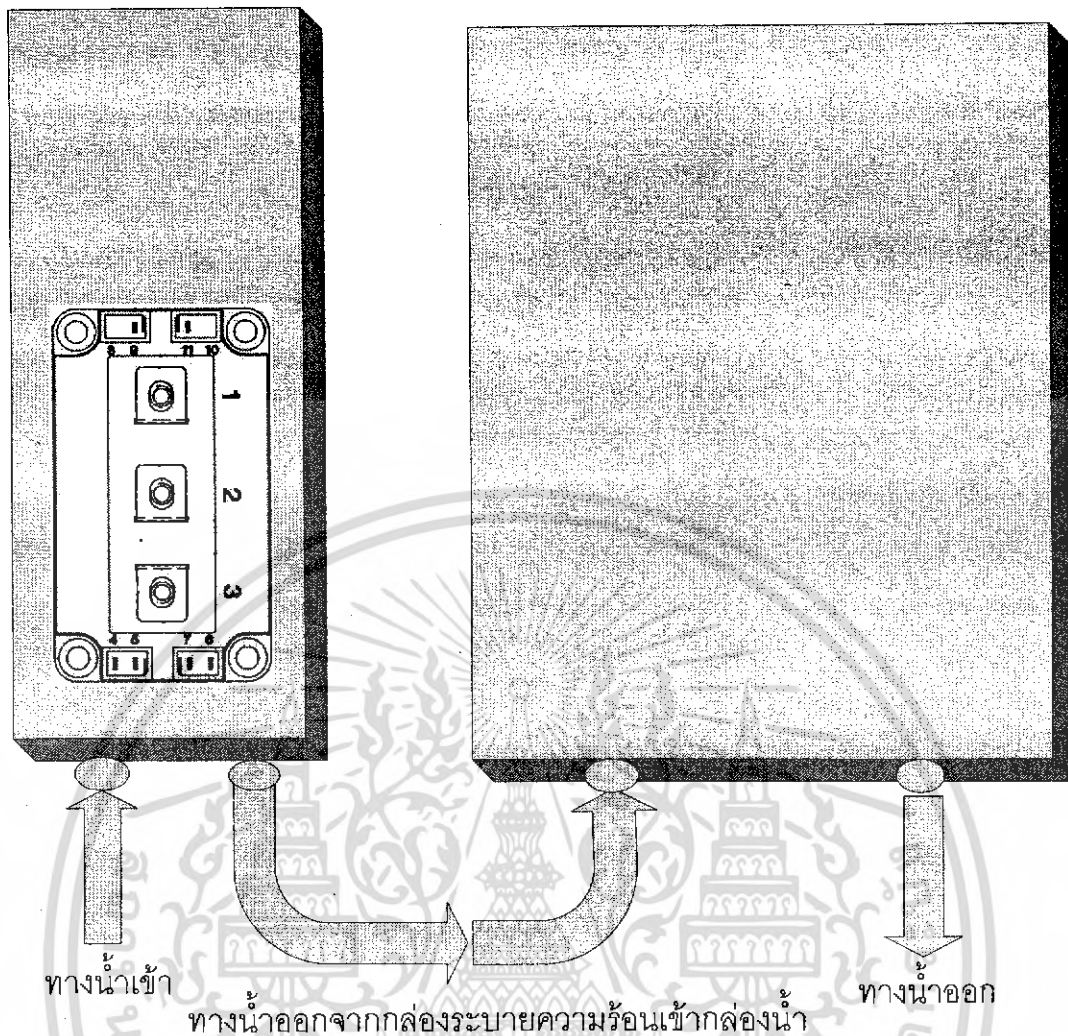
ระยะแก้ปของชุดวางขดลวดกับถังน้ำมีผลต่อการเกิดการเหนียวน้ำ ระยะแก้ปที่ทำการปรับที่ได้จากการทดลอง 5 mm เป็นค่าที่เหมาะสมที่สุด



รูปที่ 3.44 แสดงการจัดเรียงแกน I ของเฟอร์ไรท์เพียงวางทาบกับขดลวด

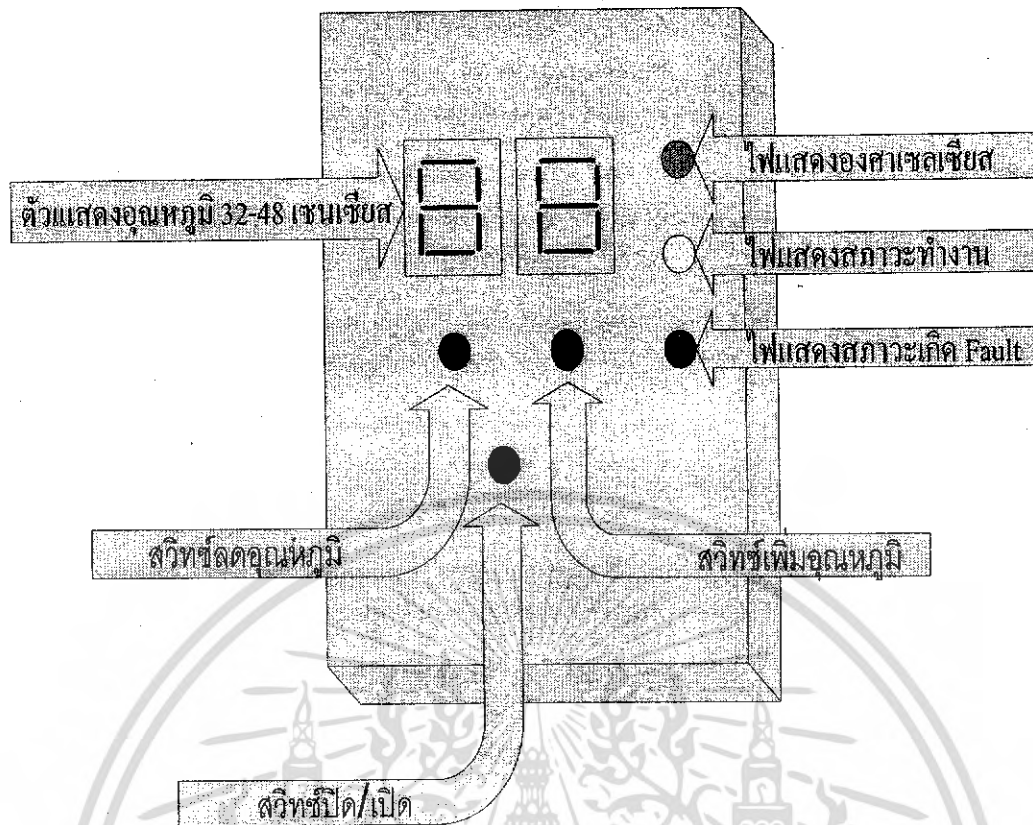
การนำแกนเฟอร์ไรท์รูป I มาทำการจัดวางลงแผ่นแบ็คก้าไลต์เพื่อแนบกับขดลวดทั้งสองฝั่งเพื่อช่วยการจัดเรียงตัวของสนามแม่เหล็ก





รูปที่ 3.45 แสดงการติดตั้ง IGBT บนชุดระบายความร้อน

ทำการติดตั้ง IGBT ลงบนชุดระบายความร้อนโดยชุดระบายความร้อนนี้จะเป็นระบบการไหลเวียนของน้ำน้ำจะไหลเข้าทางท่อน้ำเข้าแล้วจ่ายไปยังหม้อน้ำเพื่อออกทางน้ำออกให้แก่ฝั่งบัวซึ่งในการทดลองนี้ได้ทำการตรวจสอบค่าการระบายความร้อนระหว่างแบบเดิมใช้พัดลมโดยอุณหภูมิความร้อน IGBT จะอยู่ที่ 50-57 องศาเซลเซียสโดยอุณหภูมิที่สูงระหว่างนี้หากใช้งานเป็นเวลานานจะทำให้ IGBT เสียหายได้จึงทำการออกแบบการระบายความร้อนแบบใหม่ซึ่งใช้น้ำเข้าไปไหลเวียนในซิลด์ซึ่งทำการเชื่อมปิดต่อท่อสำหรับน้ำเข้าน้ำออกซึ่งจากการทดลองอุณหภูมิของ IGBT อยู่ที่ประมาณ 33-35 องศาเซลเซียส



รูปที่ 3.46 แสดง โครงสร้างของกล่องประจุเครื่องทำน้ำอุ่น

โดยกล่องบรรจุเครื่องทำน้ำอุ่นทำจากแผ่นอะคริลิกหนา 0.6 mm ออกแบบให้สามารถเปิดฝาได้ทั้งฝาด้านบนและด้านล่างเพื่อง่ายต่อการแก้ไขอุปกรณ์ภายในโดยฝาด้านบนจะทำการติดตั้งชุดแสดงผลซึ่งใช้ในการปิดเปิดและปรับลดอุณหภูมิ

บทที่ 4

การทดสอบและผลการทดสอบ

4.1 บทนำ

ในบทนี้จะได้กล่าวถึงวิธีการทดสอบและผลการทดสอบการทำงานของเครื่องทำน้ำอุ่นที่ได้ออกแบบและสร้างเป็นเครื่องต้นแบบจริง ซึ่งการทดสอบจะเป็นการตรวจสอบค่าต่างๆในการทำงานของเครื่องขั้นต้น เช่น การตรวจสอบค่าประสิทธิภาพทางไฟฟ้า, ประสิทธิภาพรวม, ค่าเวลาในการทำความร้อนของน้ำ และค่าความคิดเฟี้ยนของกระแสอินพุต เป็นต้น ค่าที่ได้ดังกล่าวจะเป็นสิ่งที่แสดงให้เห็นถึงคุณสมบัติของภาชนะบรรจุน้ำที่จะนำมาใช้เพื่อให้ความเหมาะสม ในด้านรูปร่าง วัสดุที่ใช้ เพื่อจะได้นำมาใช้เป็นแนวทาง และข้อมูลในการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์ของวงจร และอื่นๆ ต่อไป

4.2 การทดสอบสำหรับภาชนะที่เป็นรูปทรงสี่เหลี่ยม

วงจรที่ใช้ในการทดสอบจะเป็นไปตามลักษณะรูปที่ 3.1 แต่โดยภาชนะเป็นรูปทรงสี่เหลี่ยมตามที่ได้กล่าวมาข้างต้น ขดลวดเหนี่ยวนำจะมีทั้งหมด 2 ชุด ติดตั้งในแต่ละด้านของภาชนะ และต่อกันแบบอนุกรม โดยใช้ลวดดีเกิลยวจำนวน 100 เส้น (#28 AWG) ซึ่งเมื่อพันขดลวดลงบนฟอร์มจนเต็มจะได้จำนวนชั้นทั้งหมด 22 ชั้น ดังนั้นจึงได้ค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่ใช้ในการทดสอบดังต่อไปนี้

ความถี่เรโซแนนซ์	25	KHz
ค่าความเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์	0.105	mH
หมายเหตุ ค่าความเหนี่ยวนำรวมของขดลวดทั้ง 2 อนุกรมกัน		
ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์	0.386	μF
หมายเหตุ ใช้ตัวเก็บประจุขนาด 6800 pF ต่อขนานกัน 57 ตัว		

4.3 การตรวจสอบค่าอุณหภูมิของน้ำ

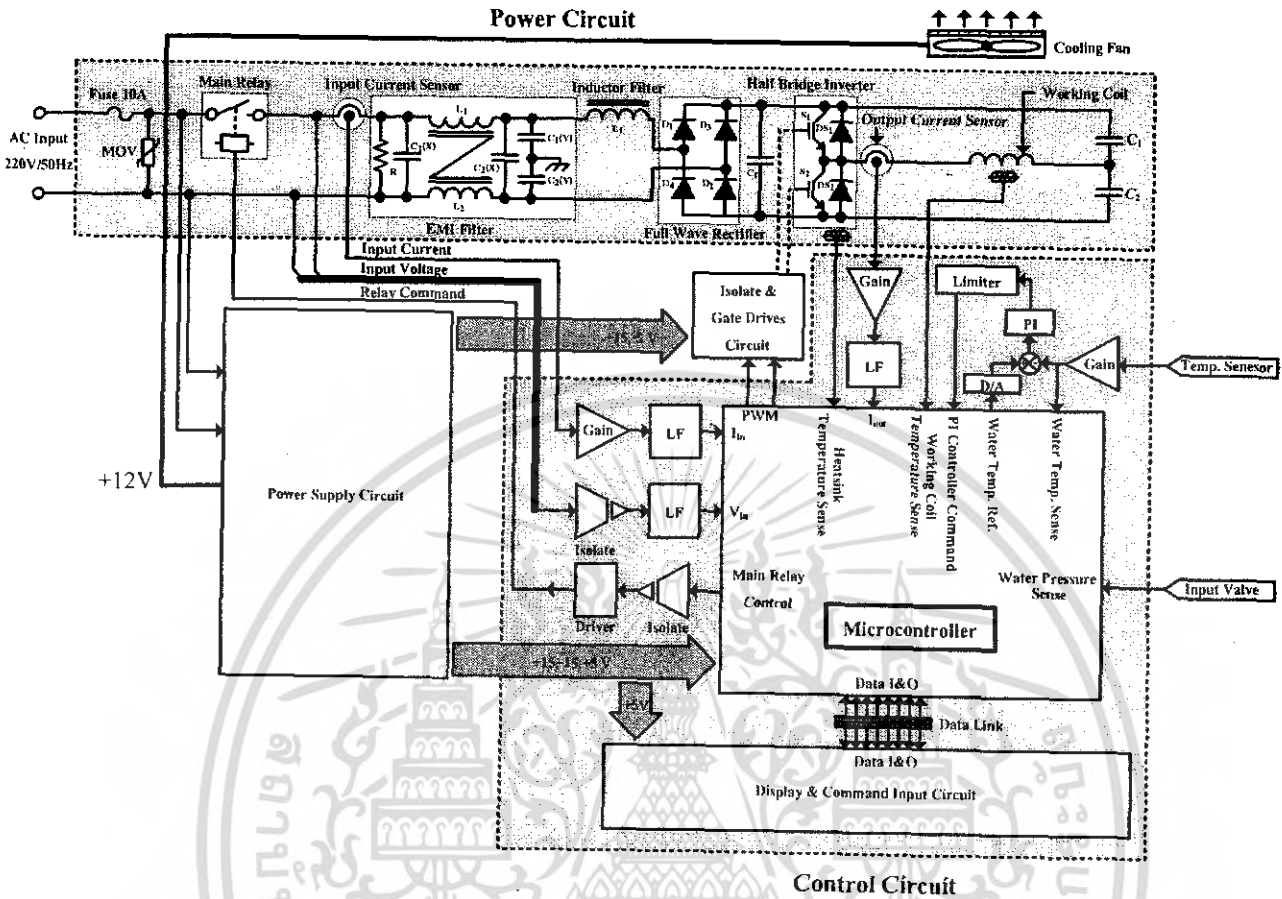
เพื่อตรวจสอบอุณหภูมิของน้ำ ซึ่งเป็นหัวใจหลักสำหรับการทำงานของเครื่องทำน้ำอุ่นว่าได้ค่าตามที่ต้องการหรือไม่ โดยปล่อยให้ไหลผ่านตลอดเวลา และวัดอุณหภูมิของน้ำ เมื่อเปลี่ยนแปลงค่ากำลังงานไฟฟ้าเอาท์พุทสูงสุด โดยในการทดลองนี้อุณหภูมิที่ปรับตั้งคือ 32-48 องศาเซลเซียส ซึ่งจากการทดลองสามารถวัดค่าอุณหภูมิได้ตามที่ปรับตั้ง

4.4 การทดสอบเพื่อปรับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจร

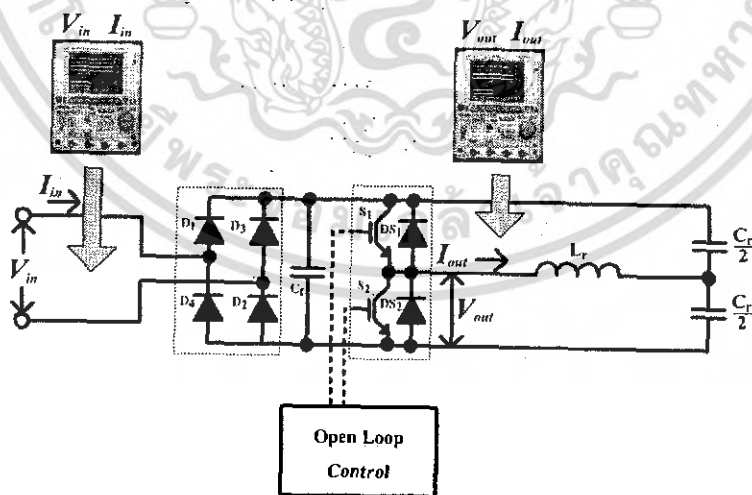
เป็นการตรวจสอบการทำงานของวงจร เพื่อนำผลทดสอบที่ได้มาวิเคราะห์ และปรับค่าพารามิเตอร์ของวงจรให้เหมาะสมมากที่สุด โดยตัวแปรที่จะปรับเปลี่ยน คือ ระยะห่างระหว่างภาชนะกับขดลวดเหนี่ยวนำ (ระยะ Gap) ของขดลวดทั้ง 2 ข้าง เพราะการปรับเปลี่ยนค่าดังกล่าวจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำและค่าของตัวเก็บประจุเปลี่ยนไปด้วย ซึ่งเป็นตัวแปรสำคัญในการทำความร้อนของเครื่องทำน้ำอุ่นความถี่สูง

วงจรเครื่องทำน้ำอุ่นที่ใช้สำหรับการทดสอบนี้จะเป็นชนิด Close Loop ซึ่งเป็นการปรับความถี่ด้วยชุดไมโครคอนโทรลเลอร์ วงจรทดสอบจะเป็นดังรูปที่ 3.1 โดยใช้ ดิจิตอลสตรอเวจสโคป (Digital

Storage Scope) รุ่น DL-1520 ของ Yokogawa ตรวจจับ พร้อมบันทึกผล กระแส, แรงดันอินพุตและเอาต์พุต แล้วนำมาวิเคราะห์หาค่าต่างๆ



รูปที่ 4.1 แสดงการต่อชุดขดลวดเหนี่ยวนำ กับตัวเก็บประจุ เข้ากับวงจรกำลังที่ใช้ในการทดสอบ



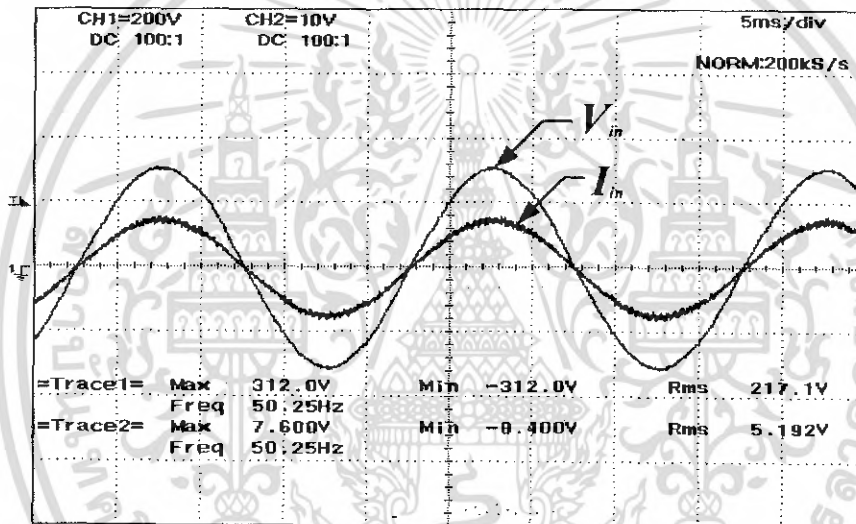
รูปที่ 4.2 วงจรและเครื่องมือวัดสำหรับการทดสอบ

4.5 วิเคราะห์ผลการทดลองจากการสร้าง เพื่อหาค่าที่เหมาะสมที่สุด

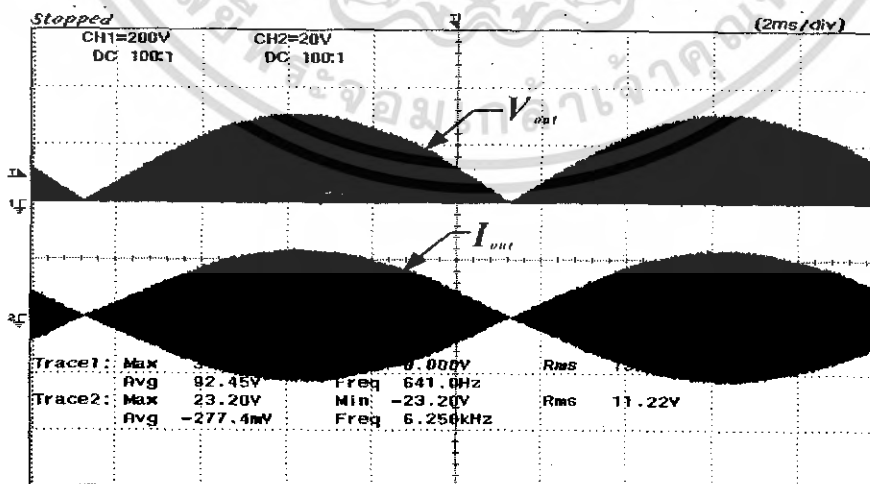
เนื่องจากกระแสแกน จะบังคับตามขนาดของตัวเครื่อง ที่รีโซแนนซ์ทดลองที่ 220 V, กำลังไฟฟ้าจะเกิน 3.5 KW จึงเลือกที่จะทำการปรับ C เพื่อเลื่อนเฟสของกระแส และ เมื่อเลื่อนเฟสของกระแสแล้ว ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ทุกอย่างอยู่ที่พิกัด 220 V, 16 A, ไม่เกิน 3.5 KW อุณหภูมิจะยังไม่ได้ค่าที่ต้องการจึงทำการประกบด้วยแท่งแกนเฟอร์ไรต์ ที่ช่วยลดเหนี่ยวนำทั้งสองด้าน หลังจากเสร็จแล้วทำการทดสอบ จึงได้ค่าที่ตามที่ต้องการ

หลังจากนั้นจึงทำการควบคุมชุดวงจรควบคุมให้ทำงานเป็นระบบการปรับอุณหภูมิแบบปิด (Close loop) จากนั้นจึงทำการทดลองและเก็บผลการทดลอง และสุดท้ายทำการปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมที่สุด

4.6 การตรวจสอบรูปคลื่นการทำงานของกระแส และแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุท

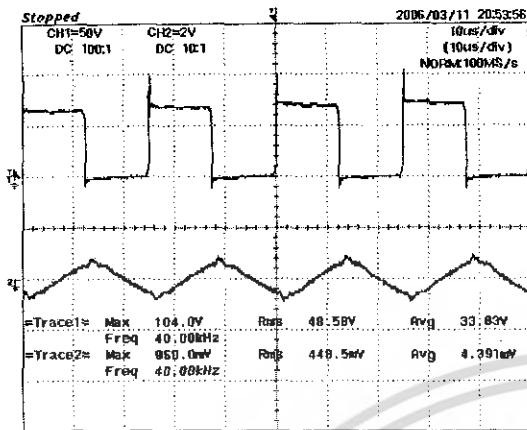


รูปที่ 4.3 แสดงรูปคลื่นกระแส และแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุท

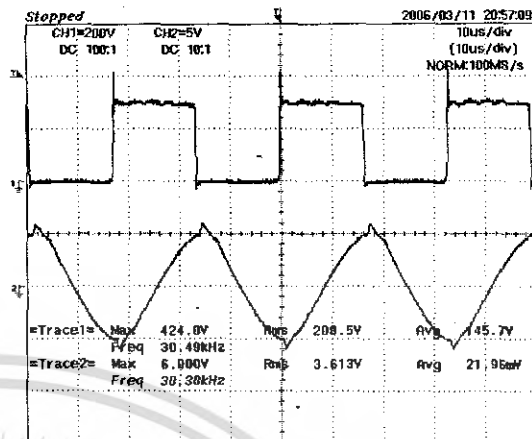


รูปที่ 4.4 แสดงรูปคลื่นกระแส และแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุท

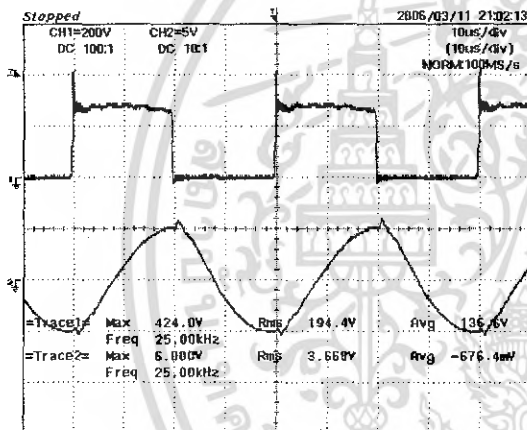
4.7 การตรวจสอบรูปคลื่นการทำงานของกระแส และแรงดันไฟฟ้าที่อุณหภูมิต่าง ๆ ทางด้าน
เอาต์พุต



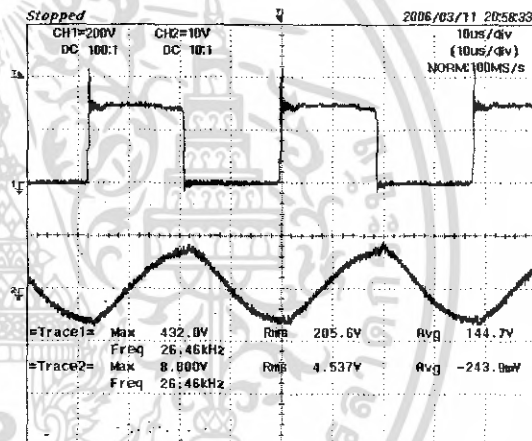
ที่อุณหภูมิ 32 องศาเซลเซียส



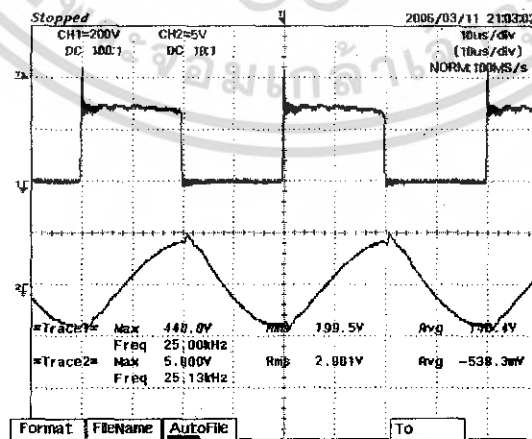
ที่อุณหภูมิ 35 องศาเซลเซียส



ที่อุณหภูมิ 41 องศาเซลเซียส



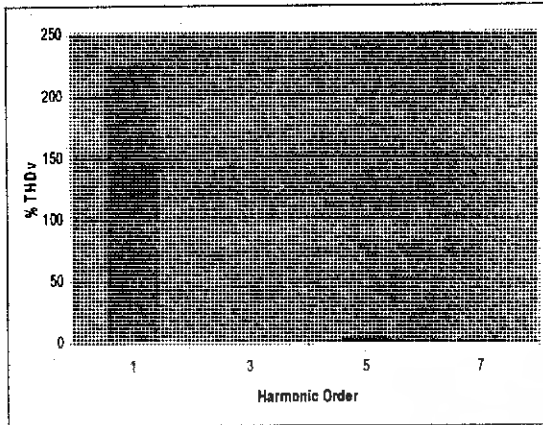
ที่อุณหภูมิ 45 องศาเซลเซียส



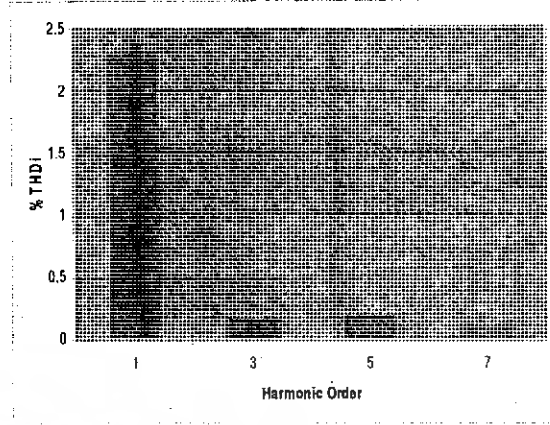
ที่อุณหภูมิ 48 องศาเซลเซียส

รูปที่ 4.5 แสดงรูปคลื่นกระแสไฟฟ้า (I) และแรงดันไฟฟ้า (V) ที่อุณหภูมิต่างๆ

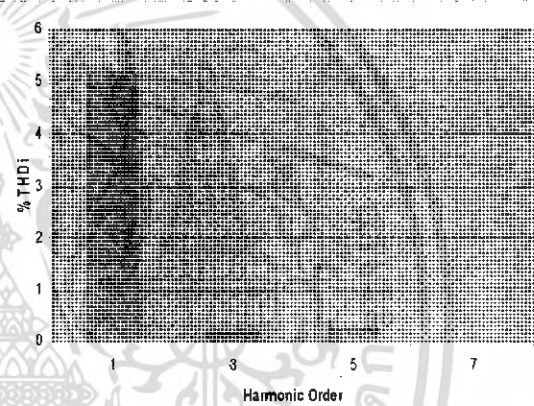
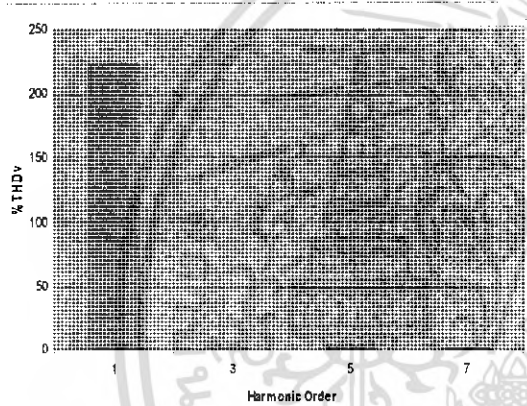
สเปกตรัมของแรงดัน



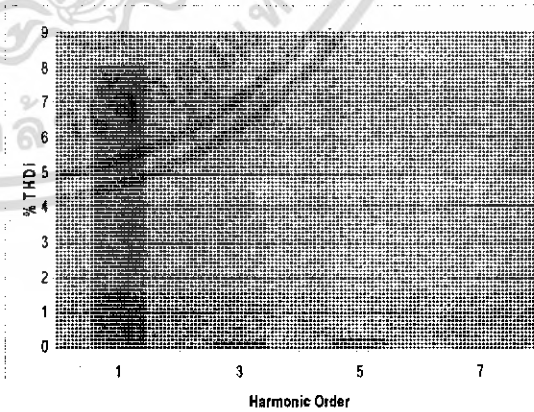
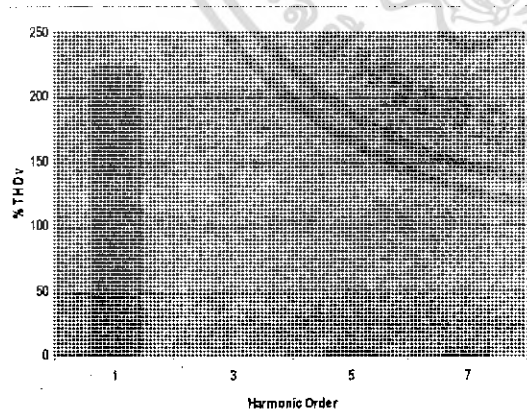
สเปกตรัมของกระแส



