

การควบคุมกำลังไฟฟ้ากระแสสลับด้วยมอดุคขนวนเริ่มต้นที่ศูนย์
สำหรับกระบวนการให้ความร้อน

AC POWER CONTROL WITH ZERO-FIRE FOR HEATING PROCESS



วิทยานพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาค้นคว้าหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2544

ISBN 974-648-531-8

การควบคุมกำลังไฟฟ้ากระแสสลับด้วยมุมจุดชนวนเริ่มต้นที่ศูนย์
สำหรับกระบวนการให้ความร้อน

AC POWER CONTROL WITH ZERO-FIRE FOR HEATING PROCESS



จรินทร์ นาคไพจิตร

JARIN NAKPHAICHIT

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 41511
วัน, เดือน, ปี..... 19 ก.พ. 2545

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

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2544

ISBN 974-648-531-8

**AC POWER CONTROL WITH ZERO-FIRE
FOR HEATING PROCESS**



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES
KING MONKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

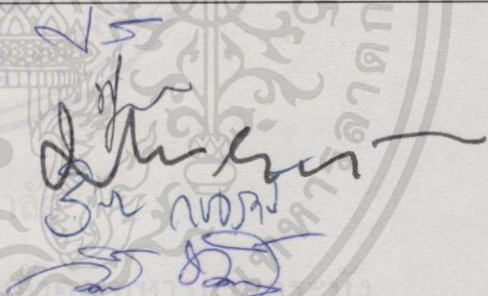
2001

ISBN 974-648-531-8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัณฑิตวิทยาลัย
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การควบคุมกำลังไฟฟ้ากระแสสลับด้วยมมจุดชนวนเริ่มต้นที่ศูนย์สำหรับกระบวนการให้ความร้อน
AC POWER CONTROL WITH ZERO-FIRE FOR HEATING PROCESS
ชื่อนักศึกษา นายจรินทร์ นาคไพจิตร
รหัสประจำตัว 39061076
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ รศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.เกษตร์	ศิริสันติสัมฤทธิ์	
รศ.ดร.ฟูศักดิ์	ชีวิสุวิทย์	
ผศ.ประภาษา	อุคคกิม่าพันธ์	
ผศ.วิริยะ	กองรัตน์	
รศ.วิทยา	ทิพย์สุวรรณพร	

วัน/เดือนปี ที่สอบ 26 ตุลาคม 2544 เวลา 10.00-12.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร 12 ชั้น ชั้น 4 (ห้อง E12-404)

บัณฑิตวิทยาลัยรับรองแล้ว

(รศ.ดร.บุญจันต์ อัครฐ)
คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

วันที่... ๒๑ ...เดือน... ตุลาคม ... พ.ศ. ๒๕๔๔...

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การควบคุมกำลังไฟฟ้ากระแสสลับด้วยมอดูเลชันเริ่มต้นที่ศูนย์สำหรับ กระบวนการให้ความร้อน
นักศึกษา	นายจรินทร์ นาคไพจิตร
รหัสประจำตัว	39061076
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2544
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. วิทยา ทิพย์สุวรรณพร

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้เสนอแนวทางการควบคุมโดยอาศัยหลักการ Integral – Cycle Binary Rate Multiplier (ICBRM) แบบ 1 เฟส และ 3 เฟส ด้วยการผสมสัญญาณ Binary Rate Multiplier (BRM) ขนาด 8 บิต มาผสมกับสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 เฮิร์ต โดยแต่ละไซเคิลของสัญญาณชานซ์จะถูกแบ่งออกเป็น 8 ส่วนเท่าๆกัน ซึ่งสามารถให้รูปแบบของสัญญาณ ICBRM ได้ถึง 2040 รูปแบบ โดยนำไปควบคุมอุณหภูมิของเตาอบไฟฟ้า ระบบการควบคุมเริ่มต้นจากการใช้เทอร์โมคัปเปิ้ลวัดอุณหภูมิจากเตาอบไปเปรียบเทียบกับค่าอุณหภูมิที่ตั้งไว้ และใช้คอมพิวเตอร์ทำหน้าที่คำนวณอุณหภูมิด้วยอัลกอริทึมแบบ PI (Proportional – Integral) ส่งไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ 8051 เพื่อกำหนดรูปแบบในการสร้างสัญญาณ Binary Rate ไปยังวงจรจับนำเพื่อควบคุมให้อุณหภูมิของเตาอบคงที่ตามต้องการ นอกจากนี้ยังนำไปประยุกต์ใช้งานกับโหลดชนิดอื่นๆเช่น หลอดไฟฟ้าขนาด 1000 วัตต์ หลอดแสงจันทร์ขนาด 125 – 250 วัตต์ และมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขนาด 370 วัตต์

Thesis Title AC Power Control with Zero-Fire for Heating Process
Student Mr. Jarin Nakphaichit
Student ID. 39061076
Degree Master of Engineering
Programme Electrical Engineering
Year 2001
Thesis Advisor Assoc. Prof. Vittaya Tipsuwanporn

ABSTRACT

This thesis presents temperature control approach for constant heat supply oven employing Integral-Cycle Binary Rate Multiplier (ICBRM) principle by mean of mixing 8-bit binary rate signal and 1-phase AC signal at 50 Hz. In each cycle sine signal will be equally divided to eight sections that generate ICBRM signal up to 2040 patterns. The control system starts from comparing value of temperature measured from thermocouple with the setting value. This temperature is calculated by computer based on PI (Proportional – Integral) algorithm, then the result will be sent to 8051 microcontroller to determine binary rate signal pattern for driving circuit in order to control the oven temperature constantly as required. Furthermore, the ICBRM signal generation is also applied to control 1,000 watts, electrical bulb mercury lamp 125 – 250 watts, and 3 phase induction motor 370 watts.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดีนั้น ด้วยคำแนะนำจาก รศ.วิทยา ทิพย์สุวรรณพร ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ผู้วิจัยรู้สึกประทับใจและซาบซึ้งในการสนับสนุนและความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์เป็นอย่างยิ่ง และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อ.นิรัญ โชชัย และอ.โกเมศร์ แจ่มจันทร์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเซนต์จอห์น อ.เวคิน ปิยรัตน์ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ ที่ช่วยเหลือแก้ไขและให้คำแนะนำในบางจุดที่ผู้วิจัยติดปัญหาบางอย่าง ซึ่งมีส่วนช่วยให้ผู้วิจัยเข้าใจในปัญหานั้น

ขอขอบพระคุณทางครอบครัว เพื่อนๆ ทุกคนที่คอยให้การสนับสนุน และให้กำลังใจมาโดยตลอด

คุณค่าและประโยชน์อันพึงได้จากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ คุณพ่อ และ คุณแม่ รวมทั้งผู้มีพระคุณทุกๆ ท่าน

จรินทร์ นาคไพจิตร

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VIII
สารบัญรูป	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 กล่าวนำ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์	1
1.3 ขอบเขตของงานวิจัย	2
1.4 วิธีการวิจัย	2
1.5 ประโยชน์ที่ได้จากวิทยานิพนธ์	2
1.6 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์	2
1.7 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการทำงาน	4
2.1 หลักการและแบบของเทอร์โมคัปเปิล	4
2.1.1 ประวัติการค้นพบเทอร์โมคัปเปิล	4
2.1.2 กฎการเกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าจากความร้อน	5
2.1.2.1 กฎของวงจรโลหะชนิดเดียว	5
2.1.2.2 กฎของโลหะแทรก	5
2.1.2.3 กฎของอุณหภูมิแทรก	6
2.1.3 ปรัชญาการณัของเทอร์โมคัปเปิล	6
2.1.3.1 เทอร์โมคัปเปิลคู่เดียวกัน	6
2.1.3.2 การต่อขนานเทอร์โมคัปเปิล	7
2.1.3.3 การต่อเทอร์โมคัปเปิลสองชุดกลับขั้วกัน	8
2.1.3.4 การเพิ่มเทอร์โมคัปเปิล	8
2.1.3.5 การต่ออนุกรมเทอร์โมคัปเปิล	9
2.1.4 เทอร์โมคัปเปิลแบบมาตรฐาน	9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ IV อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.1.4.1 เทอร์โมคัปเปิลแบบ S	9
2.1.4.2 เทอร์โมคัปเปิลแบบ R	10
2.1.4.3 เทอร์โมคัปเปิลแบบ B	11
2.1.4.4 เทอร์โมคัปเปิลแบบ J	12
2.1.4.5 เทอร์โมคัปเปิลแบบ K.....	12
2.1.4.6 เทอร์โมคัปเปิลแบบ T.....	13
2.1.4.7 เทอร์โมคัปเปิลแบบ E.....	14
2.2 ทฤษฎีและหลักการควบคุม	17
2.2.1 ตัวควบคุม	18
2.2.1.1 ตัวควบคุมแบบ ON-OFF	18
2.2.1.2 ตัวควบคุมแบบ P	19
2.2.1.3 ตัวควบคุมแบบ I	19
2.2.1.4 ตัวควบคุมแบบ D	20
2.2.2 ตัวควบคุมแบบประกอบร่วมกัน	20
2.2.2.1 ตัวควบคุมแบบ PI	20
2.2.2.2 ตัวควบคุมแบบ PD	21
2.2.2.3 ตัวควบคุมแบบ PID	21
2.3 หลักการพื้นฐานของการผสมสัญญาณ BRM	22
2.3.1 การจ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับแบบละเอียดด้วย ICBRM	23
บทที่ 3 การออกแบบโครงสร้างของระบบและการควบคุม	29
3.1 โครงสร้างทางฮาร์ดแวร์ของระบบ	29
3.1.1 หน่วยควบคุมหลัก	29
3.1.2 หน่วยส่งผ่านข้อมูล	29
3.1.3 หน่วยกำเนิดสัญญาณ BRM	29
3.1.4 วงจรจับสัญญาณที่จุดศูนย์และตรวจจับแรงดัน	30
3.1.5 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส	30
3.1.6 วงจรขั้วนำ	30
3.2 วงจรทางด้านฮาร์ดแวร์ของวงจรเดาอบ	30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ Vong อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
3.2.1 วงจรส่งผ่านข้อมูล	30
3.2.2 วงจรกำเนิดสัญญาณ BRM	31
3.2.2.1 การทำงานของ PAL22V10	32
3.2.2.2 การทำงานของ PAL16V8	33
3.2.3 วงจรตรวจจับศูนย์	33
3.2.4 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส	34
3.2.5 วงจรขยายสัญญาณเทอร์โมคัปเปิล	34
3.2.6 วงจรขับน้ำ	35
3.3 โครงสร้างซอฟต์แวร์โปรแกรมของเตาอบ	37
บทที่ 4 ผลการทดลอง	38
4.1 ผลการทดสอบการควบคุมอุณหภูมิของเตาอบ	38
4.1.1 ผลการทดสอบและแสดงลักษณะสัญญาณต่างๆ ของชุดขับ	40
4.1.2 ผลการทดสอบสัญญาณแรงดันและกระแส ของเตาอบไฟฟ้า	43
4.1.3 ผลการทดสอบการจ่ายพลังงานแบบรูปเปิดและปิด	47
4.1.3.1 การทดสอบที่เป้าหมาย 100 °C	47
4.1.3.2 การทดสอบที่เป้าหมาย 140 °C	49
4.1.3.3 การทดสอบการจ่ายพลังงานในแต่ละส่วน	49
4.2 ผลการทดสอบหลอดไฟฟ้า	51
4.2.1 การทดสอบหลอดอินแกนเดสเซนต์	51
4.2.2 การทดสอบหลอดแสงจันทร์	53
4.3 ผลการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส.....	59
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	62
5.1 สรุปผลการทดลอง	62
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	63
บรรณานุกรม	64
ภาคผนวก	65
ภาคผนวก ก. ผลงานที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่	66

เอกสารนี้เป็นเอกสารทสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ VI อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

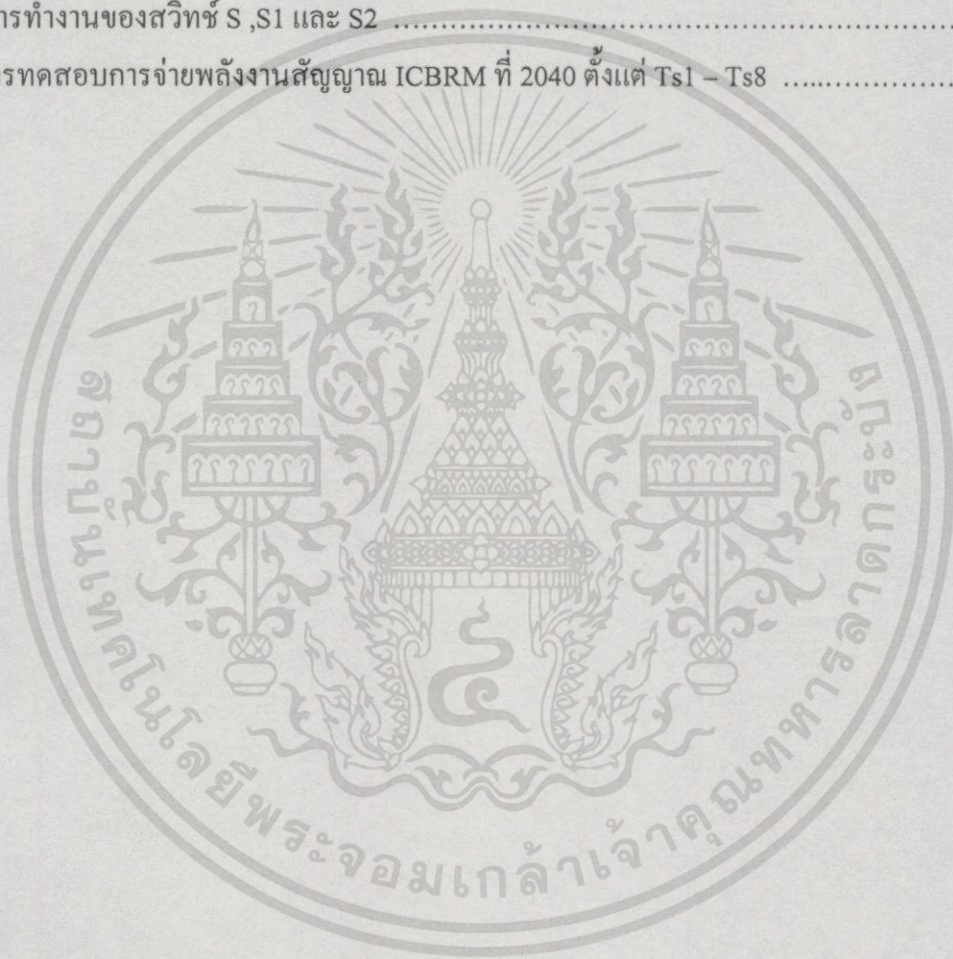
สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
ภาคผนวก ข. โปรแกรมที่ใช้ในการคำนวณของเตาอบไฟฟ้า.....	82
ภาคผนวก ค. DATA SHEET	108
ประวัติผู้เขียน	127



สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงคุณสมบัติเปรียบเทียบของเทอร์โมคัปเปิลแบบมาตรฐาน	16
2.2 แสดงภาวะแวดล้อมในการใช้งานเทอร์โมคัปเปิลแบบมาตรฐาน	16
2.3 แสดงช่วงอุณหภูมิของการสอบเทียบค่าของเทอร์โมคัปเปิลแบบ มาตรฐานและค่าผิดพลาดที่อยู่ในพิกัด	17
3.1 การทำงานของสวิตช์ S, S1 และ S2	36
4.1 การทดสอบการจ่ายพลังงานสัญญาณ ICBRM ที่ 2040 ตั้งแต่ Ts1 – Ts8	49



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงวงจรการทดลองของซีเบ็ค	4
2.2 แสดงวงจรการทดลองของเพลเทียร์	5
2.3 แสดงโลหะแทรก	6
2.4 แสดงกฎของอุณหภูมิแทรก	6
2.5 แสดงอุณหภูมิช่วงกลางสายจะไม่มีผลต่อการเกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้า	7
2.6 แสดงการขานานเทอร์โมคัปเปิลเป็นการหาอุณหภูมิเฉลี่ย	7
2.7 แสดงการหาผลต่างของอุณหภูมิที่จุด T1 และ T2	8
2.8 การต่อเทอร์โมคัปเปิลเพิ่ม ไม่มีผลต่อแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้น	8
2.9 การต่ออนุกรมเทอร์โมคัปเปิล	9
2.10 แสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลแบบ S	10
2.11 แสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลแบบ R	11
2.12 แสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลแบบ B	11
2.13 แสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลแบบ J	12
2.14 แสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลแบบ K	13
2.15 แสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลแบบ T	14
2.16 แสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลแบบ E	15
2.17 แสดงแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดจากผลต่างของอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิล มาตรฐานทั้ง 7 แบบ	15
2.18 แสดงการควบคุมแบบ ON-OFF	18
2.19 แสดงการผสมสัญญาณ Binary Rate กับสัญญาณไฟกระแสดับ	22
2.20 แสดงรูปคลื่นสัญญาณ BRM 8 บิต	23
2.21 แสดงการจ่ายพลังงานใน 1 ไชเคิล	23
2.22 แสดงรูปแบบสัญญาณความถี่ 50 เฮิรตซ์ 1 เฟส (BRM 4 บิต)	25
2.23 รูปแบบสัญญาณความถี่ 50 เฮิรตซ์ 3 เฟส (BRM 4 บิต)	27
3.1 แสดงโครงสร้างทางฮาร์ดแวร์ของระบบ	29
3.2 แสดงวงจรส่งผ่านข้อมูล	30
3.3 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณ	31
3.4 แสดงโครงสร้างของ PAL22V10	32
3.5 แสดงโครงสร้างของ PAL16V8	33

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.6 แสดงวงจรตรวจจับสัญญาณกระแส	34
3.7 แสดงวงจรขยายสัญญาณเทอร์โมคัปเปิล	34
3.8 แสดงวงจรขับน้ำ	35
3.9 แสดงการทำงานของสวิตช์ S, S1 และ S2	36
3.10 แสดงการทำงานของซอฟต์แวร์	37
4.1 แสดงบล็อกไดแกรมการทดสอบการควบคุมเตาอบ	38
4.2 แสดงเครื่องควบคุมอุณหภูมิเตาอบ	39
4.3 แสดงชุดไมโครคอนโทรลเลอร์	39
4.4 แสดงชุดขับน้ำ	40
4.5 แสดงรูปสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับเปรียบเทียบกับสัญญาณจุดตัดศูนย์	40
4.6 แสดงรูปสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบที่ 8	41
4.7 แสดงรูปสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบที่ 16	41
4.8 แสดงรูปสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบที่ 32	41
4.9 แสดงรูปสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบที่ 64	42
4.10 แสดงรูปสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบที่ 128	42
4.11 แสดงรูปสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบที่ 256	42
4.12 แสดงรูปสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบที่ 512	43
4.13 แสดงรูปสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบที่ 1024	43
4.14 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 8	44
4.15 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 16	44
4.16 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 32	44
4.17 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 64	45
4.18 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 256	45
4.19 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 712	45
4.20 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 1024	46
4.21 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 1800	46
4.22 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 1960	46
4.23 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 2040	47
4.24 แสดงการทดสอบแบบลูปเปิด เมื่อให้เอาต์พุตที่ 55 เปอร์เซ็นต์	48

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.25 แสดงการทดสอบแบบลูปปิด โดยมีค่าเป้าหมาย 100 องศาเซลเซียส	48
4.26 แสดงการทดสอบลูปปิด โดยมีค่าเป้าหมาย 140 องศาเซลเซียส	49
4.27 แสดงความสัมพันธ์กระแส และสัญญาณ ICBRM ที่ 2040 (Ts1-Ts8)	50
4.28 แสดงความสัมพันธ์แรงดัน และสัญญาณ ICBRM ที่ 2040 (Ts1-Ts8)	50
4.29 แสดงความสัมพันธ์กำลังไฟฟ้า และสัญญาณ ICBRM ที่ 2040 (Ts1-Ts8)	50
4.30 แสดงกำลังไฟฟ้าและกระแส ที่ภาระโหลด 1000 วัตต์	51
4.31 แสดงกระแสและแรงดันขณะขับ โหลดโหลดไฟ 1000วัตต์	51
4.32 แสดงกำลังไฟฟ้าและกระแส ขณะขับมอเตอร์ 3 เฟส(No Load)	53
4.33 แสดงกระแสและแรงดันขณะขับมอเตอร์ 3 เฟส(No Load)	53
4.34 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างรูปแบบ ICBRM กับ ภาระโหลด	55
4.35 แสดงกระแสและแรงดันขณะขับ โหลดโหลดแสงจันทร์ 150 วัตต์	56
4.36 แสดงความสัมพันธ์ รูปแบบ ICBRM กับแรงดัน กระแส เพาเวอร์แฟกเตอร์ กำลังไฟฟ้า ...	58
4.37 แสดงกำลังไฟฟ้าและกระแส ขณะขับมอเตอร์ 3 เฟส	60
4.38 แสดงกระแส และแรงดันขณะขับมอเตอร์ 3 เฟส	60

บทที่ 1

บทนำ

1.1 กล่าวนำ

การควบคุมอุณหภูมิในเตาอบ มีการใช้งานในครัวเรือนและอุตสาหกรรมต่างๆ ไป แต่ความเหมาะสมในการควบคุมอุณหภูมิในงานแต่ละชนิดมีขอบเขตของการใช้งานแตกต่างกัน สำหรับการควบคุมโดยทั่วไป มักก่อให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากการจ่ายพลังงานอย่างไม่เหมาะสมและละเอียดในการใช้งานเพียงพอ นอกจากนี้ยังส่งผลทำให้คุณภาพของแรงดันไฟฟ้าสูญเสียและสิ้นเปลืองไปอีกด้วย วิธีการแก้ปัญหาดังกล่าวในงานวิจัยนี้สามารถที่จะควบคุมการจ่ายพลังงานของอุณหภูมิเตาอบให้มีค่าคงที่ตามที่ได้กำหนดไว้ และยังใช้งานในการจ่ายพลังงานให้กับภาระงานทางไฟฟ้าแบบ 1 เฟส และ 3 เฟส ฉะนั้นจึงจำเป็นต้องมีระบบจัดการจ่ายกำลังงานไฟฟ้าละเอียดอย่างถูกต้อง เหมาะสมและมีประสิทธิภาพ เพื่อก่อให้เกิดประโยชน์ในการประหยัดกำลังงานไฟฟ้า ระบบการจัดการจ่ายกำลังไฟฟ้าละเอียด จะอาศัยการกำเนิดสัญญาณ ICBRM แบ่งสัญญาณภายในออกเป็น 8 ส่วน ความเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นของสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ จะมีการเปลี่ยนแปลงจากการผสมสัญญาณ Binary จำนวน 2040 รูปแบบ ฉะนั้นระบบการจัดการกำลังไฟฟ้า จึงมีความละเอียดสูง ส่งผลทำให้ค่าของ Ripple ในการจ่ายกำลังงานมีค่าน้อย ส่งผลดีกับการควบคุมอุณหภูมิของเตาอบและนำไปใช้งานกับภาระไฟฟ้าแบบ 1 เฟส และ 3 เฟส

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอการควบคุมอุณหภูมิของเตาอบด้วยเทคนิค ICBRM โดยการควบคุมการผสมสัญญาณไบนารี กับสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส ในการกำหนดพลังงานที่ละเอียดและเหมาะสม ซึ่งมีวัตถุประสงค์หลักดังนี้

1. ออกแบบและสร้างชุดกำเนิดสัญญาณ Integral – Cycle Binary Rate Multiplier (ICBRM) โดยการผสมสัญญาณไบนารี กับสัญญาณไฟกระแสสลับ
2. ออกแบบ และสร้างวงจรการจ่ายพลังงาน ให้กับขดลวดความร้อนตามอัตราส่วนที่ได้รับมาจากส่วนของการผสมสัญญาณไบนารี
3. ศึกษาเทคนิคการควบคุมป้อนกลับ PI สำหรับการควบคุมอุณหภูมิภายในเตาอบ โดยการประมวลผลจากคอมพิวเตอร์

4. เพื่อพัฒนาเทคนิคการควบคุมโดยการผสมสัญญาณแบบ Integral – Cycle Binary Rate Multiplier ให้มีประสิทธิภาพการทำงานสูงสุด และสามารถประยุกต์ใช้ ควบคุมกับภาระงาน 1 เฟส และ 3 เฟสอื่นๆ ได้เช่น การควบคุมหลอดไฟฟ้าขนาด 1000 วัตต์ และการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ 3 เฟส ขนาด 370 วัตต์

1.3 ขอบเขตของงานวิจัย

1. สร้างชุดกำเนิดสัญญาณ Integral – Cycle Binary Rate Multiplier (ICBRM)
2. เขียนโปรแกรมควบคุมการป้อนกลับแบบ PI โดยใช้คอมพิวเตอร์ ให้มีผลตอบสนองได้ตามเงื่อนไขที่กำหนด
3. ควบคุมอุณหภูมิภายในเตาอบได้ตั้งแต่ 40 ถึง 200 องศาเซลเซียส
4. ใช้งานกับเตาอบที่มีขนาด 1 ลูกบาศก์เมตร ใช้ฮีทเตอร์ขนาด 3 กิโลวัตต์ และตรวจจับอุณหภูมิด้วยเทอร์โมคัปเปิ้ลชนิด J

1.4 วิธีการวิจัย

1. ค้นคว้าทฤษฎีจากบทความ วารสารต่างๆ เอกสาร และตำราทางวิชาการที่ให้ข้อมูลเกี่ยวกับการควบคุมมอเตอร์ด้วยวิธีการต่างๆ
2. ออกแบบวงจรที่ใช้ในระบบควบคุมในแต่ละส่วน
3. ทำการสร้าง และประกอบชุดทดสอบ
4. สรุปผลการทดลองและวิจารณ์

1.5 ประโยชน์ที่ได้รับจากวิทยานิพนธ์

1. สามารถนำไปใช้งานกับเตาอบโดยทั่วไป และใช้กับภาระโหลด 1 เฟส และ 3 เฟส เช่น หลอดไฟ หรือ มอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟส ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด
2. สามารถควบคุมเปอร์เซ็นต์การจ่ายพลังงานให้ขดลวดความร้อนในเตาอบอย่างละเอียดและต่อเนื่อง
3. สามารถตอบสนองตามการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิอย่างต่อเนื่องให้มีเสถียรภาพตลอดเวลา

1.6 หลักการใหม่ในวิทยานิพนธ์

สำหรับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอเทคนิคการควบคุมแบบ ICBRM 1 เฟส และ 3 เฟส ทำได้โดยการนำสัญญาณ Binary Rate Multiplier(BRM) ขนาด 8 บิต มาผสมกับสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชายน์ โดยแต่ละไซเคิลของสัญญาณชายน์จะถูกแบ่งออกเป็น 8 ส่วนเท่าๆ กัน ซึ่งจะสามารถให้รูปแบบของสัญญาณ ICBRM ได้ถึง 2040 รูปแบบ สำหรับจ่ายโหลด 1 เฟส และ 3 เฟส ได้ตามความต้องการที่ใช้งานจริง โดยที่สัญญาณ BRM ที่สร้างขึ้นนั้นทำโดยใช้ ไอซี(PAL22V10) ซึ่งเหมาะกับสัญญาณความถี่สูง อีกทั้งมีความแม่นยำในการสร้างสัญญาณมาก และในวงจรการทำงานในชุดขั้วนั้นจะมีวงจรสแน็บเปอร์เพื่อช่วยลดการกระชากของกระแสที่มีการเปลี่ยนแปลงในภาระโหลดที่เป็นตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า

1.7 รายละเอียดในวิทยานิพนธ์

วิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาเพื่อออกแบบวงจร Integral – Cycle Binary Rate Multiplier (ICBRM) 1 เฟส และ 3 เฟส เพื่อใช้ในงานควบคุมกับภาระโหลดที่เป็น 1 เฟส และ 3 เฟส ซึ่งรายละเอียดที่กล่าวในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้แบ่งเป็นบทๆ ได้ดังนี้คือ

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงแนวทางทั่วไป นำมาสู่งานวิจัย วัตถุประสงค์ ขอบเขต วิธีการวิจัย ประโยชน์ที่ได้รับจากการวิจัย หลักการใหม่ที่ได้นำเสนอ และรายละเอียดในแต่ละบท

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการทํางาน กล่าวถึงหลักการและแบบของเทอร์โมคัปเปิล ทฤษฎีและหลักการควบคุม หลักการพื้นฐานของการผสมสัญญาณ BRM และ การจ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับแบบละเอียดด้วย ICBRM พร้อมทั้งแสดงรูปสัญญาณต่างๆ ที่เกิดขึ้น

บทที่ 3 การออกแบบโครงสร้างและระบบควบคุม กล่าวถึง โครงสร้างทางฮาร์ดแวร์ของระบบควบคุมสำหรับควบคุมอุณหภูมิของเตาอบ วงจรทางด้านฮาร์ดแวร์ของเตาอบไฟฟ้า และ โครงสร้างซอฟต์แวร์โปรแกรมของเตาอบ

บทที่ 4 ผลการทดสอบ แสดงผลการทดสอบการควบคุมอุณหภูมิของเตาอบ ผลการทดสอบกับโหลดไฟฟ้าขนาด 1000 วัตต์ และ ผลการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง กล่าวสรุปผลการทดลอง ปัญหาที่เกิดขึ้นและข้อเสนอแนะช่วยในการแก้ปัญหาสำหรับการควบคุมเตาอบ

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการทํางาน

2.1 หลักการและแบบของเทอร์โมคัปเปิล

2.1.1 ประวัติการค้นพบเทอร์โมคัปเปิล

ความเป็นมา ในปี ค.ศ. นักวิทยาศาสตร์ชาวเยอรมัน โทมัส ซีเบ็ค(Thomas Seebeck) พบว่าเมื่อนำโลหะต่างชนิดกันมาเชื่อมกันต่อปลายทั้งสองเข้าด้วยกัน ถ้าปลายจุดต่อทั้งสองมีอุณหภูมิต่างกัน จะเกิดกระแสไฟฟ้าไหลในวงจรเส้นลวดทั้งสองนี้ตามรูปที่ 2.1 ปริมาณการไหลของกระแสไฟฟ้านี้ จะเปลี่ยนแปลงไปตามผลต่างของอุณหภูมิที่ปลายจุดต่อทั้งสอง และถ้าเปิดปลายจุดต่อด้านหนึ่งออก จะทำให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นที่ปลายด้านเปิด แรงเคลื่อนไฟฟ้านี้เรียกว่า “ซีเบ็ค โวลเตจ”



รูปที่ 2.1 แสดงวงจรการทดลองของซีเบ็ค

$$e_{AB} = \alpha \Delta T \quad (1)$$

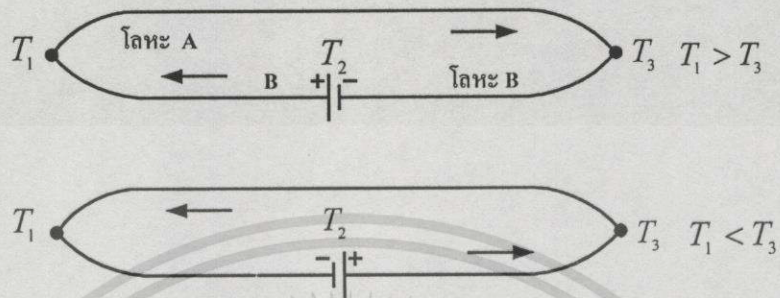
เมื่อ α คือ ค่าสัมประสิทธิ์ของซีเบ็ค(Seebeck Coefficient) เป็นค่าคงที่มีหน่วยเป็น Volt/K

ΔT คือ ผลต่างของอุณหภูมิ

e_{AB} คือ แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่วัดได้

ต่อมาในปี ค.ศ. 1834 นักวิทยาศาสตร์ ฌอง ซี. เอ. เพลเทียร์(Jean C.A. Peltier) พบว่าเมื่อผ่านกระแสไฟฟ้าเข้าไปในวงจรลักษณะเดียวกับที่ซีเบ็คสร้างขึ้น จะทำให้เกิดอุณหภูมิที่ปลายทั้งสองของจุด

ต่อแตกต่างกัน โดยปลายข้างหนึ่งจะร้อนขึ้นและปลายอีกข้างหนึ่งจะเย็นลง วงจรการทดลองของ เพลเทียร์เป็นดังรูปที่ 2.2 ลวดทั้งสองทำจากบัสมีสและแอนติโมนี



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรทดลองของเพลเทียร์

เมื่อมีกระแสจากแหล่งจ่ายภายนอกไหลผ่านเข้าไปในวงจรจะทำให้ปลายข้างขวามีอุณหภูมิสูงขึ้น และปลายข้างซ้ายมีอุณหภูมิลดลง ในทางกลับกันเมื่อเปลี่ยนทิศทางการไหลของกระแสก็จะทำให้ อุณหภูมิที่จุดปลายทั้งสองกลับกันด้วย

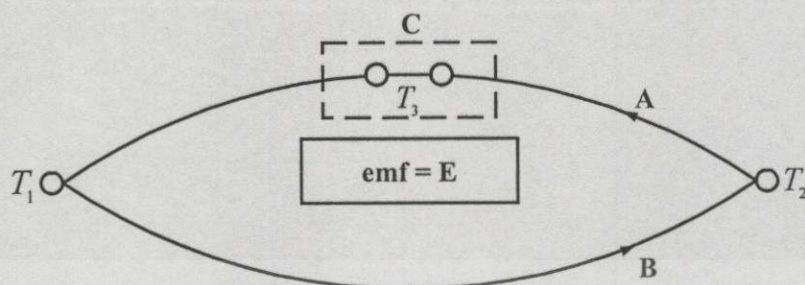
จากการค้นพบของซีเบ็คและเพลเทียร์ การศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับเทอร์โมคัปเปิล ได้ดำเนินต่อมา จน เป็นเครื่องมือวัดอุณหภูมิที่นิยมใช้กันอย่างกว้างขวางในวงการอุตสาหกรรมเช่นในปัจจุบัน

2.1.2 กฎการเกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าจากความร้อน(Thermoelectric Laws)

2.1.2.1 กฎของวงจรโลหะชนิดเดียว(Law of the Homogeneous Circuit) ในวงจรที่ประกอบขึ้น ด้วยโลหะชนิดเดียวกัน จะไม่เกิดกระแสไฟฟ้าไหลในวงจรเมื่อเกิดความแตกต่างของอุณหภูมิ ณ ปลาย จุดทั้งสอง

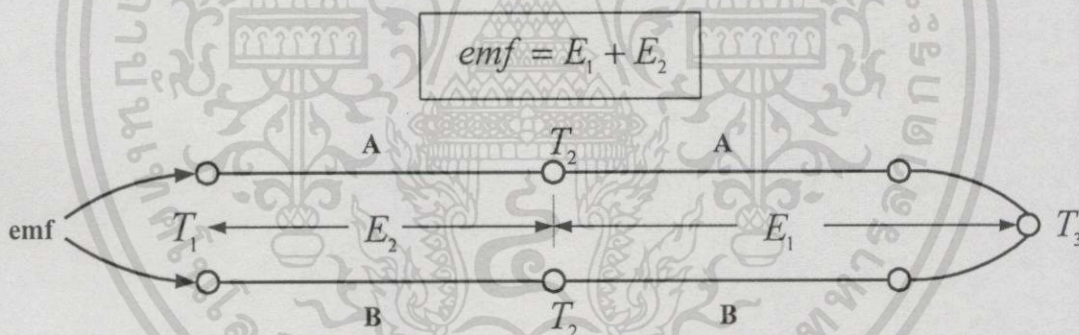
กระแสไฟฟ้าจะเกิดขึ้นในกรณีที่ลวดทั้งสองเป็นโลหะต่างชนิดกันเท่านั้น แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ เกิดขึ้นจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลต่างของอุณหภูมิที่ปลายจุดต่อทั้งสอง

2.1.2.2 กฎของโลหะแทรก(Law of Intermediate Metals) ในวงจรเทอร์โมคัปเปิล ถ้ามีโลหะ แทรกอยู่ในส่วนหนึ่งส่วนใดของวงจร หากจุดต่อของปลายโลหะแทรกทั้งสองมีอุณหภูมิเท่ากันแล้ว โลหะแทรกนี้จะไม่มีส่วนต่อแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้น ในทางปฏิบัติมีอยู่เสมอ เช่น ขั้วต่อ หรือสาย ทองแดงที่ใช้ต่อเข้ามิเตอร์



รูปที่ 2.3 แสดงโลหะแทรก

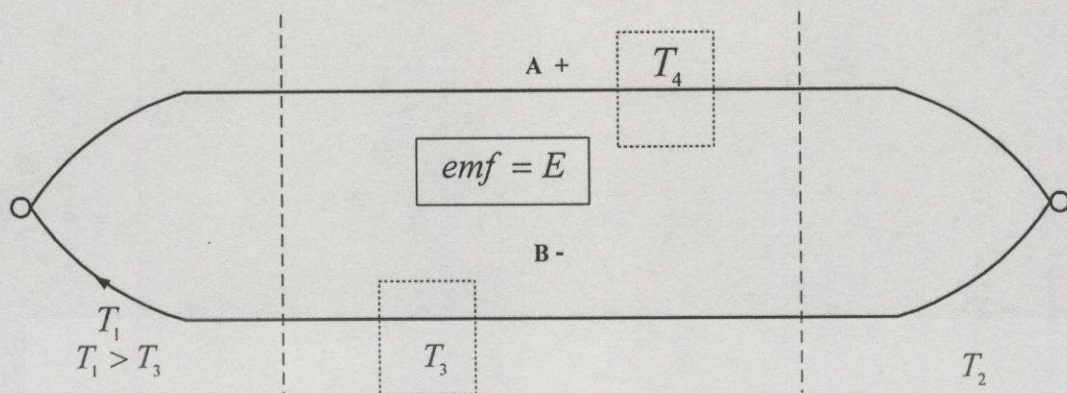
2.1.2.3 กฎของอุณหภูมิแทรก (Law of Intermediate Temperature) แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นโดยเทอร์โมคัปเปิลชุดใดๆ ที่มีอุณหภูมิที่จุดต่อต่างกันจะมีค่าเท่ากับผลบวกทางพีชคณิตของแรงเคลื่อนไฟฟ้าของเทอร์โมคัปเปิลชุดนั้น ตามรูปที่ 2.4 คือ ผลรวมของแรงเคลื่อนไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากับผลรวมของเทอร์โมคัปเปิลทั้งสองชุด