ที่อุณหภูมิ 32 องศาเซลเซียส



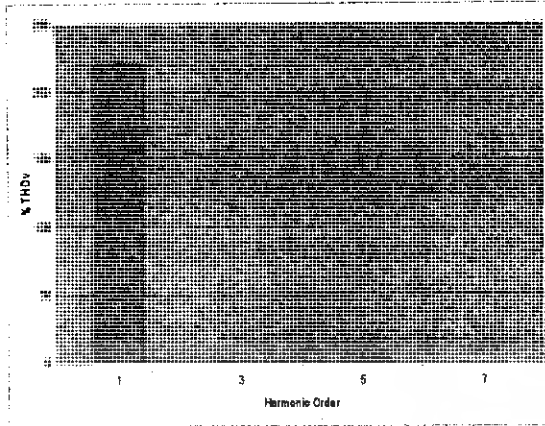
ที่อุณหภูมิ 35 องศาเซลเซียส



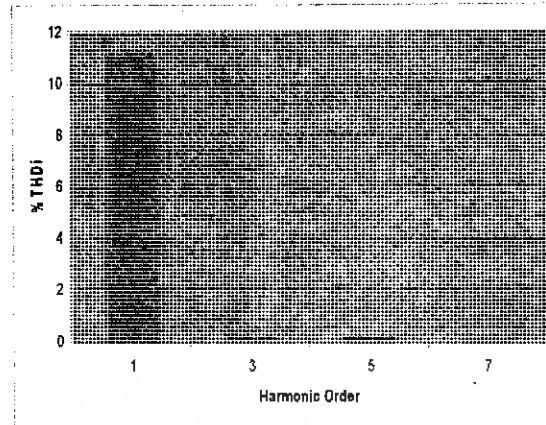
ที่อุณหภูมิ 38 องศาเซลเซียส

รูปที่ 4.6 แสดงสเปกตรัมของแรงดันและ สเปกตรัมของกระแสที่อุณหภูมิต่างๆ

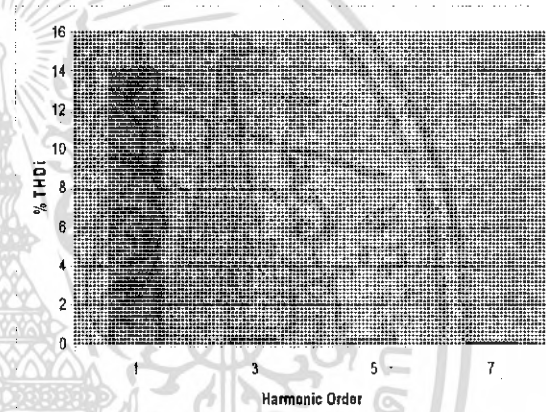
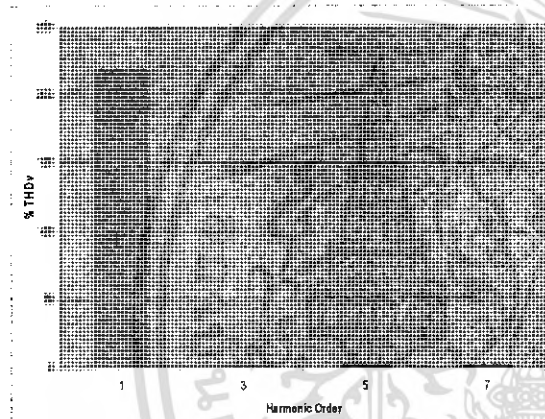
สเปกตรัมของแรงดัน(ต่อ)



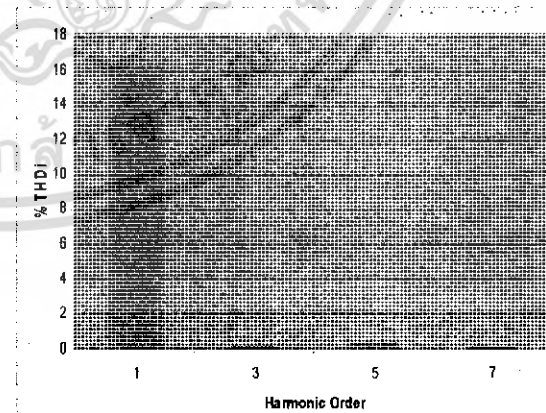
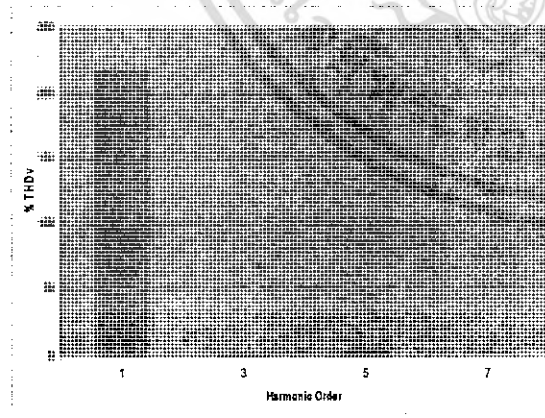
สเปกตรัมของกระแส(ต่อ)



ที่อุณหภูมิ 41 องศาเซลเซียส

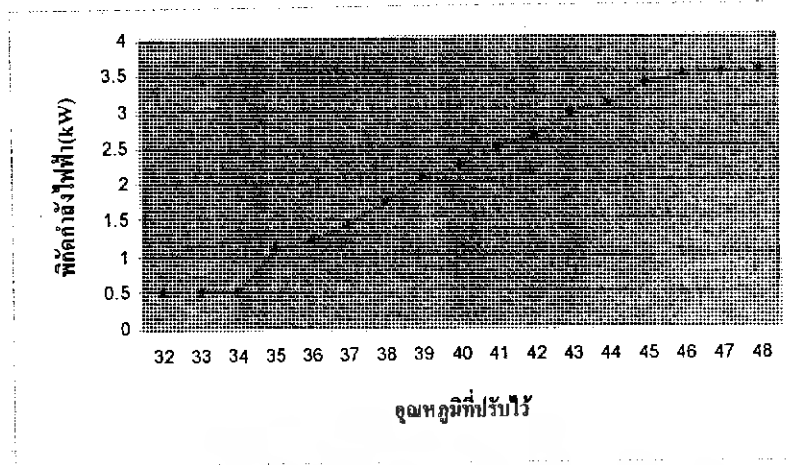


ที่อุณหภูมิ 45 องศาเซลเซียส

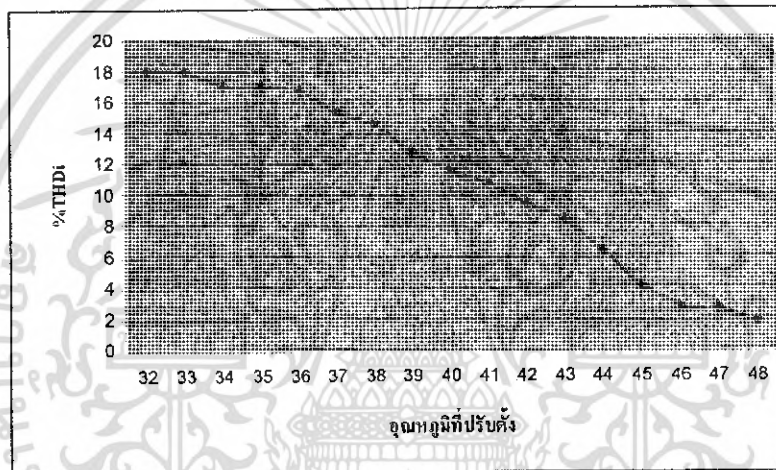


ที่อุณหภูมิ 48 องศาเซลเซียส

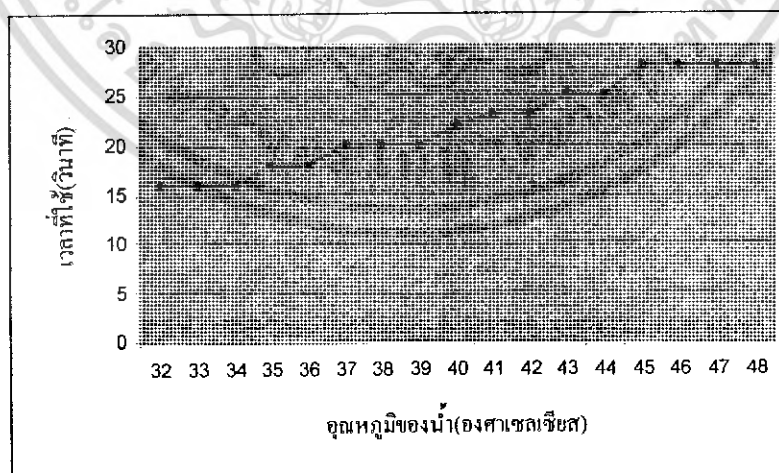
รูปที่ 4.6 แสดงสเปกตรัมของแรงดันและ สเปกตรัมของกระแสที่อุณหภูมิต่างๆ(ต่อ)



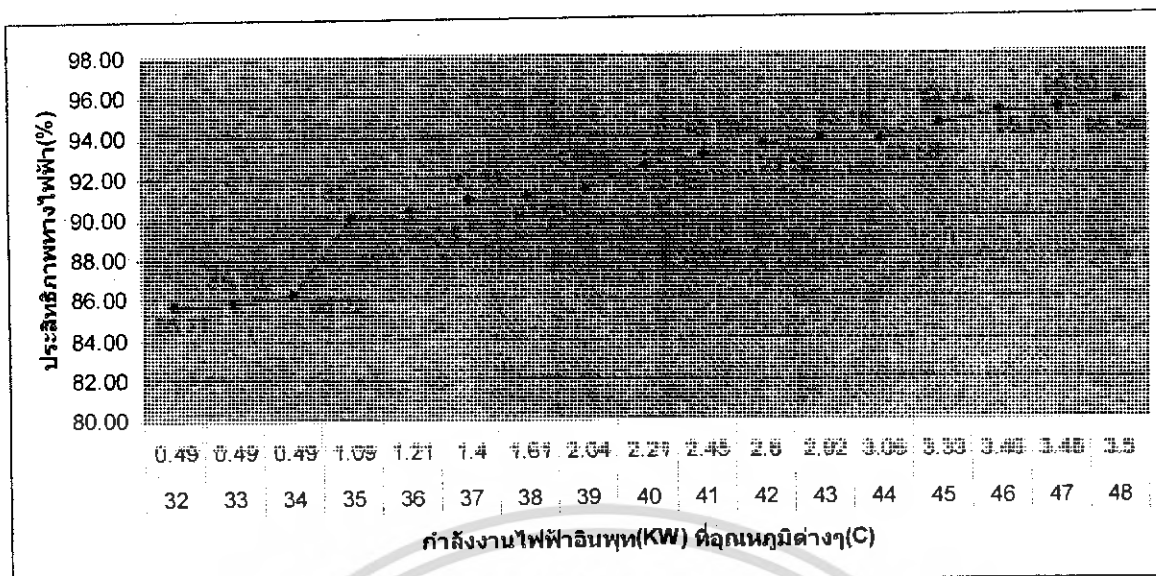
รูปที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดกำลังไฟฟ้า(KW) และอุณหภูมิที่ปรับตั้ง



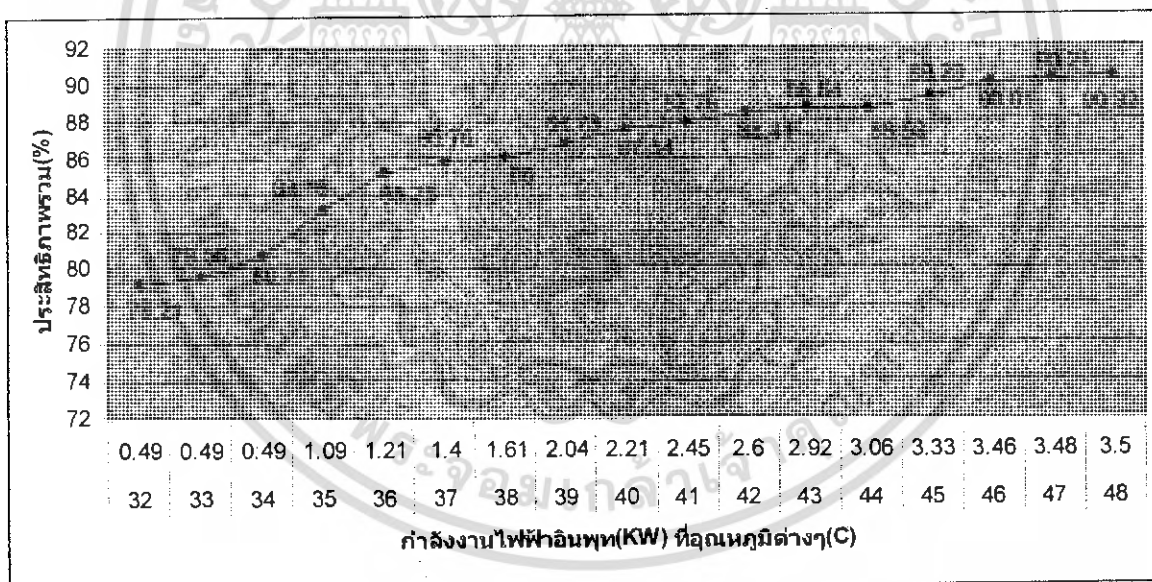
รูปที่ 4.8 ความสัมพันธ์ระหว่าง %THDI และอุณหภูมิที่ปรับตั้ง



รูปที่ 4.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเวลาที่ใช้ และอุณหภูมิของน้ำ



รูปที่ 4.10 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพทางไฟฟ้า(%) กับกำลังงานไฟฟ้าอินพุท(KW) ที่อุณหภูมิต่างๆ(C)



รูปที่ 4.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพรวม(%) กับกำลังงานไฟฟ้าอินพุท(KW) ที่อุณหภูมิต่างๆ(C)

ตารางที่ 4.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าต่างๆ ที่วัดได้ เทียบกับอุณหภูมิที่ปรับตั้ง

อุณหภูมิที่ปรับตั้ง (°C)	$P_{in}(KW)$	$V_{in}(V)$	$I_{in}(A)$	$P_{out}(KW)$	$\eta_{elec}(\%)$	$\eta_{total}(\%)$	อุณหภูมิที่ตัด (°C)
32	0.49	225	2.3	0.42	85.71	79.21	32.5
33	0.49	225	2.3	0.42	85.79	79.56	32.8
34	0.49	225	2.3	0.42	86.22	80.71	33.9
35	1.09	223.8	5.16	0.98	89.95	84.63	35.8
36	1.61	222.2	5.61	1.09	90.34	85.25	37.2
37	1.4	223.4	6.48	1.27	90.85	85.76	38.6
38	1.21	222.7	8.04	1.47	91.03	86.00	39.5
39	2.04	222.2	10.13	1.86	91.35	86.21	40
40	2.21	221.1	11.5	2.04	92.46	87.54	41
41	2.45	220.4	11.11	2.28	92.88	87.76	42.5
42	2.6	220.3	11.9	2.43	93.52	88.41	42.8
43	2.92	219.7	12.9	2.74	93.78	88.64	43.9
44	3.06	218.9	14.34	2.87	93.68	88.53	44.3
45	3.33	218.3	15.27	3.14	94.44	89.23	45.8
46	3.46	217.2	15.8	3.29	95.03	90.01	46.6
47	3.48	217.0	15.9	3.31	95.20	90.21	47.7
48	3.5	217.0	16.12	3.34	95.54	90.32	48.4

ดังนั้นประสิทธิภาพโดยรวมทั้งหมดของเครื่องทำน้ำอุ่นเหนี่ยวนำความถี่สูง
คือ 86.29882353 %

4.8 สรุป

จากทฤษฎีการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูง ดังได้กล่าวมาแล้วนี้ สามารถสรุปเป็นข้อ ๆ ได้ดังนี้

1. คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุต่าง ๆ ที่นำมาใช้ทำกล่องบรรจุน้ำจะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวัสดุนั้น ไม่ว่าจะเป็น สภาพความต้านทานทางไฟฟ้า ρ ของกล่องบรรจุน้ำ ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก μ_r ความลึกผิว δ สภาพความต้านทานของกล่องบรรจุน้ำ R_v จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ N และความถี่กระแสไฟฟ้าสลับที่ป้อนขดลวดเหนี่ยวนำ f ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ทำให้ค่าความต้านทานเทียบเท่า และอินดักแตนซ์เทียบเท่าของวงจรเรโซแนนท์เปลี่ยนไป โดยที่ภาชนะบรรจุน้ำที่ทำด้วยสาร non ferro-magnetic เช่น อลูมิเนียมและทองแดงจะมีค่าสภาพความต้านทานของภาชนะหุ้มต้ม R_v ต่ำมากเมื่อเทียบกับภาชนะที่ทำด้วยสาร ferro-magnetic เช่น สเตนเลสและเหล็ก เป็นต้น โดยจะมีความแตกต่างกันถึงประมาณ 50 เท่า ดังนั้น เมื่อวัสดุที่ทำด้วยสาร non ferro-magnetic มาใช้เป็นภาชนะบรรจุน้ำจะทำให้มีกระแสมากเกินไป เป็นผลให้ชุดอินเวอร์เตอร์เสียหายได้ ขณะเดียวกันถ้าจะเลือกภาชนะบรรจุน้ำที่ทำด้วยสาร ferro-magnetic ก็จะทำให้กระแสความถี่สูงจากวงจรอินเวอร์เตอร์มีขนาดลดลงได้มาก

2. เครื่องทำน้ำอุ่นเหนี่ยวนำเหมาะที่จะใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ชนิดอนุกรม เนื่องจากกำลังไฟฟ้าที่ใช้ในการหุ้มต้มมีไม่มากนัก วงจรควบคุมไม่ซับซ้อนและมีขนาดเล็กเหมาะที่จะใช้เป็นเครื่องใช้ไฟฟ้าในครัวเรือน

3. ชุดอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์ชนิดอนุกรมที่เหมาะสมกับเครื่องทำน้ำอุ่นเหนี่ยวนำ จะเป็นอินเวอร์เตอร์ เรโซแนนท์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ เนื่องจากสามารถรับแรงดันจากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าได้โดยตรง โดยใช้ขดลวดเหนี่ยวนำของเครื่องทำน้ำอุ่นเพียงชั้นเดียว

4. สำหรับการควบคุมกำลังไฟฟ้า จะเลือกใช้วิธีการปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับความถี่เนื่องจากเป็นวิธีที่ง่าย วงจรไม่ซับซ้อน ต่างจากวิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับมุม Phase-Shift ซึ่งไม่สามารถใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ได้ เนื่องจากวงจรนี้มีสวิทช์เพียง 2 ตัว และมีเพียงกิ่งเดียว ต่างจากวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งมี 2 กิ่ง และสามารถควบคุมการทำงานด้วยวิธี Phase-Shift ได้ ส่วนการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธี Pulse-Density-Modulation เนื่องจากวงจรควบคุมมีความซับซ้อนมาก ถ้านำมาใช้แล้วจะทำให้โครงสร้างของเดาหุ้มต้มเหนี่ยวนำมีขนาดใหญ่

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

จากโครงการนี้ได้ทำการสร้างเครื่องทำน้ำอุ่นเหนี่ยวนำ ทำงานที่ความถี่ 25-40 kHz โดยมีระดับแรงดันไฟฟ้าอินพุต จากการไฟฟ้า 220 V พิกัดกำลังทางด้านอินพุต 3.5 kW ที่ความถี่ของสวิตช์ซึ่ง 25 kHz โดยกำหนดให้เป็นความถี่เรโซแนนซ์ แต่ในทางปฏิบัติทำได้เพียงเข้าใกล้ความถี่เรโซแนนซ์เท่านั้น โดยการออกแบบสามารถทำอุณหภูมิได้สูงถึง 48 องศาเซลเซียส ที่กำลังไฟฟ้าสูงสุด 3.5 kW และมีระบบ ควบคุมอุณหภูมิให้คงที่อัตโนมัติภายในตัวเอง และสามารถปรับอุณหภูมิได้อย่างละเอียดและนิ่มนวล

5.1 จุดเด่นของโครงการ

1. สามารถปรับอุณหภูมิได้อย่างละเอียดและนิ่มนวล 32 – 48 องศาเซลเซียส
2. อุณหภูมิของน้ำมีความคงที่สม่ำเสมอเนื่องจากมีระบบ Closed loop
3. มีความปลอดภัยสูงเนื่องจากมีระบบป้องกันที่ดี
4. ไม่มีปัญหาเรื่องความร้อนของ IGBT
5. มีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ที่ดีและฮาร์โมนิกส์น้อย
6. ประหยัดพลังงาน

5.2 ปัญหาที่พบและข้อเสนอแนะเพื่อพัฒนา

1. อุปกรณ์ที่ใช้บางอย่างหาซื้อได้ยากและมีราคาแพง บางชนิดต้องสั่งทำเป็นพิเศษ เช่น ภาชนะบรรจุน้ำ เป็นต้น
2. การจัดวางอุปกรณ์ต้องอย่างรอบคอบเนื่องจากอาจมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นและอาจส่งผลกระทบต่อระบบควบคุมได้
3. มีขนาดใหญ่จำเป็นต้องลดขนาดของแผ่นปริ้นท์หรืออุปกรณ์บางตัวให้มีขนาดเล็กกลง
4. มีน้ำหนักรวม เนื่องจากระบบระบายความร้อนของ IGBT เป็นกล่องระบายความร้อนด้วยน้ำ จึงทำให้มีน้ำหนักมากกว่าแผ่นระบายความร้อนแบบครีปที่ระบายความร้อนด้วยอากาศ ซึ่งปัญหานี้สามารถแก้ไขได้โดยลดขนาดของกล่องน้ำระบายความร้อนลงให้พอดีกับ IGBT และ Bridge diode

5.3 ประโยชน์ที่ได้รับ

1. ได้เครื่องทำน้ำอุ่นที่มีประสิทธิภาพสูง ปลอดภัย และประหยัดพลังงาน
2. มีความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับระบบการทำงานของส่วนต่าง ๆ ในโครงการที่ได้จากการศึกษาและปฏิบัติ
3. รู้จักแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นในขั้นตอนการปฏิบัติ การทำโครงการ
4. มีความคิดสร้างสรรค์ในการนำเอาความร้อนที่สูญเสียจากการสวิตซ์ซึ่งความถี่สูงของ IGBT มาใช้ประโยชน์ และทำให้ปัญหาความร้อนจาก IGBT หหมดไป
5. ทำให้รู้จักการระดมความคิด การอดทน และการทำงานร่วมกันซึ่งทำให้มีประโยชน์ต่อการออกไปทำงานในอนาคตต่อไป

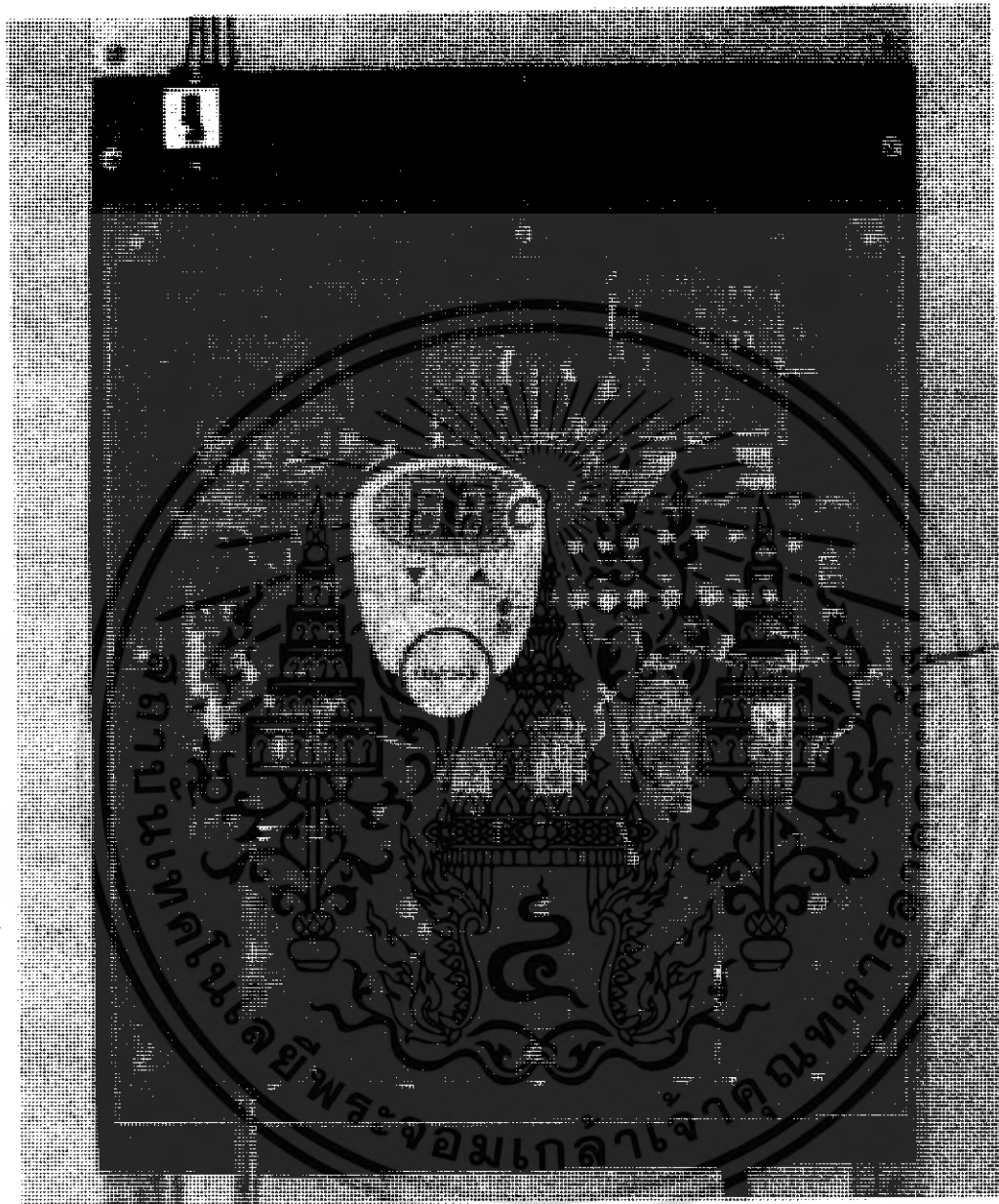


เอกสารอ้างอิง

- [1] โครงการวิจัยเครื่องทำน้ำอุ่นเหนียวนำความถี่สูงที่มีการควบคุมอุณหภูมิโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [2] โครงการวิจัยเตาหุงต้มเหนียวนำความถี่สูงที่มีการควบคุมอุณหภูมิโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [3] ชารากร เนยเขียว, พิจิตร พอกแก้ว, สุชาติ เก่งขุนทด, "เตาหุงต้มโดยใช้ฮาร์บริดจ์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบอนุกรม", ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [4] สมศักดิ์ รุ่งเรือง, วิมลชัย ชูรักษ์, สมจิณ แจงเอียด, "ชุดอินเวอร์เตอร์ 1 เฟสแบบไบโพลาร์", ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้ากำลัง มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร
- [5] กิตติพงษ์ สุทธิมูล, ณรงค์ชัย ทศพร , บุญมี นิ่มนวล , พิณิจ หยกส่องแสง , "เตาหุงต้มเหนียวนำ", ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [6] ปราพาพร ช่างไม้, "คู่มือการเขียนโปรแกรมภาษา C" พิมพ์ครั้งที่ 1.2545
- [7] "เรียนรู้และเข้าใจสถาปัตยกรรมไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC 16F458" บริษัท อีทีที จำกัด พิมพ์ครั้งที่ 1.2537 มงคล ทองสงคราม, "อิเล็กทรอนิกส์กำลัง".2546



ภาคผนวก ก
เครื่องทำน้ำอุ่นแบบเหนียวน้ำ



รูปที่ ก.1 วจรเครื่องทำน้ำอุ่นแบบเหนียวน้ำที่ได้จัดทำขึ้น

ภาคผนวก ข

โปรแกรมสำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ (Source Code)

```

list p=18f458
#include p18f458.inc

***** CLK = 6 Mhz X 4 *****

;VARIABLE
DEAD_TIME EQU D'24' ;4 uS
;FS
FS_MIN_PO EQU D'149' ;40 kHz
FS_MAX_PO EQU D'239' ;25 kHz;239

;TIMER 7 SEG
TMR1H_V EQU H'B1'
TMR1L_V EQU H'DF'

;WATER TEMP
WARTEMP_MIN EQU D'32'
WARTEMP_MAX EQU D'48'

;DELAY AUTO SW
COUNT_AUTOL EQU D'00'
COUNT_AUTOH EQU D'10'
COUNT_AUTOXL EQU D'00'
COUNT_AUTOXH EQU D'30'

;DELAY FAN OFF
DELAY_FAN_OFF EQU D'01' ;MIN
DELAY_BLINK EQU D'60' ;(25)INTERRUPT EVERY 50 ms

;A2D
AD_DEL EQU D'25'

IIN_DEL EQU D'00'
IOUT_DEL EQU D'00'
TSINK_DEL EQU D'05'
TWAT_DEL EQU D'00'
TCOIL_DEL EQU D'00'
VINLO_DEL EQU D'00'
VINHI_DEL EQU D'00'

;REFERENCE
IIN_REF EQU D'128'
IOUT_REF EQU D'255'
VINLO_REF EQU D'00'
VINHI_REF EQU D'255'
TSINK_REF EQU H'42'
TCOIL_REF EQU D'00'
TWAT_REF EQU D'00'

;PI LIMIT
PI_LIM_MAX EQU FS_MAX_PO
PI_LIM_MIN EQU FS_MIN_PO

;ADDRESS EEPROM
TEMP_EE_ADDR EQU H'00'

;RAM DEFIND
SSPCON2_BUFF EQU H'00'
DUTYL_BUFF EQU H'01'
DUTYH_BUFF EQU H'02'
DISP_BUFF EQU H'03'
DATA_D2A1 EQU H'04'
DATA_D2A2 EQU H'05'
W_REG0 EQU H'06'
STATUS_REG0 EQU H'07'
PR2_BUFF EQU H'08'
DUTYS_BUFF EQU H'09'
PR2_BUFFX EQU H'0B'
DELAY_BOUND2 EQU H'0C'
DELAY_BOUND3 EQU H'0D'
SAMP_DISP EQU H'0E'
CHAR1 EQU H'0F'
CHAR2 EQU H'10'

;PORT DEFIND
;PORTA
CHAN0_IIN EQU B'11000001'
CHAN1_IOUT EQU B'11001001'
CHAN2_TSINK EQU B'11010001'
CHAN3_TCOIL EQU B'11011001'
CHAN5_VIN EQU B'11101001'
CHAN6_PI EQU B'11110001'
CHAN7_TWATER EQU B'11111001'

;PORTB
SW_ON EQU H'01'
SW_OFF EQU H'01'
SW_RES EQU H'01'
ON_RELAY EQU H'04'
ON_OPTO EQU H'05'
ON_FAN EQU H'06'

DELAY_SEG1 EQU H'11'
DELAY_SEG2 EQU H'12'
CHECK_POLL EQU H'13'
CHECK_UP EQU H'14'
CHECK_DN EQU H'15'
SAMP_SW EQU H'16'
TEMP_VAU1 EQU H'17'
CHAR1_BUFF EQU H'18'
CHAR2_BUFF EQU H'19'
TEMP_BUFF0 EQU H'1A'
TEMP_BUFF1 EQU H'1B'
COUNT_I0 EQU H'1C'
COUNT_UP1 EQU H'1D'
COUNT_UP2 EQU H'1E'
COUNT_DN1 EQU H'1F'
COUNT_DN2 EQU H'20'
CANGLE_UP1 EQU H'21'
CANGLE_DN1 EQU H'22'
DELAY_PON1 EQU H'23'
DELAY_PON2 EQU H'24'
DELAY_PON3 EQU H'25'
DELAY_AD EQU H'26'
SAMP_AD EQU H'27'
IIN_BUFF EQU H'28'
TEMPSINK_BUFF EQU H'29'
TEMPCOIL_BUFF EQU H'2A'
TEMPWAT_BUFF EQU H'2B'
IOUT_BUFF EQU H'2C'
VIN_BUFF EQU H'2D'
DELAY_IIN EQU H'2E'
DELAY_IOUT EQU H'2F'
DELAY_TSINK EQU H'30'
DELAY_TCOIL EQU H'31'
DELAY_TWAT EQU H'32'
DELAY_VINLO EQU H'33'
DELAY_VINHI EQU H'34'
COUNT_UPX1 EQU H'35'
COUNT_UPX2 EQU H'36'
COUNT_DNX1 EQU H'37'
COUNT_DNX2 EQU H'38'
SECOUND EQU H'39'
MINUTE EQU H'3A'
PI_BUFF EQU H'3B'
SAMP_TIM3 EQU H'3C'
COUNT_TIM3 EQU H'3D'
D2A_BUFF EQU H'3E'
DATA_D2A1_BUFF EQU H'3F'
DATA_D2A2_BUFF EQU H'40'
COUNT_SER EQU H'41'
BIT_SHOW EQU H'42'
CHECK_AUTO EQU H'43'
COUNT_UPX1_BUFF EQU H'44'
COUNT_UPX2_BUFF EQU H'45'
COUNT_DNX1_BUFF EQU H'46'
COUNT_DNX2_BUFF EQU H'47'

```

```

;PORTC
SEG1 EQU H'00'
SEG2 EQU H'01'
RESET_F EQU H'05'

;PORTD
VALVE EQU H'00'
SW_DN EQU H'01'
SW_UP EQU H'02'
LED_FAU EQU H'03'
LED_DOT EQU H'06'
SOUND EQU H'07'

ORG 0000H
GOTO MAIN

ORG 00008H
GOTO HIGH_INTR

ORG 0018H
GOTO LOW_INTR

ORG 0030H
MAIN
#include main.asm
#include initprog.asm
#include i2c.asm
#include calduty.asm
#include delay1.asm
#include read_sw.asm
#include disp_show.asm
#include fault1.asm
#include pi_con.asm
#include fan_off.asm
#include eeprom.asm
#include d2a.asm

HIGH_INTR
#include pwm_fau.asm

LOW_INTR
#include sev_disp.asm
END

;***** ALL PORT SETTING *****
SET_ALL_PORT
MOVWL B'10011101'
MOVWF RCON
CLRWDI
CLRF BSR

;PORT A
CLRF PORTA
CLRF LATA
CLRF ADCON1
MOVLW B'11101111'
MOVWF TRISA
MOVLW B'11111111'
MOVWF PORTA

;PORTB
CLRF PORTB
CLRF LATB
MOVLW B'00000111'
MOVWF TRISB
SETF PORTB

;PORTC
CLRF PORTC
CLRF LATC
MOVLW B'10000000'
MOVWF TRISC
MOVLW B'11011111'
MOVWF PORTC

;PORTD
CLRF PORTD
CLRF LATD
MOVLW B'00000111'
MOVWF CMCON
MOVLW B'00000111'
MOVWF TRISD
MOVLW B'11001111'
MOVWF PORTD

;PORTE
CLRF PORTE
CLRF LATE
MOVLW B'00000111'
MOVWF TRISE
SETF PORTE
RETURN

;***** ALL INTERRUPT SETTING *****
SET_ALLINTR
;ALL INTERRUPT SETTING
;PWM ==> HIGH --- TIMER#2
;INVERTER FAULT ==> HIGH --- INTO,ONLY
;7-SEGMENT ==> LOW --- TIMER#1
;OFF FAN ==> LOW --- TIMER#0
;BLINK READY ==> LQW --- TIMER#3

MOVLW B'00100000'
MOVWF INTCON ; INTO (4), TIMER0 (5)
MOVLW B'10000000'
MOVWF INTCON2
CLRF INTCON3

MOVLW B'00000011' ; ENABLE TIMER1 (0), TIMER2 (1)
MOVWF PIE1
MOVLW B'00000010' ; ENABLE TIMER3 (1)
MOVWF PIE2
MOVLW B'00000010'
MOVWF IPR1 ; PRIORITY TIMER1 (0) (L), TIMER2 (1) (H)
CLRF IPR2
CLRF IPR2 ;PRIORITY TIMER3 (1)
RETURN

;***** I2C MODE SETTING *****
SET_I2C_MODE
MOVLW D'59'
MOVWF SSPADD
MOVLW B'10000000'
MOVWF SSPSTAT
MOVLW B'10101000'
MOVWF SSPCON1
MOVLW B'01100000'
MOVWF SSPCON2
RETURN

;***** RS 232 MODE SETTING *****
SET_RS232
MOVLW D'38'
MOVWF SPBRG ;SET BAUD RATE = 9600 @ LOW SPEED
BSF RCSTA,SPEN
MOVLW B'00100010'
MOVWF TXSTA
RETURN

;***** PWM SETTING *****
SET_PWM
MOVLW B'00000000'
MOVWF T2CON
MOVLW DEAD_TIME
MOVWF ECCPIDEL
CLRF ECCPAS
RETURN

RESET_PWM
MOVLW FS_MIN_PO
MOVWF PR2
MOVWF PR2_BUFFX
CALL CAL_DUTYCYCLE
MOVWF DUTYL_BUFF,ECCP1CON
MOVWF DUTYH_BUFF,ECCP1L
RETURN

;***** TIMER SETTING *****
;TIMER1
SET_TIMER1
MOVLW B'10000000'
MOVWF T1CON
RETURN

RESET_TIMER1
BCF T1CON,TMR1ON
MOVLW H'FF'
MOVWF TMR1H
MOVLW H'FF'

```

```

;PORTC
SEG1 EQU H'00'
SEG2 EQU H'01'
RESET_F EQU H'05'

```

```

;PORTD
VALVE EQU H'00'
SW_DN EQU H'01'
SW_UP EQU H'02'
LED_FAU EQU H'03'
LED_DOT EQU H'06'
SOUND EQU H'07'

```

```

ORG 0000H
GOTO MAIN

ORG 00008H
GOTO HIGH_INTR

ORG 0018H
GOTO LOW_INTR

ORG 0030H

```

```

MAIN
#include main.asm
#include initprog.asm
#include i2c.asm
#include calduty.asm
#include delay1.asm
#include read_sw.asm
#include disp_show.asm
#include fault1.asm
#include pi_con.asm
#include fan_off.asm
#include eeprom.asm
#include d2a.asm

HIGH_INTR
#include pwm_fau.asm

LOW_INTR
#include sev_disp.asm
END

```

```

;PORTE
CLRF PORTE
CLRF LATE
MOVLW B'00000111'
MOVWF TRISE
SETF PORTE
RETURN

```

***** ALL INTERUPPT SEETING *****

```

SET_ALLINTR
;ALL INTERRUPT SETTING
;PWM ==> HIGH --- TIMER#2
;INVERTER FAULT ==> HIGH --- INTO,ONLY
;7-SEGMENT ==> LOW --- TIMER#1
;OFF FAN ==> LOW --- TIMER#0
;BLINK READY ==> LOW --- TIMER#3

```

```

MOVLW B'00100000'
MOVWF INTCON ; INTO (4), TIMER0 (5)
MOVLW B'10000000'
MOVWF INTCON2
CLRF INTCON3

```

```

MOVLW B'00000011' ; ENABLE TIMER1 (0), TIMER2 (1)
MOVWF PIE1
MOVLW B'00000010' ; ENABLE TIMER3 (1)
MOVWF PIE2
MOVLW B'00000010'
MOVWF IPR1 ; PRIORITY TIMER1 (0) (L), TIMER2 (1) (H)
CLRF PIR2
CLRF IPR2 ;PRIORITY TIMER3 (1)
RETURN

```

***** I2C MODE SETTING *****

```

SET_I2C_MODE
MOVLW D'59'
MOVWF SSPADD
MOVLW B'10000000'
MOVWF SSPSTAT
MOVLW B'10101000'
MOVWF SSPCON1
MOVLW B'01100000'
MOVWF SSPCON2
RETURN

```

***** RS 232 MODE SETTING *****

```

SET_RS232
MOVLW D'38'
MOVWF SPBRG ;SET BAUD RATE = 9600 @ LOW SPEED
BSF RCSTA,SPEN
MOVLW B'00100010'
MOVWF TXSTA
RETURN

```

***** ALL PORT SETTING *****

```

SET_ALL_PORT
MOVLW B'10011101'
MOVWF RCON
CLRWDI
CLRF BSR

```

```

;PORT A
CLRF PORTA
CLRF LATA
CLRF ADCON1
MOVLW B'11101111'
MOVWF TRIA
MOVLW B'11111111'
MOVWF PORTA

```

```

;PORTB
CLRF PORTB
CLRF LATB
MOVLW B'00000111'
MOVWF TRISB
SETF PORTB

```

```

;PORTC
CLRF PORTC
CLRF LATC
MOVLW B'10000000'
MOVWF TRISC
MOVLW B'11011111'
MOVWF PORTC

```

```

;PORTD
CLRF PORTD
CLRF LATD
MOVLW B'00000111'
MOVWF CMCON
MOVLW B'00000111'
MOVWF TRISD
MOVLW B'11001111'
MOVWF PORTD

```

***** PWM SETTING *****

```

SET_PWM
MOVLW B'00000000'
MOVWF T2CON
MOVLW DEAD_TIME
MOVWF ECCPIDEL
CLRF ECCPAS
RETURN

RESET_PWM
MOVLW FS_MIN_PO
MOVWF PR2
MOVWF PR2_BUFFX
CALL CAL_DUTYCYCLE
MOVFF DUTYL_BUFF,ECCP1CON
MOVFF DUTYH_BUFF,ECCPR1L
RETURN

```

***** TIMER SETTING *****

```

;TIMER1
SET_TIMER1
MOVLW B'10000000'
MOVWF T1CON
RETURN

RESET_TIMER1
BCF T1CON,TMR1ON
MOVLW H'FF'
MOVWF TMR1H
MOVLW H'FF'

```

```

MOVWF TMR1L
BCF PIR1,TMR1IF
RETURN

;TIMER0
SET_TIMER0
MOVWF B'00000111'
MOVWF TOCON
RETURN

RESET_TIMER0
BCF TOCON,TMR0ON
MOVLW H'A4'
MOVWF TMR0H
MOVLW H'72'
MOVWF TMR0L
BCF INTCON,TMR0IF
RETURN

;TIMER3
SET_TIMER3
MOVLW B'10011000'
MOVWF T3CON
RETURN

RESET_TIMER3
BCF T3CON,TMR3ON
MOVLW H'FF'
MOVWF TMR3H
MOVLW H'FF'
MOVWF TMR3L
BCF PIR2,TMR3IF
RETURN

***** INITIAL ALL PROGRAM *****
;INITIAL SEVEN SEGMENT AND LED
INITIAL_7SEG
CALL READY_I2C1
BSF SSPCON2,SEN
CALL READY_I2C1

MOVLW B'01000000'
MOVWF SSPBUF
CALL READY_I2C1
MOVLW H'00'
MOVWF SSPBUF
CALL READY_I2C1
BSF SSPCON2,PEN
RETURN

;INITIAL D TO A
INITIAL_D2A
CALL READY_I2C1
BSF SSPCON2,SEN

CALL READY_I2C1
MOVLW B'10011000'
MOVWF SSPBUF
CALL READY_I2C1
MOVLW D'00'
MOVWF SSPBUF
CALL READY_I2C1
MOVLW D'00'
MOVWF SSPBUF
CALL READY_I2C1
BSF SSPCON2,PEN
RETURN

;RESET ALL FLAG FOR INTERRUPT
RESET_INTRFLAG
BCF INTCON,INT0IF
BCF PIR1,TMR2IF
BCF PIR2,TMR3IF
RETURN

;STOP ALL TIMER AND ALL INTR
STOP_ALL_INTR
BCF INTCON,GIE
BCF INTCON,PEIE
BCF T2CON,TMR2ON
BCF T1CON,TMR1ON
BSF PORTB,ON_OPTO
BSF PORTB,ON_RELAY
RETURN

;READ EEPROM

```

```

READ_EEPROM_START_UP
CALL RD_TEMP_FROM_EEP
MOVLW WARTEMP_MIN
CPFSLT TEMP_VAU1
BRA CHECK_TEMP_STORE_MORE
MOVWF TEMP_VAU1
CALL WR_TEMP_TO_EEP
RETURN

CHECK_TEMP_STORE_MORE
MOVLW WARTEMP_MAX
CPFSGT TEMP_VAU1
RETURN
MOVLW WARTEMP_MIN
MOVWF TEMP_VAU1
CALL WR_TEMP_TO_EEP
RETURN

;RESET ALL VALUE
RESET_ALL_VAL
CLRF CHECK_POLL
CLRF CHECK_UP
CLRF CHECK_DN
CLRF SAMP_SW
CLRF DATA_D2A1
CLRF DATA_D2A2
CLRF SECCOUNT
CLRF MINUTE
CLRF SAMP_TIM3
BSF PORTC,SEG1
BSF PORTC,SEG2
CLRF SAMP_DISP
CLRF CHAR1
CLRF CHAR2
CLRF COUNT_SER
CLRF BIT_SHOW
CLRF CHECK_AUTO
BSF PORTD,LED_DOT
MOVLW DELAY_BLINK
MOVWF COUNT_TIM3
MOVLW D'01'
MOVWF SAMP_AD

CALL DISPLAY_SHOW_TEMP
CALL CAL_DATA_TO_D2A

MOVLW COUNT_AUTOL
MOVWF COUNT_UP1
MOVLW COUNT_AUTOH1
MOVWF COUNT_UP2
MOVLW COUNT_AUTOL
MOVWF COUNT_DN1
MOVLW COUNT_AUTOH
MOVWF COUNT_DN2
MOVLW COUNT_AUTOXL
MOVWF COUNT_UPX1
MOVLW COUNT_AUTOXH
MOVWF COUNT_UPX2
MOVLW COUNT_AUTOXL
MOVWF COUNT_DNX1
MOVLW COUNT_AUTOXH
MOVWF COUNT_DNX2

MOVLW IIN_DEL
MOVWF DELAY_IIN
MOVLW IOUT_DEL
MOVWF DELAY_IOUT
MOVLW TSINK_DEL
MOVWF DELAY_TSINK
MOVLW TCOIL_DEL
MOVWF DELAY_TCOIL
MOVLW VINLO_DEL
MOVWF DELAY_VINLO
MOVLW VINHI_DEL
MOVWF DELAY_VINHI
MOVLW TWAT_DEL
MOVWF DELAY_TWAT

RETURN

SEND_DATA_7SEG_LED
CALL READY_I2C1
BSF SSPCON2,SEN
CALL READY_I2C1

```

```

MOVW B'0100000' ;INITIAL PCF8574
MOVWF SSPBUF
CALL READY_I2C1
MOVF DISP_BUFF,W
MOVWF SSPBUF
CALL READY_I2C1
BSF SSPCON2,PEN
RETURN

SEND_DATA_D2A
CALL READY_I2C1
BSF SSPCON2,SEN

CALL READY_I2C1
MOVW B'10011000' ;INITIAL D TO A
MOVWF SSPBUF
CALL READY_I2C1
MOVF DATA_D2A1,W
MOVWF SSPBUF
CALL READY_I2C1
MOVF DATA_D2A2,W
MOVWF SSPBUF
CALL READY_I2C1
BSF SSPCON2,PEN
RETURN

READY_I2C1
MOVFF SSPCON2,SSPCON2_BUFF
MOVW B'00000111'
ANDWF SSPCON2_BUFF,F
MOVW D'00'
CPFSEQ SSPCON2_BUFF
BRA READY_I2C1

READY_I2C2
BTFSC SSPSTAT,2
BRA READY_I2C2
RETURN

CAL_DUTYCYCLE
CLRF DUTYS_BUFF
MOVW D'02'
MULWF PR2_BUFFX
MOVW D'01'
ADDWF PRODL,F ;DUTY L
MOVW D'00'
ADDWFC PRODH,F ;DUTY H
BCF STATUS,C
RRCF PRODH,F
RRCF PRODL,F
RRCF DUTYS_BUFF,F
BCF STATUS,C
RRCF PRODH,F
RRCF PRODL,F
RRCF DUTYS_BUFF,F
RRNCF DUTYS_BUFF,F
RRNCF DUTYS_BUFF,F
MOVW B'10001100'
IORWF DUTYS_BUFF,F
MOVFF PR2_BUFFX,PR2_BUFF
MOVFF DUTYS_BUFF,DUTYL_BUFF
MOVFF PRODL,DUTYH_BUFF
RETURN

DELAY_ON
MOVW D'01'
MOVWF DELAY_BOUND1

LOOP3_DELAY_ON
MOVW D'00'
MOVWF DELAY_BOUND2

LOOP2_DELAY_ON
MOVW D'00'
MOVWF DELAY_BOUND3

LOOP1_DELAY_ON
DECFSZ DELAY_BOUND3,F
BRA LOOP1_DELAY_ON
DECFSZ DELAY_BOUND2,F
BRA LOOP2_DELAY_ON
DECFSZ DELAY_BOUND1,F
BRA LOOP3_DELAY_ON
RETURN

PLAY_SOUND_ON
BCF PORTD,SOUND
CALL DELAY_ON
BSF PORTD,SOUND

DELAY_SEG_ON
MOVW D'05'
MOVWF DELAY_SEG1

LOOP2_DELAY_SEG_ON
MOVW D'00'
MOVWF DELAY_SEG2

LOOP1_DELAY_SEG_ON
DECFSZ DELAY_SEG2,F
BRA LOOP1_DELAY_SEG_ON
DECFSZ DELAY_SEG1,F
BRA LOOP2_DELAY_SEG_ON
RETURN

DELAY_POWERON
MOVW D'01'
MOVWF DELAY_PON1

LOOP3_DELAY_POWERON
MOVW D'00'
MOVWF DELAY_PON2

LOOP2_DELAY_POWERON
MOVW D'00'
MOVWF DELAY_PON3

LOOP1_DELAY_POWERON
DECFSZ DELAY_PON3,F
BRA LOOP1_DELAY_POWERON
DECFSZ DELAY_PON2,F
BRA LOOP2_DELAY_POWERON
DECFSZ DELAY_PON1,F
BRA LOOP3_DELAY_POWERON
RETURN

DELAY_SOUND_ALM
MOVW D'04'
MOVWF DELAY_PON1

LOOP3_SOUND_ALM
MOVW D'00'
MOVWF DELAY_PON2

LOOP2_SOUND_ALM
MOVW D'00'
MOVWF DELAY_PON3

LOOP1_SOUND_ALM
DECFSZ DELAY_PON3,F
BRA LOOP1_SOUND_ALM
DECFSZ DELAY_PON2,F
BRA LOOP2_SOUND_ALM
DECFSZ DELAY_PON1,F
BRA LOOP3_SOUND_ALM
RETURN

*** CHECK SW UP
CHECK_SW_UP_DN
MOVW D'00'
CPFSEQ CHECK_AUTO
GOTO CHECK_AUTO_UP_DN
BTFSC SAMP_SW,0
GOTO CHECK_SW_DN
COMF SAMP_SW,F
BTFSC CHECK_UP,0
BRA SW_UP_OK
BTSS PORTD,SW_UP
GOTO CHECK_AUTO_UP
COMF CHECK_UP,F
CLRF CANCEL_UP1

SW_UP_OK
BTFSC PORTD,SW_UP
RETURN
BTSS PORTD,SW_DN
BRA CANCEL_SW_UP
CALL DELAY_ON
BTFSC PORTD,SW_UP
RETURN
BTSS PORTD,SW_DN
BRA CANCEL_SW_UP
CALL PLAY_SOUND_ON

AUTO_DISP_UP
MOVW COUNT_AUTOL
MOVWF COUNT_UP1
MOVW COUNT_AUTOH
MOVWF COUNT_UP2
MOVW COUNT_AUTOXL
MOVWF COUNT_UPX1

```

```

MOV LW COUNT_AUTOXH
MOV WF COUNT_UPX2
CLRF CHECK_UP
MOV LW WARTEMP_MAX
CPFSLT TEMP_VAU1
BRA LIMIT_MAX_WARTEMP
INCF TEMP_VAU1,F
CALL DISPLAY_SHOW_TEMP
MOVFF CHAR1_BUFF,CHAR1
MOVFF CHAR2_BUFF,CHAR2
CALL CAL_DATA_TO_D2A
RETURN

CANCLE_SW_UP
CLRF CHECK_UP
RETURN

LIMIT_MAX_WARTEMP
MOVWF TEMP_VAU1
CALL DISPLAY_SHOW_TEMP
MOVFF CHAR1_BUFF,CHAR1
MOVFF CHAR2_BUFF,CHAR2
RETURN

;*** CHECK SW DN
CHECK_SW_DN
COMF SAMP_SW,F
BTFSZ CHECK_DN,0
BRA SW_DN_OK
BTSS PORTD,SW_DN
GOTO CHECK_AUTO_DN
COMF CHECK_DN,F
CLRF CANCLE_DN1

SW_DN_OK
BTFSZ PORTD,SW_DN
RETURN
BTSS PORTD,SW_UP
BRA CANCLE_SW_DN
CALL DELAY_ON
BTFSZ PORTD,SW_DN
RETURN
BTSS PORTD,SW_UP
BRA CANCLE_SW_DN
CALL PLAY_SOUND_ON

AUTO_DISP_DN
MOV LW COUNT_AUTOL
MOVWF COUNT_DN1
MOV LW COUNT_AUTOH
MOVWF COUNT_DN2
MOV LW COUNT_AUTOXL
MOVWF COUNT_DNX1
MOV LW COUNT_AUTOXH
MOVWF COUNT_DNX2
CLRF CHECK_DN
MOV LW WARTEMP_MIN
CPFSGT TEMP_VAU1
BRA LIMIT_MIN_WARTEMP
DECF TEMP_VAU1,F
CALL DISPLAY_SHOW_TEMP
MOVFF CHAR1_BUFF,CHAR1
MOVFF CHAR2_BUFF,CHAR2
CALL CAL_DATA_TO_D2A
RETURN

CANCLE_SW_DN
CLRF CHECK_DN
RETURN

LIMIT_MIN_WARTEMP
MOVWF TEMP_VAU1
CALL DISPLAY_SHOW_TEMP
MOVFF CHAR1_BUFF,CHAR1
MOVFF CHAR2_BUFF,CHAR2
RETURN

;***** AUTO MODE *****
CHECK_AUTO_UP_DN
MOV LW D'01'
CPFSEQ CHECK_AUTO
GOTO CHECK_AUTO_DN

;*** SW UP
CHECK_AUTO_UP
MOV LW D'01'
MOVWF CHECK_AUTO
BTFSZ PORTD,SW_UP
GOTO CLR_CHECK_AUTO
BTFSZ CANCLE_UP1,0

BRA CHECK_AUTO_UP1
DECFSZ COUNT_UPX1,F
RETURN
MOV LW COUNT_AUTOXL
MOVWF COUNT_UPX1
DECFSZ COUNT_UPX2,F
RETURN
COMF CANCLE_UP1,F
GOTO AUTO_DISP_UP

CHECK_AUTO_UP1
BTSS PORTD,SW_DN
RETURN
DECFSZ COUNT_UP1,F
RETURN
MOV LW COUNT_AUTOL
MOVWF COUNT_UP1
DECFSZ COUNT_UP2,F
RETURN
GOTO AUTO_DISP_UP

CLR_CHECK_AUTO
CLRF CHECK_AUTO
RETURN

;*** SW DN
CHECK_AUTO_DN
MOV LW D'02'
MOVWF CHECK_AUTO
BTFSZ PORTD,SW_DN
GOTO CLR_CHECK_AUTO
BTFSZ CANCLE_DN1,0
BRA CHECK_AUTO_DN1
DECFSZ COUNT_DNX1,F
RETURN
MOV LW COUNT_AUTOXL
MOVWF COUNT_DNX1
DECFSZ COUNT_DNX2,F
RETURN
COMF CANCLE_DN1,F
GOTO AUTO_DISP_DN

CHECK_AUTO_DN1
BTSS PORTD,SW_UP
RETURN
DECFSZ COUNT_DN1,F
RETURN
MOV LW COUNT_AUTOL
MOVWF COUNT_DN1
DECFSZ COUNT_DN2,F
RETURN
GOTO AUTO_DISP_DN

DISPLAY_SHOW_TEMP
CLRF COUNT_10
MOVFF TEMP_VAU1,TEMP_BUFF0

RECHECK_10
MOVFF TEMP_BUFF0,TEMP_BUFF1
MOV LW D'10'
SUBWF TEMP_BUFF0,F
BTSS STATUS,C
BRA NUM_FIRST_OK
INCF COUNT_10,F
BRA RECHECK_10

NUM_FIRST_OK
CLRF TBLPTRU
MOV LW HIGH(SEG_TABLE)
MOVWF TBLPTRH
MOV LW LOW(SEG_TABLE)
MOVWF TBLPTRL
MOVF COUNT_10,W
ADDWF TBLPTRL,F
MOV LW D'00'
ADDWFC TBLPTRH,F
ADDWFC TBLPTRU,F
TBLRD *
MOVFF TABLAT,CHAR1_BUFF

CLRF TBLPTRU
MOV LW HIGH(SEG_TABLE)
MOVWF TBLPTRH
MOV LW LOW(SEG_TABLE)
MOVWF TBLPTRL
MOVF TEMP_BUFF1,W
ADDWF TBLPTRL,F
MOV LW D'00'

```

```

ADDWFC TBLPTRH,F          RETURN
ADDWFC TBLPTRU,F
TBLRD *
MOVFF TABLAT,CHAR2_BUFF
RETURN

SEG_TABLE
DB      H'3F',H'06',H'5B',H'4F',H'66',H'6D',H'7D',H'07',H'7F',H'6F'

READ_A2D_FAULT           ;IIN
MOVLW D'01'
CPFSEQ SAMP_AD
GOTO CHECK_IOUT
INCF SAMP_AD,F
MOVLW CHAN0_IIN
CALL A_TO_D_READ
MOVFF ADRESH,IIN_BUFF
RETURN
MOVLW IIN_REF
CPFSGT IIN_BUFF
BRA RELOAD_DEL_IIN
DECFSZ DELAY_IIN,F
RETURN
BSF PORTD,LED_DOT
MOVLW H'39'           ;C
MOVWF CHAR1
MOVLW H'06'           ;1
MOVWF CHAR2
GOTO FAULT_ON

RELOAD_DEL_IIN
MOVLW IIN_DEL
MOVWF DELAY_IIN
RETURN

;IOUT
CHECK_IOUT
MOVLW D'02'
CPFSEQ SAMP_AD
GOTO CHECK_TEMP_SINK
INCF SAMP_AD,F
MOVLW CHAN1_IOUT
CALL A_TO_D_READ
MOVFF ADRESH,IOUT_BUFF
RETURN
MOVLW IOUT_REF
CPFSGT IOUT_BUFF
BRA RELOAD_DEL_IOUT
DECFSZ DELAY_IOUT,F
RETURN
BSF PORTD,LED_DOT
MOVLW H'39'           ;C
MOVWF CHAR1
MOVLW H'5B'           ;2
MOVWF CHAR2
GOTO FAULT_ON

RELOAD_DEL_IOUT
MOVLW IOUT_DEL
MOVWF DELAY_IOUT
RETURN

;TEMP SINK
CHECK_TEMP_SINK
MOVLW D'03'
CPFSEQ SAMP_AD
GOTO CHECK_TEMP_COIL
INCF SAMP_AD,F
MOVLW CHAN2_TSINK
CALL A_TO_D_READ
MOVFF ADRESH,TEMPSINK_BUFF
MOVLW TSINK_REF
CPFSLT TEMPSINK_BUFF
BRA RELOAD_DEL_TEMPSINK
DECFSZ DELAY_TSINK,F
RETURN
BSF PORTD,LED_DOT
MOVLW H'76'           ;H
MOVWF CHAR1
MOVLW H'06'           ;1
MOVWF CHAR2
GOTO FAULT_ON

RELOAD_DEL_TEMPSINK
MOVLW TSINK_DEL
MOVWF DELAY_TSINK

;TEMP COIL
CHECK_TEMP_COIL
MOVLW D'04'
CPFSEQ SAMP_AD
GOTO CHECK_VIN_UNDER
INCF SAMP_AD,F
MOVLW CHAN3_TCOIL
CALL A_TO_D_READ
MOVFF ADRESH,TEMPCOIL_BUFF
RETURN
MOVLW TCOIL_REF
CPFSLT TEMPCOIL_BUFF
BRA RELOAD_DEL_TEMPCOIL
DECFSZ DELAY_TCOIL,F
RETURN
BSF PORTD,LED_DOT
MOVLW H'76'           ;H
MOVWF CHAR1
MOVLW H'5B'           ;2
MOVWF CHAR2
GOTO FAULT_ON

RELOAD_DEL_TEMPCOIL
MOVLW TCOIL_DEL
MOVWF DELAY_TCOIL
RETURN

;UNDER VOLTAGE
CHECK_VIN_UNDER
MOVLW D'05'
CPFSEQ SAMP_AD
GOTO CHECK_VIN_OVER
INCF SAMP_AD,F
MOVLW CHAN5_VIN
CALL A_TO_D_READ
MOVFF ADRESH,VIN_BUFF
RETURN
MOVLW VINLO_REF
CPFSLT VIN_BUFF
BRA RELOAD_DEL_VIN_UNDER
DECFSZ DELAY_VINLO,F
RETURN
BSF PORTD,LED_DOT
MOVLW H'3E'           ;U
MOVWF CHAR1
MOVLW H'3E'           ;U
MOVWF CHAR2
GOTO FAULT_ON

RELOAD_DEL_VIN_UNDER
MOVLW VINLO_DEL
MOVWF DELAY_VINLO
RETURN

;OVER VOLTAGE
CHECK_VIN_OVER
MOVLW D'06'
CPFSEQ SAMP_AD
GOTO CHECK_TEMP_WATER
INCF SAMP_AD,F
MOVLW CHAN5_VIN
CALL A_TO_D_READ
MOVFF ADRESH,VIN_BUFF
RETURN
MOVLW VINHI_REF
CPFSLT VIN_BUFF
BRA RELOAD_DEL_VIN_OVER
DECFSZ DELAY_VINHI,F
RETURN
BSF PORTD,LED_DOT
MOVLW H'3F'           ;0
MOVWF CHAR1
MOVLW H'3E'           ;U
MOVWF CHAR2
GOTO FAULT_ON

RELOAD_DEL_VIN_OVER
MOVLW VINHI_DEL
MOVWF DELAY_VINHI
RETURN

;WATER TEMP
CHECK_TEMP_WATER
MOVLW D'01'
MOVWF SAMP_AD

```

```

MOVLW CHAN7_TWATER
CALL A_TO_D_READ
MOVFF ADRESH,TEMPWAT_BUFF
RETURN
MOVLW TWAT_REF
CPFSLT TEMPWAT_BUFF
BRA RELOAD_DEL_WATER_TEMP
DECFSZ DELAY_TWAT,F
RETURN
BSF PORTD,LED_DOT
MOVLW H'76' ;H
MOVWF CHAR1
MOVLW H'4F' ;3
MOVWF CHAR2
GOTO FAULT_ON
RELOAD_DEL_WATER_TEMP
MOVLW TWAT_DEL
MOVWF DELAY_TWAT
RETURN

```

```

;***** ALARM FAULT (OC,UV,OV,TEMP)*****
FAULT_ON

```

```

BSF PORTB,ON_RELAY
BSF PORTB,ON_OPTO
BCF T2CON,TMR2ON
CLRF CHECK_POLL
CALL RESET_TIMER0
BSF T0CON,TMR0ON

```

```

CHECK_RES_FAU1

```

```

BCF PORTD,SOUND
BCF PORTD,LED_FAU
CALL DELAY_SOUND_ALM
BSF PORTD,SOUND
BSF PORTD,LED_FAU
CALL DELAY_SOUND_ALM
BTFSZ CHECK_POLL,0
BRA CHECK_SW_RESET_OK
BTFSZ PORTB,SW_RES
BRA CHECK_RES_FAU1
COMF CHECK_POLL,F

```

```

CHECK_SW_RESET_OK

```

```

BTFSZ PORTB,SW_RES
BRA CHECK_RES_FAU1
CALL DELAY_ON
BTFSZ PORTB,SW_RES
BRA CHECK_RES_FAU1
CALL PLAY_SOUND_ON
CLRF TOSU
MOVLW HIGH(MAIN_RUN)
MOVWF TOSH
MOVLW LOW(MAIN_RUN)
MOVWF TOSL
RETURN

```

```

;***** ALARM FAULT (IGBT)*****
FAU_IGBT_ALM

```

```

BCF T3CON,TMR3ON
BCF INTCON,INT0IE
CALL RESET_TIMER1
BSF INTCON,GIE
BSF INTCON,PEIE
BSF T1CON,TMR1ON
CLRF CHECK_POLL
CALL RESET_TIMER0
BSF T0CON,TMR0ON

```

```

CHECK_RES_FAU2

```

```

BCF PORTD,SOUND
BCF PORTD,LED_FAU
CALL DELAY_SOUND_ALM
BSF PORTD,SOUND
BSF PORTD,LED_FAU
CALL DELAY_SOUND_ALM
BTFSZ CHECK_POLL,0
BRA CHECK_SW_RESET_OK1
BTFSZ PORTB,SW_RES
BRA CHECK_RES_FAU2
COMF CHECK_POLL,F

```

```

CHECK_SW_RESET_OK1

```

```

BTFSZ PORTB,SW_RES
BRA CHECK_RES_FAU2
CALL DELAY_ON
BTFSZ PORTB,SW_RES
BRA CHECK_RES_FAU2
CALL PLAY_SOUND_ON

```

```

GOTO MAIN_RUN

```

```

;***** ALARM VAVLE *****
FAULT_VALVE_ON

```

```

BSF PORTD,LED_DOT
MOVLW H'3E' ;U
MOVWF CHAR1
MOVLW H'06' ;1
MOVWF CHAR2
BSF PORTB,ON_RELAY
BSF PORTB,ON_OPTO
BCF T2CON,TMR2ON
CLRF CHECK_POLL
CALL RESET_TIMER0
BSF T0CON,TMR0ON
GOTO CHECK_RES_FAU2