รูปที่ 2.4 แสดงกฎของอุณหภูมิแทรก

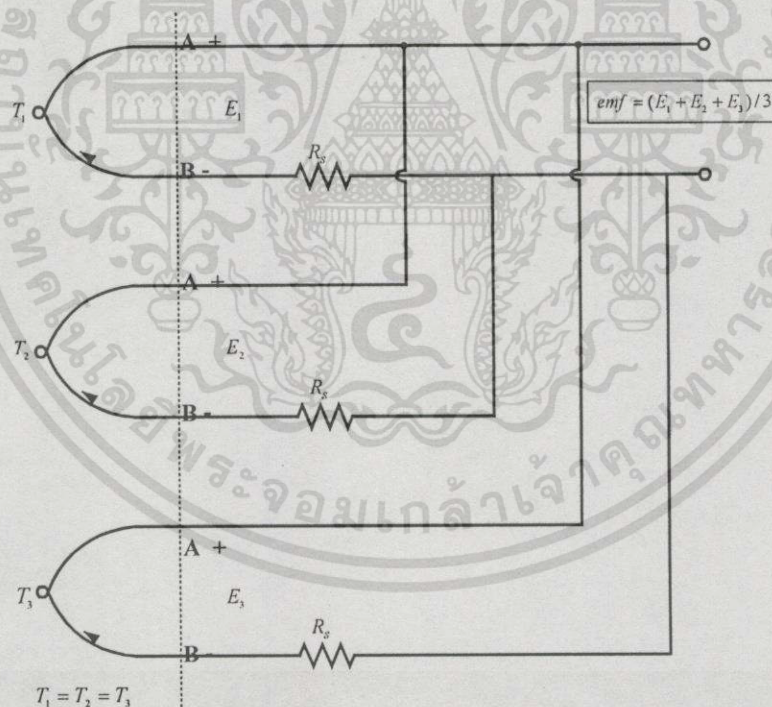
2.1.3 ปรากฏการณ์ของเทอร์โมคัปเปิล (Phenomena)

2.1.3.1 ในเทอร์โมคัปเปิลคู่เดียวกัน อุณหภูมิที่มีผลคืออุณหภูมิที่ปลายจุดต่อทั้งสองเท่านั้น อุณหภูมิบนจุดต่างๆ ตามสายจะไม่มีผลต่อแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้น



รูปที่ 2.5 แสดงอุณหภูมิช่วงกลางสายจะไม่มีผลต่อการเกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้า

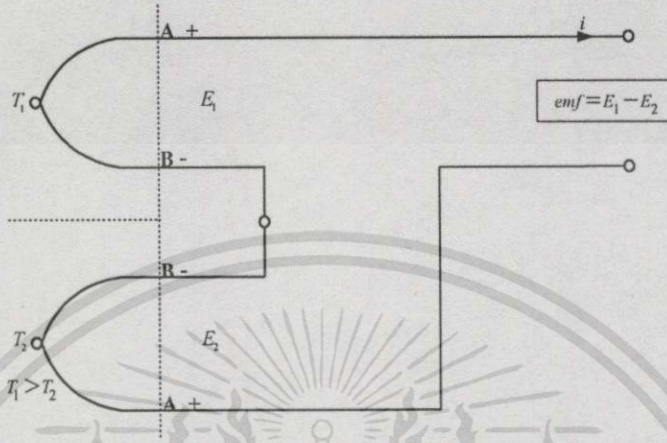
2.1.3.2 การต่อขนานเทอร์โมคัปเปิลเข้าด้วยกัน ผลที่ได้คือแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่แสดงค่าอุณหภูมิเฉลี่ย



รูปที่ 2.6 แสดงการขนานเทอร์โมคัปเปิลเป็นการหาอุณหภูมิเฉลี่ย

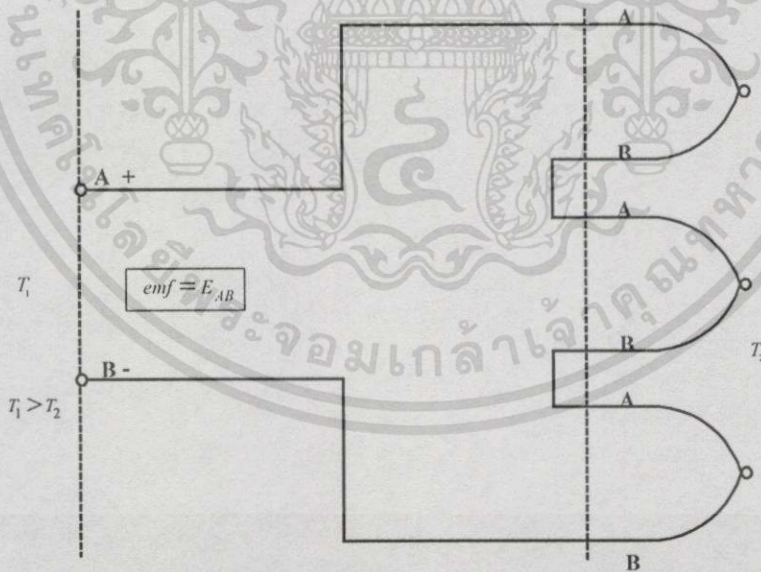
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3.3 การต่อเทอร์โมคัปเปิลเปิดสองชุดกลับขั้วกันเป็นการวัดผลต่างของอุณหภูมิ



รูปที่ 2.7 แสดงการหาผลต่างของอุณหภูมิที่จุด T_1 และ T_2

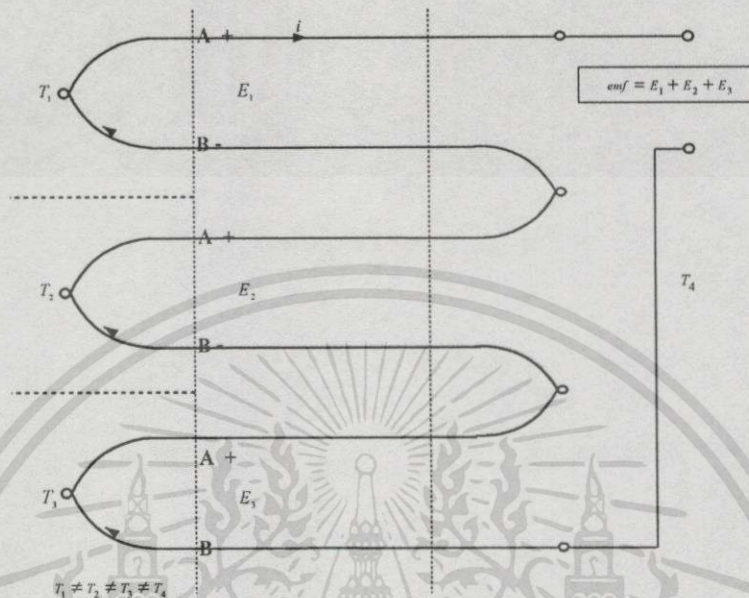
2.1.3.4 การเพิ่มเทอร์โมคัปเปิลที่ T_1 และ T_2 ตามรูปจะไม่มีผลต่อแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้น



รูปที่ 2.8 การต่อเทอร์โมคัปเปิลเพิ่มไม่มีผลต่อแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3.5 การต่ออนุกรมเทอร์โมคัปเปิล แรงเคลื่อนที่เกิดขึ้น จะเป็นผลรวมของเทอร์โมคัปเปิลแต่ละชุด



รูปที่ 2.9 การต่ออนุกรมเทอร์โมคัปเปิล แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นเป็นผลรวมของเทอร์โมคัปเปิล

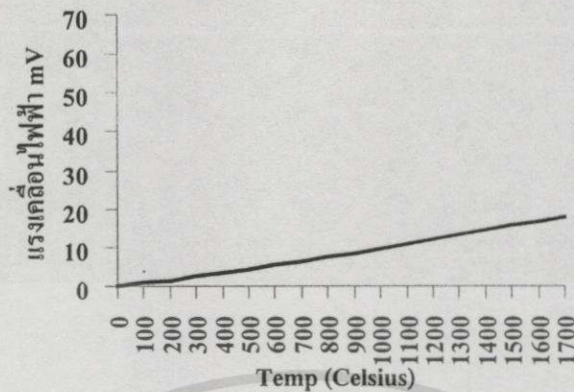
2.1.4 เทอร์โมคัปเปิลแบบมาตรฐาน

นับตั้งแต่ซีเบ็คได้ค้นพบหลักการวัดอุณหภูมิด้วยเทอร์โมคัปเปิลในปี ค.ศ. 1821 เป็นต้นมารายละเอียดในหลักการได้ถูกพัฒนาให้ก้าวหน้าเหมาะสมที่จะนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมมาโดยตลอด และได้เกิดเทอร์โมคัปเปิลแบบมาตรฐานขึ้นหลายชนิด เพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งานในลักษณะต่างๆ

2.1.4.1 เทอร์โมคัปเปิลแบบ S (Type S Platinum 10% Rhodium V.S. Platinum)

ในปี ค.ศ. 1886 Le Chatelier ได้ประดิษฐ์เทอร์โมคัปเปิล โดยสายลบบำทำจากแพลทินัม และสายบวกทำจากโลหะผสม 90%ของแพลทินัม + 10%ของโรเดียม สามารถวัดอุณหภูมิได้ถึง 1400 องศาเซลเซียส ซึ่งต่อมาเทอร์โมคัปเปิลแบบนี้ได้กลายเป็นแบบ S. มาตรฐานสากลตาม IPTS 68 ระบุว่าสามารถใช้ในการสอบเทียบค่า และเปรียบเทียบเป็นค่ามาตรฐาน (Calibration and Comparision) ตั้งแต่จุดแข็งตัวของแอนติโมนี(630.74 องศาเซลเซียส) จนถึงจุดแข็งตัวของทอง (1064.43 องศาเซลเซียส) ตามกราฟรูปที่

2.10 แสดงคุณสมบัติของเทอร์โมคัปเปิลแบบ S



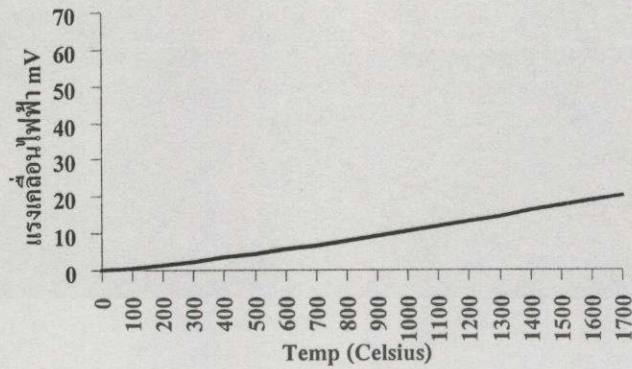
รูปที่ 2.10 แสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลแบบ S

เทอร์โมคัปเปิลแบบ S นี้สามารถใช้งานในสถานะที่เป็น Oxidizing และ Inert ได้ดีโดยสามารถทนอุณหภูมิได้ถึง 1400 องศาเซลเซียส หรือกับการใช้งานในระยะเวลาสั้นๆ สามารถทนได้ถึง 1482 องศาเซลเซียส แต่ไม่เหมาะสำหรับสภาวะงานที่เป็นแบบ Reducing, Vacuum หรือสภาพงานที่มีไอของโลหะ เช่น ตะกั่ว สังกะสี และ ไอของโลหะ เช่น อาเซนิก ซัลเฟอร์ ฟอสฟอรัส ซึ่งจะให้มีอายุการใช้งานสั้นลง ถ้าจำเป็นต้องใช้จะต้องป้องกันด้วย Protecting Tube ที่เป็นแบบโลหะ เช่น อะลูมินา บริสุทธิ ที่อุณหภูมิสูงๆ เม็ดเกรนของแพลทินัมจะพองตัวและแพลทินัมก็จะเกิดสกปรก (Contamination) ได้โดยง่าย ทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้ามีค่าต่ำลง จากการวิเคราะห์ส่วนผสม (Composition) ภายหลังจากการใช้งาน 20 ปี ส่วนผสมของโรเดียมจะเปลี่ยนสภาพเป็นพาลาเดียม ทำให้มีคุณสมบัติผิดไป การเปลี่ยนสภาพเช่นนี้จะเกิดกับเทอร์โมคัปเปิลทุกแบบที่มีส่วนผสมของโรเดียม

หมายเหตุ	Oxidizing	หมายถึง กระบวนการทางเคมีที่ดึงออกซิเจนจากภายนอกเข้าไปทำปฏิกิริยากับสารนั้น
	Reducing	หมายถึง กระบวนการทางเคมีที่ออกซิเจนถูกดึงออกมาจากสารนั้น เพื่อไปทำปฏิกิริยากับสารภายนอก
	Vacuum	หมายถึง ค่าความดันที่ต่ำกว่าบรรยากาศจนถึงภาวะสุญญากาศ
	Inert	หมายถึง ภาวะเฉื่อยที่ไม่เกิดปฏิกิริยาทางเคมี

2.1.4.2 เทอร์โมคัปเปิลแบบ R (Type R Platinum 13% Rhodium V.S. Platinum)

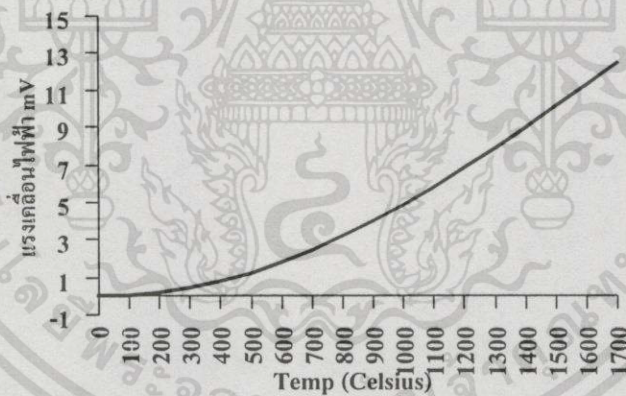
เทอร์โมคัปเปิลแบบ R สายลวดทำจากแพลทินัม สายบวกรทำจากแพลทินัม 87% + โรเดียม 13% ผลที่ได้จะทำให้แบบ R ให้แรงเคลื่อนเอาท์พุทสูงกว่าแบบ S ตามกราฟรูปที่ 2.11 แสดงคุณสมบัติเปรียบเทียบ กับแบบ S



รูปที่ 2.11 แสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลแบบ R เทอร์โมคัปเปิลแบบ R มีคุณสมบัติเหมือนกับแบบ S ทนอุณหภูมิสูงสุดได้ 1400 องศาเซลเซียส

2.1.4.3 เทอร์โมคัปเปิลแบบ B (Type B Platinum 30% Rhodium/Platinum 6% Rhodium)

เทอร์โมคัปเปิลแบบ B ผลิตขึ้นครั้งแรกเมื่อปี ค.ศ. 1954 ในประเทศเยอรมัน สายบวกทำจากแพลทินัม 70%+ โรเดียม 30% สายลบทำจากแพลทินัม 94%+ โรเดียม 6% คุณสมบัติของเทอร์โมคัปเปิลแบบ B ตามกราฟที่แสดงในรูปที่ 2.12



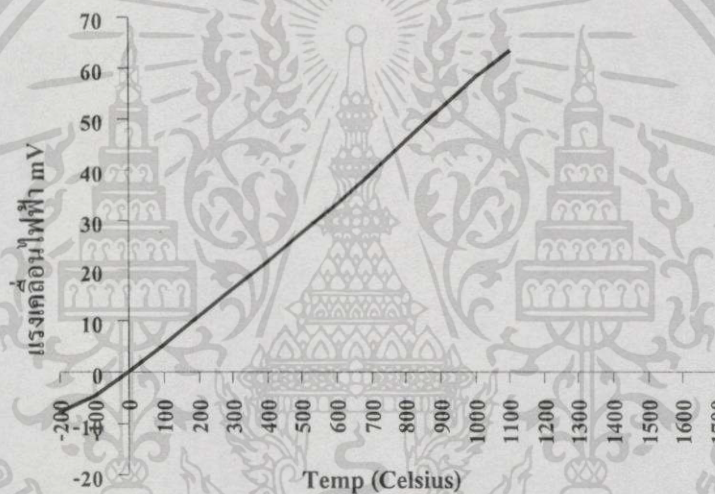
รูปที่ 2.12 แสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลแบบ B

เทอร์โมคัปเปิลแบบ B จะให้แรงเคลื่อนต่ำกว่าแบบ S และแบบ R แต่คุณสมบัติที่เด่นกว่าคือแข็งแรงและทนทานกว่า สามารถใช้งานที่อุณหภูมิสูงสุดได้ถึง 1704 องศาเซลเซียส(3100 องศาฟาเรนไฮต์) ในสถานะที่เป็น Oxidizing หรือ Inert แต่ไม่เหมาะสมกับการใช้งานในสถานะ Reducing หรือ Vacuum และในงานที่มีไอของโลหะและอโลหะเช่นเดียวกับแบบ R และแบบ S

เทอร์โมคัปเปิลที่ทำจากธาตุบริสุทธิ์จะให้ความเป็นเชิงเส้น(Linearity)ที่ดี แต่ให้แรงเคลื่อนเอาต์พุตค่อนข้างต่ำ

2.1.4.4 เทอร์โมคัปเปิลแบบ J (Type J Iron V.S. Constantan)

เนื่องจากแพลทินัมเป็นธาตุที่มีราคาแพง เพื่อที่จะทำให้เทอร์โมคัปเปิลมีราคาถูกลงได้มีการค้นคว้าหาวัสดุที่มีราคาถูกกว่าเพื่อใช้แทนแพลทินัม วัสดุที่เริ่มทดลองใช้ เช่น เหล็ก นิกเกิล นิกเกิลบริสุทธิ์เปราะมากในสภาพงานที่เป็น Oxidizing จากการทดลองต่อมาพบว่า โลหะผสมระหว่าง 60% ของทองแดง + 40 % ของนิกเกิล ที่ต่อมาเรียกว่า Constantan สามารถแก้ปัญหานี้ได้ เทอร์โมคัปเปิลที่ใช้สายบวกรทำด้วยเหล็ก และสายลบทำด้วย Constantan จึงถือกำเนิดขึ้น และต่อมากลายเป็นแบบมาตรฐานแบบ J

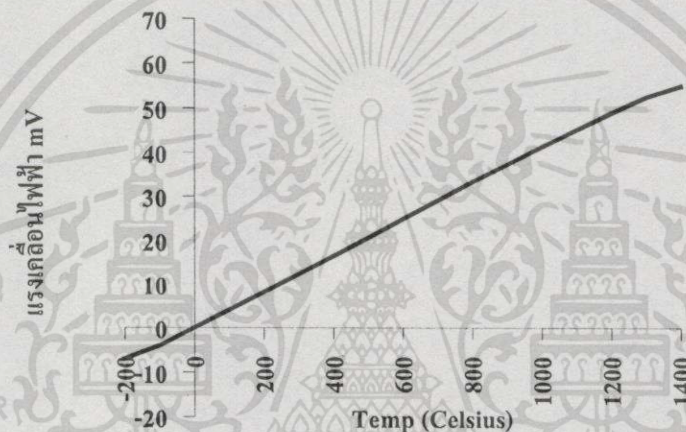


รูปที่ 2.13 แสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลแบบ J

คุณสมบัติของเทอร์โมคัปเปิลแบบ J เหมาะสำหรับสภาพงานที่เป็น Vacuum, Oxidizing, Reducing หรือ Inert ที่อุณหภูมิไม่เกิน 760 องศาเซลเซียส ไม่เหมาะสำหรับงานที่มีอุณหภูมิต่ำกว่า 0 องศาเซลเซียส และที่อุณหภูมิสูงกว่า 538 องศาเซลเซียส(1000 องศาฟาเรนไฮต์) สายที่เป็นเหล็กจะเกิดเป็นสนิมด้วยอัตราสูงกว่าปกติมาก สำหรับอุณหภูมิสูงกว่า 538 องศาเซลเซียส จะต้องใช้สายเทอร์โมคัปเปิลขนาดใหญ่จะช่วยให้อายุการใช้งานยืนยาวขึ้น จากการทดลองใช้งานภายใน 20 ปี พบว่าส่วนผสมของโลหะเทอร์โมคัปเปิลจะเปลี่ยนไป 0.5 %(แมงกานีสเพิ่มขึ้นในเนื้อเหล็ก)

2.1.4.5 เทอร์โมคัปเปิลแบบ K (Type K Chromel V.S. Alumel)

เพื่อที่จะทำให้เทอร์โมคัปเปิลสามารถวัดอุณหภูมิได้สูงกว่าแบบ J และมีราคาถูกลง จึงได้มีการประดิษฐ์เทอร์โมคัปเปิลแบบใหม่ที่สายบวกทำจากโลหะผสมระหว่างนิกเกิล 90% + โครเมียม 10% และสายลบทำจากโลหะผสมระหว่างนิกเกิล 95% + 5% ของส่วนผสมระหว่างอะลูมิเนียม แมงกานีส และซิลิกอน ซึ่งต่อมาได้กลายเป็นแบบมาตรฐานแบบ K เป็นที่นิยมกันอย่างแพร่หลายมากที่สุดสามารถใช้กับสภาวะงานที่เป็น Oxidizing หรือ Inert ได้ดีกว่าแบบอื่น สามารถทนอุณหภูมิได้ถึง 1260 องศาเซลเซียส (2300 องศาฟาเรนไฮต์) และที่อุณหภูมิต่ำถึง -250 องศาเซลเซียส (-420 องศาฟาเรนไฮต์) ในสภาพงานที่ต้องรับการแผ่รังสีโดยตรงจากแหล่งกำเนิดความร้อน แบบ K ก็สามารถใช้งานได้ดีเช่นกัน



รูปที่ 2.14 แสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลแบบ K

คุณสมบัติที่เด่นมากของเทอร์โมคัปเปิลแบบ K คือให้แรงเคลื่อนเอาต์พุตสูง

ข้อควรระวัง ไม่ควรใช้เทอร์โมคัปเปิลแบบ K สัมผัสโดยตรงกับ

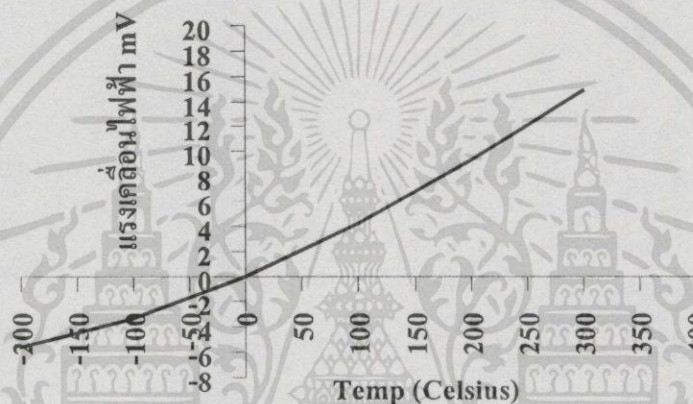
1. ในสภาวะงานที่เป็น Reducing หรือเป็นการใช้งานสลับกันระหว่าง Oxidizing และ Reducing
2. สภาวะงานที่มีไอของซัลเฟอร์ เพราะซัลเฟอร์จะทำลายโลหะทั้งคู่ของเทอร์โมคัปเปิล โดยเฉพาะสายลบจะเกิดขึ้นอย่างรวดเร็ว
3. สภาวะงานที่เป็น Vacuum ยกเว้นในช่วงระยะเวลาสั้นๆ

ถ้าจำเป็นต้องใช้งานเทอร์โมคัปเปิลกับสภาพดังกล่าวนี้จะต้องใช้ Protecting Tube ป้องกันเสียก่อน อายุการใช้งานของเทอร์โมคัปเปิลแบบ K นี้ประมาณ 20 ปี เพราะหลังจากนั้นส่วนผสมจะเปลี่ยนไป โดยจะมีเหล็กเพิ่มขึ้นประมาณ 2% และส่วนผสมบางอย่าง เช่น แมงกานีส จะลดปริมาณลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4.6 เทอร์โมคัปเปิลแบบ T (Type T Copper V.S. Constantan)

เทอร์โมคัปเปิลแบบ T เป็นเทอร์โมคัปเปิลแบบที่เหมาะสมสำหรับการวัดอุณหภูมิต่ำกว่าจุดเยือกแข็งของน้ำ สายบวกของเทอร์โมคัปเปิลแบบ T ทำจากทองแดง และสายลบทำจาก Constantan ในสภาพการใช้งานปกติสามารถวัดอุณหภูมิได้ต่ำถึง -184 องศาเซลเซียส แต่อุณหภูมิทางบวกวัดได้ต่ำกว่าแบบอื่นๆ คือประมาณ 370 องศาเซลเซียส เท่านั้น เพราะที่อุณหภูมิสูงกว่า 370 องศาเซลเซียส อัตราการเกิด Oxide ของโลหะเทอร์โมคัปเปิลจะเพิ่มมากขึ้น เป็นแบบที่ทนการกัดกร่อนในบรรยากาศที่มีความชื้นได้ดีเป็นพิเศษ และสามารถใช้งานในสภาวะที่เป็น Vacuum, Oxidizing, Reducing หรือ Inert ได้ดี



รูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลแบบ T

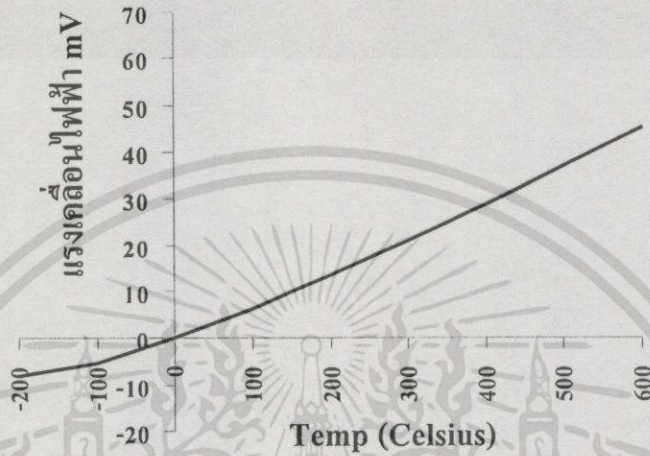
การใช้งานที่ต้องสัมผัสกับการแผ่รังสีโดยตรงจะทำให้ส่วนผสมของเทอร์โมคัปเปิลเปลี่ยนไปได้จึงไม่เหมาะกับงานลักษณะนี้ จากการทดลองใช้งานใน 20 ปี ส่วนผสมของนิเกิลและสังกะสีจะเพิ่มขึ้นประมาณ 10%

2.1.4.7 เทอร์โมคัปเปิลแบบ E (Type E Chromel V.S. Constantan)

เทอร์โมคัปเปิลแบบ E สายบวกทำจากส่วนผสมระหว่าง 10% ของโครเมียม + 90% ของนิเกิล และสายลบทำจาก Constantan อุณหภูมิใช้งานปกติอยู่ระหว่าง -250 องศาเซลเซียส ถึง 871 องศาเซลเซียส เหมาะกับสภาพงานที่เป็น Oxidizing คุณสมบัติอื่นๆ คล้ายกับเทอร์โมคัปเปิลแบบ K แต่ให้แรงเคลื่อนเอาต์พุตสูงกว่า

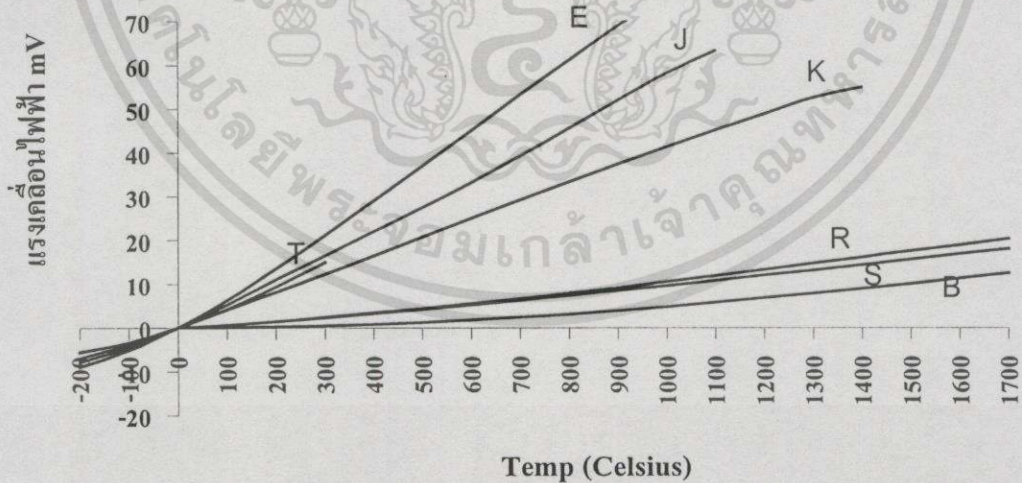
หมายเหตุ เทอร์โมคัปเปิลแบบมาตรฐานหมายถึง แบบที่ผู้ผลิตทุกรายกำหนดส่วนผสมของกลุ่มสายเทอร์โมคัปเปิลเป็นมาตรฐานเหมือนกัน สามารถใช้ตารางสอบเทียบมาตรฐานที่หาได้ทั่วไป แต่แบบ

Nonstandard เป็นแบบที่มีผู้ผลิตเสนอแบบที่มีคุณสมบัติเฉพาะต่างไปจากแบบมาตรฐาน ตารางการสอบเทียบค่าจะจัดหามาให้เฉพาะกับเทอร์โมคัปเปิลตัวนั้น(ต้องเก็บรักษาให้ดี)



รูปที่ 2.16 แสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลแบบ E

ข้อมูลสรุปกราฟการเปรียบเทียบส่วนผสม ย่านอุณหภูมิและแรงเคลื่อนไฟฟ้าของเทอร์โมคัปเปิลแบบมาตรฐาน



รูปที่ 2.17 แสดงแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดจากผลต่างของอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลมาตรฐานทั้ง 7 แบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 แสดงคุณสมบัติเปรียบเทียบของเทอร์โมคัปเปิลแบบมาตรฐาน

แบบ	ส่วนผสม	ย่านอุณหภูมิใช้งาน		แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ได้ mV
		°C	°F	
B	แพลทินัม-30%โรเดียม แพลทินัม-6%โรเดียม	0 ถึง 1820	32 ถึง 3310	0 ถึง 18.814
R	แพลทินัม-13%โรเดียม แพลทินัม	-50 ถึง 1768	-60 ถึง 3210	-2.36 ถึง 21.108
S	แพลทินัม-10%โรเดียม แพลทินัม	-50 ถึง 1768	-60 ถึง 3210	-0.236 ถึง 18.698
J	เหล็ก/คอนสแตนแตน	-210 ถึง 760	-350 ถึง 1400	-8.096 ถึง 42.922
K	โครเมล/อะลูเมล	-270 ถึง 1372	-450 ถึง 2500	-6.458 ถึง 54.875
T	ทองแดง/คอนสแตนแตน	-270 ถึง 400	-450 ถึง 750	-6.258 ถึง 20.869
E	โครเมล/คอนสแตนแตน	-270 ถึง 1000	-450 ถึง 1830	-9.885 ถึง 76.358

- แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ได้จากการเปรียบเทียบอุณหภูมิที่วัดกับจุดเยือกแข็งของน้ำ

ตารางที่ 2.2 แสดงภาวะในการใช้งานเทอร์โมคัปเปิลแบบมาตรฐาน โดยไม่ต้องใช้ Protecting Tube

ความเหมาะสมในการใช้งาน							
TC แบบ	บรรยากาศ Oxidizing	บรรยากาศ Reducing	บรรยากาศ Inert	Vacuum	บรรยากาศ Sulferous	อุณหภูมิ < 0°C	มีไอของ โลหะ
B	ได้	ไม่ได้	ได้	ได้ในช่วงสั้นๆ	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
R	ได้	ไม่ได้	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
S	ได้	ไม่ได้	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
J	ได้	ได้	ได้	ได้	ไม่ได้ถ้า >500°C	ไม่ได้	ได้
K	ได้*	ไม่ได้	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้	ได้
T	ได้	ได้	ได้	ได้	ไม่ได้	ได้	ได้
E	ได้	ไม่ได้	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้*	ได้

* ใช้งานได้ดีกว่าแบบ E, J และ T เมื่ออุณหภูมิ > 550°C
+ โดยเฉพาะกับอุณหภูมิ < 0°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.3 แสดงช่วงอุณหภูมิของการสอบเทียบค่าของเทอร์โมคัปเปิลแบบมาตรฐานและค่าผิดพลาดที่อยู่ในพิสัย

เทอร์โมคัปเปิล แบบ	ย่านอุณหภูมิ °C	ค่าผิดพลาดในพิสัย		ขนาดสายที่ เล็กที่สุด (AWG)
		แบบมาตรฐาน	แบบพิเศษ	
R	870 ถึง 1,700	±0.5%		24
R&S	0 ถึง 1,450	±1.5 °C หรือ ±0.25%	±0.5 °C หรือ ±0.1%	24
J	0 ถึง 750	±2.2 °C หรือ ±0.75%	±1.1 °C หรือ ±0.4%	8
K	0 ถึง 1,250	±2.2 °C หรือ ±0.75%	±1.1 °C หรือ ±0.4%	8
T	0 ถึง 350	±1 °C หรือ ±0.75%	±0.5 °C หรือ ±0.4%	14
E	0 ถึง 900	±1.7 °C หรือ ±0.5%	±1 °C หรือ ±0.4%	8
ย่าน < °C				
K	-200 ถึง 0	±2.2 °C หรือ ±2%		
T	-200 ถึง 0	±1 °C หรือ ±1.5%		
E	-200 ถึง 0	±1.7 °C หรือ ±1%		

ตามตารางนี้เป็นค่าผิดพลาดที่ยอมรับได้ ค่าผิดพลาดในช่วงอุณหภูมิสูงเกินกว่าย่านอุณหภูมินี้ ค่าผิดพลาดจะระบุไว้

2.2 ทฤษฎีและหลักการควบคุม

ปัจจุบันการควบคุมเตาอบ ได้มีการพัฒนานำตัวควบคุมมาใช้เพื่อควบคุมอุณหภูมิกันอย่างกว้างขวาง ทั้งนี้เพื่อให้ระบบมีผลการตอบสนองที่เที่ยงตรง และมีเสถียรภาพตามต้องการ นอกจากนี้ระบบควบคุมในปัจจุบันยังมีการกำหนดเงื่อนไขของการควบคุมที่มีความซับซ้อนเพิ่มขึ้น ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีตัวควบคุมที่คอยจัดการกระบวนการต่างๆ ให้เป็นไปตามเงื่อนไขดังกล่าวได้อย่างมีประสิทธิภาพที่สูงสุด

สำหรับประเภทของการควบคุมสามารถแบ่งออกได้ดังนี้ คือการควบคุมแบบป้อนกลับและการควบคุมแบบไปข้างหน้าวิธีการควบคุมแบบป้อนกลับมีข้อดี คือสามารถชดเชยการรบกวนกับกระบวนการทุกชนิด โดยการรบกวนมีผลต่อตัวแปรที่ถูกควบคุมและเมื่อตัวแปรเบี่ยงเบนทำให้ตัวควบคุมเปลี่ยนแปลงค่าเอาท์พุทให้เข้าสู่ค่าเป้าหมาย แต่มีข้อเสีย คือการชดเชยการรบกวนทำได้หลังจากตัวแปรที่ถูกควบคุมเบี่ยงเบนไปแล้ว ในส่วนของการควบคุมแบบไปข้างหน้าสามารถวัดการรบกวนและชดเชยก่อนค่าตัวแปรที่ถูกควบคุมจะเบี่ยงเบนไปจากค่าที่กำหนดไว้

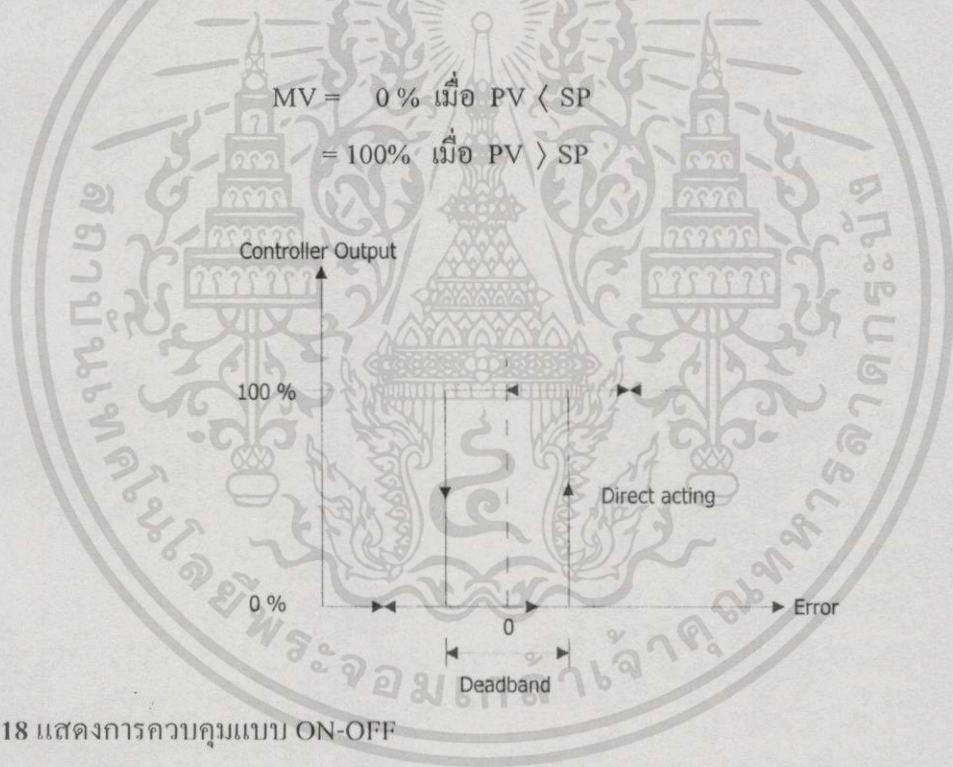
2.2.1 ตัวควบคุม (Controller)