```

```

;***** A_TO_D READ *****
A_TO_D_READ

```

```

MOVWF ADCON0
CALL DELAY_A_TO_D
BSF ADCON0,GO

```

```

A_TO_D_LOOP

```

```

BTFSZ ADCON0,GO
BRA A_TO_D_LOOP
RETURN

```

```

;***** DELAY A TO D *****
DELAY_A_TO_D

```

```

MOVLW AD_DEL
MOVWF DELAY_AD
DECFSZ DELAY_AD,F
BRA DELAY_A_TO_D1
RETURN

```

```

PI_CONTROLLER

```

```

MOVLW CHAN6_PI
CALL A_TO_D_READ
MOVFF ADRESH,PI_BUFF
MOVLW PI_LIM_MAX
CPFSLT PI_BUFF
BRA LIMIT_PI_TO_MAX_MIN
MOVLW PI_LIM_MIN
CPFSGT PI_BUFF
BRA LIMIT_PI_TO_MAX_MIN
MOVFF PI_BUFF,PR2_BUFFERX
CALL CAL_DUTYCYCLE
RETURN
MOVWF PR2_BUFFERX
CALL CAL_DUTYCYCLE
RETURN

```

```

TIMER0
CHECK_TIMER0

```

```

BTFSZ INTCON,TMR0IF
GOTO CHECK_TIMER3
BCF T0CON,TMR0ON
MOVLW D'59'
CPFSLT SECONDD
BRA TIME_IS_ONE_MINUTE
INCF SECONDD,F
BRA EXIT_TIMER0

```

```

TIME_IS_ONE_MINUTE

```

```

CLRF SECONDD
INCF MINUTE,F
MOVLW DELAY_FAN_OFF
CPFSEQ MINUTE
BRA EXIT_TIMER0
BSF PORTB,ON_FAN
CLRF MINUTE
MOVLW H'A4'
MOVWF TMR0H
MOVLW H'72'
MOVWF TMR0L
BCF INTCON,TMR0IF
MOVFF STATUS_REG0,STATUS
MOVF W_REG0,W
RETFIE

```

```

EXIT_TIMER0

```

```

MOVLW H'A4'
MOVWF TMR0H
MOVLW H'72'

```

```

MOVWF TMR0L
BCF INTCON,TMR0IF
BSF T0CON,TMR0ON
MOVFF STATUS_REG0,STATUS
MOVF W_REG0,W
RETFIE

;TIMER3
CHECK_TIMER3
    BTFSS PIR2,TMR3IF
    RETFIE
    BCF T3CON,TMR3ON
    MOVLW DELAY_BLINK
    CPFSEQ COUNT_TIM3
    BRA INCREASE_TIMER3
    CLRF COUNT_TIM3
    BTFSC SAMP_TIM3,0
    BRA SAMP_NO2_TIM3
    COMF SAMP_TIM3,F
    BTFSC BIT_SHOW,0
    BRA SHOW_LED_FAU_BLINK1
    BSF PORTD,LED_DOT
    BRA EEXIT_TIMER3

INCREASE_TIMER3
    INCF COUNT_TIM3,F
    BRA EEXIT_TIMER3

SAMP_NO2_TIM3
    COMF SAMP_TIM3,F
    BTFSC BIT_SHOW,0
    BRA SHOW_LED_FAU_BLINK2
    BCF PORTD,LED_DOT

EEXIT_TIMER3
    MOVLW H'6D'
    MOVWF TMR3H
    MOVLW H'84'
    MOVWF TMR3L
    BCF PIR2,TMR3IF
    BSF T3CON,TMR3ON
    MOVFF STATUS_REG0,STATUS
    MOVF W_REG0,W
    RETFIE

SHOW_LED_FAU_BLINK1
    BCF PORTD,LED_FAU
    BRA EEXIT_TIMER3

SHOW_LED_FAU_BLINK2
    BSF PORTD,LED_FAU
    BRA EEXIT_TIMER3

***** WRITE DATA TO EEPROM *****
WR_TEMP_TO_EEP
    MOVLW TEMP_EE_ADDR
    MOVWF EEADR
    MOVFF TEMP_VAU1,EEADATA
    BCF EECON1,EEPGD
    BCF EECON1,CFG5
    BSF EECON1,WREN

    MOVLW H'55'
    MOVWF EECON2
    MOVLW H'AA'
    MOVWF EECON2
    BSF EECON1,WR

CHK_EEP_WR_AGAIN1
    BTFSC EECON1,WR
    GOTO CHK_EEP_WR_AGAIN1
    BCF EECON1,WREN
    RETURN

***** READ DATA FROM EEPROM *****
RD_TEMP_FROM_EEP
    MOVLW TEMP_EE_ADDR
    MOVWF EEADR
    BCF EECON1,EEPGD
    BCF EECON1,CFG5
    BSF EECON1,RD
    MOVF EEADATA,W
    MOVWF TEMP_VAU1
    RETURN

CAL_DATA_TO_D2A
    MOVFF TEMP_VAU1,D2A_BUFF
    MOVLW WARTEMP_MIN
    SUBWF D2A_BUFF,F

CLRF TBLPTRU
MOVLW HIGH(TEMP_TABLE)
MOVWF TBLPTRH
MOVLW LOW(TEMP_TABLE)
MOVWF TBLPTRL
MOVF D2A_BUFF,W
ADDWF TBLPTRL,F
MOVLW D'00'
ADDWFC TBLPTRH,F
ADDWFC TBLPTRU,F
TBLRD *
MOVFF TABLAT,D2A_BUFF
SWAPF D2A_BUFF,F
MOVFF D2A_BUFF,DATA_D2A1_BUFF
MOVFF D2A_BUFF,DATA_D2A2_BUFF
MOVLW B'00001111'
ANDWF DATA_D2A1_BUFF,F
MOVLW B'11110000'
ANDWF DATA_D2A2_BUFF,F
MOVFF DATA_D2A1_BUFF,DATA_D2A1
MOVFF DATA_D2A2_BUFF,DATA_D2A2
RETURN

TEMP_TABLE
;32 33 34 35 36 37 38 39
DB H'8F',H'91',H'94',H'97',H'9B',H'9E',H'A1',H'A4'
;40 41 42 43 44 45 46 47 48
DB H'A7',H'AA',H'AC',H'AF',H'B2',H'B5',H'B8',H'BB',H'BE'

BTFSS PIR1,TMR2IF
GOTO IGBT_FAULT
MOVFF DUTYL_BUFF,ECCP1CON
MOVFF DUTYH_BUFF,ECCPR1L
MOVFF PR2_BUFF,PR2
BCF PIR1,TMR2IF
RETFIE

BTFSS INTCON,INT0IF
RETFIE
BSF PORTD,LED_DOT
MOVLW H'39'
MOVWF CHAR1
MOVLW H'4F'
MOVWF CHAR2
BSF PORTB,ON_RELAY
BSF PORTB,ON_OPTO
BCF T2CON,TMR2ON
BCF INTCON,INT0IF
MOVF PORTB,W
CLRF TOSU
MOVLW HIGH (FAU_IGBT_ALM)
MOVWF TOSH
MOVLW LOW (FAU_IGBT_ALM)
MOVWF TOSL
RETFIE

MOVWF W_REG0
MOVFF STATUS,STATUS_REG0
BTFSS PIR1,TMR1IF
GOTO CHECK_TIMER0
BCF T1CON,TMR1ON
BSF PORTC,SEG1
BSF PORTC,SEG2

DECFSZ COUNT_SER,F
BRA NO_SEND_SER
CLRF COUNT_SER
MOVFF TEMPSINK_BUFF,TXREG

BTFSS TXSTA,TRMT
GOTO RETRANS

NO_SEND_SER
CALL SEND_DATA_D2A
BTFSC SAMP_DISP,0
BRA SAMP_DISP_2
COMF SAMP_DISP,F
MOVFF CHAR1,DISP_BUFF
CALL SEND_DATA_7SEG_LED
CALL SEND_DATA_D2A
BCF PORTC,SEG1
CALL DELAY_SEG_ON
BSF PORTC,SEG1
GOTO EXIT_SEGMENT_INTR

```

SAMP_DISP_2

```
COMF SAMP_DISP,F
MOVFF CHAR2,DISP_BUFF
CALL SEND_DATA_7SEG_LED
CALL SEND_DATA_D2A
BCF PORTC,SEG2
CALL DELAY_SEG_ON
BSF PORTC,SEG2
```

EXIT_SEGMENT_INTR

```
MOVLW TMR1H_V
MOVWF TMR1H
MOVLW TMR1L_V
MOVWF TMR1L
BCF PIR1,TMR1IF
BSF TICON,TMR1ON
MOVFF STATUS_REG0,STATUS
MOVF W_REG0,W
RETFIE
```



ภาคผนวก ค
ข้อมูลของอุปกรณ์ที่ใช้ในงานวิจัย

ข้อมูลของอุปกรณ์ที่แสดงในที่นี่เป็นอุปกรณ์บางส่วนที่มีความสำคัญ ดังนี้ คือ

- | | |
|-----------------------|--------------|
| 1. ไอจีบีที | SKM150GB063D |
| 2. ออปโต | 4N25 |
| 3. ไอซีขับไอจีบีที | HPCL-316 |
| 4. ออปแอมป์ | TL084 |
| 5. เทอร์มิสเตอร์ | |
| 6. วาริสเตอร์ | |
| 7. ซี ไวม่า MKP , FKP | |



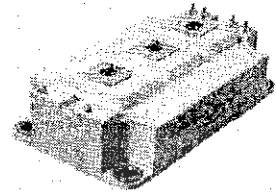


ไอจีที

SKM150GB063D

SEMITRANS® M
Superfast NPT-IGBT
Modules

SKM 150 GB 063 D



SEMITRANS 3



Features

- N channel, homogeneous Silicon structure (NPT- Non punch-through IGBT)
 - Low tail current with low temperature dependence
 - High short circuit capability, self limiting if term. G is clamped to E
 - Pos. temp.-coeff. of V_{CEsat}
 - 50 % less turn off losses⁹⁾
 - 30 % less short circuit current⁹⁾
 - Very low C_{ies} , C_{oes} , C_{res} ⁹⁾
 - Latch-up free
 - Fast & soft inverse CAL diodes⁸⁾
 - Isolated copper baseplate using DCB Direct Copper Bonding Technology without hard mould
 - Large clearance (13 mm) and creepage distances (20 mm)
- Typical Applications**
- Switching (not for linear use)
 - Switched mode power supplies
 - UPS
 - AC inverter servo drives
 - Pulse frequencies also above 10 kHz
 - Welding inverters

¹⁾ $T_{case} = 25\text{ °C}$, unless otherwise specified
²⁾ $I_F = -I_C$, $V_R = 300\text{ V}$, $-di/dt = 1500\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{GE} = 0\text{ V}$
³⁾ Use $V_{GEoff} = -5... -15\text{ V}$
⁸⁾ CAL = Controlled Axial Lifetime Technology
⁹⁾ Compared to PT-IGBT

Cases and mech. data → B 6 – 38

Absolute Maximum Ratings		Values	Units
Symbol	Conditions ¹⁾		
V_{CES}		600	V
V_{GGR}	$R_{GE} = 20\text{ k}\Omega$	600	V
I_C	$T_{case} = 25/70\text{ °C}$	200 / 150	A
I_{CM}	$T_{case} = 25/70\text{ °C}$; $t_p = 1\text{ ms}$	400 / 300	A
V_{GES}		± 20	V
P_{tot}	per IGBT, $T_{case} = 25\text{ °C}$	675	W
T_J, T_{stg}		-40 ... +150 (125)	°C
V_{isol}	AC, 1 min.	2500	V
humidity	DIN 40040	Class F	
climate	DIN IEC 68 T.1	40/125/56	
Inverse Diode			
$I_F = -I_C$	$T_{case} = 25/80\text{ °C}$	130 / 90	A
$I_{FM} = -I_{CM}$	$T_{case} = 25/80\text{ °C}$; $t_p = 1\text{ ms}$	400 / 300	A
I_{FSM}	$t_p = 10\text{ ms}$; sin.; $T_J = 150\text{ °C}$	880	A
I_{t^2}	$t_p = 10\text{ ms}$; $T_J = 150\text{ °C}$	3800	A ² s

Characteristics		min.	typ.	max.	Units
Symbol	Conditions ¹⁾				
$V_{(BR)CES}$	$V_{GE} = 0$, $I_C = 4\text{ mA}$	$\geq V_{CES}$	-	-	V
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}$, $I_C = 1\text{ mA}$	4,5	5,5	6,5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0$ } $T_J = 25\text{ °C}$	-	0,2	4	mA
		$V_{CE} = V_{CES}$ } $T_J = 125\text{ °C}$	-	5	-
I_{GES}	$V_{GE} = 20\text{ V}$, $V_{CE} = 0$	-	-	200	nA
V_{CEsat}	$I_C = 100\text{ A}$ } $V_{GE} = 15\text{ V}$;	-	1,8(2,0)	-	V
V_{CEsat}	$I_C = 150\text{ A}$ } $T_J = 25\text{ (125) °C}$ }	-	2,1(2,4)	2,5(2,8)	V
g_{fs}	$V_{CE} = 20\text{ V}$, $I_C = 150\text{ A}$	50	-	-	S
C_{CHC}	per IGBT	-	-	700	pF
C_{ies}	$V_{GE} = 0$ } $V_{CE} = 25\text{ V}$ } $f = 1\text{ MHz}$	-	8400	-	pF
C_{oes}		-	1000	-	pF
C_{res}		-	600	-	pF
L_{CE}		-	-	20	nH
$t_{d(on)}$	$V_{CC} = 300\text{ V}$ } $V_{GE} = -15\text{ V} / +15\text{ V}^{3)}$ } $I_C = 150\text{ A}$, ind. load } $R_{Gon} = R_{Goff} = 10\text{ }\Omega$ } $T_J = 125\text{ °C}$	-	130	-	ns
t_r		-	65	-	ns
$t_{d(off)}$		-	450	-	ns
t_f		-	40	-	ns
E_{on}		-	8,5	-	mWs
E_{off}		-	5,5	-	mWs
Inverse Diode ⁸⁾					
$V_F = V_{EC}$	$I_F = 100\text{ A}$ } $V_{GE} = 0\text{ V}$;	-	1,45(1,35)	1,7	V
		$I_F = 150\text{ A}$ } $T_J = 25\text{ (125) °C}$ }	-	1,55(1,55)	1,9
V_{TO}	$T_J = 125\text{ °C}$	-	-	0,9	V
r_t	$T_J = 125\text{ °C}$	-	6	8	m Ω
I_{RRM}	$I_F = 150\text{ A}$; $T_J = 125\text{ °C}^{2)}$	-	53	-	A
Q_{IT}	$I_F = 150\text{ A}$; $T_J = 125\text{ °C}^{2)}$	-	8,1	-	μC
Thermal characteristics					
R_{thjc}	per IGBT	-	-	0,18	°C/W
R_{thjc}	per diode	-	-	0,5	°C/W
R_{thch}	per module	-	-	0,038	°C/W

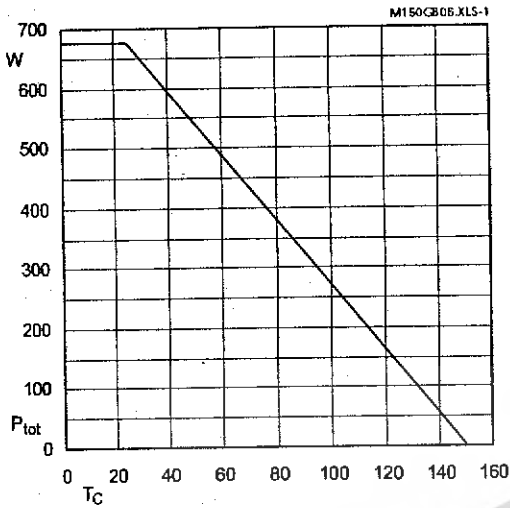


Fig. 1 Rated power dissipation $P_{tot} = f(T_C)$

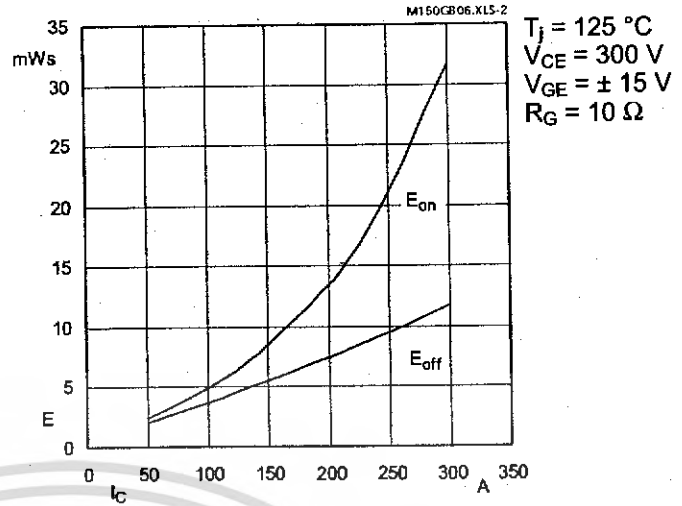


Fig. 2 Turn-on / off energy = $f(I_C)$

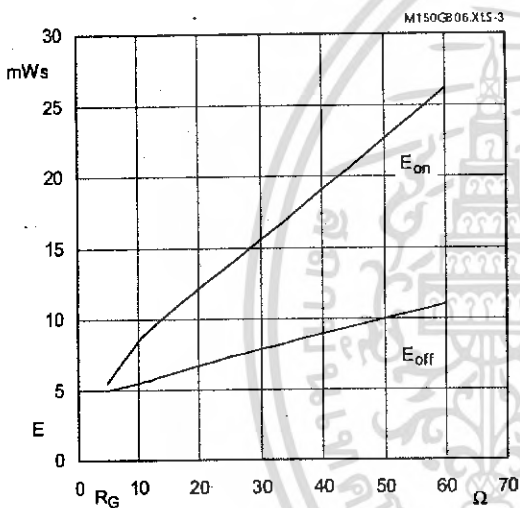


Fig. 3 Turn-on / off energy = $f(R_G)$

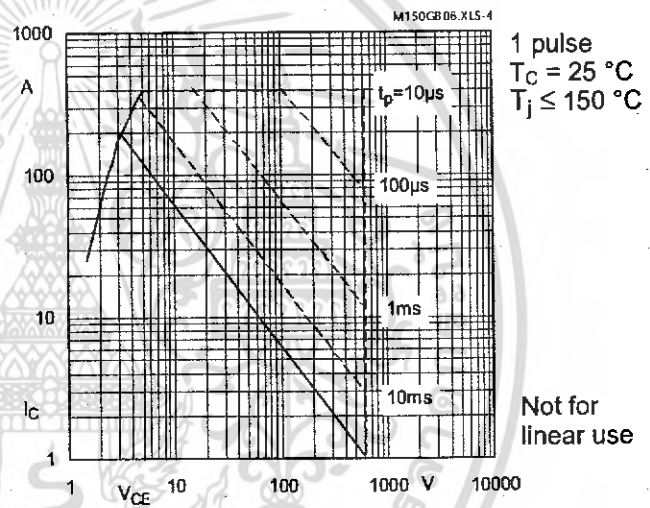


Fig. 4 Maximum safe operating area (SOA) $I_C = f(V_{CE})$

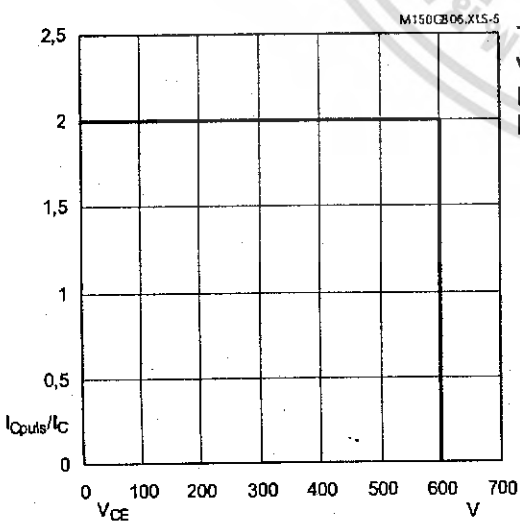


Fig. 5 Turn-off safe operating area (RBSOA)

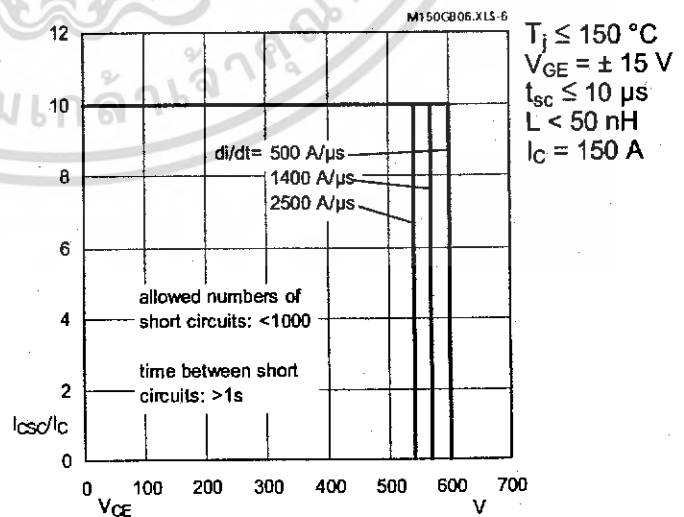


Fig. 6 Safe operating area at short circuit $I_{CS} = f(V_{CE})$

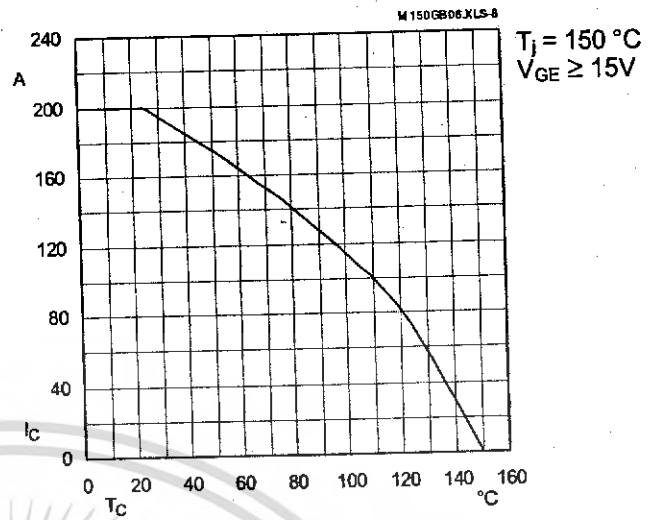


Fig. 8 Rated current vs. temperature $I_C = f(T_C)$

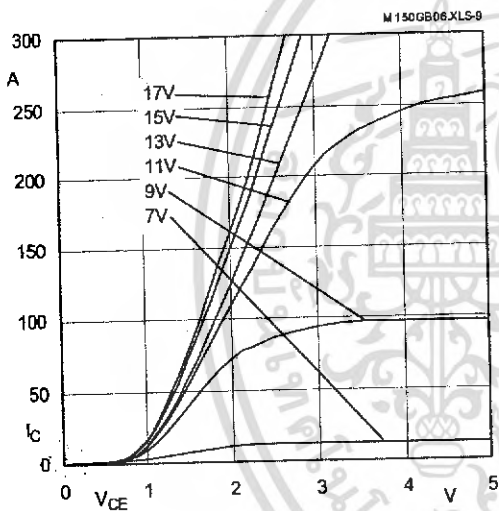


Fig. 9 Typ. output characteristic, $t_p = 250 \mu s$; $T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}$

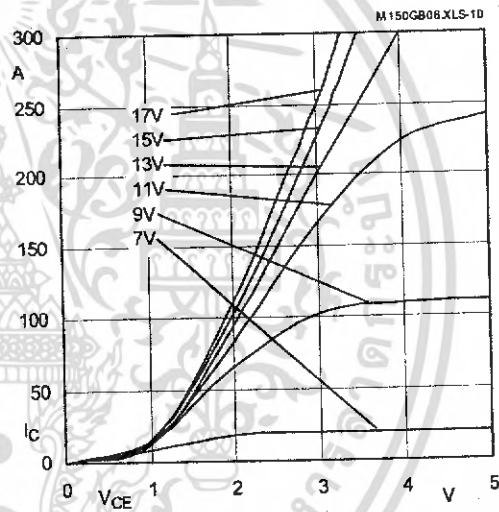


Fig. 10 Typ. output characteristic, $t_p = 250 \mu s$; $T_J = 125 \text{ }^\circ\text{C}$

$$P_{\text{cond}(t)} = V_{\text{CEsat}(t)} \cdot I_{\text{C}(t)}$$

$$V_{\text{CEsat}(t)} = V_{\text{CE(TO)(T}_J)} + r_{\text{CE(T}_J)} \cdot I_{\text{C}(t)}$$

$$V_{\text{CE(TO)(T}_J)} \leq 1,2 - 0,001 (T_J - 25) \text{ [V]}$$

$$\text{typ.: } r_{\text{CE(T}_J)} = 0,006 + 0,000027 (T_J - 25) \text{ } [\Omega]$$

$$\text{max.: } r_{\text{CE(T}_J)} = 0,0087 + 0,000027 (T_J - 25) \text{ } [\Omega]$$

$$\text{valid for } V_{\text{GE}} = +15 \begin{matrix} +2 \\ -1 \end{matrix} \text{ [V]; } I_{\text{C}} \geq 0,3 I_{\text{Cn}}$$

Fig. 11 Saturation characteristic (IGBT)
Calculation elements and equations

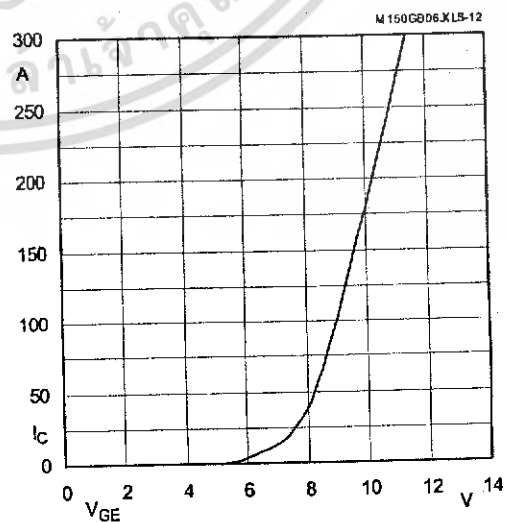


Fig. 12 Typ. transfer characteristic, $t_p = 250 \mu s$; $V_{\text{CE}} = 20 \text{ V}$

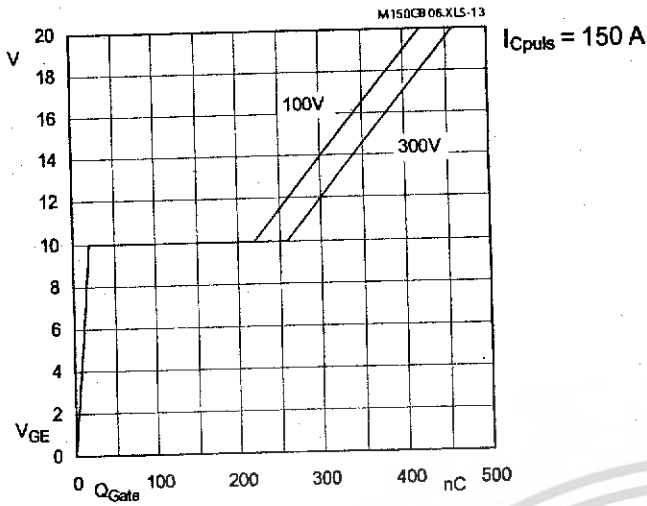


Fig. 13 Typ. gate charge characteristic

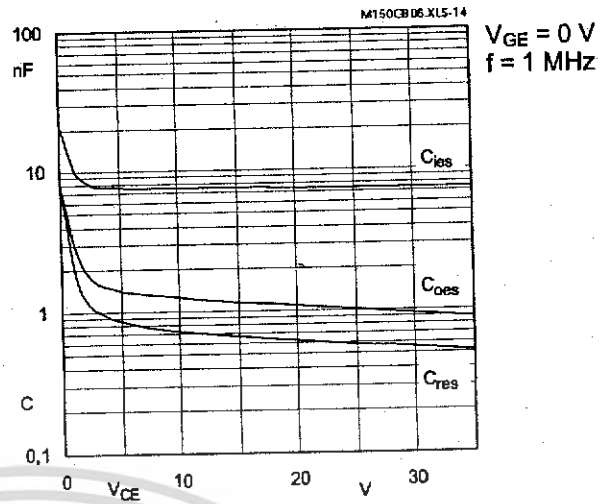


Fig. 14 Typ. capacitances vs. V_{CE}

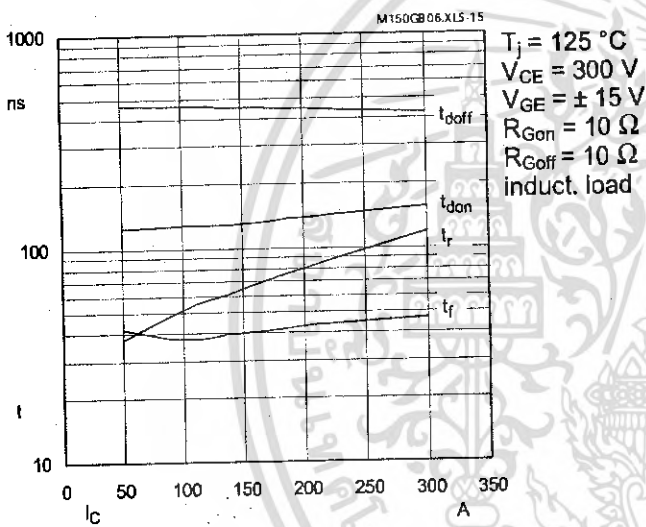


Fig. 15 Typ. switching times vs. I_C

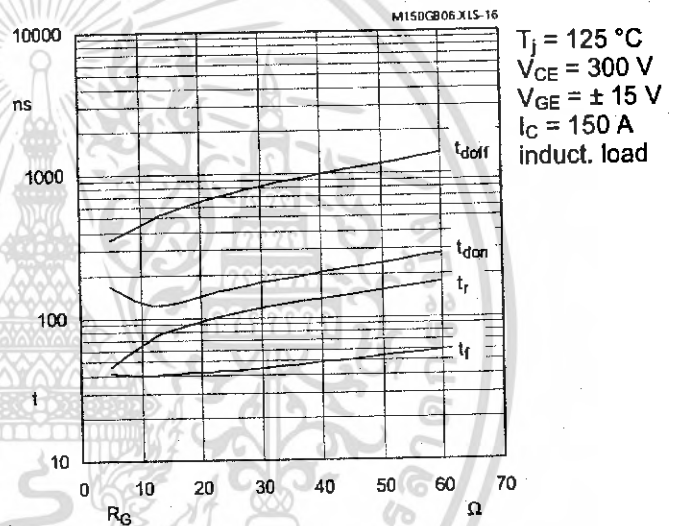


Fig. 16 Typ. switching times vs. gate resistor R_G

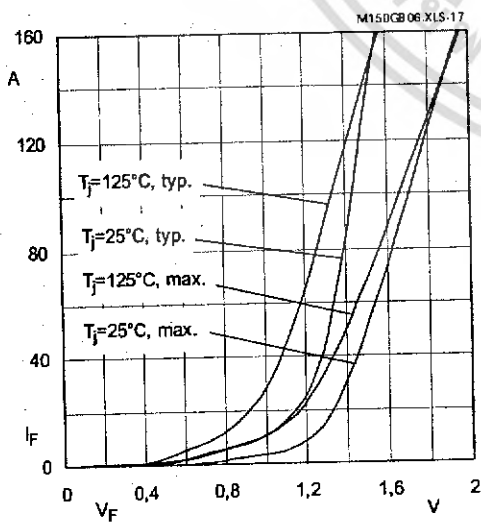


Fig. 17 Typ. CAL diode forward characteristic

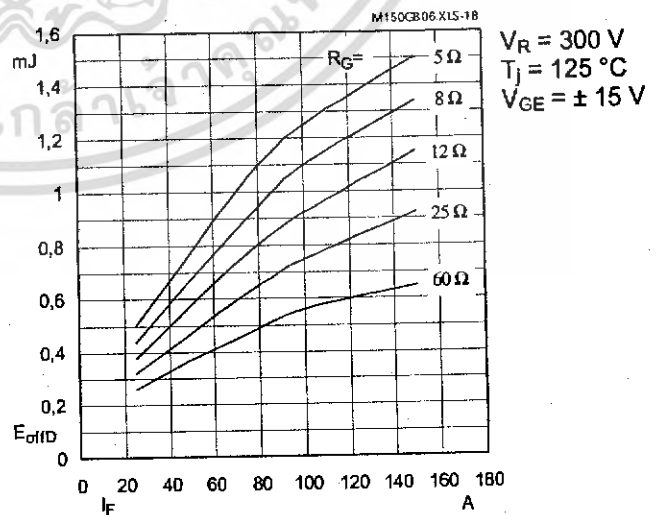


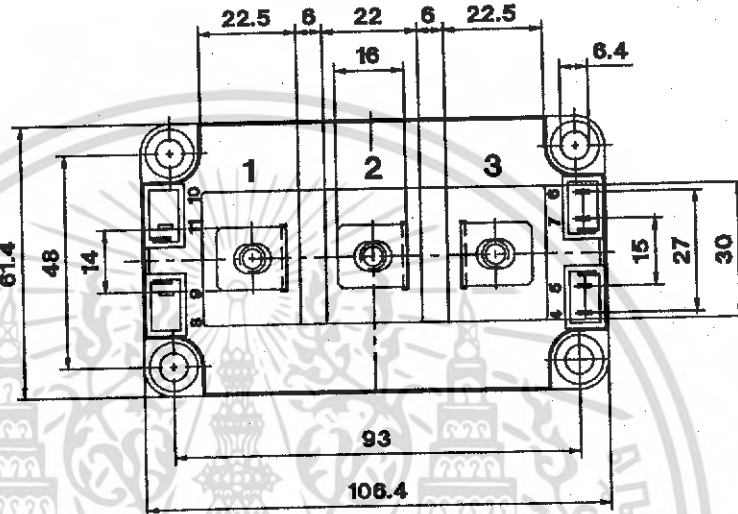
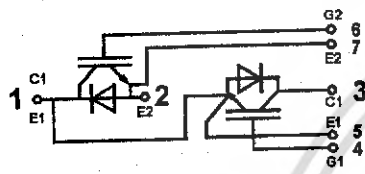
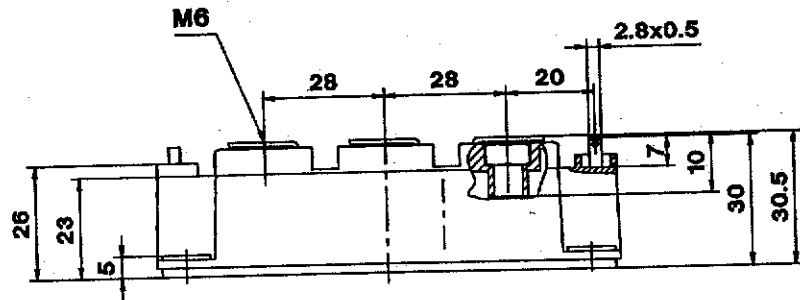
Fig. 18 Diode turn-off energy dissipation per pulse

SEMITRANS 3

Case D 56

UL Recognized

File no. E 63 532



Dimensions in mm

Case outline and circuit diagram

Mechanical Data		Values			Units
Symbol	Conditions	min.	typ.	max.	
M ₁	to heatsink, SI Units(M6)	3	—	5	Nm
	to heatsink, US Units	27	—	44	lb.in.
M ₂	for terminals, SI Units(M6)	2,5	—	5	Nm
	for terminals, US Units	22	—	44	lb.in.
a		—	—	5x9,81	m/s ²
w		—	—	325	g

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS). Please observe the international standard IEC 747-1, Chapter IX.