สำหรับตัวควบคุมที่ใช้กับระบบหรือกระบวนการที่ต้องการควบคุม ต้องเลือกให้เหมาะสมกับระบบหรือกระบวนการนั้นๆ เพื่อให้มีผลการตอบสนองที่ดีและเกิดประสิทธิภาพสูงสุด โดยที่สามารถแบ่งตัวควบคุมออกเป็น 4 ประเภทใหญ่ๆ ได้ดังนี้คือ

2.2.1.1 ตัวควบคุมแบบ ON - OFF

การควบคุมที่ง่ายที่สุดที่ใช้ในระบบควบคุม คือ การควบคุมแบบ ON - OFF โดยที่การแสดงสถานะเอาต์พุต จากการควบคุมแบบนี้ทำได้ 2 สถานะเท่านั้น คือ 0 % หรือ 100% ดังแสดงในรูปที่ 2.18 สำหรับความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณเอาต์พุต(Manipulated Variable: MV) กับสัญญาณอินพุต (Process Variable :PV) ที่ค่าเป้าหมาย (Set Point :SP) ค่าใดค่าหนึ่งกำหนดได้ดังนี้ คือ

$$\begin{aligned} MV &= 0 \% \text{ เมื่อ } PV < SP \\ &= 100 \% \text{ เมื่อ } PV > SP \end{aligned} \tag{2.2}$$



รูปที่ 2.18 แสดงการควบคุมแบบ ON-OFF

จากรูปที่ 2.18 ถ้าค่าผิดพลาดเพิ่มขึ้นมากกว่าค่าวิกฤติ(Critical Value) มีผลทำให้ค่าเอาต์พุตเกิดการเปลี่ยนแปลงจาก 0 % เป็น 100 % และในทางตรงข้ามกันถ้าค่าผิดพลาดลดต่ำกว่าค่าวิกฤตินั้นมีผลทำให้ค่าเอาต์พุตเปลี่ยนจาก 100 % เป็น 0 % สำหรับการควบคุมแบบ ON - OFF ดังกล่าวนี้ก่อนที่ค่าเอาต์พุตเกิดการเปลี่ยนแปลงนั้นจะเกิดเดทแบนด์ (Deadband) ขึ้นรอบๆ ค่าผิดพลาด ซึ่งมีค่าเท่ากับศูนย์ (Zero error) ดังนั้นในช่วงเดทแบนด์ค่าเอาต์พุตจะไม่เกิดการเปลี่ยนแปลงแต่อย่างใด

2.2.1.2 ตัวควบคุมแบบ P (Proportional Controller)

สำหรับการควบคุมที่มีวิธีการควบคุมแบบ P นั้น ค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมเปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าผิดพลาด ถ้าค่าผิดพลาดมากค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมก็มากขึ้นตาม แต่ถ้าค่าผิดพลาดน้อยค่าเอาต์พุตที่ได้มีค่าน้อยด้วย ความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปร 2 ตัวนี้เรียกว่า อัตราขยายของตัวควบคุมแบบสัดส่วน(Proportional Gain) เขียนเป็นสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

$$m(t) = K_p [r(t) - c(t)] + m(0) \quad (2.3)$$

$$m(t) = K_p e(t) + m(0) \quad (2.4)$$

เมื่อกำหนดให้ $m(t)$ คือ เอาต์พุตจากตัวควบคุมหรือ MV (Manipulated Variable)
 $r(t)$ คือ ค่าเป้าหมายหรือ SP (Set Point)
 $c(t)$ คือ ตัวแปรที่ถูกควบคุม
 $e(t)$ คือ ค่าผิดพลาด
 K_p คือ อัตราการขยายของตัวควบคุมแบบ P
 $m(0)$ คือ ค่าไบอัสเป็นค่าทางออกของตัวควบคุมเมื่อ $e(t) = 0$

สมการ (2.3) และ (2.4) นั้น แสดงให้เห็นว่าเอาต์พุตของตัวควบคุม เป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าผิดพลาดระหว่างค่าเป้าหมายกับตัวแปรที่ถูกควบคุมที่เกิดจากค่า K_p ข้อได้เปรียบของตัวควบคุมแบบนี้ คือ มีการปรับค่าพารามิเตอร์ K_p เพียงตัวเดียวส่วนข้อเสียเปรียบ คือ เทอมค่าผิดพลาด $e(t)$ ไม่สามารถทำให้เป็นศูนย์ได้ที่สภาวะคงที่ (Steady state) สำหรับเอาต์พุตของตัวควบคุมสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของ Proportional Band (PB) โดยที่ PB หมายถึง Percent Proportional Band สำหรับความสัมพันธ์ระหว่าง K_p และ PB แสดงได้ดังนี้ คือ

$$PB = 100/K_p \quad (2.5)$$

2.2.1.3 ตัวควบคุมแบบ I (Integral Controller)

กริยาควบคุมแบบ I นั้น บางครั้งอาจเรียกว่า การควบคุมแบบรีเซ็ต (Reset Control) โดยที่กริยาการควบคุมแบบนี้ค่าผิดพลาดขณะใด ๆ นั้นสัมพันธ์กับค่าผิดพลาดทั้งหมดที่เกิดขึ้น ซึ่งผลจากการควบคุมแบบ I นั้นเหมือนกับการปรับค่าไบแอสจนกระทั่งค่าผิดพลาดหมดไป และสำหรับสมการเอาต์พุตของตัวควบคุมกำหนดได้ดังนี้ คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m(t) = \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + m(0) \quad (2.6)$$

โดยที่ T_i = Integral หรือ Reset Time

2.2.1.4 ตัวควบคุมแบบ D (Derivative Controller)

สำหรับกริยาการควบคุมแบบ D เอาที่พู่ทของตัวควบคุมขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าผิดพลาด $de(t)/dt$ กริยาการควบคุมแบบนี้อาจกล่าวได้ว่าสามารถปรับสัญญาณเอาที่พู่ท ออกไปหักล้างกับค่าผิดพลาดได้ล่วงหน้าก่อนที่ค่าผิดพลาดเกิดการเปลี่ยนแปลงมากขึ้น ซึ่งเอาที่พู่ทของตัวควบคุมแบบ D กำหนดได้ตามสมการ (2.7)

$$m(t) = T_d \left[\frac{de(t)}{dt} \right] \quad (2.7)$$

โดยที่ T_d = Derivative Time

2.2.2 ตัวควบคุมแบบประกอบร่วมกัน

สำหรับตัวควบคุมแบบต่าง ๆ ดังกล่าวข้างต้นนั้น ในทางปฏิบัติแล้วนั้น การนำตัวควบคุมไปประยุกต์ใช้งานนั้นต้องรวมตัวควบคุมเข้าด้วยกัน ได้แก่ ตัวควบคุมแบบ PI ,PD และ PID เพื่อให้เหมาะสมกับงานที่ต้องการควบคุม ซึ่งสามารถอธิบายกริยาที่เกิดจากการประกอบร่วมกันของตัวควบคุมต่าง ๆ ได้ดังนี้ คือ

2.2.2.1 ตัวควบคุมแบบ PI (Proportional Integral Controller)

เนื่องจากการควบคุมแบบ P ทำให้เกิดค่า offset ที่ตรงค่าเป้าหมาย ในกรณีนี้จึงเพิ่มเติมของการควบคุมเข้าไป เรียกเทอมนี้ว่า integral หรือ reset action ดังสมการ(2.8)

$$m(t) = K_p e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + m(0) \quad (2.8)$$

โดยตัวควบคุมแบบ PI นั้นมีตัวแปรที่ใช้ปรับแต่งในการควบคุมตามต้องการ 2 ตัวแปร คือ K_p และ T_i ซึ่งจากสมการ (2.8) เมื่อค่า T_i ลดลงเทอม $\frac{1}{T_i}$ มีค่าเพิ่มขึ้น

2.2.2.2 ตัวควบคุมแบบ PD (Proportional Derivative Controller)

ตัวควบคุมชนิดนี้ใช้กับกระบวนการที่ใช้การควบคุมแบบ P เท่านั้น โดยที่ตัวควบคุมนี้ทำการคาดการณ์ล่วงหน้า ซึ่งอธิบายได้ดังสมการ(2.9)

$$m(t) = K_p e(t) + T_d \left[\frac{de(t)}{dt} \right] + m(0) \quad (2.9)$$

2.2.2.3 ตัวควบคุมแบบ PID (Proportional Integral Derivative Controller)

ตัวควบคุมนี้เพิ่มจากตัวควบคุมแบบ D ร่วมกับตัวควบคุมแบบ PI ซึ่งกริยาการควบคุมแบบ D เป็นกริยาที่คำนวณจากอัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าผิดพลาด $de(t)/dt$ ดังนั้นการคำนวณเพื่อดูแนวโน้มของ $e(t)$ ว่ามีการเปลี่ยนแปลงไปในทางทิศทางใด ด้วยอัตราในการเปลี่ยนแปลงมากหรือน้อยอย่างไรแล้วจึงคำนวณค่าเอาต์พุตของตัวควบคุม $m(t)$ ออกมาหักล้างหรือขจัด $e(t)$ ให้หมดไป ซึ่งเสมือนว่าเป็นการแก้ก่อนล่วงหน้า ดังนั้นตัวควบคุมนี้จึงใช้กับกระบวนการที่ต้องใช้ระยะเวลานานและมีการคาดการณ์ล่วงหน้า ดังสมการ(2.10)

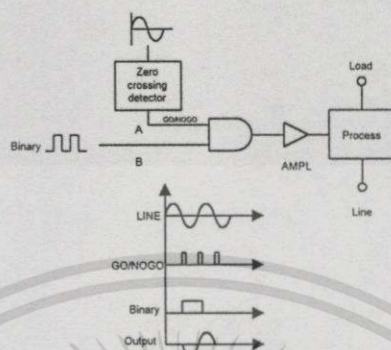
$$m(t) = K_p e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \left[\frac{de(t)}{dt} \right] + m(0) \quad (2.10)$$

ส่วนใหญ่ตัวควบคุม ที่ใช้ปัจจุบันเป็นชนิด Interacting controller กล่าวคือ ค่าอัตราขยาย K_p รวมอยู่กับเทอมของ Integral และ Derivative ดังสมการ(2.11)

$$m(t) = K_p e(t) + (K_p) \left(\frac{1}{T_i} \right) \int e(t) dt + (K_p) (T_d) \left[\frac{de(t)}{dt} \right] + m(0) \quad (2.11)$$

ดังนั้นถ้าปรับค่า K_p อย่างเดียวก็จะไปส่งผลกระทบต่อกรกระทำของ Integral และ Derivative ด้วย ซึ่งเรียกว่า Interaction นั่นเอง การกระทำของตัวควบคุมโดยทั่วไปมี 2 การกระทำ ได้แก่ Reverse กับ Direct Action สำหรับ Reverse Action เมื่อสัญญาณอินพุตเข้าสู่ตัวควบคุมเพิ่มขึ้นทำให้สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมลดลง ส่วน Direct Action เมื่อสัญญาณอินพุตเข้าสู่ตัวควบคุมเพิ่มขึ้นทำให้สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมเพิ่มขึ้นด้วย

2.3 หลักการพื้นฐานของการผสมสัญญาณ BRM(Binary Rate Modulation)



รูปที่ 2.19 แสดงการผสมสัญญาณ Binary Rate กับสัญญาณไฟกระแสสลับ

รูปที่ 2.19 จะเห็นว่าอินพุต A เป็นตัวรับสัญญาณไฟกระแสสลับโดยผ่านวงจร Zero Crossing Detector ทำหน้าที่กำหนดจุดเริ่มต้นตามสัญญาณไฟกระแสสลับที่จุดตัดศูนย์ผ่านเข้าไปยังวงจร AND Gate กำหนด Go / No Go ในการผ่านหรือไม่ผ่านของสัญญาณไฟกระแสสลับในทุกช่วงที่เป็นศูนย์ จากนั้นไปเข้ายังอินพุตข้างหนึ่งของ AND Gate เพื่อให้มีการผสมสัญญาณกับ Binary Rate ที่กำหนดเข้ามาจากตัวกำหนดสัญญาณ Binary ผ่านเข้าที่จุด B เพื่อเปิด Gate ของ AND Gate ในช่วงเวลาที่เหมาะสมทำให้ได้สัญญาณเอาต์พุตในหนึ่งไซเคิล จากหลักการผสมสัญญาณแบบ BRM ผลตอบสนองของเอาต์พุตจะมีสัญญาณไฟกระแสสลับที่เกิดขึ้น 256 รูปแบบโดยสัญญาณ BRM ขนาด 8 บิต เป็นอิสระต่อกัน คือ $f_1, f_2, f_4, f_8, f_{16}, f_{32}, f_{64}, f_{128}$ กระทำด้วยสมการ Linear Combination จากความถี่ 8 รูปแบบข้างต้นด้วยสมการที่ (2.12)

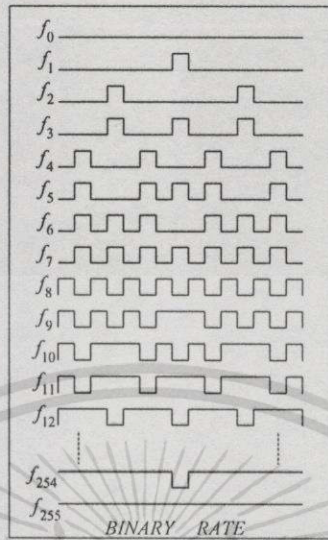
$$f_{2^n} = \sum_{b=0}^{2^n-1} \left[u\left(t - \left(\frac{2^n}{2^{a+1}} - 1 + b\frac{2^n}{2^a}\right)T\right) - u\left(t - \left(\frac{2^n}{2^{a+1}} + b\frac{2^n}{2^a}\right)T\right) \right] \sin \omega t \quad (2.12)$$

$u(t)$ คือ Unit Step Function

ω คือ ความถี่ของสัญญาณไฟกระแสสลับ

a คือ ค่าของ Binary = 0, 1, ..., N - 1

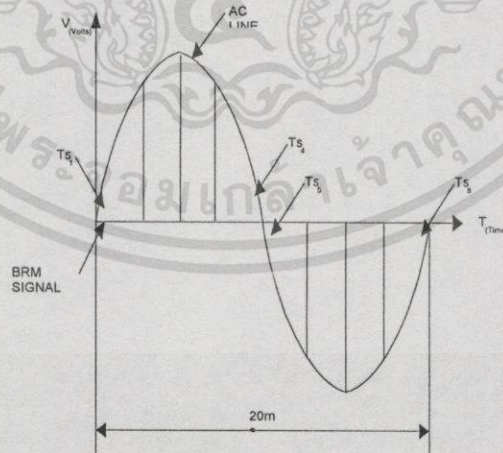
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 แสดงรูปคลื่นสัญญาณ BRM 8 บิต

2.3.1 การจ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับแบบละเอียดด้วย ICBRM

เกิดขึ้นจากการสร้างสัญญาณ ICBRM จะกำหนดสัญญาณ BRM ขนาด 8 บิต ไปผสมกับสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ โดยแบ่ง T_s (Scan Time) 8 ส่วน ในทุกๆ 20 มิลลิวินาที ของการจ่ายพลังงานไฟฟ้าในแต่ละส่วนๆละ 2.5 มิลลิวินาที ซึ่งกำหนด ICBRM ได้ 2040 รูปแบบ สำหรับการจ่ายพลังงานไฟฟ้าจาก $T_{s_1}, T_{s_2}, \dots, T_{s_7}, T_{s_8}$ ตามลำดับ โดยพิจารณาการจ่ายพลังงานไฟฟ้าแบบ 1 เฟส



รูปที่ 2.21 แสดงการจ่ายพลังงานใน 1 เฟสเกิด

จากรูปที่ 2.21 T_S (scan time) จะประกอบด้วยสัญญาณ BRM จำนวน 256 รูปแบบ (255 ระดับ) แบ่ง T_S ออกเป็น 8 ส่วน ในทุกๆ 20 มิลลิวินาที ของการจ่ายพลังงาน ในแต่ละส่วนๆ ละ 1 ไซเคิลของแต่ละเฟสซึ่งใน 1 ส่วนของ T_S ส่วนละ 2.5 มิลลิวินาที ที่กำหนด BRM ได้ 256 รูปแบบ ในแต่ละส่วน เมื่อผสมกับสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ จึงทำให้กำเนิดสัญญาณ ICBRM มีความละเอียดในการจ่ายพลังงานไฟฟ้าได้สูงสุดจำนวน 2040 รูปแบบ ทำให้ระบบการจัดการในการจ่ายพลังงานไฟฟ้ามีความละเอียดสูงและมีประสิทธิภาพในการจ่ายพลังงานไฟฟ้าและภาระงานในทุกรูปแบบ

จากรูปที่ 2.21 แสดงการจ่ายพลังงานไฟฟ้า 1 เฟสเราสามารถเขียนในเทอมของสมการฟูรีเยร์ได้ตามสมการ(2.13)

$$V_{BRM}(t) = \sum_{a=0}^m \left(\frac{2^a}{2^{m+1}-1} K_a \right) \sum_{n=1}^{\infty} \sum_{b=0}^{2^{a-1}} \left(\sin \left(\frac{2^{m+1} + b \cdot 2^{m+1}}{2^{m+1}-1} \right) - \sin \left(\frac{2^{m+1} - 1 + b \cdot 2^{m+1}}{2^{m+1}-1} \right) \right) \frac{2}{\pi n} \cos \left(\frac{p}{2} n \omega t \right) K_a \quad (2.13)$$

$$V_{ac} = V \sin(\omega t) \quad (2.14)$$

$$V_{ICBRM}(t) = V_{BRM}(t) * V_{ac}(t) \quad (2.15)$$

$$\omega = 2\pi f$$

จากสมการที่ 2.15 นำมาเขียนสมการ ICBRM 3 เฟสดังนี้

$$V_{ICBRM_A}(t) = V_{ICBRM}(t)$$

$$V_{ICBRM_B}(t) = V_{ICBRM}(t - 120^\circ)$$

$$V_{ICBRM_C}(t) = V_{ICBRM}(t + 120^\circ)$$

(2.16)

เมื่อ

$V_{ICBRM}(t)$ คือ แรงดัน ICBRM

$V_{BRM}(t)$ คือ แรงดัน BRM multiplier.

$V_{AC}(t)$ คือ แรงดันรูปคลื่นไซน์

V คือ ขนาดของแรงดัน

K_a คือ ตำแหน่งของ Binary

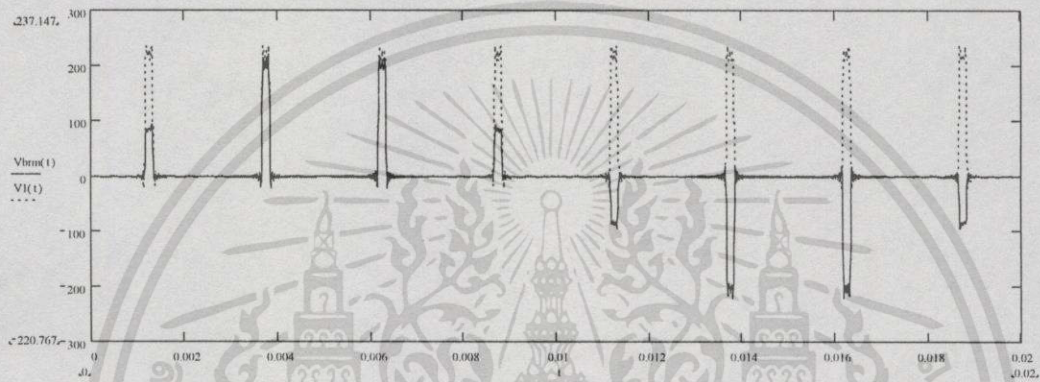
f คือ ความถี่ของรูปคลื่นไซน์

T_S คือ เวลาของรูปสี่เหลี่ยม หรือ Scan Time

P คือ จำนวน T_S ที่เกิดขึ้นใน 1 ไซเคิล

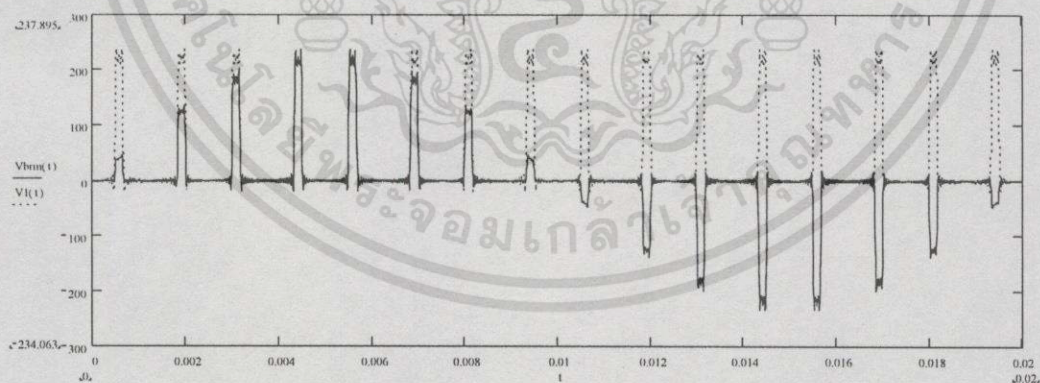
จากสมการที่ 2.15 เราสามารถเขียนสร้างสัญญาณ ICBRM 1 เฟส ความถี่(50 เฮิรตซ์)และ BRM กำหนดให้ $V = 220$, $m = 3$, $f = 50$ และ $P = 8$ ดังรูปที่ 2.22(ก-ง) เป็นรูปแบบที่หลักที่ 8(1), 16(2), 32(4) และ 64(8) และรูปที่ 2.22(จ)แสดงสัญญาณ ICBRM และ BRMรูปแบบที่ 80(10) เป็นการนำสัญญาณหลักรูปแบบที่ 16(2) รวมกับสัญญาณหลักรูปแบบที่ 64(8)

$$K_3 = 0, K_2 = 0, K_1 = 0, K_0 = 1 \text{ (BRM1)}$$



(ก) รูปแบบหลัก ICBRM ที่ 8.

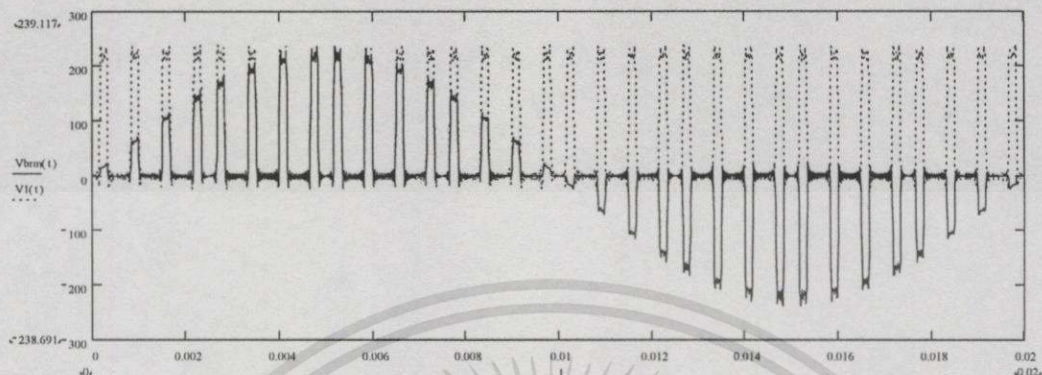
$$K_3 = 0, K_2 = 0, K_1 = 1, K_0 = 0 \text{ (BRM2)}$$



(ข) รูปแบบหลัก ICBRM ที่ 16.

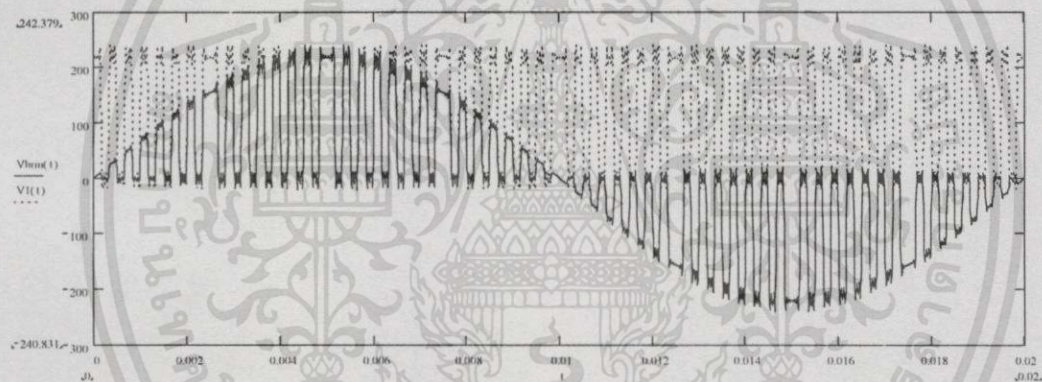
รูปที่ 2.22 แสดงรูปแบบสัญญาณความถี่ 50 เฮิรตซ์ 1 เฟส (BRM 4 บิต)

$$K_3 = 0, K_2 = 1, K_1 = 0, K_0 = 0 \text{ (BRM4)}$$



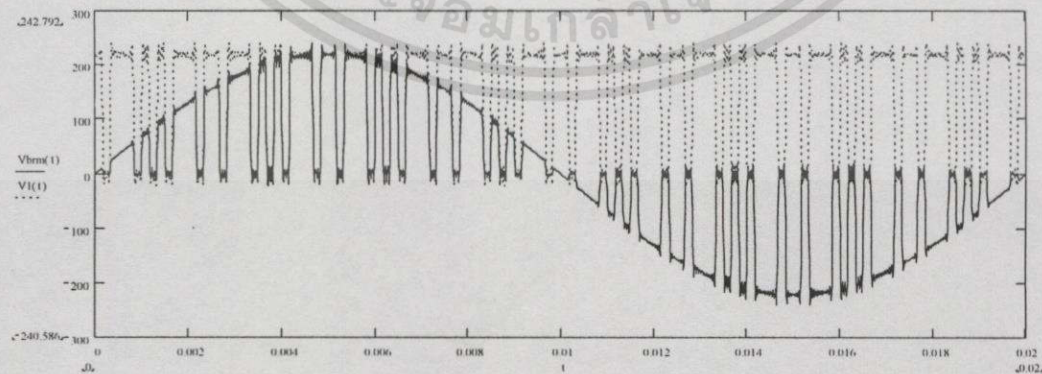
(ค) รูปแบบหลัก ICBRM ที่ 32.

$$K_3 = 1, K_2 = 0, K_1 = 0, K_0 = 0 \text{ (BRM8)}$$



(ง) รูปแบบหลัก ICBRM ที่ 64.

$$K_3 = 1, K_2 = 0, K_1 = 1, K_0 = 0 \text{ (BRM10)}$$



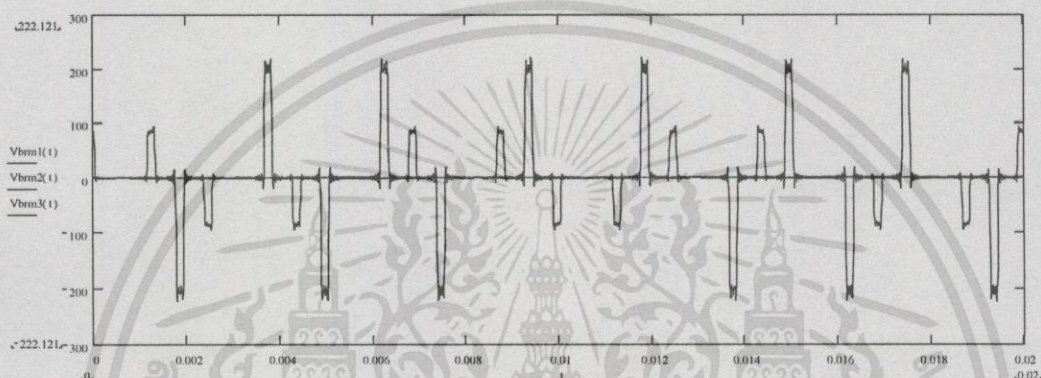
(จ) รูปแบบ ICBRM ที่ 80. (รูปแบบที่ 64+รูปแบบที่ 16)

รูปที่ 2.22 (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

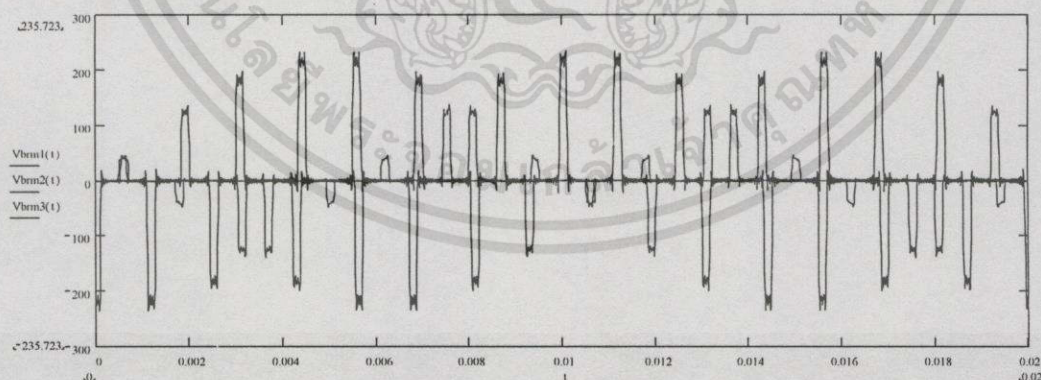
จากสมการ(2.16) สร้างสัญญาณ ICBRM 3 เฟส ความถี่(50 เฮิรตซ์)และ BRM กำหนดให้ $V = 220$, $m = 3$, $T_{BRM} = 0.01$ และ $f_c = 50$ ดังรูปที่ 2.23(ก-ง) เป็นรูปแบบที่หลักที่ 8(1), 16(2), 32(4) และ 64(8) และรูปที่ 2.23(จ)แสดงสัญญาณ ICBRM และ BRM รูปแบบที่ 80(10) เป็นการนำสัญญาณหลักรูปแบบที่ 16(2) รวมกับสัญญาณหลักรูปแบบที่ 64(8)

$$K_3 = 0, K_2 = 0, K_1 = 0, K_0 = 1 \text{ (BRM1)}$$



(ก)รูปแบบหลัก ICBRM ที่ 8.

$$K_3 = 0, K_2 = 0, K_1 = 1, K_0 = 0 \text{ (BRM2)}$$

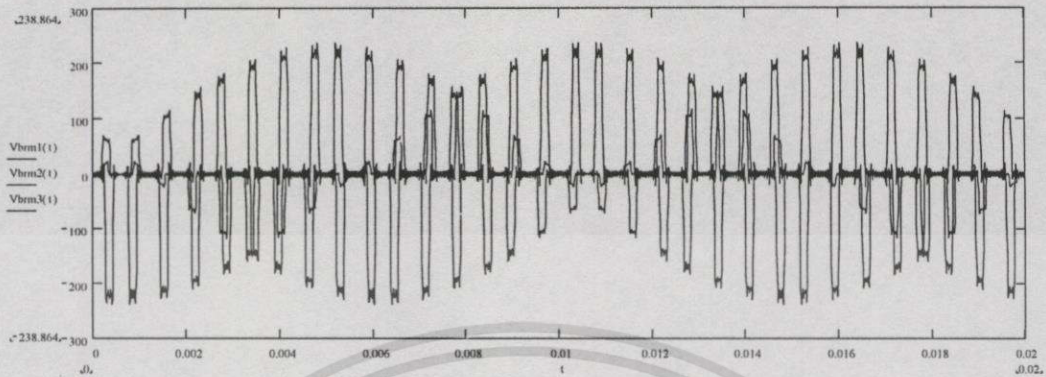


(จ) รูปแบบหลัก ICBRM ที่ 16.

รูปที่ 2.23 รูปแบบสัญญาณความถี่ 50 เฮิรตซ์ 3 เฟส (BRM 4 บิต)

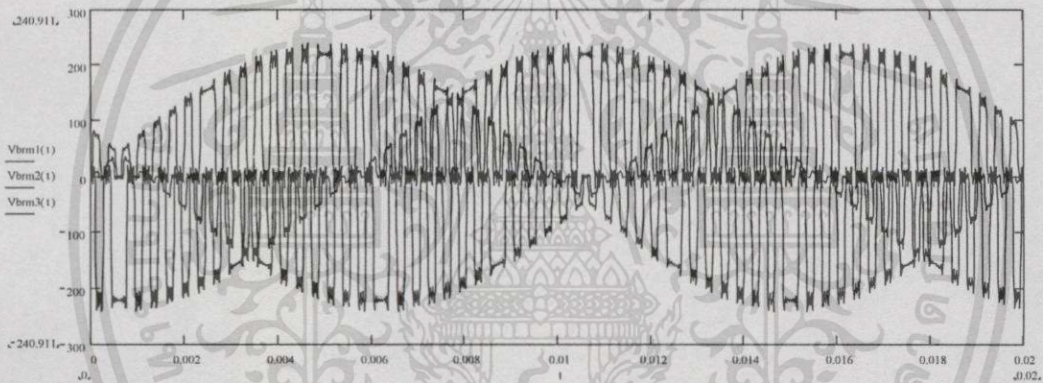
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$K_3 = 0, K_2 = 1, K_1 = 0, K_0 = 0$ (BRM4)



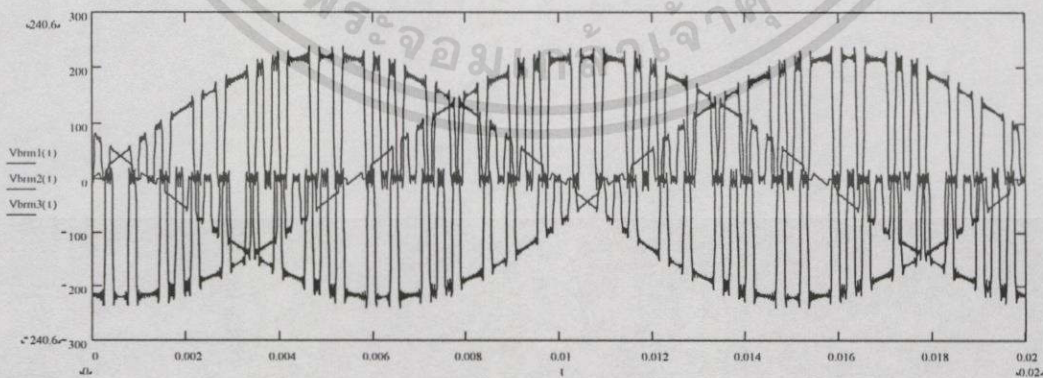
(ง) รูปแบบหลัก ICBRM ที่ 32.

$K_3 = 1, K_2 = 0, K_1 = 0, K_0 = 0$ (BRM32)



(จ) รูปแบบหลัก ICBRM ที่ 64.

$K_3 = 1, K_2 = 0, K_1 = 1, K_0 = 0$ (BRM10)



(จ) รูปแบบ ICBRM ที่ 80. (รูปแบบที่ 64+รูปแบบที่ 16)

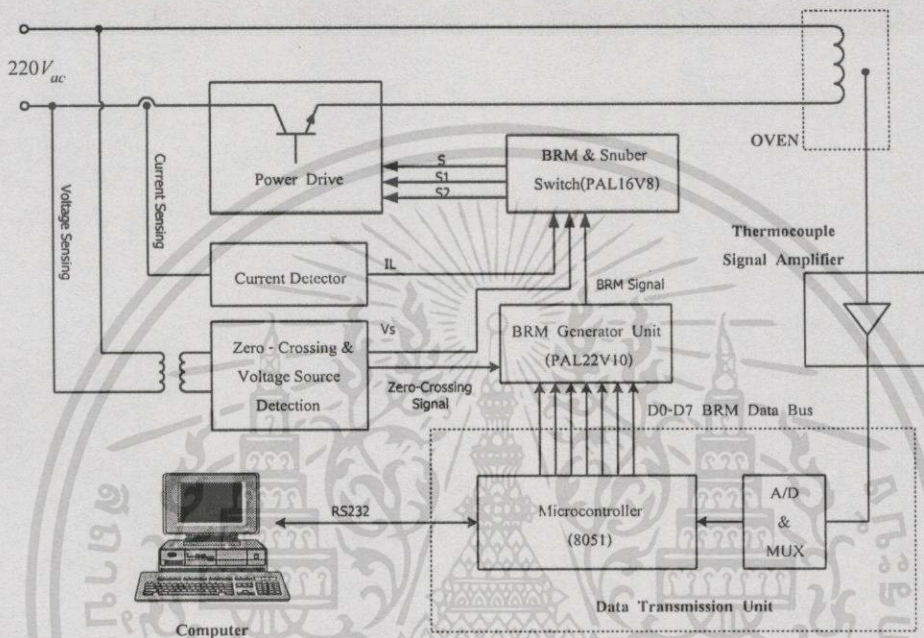
รูปที่ 2.23 (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบโครงสร้างของระบบและการควบคุม

3.1 โครงสร้างทางฮาร์ดแวร์ของระบบ



รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างทางฮาร์ดแวร์ของระบบควบคุมอุณหภูมิของเตาอบ

จากรูปที่ 3.1 โครงสร้างฮาร์ดแวร์ของระบบ จะประกอบด้วยหน่วยต่างๆ ของระบบทำหน้าที่ควบคุมการทำงานด้วยหน่วยต่างๆ ได้แก่

3.1.1 หน่วยควบคุมหลักใช้คอมพิวเตอร์ทำหน้าที่ กำหนดค่าอุณหภูมิ กำหนดอัตราขยายของตัวควบคุม แสดงผลอุณหภูมิ และประมวลผลตามการควบคุมแบบ PI ของตัวควบคุม

3.1.2 หน่วยส่งผ่านข้อมูล(Data Transmission Unit) ทำหน้าที่รับข้อมูลที่ได้รับการประมวลผลจากคอมพิวเตอร์เพื่อกำหนดการสร้างสัญญาณส่งผ่านไปยังหน่วยกำเนิดสัญญาณ BRM(BRM Generator Unit) และรับสัญญาณของเทอร์โมคัปเปิลที่ขยายแล้วมาทำการแปลงให้เป็นข้อมูลทางดิจิทัล เพื่อส่งกลับยังหน่วยควบคุมหลัก

3.1.3 หน่วยกำเนิดสัญญาณ BRM ใช้ IC เบอร์ PAL22V10 ทำหน้าที่สร้างสัญญาณ BRM เพื่อใช้ในการควบคุมการจ่ายพลังงานในการควบคุมอุณหภูมิของเตาอบ

3.1.4 วงจรจับสัญญาณที่จุดศูนย์และตรวจจับเฟสของแรงดัน ทำหน้าที่กำหนดจุดเริ่มต้นในการสร้างสัญญาณ BRM

3.1.5 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส ใช้ตัวตรวจจับกระแส CSM161 ทำหน้าที่ตรวจจับสัญญาณกระแสเพื่อใช้ในการป้องกันอุปกรณ์สวิทช์ในวงจรขั้วนำ

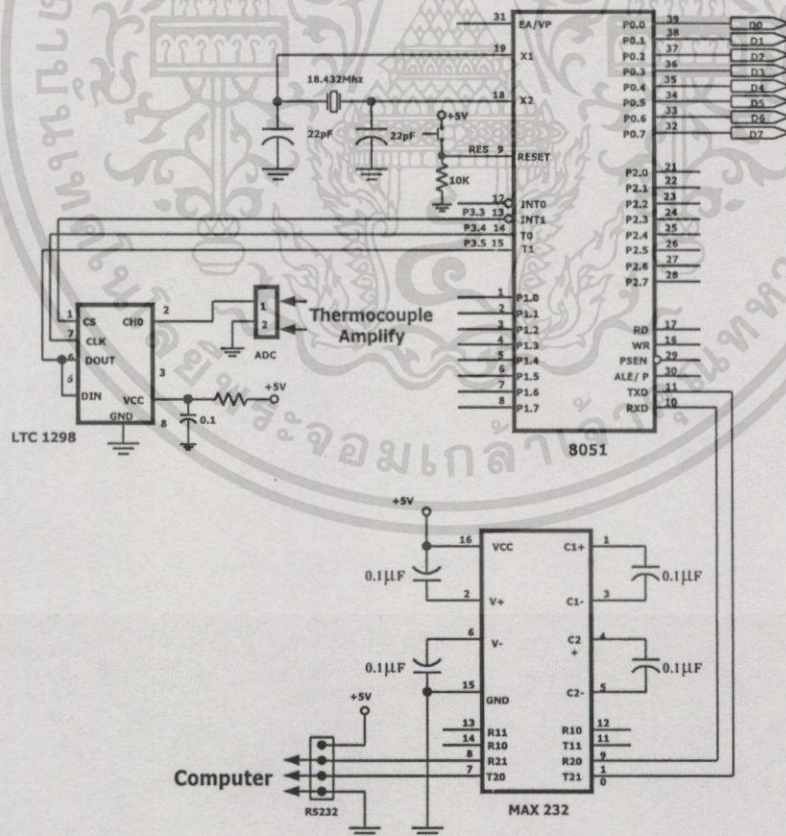
3.1.6 วงจรขั้วนำ ทำหน้าที่ในการควบคุมการจ่ายพลังงานเพื่อควบคุมอุณหภูมิของเตาอบ

3.2 วงจรทางด้านฮาร์ดแวร์ของวงจรเตาอบ

ในการทำงานของวงจรทางด้านฮาร์ดแวร์ของเตาอบ สามารถแบ่งออกเป็นภาคการทำงานต่างๆ ได้คือ

3.2.1 วงจรส่งผ่านข้อมูล

วงจรส่งผ่านข้อมูลจะประกอบด้วย ไมโครคอนโทรลเลอร์ 8051 ทำหน้าที่เชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ผ่านทางบัสเฟอ์ MAX232 ทางพอร์ต RS232 และส่งข้อมูลให้กับชุดกำเนิดสัญญาณเพื่อใช้สร้างสัญญาณ BRM สำหรับ ไอซีเบอร์ LTC1298 เป็นตัวเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล ทำหน้าที่รับสัญญาณอนาล็อกจากเทอร์โมคัปเปิลเปลี่ยนเป็นข้อมูลดิจิตอลขนาด 12 บิต แสดงดังรูปที่ 3.2

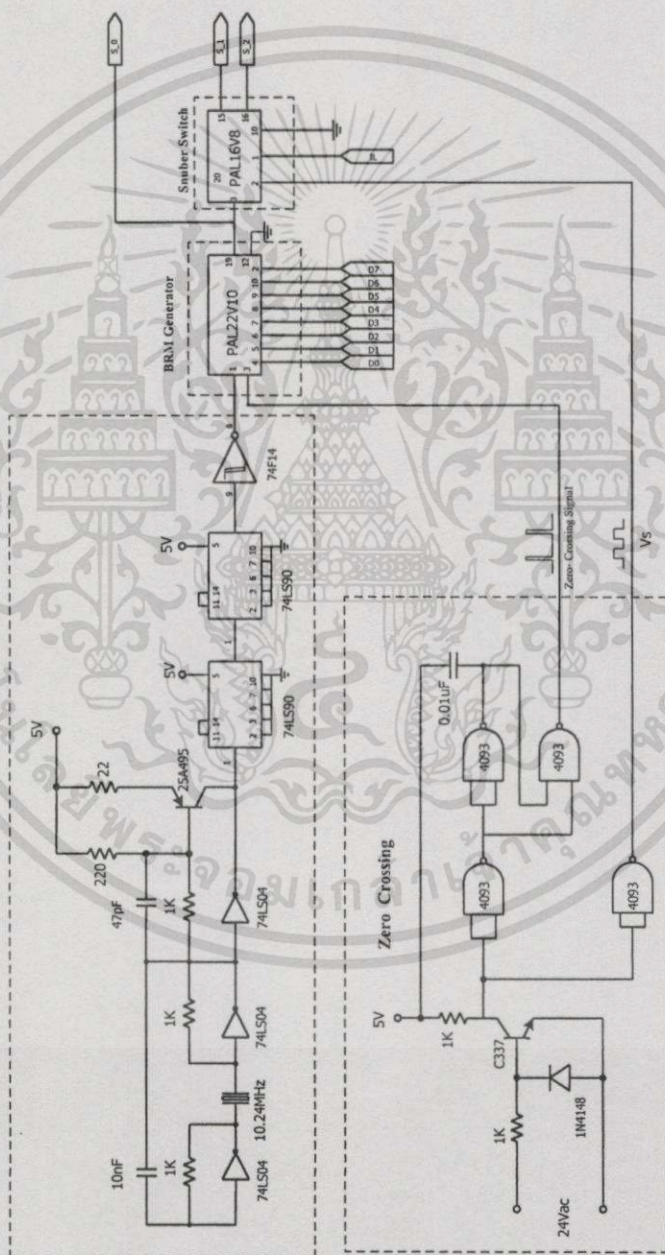


รูปที่ 3.2 แสดงวงจรส่งผ่านข้อมูล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2 วงจรกำเนิดสัญญาณ BRM

การทำงานของวงจรฮาร์ดแวร์ดังรูปที่ 3.3 สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับที่ทางเข้าของวงจรเป็นตัวกำหนดจุดตัดศูนย์ โดยผ่านวงจรจุดตัดศูนย์ที่ให้สัญญาณเอาต์พุต 1 พัลส์แบบขอบขาลงในทุกๆ ไซเคิลของสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ สำหรับตรวจจับสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับในทุกๆ 50 เฮิร์ตซ์ เพื่อกำหนดจุดเริ่มต้นการสร้างสัญญาณ BRM ทำให้มีการอินเตอร์รัพต์ที่หูดสร้างสัญญาณ BRM ซึ่งใช้ไอซี เบอร์ PAL22V10 ทำหน้าที่สร้างสัญญาณ BRM ไอซีเบอร์ PAL16V8 ทำหน้าที่กำหนดสัญญาณ S1 และ S2

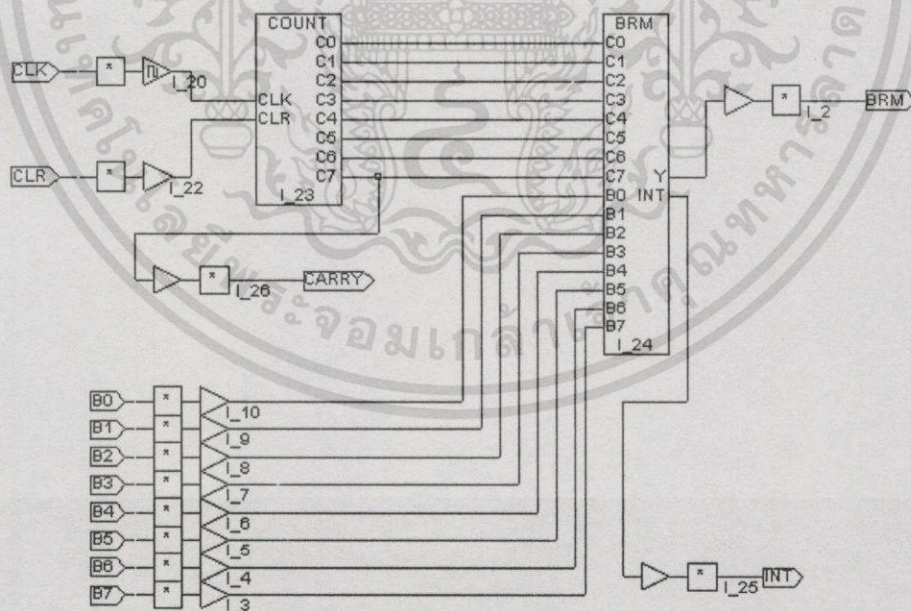


รูปที่ 3.3 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2.1 การทำงานของ PAL22V10 ในการสร้างสัญญาณ BRM

จากรูปที่ 3.3 สัญญาณนาฬิกา 102 กิโลเฮิร์ตซ์จาก ออสซิลเลเตอร์ภายนอกป้อนให้กับ PAL22V10 ทำการหารความถี่ด้วยวงจรนับขนาด 8 บิต ทำให้เกิดการแบ่งสัญญาณนับตั้งแต่ 0-255 จำนวน 8 ช่วงใน 1 ไซเคิลของสัญญาณ AC Line โดยจะได้รับสัญญาณจุดตัดศูนย์ป้อนเข้าที่ขา CLR ของ PAL22V10 เพื่อทำการซิงค์ตำแหน่งของสัญญาณ BRM ที่มุม 0 องศาตลอดเวลา และในขณะเดียวกันสัญญาณจุดตัดศูนย์ก็จะถูกส่งไปยัง CPU เพื่อทำการประมวลผลค่าตำแหน่งของ BRM ในการเปลี่ยนระดับในแต่ละครั้งได้ถูกต้องและแม่นยำ และสอดคล้องกับการทำงานของวงจรนับขนาด 8 บิต ที่อยู่ภายใน PAL22V10 จากนั้นสัญญาณนับดังกล่าวก็จะถูกป้อนไปยัง Block สร้างสัญญาณ BRM เพื่อทำการเปรียบเทียบกันระหว่างข้อมูลที่ BUS C0...C7 กับ B0...B7 ตามตารางที่กำหนดไว้ใน PAL22V10 จะได้สัญญาณ BRM ออกมา ตัวที่กำหนดค่าที่ BUS B0...B7 ในส่วนของสัญญาณ INT ของ BRM จะถูกส่งไปยัง CPU เพื่อทำการตรวจสอบการขึ้นรอบใหม่ในแต่ละไซเคิลของสัญญาณ AC Line และเป็นกรยืนยันจุดสิ้นสุดของพาร์ติชัน(partition) หรือ Ts สุดท้ายยสิ้นสุดลงเพื่อเริ่มต้นไซเคิลต่อไป ส่วนสัญญาณ Carry จะใช้ทำการตรวจสอบการสิ้นสุดในแต่ละพาร์ติชัน(partition) หรือ แต่ละ Ts ภายใน 1 ไซเคิล เพื่อทำการนับจุดซิงค์ของสัญญาณ BRM ในแต่ละ Ts เพื่อความถูกต้องและแม่นยำของสัญญาณ BRM ที่ถูกส่งออกไป

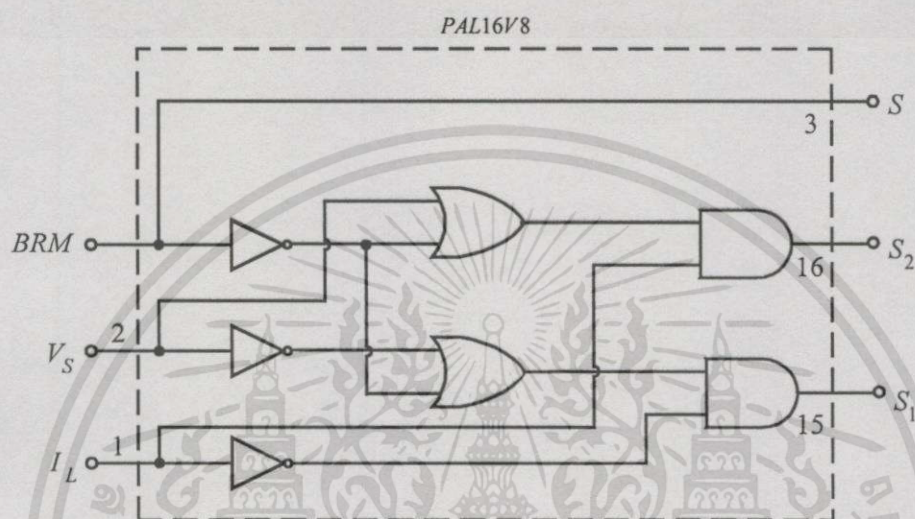


รูปที่ 3.4 แสดงโครงสร้างของ PAL22V10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2.2 การทำงานของ PAL16V8 กำหนดสัญญาณในการสวิตช์

จากรูปที่ 3.5 แสดงการทำงานของลอจิกที่เขียนโปรแกรมเข้าที่ PAL16V8 ซึ่งเป็นการควบคุมการทำงานของสวิตช์ S, S₁ และ S₂ เพื่อช่วยในการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นขณะใช้งานกับภาระโหลดที่เป็นอินดักแตนซ์ สำหรับการทำงานของสวิตช์ดังแสดงในตารางที่ 3.1 และการทำงานของสวิตช์ได้จากการจำลองดังรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.5 แสดงโครงสร้างของ PAL16V8

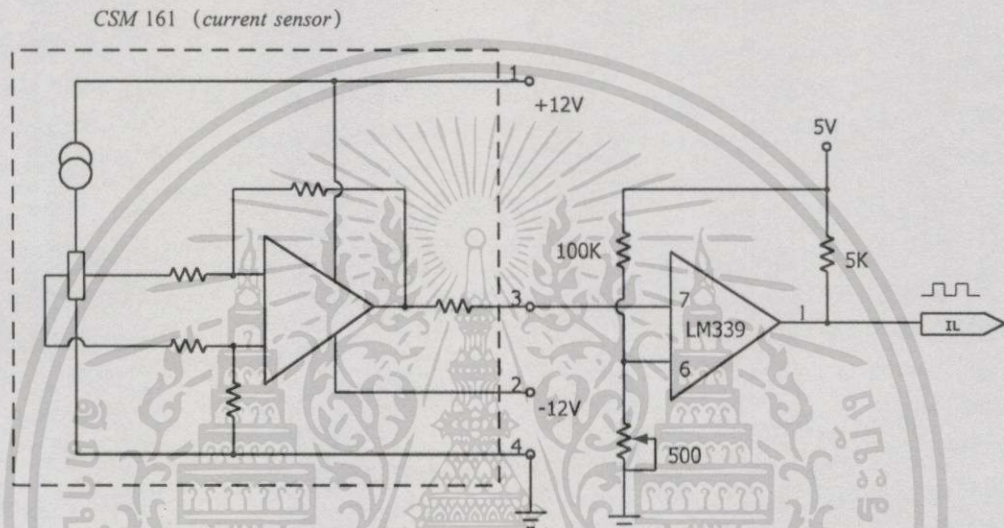
3.2.3 วงจร Zero Crossing

การทำงานของฮาร์ดแวร์ดังรูปที่ 3.3 สัญญาณ Sine wave จาก ขนาด 0 – 24 Vac จะส่งผ่านเข้าที่ขา B ของ Transistor BC337 เป็น แบบ NPN – type เพื่อจ่ายกระแส BIAS ให้กับ Transistor ทำให้เกิด Square wave ที่ขา C ของ Transistor ดังกล่าว ซึ่งเป็นสัญญาณ Square wave ที่ Out Off Phase กับ สัญญาณ Sine wave ที่ Transformer จ่ายให้กับขา B ของ Transistor อยู่ 180 องศา จากนั้น สัญญาณ Square wave ที่ได้จะถูกส่งผ่านไปยัง NAND Gate ซึ่งถูกต่อเป็น NOT Gate เป็นการแปลงสัญญาณให้อยู่ในสภาพของ Square wave ที่สมบูรณ์และพร้อมที่จะใช้งาน โดยสัญญาณ Square wave ที่ได้ นั้นจะถูกกลับ phase อีก 180 องศา ทำให้ Inphase กับสัญญาณ Sine wave ของ Transformer พอดี และสัญญาณดังกล่าวจะถูกป้อนให้กับ NAND Gate อีก 1 ชุด โดยมี C ขนาด 0.1uF ต่ออยู่ที่ Output ทำให้เกิดการ Shift phase ระหว่าง Input และ Output ของ NAND Gate ดังกล่าวประมาณ 5uS – 10uS ฉะนั้นจะนำสัญญาณที่ต่าง phase กันนี้ไปทำการ NAND อีก 1 ครั้ง จะทำให้ได้สัญญาณ Zero Crossing เพื่อส่งไปยัง PALL22V10 เพื่อทำการ Synchronous

สัญญาณ BRM ที่จุด Zero Crossing และในขณะเดียวกัน สัญญาณ Zero Crossing ก็จะถูกส่งไปทำการ Interrupt CPU เพื่อทำการส่งจ่ายรูปแบบของ BRM ในจังหวะที่ถูกต้องต่อไป

3.2.4 วงจรตรวจจับสัญญาณกระแส

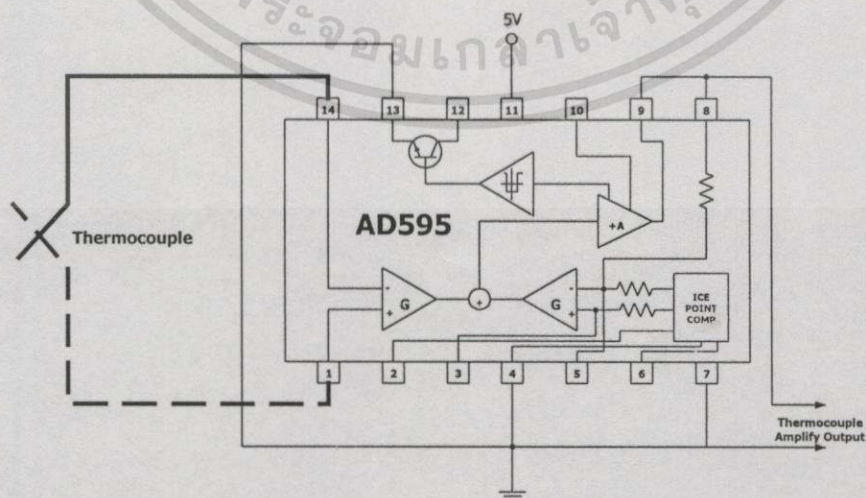
การทำงานฮาร์ดแวร์ดังรูปที่ 3.6 ประกอบด้วยตัวตรวจจับกระแส (Current Sensor) เบอร์ CSM161 ทำหน้าที่ตรวจจับสัญญาณกระแสส่งผ่านไปยังไอซีเบอร์ LM339 (Comparator) เพื่อสร้างสัญญาณ สี่เหลี่ยม 50 เฮิร์ต ตามสัญญาณกระแสอินพุทที่เข้ามา



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรตรวจจับสัญญาณกระแส

3.2.5 วงจรขยายสัญญาณเทอร์โมคัปเปิล

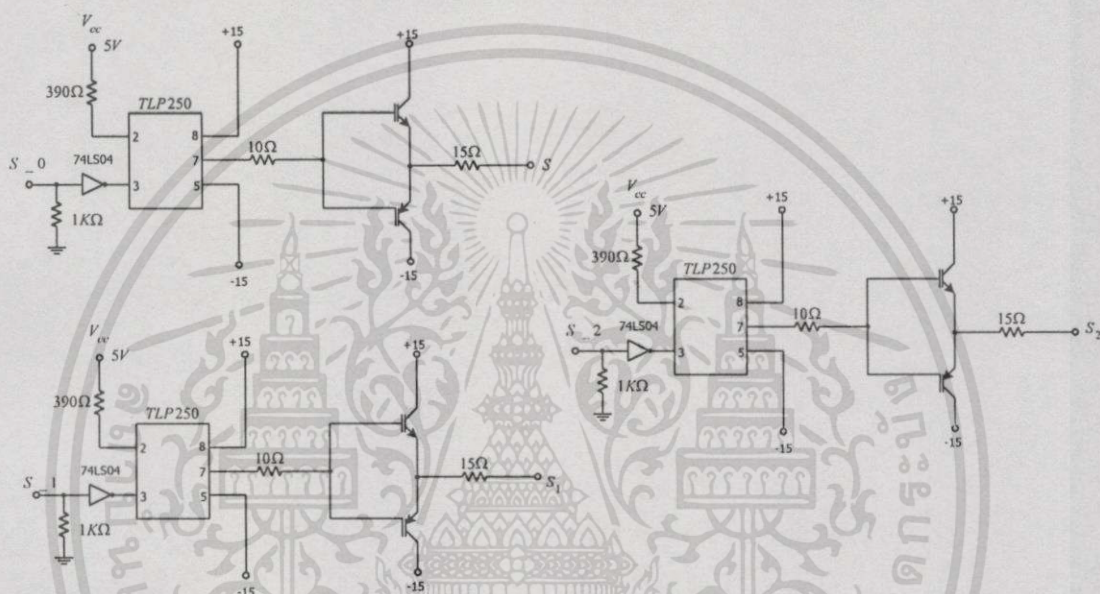
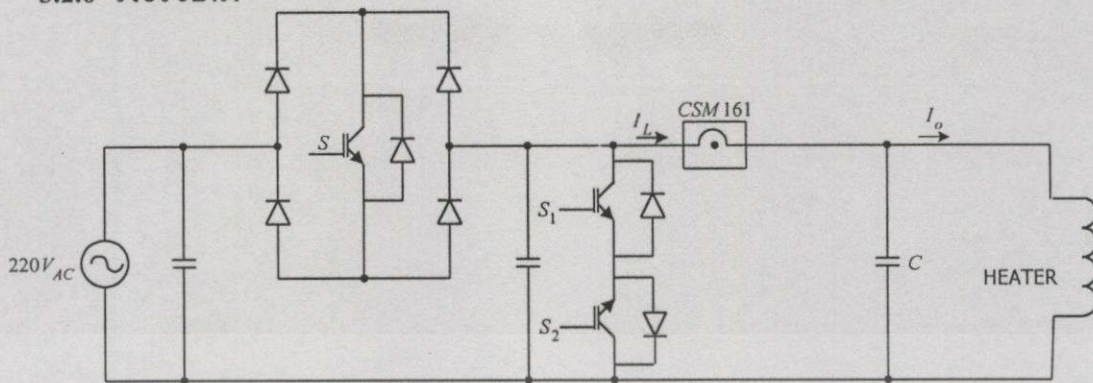
แสดงดังรูปที่ 3.7 ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ AD595 ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ได้จากตัวเทอร์โมคัปเปิลให้มีขนาด 0 ถึง 5 โวลต์ เพื่อส่งไปยังวงจรส่งผ่านข้อมูล



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรขยายสัญญาณเทอร์โมคัปเปิล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.6 วงจรขับน้ำ



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรขับน้ำ

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ในการจ่ายพลังงานให้ขดลวดความร้อนของเตาอบ โดยจะจ่ายพลังงานตามอัตราส่วนของการผสมสัญญาณไบนารี อาศัย TLP250 เป็นตัวขับ IGBT เพื่อจ่ายพลังงานให้ขดลวดความร้อนของเตาอบ จากรูปที่ 3.8 วงจรนี้ต่ออยู่กับ AC LINE 220 V IGBT-S ต่ออยู่ระหว่าง Bridge Rectifier ซึ่งรับสัญญาณ ICBRM ทำหน้าที่เป็น AC Chopper Switch ควบคุมพลังงาน. IGBT-S1 และ S2 ที่ต่อขนานกับโหลด ทำหน้าที่เป็น Freewheeling Diode ซึ่งจะคายพลังงาน (Discharge) ที่สะสมอยู่ในขดลวดภาระ ในขณะที่ IGBT-S Turn Off จะทำงานร่วมกับ Diode ที่ต่ออนุกรมกับวงจร

รูปแบบของการควบคุม S, S1, S2 ถูกกำหนดโดยขั้วของ AC LINE และกระแส LOAD จากตารางที่ 2.1 แสดงถึงเงื่อนไขของการ ON - OFF เมื่อ AC LINE และกระแสโหลดมีขั้วบวกตรงกัน S2 จะ ON และ S1 จะ OFF ในทำนองเดียวกันถ้าขั้วลบตรงกัน S1 จะ ON และ S2 จะ OFF ถ้าแรงดันและกระแสมีขั้วต่างกัน S1 และ S2 จะ ON และ OFF ตามสัญญาณ Complement ของ S.

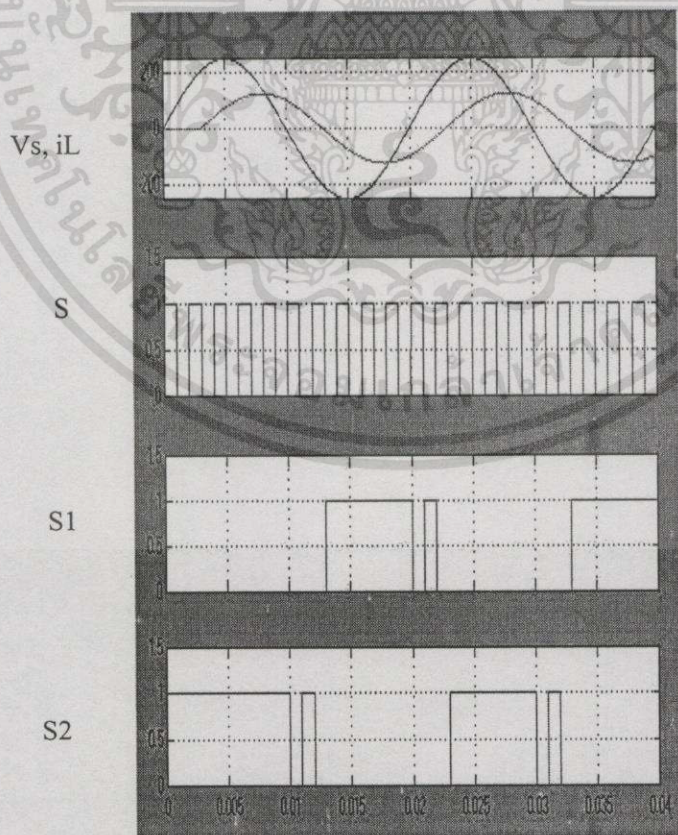
Freewheeling Switch S1, S2 จะสลับกันทำงานที่ครึ่งโวลต์และบวกตามลำดับ ซึ่งเป็นการลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสูญเสียจากการ Switching และป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้นกับอุปกรณ์ IGBTs ทำให้การทำงานมีประสิทธิภาพสูงขึ้น แสดงดังรูปที่ 3.9

ตารางที่ 3.1 การทำงานของสวิตช์ S, S1 และ S2

สภาวะเงื่อนไข ของแรงดันและ กระแส	สวิตช์ IGBT		
	S	S1	S2
$V_s > 0, i_L > 0$	1	0	1
	0	0	1
$V_s < 0, i_L > 0$	1	0	0
	0	0	1
$V_s < 0, i_L < 0$	1	1	0
	0	1	0
$V_s > 0, i_L < 0$	1	0	0
	0	1	0

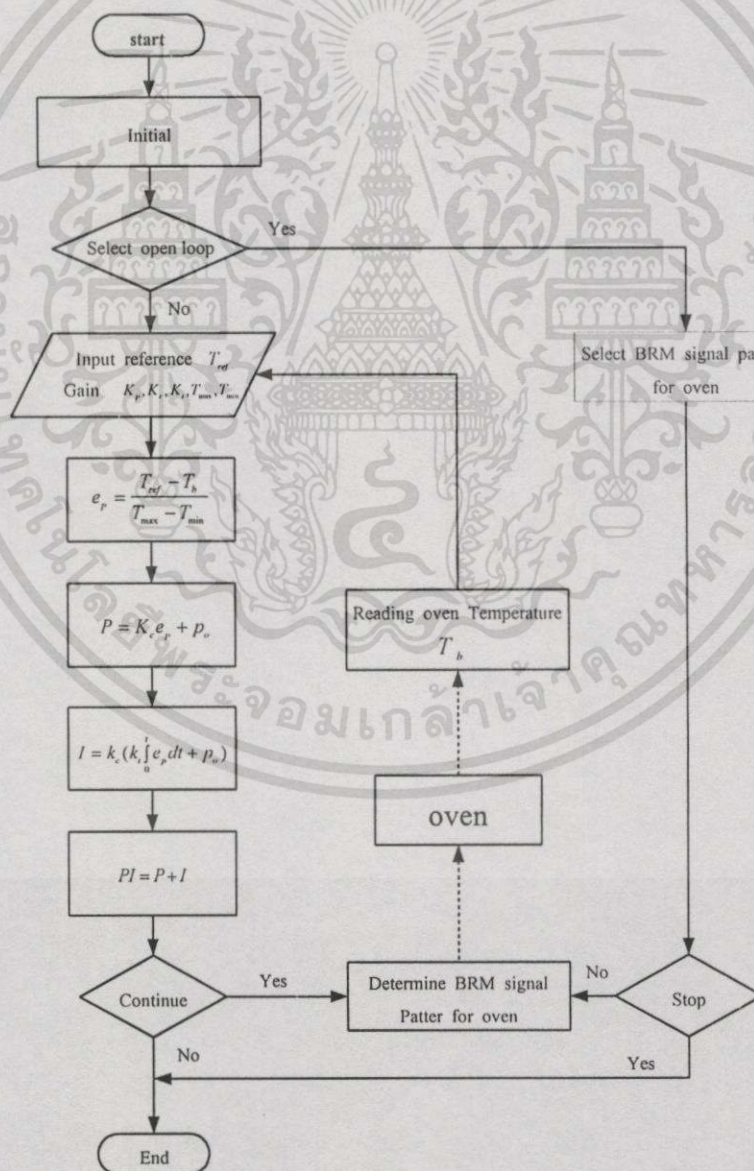


รูปที่ 3.9 แสดงการทำงานของสวิตช์ S, S1 และ S2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 โครงสร้างซอฟต์แวร์โปรแกรมของเตาอบ

เริ่มต้นการทำงานของซอฟต์แวร์ของโปรแกรมจะกำหนดค่าต่างๆ ของระบบ(Initial System)โดยแบ่งออกเป็น 2 ส่วน ส่วนแรกเป็นการกำหนดค่าลูปปิดคือ K_p , K_c , K_i และ P_o เท่ากับ 1 กำหนด T_{min} เท่ากับ 40 และ T_{max} เท่ากับ 400 ส่วนหลังกำหนดค่าลูปเปิด กำหนดรูปแบบ BRM ที่ 0 จากนั้นโปรแกรมจะเลือกการทำงานว่าเป็นลูปเปิดหรือไม่ ถ้าเป็นการทำงานแบบลูปเปิด จะต้องกำหนดรูปแบบการจ่าย BRM ก่อน หลังจากนั้นโปรแกรมจะตรวจสอบว่าจะหยุดทำงานหรือไม่ ถ้าไม่หยุดก็จะส่งข้อมูลรูปแบบ BRM ที่กำหนดจ่ายพลังกับเตาอบตามรูปแบบที่กำหนดไว้ สำหรับในการทำงานแบบลูปปิดโปรแกรมจะรับค่าข้อมูลของอุณหภูมิที่ต้องการ และค่าอัตราขยายของตัวควบคุมแบบ PI จากนั้นทำการคำนวณค่าต่างๆ ตามอัลกอริทึม PI เพื่อกำหนดค่าในการจ่ายพลังงานให้กับเตาอบเพื่อควบคุมอุณหภูมิของเตาอบให้คงที่ตามต้องการดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 แสดงการทำงานของซอฟต์แวร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

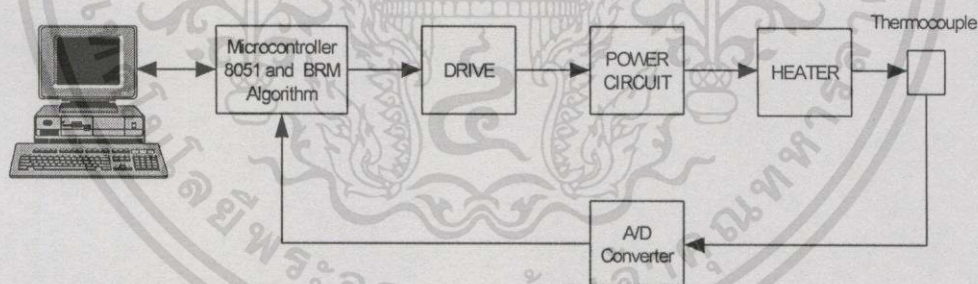
ผลการทดสอบ

สำหรับวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการควบคุมอุณหภูมิของเตาอบด้วยเทคนิค ICBRM เป็นการควบคุมการผสมสัญญาณ ไบนารี(BRM) กับสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส ในการกำหนดการจ่ายพลังงานที่ละเอียดและเหมาะสม โดยใช้การควบคุมแบบ PI ในการควบคุมอุณหภูมิของเตาอบให้คงที่สำหรับท้ายบทนี้เป็นการประยุกต์นำหลักการนี้ไปใช้กับไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส นำไปทดสอบหลอดไฟฟ้า และมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

4.1 ผลการทดสอบการควบคุมอุณหภูมิของเตาอบ

เตาอบที่ใช้ในการทดสอบมีพิกัดดังนี้คือ

1. อุณหภูมิภายในเตาอบ 40 ถึง 200 องศาเซลเซียส
2. ขนาดเตาอบ 1 ลูกบาศก์เมตร(กว้าง 1 เมตร, ยาว 1 เมตร, สูง 1 เมตร)
3. ฮีตเตอร์ให้ความร้อนขนาด 3 กิโลวัตต์
4. ตัวตรวจจับอุณหภูมิใช้เทอร์โมคัปเปิลชนิด K

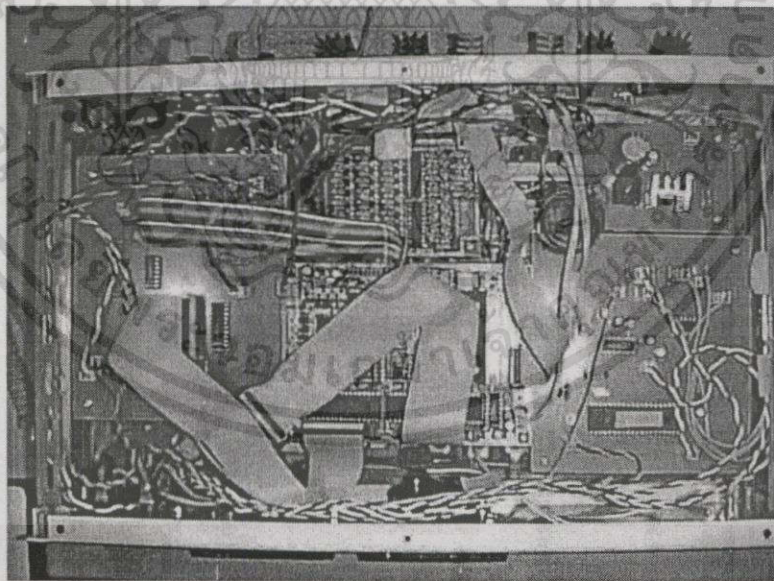


รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมการทดสอบการควบคุมเตาอบ

รูปที่ 4.2 ถึง 4.4 แสดงเครื่องควบคุมอุณหภูมิเตาอบที่ใช้ในการทดสอบจริง โดย รูปที่ 4.2 แสดงโครงสร้างทั้งหมดของเครื่องควบคุมอุณหภูมิเตาอบ รูปที่ 4.3 แสดงให้เห็นในส่วนขงไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งใช้ในการควบคุมการจ่ายกำลังงานไฟฟ้าเพื่อควบคุมอุณหภูมิเตาอบ และรูปที่ 4.4 แสดงในส่วนวงจรจับนำซึ่งในส่วนนี้จะประกอบไปด้วยวงจรสร้างสัญญาณ ICBRM และส่วนในการขั้มนำการจ่ายพลังงานไฟฟ้าเพื่อควบคุมอุณหภูมิเตาอบ