Three devices are supplied in one SEMIBOX A without mounting hardware, which can be ordered separately under Ident No. 33321100 (for 10 SEMITRANS 3)

Larger packing units of 12 or 20 pieces are used if suitable
Accessories → B 6 - 4
SEMIBOX → C - 1.

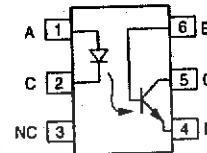




Optocoupler, Phototransistor Output, With Base Connection

Features

- Isolation Test Voltage 5300 V_{RMS}
- Interfaces with Common Logic Families
- Input-output Coupling Capacitance < 0.5 pF
- Industry Standard Dual-in-line 6-pin Package



Agency Approvals

- UL File #E52744 System Code H or J
- DIN EN 60747-5-2(VDE0884)
- DIN EN 60747-5-5 pending
- Available with Option 1

Applications

- AC Mains Detection
- Reed relay driving
- Switch Mode Power Supply Feedback
- Telephone Ring Detection
- Logic Ground Isolation
- Logic Coupling with High Frequency Noise Rejection

The devices are also available in lead formed configuration suitable for surface mounting and are available either on tape and reel, or in standard tube shipping containers.

Note:

For additional design information see Application Note 45 Normalized Curves

Description

The 4N25 family is an Industry Standard Single Channel Phototransistor Coupler. This family includes the 4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28. Each optocoupler consists of gallium arsenide infrared LED and a silicon NPN phototransistor.

These couplers are Underwriters Laboratories (UL) listed to comply with a 5300 V_{RMS} isolation test voltage. This isolation performance is accomplished through special Vishay manufacturing process.

Compliance to DIN EN 60747-5-2(VDE0884)/ DIN EN 60747-5-5 pending partial discharge isolation specification is available by ordering option 1.

These isolation processes and the Vishay ISO9001 quality program results in the highest isolation performance available for a commercial plastic phototransistor optocoupler.

Order Information

Part	Remarks
4N25	CTR > 20 %, DIP-6
4N26	CTR > 20 %, DIP-6
4N27	CTR > 10 %, DIP-6
4N28	CTR > 10 %, DIP-6
4N25-X006	CTR > 20 %, DIP-6 400 mil (option 6)
4N25-X007	CTR > 20 %, SMD-6 (option 7)
4N25-X009	CTR > 20 %, SMD-6 (option 9)
4N26-X006	CTR > 20 %, DIP-6 400 mil (option 6)
4N26-X007	CTR > 20 %, SMD-6 (option 7)
4N26-X009	CTR > 20 %, SMD-6 (option 9)
4N27-X007	CTR > 10 %, SMD-6 (option 7)
4N27-X009	CTR > 10 %, SMD-6 (option 9)
4N28-X009	CTR > 10 %, SMD-6 (option 9)

For additional information on the available options refer to Option Information.

Absolute Maximum Ratings

$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified

Stresses in excess of the absolute Maximum Ratings can cause permanent damage to the device. Functional operation of the device is not implied at these or any other conditions in excess of those given in the operational sections of this document. Exposure to absolute Maximum Rating for extended periods of the time can adversely affect reliability.

Input

Parameter	Test condition	Symbol	Value	Unit
Reverse voltage		V_R	6.0	V
Forward current		I_F	60	mA
Surge current	$t < 10\text{ }\mu\text{s}$	I_{FSM}	2.5	A
Power dissipation		P_{diss}	100	mW

Output

Parameter	Test condition	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter breakdown voltage		V_{CEO}	70	V
Emitter-base breakdown voltage		V_{EBO}	7.0	V
Collector current		I_C	50	mA
Collector current	$t < 1.0\text{ ms}$	I_C	100	mA
Power dissipation		P_{diss}	150	mW

Coupler

Parameter	Test condition	Symbol	Value	Unit
Isolation test voltage		V_{ISO}	5300	V_{RMS}
Creepage			≥ 7.0	mm
Clearance			≥ 7.0	mm
Isolation thickness between emitter and detector			≥ 0.4	mm
Comparative tracking index	DIN IEC 112/VDE0303, part 1		175	
Isolation resistance	$V_{IO} = 500\text{ V}$, $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	R_{IO}	10^{12}	Ω
	$V_{IO} = 500\text{ V}$, $T_{amb} = 100\text{ }^{\circ}\text{C}$	R_{IO}	10^{11}	Ω
Storage temperature		T_{stg}	- 55 to + 150	$^{\circ}\text{C}$
Operating temperature		T_{amb}	- 55 to + 100	$^{\circ}\text{C}$
Junction temperature		T_j	100	$^{\circ}\text{C}$
Soldering temperature	max. 10 s, dip soldering: distance to seating plane $\geq 1.5\text{ mm}$	T_{sld}	260	$^{\circ}\text{C}$



Electrical Characteristics

$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified

Minimum and maximum values are testing requirements. Typical values are characteristics of the device and are the result of engineering evaluation. Typical values are for information only and are not part of the testing requirements.

Input

Parameter	Test condition	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Forward voltage ¹⁾	$I_F = 50\text{ mA}$	V_F		1.3	1.5	V
Reverse current ¹⁾	$V_R = 3.0\text{ V}$	I_R		0.1	100	μA
Capacitance	$V_R = 0\text{ V}$	C_O		25		pF

¹⁾ Indicates JEDEC registered values

Output

Parameter	Test condition	Part	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Collector-base breakdown voltage ¹⁾	$I_C = 100\text{ }\mu\text{A}$		BV_{CBO}	70			V
Collector-emitter breakdown voltage ¹⁾	$I_C = 1.0\text{ mA}$		BV_{CEO}	30			V
Emitter-collector breakdown voltage ¹⁾	$I_E = 100\text{ }\mu\text{A}$		BV_{ECO}	7.0			V
$I_{CEO}(\text{dark})$ ¹⁾	$V_{CE} = 10\text{ V}$, (base open)	4N25			5.0	50	nA
		4N26			5.0	50	nA
		4N27			5.0	50	nA
		4N28			10	100	nA
$I_{CBO}(\text{dark})$ ¹⁾	$V_{CB} = 10\text{ V}$, (emitter open)				2.0	20	nA
Collector-emitter capacitance	$V_{CE} = 0$		C_{CE}		6.0		pF

¹⁾ Indicates JEDEC registered values

Coupler

Parameter	Test condition	Part	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Isolation voltage ¹⁾	Peak, 60 Hz	4N25	V_{IO}	2500			V
		4N26	V_{IO}	1500			V
		4N27	V_{IO}	1500			V
		4N28	V_{IO}	500			V
Saturation voltage, collector-emitter	$I_{CE} = 2.0\text{ mA}$, $I_F = 50\text{ mA}$		$V_{CE(\text{sat})}$			0.5	V
Resistance, input output ¹⁾	$V_{IO} = 500\text{ V}$		R_{IO}	100			$\text{G}\Omega$
Capacitance (input-output)	$f = 1.0\text{ MHz}$		C_{IO}		0.5		pF

¹⁾ Indicates JEDEC registered values

Current Transfer Ratio

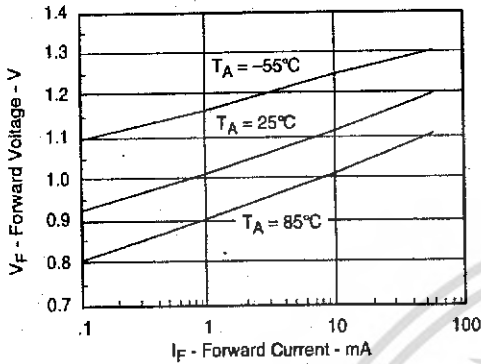
Parameter	Test condition	Part	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
DC Current Transfer Ratio ¹⁾	$V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$	4N25	CTR_{DC}	20	50		%
		4N26	CTR_{DC}	20	50		%
		4N27	CTR_{DC}	10	30		%
		4N28	CTR_{DC}	10	30		%

¹⁾ Indicates JEDEC registered value

Switching Characteristics

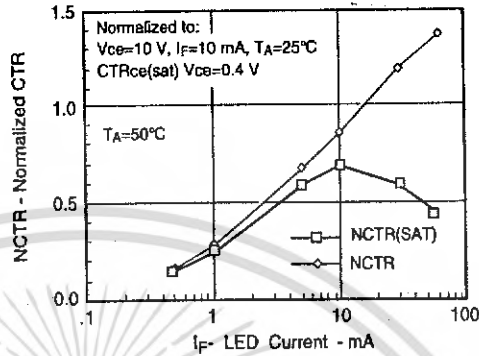
Parameter	Test condition	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Rise and fall times	$V_{CE} = 10\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$, $R_L = 100\ \Omega$	t_r , t_f		2.0		μs

Typical Characteristics ($T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)



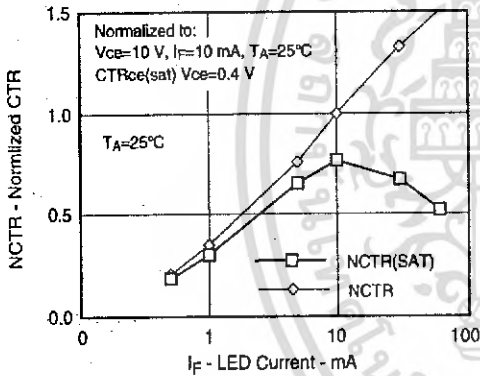
4N25_01

Fig. 1 Forward Voltage vs. Forward Current



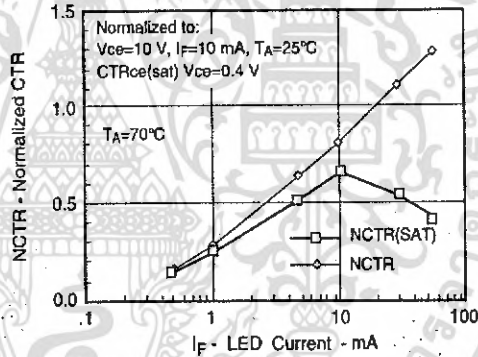
4N25_03

Fig. 3 Normalized Non-saturated and Saturated CTR vs. LED Current



4N25_02

Fig. 2 Normalized Non-Saturated and Saturated CTR vs. LED Current



4N25_04

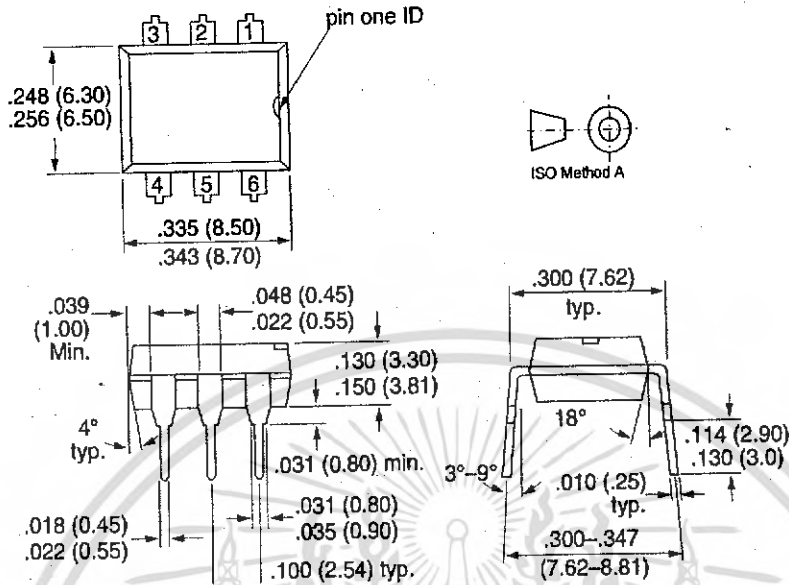
Fig. 4 Normalized Non-saturated and saturated CTR vs. LED Current



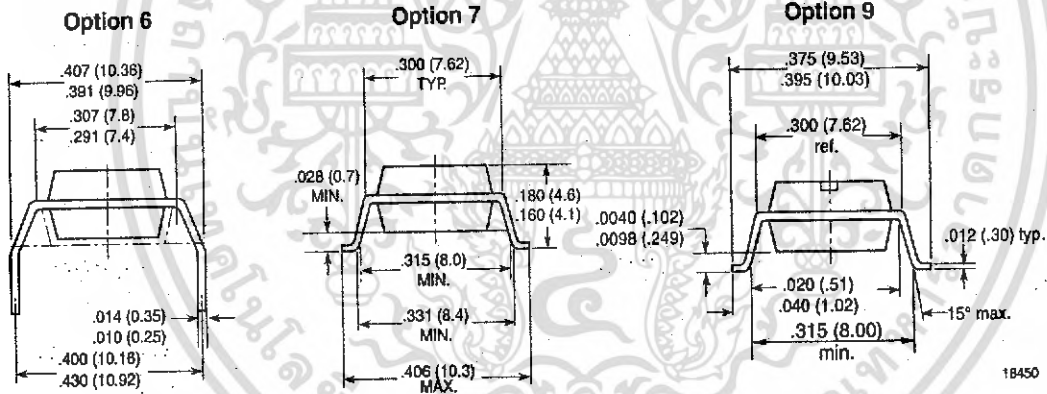
4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28

Vishay Semiconductors

Package Dimensions in Inches (mm)



1176004



18450



ไอซีซีไอจีบีที

HPCL-316



2.0 Amp Gate Drive Optocoupler with Integrated (V_{CE}) Desaturation Detection and Fault Status Feedback

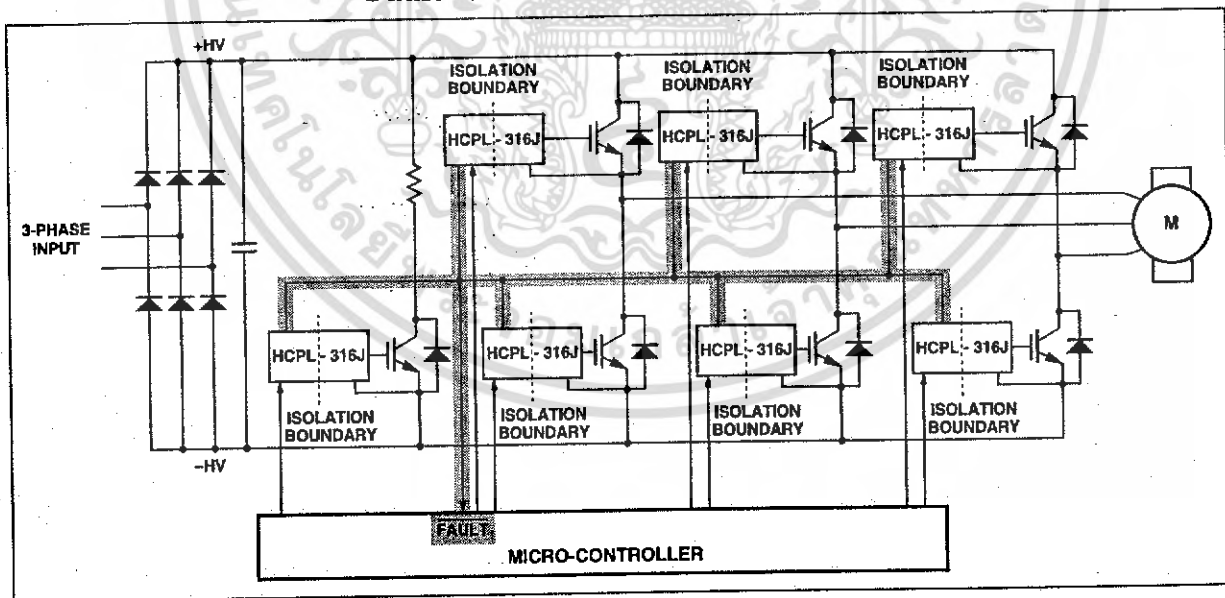
Technical Data

HCPL-316J

Features

- Drive IGBTs up to $I_C = 150\text{ A}$, $V_{CE} = 1200\text{ V}$
- Optically Isolated, **FAULT** Status Feedback
- SO-16 Package
- CMOS/TTL Compatible
- 500 ns Max. Switching Speeds
- "Soft" IGBT Turn-off
- Integrated Fail-Safe IGBT Protection
 - Desat (V_{CE}) Detection
 - Under Voltage Lock-Out Protection (UVLO) with Hysteresis
- User Configurable: Inverting, Non-inverting, Auto-Reset, Auto-Shutdown
- Wide Operating V_{CC} Range: 15 to 30 Volts
- -40°C to $+100^\circ\text{C}$ Operating Temperature Range
- 15 kV/ μs Min. Common Mode Rejection (CMR) at $V_{CM} = 1500\text{ V}$
- Regulatory Approvals: UL, CSA, VDE 0884 (891 Vpeak Working Voltage)

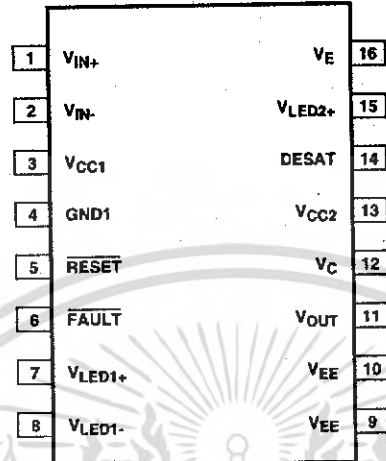
Fault Protected IGBT Gate Drive



Agilent's 2.0 Amp Gate Drive Optocoupler with Integrated Desaturation (V_{CE}) Detection and Fault Status Feedback *makes IGBT V_{CE} fault protection compact, affordable, and easy-to-implement* while satisfying worldwide safety and regulatory requirements.

CAUTION: It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

Package Pin Out



Pin Descriptions

Symbol	Description
V _{IN+}	Non-inverting gate drive voltage output (V _{OUT}) control input.
V _{IN-}	Inverting gate drive voltage output (V _{OUT}) control input.
V _{CC1}	Positive input supply voltage. (4.5 V to 5.5 V)
GND1	Input Ground.
RESET	FAULT reset input. A logic low input for at least 0.1 μs, asynchronously resets FAULT output high and enables V _{IN} . Synchronous control of RESET relative to V _{IN} is required. RESET is not affected by UVLO. Asserting RESET while V _{OUT} is high does not affect V _{OUT} .
FAULT	Fault output. FAULT changes from a high impedance state to a logic low output within 5 μs of the voltage on the DESAT pin exceeding an internal reference voltage of 7 V. FAULT output remains low until RESET is brought low. FAULT output is an open collector which allows the FAULT outputs from all HCPL-316Js in a circuit to be connected together in a "wired OR" forming a single fault bus for interfacing directly to the micro-controller.
V _{LED1+}	LED 1 anode. This pin must be left unconnected for guaranteed data sheet performance. (For optical coupling testing only)
V _{LED1-}	LED 1 cathode. This pin must be connected to ground.

Symbol	Description
V _E	Common (IGBT emitter) output supply voltage.
V _{LED2+}	LED 2 anode. This pin must be left unconnected for guaranteed data sheet performance. (For optical coupling testing only)
DESAT	Desaturation voltage input. When the voltage on DESAT exceeds an internal reference voltage of 7 V while the IGBT is on, FAULT output is changed from a high impedance state to a logic low state within 5 μs. See Note 25.
V _{CC2}	Positive output supply voltage.
V _c	Collector of output pull-up triple-darlington transistor. It is connected to V _{CC2} directly or through a resistor to limit output turn-on current.
V _{OUT}	Gate drive voltage output.
V _{EE}	Output supply voltage.

Ordering Information

Specify Part Number followed by Option Number (if desired).

Example: **HCPL-316J#XXX**

No Option = 16-Lead, Surface Mt. package, 45 per tube.
500 = Tape and Reel Packaging Option, 850 per reel.

Option data sheets available. Contact Agilent sales representative, authorized distributor, or visit our WEB site at www.hp.com/go/isolator.

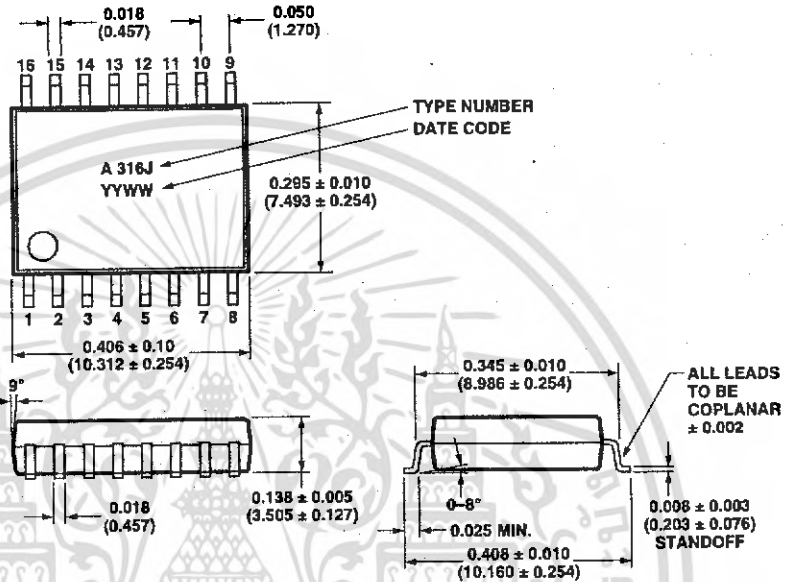
Package Outline Drawings

16-Lead Surface Mount

dimensions in: inches
(millimeters)

NOTE:

INITIAL AND CONTINUED VARIATION IN THE COLOR OF THE HCPL-316J's WHITE MOLD COMPOUND IS NORMAL AND DOES NOT AFFECT DEVICE PERFORMANCE OR RELIABILITY.

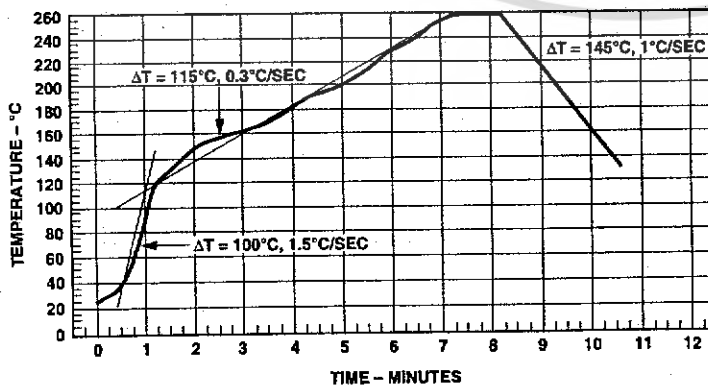


Package Characteristics

All specifications and figures are at the nominal (typical) operating conditions of $V_{CC1} = 5\text{ V}$, $V_{CC2} - V_{EE} = 30\text{ V}$, $V_E - V_{EE} = 0\text{ V}$, and $T_A = +25^\circ\text{C}$.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Note
Input-Output Momentary Withstand Voltage	V_{ISO}	3750			V _{rms}	RH < 50%, t = 1 min., $T_A = 25^\circ\text{C}$	1, 2, 3
Resistance (Input - Output)	R_{I-O}		>10 ⁹		Ω	$V_{I-O} = 500\text{ Vdc}$	3
Capacitance (Input - Output)	C_{I-O}		1.3		pF	f = 1 MHz	
Output IC-to-Pins 9 & 10 Thermal Resistance	θ_{09-10}		30		$^\circ\text{C/W}$	$T_A = 100^\circ\text{C}$	
Input IC-to-Pin 4 Thermal Resistance	θ_{I4}		60				

Maximum Solder Reflow Temperature Profile



(NOTE: USE OF NON-CHLORINE ACTIVATED FLUXES IS RECOMMENDED.)

Electrical Specifications (DC)

Unless otherwise noted, all typical values at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC1} = 5\text{ V}$, and $V_{CC2} - V_{EE} = 30\text{ V}$, $V_E - V_{EE} = 0\text{ V}$; all Minimum/Maximum specifications are at Recommended Operating Conditions.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Logic Low Input Voltages	$V_{IN+L}, V_{IN-L}, V_{RESETL}$			0.8	V			
Logic High Input Voltages	$V_{IN+H}, V_{IN-H}, V_{RESETH}$	2.0						
Logic Low Input Currents	$I_{IN+L}, I_{IN-L}, I_{RESETL}$	-0.5	-0.4		mA	$V_{IN} = 0.4\text{ V}$		
FAULT Logic Low Output Current	I_{FAULTL}	5.0	12			$V_{FAULT} = 0.4\text{ V}$	30	
FAULT Logic High Output Current	I_{FAULTH}	-40			μA	$V_{FAULT} = V_{CC1}$	31	
High Level Output Current	I_{OH}	-0.5	-1.5		A	$V_{OUT} = V_{CC2} - 4\text{ V}$	3, 8,	7
		-2.0				$V_{OUT} = V_{CC2} - 15\text{ V}$	32	5
Low Level Output Current	I_{OL}	0.5	2.3			$V_{OUT} = V_{EE} + 2.5\text{ V}$	4, 9,	7
		2.0				$V_{OUT} = V_{EE} + 15\text{ V}$	33	5
Low Level Output Current during Fault Condition	I_{OLF}	90	160	230	mA	$V_{OUT} - V_{EE} = 14\text{ V}$	5, 34	8
High Level Output Voltage	V_{OH}	$V_C - 3.5$	$V_C - 2.5$	$V_C - 1.5$	V	$I_{OUT} = -100\text{ mA}$	6, 8, 9, 10,	
		$V_C - 2.9$	$V_C - 2.0$	$V_C - 1.2$		$I_{OUT} = -650\text{ }\mu\text{A}$	35	11
				V_C		$I_{OUT} = 0$		
Low Level Output Voltage	V_{OL}		0.17	0.5		$I_{OUT} = 100\text{ mA}$	7, 9, 36	26
High Level Input Supply Current	I_{CC1H}		17	22	mA	$V_{IN+} = V_{CC1} = 5.5\text{ V}$, $V_{IN-} = 0\text{ V}$	10, 37, 38	
Low Level Input Supply Current	I_{CC1L}		6	11		$V_{IN+} = V_{IN-} = 0\text{ V}$, $V_{CC1} = 5.5\text{ V}$		
Output Supply Current	I_{CC2}		2.5	5		V_{OUT} open	11, 12, 39, 40	11
Low Level Collector Current	I_{CL}		0.3	1.0		$I_{OUT} = 0$	15, 59	27
High Level Collector Current	I_{CH}		0.3	1.3		$I_{OUT} = 0$	15, 58	27
			1.8	3.0		$I_{OUT} = -650\text{ }\mu\text{A}$	15, 57	
V_E Low Level Supply Current	I_{EL}	-0.7	-0.4	0			14, 61	
V_E High Level Supply Current	I_{EH}	-0.5	-0.14	0			14, 40	25
Blanking Capacitor Charging Current	I_{CHG}	-0.13	-0.25	-0.33		$V_{DESAT} = 0 - 6\text{ V}$	13,	11,
		-0.18	-0.25	-0.33		$V_{DESAT} = 0 - 6\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C} - 100^\circ\text{C}$	41	12
Blanking Capacitor Discharge Current	I_{DSCHG}	10	50			$V_{DESAT} = 7\text{ V}$	42	
UVLO Threshold	V_{UVLO+}	11.6	12.3	13.5	V	$V_{OUT} > 5\text{ V}$	43	9, 11, 13
	V_{UVLO-}		11.1	12.4		$V_{OUT} < 5\text{ V}$		9, 11, 14
UVLO Hysteresis	$(V_{UVLO+} - V_{UVLO-})$	0.4	1.2					
DESAT Threshold	V_{DESAT}	6.5	7.0	7.5		$V_{CC2} - V_E > V_{UVLO-}$	16, 44	11

Switching Specifications (AC)

Unless otherwise noted, all typical values at $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CC1} = 5\text{ V}$, and $V_{CC2} - V_{EE} = 30\text{ V}$, $V_E - V_{EE} = 0\text{ V}$; all Minimum/Maximum specifications are at Recommended Operating Conditions.