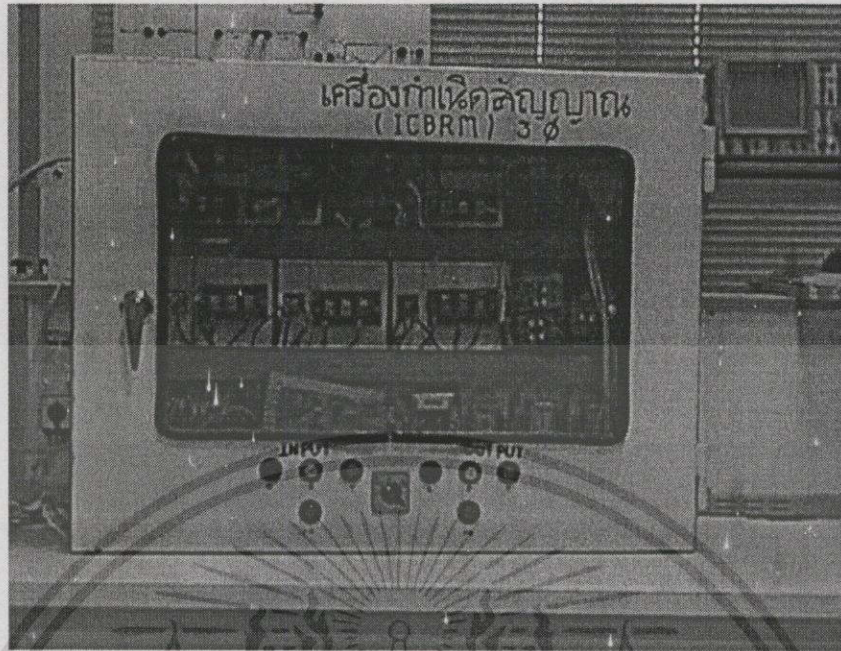


รูปที่ 4.2 แสดงเครื่องควบคุมอุณหภูมิเตาอบ



รูปที่ 4.3 แสดงชุดไมโครคอนโทรลเลอร์

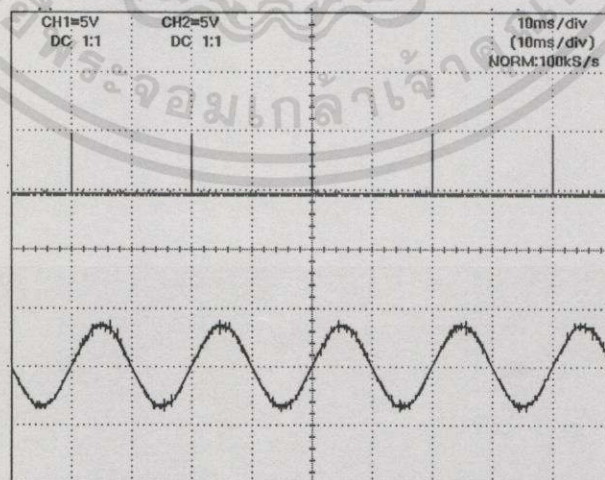
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.4 แสดงชุดขั้วนำ

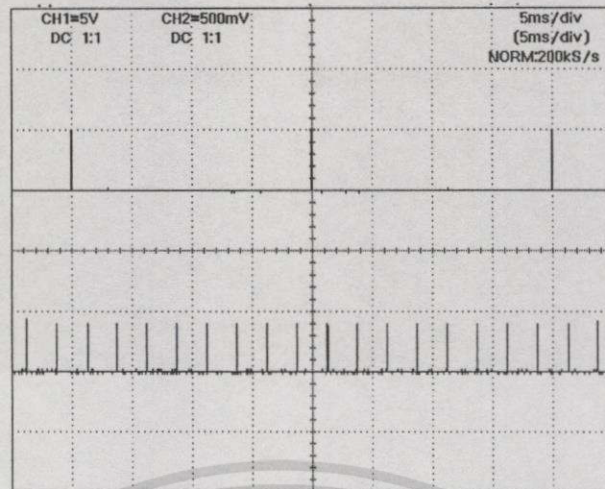
4.1.1 ผลการทดสอบและแสดงลักษณะสัญญาณต่างๆ ของชุดขั้วนำ

ผลการทดสอบในส่วนนี้แสดงสัญญาณต่างๆ ที่ใช้ในการขั้วนำแรงดันที่จ่ายให้กับเตาอบไฟฟ้า รูปที่ 4.5 แสดงรูปคลื่นของสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับเปรียบเทียบกับสัญญาณจุดตัดศูนย์ รูปต่างแสดงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับอ้างอิง และสัญญาณบนแสดงสัญญาณที่เกิดจากวงจรตรวจจับศูนย์ และรูปที่ 4.6-4.13 แสดงสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบต่างๆ

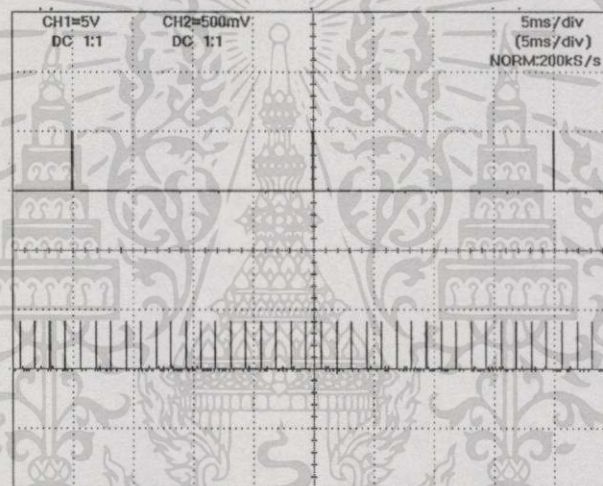


รูปที่ 4.5 แสดงรูปสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับเปรียบเทียบกับสัญญาณจุดตัดศูนย์

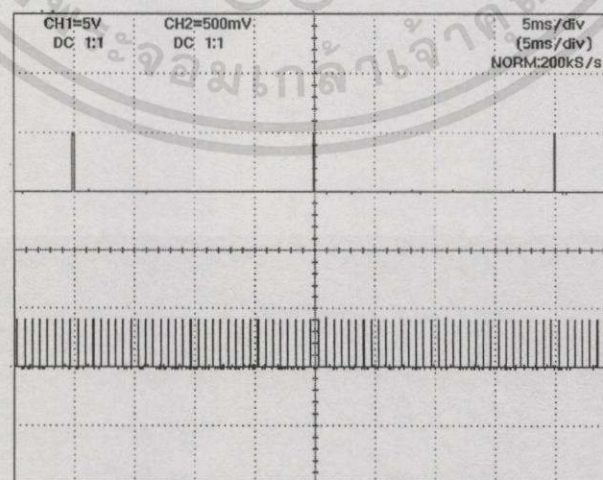
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 แสดงรูปสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบที่ 8

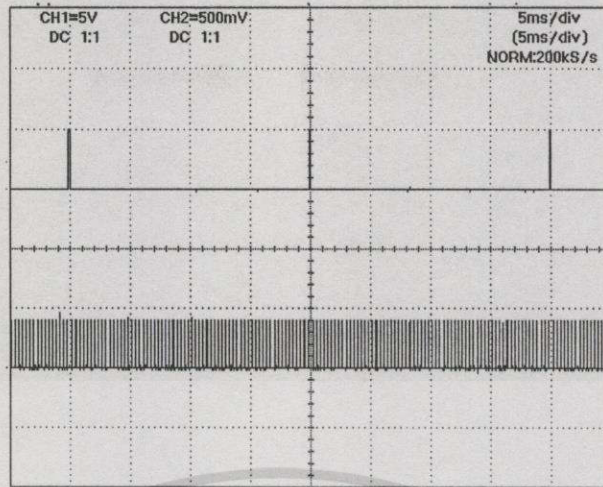


รูปที่ 4.7 แสดงรูปสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบที่ 16

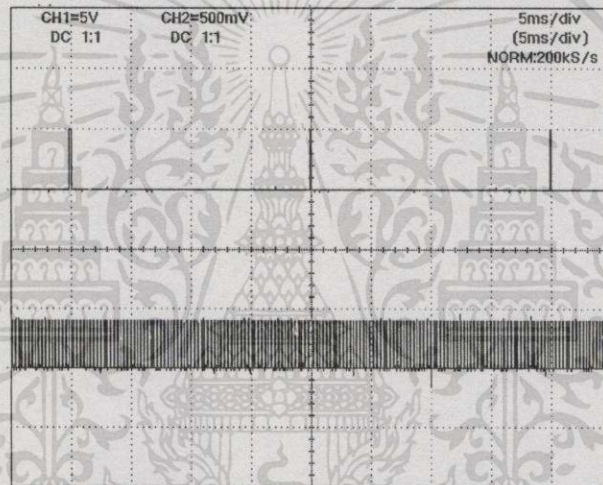


รูปที่ 4.8 แสดงรูปสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบที่ 32

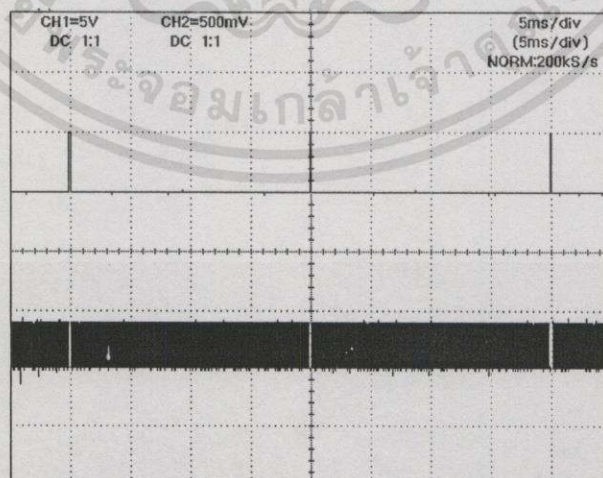
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 แสดงรูปสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบที่ 64

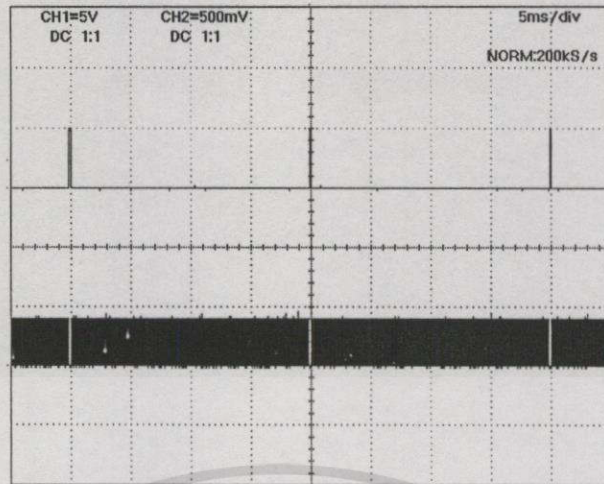


รูปที่ 4.10 แสดงรูปสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบที่ 128

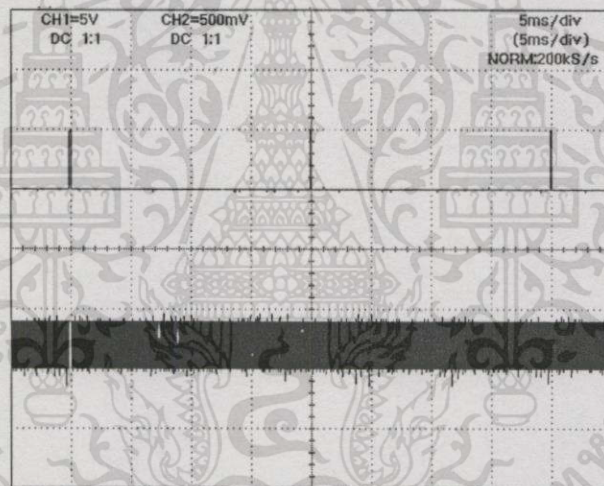


รูปที่ 4.11 แสดงรูปสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบที่ 256

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



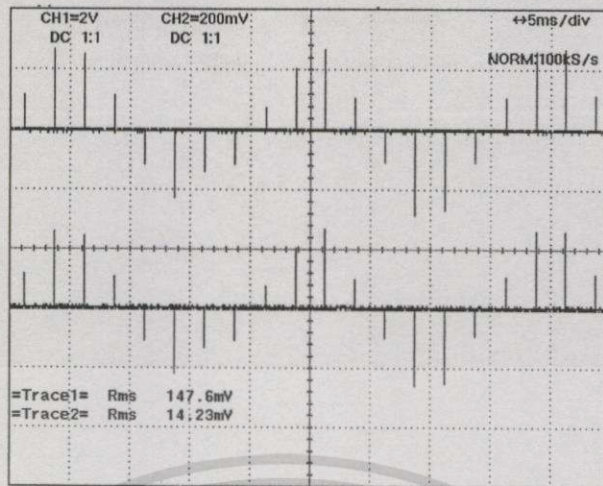
รูปที่ 4.12 แสดงรูปสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบที่ 512



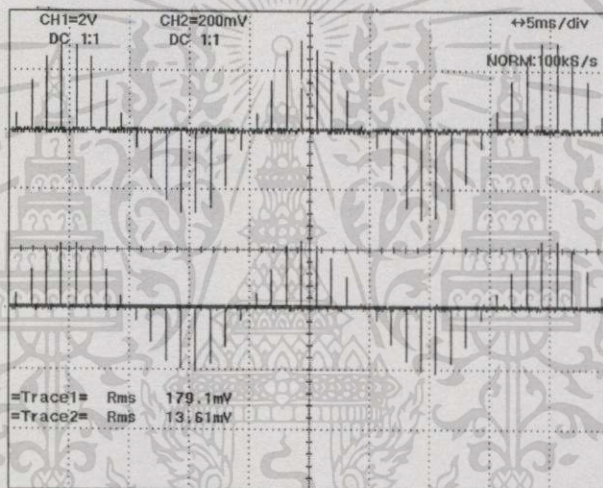
รูปที่ 4.13 แสดงรูปสัญญาณจุดตัดศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณ ICBRM รูปแบบที่ 1024

4.1.2 ผลการทดสอบสัญญาณแรงดันและกระแส ของเตาอบไฟฟ้า

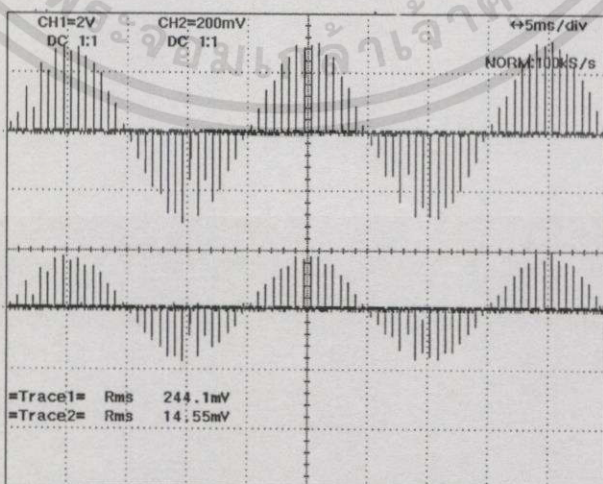
ผลการทดสอบในส่วนนี้จะแสดงลักษณะของสัญญาณแรงดันและกระแส ของเตาอบไฟฟ้าขณะจ่ายรูปแบบ ICBRM ที่รูปแบบต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 4.14 – 4.23 บนแสดงสัญญาณแรงดัน และล่างแสดงสัญญาณกระแสที่เกิดขึ้น



รูปที่ 4.14 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 8

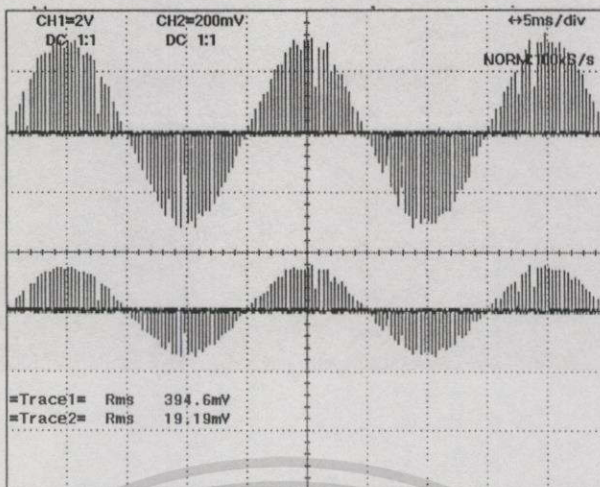


รูปที่ 4.15 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 16

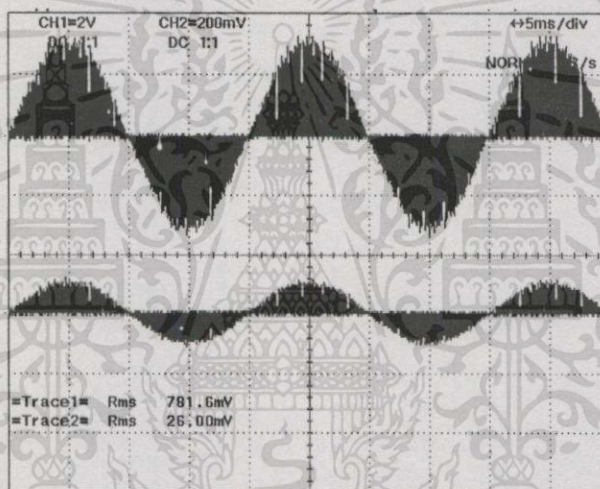


รูปที่ 4.16 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 32

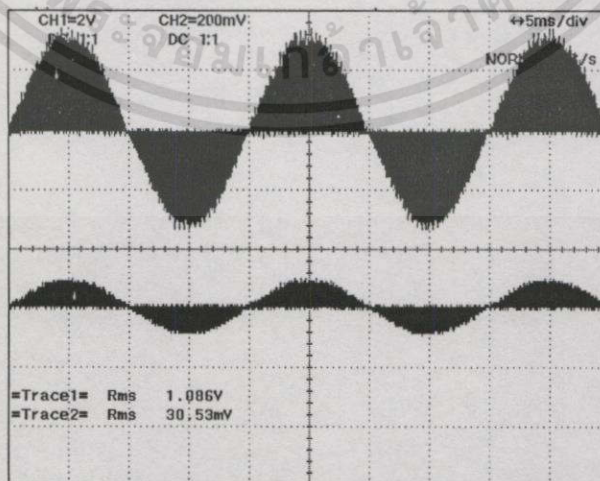
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 64

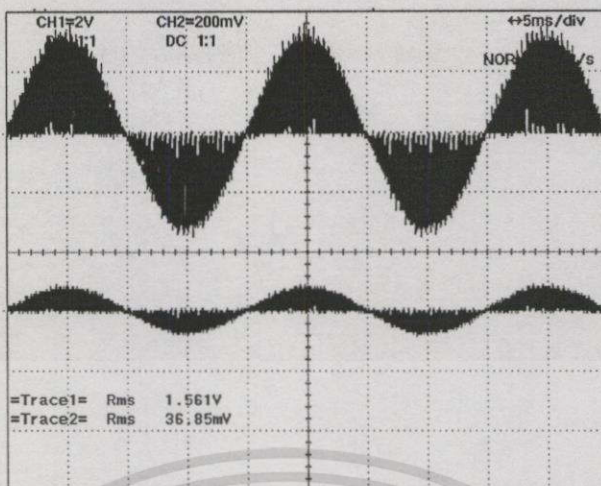


รูปที่ 4.18 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 256

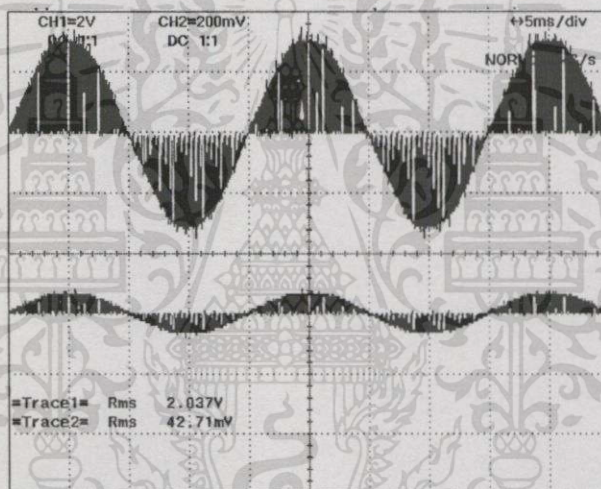


รูปที่ 4.19 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 712

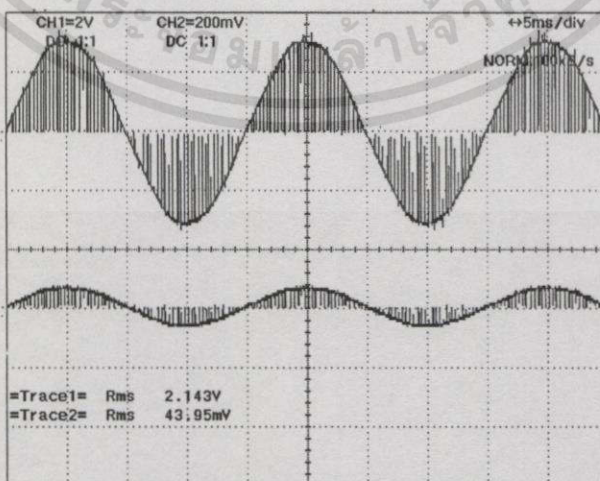
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 1024

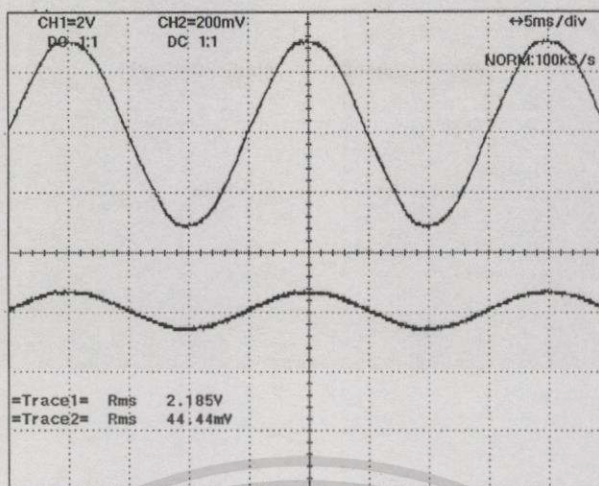


รูปที่ 4.21 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 1800



รูปที่ 4.22 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 1960

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.23 แสดงรูปสัญญาณแรงดันและกระแส ที่ ICBRM รูปแบบที่ 2040

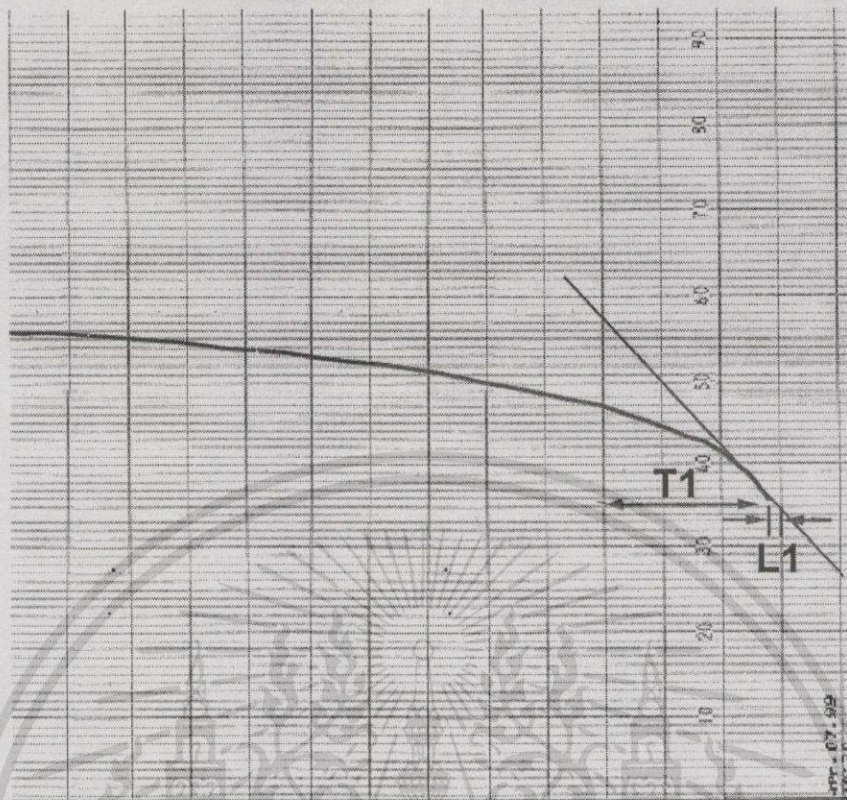
4.1.3 ผลการทดสอบการจ่ายพลังงานแบบลูปเปิดและปิดให้กับขดลวดของเตาอบไฟฟ้า

4.1.3.1 การทดสอบที่เป้าหมาย 100°C

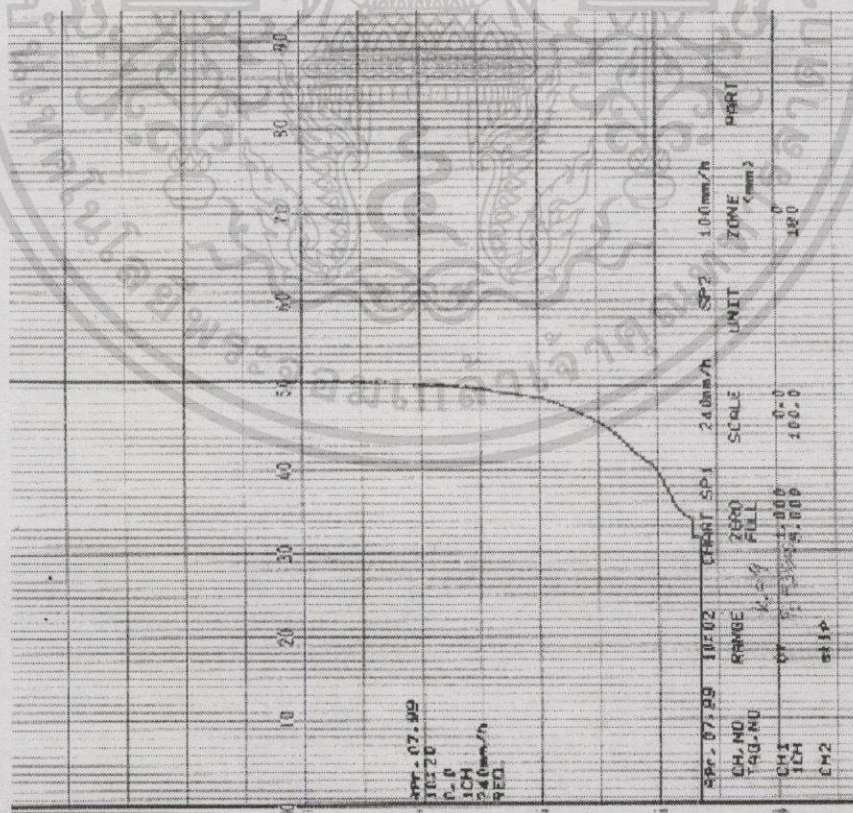
นำเครื่องต้นแบบที่ได้ออกแบบไปควบคุมอุณหภูมิเตาอบ ขนาดกว้าง 1 เมตร, ยาว 1 เมตร และสูง 1 เมตร ขดลวดความร้อนขนาด 3,000 วัตต์ ที่อุณหภูมิห้อง 30 องศาเซลเซียส มีระบบการหมุนเวียนด้วยพัดลมที่ให้อุณหภูมิในเตาอบเท่ากันตลอดเวลา ทำการทดสอบแบบลูปเปิดเมื่อตั้งค่าเอาต์พุตไว้ที่ 55 เปอร์เซ็นต์จะได้ผลดังรูปที่ 4.24 นำค่า $T_1=6.875$ นาที (2.75 ช่องๆ ละ 2.5 นาที) และค่า $L_1=0.625$ นาที(0.25 ช่อง) ทำการคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ K_p และ T_i โดยใช้หลักการของ Ziegler Nichols จะได้ค่า $K_p = 9.9$ และ $T_i = 125$ วินาที จากนั้นทำการทดลองแบบลูปปิดที่กำหนดค่าเป้าหมาย(Set Point) เท่ากับ 100°C และมีการปรับลดลงอีกเล็กน้อยที่ค่า K_p ส่วน T_i จะมีการปรับเพิ่มขึ้น เพื่อให้ได้ผลตอบสนองต่ำกว่า 20 นาที และให้มีเปอร์เซ็นต์โอเวอร์ชูตต่ำกว่า 5 เปอร์เซ็นต์ ดังค่าพารามิเตอร์ต่างๆ คือ

$$\text{Gain}(K_p)= 9, \text{ Integral Time}(T_i)= 200 \text{ วินาที}, \text{ Sample Time}(DT)= 150 \text{ วินาที}$$

จากรูปที่ 4.24 เป็นการแสดงผลตอบสนองที่มีค่าเป้าหมาย 100 องศาเซลเซียส โดยกำหนด Chart Speed 240 มิลลิเมตรต่อชั่วโมง (ทางแกนแนวนอนช่องละ 2.5 นาที) อินพุต 0 ถึง 5 โวลท์ เอาท์พุต 0 ถึง 200 องศาเซลเซียส(0 ถึง 100 เปอร์เซ็นต์)



รูปที่ 4.24 แสดงการทดสอบแบบรูปเปิด เมื่อให้เอาท์พุทที่ 55 เปอร์เซ็นต์

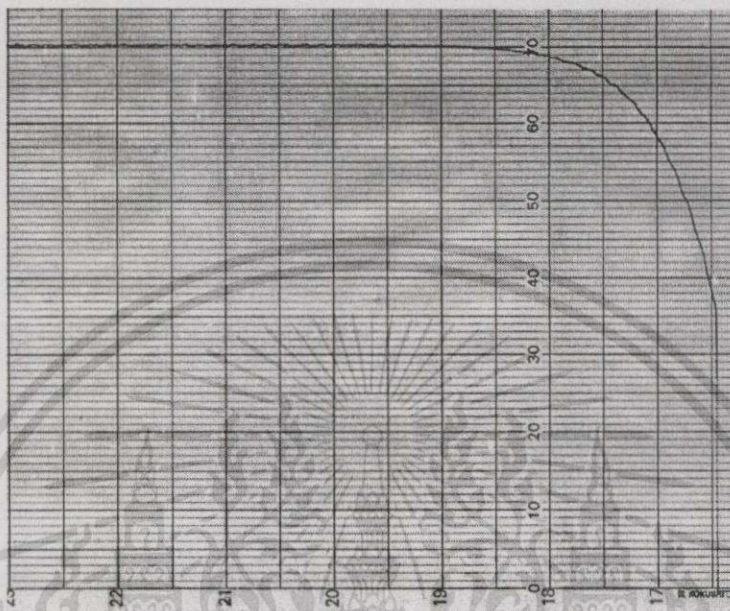


รูปที่ 4.25 แสดงการทดสอบแบบรูปปิด โดยมีค่าเป้าหมาย 100 องศาเซลเซียส(ที่ 50 เปอร์เซ็นต์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3.2 การทดสอบที่เป้าหมาย 140 °C

ทำการทดลองแบบลูบปิดที่กำหนดค่าเป้าหมาย(Set Point) เท่ากับ 140 °C เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าเป้าหมายจาก 100 °C เป็น 140 °C โดยที่พารามิเตอร์ต่างๆ ก็มีค่าเท่าเดิม และผลตอบสนองที่ได้ ดังรูปที่ 4.26



รูปที่ 4.26 แสดงการทดสอบลูบปิด โดยมีค่าเป้าหมาย 140 องศาเซลเซียส(ที่ 70 เปอร์เซ็นต์)

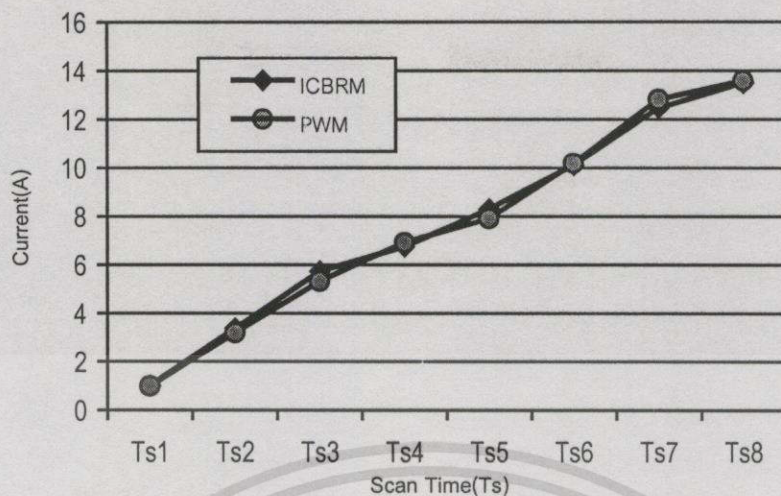
4.1.3.3 การทดสอบการจ่ายพลังงานในแต่ละส่วน

การทดสอบในส่วนนี้เป็นการทดสอบการจ่ายพลังงานให้กับขดลวดความร้อนด้วยสัญญาณ ICBRM ที่ 2040 ในทุก Scan Time(Ts) จาก Ts1 ถึง Ts8 ตามลำดับ โดยมีผลการทดสอบจะได้ค่าดังตารางที่ 4.1 จากนั้นนำผลของกระแส แรงดัน และ กำลังงาน ไปพล็อตได้ดังรูปที่ 4.27 ถึง 4.29 ตามลำดับ

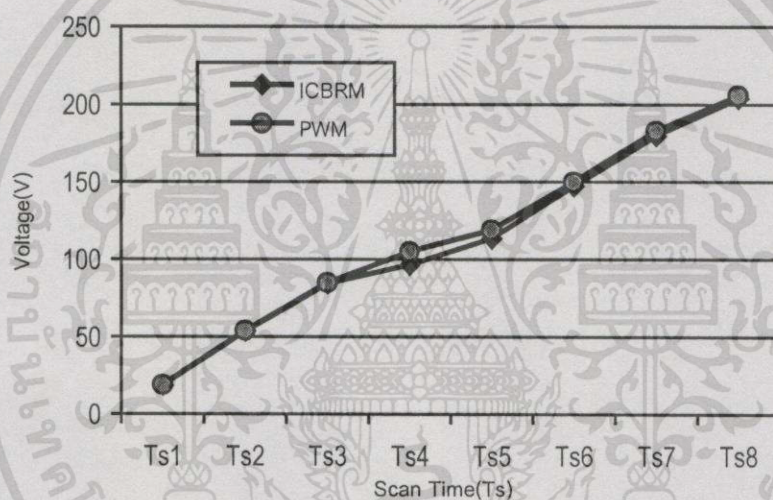
ตารางที่ 4.1 การทดสอบการจ่ายพลังงานสัญญาณ ICBRM ที่ 2040 ตั้งแต่ Ts1 – Ts8

	Scan Time	กระแส(A)	แรงดัน(V)	กำลังไฟฟ้า(W)
ICBRM 2040	Ts1	1.02	18.55	18.88
	Ts2	3.38	53.6	180.9
	Ts3	5.73	84.4	483.61
	Ts4	6.75	96.5	651.38
	Ts5	7.77	113.3	879.77
	Ts6	10.13	147	1488.38
	Ts7	12.48	179.75	2243.28
	Ts8	13.5	204	2754

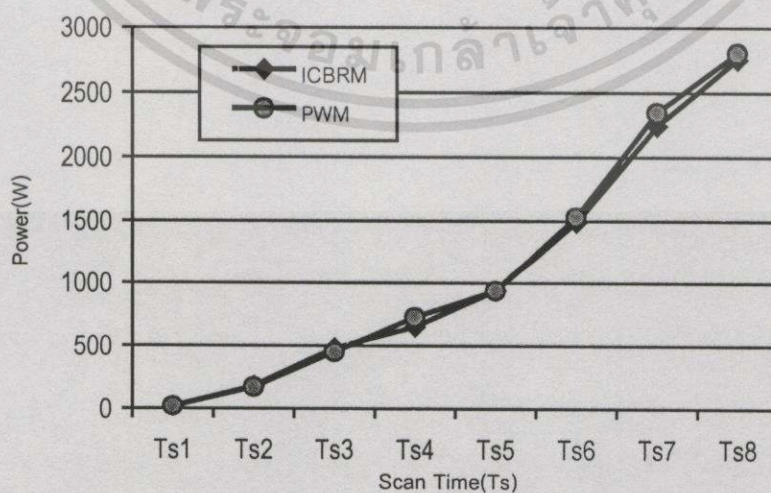
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.27 แสดงความสัมพันธ์กระแส และสัญญาณ ICBRM ที่ 2040 (Ts1-Ts8)



รูปที่ 4.28 แสดงความสัมพันธ์แรงดัน และสัญญาณ ICBRM ที่ 2040 (Ts1-Ts8)



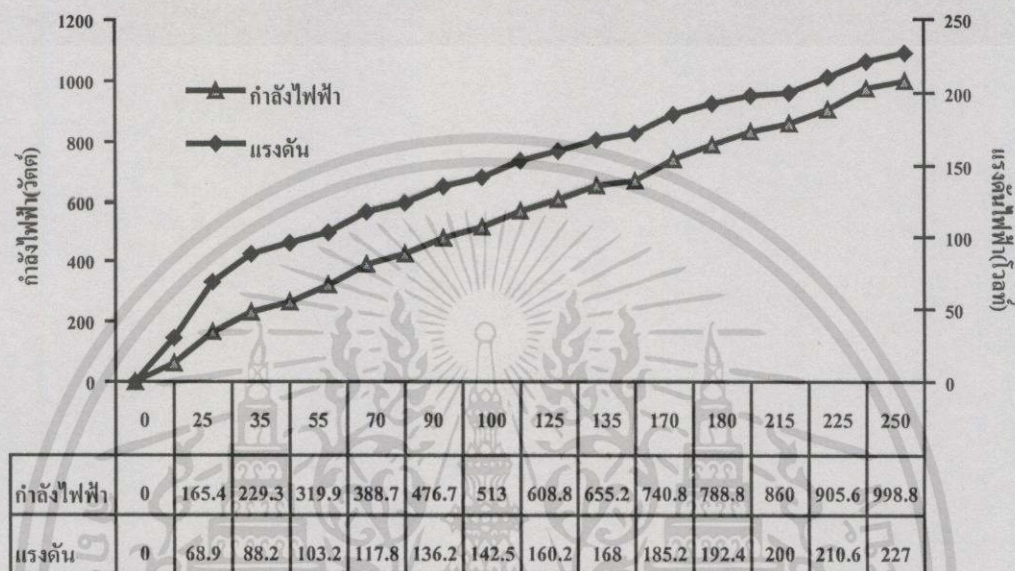
รูปที่ 4.29 แสดงความสัมพันธ์กำลังไฟฟ้า และสัญญาณ ICBRM ที่ 2040 (Ts1-Ts8)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

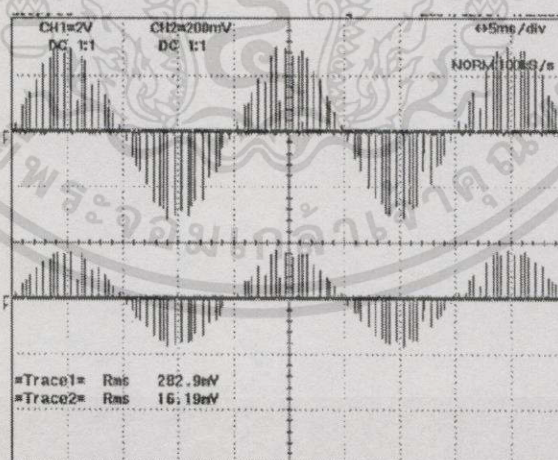
4.2 ผลการทดสอบหลอดไฟฟ้า

4.2.1 การทดสอบหลอดอินแคนเดสเซนต์

ทดสอบกับภาระโหลดหลอดไฟฟ้าขนาด 1000 วัตต์ กราฟกำลังไฟฟ้าเฉลี่ย และแรงดันแสดงได้ดังรูปที่ 4.30 สำหรับรูปสัญญาณกระแสและแรงดัน ที่ ICBRM รูปแบบที่ 40, 360, 1000 และ 2040 ดูจากรูปที่ 4.31(ก)-(ง)



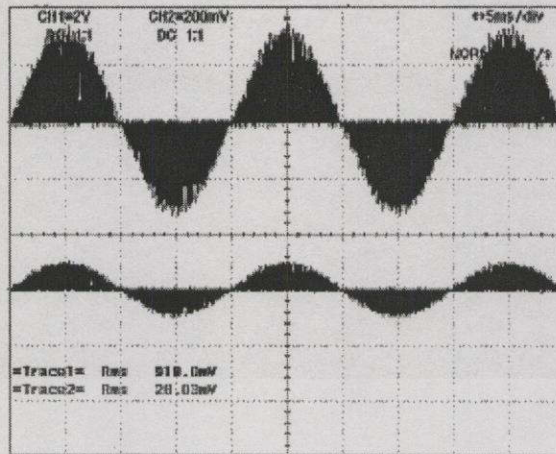
รูปที่ 4.30 แสดงกำลังไฟฟ้าและกระแส ที่ภาระโหลด 1000 วัตต์



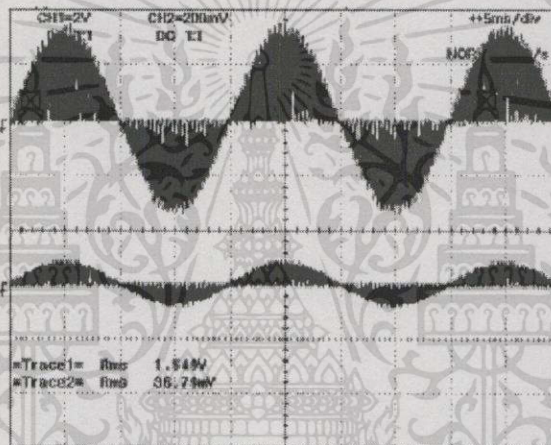
(ก)ICBRM รูปแบบที่40

รูปที่ 4.31 แสดงกระแสและแรงดันขณะขับหลอดหลอดไฟ 1000วัตต์ (บนรูปสัญญาณแรงดัน และต่างรูปสัญญาณกระแส)

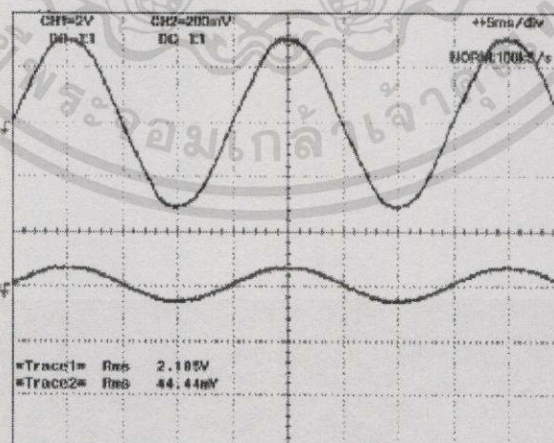
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) ICBRM รูปแบบที่60



(ค) ICBRM รูปแบบที่1000



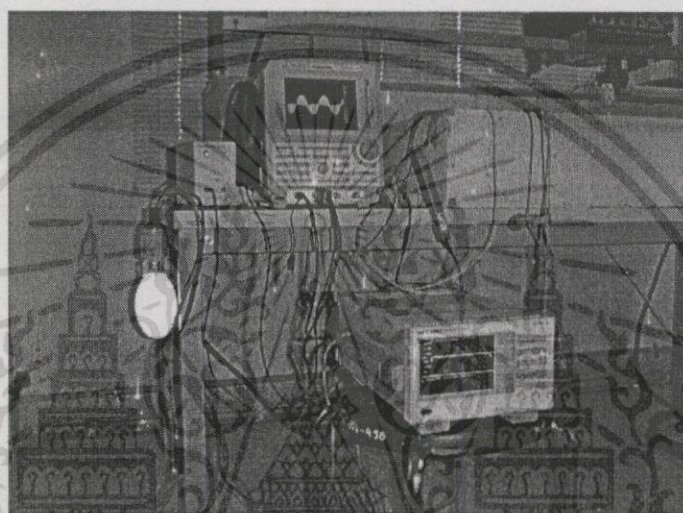
(ง) ICBRM รูปแบบที่2040

รูปที่ 4.31 (ต่อ)

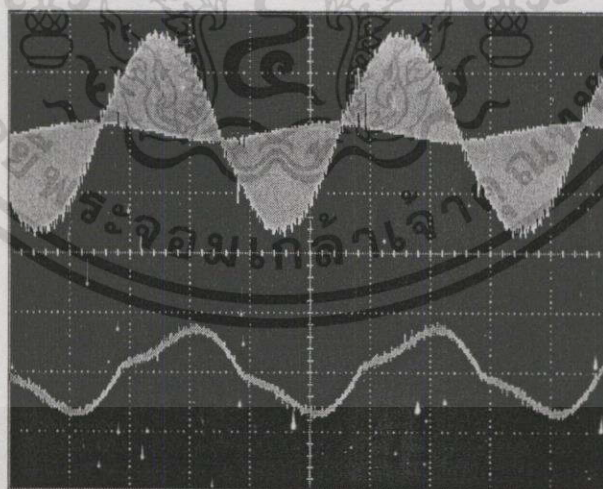
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 การทดสอบหลอดแสงจันทร์(Mercury Lamp)

ทดสอบกับภาวะโหลดหลอดแสงจันทร์ขนาด 125 วัตต์ และ 250 วัตต์ดังรูปที่ 4.32 รูปสัญญาณกระแสและแรงดัน ICBRM รูปแบบต่างๆ ที่ 125 วัตต์ดูจากรูปที่ 4.33(ก)-(ง) ความสัมพันธ์รูปแบบ ICBRM กับ แรงดัน กระแส เพาเวอร์แฟคเตอร์ กำลังไฟฟ้า ความเข้มแสง ดูจากรูปที่ 4.34 (ก)-(จ) และ ที่ 250 วัตต์รูปสัญญาณกระแสและแรงดัน ICBRM รูปแบบต่างๆ ดูจากรูปที่ 4.35(ก)-(ง) ความสัมพันธ์รูปแบบ ICBRM กับ แรงดัน กระแส เพาเวอร์แฟคเตอร์ กำลังไฟฟ้า ความเข้มแสง ดูจากรูปที่ 4.36(ก)-(จ)



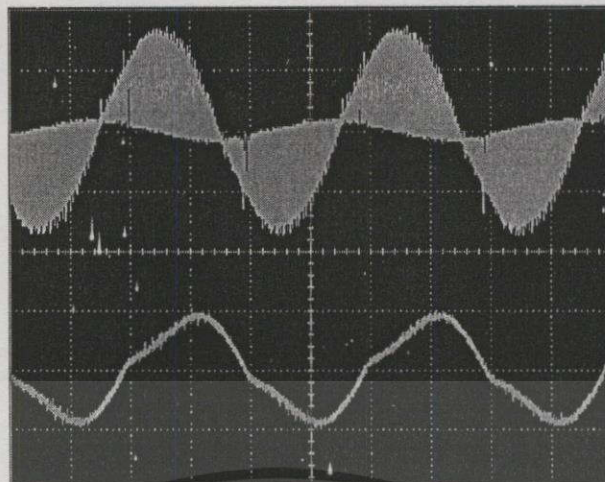
รูปที่ 4.32 แสดงการทดสอบหลอดแสงจันทร์



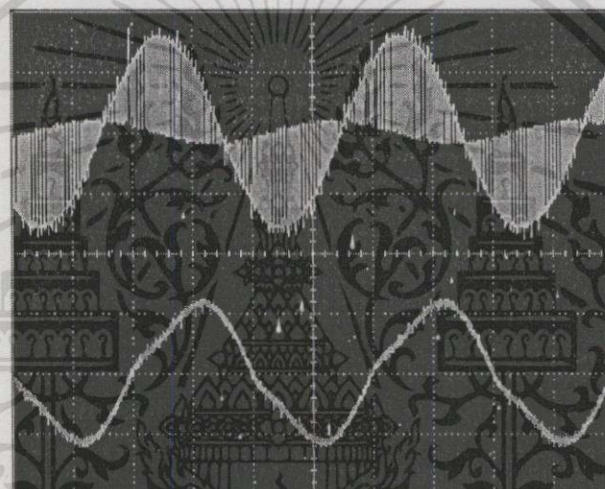
(ก) ICBRM รูปแบบที่1520

รูปที่ 4.33 แสดงกระแสและแรงดันขณะขับโหลดหลอดแสงจันทร์ 125วัตต์(บนรูปสัญญาณแรงดันและล่างรูปสัญญาณกระแส)

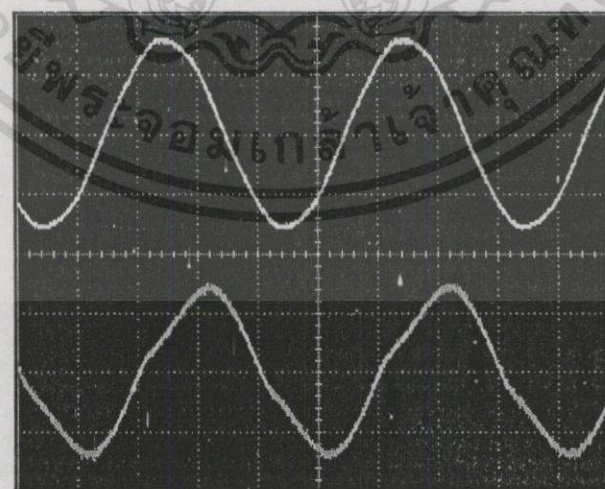
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) ICBRM รูปแบบที่1640



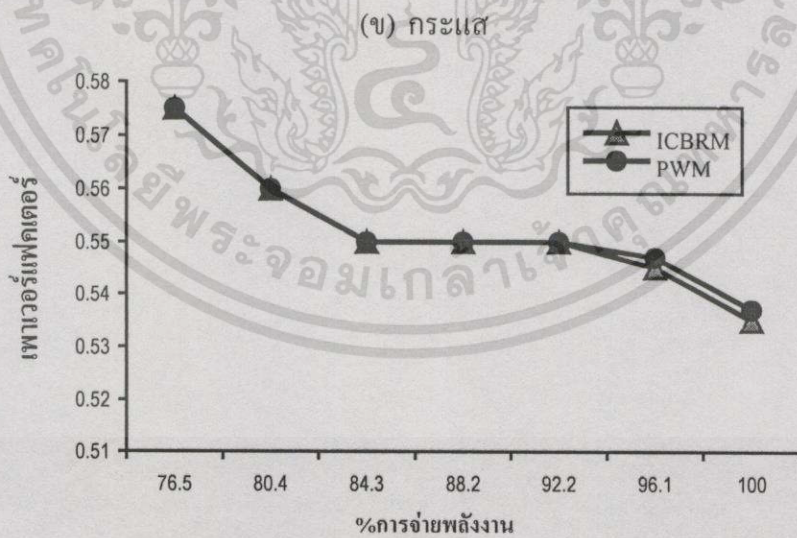
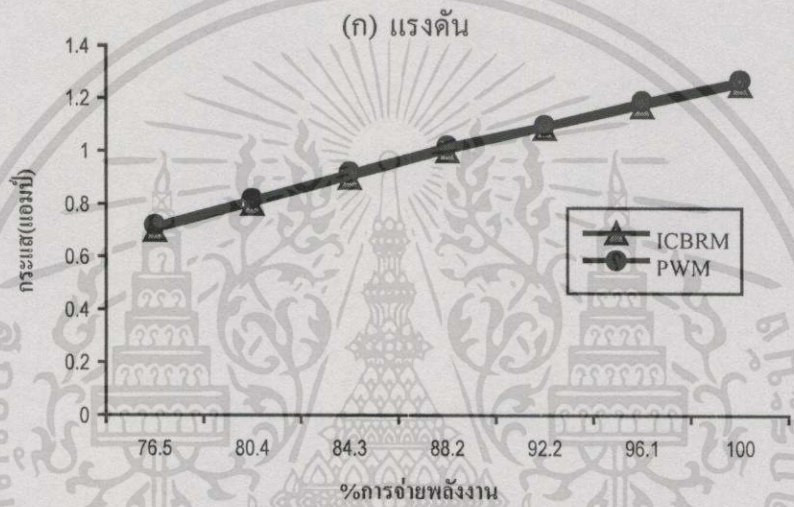
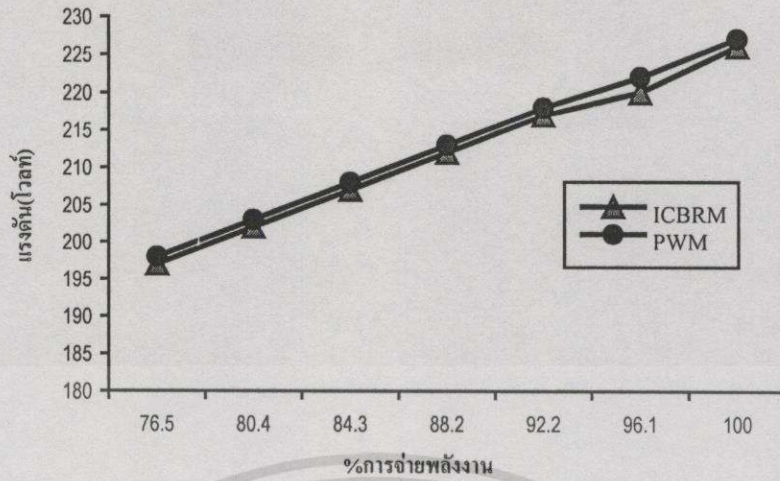
(ค) ICBRM รูปแบบที่1840



(ง) ICBRM รูปแบบที่2040

รูปที่ 4.33 (ต่อ)

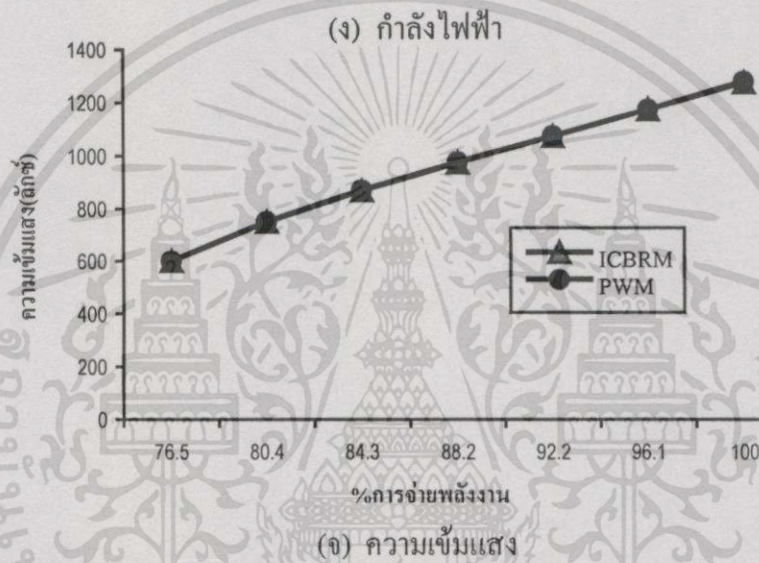
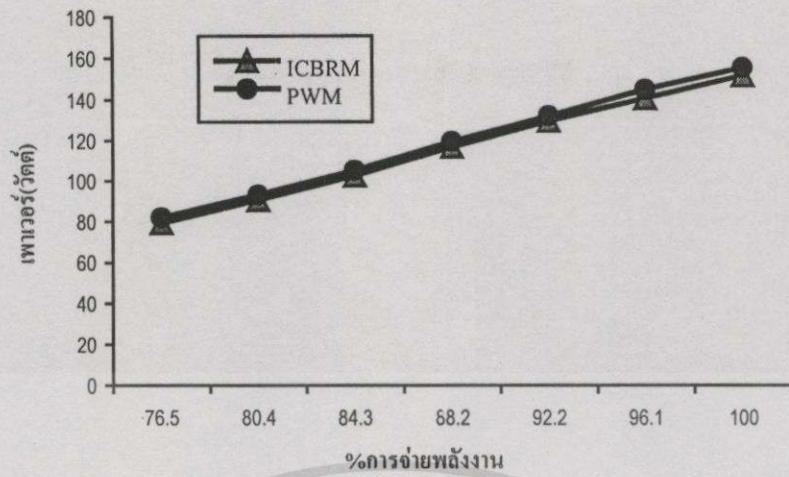
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



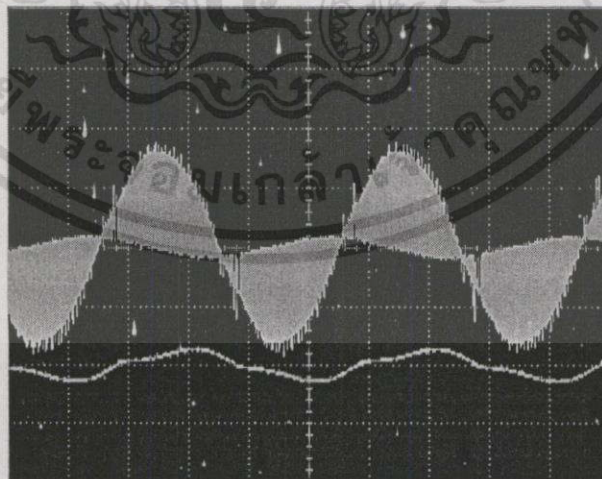
(ค) เพาเวอร์แฟคเตอร์

รูปที่ 4.34 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง รูปแบบ ICBRM กับ แรงคั้น กระแส เพาเวอร์แฟคเตอร์ กำลังไฟฟ้า และความเข้มแสง ที่ 125 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



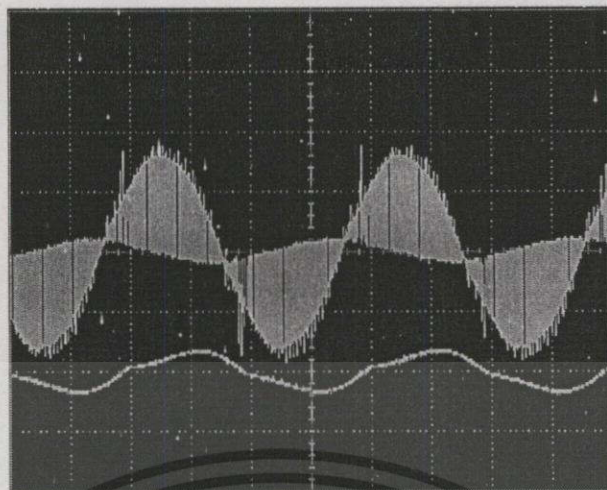
รูปที่ 4.34 (ต่อ)



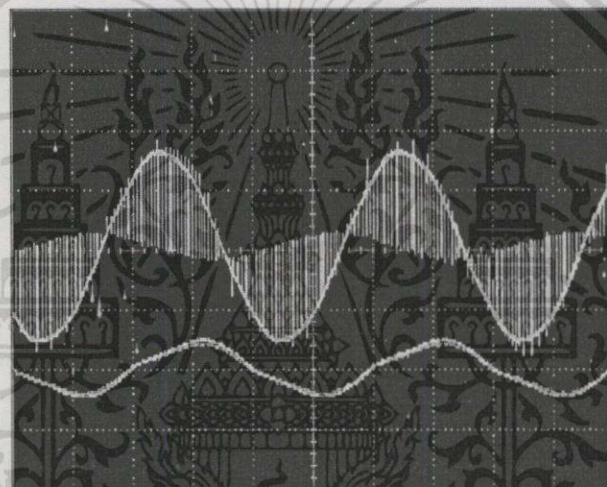
(ก) ICBRM รูปแบบที่1720

รูปที่ 4.35 แสดงกระแสและแรงดันขณะขับโหลดหลอดแสงจันทร์ 250วัตต์(บนรูปสัญญาณแรงดัน และล่างรูปสัญญาณกระแส)

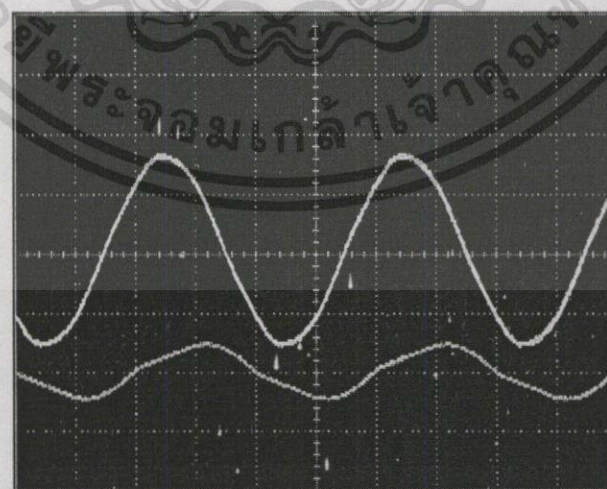
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ข) ICBRM รูปแบบที่1800



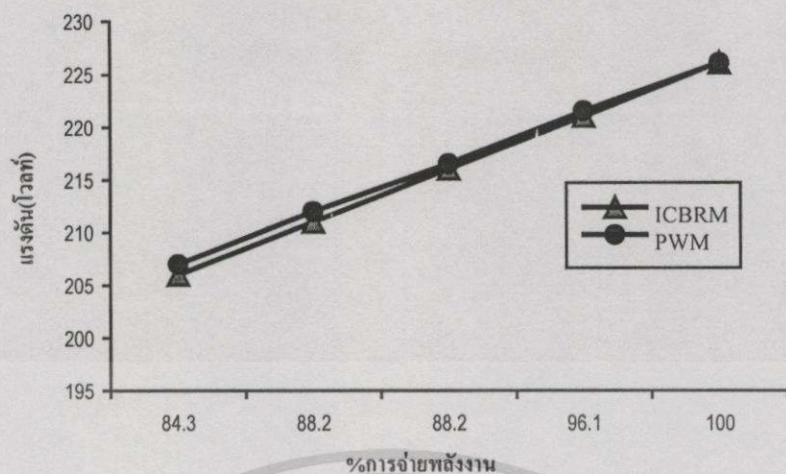
(ค) ICBRM รูปแบบที่1960



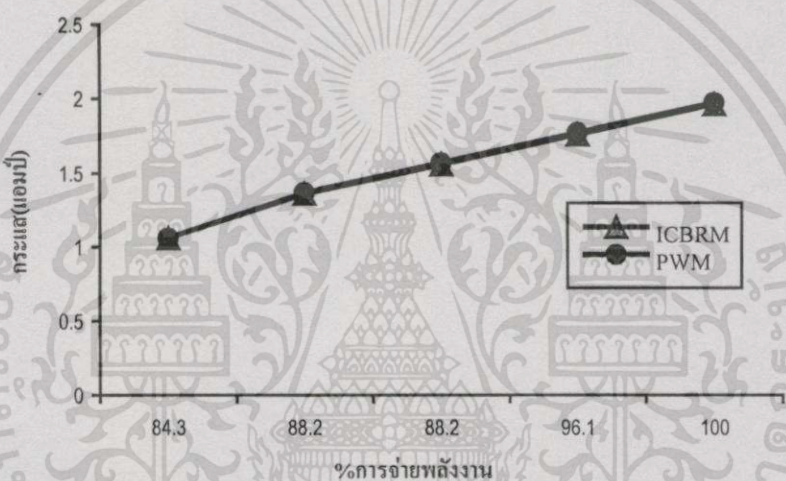
(ง) ICBRM รูปแบบที่2040

รูปที่ 4.35 (ต่อ)

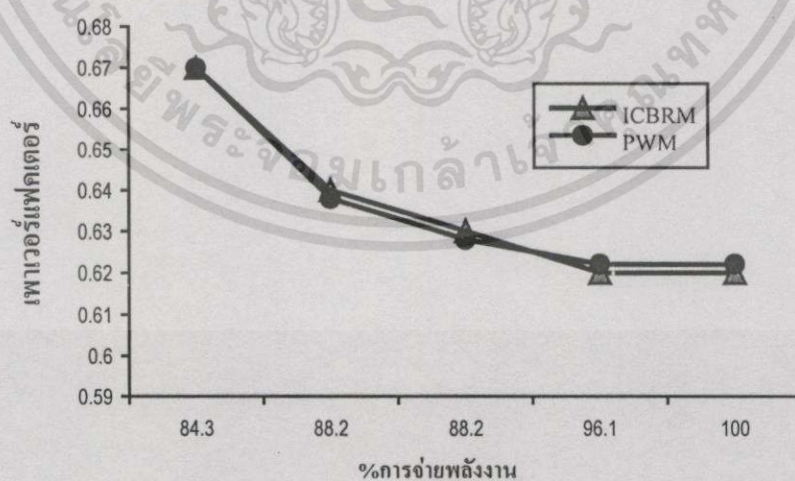
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) แรงดัน



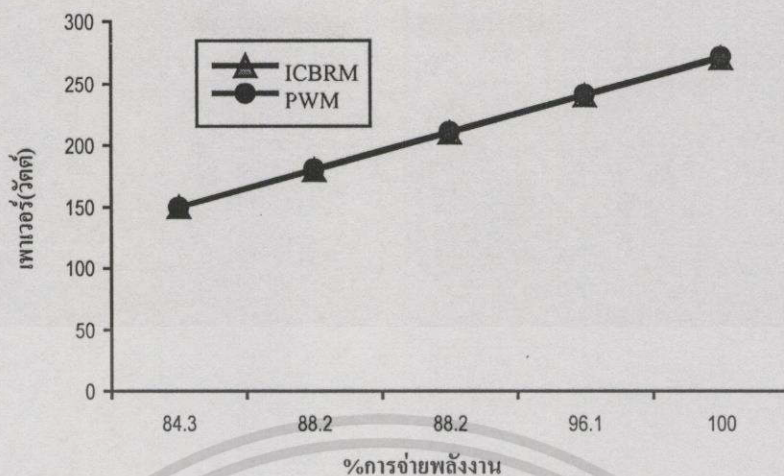
(ข) กระแส



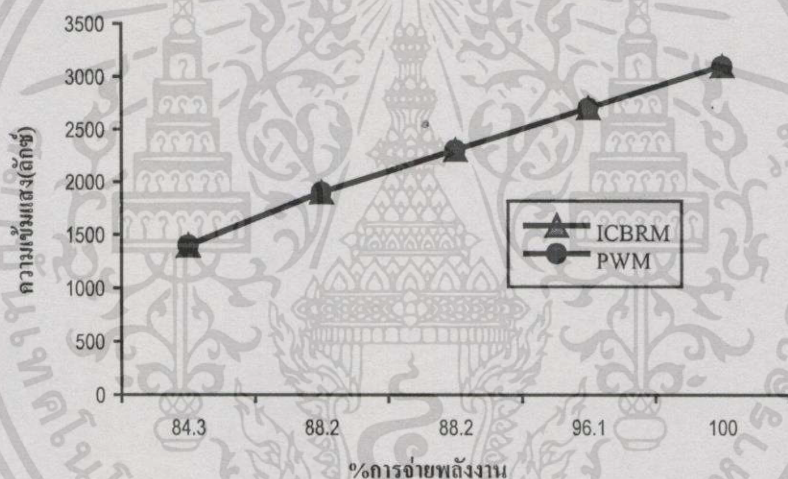
(ค) เพาเวอร์แฟคเตอร์

รูปที่ 4.36 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง รูปแบบ ICBRM กับ แรงดัน กระแส เพาเวอร์แฟคเตอร์
กำลังไฟฟ้า และความเข้มแสง ที่ 250 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ง) กำลังไฟฟ้า



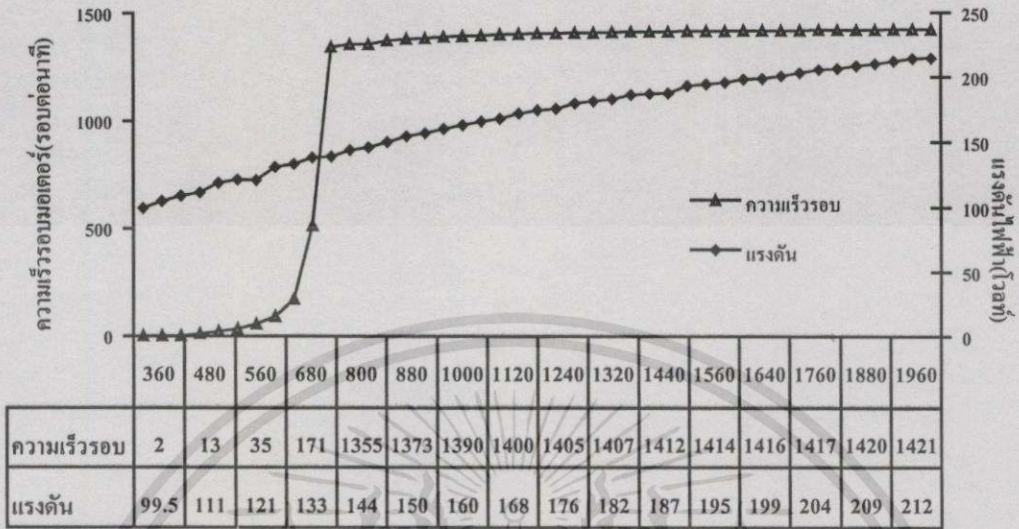
(จ) ความเข้มแสง

รูปที่ 4.36 (ต่อ)

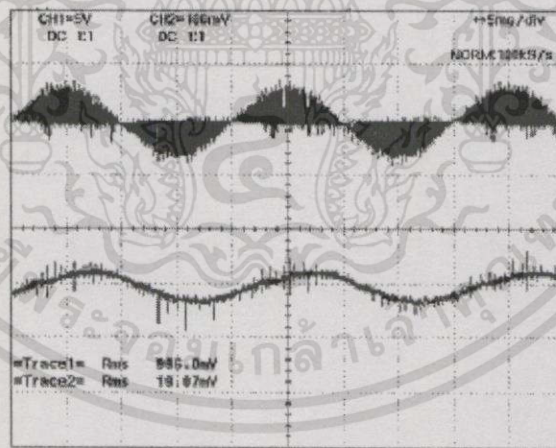
4.3 ผลการทดสอบมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส

ทดลองขับมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟสพิกัด 370 วัตต์, 4 ขั้ว, 50 เฮิร์ต, 380 โวลต์, 2.5แอมป์ 1480 รอบต่อนาที (ต่อแบบสตาร์ท) ขณะไม่มีโหลดเฉลี่ยกำลังไฟฟ้า และแรงดันของแต่ละเฟสได้ดังรูปที่ 4.37 สำหรับรูปสัญญาณกระแสและแรงดันที่ ICBRM รูปแบบที่ 200, 1000, 1920 และ 2040 คูได้จากรูปที่ 4.38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



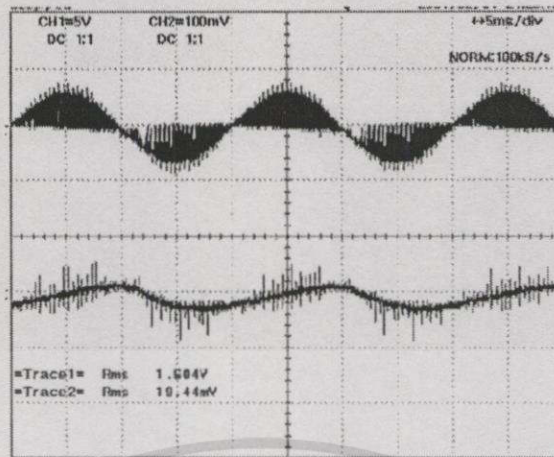
รูปที่ 4.37 แสดงกำลังไฟฟ้าและกระแส ขณะขับมอเตอร์ 3 เฟส (No Load)



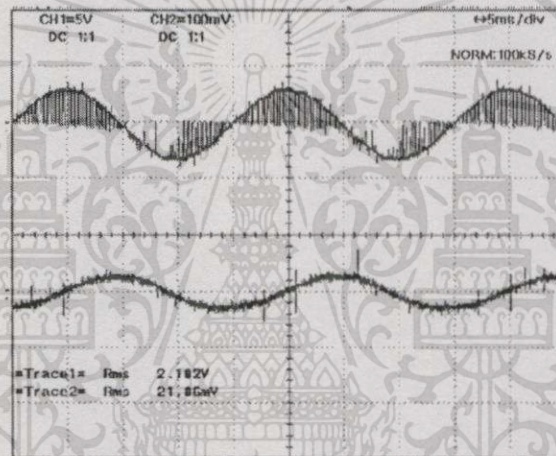
(ก) ICBRM รูปแบบที่ 200

รูปที่ 4.38 แสดงกระแสและแรงดันขณะขับมอเตอร์ 3 เฟส (No Load) (บนรูปสัญญาณแรงดัน และล่างรูปสัญญาณกระแส)

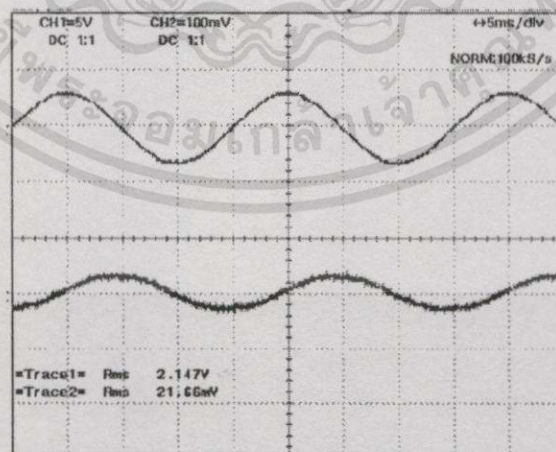
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(จ) ICBRM รูปแบบที่1000



(ค) ICBRM รูปแบบที่1920



(ง) ICBRM รูปแบบที่2040

รูปที่ 4.38 (ต่อ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองควบคุมอุณหภูมิของเตาอบ โดยใช้เทคนิคการผสมสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับกับสัญญาณ BRM ในย่านอุณหภูมิ 40- 200 องศาเซลเซียส สามารถควบคุมอุณหภูมิในเตาอบให้คงที่ได้อย่างมีประสิทธิภาพ จากการทดลองได้ใช้ตัวควบคุมแบบ PI ในการกำหนดการจ่ายพลังงานเพื่อเลือกรูปแบบของสัญญาณ ICBRM ในการกำหนดรูปแบบ ICBRM นั้นสัญญาณที่ได้จะมีค่าเปอร์เซ็นต์การกระเพื่อมค่า (Ripple) ด้วยอัตราส่วน(T/Tr) น้อยกว่า 1 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งถ้าสามารถเพิ่มจำนวนบิต(N) ให้มากขึ้น จะมีผลทำให้การจ่ายพลังงานในการควบคุมอุณหภูมิมีความละเอียดมากขึ้นและมีผลตอบสนองที่เร็วขึ้น เมื่อค่าของ Ts เท่าเดิม จะเห็นได้ว่าเทคนิคนี้สามารถที่จะมุ่งประเด็นของความสำเร็จไปที่หลักการของ ICBRM ถ้าพิจารณาเชิงเส้นได้นั้นจะมีค่า Dispatcher เป็น DC Gain(Kd) เท่ากับ 1.47 วัตต์ต่อบิต โดยค่าดังกล่าวจะเป็นค่ากำหนดการจ่ายพลังงาน ซึ่งจะกำหนดอย่างไรขึ้นอยู่กับจำนวนบิต และสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ ด้วยเหตุนี้เมื่อมีการวัดกำลังที่จ่ายให้กับขดลวดความร้อนแล้วนำค่ากำลังงานที่เกิดขึ้นไปเปรียบเทียบกับกำลังงาน Kd เพื่อต้องการควบคุมอุณหภูมิตามเป้าหมายที่ต้องการด้วยผลตอบสนองรวดเร็ว และมีการประหยัดพลังงานอีกด้วย

จากการทดลองกับหลอดอินแคนเดสเซนต์ขนาด 1000 วัตต์พบว่าการจ่ายพลังงานมีแนวโน้มเป็นเชิงเส้นโดยให้กำลังงาน 0.5 วัตต์ต่อบิต สัญญาณกระแสและแรงดันอินเฟสกัน แสดงให้เห็นว่าหลอดอินแคนเดสเซนต์ให้คุณลักษณะเหมือนตัวต้านทาน