Parameter	Symbol	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note	
V_{IN} to High Level Output Propagation Delay Time	t_{PLH}	0.10	0.30	0.50	μs	$R_g = 10\ \Omega$ $C_g = 10\ \text{nF}$, $f = 10\ \text{kHz}$, Duty Cycle = 50%	17,18,19, 20,21,22,	15	
V_{IN} to Low Level Output Propagation Delay Time	t_{PHL}	0.10	0.32	0.50			45,54, 55		
Pulse Width Distortion	PWD	-0.30	0.02	0.30					16,17
Propagation Delay Difference Between Any Two Parts	$(t_{PHL} - t_{PLH})$ PDD	-0.35		0.35					17,18
10% to 90% Rise Time	t_r		0.1						45
90% to 10% Fall Time	t_f		0.1						
DESAT Sense to 90% V_{OUT} Delay	$t_{DESAT(90\%)}$		0.3	0.5		$R_g = 10\ \Omega$, $C_g = 10\ \text{nF}$	23,56	19	
DESAT Sense to 10% V_{OUT} Delay	$t_{DESAT(10\%)}$		2.0	3.0		$V_{CC2} - V_{EE} = 30\text{ V}$	24,28, 46,56		
DESAT Sense to Low Level FAULT Signal Delay	$t_{DESAT(FAULT)}$		1.8	5			25,47, 56	20	
DESAT Sense to DESAT Low Propagation Delay	$t_{DESAT(LOW)}$		0.25				56	21	
RESET to High Level FAULT Signal Delay	$t_{RESET(FAULT)}$	3	7	20			26,27, 56	22	
RESET Signal Pulse Width	PW_{RESET}	0.1							
UVLO to V_{OUT} High Delay	$t_{UVLO\ ON}$		4.0			$V_{CC2} = 1.0\ \text{ms}$ ramp	49	13	
UVLO to V_{OUT} Low Delay	$t_{UVLO\ OFF}$		6.0					14	
Output High Level Common Mode Transient Immunity	$ CM_H $	15	30		$\text{kV}/\mu\text{s}$	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 1500\text{ V}$, $V_{CC2} = 30\text{ V}$	50,51, 52,53	23	
Output Low Level Common Mode Transient Immunity	$ CM_L $	15	30				$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 1500\text{ V}$, $V_{CC2} = 30\text{ V}$		

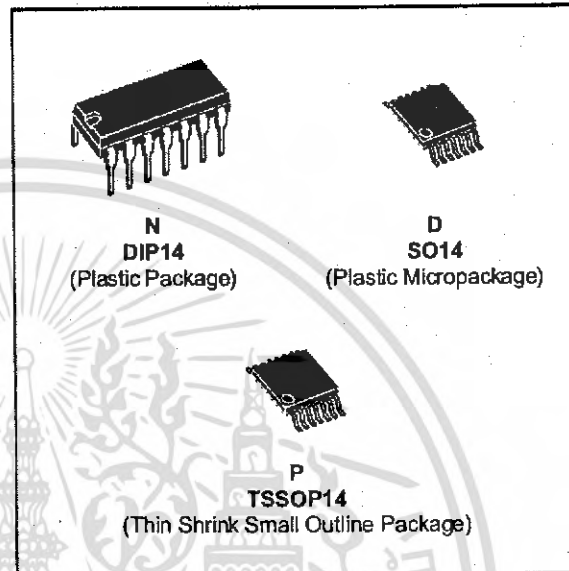




TL084 TL084A - TL084B

GENERAL PURPOSE J-FET QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

- WIDE COMMON-MODE (UP TO V_{CC}^+) AND DIFFERENTIAL VOLTAGE RANGE
- LOW INPUT BIAS AND OFFSET CURRENT
- OUTPUT SHORT-CIRCUIT PROTECTION
- HIGH INPUT IMPEDANCE J-FET INPUT STAGE
- INTERNAL FREQUENCY COMPENSATION
- LATCH UP FREE OPERATION
- HIGH SLEW RATE : 16V/ μ s (typ)



DESCRIPTION

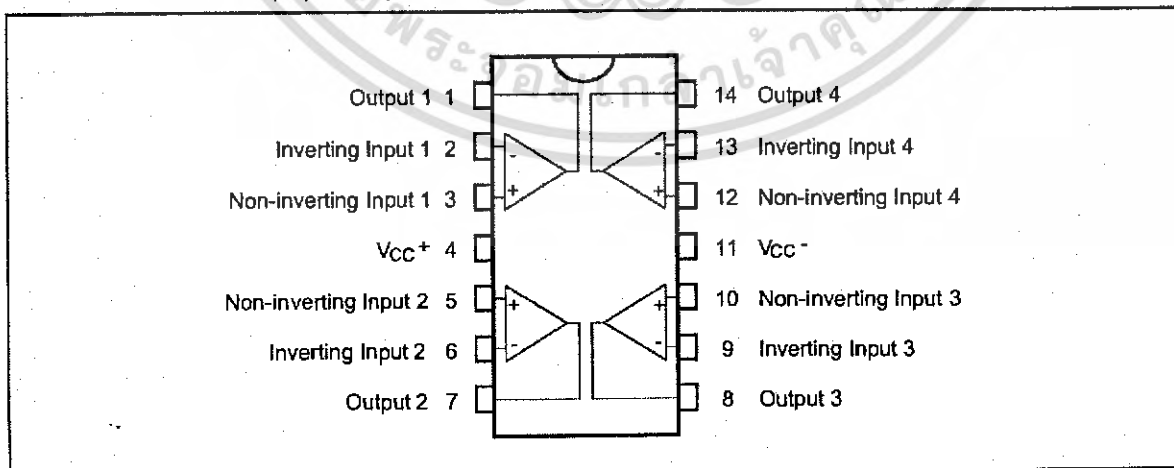
The TL084, TL084A and TL084B are high speed J-FET input quad operational amplifiers incorporating well matched, high voltage J-FET and bipolar transistors in a monolithic integrated circuit.

The devices feature high slew rates, low input bias and offset currents, and low offset voltage temperature coefficient.

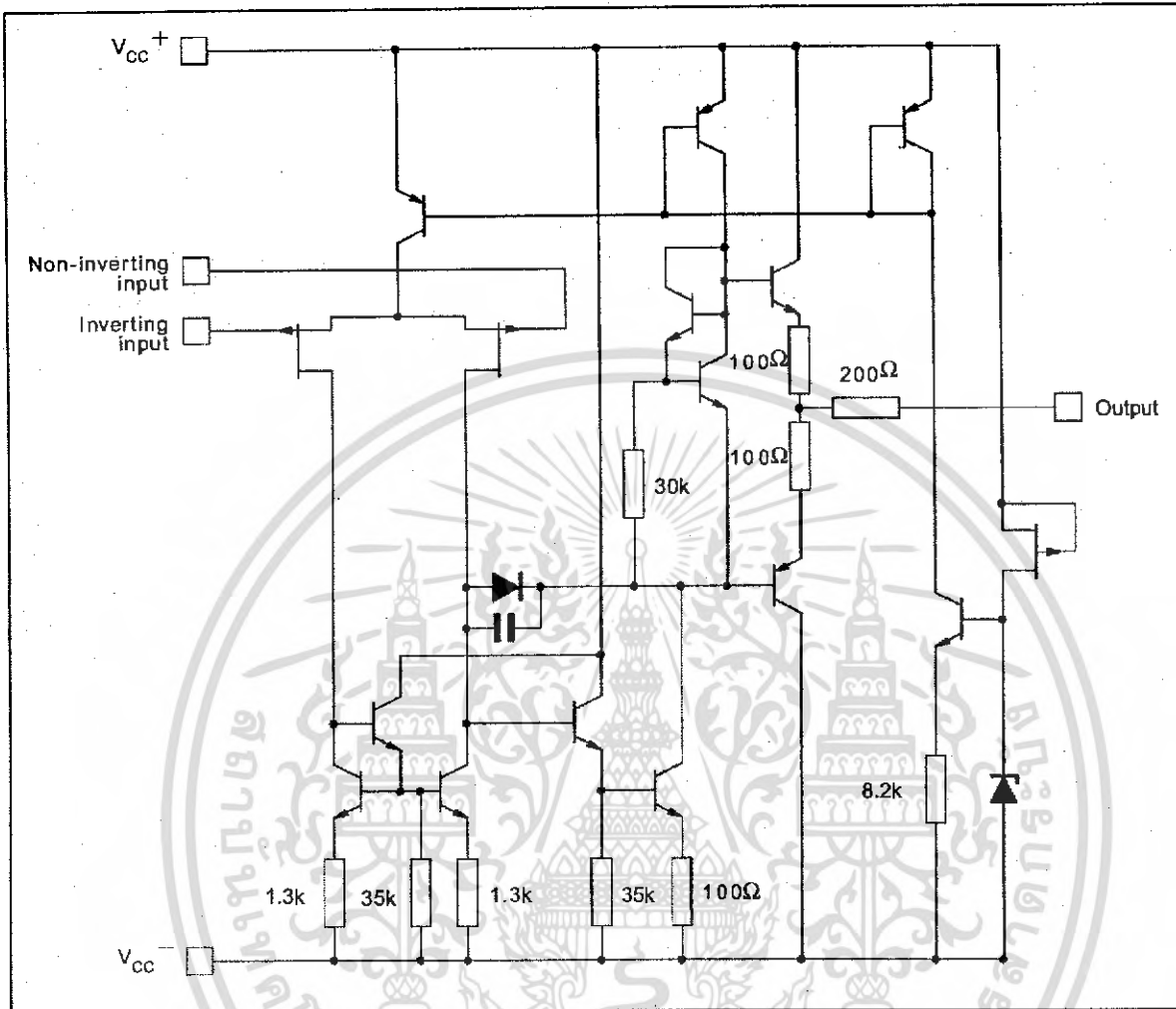
ORDER CODES

Part Number	Temperature Range	Package		
		N	D	P
TL084M/AM/BM	-55°C, +125°C	•	•	•
TL084I/AI/BI	-40°C, +105°C	•	•	•
TL084C/AC/BC	0°C, +70°C	•	•	•
Examples : TL084CN, TL084CD				

PIN CONNECTIONS (top view)



SCHEMATIC DIAGRAM (each amplifier)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit	
V _{CC}	Supply Voltage - (note 1)	±18	V	
V _I	Input Voltage - (note 3)	±15	V	
V _{Id}	Differential Input Voltage - (note 2)	±30	V	
P _{tot}	Power Dissipation	680	mW	
	Output Short-circuit Duration - (note 4)	Infinite		
T _{oper}	Operating Free Air Temperature Range	TL084C,AC,BC TL084I,AI,BI TL084M,AM,BM	0 to 70 -40 to 105 -55 to 125	°C
T _{stg}	Storage Temperature Range		-65 to 150	°C

- Notes :**
1. All voltage values, except differential voltage, are with respect to the zero reference level (ground) of the supply voltages where the zero reference level is the midpoint between V_{CC}⁺ and V_{CC}.
 2. Differential voltages are at the non-inverting input terminal with respect to the inverting input terminal.
 3. The magnitude of the input voltage must never exceed the magnitude of the supply voltage or 15 volts, whichever is less.
 4. The output may be shorted to ground or to either supply. Temperature and /or supply voltages must be limited to ensure that the dissipation rating is not exceeded.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

V_{CC} = ±15V, T_{amb} = 25°C (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	TL084I,M,AC,AI, AM,BC,BI,BM			TL084C			Unit
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
V _{io}	Input Offset Voltage (R _s = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		3 3 1	10 6 3 13 7 5		3	10 13	mV
DV _{io}	Input Offset Voltage Drift		10			10		μV/°C
I _{io}	Input Offset Current * T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		5	100 4		5	100 4	pA nA
I _{ib}	Input Bias Current * T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		20	200 20		30	400 20	pA nA
A _{vd}	Large Signal Voltage Gain (R _L = 2kΩ, V _O = ±10V) T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	50 25	200		25 15	200		V/mV
SVR	Supply Voltage Rejection Ratio (R _s = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	80 80	86		70 70	86		dB
I _{CC}	Supply Current, per Amp, no Load T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		1.4	2.5 2.5		1.4	2.5 2.5	mA
V _{icm}	Input Common Mode Voltage Range	±11	+15 -12		±11	+15 -12		V
CMR	Common Mode Rejection Ratio (R _s = 50Ω) T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	80 80	86		70 70	86		dB
I _{os}	Output Short-circuit Current T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}	10 10	40	60 60	10 10	40	60 60	mA
±V _{OPP}	Output Voltage Swing T _{amb} = 25°C T _{min.} ≤ T _{amb} ≤ T _{max.}		10 12 10 12	12 13.5	10 12 10 12	12 13.5		V
SR	Slew Rate (V _{in} = 10V, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)	8	16		8	16		V/μs
t _r	Rise Time (V _{in} = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)		0.1			0.1		μs
K _{OV}	Overshoot (V _{in} = 20mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, unity gain)		10			10		%
GBP	Gain Bandwidth Product (f = 100kHz, T _{amb} = 25°C, V _{in} = 10mV, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF)	2.5	4		2.5	4		MHz
R _i	Input Resistance		10 ¹²			10 ¹²		Ω
THD	Total Harmonic Distortion (f = 1kHz, A _v = 20dB, R _L = 2kΩ, C _L = 100pF, T _{amb} = 25°C, V _O = 2V _{PP})		0.01			0.01		%
e _n	Equivalent Input Noise Voltage (f = 1kHz, R _s = 100Ω)		15			15		$\frac{nV}{\sqrt{Hz}}$
∅ _m	Phase Margin		45			45		Degrees
V _{O1} /V _{O2}	Channel Separation (A _v = 100)		120			120		dB

* The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature.

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

Figure 1 : Voltage Follower

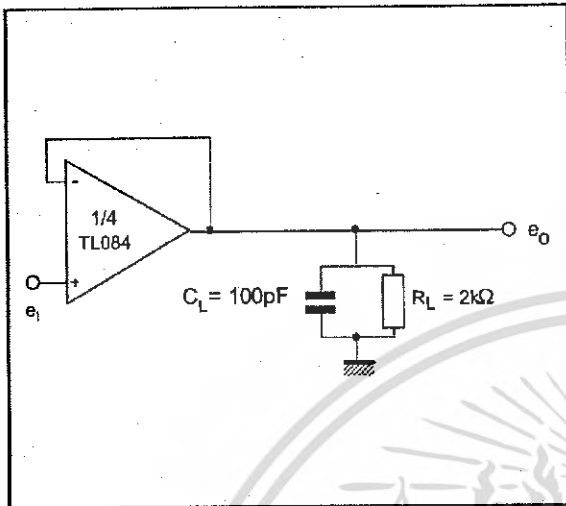
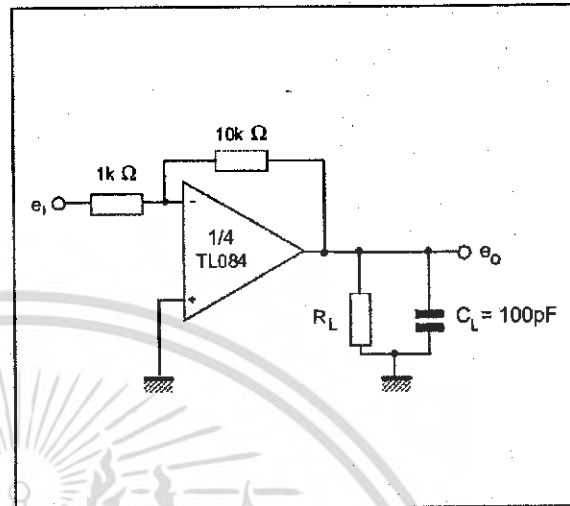
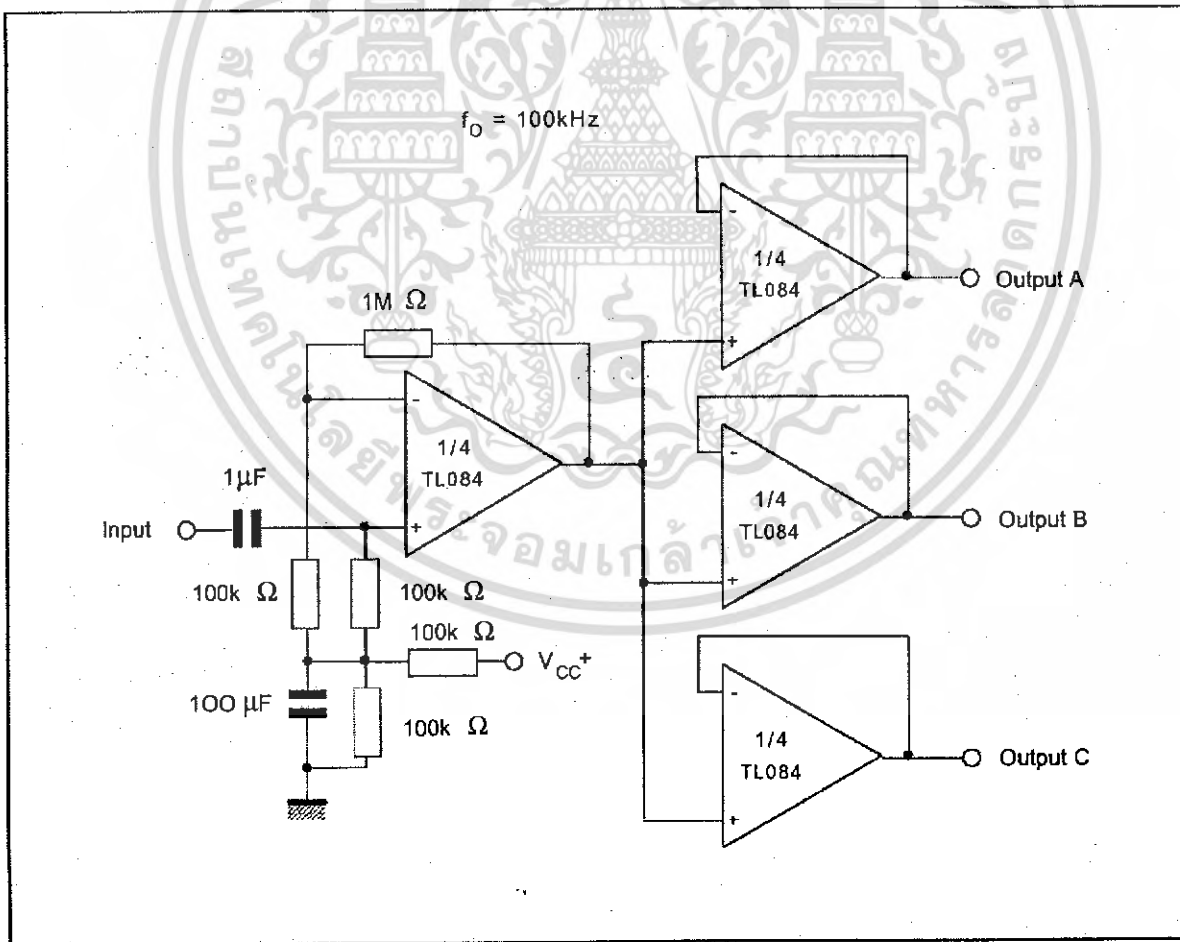


Figure 2 : Gain-of-10 Inverting Amplifier

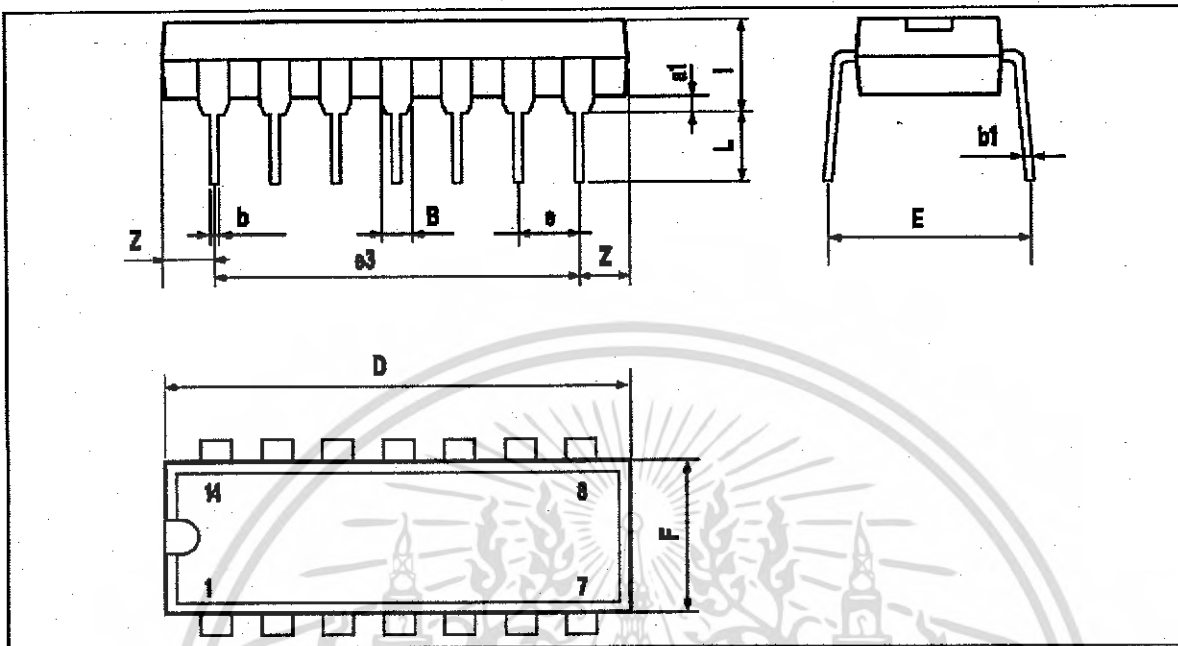


TYPICAL APPLICATIONS

AUDIO DISTRIBUTION AMPLIFIER



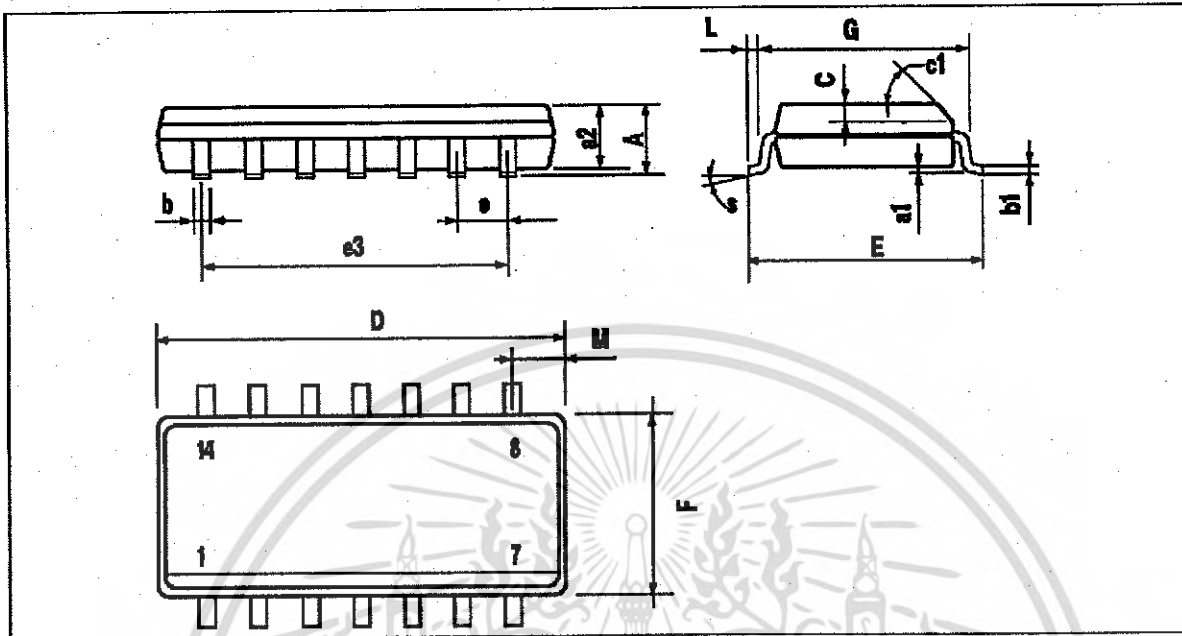
PACKAGE MECHANICAL DATA
14 PINS - PLASTIC DIP



Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
a1	0.51			0.020		
B	1.39		1.65	0.055		0.065
b		0.5			0.020	
b1		0.25			0.010	
D			20			0.787
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e3		15.24			0.600	
F			7.1			0.280
l			5.1			0.201
L		3.3			0.130	
Z	1.27		2.54	0.050		0.100

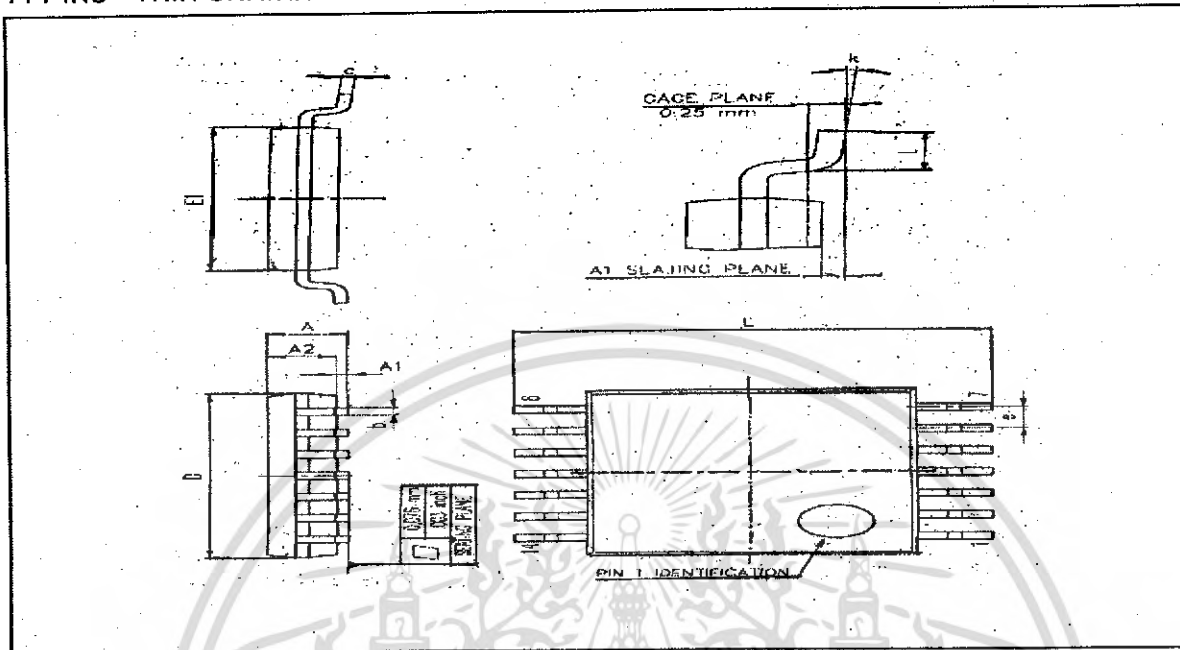
TL084 - TL084A - TL084B

PACKAGE MECHANICAL DATA
14 PINS - PLASTIC MICROPACKAGE (SO)



Dimensions	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.2	0.004		0.008
a2			1.6			0.063
b	0.35		0.46	0.014		0.018
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C		0.5			0.020	
c1	45° (typ.)					
D	8.55		8.75	0.336		0.334
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		7.62			0.300	
F	3.8		4.0	0.150		0.157
G	4.6		5.3	0.181		0.208
L	0.5		1.27	0.020		0.050
M			0.68			0.027
S	8° (max.)					

PACKAGE MECHANICAL DATA
14 PINS - THIN SHRINK SMALL OUTLINE PACKAGE



Dim.	Millimeters			Inches		
	Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.
A			1.20			0.05
A1	0.05		0.15	0.01		0.006
A2	0.80	1.00	1.05	0.031	0.039	0.041
b	0.19		0.30	0.007		0.15
c	0.09		0.20	0.003		0.012
D	4.90	5.00	5.10	0.192	0.196	0.20
E		6.40			0.252	
E1	4.30	4.40	4.50	0.169	0.173	0.177
e		0.65			0.025	
k	0°		8°	0°		8°
l	0.50	0.60	0.75	0.09	0.0236	0.030

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

© The ST logo is a trademark of STMicroelectronics

© 1999 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - France - Germany - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Mexico - Morocco - The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.

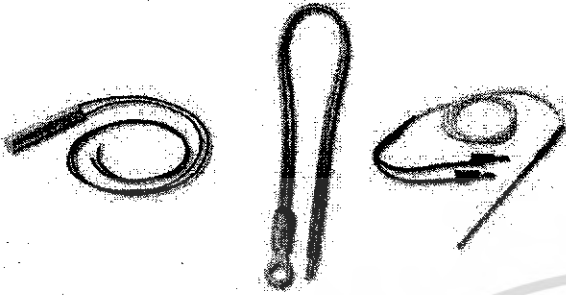
© <http://www.st.com>





เทอร์มิสเตอร์

NTC Thermistor Assemblies



FEATURES

- Standard and custom assemblies are available in a variety of configurations
- Assemblies can conveniently attach to or be an integral part of any system to monitor or control temperature
- No added labor required prior to assembly in the intended application

Standard and custom assemblies are available in a variety of configurations. The choice of assembly style is dependent on the application. The primary factors which determine the optimum configuration of a thermistor assembly are the operating environment, mounting, time response and minimum dissipation constant.

The two factors which do vary considerably with assembly design are time constant and dissipation constant. The time constant will typically be of greater duration in encapsulated thermistors. This is, of course, due to additional mass surrounding the thermistor element; therefore, extending the thermal transfer time. Dissipation constant will also be greater in assemblies. The additional housing mass serves well as a heat sink. Greater power is therefore required to induce self-heating.

Both time constant and dissipation constant will vary with the selected thermistor and housing. Heat transfer properties of the housing, thermistor location, mass and wire type determine these constants. It is recommended to evaluate or consult the factory in applications where TC and DC are critical.

ASSEMBLY STYLES

IMMERSION PROBES

1. Thread Mounted
2. Penetration Probe
3. Tubular Stainless Steel
4. Tubular Pyrex®
5. Flexible Immersion

GENERAL PURPOSE SENSORS

6. Delrin® Housing
7. Stainless Steel Rod
8. Gold Anodized Flanged Sensor

9. ABS Housing
10. Polyester Housing
11. Epoxy Tip Probe
12. Pipe Sensor

SURFACE SENSORS

13. Ring Tongue Lugs
14. Heat Sink Sensors
15. Rectangular Block Sensors

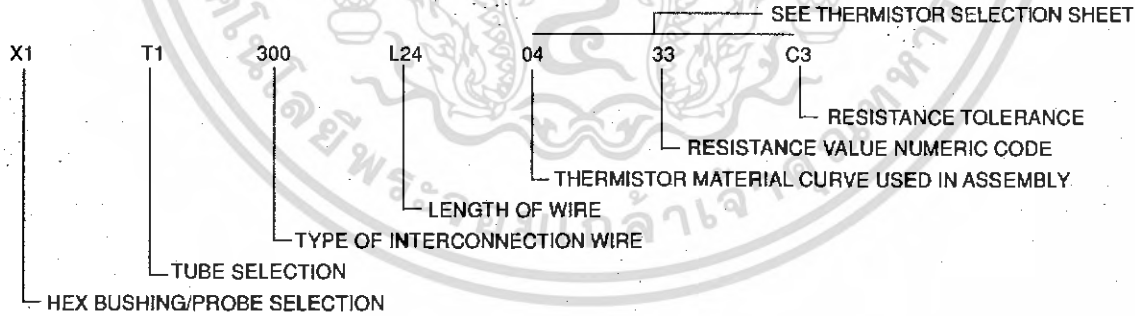
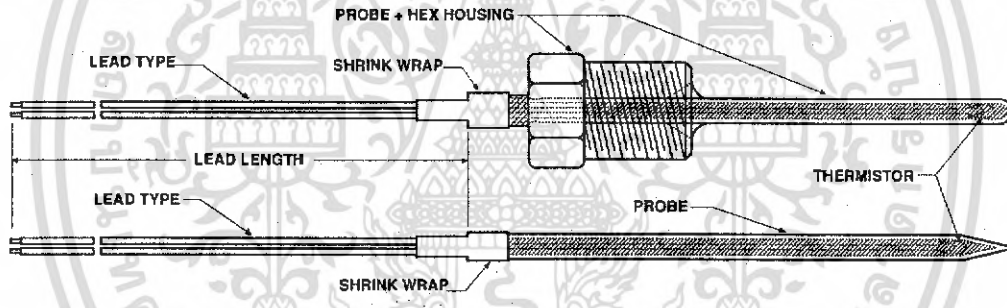
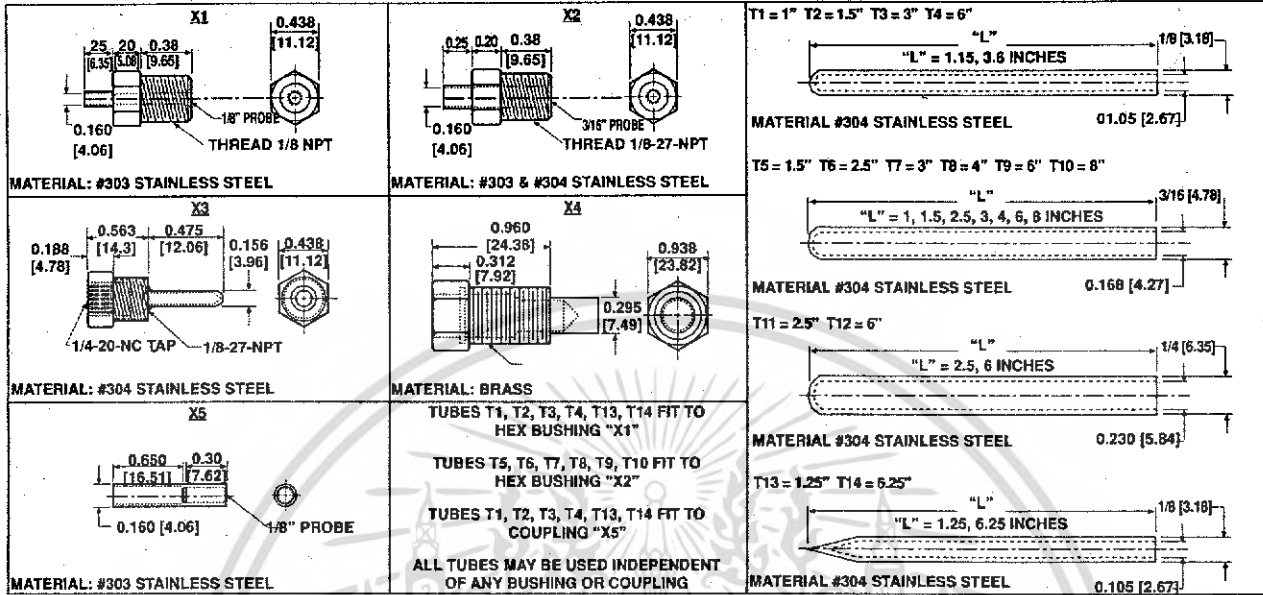
Refer to "How to Select an NTC Thermistor" for general design aids in choice of thermistor value, tolerance and R-T curve.