จากการทดลองกับหลอดแสงจันทร์ ขนาด 125 และ 250 วัตต์ พบว่าการจ่ายพลังงานมีแนวโน้มเป็นเชิงเส้น เมื่อทำการเพิ่มรูปแบบของสัญญาณ ICBRM ความเข้มของแสงที่วัดได้มีแนวโน้มเป็นเชิงเส้นด้วย ความละเอียดในการควบคุมความเข้มแสงของหลอดแสงจันทร์ขนาด 125 วัตต์ อยู่ที่ 1.4 ลักซ์ต่อบิต และขนาด 250 วัตต์ อยู่ที่ 5.3 ลักซ์ต่อบิต จากสัญญาณแรงดันและกระแสพบว่ากระแสลำหลังแรงดัน แสดงให้เห็นว่าหลอดแสงจันทร์ให้คุณลักษณะเหมือนตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำ

จากการทดลองกับมอเตอร์ 3 เฟส ขนาด 370 วัตต์ พบว่าขณะที่ทำการปรับสัญญาณ ICBRM เพิ่มขึ้น ทำให้แรงดันที่ป้อนเข้าสู่ขดลวดสเตเตอร์มีค่าสูงขึ้นตามลำดับส่งผลทำให้ความเร็วรอบของมอเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงความเร็ววิกฤต ดังนั้นสรุปได้ว่าความเร็วรอบของมอเตอร์จะแปรผันตามแรงดันที่ป้อนเข้าสู่ขดลวดสเตเตอร์ และแรงดันที่ขดลวดสเตเตอร์แปรผันตามสัญญาณ ICBRM กล่าวคือการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์กระทำได้โดยการควบคุมสัญญาณ ICBRM นั้นเอง ความละเอียดในการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์อยู่ที่ 0.886 รอบต่อบิต และสามารถควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ต่ำสุดถึง 2 รอบต่ออนาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลการทดลองที่ได้กล่าวมา เมื่อเทียบ ICBRM กับ PWM พบว่าค่ากระแส แรงดัน และกำลังงานมีค่าใกล้เคียงกันมาก

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ปัญหาที่น่าสนใจถ้ามีการเปลี่ยนแปลงจำนวนบิตหรือสัญญาณนาฬิกา ก็คือวงจรจุดตัดศูนย์ (Zero Crossing) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ตรวจจับสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อกำหนดจุดเริ่มต้นของการจ่ายสัญญาณ ICBRM ให้กับขดลวดทำความร้อนของเตาอบจะต้องกำหนดความคมของสัญญาณประมาณ 1 ไมโครวินาที ถ้ากำหนดช่วงเวลานี้มากเกินไปจะส่งผลต่อการสร้างสัญญาณ ICBRM แต่ถ้ากำหนดสัญญาณนี้น้อยเกินไปจะส่งผลต่อสัญญาณที่ส่งไปอินเวอร์ตที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งแนวทางในการแก้ปัญหานี้คือการเลือกไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีความเร็วสูงขึ้น และสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้งานกับระบบไฟฟ้าสามเฟส ที่เป็นโหลดรีดักเตนซ์(โหลด L) เช่นมอเตอร์เหนี่ยวนำสามเฟส จะต้องมีวงจรสับเบรคักรูปที่ 3.8 ซึ่งจะช่วยป้องกันแรงดันย้อนกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายทำให้อุปกรณ์ที่ใช้ในการควบคุมนั้นเสียหาย

บรรณานุกรม

- [1] K. Ogata, Discrete - Time Control System ,Englewood Cliffs, NJ: Prentice - Hall , 1987.
- [2] J.Niezenanski “ Maximum pulse-position and counting errors of binary rate multipliers” Pro. IEE , Vol. 136, Pt.E, No.4, July 1989, pp 296-305.
- [3] Nabil A. Ahmed, Kenji Amei and Masaaki Sakui., “A new configuration of Single-Phase Symmetrical PWM AC Chopper Voltage Controller” IEEE Trans. on industrial electronics, Vol. 46, No.5 Oct 1999.
- [4] P.C.SEN., Principles of Electrical Machines and Power Electronics , 2 nd ed., John Wiley & Sons, Inc. New York 1994.
- [5] Barry N. and M^c Quade E., “ Temperature Control using integer - Cycle Binary Rate Modulation of the ac. Mains ” Proc IEEE Conf. Ind. Application Society,Houston, pp. 1793-1798, 1992
- [6] Syed A. Nasar , Electric Machines and Power Systems Volume I , Electric Machines , McGraw – Hill , Inc. 1995.
- [7] Malhan , Tore M. Undeland , William P. Robbins, Power Electronics , 2 nd ed., John Wiley & sons, Inc. New York 1995.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

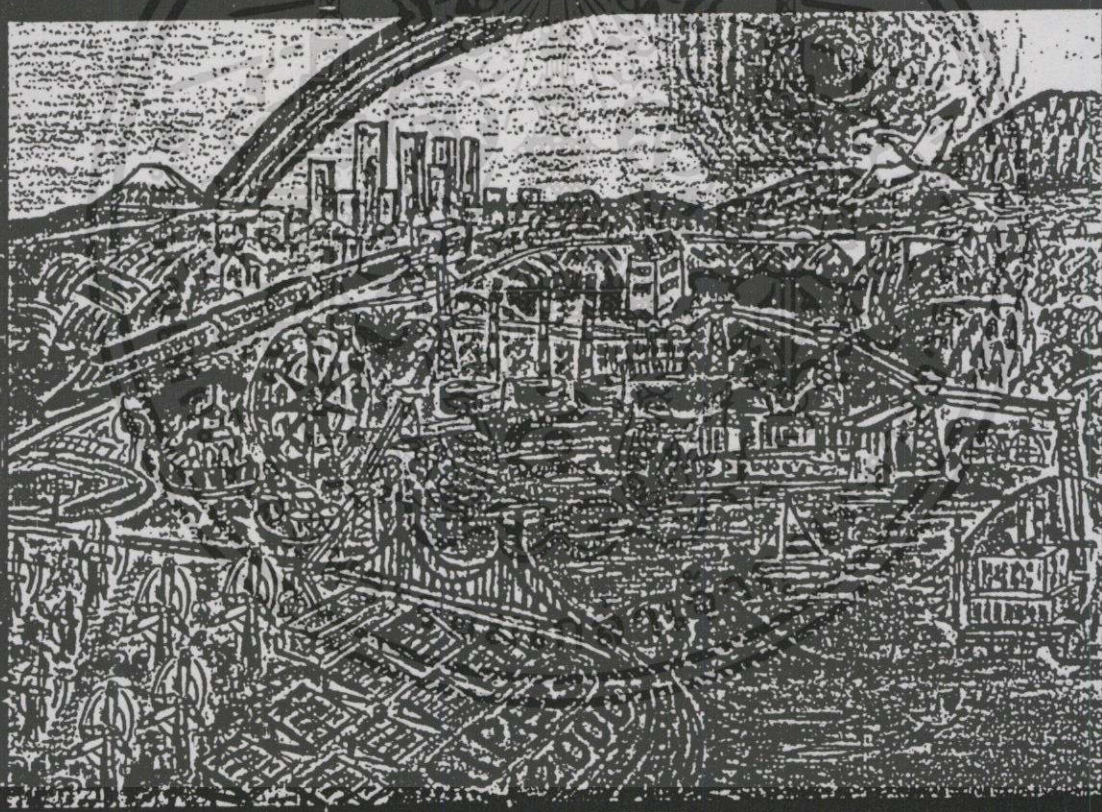


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International Power Electronics Conference IPEC-Tokyo 2000

April 3-7, 2000, Keio Plaza Hotel, Shinjuku, Tokyo, Japan

Proceedings



(Into the Path-finding and Evolutional Century)

By Courtesy of Prof. Mikihiro Matsui

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่
 อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่า



Sponsored by
The Institute of Electrical Engineers of Japan

Volume 3

ICBRM Technique Temperature Control in an Oven

V.Tipsuwanporn*, J.Nakphaichit*, N.Chochai***, W.Piyarat**, and Y.Paraken**

* Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, Thailand.

*Tel: (66-2) 326 - 7347 : Ext. 102, E - mail : ktvittay@kmitl.ac.th

**Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Srinakarinwirot University, Nakornnayok, Thailand.

**Tel: 66- 37-322605, E - mail : waksin@psm.swu.ac.th

***Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, Saint John's University, Bangkok, Thailand.

***Tel: (66-2) 513 - 8571, E - mail : enkomet1@stjohn.ac.th

Abstract

This paper proposes controlling of temperature in an oven by using 4 bits Integral - Cycle Binary Rate Modulation (ICBRM) method and ac line with frequency 50 Hz. Microcontroller MCS-51 controls ICBRM according to Proportional Integral controller (PI) function . Discrete signals are used in the system modeled by using Ziegler Nichols principle for analyzing the stability before designing the system. This procedure makes it easy to investigate system response. The system is implemented by 4 bits digital circuit which gives 320 patterns of ac signal for controlling the generation of energy for 3,000 watts thermal coil every 20 ms of each cycle. We divide scan time (T_s) in to 20 intervals, 1 ms interval is selected to generate 16 patterns ICBRM. Because of this method gives the ripple lower than 2% it generates less noise for system. Moreover, we can consider whole system from the time model of control procedure and ICBRM algorithm 40-200 °C with ± 1 °C error in the 1 cubic meter oven.

1. Introduction

Generally, an electric ovens are used in both household as well as in industries. The temperature used differs in different purposes, but the control of temperature usually use ON and OFF switch or at most, phase control. If temperature required is accurate with high resolution, and fast response, it can be replaced by Binary Rate combination [1], Thus there will be 2 variables i.e., K_c and T_i for constant temperature adjustment and accurate control. It is seen that when T/T_p is used, the ripple is 2%. If number of bit are increased more than 4, the resolution of temperature will be high as well as time response improving while T_{s_n} is kept constant.

2. Structure and Theory

2.1 Principle of ICBRM Signal mixing



Fig.1. Block diagram of Binary Rate and alternating voltage mixing.

Fig.1 shows that input a receives AC signal when the AC crosses Zero point, the GO pulse permits AC to modulate with binary fed from terminal B of AND gate with the timing that gives output one cycle. After mixing, the waveform of f_1, f_2, f_3, f_4 appeared [2], these four independent waveform are linear combined to give the different waveform patterns as in Fig. 2 and equation (1) shows frequency combination

$$f = \sum_{b=0}^{2^a-1} \left[u\left(t - \left(\frac{2^b}{2^{a+1}} - 1 + b\frac{2^b}{2^a}\right)T\right) - u\left(t - \left(\frac{2^b}{2^{a+1}} + b\frac{2^b}{2^a}\right)T\right) \right] \sin \omega t \quad (1)$$

- $u(t)$ = Unit Step Function
- ω = frequency
- a = binary bit weight (0, 1, ..., n - 1)
- n = number of bits

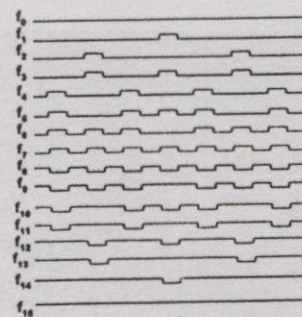


Fig. 2. Binary Rate Multiplier(BRM) patterns.

The waveform in Fig. 2 are formed from Fig.1, each continuous AC waveform can be represented by equation (2)

$$f = d_3 2^3 + d_2 2^2 + d_1 2^1 + d_0 2^0 \quad (2)$$

d = binary bit of BRM pattern

Pulse input energy in each cycle with open time aT and close time bT depends on time constant. The output ripple at temperature stable state can be written as equation (3)

$$\text{Ripple} = K_p \frac{(1-e^{-aT/T_p})(1-e^{-bT/T_p})}{1-e^{-(a+b)T/T_p}} \quad (3)$$

Where K_p is the dc gain of the plant and T_p the time constant.

2.2 Structure of control system

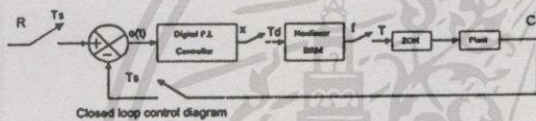


Fig. 3. Block diagram of close loop control.

From Fig.3 given sampling rate of controller $T_s = (2^n - 1) T$ and zero order hold (ZOH), an integral part of the plant. To give proper controlling and reduce error, PI is selected from transfer function as shown.

$$\text{Digital PI} = K_c \left\{ \frac{1 + (T_s/T_i) - z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right\} \quad (4)$$

In z-domain K_c is a gain, T_i is a reset time. When we consider plant and ZOH, the transfer function of both are

$$G(z) = K_p \frac{(1 - e^{-T_s/T_p})}{(z - e^{-T_s/T_p})} \quad (5)$$

$$\frac{C(z)}{R(z)} = \frac{K_c K_d K_p \left\{ \frac{1 + T_s/T_i - z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right\} \left(\frac{1 - e^{-T_s/T_p}}{z - e^{-T_s/T_p}} \right)}{1 + K_c K_d K_p \left\{ \frac{1 + T_s/T_i - z^{-1}}{1 - z^{-1}} \right\} \left(\frac{1 - e^{-T_s/T_p}}{z - e^{-T_s/T_p}} \right)} \quad (6)$$

$$(z - 1)(z - a) + K \{ z(1 + T_s/T_i) - 1 \} = 0 \quad (7)$$

Equation (7), R changes step input in order to determine the response that related to transfer function on z-domain while c(t) and R are equal. To investigate the starting condition we consider equation (7) by given

$a = e^{-T_s/T_p}$ and $K = K_c K_d K_p (1 - a)$, and T, T_p, K_p, K_d are determined from T_i . From open loop control the ICBRM as in Fig. 2 are obtained. With high gain, the noise reduction and fast response are resulted.

2.3 Energy supplied to heater

Heater received the ICBRM through drive circuit [3], thus increases in controllable temperature, accurate, fast and stable. It can be considered from Fig.4.

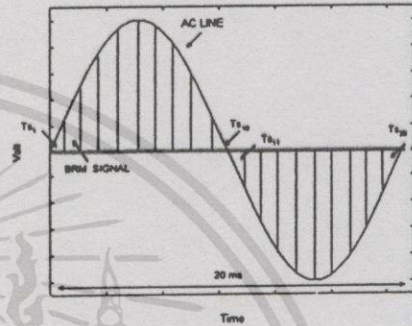


Fig. 4. Energy distribution in one cycle.

The average power to a resistive load in (8), where V is the peak voltage, N is number of scan time interval, R is heating element resistance and a is switching function, a = 1 when the switch conducts and a = 0 when the switch blocks.

$$P_{av} = \frac{1}{T_s} \cdot \frac{V^2}{R} \sum_{i=1}^N \int_0^{T_s} a \cdot \sin^2(\theta) d\theta \quad (8)$$

Expressing this in terms of the equation (9), and simplifying yields the linear power relation (10) and (11).

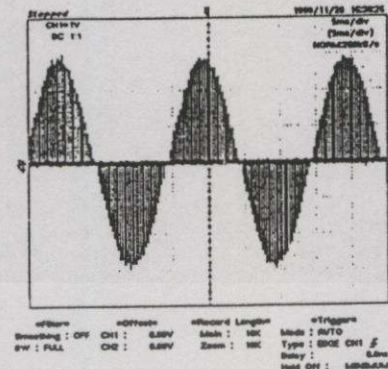
$$P_{av} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{V^2}{R} \sum_{i=1}^N \int_{(i-1)(2\pi/N)}^{i(2\pi/N)} a \cdot \sin^2(\theta) d\theta \quad (9)$$

$$P_{av} = \frac{V^2}{2.R} . B \quad (10)$$

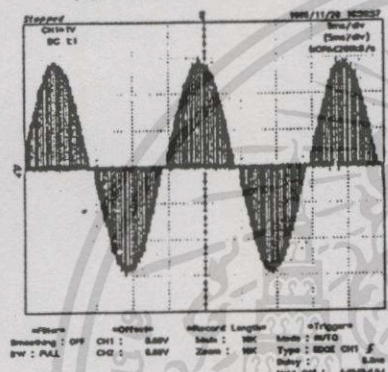
$$P_{av} = \frac{V_{RMS}^2}{R} . B \quad (11)$$

$$\text{When } B = \frac{k_m 2^m + k_{m-1} 2^{m-1} + \dots + k_1 2^1 + k_0 2^0}{2^m} \quad (12)$$

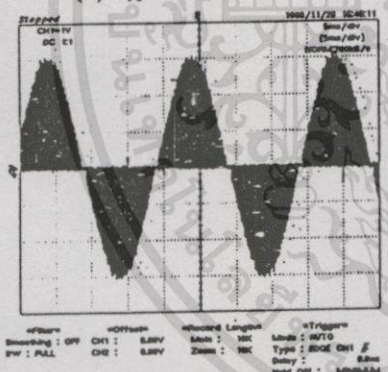
From Fig. 4, one cycle of sine wave is divided into 20 parts, each part is equivalent to 20 millisecond called Scan time (T_{sn}). Part of each waveform that occupied T_{sn} is converted into 16 binary bit waveform, Starting from $f_0 - f_{15}$. If more energy is required to supply to oven, the energy during $T_{11} - T_{20}$ is fed to heater accordingly. If 100 percent energy supplied is required it has to supply with f_{15} bit waveform.



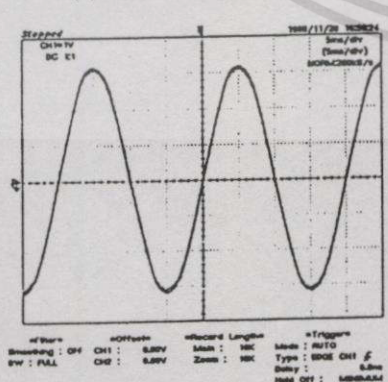
(a) f_{64} waveform



(b) f_{96} waveform



(c) f_{160} waveform



(d) f_{320} waveform

Fig. 5. ICBRM pattern supplied to oven.

In Fig. 5 It is shown only amplitude of full cycle.

3. Structure and Design

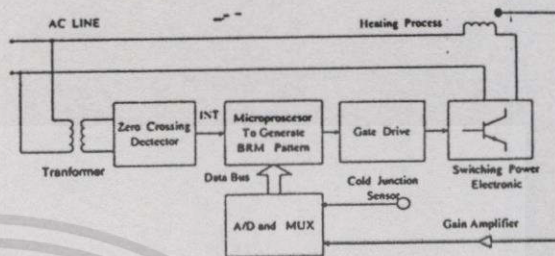


fig. 6. Hardware System.

From Fig. 6 Hardware consisted of different units, such as microcontroller MCS-51 functions as ICBRM bit generator to supply proper bit for heater by PI Algorithm. A/D and Mux circuits convert incoming signal to digital signal and feedback to preset reference. Zero crossing detector transmit to interrupt signal at the trailing edge of the pulse to microcontroller to start generating the ICBRM pulse train in each cycle. Driver circuit supplies energy in the form of bit to heater [4]. It is seen that the whole process continues to supply proper and accurate energy to the heater .

4. Testing results of open and close loop of oven at 100 °C

The experiment is performed on an oven of the size of width 1 meter, length 1 meter, heater wire 3000 watts, room temperature 25 °C. The draft circulation in an oven keeps temperature at different position equal, by open loop testing, set output at 55% as the results shown in Fig.7 Calculate parameters K_c and T_i by Ziegler Nichols, using $T_1 = 6.875$ minutes (2.75 time slot, each equivalent to 2.5 minute) and $L_1 = 0.625$ minute (0.25 time slot) will give $K_c = 9.9$ and $T_i = 125$ seconds .With set point at 100 °C, K_c is slightly reduced and T_i slightly increased, finally it comes to balance point which give response time of 15 minutes and percentage overshoot less than 5%. Different parameters given are gain $K_c = 9$, Integral time (T_i) = 200 seconds , Delay time (DT) = 150 seconds. Fig. 8 show the response at set point 100 °C, chart speed 240 mm/hr. (Horizontal axis , each scale = 2.5 minutes) input from 0 to 5 volts , output from 0 to 200 °C (0 to 100%).

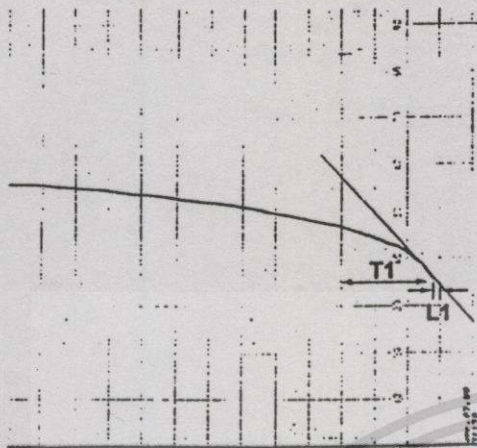


Fig. 7. Open loop test gives output 55 percent.

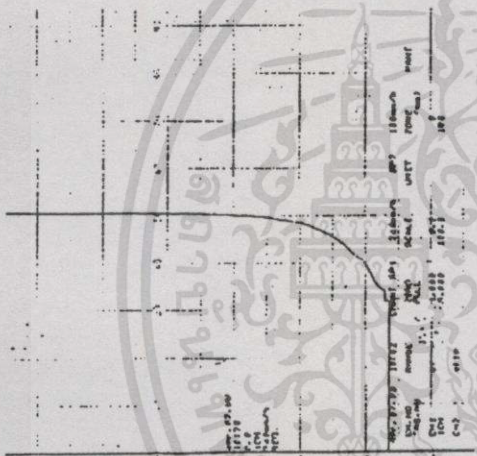


Fig. 8. Close loop test with set point 100 °C (50 percent).

5. Conclusions

By mixing ac signal with ICBRM to control temperature ranging from 40 °C - 200 °C is very efficient to keep temperature constant. Temperature controlling by means of PI can be able to fix the percentage ripple by keeping the ratio of T/T_p 1. If bit number N is more than 4, high resolution can be obtained including faster response. while T_{sn} mains change. This technique concentrates on ICBRM, which is considered to be linear and equal heat energy distribution i.e., 187.5 W/bit. The ICBRM bit dictates the energy content, which depends on number of bit and clock rate. If we require fast response and energy saving. The energy supplied to heater has to be compared to gain K_d which controlled by PI at that moment such that it can satisfy the required condition.

References

- [1] Barry N. and M^c Quade E., "Temperature Control using integer - Cycle Binary Rate Modulation of the ac Mains" *Proc IEEE Conf. Ind. Application Society, Houston*, pp. 793 - 798, 1992.
- [2] Eamonn P. M^cCarthy and Jahanfar Danesh, "A Novel Method of Direct Digital Integral - Cycle Power Control" *IEEE Trans. Ind. Elec. vol. IECI-25 no.2*, pp.149 - 154, May 1978.
- [3] T.G.Bland, "Steady - State Analysis of Single - Phase AC Controller with Resistance Load" *IEEE trans. Ind. Elec. vol. IECI-22 no.3*, pp.441 - 447, Aug. 1975.
- [4] B. W. Lingard, R. W. Johnson, and W. Shepherd, "Analysis of thyristor controlled single-phase loads with integral-cycle triggering" *Proc. IEE*, vol. 117, no.2, pp. 607-608, Mar.1970.



วิศวกรรม
Electrical Eng.
(EECC)

วันที่ 2-3 ธันวาคม 2542

ณ อาคารสถาบันค้นคว้าและพัฒนาเทคโนโลยีการผลิตทางอุตสาหกรรม
มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์

แม้ว่ากรมเทคโนโลยีสารสนเทศแห่งชาติ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับค่าพลังงานสำหรับกระบวนการให้ความร้อนแก่ไส้หลอดแบบละเอียด Fine Adjustment Energy For Filament Heating Process

วิทยา ทิพย์สุวรรณพร* จรินทร์ นาคไพจิตร* เวทิน ปิธรัตน์** นิรัญ ไซโซ*** และ โกเมศ แจ่มจันทร์***
* คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520
** ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ นครนายก 26120
*** ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเซนต์จอห์น กรุงเทพฯ

บทคัดย่อ

บทความนี้ขอเสนอการปรับค่าการจ่ายพลังงานในกระบวนการให้ความร้อนแก่ไส้หลอดแบบละเอียดโดยอาศัยวิธีการ Integral-Cycle Binary Rate Modulation (IBRM) หลักการวิธีนี้เกิดจากการนำสัญญาณ Binary Rate Multiplier (BRM) ขนาด 8 บิต ผสมกับสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ AC LINE ความถี่ 50 Hz ทำให้เกิดสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับจำนวน 2048 รูปแบบไปกำหนดการปรับค่าพลังงานแบบละเอียดให้แก่อไส้หลอดในทุกๆ 20 มิลลิวินาที โดยแบ่ง T_s (Scan Time) ออกเป็น 8 ส่วนๆละ 2.5 มิลลิวินาที ที่กำหนด IBRM ได้ 256 รูปแบบ ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าเทคนิคการปรับค่าพลังงานละเอียดและมีเสถียรภาพเป็นอย่างดี

Abstract

This paper proposes the fine value adjustment for generating heat energy to filament by using 8 bits Integral-Cycle Binary Rate Modulation (IBRM). This principle uses 8 bits BRM modulating with 50 Hz AC signal that gives AC signal 2048 patterns for fine controlling the energy adjustment to filament every 20 ms. By deviding Scan Time (T_s) in 8 parts, each part uses 2.5 ms for defining 256 patterns. The results show that this technique has well stability.

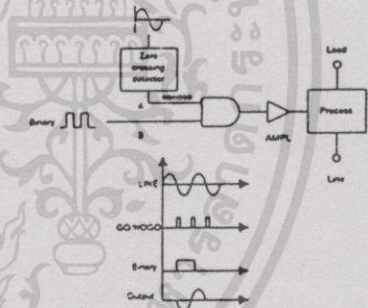
1. บทนำ

ขบวนการการทำความร้อนโดยใช้อิส้หลอดในออดิต ระบบการจ่ายพลังงานขึ้นอยู่กับระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าซึ่งสิ้นเปลืองพลังงานมาก ฉะนั้นจึงจำเป็นต้องมีระบบจัดการการจ่ายพลังงานอย่างมีประสิทธิภาพ ในการปรับพลังงานสำหรับขบวนการให้ความร้อนแก่ไส้หลอดแบบละเอียดก่อให้เกิดประโยชน์ในการประหยัดพลังงานที่จ่ายกับไส้หลอดอย่างเหมาะสม ในการจ่ายพลังงานแบบละเอียดนี้ใช้เทคนิคการปรับค่าพลังงานแบบละเอียดด้วยวิธีการ Integral Cycle Binary Rate Modulation

ความละเอียดของ IBRM จะส่งผลทำให้ค่าของ Ripple ในการจ่ายพลังงานมีค่าน้อยลง ซึ่งจะส่งผลดีกับการนำไปใช้ควบคุมอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าอื่นๆ ได้แก่การควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสสลับหรือควบคุมอุณหภูมิความร้อนจากตัวทำความร้อน เป็นต้น

2. ทฤษฎีการทำงาน

2.1 หลักการพื้นฐานของการผสมสัญญาณ IBRM



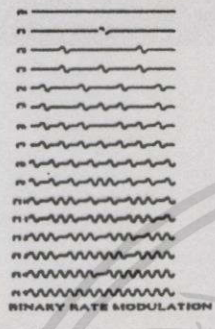
รูปที่ 1 บล็อกไดอะแกรมการผสม Binary Rate กับไฟฟ้ากระแสสลับ

รูปที่ 1 จะเห็นได้ว่าอินพุต A เป็นจิวรับสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับจากสัญญาณไฟฟ้าที่เป็นศูนย์ พัลส์ GO กำหนดให้สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับผ่านไปได้ ในช่วงที่เป็นศูนย์จากนั้นไปเข้ายังอินพุตข้างหนึ่งของ AND Gate เพื่อให้มีการผสมสัญญาณกับ Binary ที่มาจากตัวคูณผ่านเข้าที่จุด B เพื่อเปิด Gate ของ AND Gate ในช่วงเวลาที่เหมาะสมทำให้ได้สัญญาณเอาท์พุทในหนึ่งไซเคิล จากหลักการผสมสัญญาณแบบ IBRM ผลตอบสนองของเอาท์พุทจะมีสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ 8 รูปแบบอิสระคือ $f_1, f_2, f_3, f_4, f_5, f_6, f_7, f_8$ กระทำด้วยสมการ Linear Combination จากความถี่ 8 รูปแบบข้างต้นด้วยสมการที่ (1) และผลของแต่ละไซเคิลได้จากรูปที่ 1

$$f_r = \sum_{n=1}^8 \left[\mu \left(t - \left(\frac{2^n}{2^{n-1}} - 1 + b \frac{2^n}{2^n} \right) T \right) - \mu \left(t - \left(\frac{2^n}{2^{n-1}} + b \frac{2^n}{2^n} \right) T \right) \right] \sin \alpha x \dots (1)$$

การปรับค่าพลังงานสำหรับกระบวนการให้ความร้อนแก่วัสดุแบบละเอียด

u(t) คือ Unit Step Function
 ω คือ ความถี่ของสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ
 a คือ ค่าของ Binary = 0, 1,N - 1
 T คือ ฐานเวลาของ BRM



รูปที่ 2 รูปแบบสัญญาณ BRM ขนาด 4 บิต

จากรูปที่ 2 การผลิตสัญญาณ IBRM จะมีลักษณะเหมือนกับรูปที่ 1 ตามที่ได้กล่าวมาแล้ว โดยที่สัญญาณของแต่ละถูกคลื่นที่ต่อเนื่องคือ $f_0, f_1, f_2, \dots, f_{255}$

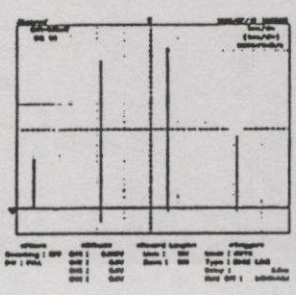
$$F = d_0 \cdot 2^0 + d_1 \cdot 2^1 + d_2 \cdot 2^2 + d_3 \cdot 2^3 + d_4 \cdot 2^4 + d_5 \cdot 2^5 + d_6 \cdot 2^6 + d_7 \cdot 2^7 + \dots \dots \dots (2)$$

d คือ Binary bit ของหมายเลขสัญญาณ Binary Rate โดยที่ F เป็นจำนวนพัลส์ที่ส่ง และ $d_7, d_6, \dots, d_1, d_0$ คือ ไบนารีของ F ถ้ากำหนดให้ 2^{n-1} คือผลรวมของจำนวนพัลส์ต่อไซเคิล และ R คือ ค่าพลังงานในแต่ละพัลส์ของคาบเวลา T เมื่อ $T_s = (2^{-n})$ คือ Scan time ดังนั้นกำลังเฉลี่ยที่กำหนดได้คือสมการ

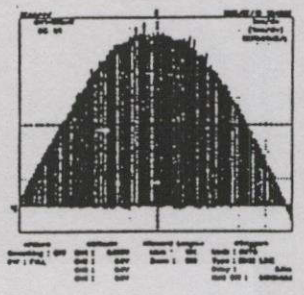
$$F_i = \sum_{i=1}^n \frac{F_i R}{T_s} \dots \dots \dots (3)$$

F_i คือจำนวนรูปแบบของ IBRM
 R_i คือจำนวนค่าพลังงานในแต่ละรูปแบบของ IBRM ของคาบเวลา
 T_s คือจำนวนคาบเวลาในแต่ละส่วน

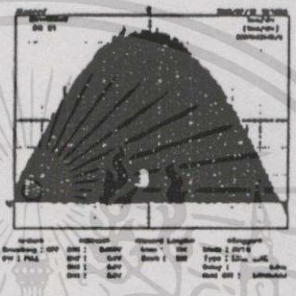
จากสมการที่ 3 จะเห็นว่ากำลังเฉลี่ยที่จ่ายพลังงานให้กับวัสดุตลอดคาบช่วงคาบเวลาในแต่ละส่วนนั้นเกิดขึ้นจากจำนวนรูปแบบของสัญญาณ BRM ที่กำหนดให้มีการกระจายรูปแบบตามช่วงเวลา T_s ด้วยการกำหนดความถี่หลักเป็น Linear Independence Waveforms ดังนั้นคือ $f_1, f_2, f_3, f_4, f_5, f_6, f_7, f_8, f_9, f_{10}, f_{11}, f_{12}, f_{13}, f_{14}, f_{15}$ ที่อิสระต่อกันมีการนำ Linear Combination ดังรูปแบบของ IBRM รูปที่ 3



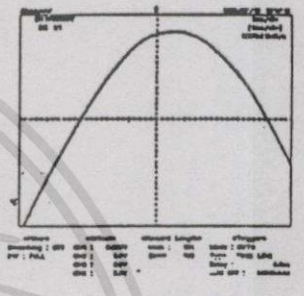
(ก) IBRM รูปแบบ f_1



(ข) IBRM รูปแบบ f_{22}



(ค) IBRM รูปแบบ f_{64}



(ง) IBRM รูปแบบ f_{255}

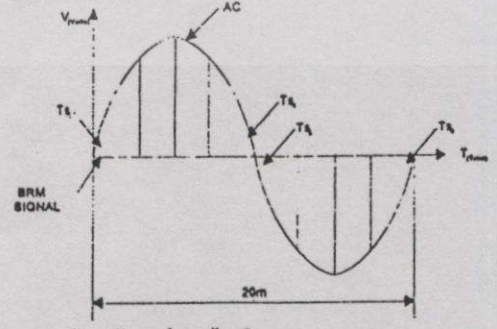
รูปที่ 3 สัญญาณ IBRM ในรูปแบบต่างๆ แสดงครั้ง ไซเคิลบวกเท่านั้น

ถ้าพิจารณาการจ่ายพลังงานต่อไซเคิลของ Pulse Train ที่จ่ายให้กับวัสดุคือ ON time "aT" และ OFF time "bT" ของเอทท์ทุกในสภาวะคงตัวกำหนดได้จากสมการหา Ripple ในสมการที่ (4)

$$Ripple = \frac{K_r \left(1 - e^{-aT/T_r}\right) \left(1 - e^{-bT/T_r}\right)}{\left(1 - e^{-(a+b)T/T_r}\right)} \dots \dots \dots (4)$$

โดยที่ Ripple คือค่าความแตกต่างระหว่างค่าสูงสุดกับค่าต่ำสุดของการตอบสนองในสภาวะคงตัวต่อ Pulse Train ซึ่งผลของ Ripple ตามสมการ (4) จะคือให้อัตราส่วนของ $T/T_r < 0.001$

2.2 การจ่ายพลังงาน IBRM



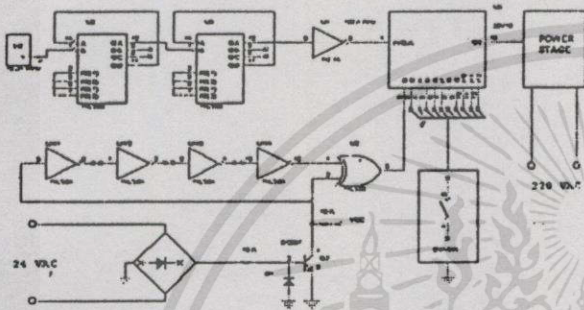
รูปที่ 4 แสดงการจ่ายพลังงานใน 1 ไซเคิล

PW027

การปรับค่าพลังงานสำหรับกระบวนการให้ความร้อนแก่ไส้หลอดแบบละเอียด

จากรูปที่ 4 T_s (scan time) จะประกอบด้วย 8 ส่วน ในทุกๆ 20 มิลลิวินาที ของการจ่ายพลังงาน ในแต่ละส่วนๆละ 2.5 มิลลิวินาที ภายในกำหนด IBRM ได้ 256 รูปแบบ สำหรับจ่ายพลังงานแบบละเอียดให้กับไส้หลอดจาก $T_{s1}, T_{s2}, \dots, T_{s8}$ ตามลำดับ

3. วงจรการสร้าง IBRM



รูปที่ 5 วงจรสมบูร์ณ IBRM

จากรูปที่ 5 โครงสร้างของระบบจะประกอบด้วยหน่วยต่างๆ ของระบบทำหน้าที่ดังต่อไปนี้ หน่วย IBRM จะสร้างสัญญาณ IBRM เพื่อจ่ายพลังงานที่เหมาะสม และมีประสิทธิภาพให้กับไส้หลอด ส่วนวงจร Zero Crossing Detector จะกำหนดจุดตัดศูนย์ที่ขอบข้างสัญญาณ เพื่อนำไปกำหนดจุดเริ่มต้นในการสร้างสัญญาณ IBRM ในแต่ละไซเคิลของสัญญาณไฟกระแสสลับ ส่วนวงจร Power Stage จะทำหน้าที่จ่ายพลังงานให้กับไส้หลอดเป็นต้น

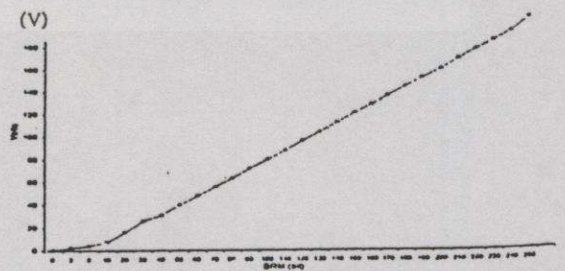
4. ผลการทดลอง

ทำการทดสอบไส้หลอดความร้อนแบบ Tungsten Filament ความต้านทานไส้หลอดเท่ากับ 20 โอห์ม ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้าที่ 220 VAC 50 Hz จ่ายพลังงานในการจ่าย 0 ถึง 250 W การทดสอบจ่ายพลังงาน แบบละเอียดกับไส้หลอดกำหนดรูปแบบของ IBRM รูปแบบต่างๆ จากค่า IBRM ค่าสุด ไปจนถึงค่า IBRM สูงสุด นำผลที่ได้ทำการวัดแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไส้หลอด และกระแสที่ไหลผ่านไส้หลอด เพื่อพิจารณาผลของการจ่ายพลังงานแก่ไส้หลอดเพื่อตรวจสอบพฤติกรรมเปลี่ยนแปลงตามการปรับแบบละเอียดตามรูปแบบของ IBRM ซึ่งได้ผลการตอบสนองแสดงดังตารางที่ 1 และรูปที่ 6, 7, 8 ตามลำดับ

IBRM	VA	V	A
0	0	0	0
10	0.5	7.5	0.068
20	1.8	16	0.115

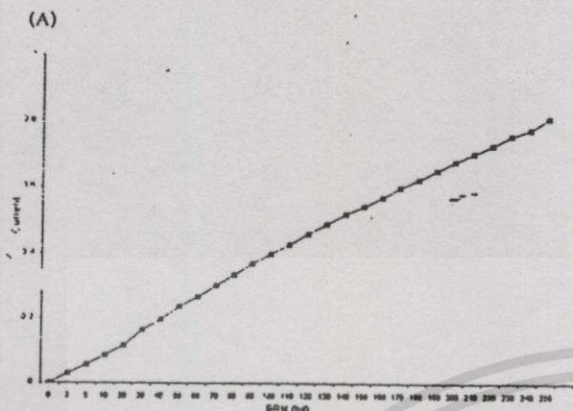
IBRM	VA	V	A
30	4.3	26	0.165
40	6.3	31	0.197
50	9.4	40	0.236
60	12.8	48	0.268
70	17	56	0.303
80	21.3	63.3	0.335
90	27	72	0.368
100	32	80	0.4
110	38	88	0.428
120	44	96	0.46
130	50.5	104	0.49
140	58	112.5	0.52
150	67	121	0.545
160	73	128.5	0.572
170	82	136.5	0.6
180	91	145	0.625
190	99.5	153	0.653
200	109	161	0.68
210	119	170	0.703
220	129	178	0.728
230	139	185	0.758
240	149	193	0.775
255	166	205	0.812

ตารางที่ 1 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้า และกระแสไฟฟ้าที่ไส้หลอด

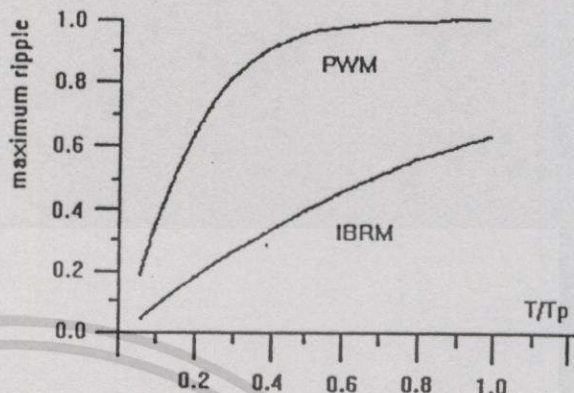


รูปที่ 6 ผลการวัดแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมไส้หลอดความร้อน

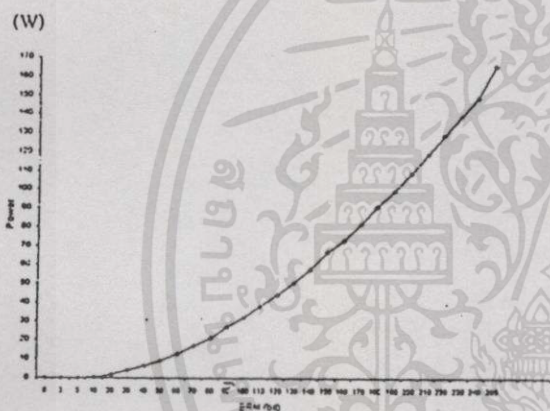
การปรับค่าพลังงานสำหรับกระบวนการให้ความร้อนแก่ไส้หลอดแบบละเอียด



รูปที่ 7 ผลการวัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไส้หลอด



รูปที่ 9 การเปรียบเทียบค่า Ripple สูงสุดจากการจ่ายพลังงานแบบ PWM กับแบบ IBRM ที่อัตราส่วน T/Tp



รูปที่ 8 ผลการวัดพลังงานที่จ่ายให้กับไส้หลอด

เอกสารอ้างอิง

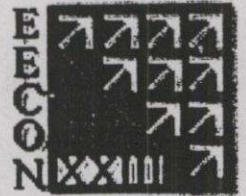
[1] H.M. EL - BOLEK and SAMIR S. ABD - EL - HAMID, " A Microprocessor-Based Self - Adjusting System for Integral Cycle Power Control of RL Loads" IEEE Trans. On Ind. Elec, Vol.37, No.2,pp. 156 -159, April 1990.
 [2] Novel Barry and Eamonn McQuade " Temperature Control Using integer-Cycle Binary Rate Modulation of the AC Main" IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol.31, No.5, pp. 965-969, Sep.1995.
 [3] วิชา กัทยสุวรรณพร, นิรัช ไชยชัย, มานะ นิยมานพ " การควบคุมอุณหภูมิโดยใช้การผสมสัญญาณ AC Line แบบ Integral -Cycle Binary Modulation" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 19 หน้า CT 36 - 41 2539.