ORDERING INFORMATION

1. Choose Style: R07
2. Select Wire Type: PVC Insulated - example 300
3. Select Wire Length: L06
4. Select Thermistor - See thermistor selector sheet
 - 1) Curve 01
 - 2) Resistance value numeric code - 31
 - 3) Resistance tolerance 10
5. Contact factory for part numbers.



IMMERSION TYPE ASSEMBLY HOUSING



HOOK-UP WIRE TYPE	STANDARD WIRE FOR HEX/TUBE HOUSINGS							
	X1/X5	X2	X3	X4	T1 - T4	T5 - T10	T11 - T12	T13 - T14
Cable	508	503	503	503	508	503	503	508
Teflon Insulated Wire	208	202	202	202	208	202	202	208
PVC Insulated Wire	300	300	300	300	300	300	300	300
Twisted Pair Wire	702	702	702	702	702	702	702	702
Zip (Flat) Wire	601	601	601	601	601	601	601	601
Ni Wire, Teflon Insulated	400	400	400	400	400	400	400	400

STANDARD WIRE LENGTHS: 3, 6, 9, 12, 24, 36 inches

NTC Thermistor Assemblies

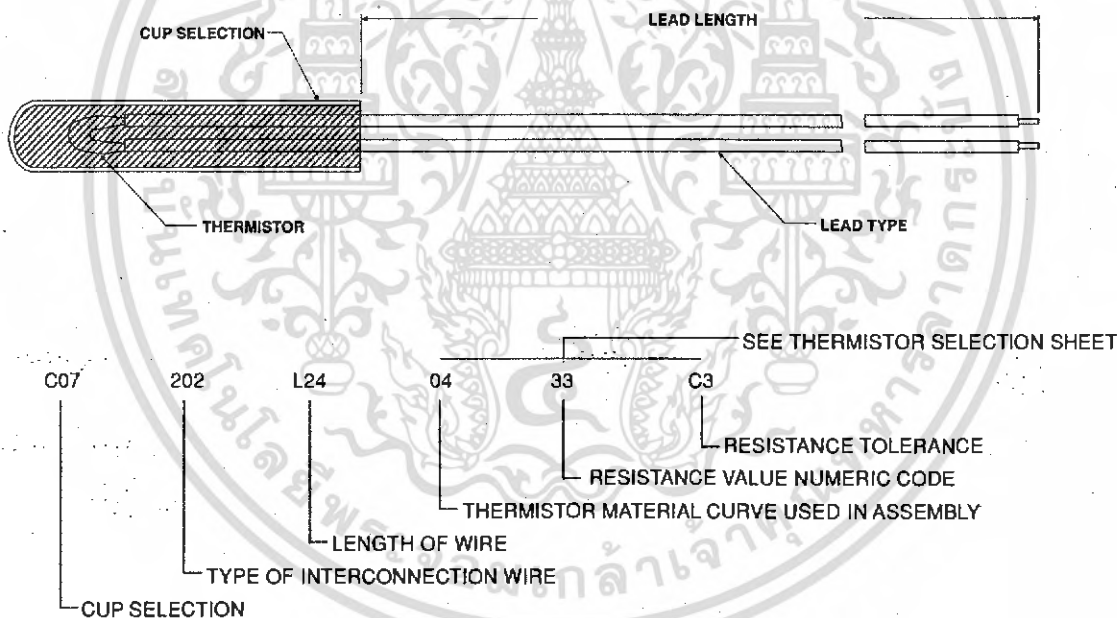


Vishay Dale

NTC Thermistor Assemblies

CUP TYPE ASSEMBLY HOUSING

<p>C01</p> <p>MATERIAL: ALUMINUM</p>	<p>C02</p> <p>MATERIAL: #303 STAINLESS STEEL</p>	<p>C03</p> <p>MATERIAL: #2011 ALUMINUM</p>
<p>C04</p> <p>MATERIAL: NICKEL PLATED BRASS</p>	<p>C05</p> <p>MATERIAL: #2024-T4 ALUMINUM</p>	<p>C06</p> <p>MATERIAL: GOLD ANODIZED ALUMINUM</p>
<p>C07</p> <p>MATERIAL: CELANEX 2012-2 (BLACK POLYESTER)</p>	<p>C08</p> <p>MATERIAL: DELRIN #W500 WHITE & BLACK</p>	<p>C09</p> <p>MATERIAL: MOLDED ABS</p>

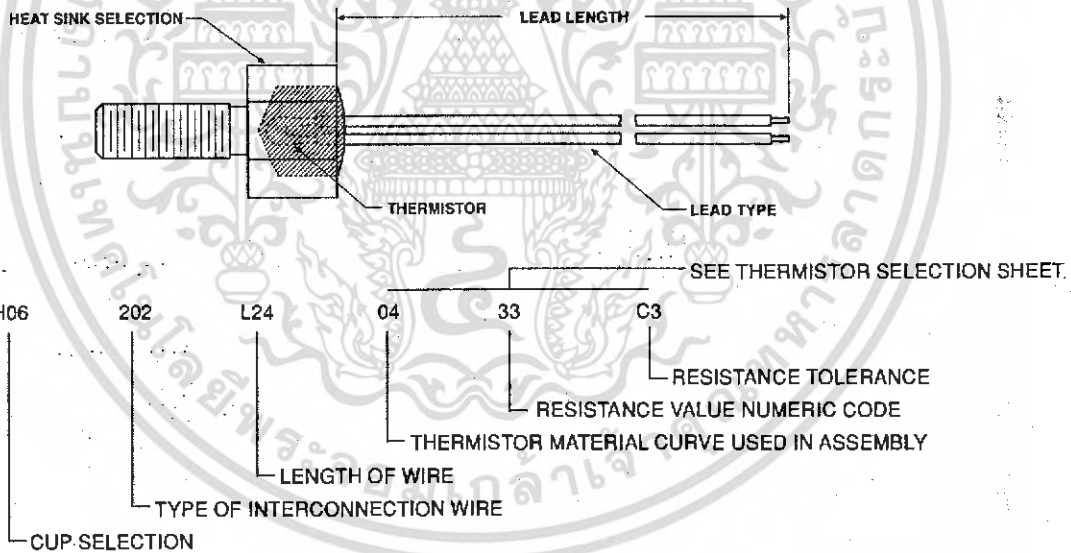
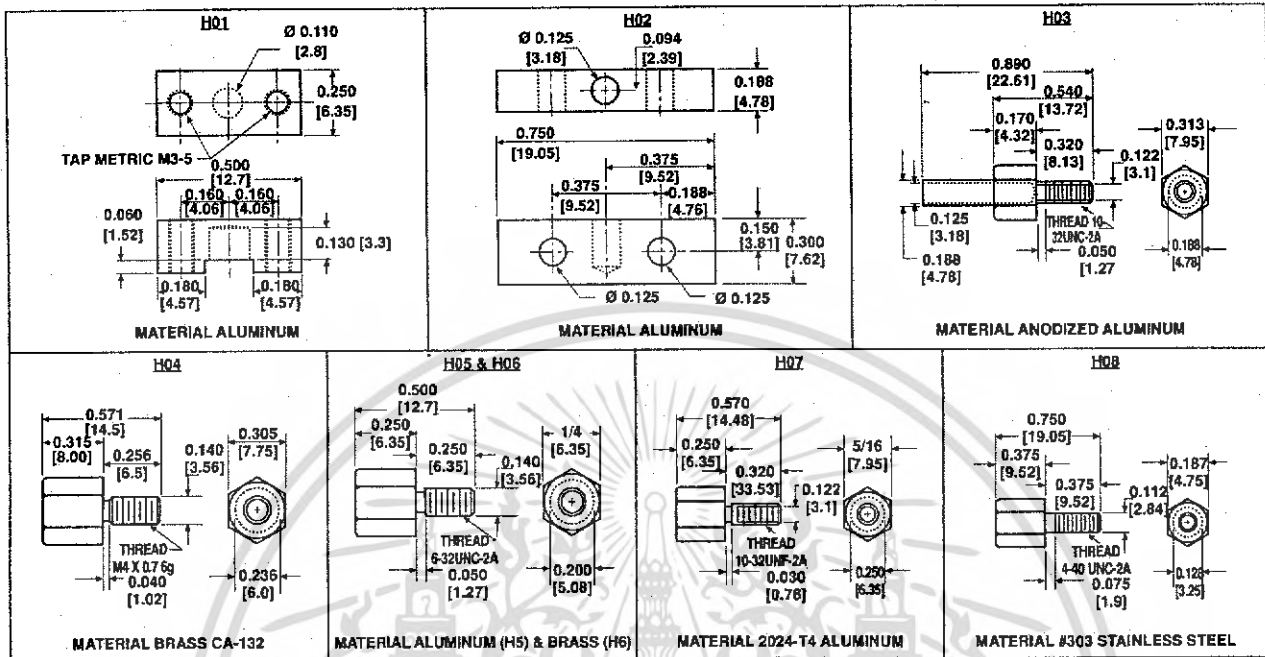


HOOK-UP WIRE TYPE	STANDARD WIRE FOR CUP HOUSINGS							
	C01	C02	C03	C04	C05	C06	C07	C08
Cable	503	N/A	508	508	508	503	503	508
Teflon Insulated Wire	202	202	202	202	202	202	202	202
PVC Insulated Wire	300	300	300	300	300	300	300	300
Zip (Flat) Wire	601	601	601	601	601	601	601	601
Twisted Pair Wire	703	703	703	703	703	703	703	703
Ni Wire, Teflon Insulated	400	400	400	400	400	400	400	400

STANDARD WIRE LENGTHS: 3, 6, 9, 12, 24, 36 Inches



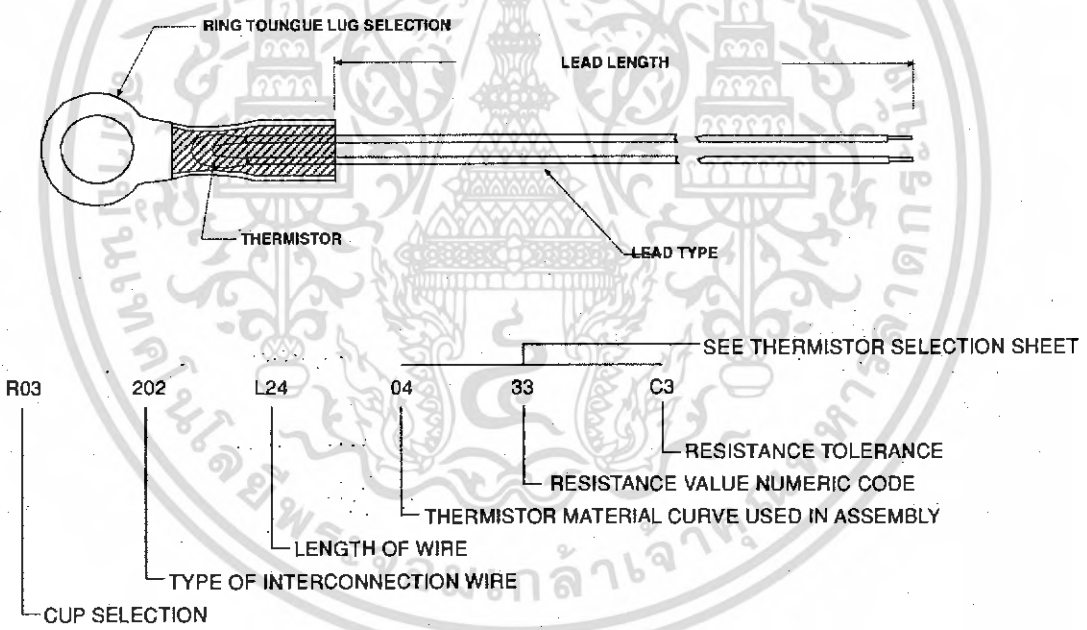
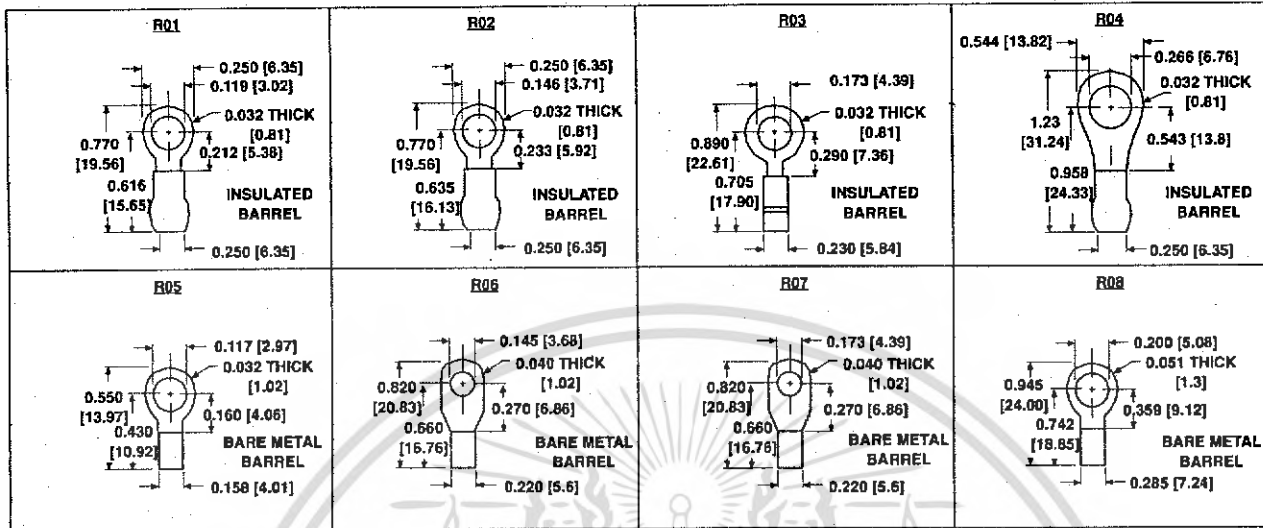
TEX BUSHING/PROBE ASSEMBLY HOUSING



HOOK-UP WIRE TYPE	STANDARD WIRE FOR HEAT SINK HOUSINGS							
	H01	H02	H03	H04	H05	H06	H07	H08
Cable	508	508	508	503	503	503	503	508
Teflon Insulated Wire	202	202	202	202	202	202	202	202
PVC Insulated Wire	306	306	306	306	306	306	306	306
Twisted Pair Wire	703	703	703	703	703	703	703	703
Zip (Flat) Wire	601	601	601	601	601	601	601	601
Ni Wire, Teflon Insulated	400	400	400	400	400	400	400	400

STANDARD WIRE LENGTHS: 3, 6, 9, 12, 24, 36 Inches

RING TONGUE ASSEMBLY HOUSING

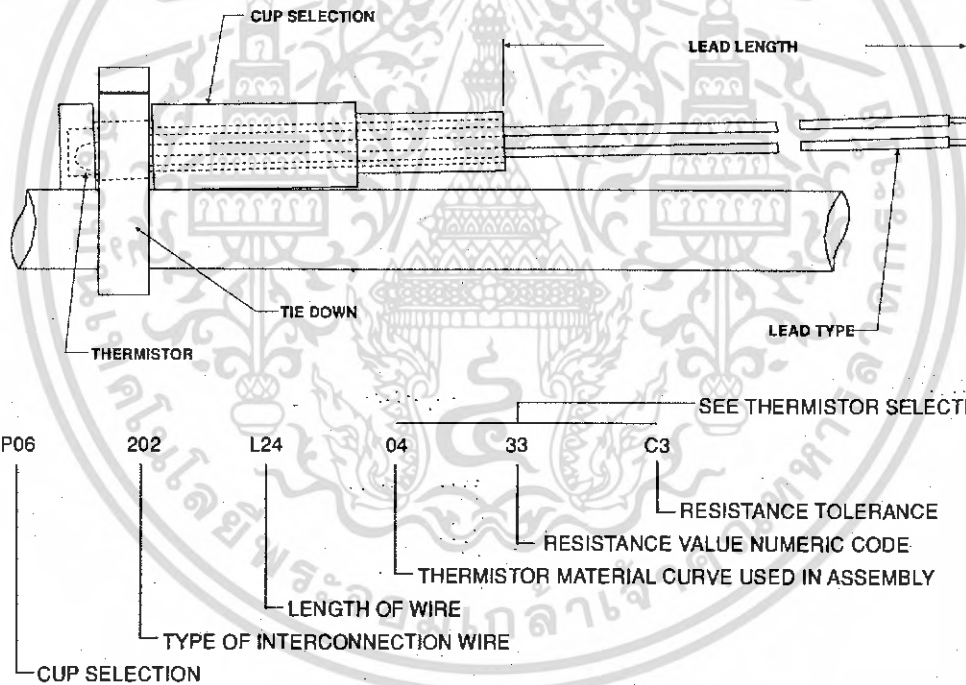
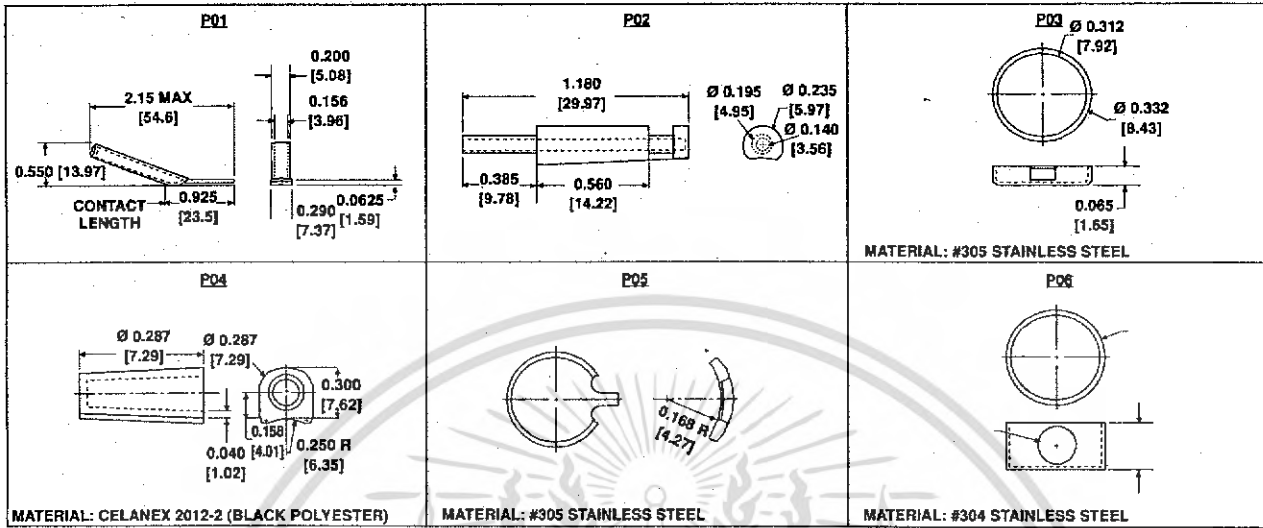


HOOK-UP WIRE TYPE	STANDARD WIRE FOR HEAT SINK STYLES							
	R01	R02	R03	R04	R05	R06	R07	R08
Cable	503	503	503	503	N/A	508	508	503
Teflon Insulated Wire	202	202	202	202	208	207	207	201
PVC Insulated Wire	301	301	304	306	301	301	304	306
Twisted Pair Wire	703	703	703	703	N/A	703	703	702
Zip (Flat) Wire	601	601	601	601	601	601	601	601
Ni Wire, Teflon Insulated	400	400	400	400	400	400	400	400

STANDARD WIRE LENGTHS: 3, 6, 9, 12, 24, 36 Inches



PIPE STYLE ASSEMBLY HOUSING



HOOK-UP WIRE TYPE	STANDARD WIRE FOR PIPE HOUSINGS					
	P01	P02	P03	P04	P05	P06
Cable	508	508	N/A	503	N/A	N/A
Teflon Insulated Wire	202	202	202	202	202	202
PVC Insulated Wire	304	304	301	304	301	301
Zip (Flat) Wire	601	601	601	601	601	601
Twisted Pair Wire	703	703	703	703	703	703
Ni Wire, Teflon Insulated	400	400	400	400	400	400

STANDARD WIRE LENGTHS: 3, 6, 9, 12, 24, 36 Inches

NTC Thermistor Assemblies



Vishay Dale

NTC Thermistor Assemblies

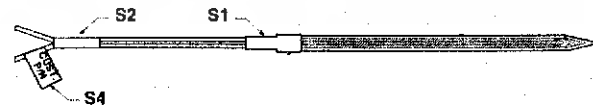
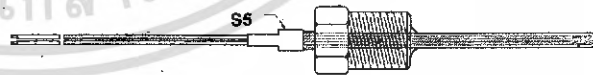
CONNECTORS

<p>11 18 - 22 WIRE</p> <p>12 20 - 24 WIRE</p> <p>13 24 - 26 WIRE</p> <p>RECEPTACLE FOR 3/16 X 0.020 TAB</p>	<p>14 22 AWG, 2-CIRCUIT HOUSING AND DUST COVER COVER (AMP P/N: 640551-2)</p> <p>HOUSING (AMP P/N: 641219-2)</p> <p>TIN COPPER ALLOY CONTACTS, GOLD PLATED</p>
<p>15 2 CAP HOUSINGS 2 SOCKETS</p> <p>SOCKET (18 - 24 AWG) (AMP P/N: 350889-1)</p> <p>CAP HOUSING (AMP P/N: 350888-1)</p>	<p>16 1 RECEPTACLE 2 TERMINALS</p> <p>FEMALE TERMINAL (24 - 30 AWG) (MOLEX P/N: 02-08-1132)</p> <p>BRASS W/TIN PLATE</p> <p>FREE HANGING RECEPTACLE (MOLEX P/N: 03-06-1023)</p>
<p>17 1 PLUGHOUSINGS 2 TERMINALS</p> <p>MALE TERMINAL (18 - 24 AWG) (AMP P/N: 350690-2)</p> <p>BRASS W/GOLD PLATE</p> <p>2-CIRCUIT PLUG HOUSING (AMP P/N: 350777-1)</p>	<p>18 1 MINI-FIT HOUSING 2 TERMINALS</p> <p>FEMALE TERMINAL (18 - 24 AWG) (MOLEX P/N: 39-00-0039)</p> <p>BRASS W/TIN PLATE</p> <p>2-GKT MINI-FIT HOUSING (MOLEX P/N: 39-01-2020)</p>



STRAIN RELIEF & MARKING

- S1: SHRINK WRAP STRAIN RELIEF, HOUSING/LEAD
- S2: SHRINK WRAP STRAIN RELIEF, LEADS
- S3: SHRINK WRAP WITH MARKING
- S4: AVERY LABEL MARKING
- S5: SPRING - STRAIN RELIEF





วาริสเตอร์



Zinc Oxide Varistor

SPECIFICATION

■ TVR Series (Surge Protection)

● Features

1. Body size $\phi 5 \sim \phi 20\text{mm}$
2. Radial lead resin coated
3. Broad operating voltage
4. $-40 \sim +85^{\circ}\text{C}$ operating temperature range
5. Excellent clamping ratio
6. Low leakage current
7. Large withstanding surge current capability
8. Bidirectional and symmetrical V/I characteristics
9. Cost effective

● Recommended Applications

1. Power supply
2. Home appliance
3. Industrial equipment
4. Telecommunication or telephone system

● Approvals



- * UL 1414 Recognized (File#E186499)
- * UL 1449 Recognized (File#E173642)



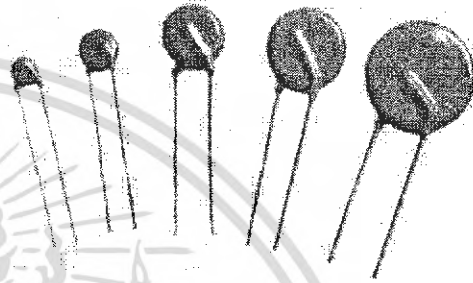
- * CSA Recognized (File#97495)



- * VDE Recognized (File#5944)



- * CQC Certificate No. CQC03001005165&CQC03001007654

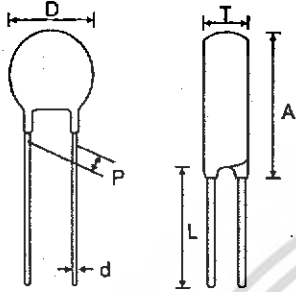




● **Dimensions**

S Type (Straight Lead)

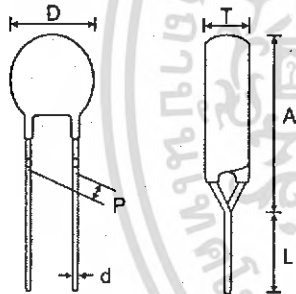
(Unit:mm)



Disc Size	D max.	L min.	d nor.	P nor.	A max.	T max.
05	7.5	30	0.6±0.02	5±1	10	Show on the characteristics
07	9.5	30	0.6±0.02	5±1	12	
10	12.5	30	0.8±0.02	7.5±1	15.5	
14	17	30	0.8±0.02	7.5±1	20	
20	23.5	28	1.0±0.02	10±1	26.5	

F Type (Y Kink Lead)

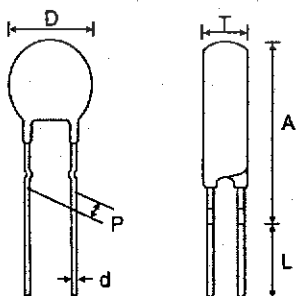
(Unit:mm)



Disc Size	D max.	L min.	d nor.	P nor.	A max.	T max.
05	7.5	28	0.6±0.02	5±1	12.5	Show on the characteristics
07	9.5	28	0.6±0.02	5±1	14.5	
10	12.5	26	0.8±0.02	7.5±1	19	
14	17	26	0.8±0.02	7.5±1	22.5	
20	23.5	24	1.0±0.02	10±1	29.5	

I Type (Inner Kink Lead)

(Unit:mm)



Disc Size	D max.	L min.	d nor.	P nor.	A max.	T max.
05	7.5	25	0.6±0.02	5±1	12.5	Show on the characteristics
07	9.5	25	0.6±0.02	5±1	14.5	
10	12.5	25	0.8±0.02	7.5±1	20	
14	17	25	0.8±0.02	7.5±1	22.5	
20	23.5	25	1.0±0.02	10±1	28	



• Characteristics

Part No.	Normal Varistor Voltage	Max. Allowable Voltage		Max. Clamping Voltage(8/20 μ s)		Max. Surge Current (8/20 μ s)	Max. Energy (10/1000 μ s)	Rated Power	Reference Capacitance @1KHz	Thickness
	V _{mA} (V)	V _{AC(max)} (V)	V _{bc} (V)	V _p (V)	I _p (A)	I _{max} (A)	W _{max} (J)	P (W)	C (PF)	T _{max} (mm)
TVR 05180	18	11	14	40	1	100	0.4	0.01	1300	3.9
TVR 07180	18	11	14	38	2.5	250	0.9	0.02	2400	3.9
TVR 10180	18	11	14	36	5	500	2.1	0.05	4500	4.3
TVR 14180	18	11	14	36	10	1000	4	0.1	10000	4.3
TVR 20180	18	11	14	36	20	2000	11	0.2	19000	4.7
TVR 05220	22	14	18	48	1	100	0.5	0.01	1000	4.1
TVR 07220	22	14	18	43	2.5	250	1.1	0.02	2000	4.1
TVR 10220	22	14	18	43	5	500	2.5	0.05	3500	4.5
TVR 14220	22	14	18	43	10	1000	5	0.1	8500	4.5
TVR 20220	22	14	18	43	20	2000	14	0.2	16000	4.9
TVR 05270	27	17	22	60	1	100	0.6	0.01	850	4.3
TVR 07270	27	17	22	53	2.5	250	1.4	0.02	1600	4.3
TVR 10270	27	17	22	53	5	500	3	0.05	3000	4.7
TVR 14270	27	17	22	53	10	1000	6	0.1	7000	4.7
TVR 20270	27	17	22	53	20	2000	18	0.2	14500	5.1
TVR 05330	33	20	26	73	1	100	0.8	0.01	700	4.5
TVR 07330	33	20	26	65	2.5	250	1.7	0.02	1300	4.5
TVR 10330	33	20	26	65	5	500	4	0.05	2500	4.9
TVR 14330	33	20	26	65	10	1000	7.5	0.1	6000	4.9
TVR 20330	33	20	26	65	20	2000	23	0.2	13000	5.3
TVR 05390	39	25	31	86	1	100	0.9	0.01	600	4
TVR 07390	39	25	31	77	2.5	250	2.1	0.02	1200	4
TVR 10390	39	25	31	77	5	500	4.6	0.05	2000	4.4
TVR 14390	39	25	31	77	10	1000	8.6	0.1	4800	4.4
TVR 20390	39	25	31	77	20	2000	26	0.2	12000	4.8
TVR 05470	47	30	38	104	1	100	1.1	0.01	500	4.1
TVR 07470	47	30	38	93	2.5	250	2.5	0.02	1100	4.1
TVR 10470	47	30	38	93	5	500	5.5	0.05	1500	4.5
TVR 14470	47	30	38	93	10	1000	10	0.1	3800	4.5
TVR 20470	47	30	38	93	20	2000	33	0.2	11000	4.9
TVR 05560	56	35	45	123	1	100	1.3	0.01	400	4.3
TVR 07560	56	35	45	110	2.5	250	3.1	0.02	1000	4.3
TVR 10560	56	35	45	110	5	500	7	0.05	1350	4.7
TVR 14560	56	35	45	110	10	1000	11	0.1	3300	4.7
TVR 20560	56	35	45	110	20	2000	41	0.2	9000	5.1
TVR 05680	68	40	56	150	1	100	1.6	0.01	330	4.6
TVR 07680	68	40	56	135	2.5	250	3.6	0.02	850	4.6
TVR 10680	68	40	56	135	5	500	8.2	0.05	1250	5
TVR 14680	68	40	56	135	10	1000	14	0.1	2700	5
TVR 20680	68	40	56	135	20	2000	46	0.2	7500	5.4
TVR 05820	82	50	65	145	5	400	2.5	0.1	260	4
TVR 07820	82	50	65	135	10	1200	5.5	0.25	460	4
TVR 10820	82	50	65	135	25	2500	12	0.4	1000	4.4
TVR 14820	82	50	65	135	50	4500	22	0.6	2100	4.4
TVR 20820	82	50	65	135	100	6500	48	1	4800	4.8
TVR 05101	100	60	85	175	5	400	3	0.1	230	4.2
TVR 07101	100	60	85	165	10	1200	6.5	0.25	420	4.2
TVR 10101	100	60	85	165	25	2500	15	0.4	920	4.6
TVR 14101	100	60	85	165	50	4500	28	0.6	1900	4.6
TVR 20101	100	60	85	165	100	6500	51	1	3900	5



Part No.	Normal Varistor Voltage	Max. Allowable Voltage		Max. Clamping Voltage (8/20 μ s)		Max. Surge Current (8/20 μ s)	Max. Energy (10/1000 μ s)	Rated Power	Reference Capacitance @1KHz	Thickness
	V _{1mA} (V)	V _{A(max)} (V)	V _{oc} (V)	V _p (V)	I _p (A)	I _{max} (A)	W _{max} (J)	P (W)	C (PF)	T _{max} (mm)
TVR 05121	120	75	100	210	5	400	4	0.1	210	4.4
TVR 07121	120	75	100	200	10	1200	7.8	0.25	380	4.4
TVR 10121	120	75	100	200	25	2500	18	0.4	690	4.8
TVR 14121	120	75	100	250	50	4500	32	0.6	1700	4.8
TVR 20121	120	75	100	200	100	6500	55	1	3300	5.2
TVR 05151	150	95	125	260	5	400	4.8	0.1	190	4.7
TVR 07151	150	95	125	250	10	1200	9.7	0.25	350	4.7
TVR 10151	150	95	125	250	25	2500	22	0.4	760	5.1
TVR 14151	150	95	125	250	50	4500	40	0.6	940	5.1
TVR 20151	150	95	125	250	100	6500	70	1	1950	5.5
TVR 05181	180	115	150	315	5	400	5.9	0.1	70	4.2
TVR 07181	180	115	150	300	10	1200	11.7	0.25	155	4.2
TVR 10181	180	115	150	300	25	2500	27	0.4	310	4.8
TVR 14181	180	115	150	300	50	4500	52	0.6	600	4.8
TVR 20181	180	115	150	300	100	6500	84	1	1820	5
TVR 05201	200	130	170	355	5	400	6.5	0.1	65	4.3
TVR 07201	200	130	170	340	10	1200	13	0.25	140	4.3
TVR 10201	200	130	170	340	25	2500	30	0.4	290	4.7
TVR14201	200	130	170	340	50	4500	57	0.6	700	4.7
TVR20201	200	130	170	340	100	6500	95	1	1460	5.1
TVR05221	220	140	180	380	5	400	7	0.1	60	4.4
TVR07221	220	140	180	360	10	1200	14	0.25	130	4.4
TVR10221	220	140	180	360	25	2500	32	0.4	270	4.8
TVR14221	220	140	180	360	50	4500	60	0.6	640	4.8
TVR20221	220	140	180	360	100	6500	100	1	1320	5.2
TVR05241	240	150	200	415	5	400	8	0.1	55	4.5
TVR07241	240	150	200	395	10	1200	15	0.25	120	4.5
TVR10241	240	150	200	395	25	2500	35	0.4	240	4.9
TVR14241	240	150	200	395	50	4500	63	0.6	580	4.9
TVR20241	240	150	200	395	100	6500	108	1	1200	5.3
TVR05271	270	175	225	475	5	400	8.5	0.1	50	4.7
TVR07271	270	175	225	455	10	1200	18	0.25	110	4.7
TVR10271	270	175	225	455	25	2500	40	0.4	230	5.1
TVR14271	270	175	225	455	50	4500	70	0.6	520	5.1
TVR20271	270	175	225	455	100	6500	127	1	1100	5.5
TVR05301	300	195	250	525	5	400	8.5	0.1	50	4.6
TVR07301	300	195	250	500	10	1200	21	0.25	105	4.8
TVR10301	300	195	250	500	25	2500	40	0.4	210	5
TVR14301	300	195	250	500	50	4500	78	0.6	480	5
TVR20301	300	195	250	500	100	6500	136	1	1000	5.4
TVR05331	330	215	275	585	5	400	9.2	0.1	45	4.7
TVR07331	330	215	275	550	10	1200	23	0.25	100	4.7
TVR10331	330	215	275	550	25	2500	43	0.4	200	5.1
TVR14331	330	215	275	550	50	4500	85	0.6	450	5.1
TVR20331	330	215	275	550	100	6500	150	1	950	5.5
TVR05361	360	230	300	620	5	400	10	0.1	45	4.8
TVR07361	360	230	300	595	10	1200	25	0.25	95	4.8
TVR10361	360	230	300	595	25	2500	47	0.4	190	5.2
TVR14361	360	230	300	595	50	4500	93	0.6	430	5.2
TVR20361	360	230	300	595	100	6500	163	1	900	5.6



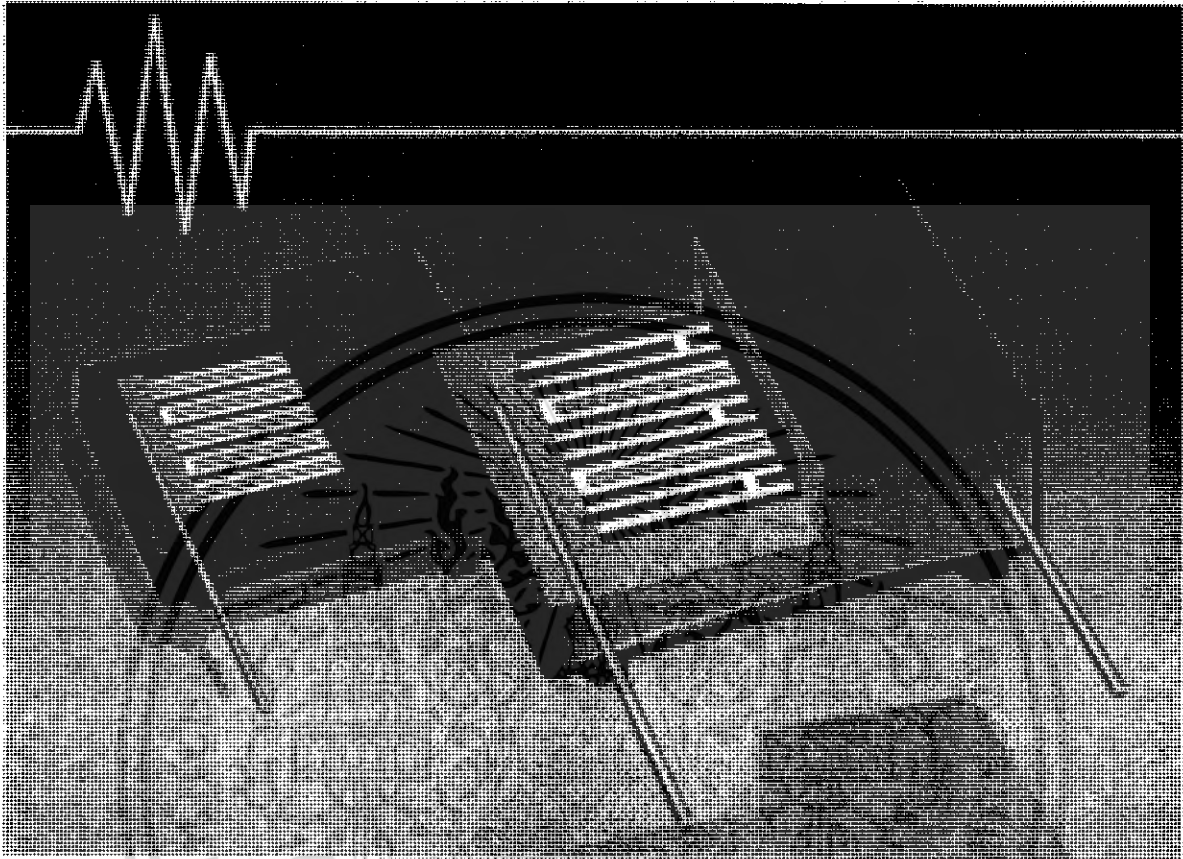
Part No.	Normal Varistor Voltage	Max. Allowable Voltage		Max. Clamping Voltage (8/20 μ s)		Max. Surge Current (8/20 μ s)	Max. Energy (10/1000 μ s)	Rated Power	Reference Capacitance @1KHz		Thickness
		V _{1mA} (V)	V _{AC(rms)} (V)	V _{DC} (V)	V _p (V)				I _p (A)	P (W)	
TVR05391	390	250	320	675	5	400	12	0.1	40	5	
TVR07391	390	250	320	650	10	1200	25	0.25	80	5	
TVR10391	390	250	320	650	25	2500	60	0.4	175	5.4	
TVR14391	390	250	320	650	50	4500	100	0.6	380	5.4	
TVR20391	390	250	320	650	100	6500	180	1	800	5.8	
TVR05431	430	275	350	745	5	400	13	0.1	35	5.2	
TVR07431	430	275	350	710	10	1200	28	0.25	80	5.2	
TVR10431	430	275	350	710	25	2500	65	0.4	180	5.6	
TVR14431	430	275	350	710	50	4500	115	0.6	370	5.6	
TVR20431	430	275	350	710	100	6500	190	1	700	6	
TVR05471	470	300	385	810	5	400	15	0.1	30	5.3	
TVR07471	470	300	385	775	10	1200	30	0.25	70	5.3	
TVR10471	470	300	385	775	25	2500	70	0.4	150	5.7	
TVR14471	470	300	385	775	50	4500	125	0.6	370	5.7	
TVR20471	470	300	385	775	100	6500	220	1	620	6.1	
TVR07511	510	320	410	845	10	1200	33	0.25	65	5.5	
TVR10511	510	320	410	845	25	2500	70	0.4	130	5.9	
TVR14511	510	320	410	845	50	4500	125	0.6	290	5.9	
TVR20511	510	320	410	845	100	6500	220	1	530	6.3	
TVR07561	560	350	450	930	10	1200	35	0.25	60	5.7	
TVR10561	560	350	450	930	25	2500	70	0.4	120	6.1	
TVR14561	560	350	450	930	50	4500	125	0.6	260	6.1	
TVR20561	560	350	450	930	100	6500	220	1	480	6.5	
TVR07621	620	395	510	1020	10	1200	35	0.25	55	6	
TVR10621	620	395	510	1020	25	2500	70	0.4	110	6.4	
TVR14621	620	395	510	1020	50	4500	125	0.6	240	6.4	
TVR20621	620	395	510	1020	100	6500	220	1	450	6.8	
TVR07681	680	420	560	1120	10	1200	35	0.25	50	6.3	
TVR10681	680	420	560	1120	25	2500	70	0.4	100	6.7	
TVR14681	680	420	560	1120	50	4500	130	0.6	230	6.7	
TVR20681	680	420	560	1120	100	6500	230	1	440	7.1	
TVR07751	750	465	615	1235	10	1200	36	0.25	45	6.6	
TVR10751	750	465	615	1235	25	2500	75	0.4	90	7	
TVR14751	750	465	615	1235	50	4500	143	0.6	220	7	
TVR20751	750	465	615	1235	100	6500	255	1	420	7.4	
TVR07821	820	510	670	1355	10	1200	42	0.25	40	6.5	
TVR10821	820	510	670	1355	25	2500	85	0.4	80	6.9	
TVR14821	820	510	670	1355	50	4500	157	0.6	180	6.9	
TVR20821	820	510	670	1355	100	6500	282	1	390	7.3	
TVR10911	910	550	745	1500	25	2500	93	0.4	70	7.3	
TVR14911	910	550	745	1500	50	4500	175	0.6	170	7.3	
TVR20911	910	550	745	1500	100	6500	320	1	360	7.7	
TVR10102	1000	625	825	1650	25	2500	102	0.4	65	7.7	
TVR14102	1000	625	825	1650	50	4500	190	0.6	150	7.8	
TVR20102	1000	625	825	1650	100	6500	342	1	330	8.1	
TVR10112	1100	680	895	1815	25	2500	115	0.4	60	8.1	
TVR14112	1100	680	895	1815	50	4500	213	0.6	140	8.1	
TVR20112	1100	680	895	1815	100	6500	383	1	310	8.5	



สีไวมา
MKP, FKP

**Für guten Kontakt
bei starken Impulsen**

**For good contact
at high pulse ratings**



Bei der Herstellung betriebssicherer, ausheilfähiger Impulskondensatoren ist die Strombelastbarkeit der Kontaktierung, d. i. der Übergang zwischen Anschluß und Belag, ein wichtiges Konstruktionskriterium.

■ Das Aufbauprinzip der Reihe **WIMA MKP 10** besteht aus einer nicht metallisierten Dielektrikumfolie und einer doppelseitig metallisierten Belagfolie als Elektrode. Durch Kurzschluß der Metallisierung über die Schoopage ist die Belagfolie dielektrisch nicht wirksam. Durch die beidseitige Metallisierung wird die elektrische Leitfähigkeit verbessert und die Kontaktierungsfläche verdoppelt. Die bessere Verbindung zwischen Elektrodenbelag und Schoopage erlaubt eine hohe Strom- bzw. Impulsbelastbarkeit. Die Eigenschaften metallisierter Kondensatoren, wie z. B. hervorragende Ausheilfähigkeit und hohe Volumenkapazität, bleiben erhalten.

■ Für extreme Impulsbelastungen bis zu $18\,000\text{ V}/\mu\text{s}$ wurde die Baureihe **WIMA FKP 1** entwickelt. Sie ist mit einer internen Reihenschaltung realisiert, wobei Beläge aus Metallfolie mit einer beidseitig metallisierten Blindlage kombiniert sind. Die Metallfolienbeläge sind an der Stirnseite flächenhaft kontaktiert. Gleichzeitig ist der Kondensator durch die zweifach metallisierte Blindlage voll ausheilfähig. Der **WIMA FKP 1** stellt in puncto Impulsbelastbarkeit das High-End der Kondensatorentechnologie dar.

An important construction criterion in the manufacture of reliable, self-healing capacitors for pulse applications is the current-carrying capacity of the contacts, i. e. the connection between the terminating wires and the electrodes.

■ The construction principle of the series **WIMA MKP 10** consists of a non-metallized dielectric film and an electrode carrier film metallized on both sides acting as electrode. By short-circuiting the metallization over the schoopage, the carrier film is in fieldfree space and is not dielectrically active. Thanks to the metallization on both sides, the electrical conductivity is considerably improved and the contact surface between the electrodes and the schoopage layer is doubled. This results in better contact and allows for high current and pulse loading capacities. The properties of metallized capacitors such as excellent self-healing and high volume capacitance remain unchanged.

■ The **WIMA FKP 1** series was developed for extremely high pulse loads of up to $18\,000\text{ V}/\mu\text{sec}$. It has an internal series connection, the metal foil electrodes being combined with a floating electrode metallized on both sides. The metal foil electrodes are safely contacted on both sides of the end surfaces. At the same time the capacitor is fully self-healing due to the floating electrode metallized on both sides. As regards pulse loading capacity, **WIMA FKP 1** represents the high-end of capacitor technology.

WIMA MKP 10

Impulsfeste Polypropylen-Kondensatoren

■ Für Anwendungen in Schaltnetzteilen, in der Beleuchtungs-, Fernseh- und Monitortechnik sowie für Lautsprecherweichen. ■ Impulsfester und ausheilfähiger Aufbau mit doppelseitig metallisierter Belagfolie (siehe Seite 72).

Technische Angaben

Dielektrikum: Polypropylen-Folie.

Beläge: Doppelseitig metallisierte Kunststoff-Folie.

Umhüllung: Flammschermendes Kunststoffgehäuse, UL 94 V-0.

Farbe: Rot. Aufdruck: Schwarz. Epoxidharzverguß: Rot.

Temperaturbereich: -55° C bis +100° C.

Prüfklasse: 55/100/56 nach IEC.

Isolationswerte bei +20° C:

$C \leq 0,33 \mu\text{F}$: $\geq 1 \cdot 10^5 \text{ M}\Omega$ (Mittelwert: $5 \cdot 10^5 \text{ M}\Omega$)

$C > 0,33 \mu\text{F}$: $\geq 30\,000 \text{ s (M}\Omega \cdot \mu\text{F)}$ (Mittelwert: 100 000 s)

Meßspannung: 100 V/1 min.

Verlustfaktoren bei +20° C: $\tan \delta$

Gemessen bei	$C \leq 0,1 \mu\text{F}$	$0,1 \mu\text{F} < C \leq 1,0 \mu\text{F}$	$C > 1,0 \mu\text{F}$
1 kHz	$\leq 3 \cdot 10^{-4}$	$\leq 3 \cdot 10^{-4}$	$\leq 3 \cdot 10^{-4}$
10 kHz	$\leq 4 \cdot 10^{-4}$	$\leq 6 \cdot 10^{-4}$	-
100 kHz	$\leq 15 \cdot 10^{-4}$	-	-

Kapazitätstoleranzen: $\pm 20\%$, $\pm 10\%$, $\pm 5\%$.

Impulsbelastung:

C-Wert pF/ μF	Flankensteilheit V/ μs max. Betrieb					
	100 V-	250 V-	400 V-	630 V-	1000 V-	1600 V-
1000 ... 2200	1000	1000	1000	1000	1800	3000
3300 ... 6800	600	600	600	950	1300	1500
0,01 ... 0,022	400	400	420	950	950	1000
0,033 ... 0,068	200	150	200	600	700	700
0,1 ... 0,22	110	130	130	350	430	430
0,33 ... 0,68	70	85	100	250	300	300
1,0 ... 2,2	55	65	75	150	200	250
3,3 ... 4,7	40	65	75	150	-	-
6,8 ... 10	35	35	-	-	-	-

Prüfspannung: $1,6 U_N$ 2 s.

Schwingen: 6 h bei 10 ... 2000 Hz und 0,75 mm Auslenkung bzw. 10 g nach IEC 60068-2-6.

Unterdruck: 1 kPa = 10 mbar nach IEC 60068-2-13.

Stoßtest: 4000 Stöße mit 390 m/s^2 nach IEC 60068-2-29.

Spannungsderating: Die zulässige Spannung vermindert sich gegenüber der Nennspannung bei Gleichspannungsbetrieb ab +85° C, bei Wechsellspannungsbetrieb ab +75° C um 1,35% je 1 K.

Kurven siehe Seite 7.

Polypropylene capacitors for pulse applications

■ For applications in switch mode power supplies, frequency dividing in loudspeakers, in lighting, monitors and TV-sets. ■ Self-healing pulse duty construction with electrodes of double-sided metallized carrier film (see page 72).

Technical Data

Dielectric: Polypropylene film.

Capacitor electrodes: Double-sided metallized plastic film.

Encapsulation: Flame-retardant plastic case, UL 94 V-0.

Colour: Red. Marking: Black. Epoxy resin seal: Red.

Temperature range: -55° C to +100° C.

Test category: 55/100/56 in accordance with IEC.

Insulation resistance at +20° C:

$C \leq 0,33 \mu\text{F}$: $\geq 1 \times 10^5 \text{ M}\Omega$ (mean value: $5 \times 10^5 \text{ M}\Omega$)

$C > 0,33 \mu\text{F}$: $\geq 30\,000 \text{ sec (M}\Omega \times \mu\text{F)}$ (mean value: 100 000 sec)

Measuring voltage: 100 V/1 min.

Dissipations factors at +20° C: $\tan \delta$

at f	$C \leq 0,1 \mu\text{F}$	$0,1 \mu\text{F} < C \leq 1,0 \mu\text{F}$	$C > 1,0 \mu\text{F}$
1 kHz	$\leq 3 \times 10^{-4}$	$\leq 3 \times 10^{-4}$	$\leq 3 \times 10^{-4}$
10 kHz	$\leq 4 \times 10^{-4}$	$\leq 6 \times 10^{-4}$	-
100 kHz	$\leq 15 \times 10^{-4}$	-	-

Capacitance tolerances: $\pm 20\%$, $\pm 10\%$, $\pm 5\%$.

Maximum pulse rise time:

Capacitance pF/ μF	Pulse rise time V/ μsec max. operation					
	100 VDC	250 VDC	400 VDC	630 VDC	1000 VDC	1600 VDC
1000 ... 2200	1000	1000	1000	1000	1800	3000
3300 ... 6800	600	600	600	950	1300	1500
0,01 ... 0,022	400	400	420	950	950	1000
0,033 ... 0,068	200	150	200	600	700	700
0,1 ... 0,22	110	130	130	350	430	430
0,33 ... 0,68	70	85	100	250	300	300
1,0 ... 2,2	55	65	75	150	200	250
3,3 ... 4,7	40	65	75	150	-	-
6,8 ... 10	35	35	-	-	-	-

Test voltage: 1.6 Ur, 2 sec.

Vibration: 6 hours at 10 ... 2000 Hz and 0,75 mm displacement amplitude or 10 g in accordance with IEC 60068-2-6.

Low air density: 1 kPa = 10 mbar in accordance with IEC 60068-2-13.

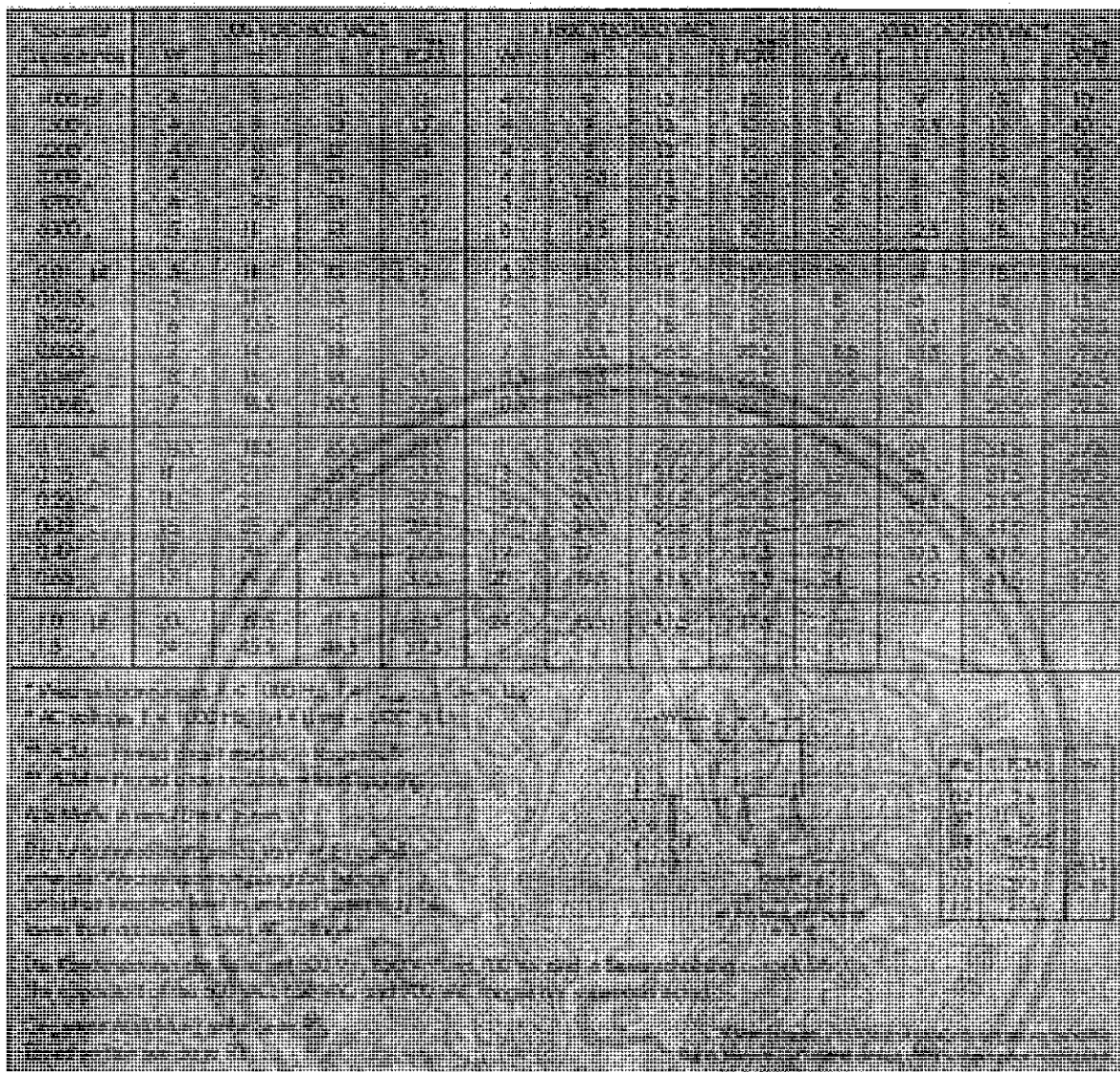
Bump test: 4000 bumps at 390 m/sec^2 in accordance with IEC 60068-2-29.

Voltage derating: A voltage derating factor of 1.35% per K must be applied from +85° C for DC voltages and from +75° C for AC voltages.

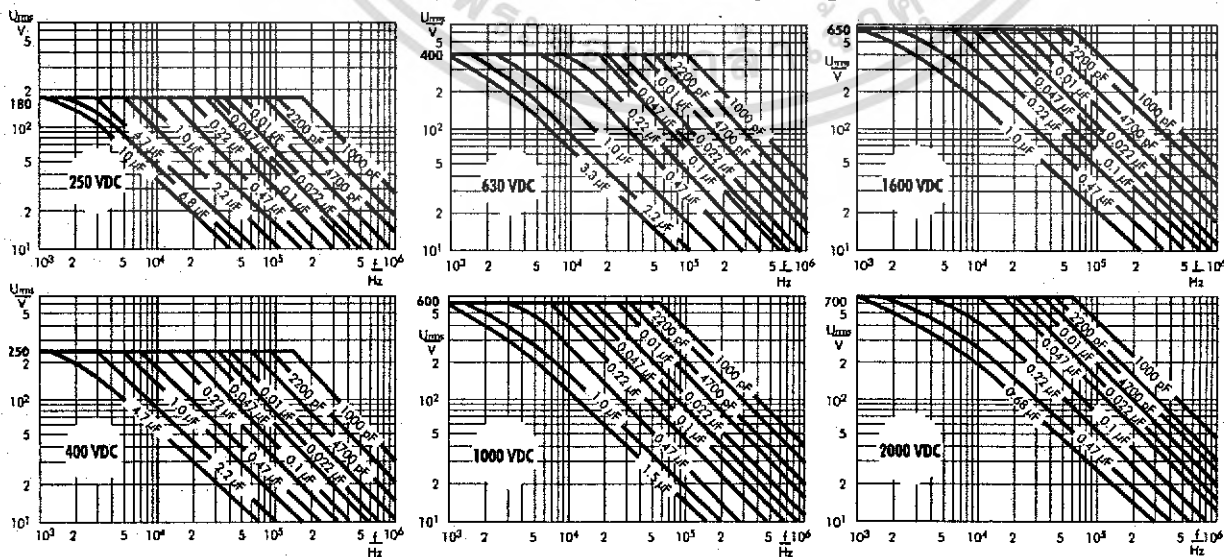
Graphs see page 7.

WIMA MKP 10

Werteübersicht / General Data



Zulässige Wechselspannung in Abhängigkeit von der Frequenz bei 10° C Eigenerwärmung (Richtwerte).
Permissible AC voltage in relation to frequency at 10° C internal temperature rise (general guide):



WIMA FKP 1

Impulsfeste Polypropylen-Kondensatoren

■ Mit Metallfolienbelägen und innerer Reihenschaltung für höchste Strombelastbarkeit. ■ Einsatzgebiete: Dämpfungs- und Kommutierungs-Kondensator in Schaltnetzteilen, Umrichterschaltungen der Antriebs- und Energietechnik sowie Ablenschaltungen der Fernseh- und Monitortechnik.

Technische Angaben

Dielektrikum: Polypropylen-Folie.

Beläge: Aluminiumfolie und doppelseitig metallisierte Kunststoff-Folie.

Umhüllung: Flammschützendes Kunststoffgehäuse, UL 94 V-0.

Farbe: Rot. Aufdruck: Schwarz. Epoxidharzverguß: Gelb.

Temperaturbereich: -55° C bis +100° C.

Prüfklasse: 55/100/56 nach IEC.

Isolationswerte bei +20° C:

$C \leq 0,1 \mu\text{F}$: $\geq 1 \cdot 10^5 \text{ M}\Omega$ (Mittelwert: $5 \cdot 10^5 \text{ M}\Omega$)

$C > 0,1 \mu\text{F}$: $\geq 30\,000 \text{ s (M}\Omega \cdot \mu\text{F)}$ (Mittelwert: 100\,000 s)

Meßspannung: 100 V/1 min.

Verlustfaktoren bei +20° C: $\tan \delta$

Gemessen bei	$C \leq 0,1 \mu\text{F}$	$0,1 \mu\text{F} < C \leq 0,22 \mu\text{F}$
1 kHz	$\leq 3 \cdot 10^{-4}$	$\leq 3 \cdot 10^{-4}$
10 kHz	$\leq 4 \cdot 10^{-4}$	$\leq 6 \cdot 10^{-4}$
100 kHz	$\leq 10 \cdot 10^{-4}$	-

Kapazitätstoleranzen: $\pm 20\%$, $\pm 10\%$, $\pm 5\%$, andere Toleranzen auf Anfrage.

Impulsbelastung:

C-Wert pF/ μF	Flankensteilheit V/ μs max. Betrieb							
	400 V-	630 V-	1000 V-	1250 V-	1600 V-	2000 V-	4000 V-	6000 V-
100 ... 220	-	-	-	-	18000	19000	-	-
330 ... 680	-	-	-	-	15000	16000	16000	16000
1000 ... 2200	13200	13200	13200	13200	14000	15000	15000	15000
3300 ... 6800	5500	5500	10000	11200	12000	13000	13000	13000
0,01 ... 0,022	2700	3300	5500	7700	8000	8500	8500	8500
0,033 ... 0,068	1900	2200	4200	4900	5000	5000	-	-
0,1 ... 0,22	1200	1500	2200	3100	3500	-	-	-

Prüfspannung: 2 U_N , 2 s / 6 kV; 1,6 U_N , 2 s.

Schwingen: 6 h bei 10 ... 2000 Hz und 0,75 mm Auslenkung bzw. 10 g nach IEC 60068-2-6.

Unterdruck: 1 kPa = 10 mbar nach IEC 60068-2-13.

Stoßtest: 4000 Stöße mit 390 m/s² nach IEC 60068-2-29.

Spannungsderating: Die zulässige Spannung vermindert sich gegenüber der Nennspannung bei Gleichspannungsbetrieb ab +85° C, bei Wechselspannungsbetrieb ab +75° C um 1,35% je 1 K.

Kurven siehe Seite 12.

Polypropylene capacitors for pulse applications

■ With metal foil electrode, internally series-connected for very high current ratings. ■ Applications: Damping and commutation capacitors in switch mode power supplies, static frequency changes in drive and power electronics, deflection systems in monitors and TV-sets.

Technical Data

Dielectric: Polypropylene film.

Capacitor electrodes: Aluminium foil and double-sided metallized plastic film.

Encapsulation: Flame-retardent plastic case, UL 94 V-0.

Colour: Red. Marking: Black. Epoxy resin seal: Yellow.

Temperature range: -55° C to +100° C.

Test category: 55/100/56 in accordance with IEC.

Insulation resistance at +20° C:

$C \leq 0,1 \mu\text{F}$: $\geq 1 \times 10^5 \text{ M}\Omega$ (mean value: $5 \times 10^5 \text{ M}\Omega$)

$C > 0,1 \mu\text{F}$: $\geq 30\,000 \text{ sec (M}\Omega \cdot \mu\text{F)}$ (mean value: 100\,000 sec)

Measuring voltage: 100 V/1 min.

Dissipations factors at +20° C: $\tan \delta$

at f	$C \leq 0,1 \mu\text{F}$	$0,1 \mu\text{F} < C \leq 0,22 \mu\text{F}$
1 kHz	$\leq 3 \times 10^{-4}$	$\leq 3 \times 10^{-4}$
10 kHz	$\leq 4 \times 10^{-4}$	$\leq 6 \times 10^{-4}$
100 kHz	$\leq 10 \times 10^{-4}$	-

Capacitance tolerances: $\pm 20\%$, $\pm 10\%$, $\pm 5\%$

(closer tolerances are available subject to special enquiry).

Maximum pulse rise time:

Capacitance pF/ μF	Pulse rise time V/ μsec max. operation							
	400 VDC	630 VDC	1000 VDC	1250 VDC	1600 VDC	2000 VDC	4000 VDC	6000 VDC
100 ... 220	-	-	-	-	18000	18000	-	-
330 ... 680	-	-	-	-	15000	16000	16000	16000
1000 ... 2200	13200	13200	13200	13200	14000	15000	15000	15000
3300 ... 6800	5500	5500	10000	11200	12000	13000	13000	13000
0,01 ... 0,022	2700	3300	5500	7700	8000	8500	8500	8500
0,033 ... 0,068	1900	2200	4200	4900	5000	5000	-	-
0,1 ... 0,22	1200	1500	2200	3100	3500	-	-	-

Test voltage: 2 Ur, 2 sec / 6000 VDC; 1,6 Ur, 2 sec.

Vibration: 6 hours at 10 ... 2000 Hz and 0.75 mm displacement amplitude or 10 g in accordance with IEC 60068-2-6.

Low air density: 1 kPa = 10 mbar in accordance with IEC 60068-2-13.

Bump test: 4000 bumps at 390 m/sec² in accordance with IEC 60068-2-29.

Voltage derating: A voltage derating factor of 1.35% per K must be applied from +85° C for DC voltages and from +75° C for AC voltages.

Graphs see page 12.