5. สรุปผลการทดลอง

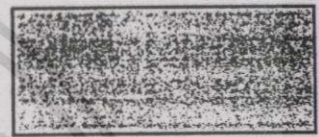
จะเห็นได้ว่าเทคนิคการจ่ายพลังงานแบบละเอียดด้วยวิธีการของ IBRM สามารถที่จะจ่ายพลังงานให้กับไส้หลอดแบบ Tungsten ที่การทำงานเต็มทีเกิด ความการใช้งานที่แท้จริงได้อย่างมีประสิทธิภาพเพราะการจ่ายพลังงานด้วย วิธีการของ IBRM ดังกล่าว สามารถกำหนดเปอร์เซ็นต์ Ripple ด้วยอัตราส่วน (T/Tp) << 1 ถ้าสามารถเพิ่มจำนวนบิต (N) ให้มากกว่า 8 จะมีผลทำให้การจ่ายพลังงานให้กับไส้หลอดมีความละเอียดมากขึ้น และมีผลการตอบสนองที่เร็วขึ้น เมื่อค่า Ts เท่าเดิม และจะเห็นได้ว่าวิธีการนี้การจ่ายพลังงานจะเป็นเชิงเส้น อย่างไรก็ตาม ค่ากำหนดการจ่ายพลังงานจะกำหนดอย่างไร ก็ขึ้นอยู่กับปริมาณบิตและสัญญาณนาฬิกาที่ใช้ จึงทำให้ผลของการตอบสนองการจ่ายพลังงานเร็ว และประหยัดพลังงานที่จ่ายให้กับไส้หลอดนอกจากนี้วิธีการของ IBRM ยังสามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานในการควบคุมหลอดที่ประกอบด้วยตัวต้านทานและตัวเหนี่ยวนำได้อย่างมีประสิทธิภาพ



การประชุมวิชาการ
ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 23



23rd Electrical Engineering Conference
(EECON-23)



วันที่ 23 - 24 พฤศจิกายน 2543
โรงแรมดิเอ็มเพรส เชียงใหม่

ดำเนินการจัดประชุมโดย

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์

มหาวิทยาลัยเชียงใหม่

30th Anniversary

Faculty of Engineering, Chiang Mai University

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการประชุมวิชาการประจำปี 2543 และต้องยืมส่งคืนไปยังเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับค่าพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับสามเฟสแบบละเอียดโดยใช้เทคนิค ICBRM

AC three phase fine adjustable energy control by ICBRM Technique

โกเมศร์ แจ่มจันทร์* นิรัญ โขชัย** จรินทร์ นาคไพจิตร* วิชา ทิพย์สุวรรณพร*

* คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520

** ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเซนต์จอห์น กรุงเทพฯ

A40

บทคัดย่อ

บทความนี้ขอเสนอการออกแบบสร้างชุดกำเนิดสัญญาณ Integral-Cycle Binary Rate Modulation (ICBRM) ด้วยวงจรถติคอลล สำหรับปรับค่าการจ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟสอย่างละเอียด โดยอาศัยการผสมสัญญาณ Binary Rate Multiplier (BRM) ขนาด 8 บิต กับสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส ความถี่ 50 Hz ทำให้เกิดสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับจำนวน 2048 รูปแบบของแต่ละเฟส เพื่อจ่ายให้แก่โหลดที่ต้องการไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส ในทุก ๆ 20 มิลลิวินาที โดยแบ่ง T_s (Scan Time) ออกเป็น 8 ส่วน ๆ ละ 2.5 มิลลิวินาที ที่กำหนด BRM ได้ 256 รูปแบบ ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าเทคนิคการปรับค่าพลังงานอย่างละเอียด สามารถจ่ายพลังงานกับโหลดได้อย่างเหมาะสมและมีการสูญเสียต่ำ ทำให้เทคนิคนี้มีประสิทธิภาพสูง และยังมีเสถียรภาพเป็นอย่างดี

คำสำคัญ : บิอาร์เอ็ม, ไอซีบิอาร์เอ็ม

Abstract

This paper presents the digital design of Integral-Cycle Binary Rate Multiplier (ICBRM) for the AC three phase fine adjustable energy control by the Binary Rate Multiplier (BRM) 8 bit and AC three phase voltage at 50Hz to create the 2048 patterns of each phase of AC voltage for feed the energy to the AC three phase load every 20 mSec. By separate T_s (Scan time) in to 8 part, each part can define 256 patterns of BRM signal. The result shown that this technique can feed the appropriate energy to the AC three phase load with low energy loss. It can be said that this technique has high efficiency and stability for energy saving control of The AC three phase load.

Keywords : BRM, ICBRM

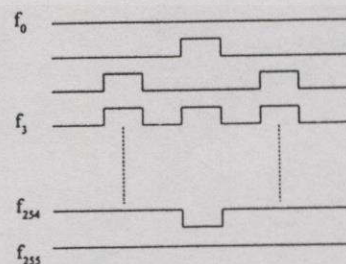
1. บทนำ

จะเห็นได้ว่าความต้องการใช้พลังงานไฟฟ้า มักก่อให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสีย เนื่องจากการจ่ายพลังงานอย่างไม่เหมาะสม และละเอียดในการใช้งานเพียงพอ นอกจากนั้น ยังส่งผลทำให้คุณภาพของแรงดันไฟฟ้าสูญเสีย และสิ้นเปลืองไปอีกด้วย วิธีการแก้ปัญหาดังกล่าวในงานวิจัยนี้ สามารถที่จะทำได้กับการะงานทางไฟฟ้าแบบ 3 เฟส ฉะนั้น จึงจำเป็นต้องมีระบบการจัดการการจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ละเอียดอย่างถูกต้อง และเหมาะสมอย่างมีประสิทธิภาพ เพื่อก่อให้เกิดประโยชน์ในการประหยัดกำลังงานไฟฟ้า ระบบการจัดการจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ละเอียดแบบ 3 เฟส จะอาศัยตัวกำเนิดสัญญาณ ICBRM แบบ 3 เฟส ความละเอียดของสัญญาณ ICBRM ในแต่ละเฟสแบ่งสัญญาณภายในออกเป็น 8 ส่วน ความเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นของสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส จะมีการเปลี่ยนแปลงจากการผสมสัญญาณไบนารี จำนวน 2048 รูปแบบ ฉะนั้น ระบบการจัดการกำลังไฟฟ้าแบบ 3 เฟส จึงละเอียดมาก ส่งผลทำให้ค่าของ Ripple ในการจ่ายกำลังงานมีค่าน้อยลง ส่งผลดีกับการนำไปใช้งานกับภาระไฟฟ้าแบบ 3 เฟส

2. ทฤษฎีและหลักการ

2.1 หลักการกำเนิดสัญญาณ BRM

สัญญาณ ICBRM เกิดขึ้นจากสัญญาณ BRM ขนาด 8 บิต ผสมกับสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส ทำให้เกิดสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับจำนวน 2048 รูปแบบของแต่ละเฟส รูปแบบต่าง ๆ ของ BRM ได้กำหนดรูป BRM แสดงดังรูปที่ 1



รูปที่ 1 รูปคลื่นสัญญาณ BRM ขนาด 8 บิตในแต่ละส่วน

ถ้ากำหนดให้การส่งรูปคลื่นสัญญาณ BRM มีจำนวน F พัลส์ ดังนั้น รูปคลื่นที่ส่งออกไปคำนวณได้จากสมการ (1)

$$F = d_m 2^m + d_{m-1} 2^{m-1} + \dots + d_1 2^1 + d_0 2^0 \quad (1)$$

F คือ จำนวนพัลส์ที่ส่ง
 d_m คือ ไบนารีบิตของ m

เมื่อสัญญาณไบนารีบิตที่ใช้ในวงจรการสร้างสัญญาณ BRM มีขนาด 8 บิต ตามที่ได้กล่าวมาแล้ว สัญญาณแต่ละลูกคลื่นที่ต่อเนื่อง คือ $f_0, f_1, f_2, \dots, f_{255}$ ดังสมการที่ (2)

$$F = d_2 2^7 + d_1 2^6 + d_0 2^5 + d_3 2^4 + d_4 2^3 + d_5 2^2 + d_6 2^1 + d_7 2^0 \quad (2)$$

จะเห็นว่า F เป็นจำนวนพัลส์ที่ส่ง และ $d_7, d_6, \dots, d_1, d_0$ คือ ไบนารีบิตของ F ถ้ากำหนดให้ 2^{m+1} คือผลรวมของจำนวนพัลส์ไซเคิล และ R คือ ค่าพลังงานในแต่ละพัลส์ของคาบเวลา T เมื่อ $T_s = (2^{m+1})$ คือ scan time และ m+1 เป็นจำนวนบิต ดังนั้น กำลังเฉลี่ยในแต่ละเฟสกำหนดได้ดังสมการ (3)

$$P_i = \sum_{i=1}^n \frac{F_i R_i}{T_{s_i}} \quad (3)$$

F_i คือ จำนวนรูปแบบของ ICBRM
 R_i คือ จำนวนค่าพลังงานในแต่ละรูปแบบของ ICBRM ของคาบเวลา
 T_{s_i} คือ จำนวนคาบเวลาในแต่ละส่วน
 n คือ จำนวนส่วนทั้งหมดในแต่ละไซเคิล

จากสมการที่ 3 จะเห็นว่ากำลังเฉลี่ยที่จ่ายพลังงานในแต่ละเฟสของสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส ช่วงคาบเวลาในแต่ละส่วนนั้น เกิดขึ้นจากจำนวนรูปแบบของสัญญาณ BRM ที่กำหนดให้มีการกระจายรูปแบบตามช่วงเวลา T_s ด้วยการกำหนดความถี่หลักเป็น Linear Independence Waveforms ดังนี้ คือ $f_1, f_2, f_4, f_8, f_{16}, f_{32}, f_{64}$ และ f_{128} ที่อิสระต่อกันกระทำด้วยสมการ Linear Combination ดังสมการ (4)

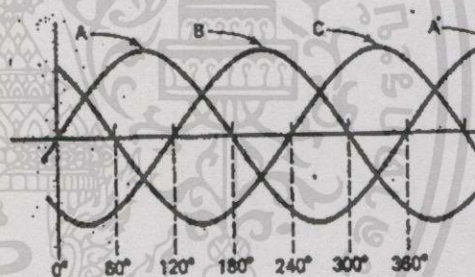
$$f_{2^n} = \sum_{b=0}^{2^n-1} \left[u \left(t - \left(\frac{2^n}{2^{a+1}} - 1 + b \frac{2^n}{2^a} \right) \tau \right) - u \left(t - \left(\frac{2^n}{2^{a+1}} + b \frac{2^n}{2^a} \right) \tau \right) \right] \sin \alpha t \quad (4)$$

ถ้าพิจารณาการจ่ายพลังงานต่อไซเคิลของ Pulse Train ด้วยการ ON time และ OFF time โดย aT คือ ON time และ bT คือ OFF time ของเอทท์ทุทในสภาวะคงตัวกำหนดหาได้จากสมการ

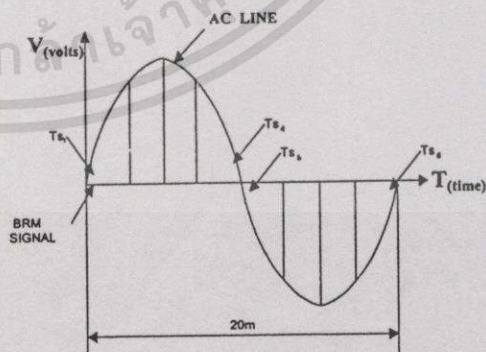
$$\text{Ripple} = \frac{K_p \left(1 - e^{-aT/\tau} \right) \left(1 - e^{-bT/\tau} \right)}{\left(1 - e^{-(a+b)T/\tau} \right)} \quad (5)$$

2.2 การจ่ายพลังงาน

จะเห็นได้ว่าสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส จะประกอบด้วยรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้า 3 เฟส แต่ละเฟสจะเรียงลำดับเฟสต่างกันเฟสละ 120° ฉะนั้น การสร้างสัญญาณ ICBRM จะกำหนดสัญญาณ BRM ขนาด 8 บิต ไปผสมสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับในแต่ละเฟส โดย T_s จะประกอบด้วย 8 ส่วน ในทุก ๆ 20 มิลลิวินาที ของการจ่ายพลังงานในแต่ละส่วน ๆ ละ 2.5 มิลลิวินาที กำหนด ICBRM ได้ 256 รูปแบบ สำหรับจ่ายพลังงานจาก $T_{s_1}, T_{s_2}, \dots, T_{s_8}$ ตามลำดับ



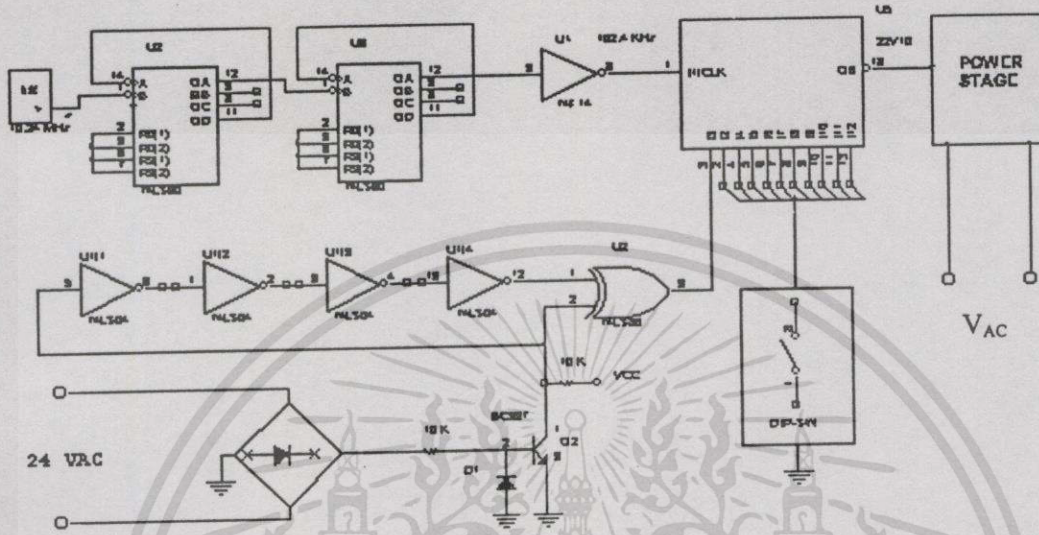
รูปที่ 2 สัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟส



รูปที่ 3 การจ่ายพลังงานแต่ละเฟสใน 1 ไซเคิล

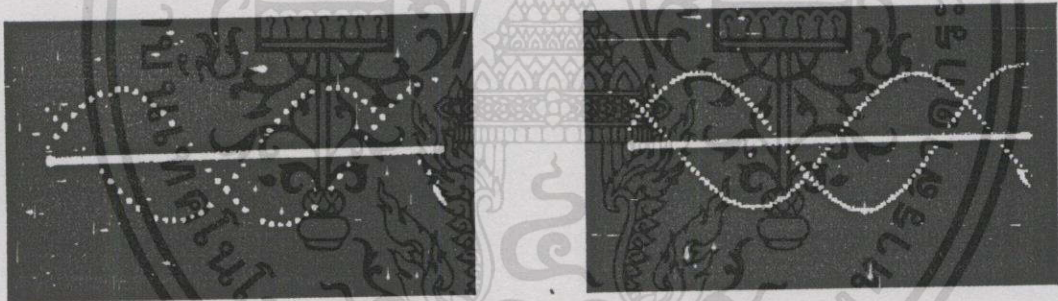
3. โครงสร้างของระบบ

3.1 วงจรกำเนิดสัญญาณ ICBRM

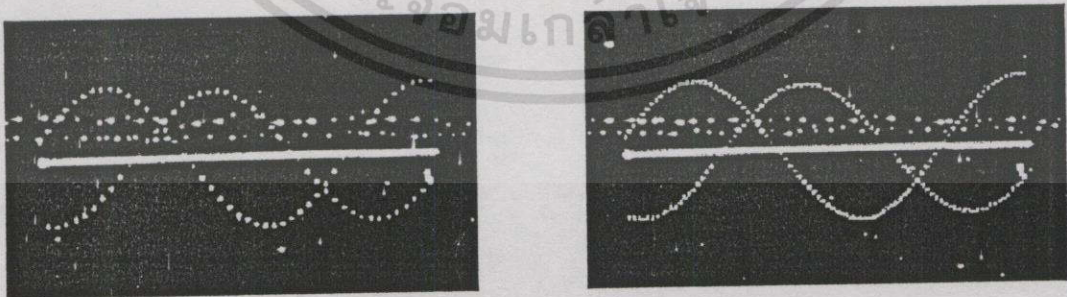


A40

รูปที่ 4 วงจรกำหนดสัญญาณ ICBRM



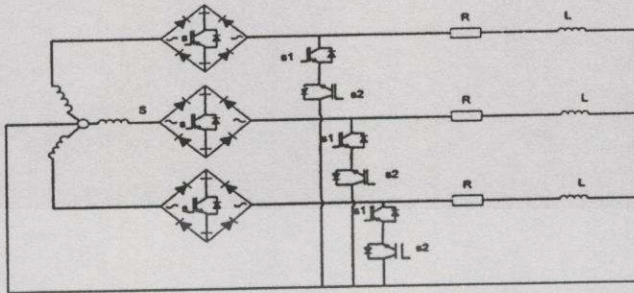
(a) การเปรียบเทียบเฟสระหว่าง R กับ S ของสัญญาณ ICBRM ที่ $f_{24, f_{64}}$ จาก 2048 รูปแบบ



(b) การเปรียบเทียบเฟสระหว่าง S กับ T ของสัญญาณ ICBRM ที่ $f_{24, f_{64}}$ จาก 2048 รูปแบบ

รูปที่ 5 การเปรียบเทียบระหว่างเฟส 2 เฟสตามการกำหนดสัญญาณ ICBRM

3.2 วงจรจ่ายพลังงาน

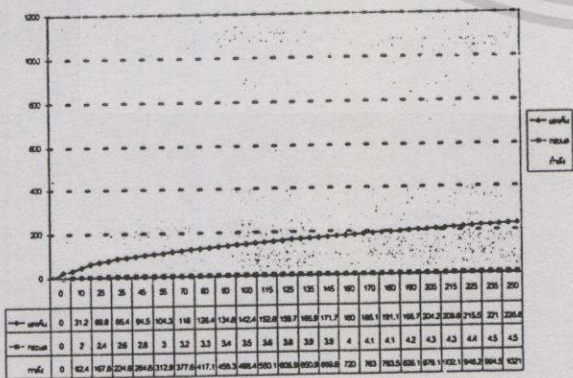


รูปที่ 6 วงจรจ่ายพลังงาน

จากโครงสร้างของระบบประกอบด้วยหน่วยต่าง ๆ ทำหน้าที่ดังนี้ วงจร ICBRM ดังรูปที่ 4 จะสร้างสัญญาณ ICBRM เพื่อจ่ายพลังงานที่เหมาะสม และมีประสิทธิภาพ วงจร Zero Crossing Detector จะกำหนดจุดตัดศูนย์ที่ขอบขาลงของสัญญาณไฟกระแสสลับ เพื่อนำไปกำหนดจุดเริ่มต้นในการสร้างสัญญาณ ICBRM ทุกๆ หนึ่งไซเคิลในแต่ละเฟส ซึ่งสามารถแสดงการเปรียบเทียบเฟส 2 เฟสในรูปที่ 5 ส่วนวงจรจ่ายพลังงานดังรูปที่ 6 จะทำหน้าที่จ่ายพลังงานให้กับโหลดไฟฟ้าขนาด 1000 W คมการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ ICBRM เป็นต้น

4. ผลการทดลอง

นำเครื่องต้นแบบปรับค่าพลังงานแบบละเอียดที่สร้างชุดกำเนิดสัญญาณ ICBRM แบบ 3 เฟส ไปทำการทดสอบกับโหลดไฟฟ้าขนาด 1000 w จำนวน 3 โหลด โดยต่อกับไฟฟ้ากระแสสลับ 3 เฟสแบบ Y จากนั้นกำหนดการจ่ายพลังงานแบบละเอียดด้วยรูปแบบของ ICBRM ในรูปแบบต่างๆ โดยทดสอบจากค่าต่ำสุดไปจนถึงค่าสูงสุด แล้วนำผลที่ได้จากการทดสอบแรงดันที่ตกคร่อมโหลดไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านโหลดไฟฟ้า เพื่อพิจารณาประสิทธิภาพการจ่ายพลังงานจากการตรวจสอบพฤติกรรมกรมการเปลี่ยนแปลงคามสัญญาณ ICBRM ที่ป้อนให้กับโหลดไฟ แสดงผลดังรูปที่ 7



รูปที่ 7 ประสิทธิภาพ การปรับค่าพลังงานไฟฟ้าแบบละเอียดของสัญญาณ ICBRM จากค่า $f_0-f/2048$

5. สรุปผลการทดลอง

จะเห็นได้ว่าเทคนิคการจ่ายพลังงานแบบละเอียด ด้วยวิธีการของ ICBRM สามารถที่จะจ่ายพลังงานให้กับใช้โหลดทั้งสแกนในแต่ละเฟส ที่สามารถทำงานตามการปรับพลังงานแบบเชิงเส้น ตั้งแต่ค่าสุดจนถึงเต็มพิกัดได้อย่างมีประสิทธิภาพ และวิธีการ ICBRM นี้ มีเปอร์เซ็นต์ Ripple ต่ำ เพราะอัตราส่วนของ $T/Tr \ll 1$ นอกจากนี้ การกำหนดการจ่ายพลังงานจะขึ้นอยู่กับสัญญาณที่ใช้ จึงทำให้ผลการตอบสนองของการจ่ายพลังงานที่สามารถกำหนดให้เร็วหรือช้าได้ ด้วยเหตุนี้ จึงมีความเหมาะสมที่จะนำสัญญาณที่ได้จากเทคนิค ICBRM ไปใช้ควบคุม โหลด 3 เฟสอื่น ๆ เช่น มอเตอร์ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

เอกสารอ้างอิง

- [1] H.M.EL – BOLEK and SAMIR S. ABD –EL-HAMID, “A Microprocessor-Based Self – Adjusting System for Integral Cycle Power Control of RL Loads” IEEE Trans. On Ind. Elec, Vol.37, No.2,pp. 156-159, April 1990.
- [2] Novel Barry and Eamonn McQuade “Temperature Control Using integer-Cycle Binary Rate Modulation of the AC Main” IEEE Trans. On Ind.Appl., Vol.31, No.5, pp.965-969, Sep.1995.
- [3] วิชา ทิพย์สุวรรณพร , นิรัช โชชัย , มานะ นิฆมานพ “การควบคุมอุณหภูมิโดยใช้การผสมสัญญาณ AC Line แบบ Integral –Cycle Binary Modulation” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 19 หน้า CT 36-41, 2539.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมส่วนที่ 1

```

;*****
; COMMUNICATE BETWEEN COMPUTER AND MCS-51
; JARIN NAKPHAICHIT
; KMITL
;*****
PORT_A EQU 0F800H
PORT_B EQU 0F801H
PORT_C EQU 0F802H
CTRL_P EQU 0F803H

PORTA EQU 0FC00H
PORTB EQU 0FC01H
PORTC EQU 0FC02H
CTRLP EQU 0FC03H

;*****
STACK: DS 20

ORG 0000H
DELAYTIME: MOV R7,#0FEH
DELAYTIME2: MOV R6,#0FEH
            DJNZ R6,$
            DJNZ R7,DELAYTIME2
DELAYTIME3: MOV R7,#0FEH
DELAYTIME4: MOV R6,#0FEH
            DJNZ R6,$
            DJNZ R7,DELAYTIME4

```

```

*****
START:  MOV  DPTR,#CTRL_P      ;SET INPUT PORT
        MOV  A,#9BH
        MOVX @DPTR,A
        MOV  DPTR,#CTRLP      ;SET OUTPUT PORT
        MOV  A,#80H
        MOVX @DPTR,A
        MOV  SCON,#50H        ;SET SERIAL PORT
        MOV  TMOD,#20H
        MOV  TH1,#0FDH
        SETB TR1
        MOV  P1,#00H

*****
BEGIN:  MOV  R5,#00H
        MOV  DPTR,#PORTB
        MOV  A,R5
        MOVX @DPTR,A

*****
FIRST:  ACALL DATA           ;MAIN PROGRAM CLOSE LOOP
        JNB  RI,FIRST
SECOND: ACALL RECV
THIRD:  ACALL DATA
        LJMP SECOND

*****
DELAY:  MOV  R7,#01H
DELAY2: MOV  R6,#0FFH
        DJNZ R6,$
        DJNZ R7,DELAY2
        RET

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

,*****
;RECEIVE DATA FROM COM
,*****
RECV:    JNB  RI,$      ;RECEIVE BRM FROM COM
        MOV  A,SBUF
        MOV  P1,A
        MOV  R5,A
SHOW:    MOV  DPTR,#PORTB
        MOV  A,R5
        MOVX @DPTR,A
        CLR  RI
        RET
,*****
;SEND DATA TO COM BY DELAY
,*****
DATA:    MOV  DPTR,#PORT_B ;RECEIVE DATA FROM ADC/0804
        MOVX A,@DPTR
,*****
HTOA:    MOV  R4,A      ;CHANGE DATA TO ASCII CODE
        SWAP A
        LCALL HTOAS
        MOV  R1,A      ;FIRST BYTE
        MOV  A,R4
        LCALL HTOAS
        MOV  R2,A      ;SECOND BYTE
,*****
SEND:    MOV  A,R1      ;SEND DATA FROM 0804 TO COM
        CLR  TI
        MOV  SBUF,A

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

JNB TI,$
CLR TI
MOV A,R2
MOV SBUF,A
JNB TI,$
RET

```

```

;*****

```

```

HTOAS:  ANL  A,#0FH    ; CHANGE DATA TO ASCII

```

```

MOV  R0,A
MOV  A,#09H
CLR  C
SUBB A,R0
JC   HTOAS1
MOV  A,R0
ORL  A,#30H
RET

```

```

HTOAS1: MOV  A,R0
CLR  C
SUBB A,#09H
ORL  A,#40H
RET

```

```

END

```

โปรแกรมส่วนที่ 2

```

' *****
' TEMPERATURE CONTROL OF OVEN BY USING VISUAL BASIC PROGRAM
' JARIN NAKPHAICHIT
' KMITL
' *****

```

Public KP As Single

Public KI As Single

Public PO As Single

Public DT As Single

Public DE As Single

Public DV As Single

Public DSP As Single

Public SUM As Single

Public PI As Single

Public START As Single

Public TEMP As Integer

Public OLDTEMP As Integer

Public DIFFTEMP As Integer

Public INC As Integer

Public DEC As Integer

Public RANGE As Integer

Public Dmax As Integer

Public Dmin As Integer

Public N As Integer

Public BACK As Integer

Public Diff As Integer

Public BRM As Integer

Public ERROR As Integer

Public NUMBER As Integer

Public SEND As Integer

Public OVER As Integer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

```

Public QUAD As Integer
Public DELAY As Integer
Public RELAY As Integer
Public ZERO As Integer
Public CONDITION As Integer
Public CODE As String
Public INDATA As String
Public DATA As String
Public NOTE As String

```

```
Private Sub Command5_Click()
```

```
Form4.Enabled = False
```

```
Form4.Hide
```

```
Form1.Show
```

```
Form1.Enabled = True
```

```
End Sub
```

```
Private Sub Form_Load()
```

```
RELAY = 0
```

```
ZERO = 0
```

```
End Sub
```

```
Public Sub Command1_Click()
```

```
Command4.Enabled = True
```

```
Command3.Enabled = True 'START BOTTOM
```

```
Command2.Enabled = True
```

```
Command1.Enabled = False
```

```
Command5.Enabled = False
```

```
Label11.Enabled = True
```

```
Label12.Enabled = True
```

```
Label13.Enabled = True
```

```
Label14.Enabled = True
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

Label15.Enabled = True

TEMP = 0
DSP = 0
SUM = 0
PI = 0
OLDTEMP = 0
QUAD = 0
BRM = 0

MSComm2.PortOpen = True
MSComm2.Output = Chr$(QUAD)
MSComm2.PortOpen = False
MSComm1.PortOpen = True
End Sub

Public Sub Command2_Click()
TEMP = 0 'STOP BUTTOM
DSP = 0
SUM = 0
PI = 0
BRM = 0
BACK = 0
QUAD = 0

MSComm1.Output = Chr$(BRM)
MSComm1.PortOpen = False
CODE = Hex$(BRM)
Debug.Print "CODE BRM = " & CODE

DELAY = 5
Do Until DELAY = 0
DELAY = DELAY - 1
Loop

MSComm2.PortOpen = True
MSComm2.Output = Chr$(QUAD)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

MSComm2.PortOpen = False
Command1.Enabled = True
Command2.Enabled = False
Command3.Enabled = False
Command4.Enabled = False
Command5.Enabled = True

Timer1.Enabled = False
Timer2.Enabled = False
Timer3.Enabled = False

Label11.Enabled = False
Label12.Enabled = False
Label13.Enabled = False
Label14.Enabled = False
Label15.Enabled = False
Label11.Caption = 0
Label12.Caption = 0
Label13.Caption = BRM
Label14.Caption = 0
Label15.Caption = 0
End Sub

Public Sub Command3_Click()
    NOTE = "INPUT DATA"
    If Text1.Text = "" Then
        NOTE = NOTE & " ,TEMP "
    End If
    If Text2.Text = "" Then
        NOTE = NOTE & " ,Dmax "
    End If
    If Text3.Text = "" Then
        NOTE = NOTE & " ,Dmin "
    End If

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

If Text4.Text = "" Then
    NOTE = NOTE & " ,KP "
End If

If Text5.Text = "" Then
    NOTE = NOTE & " ,KI "
End If

If Text6.Text = "" Then
    NOTE = NOTE & " ,PO "
End If

If Text1.Text = "" Or Text2.Text = "" Or
Text3.Text = "" Or Text4.Text = "" Or
Text5.Text = "" Or Text6.Text = "" Then
    MsgBox NOTE, vbOKOnly, " Data Constant "
End If

If Text1.Text <> "" And Text2.Text <> "" And
Text3.Text <> "" And Text4.Text <> "" And
Text5.Text <> "" And Text6.Text <> "" Then

' *****
    If TEMP > OLDTEMP Then
' *****

        DIFFTEMP = TEMP - OLDTEMP
        INC = DIFFTEMP \ 100
        RANGE = (INC * 0.2) \ 1
        BRM = BRM + (RANGE + 0.1)

        If BRM > 255 Then
            BRM = 255
        End If

        MSComm1.Output = Chr$(BRM)
        BRM = BRM + (RANGE + 0.2)

        If BRM > 255 Then
            BRM = 255

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

End If
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
BRM = BRM + (RANGE + 0.3)
If BRM > 255 Then
    BRM = 255
End If
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
BRM = BRM + (RANGE + 0.4)
If BRM > 255 Then
    BRM = 255
End If
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
BRM = BRM + (RANGE + 0.5)
If BRM > 255 Then
    BRM = 255
End If
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
BRM = BRM + (RANGE + 0.6)
If BRM > 255 Then
    BRM = 255
End If
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
BRM = BRM + (RANGE + 0.7)
If BRM > 255 Then
    BRM = 255
End If
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
BRM = BRM + (RANGE + 0.8)
If BRM > 255 Then
    BRM = 255
End If
MSComm1.Output = Chr$(BRM)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

' *****

```

```

ElseIf TEMP < OLDTEMP And TEMP <> 0 Then

```

```

' *****

```

```

    DIFFTEMP = OLDTEMP - TEMP

```

```

    DEC = DIFFTEMP \ 100

```

```

    RANGE = DEC \ 8

```

```

    BRM = BRM - (RANGE * 0.2)

```

```

    If BRM < 0 Then

```

```

        BRM = 0

```

```

    End If

```

```

    MSComm1.Output = Chr$(BRM)

```

```

    BRM = BRM - (RANGE * 0.3)

```

```

    If BRM < 0 Then

```

```

        BRM = 0

```

```

    End If

```

```

    MSComm1.Output = Chr$(BRM)

```

```

    BRM = BRM - (RANGE * 0.4)

```

```

    If BRM < 0 Then

```

```

        BRM = 0

```

```

    End If

```

```

    MSComm1.Output = Chr$(BRM)

```

```

    BRM = BRM - (RANGE * 0.5)

```

```

    If BRM < 0 Then

```

```

        BRM = 0

```

```

    End If

```

```

    MSComm1.Output = Chr$(BRM)

```

```

    BRM = BRM - (RANGE * 0.6)

```

```

    If BRM < 0 Then

```

```

        BRM = 0

```

```

    End If

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
```

```
BRM = BRM - (RANGE * 0.7)
```

```
If BRM < 0 Then
```

```
    BRM = 0
```

```
End If
```

```
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
```

```
BRM = BRM - (RANGE * 0.8)
```

```
If BRM < 0 Then
```

```
    BRM = 0
```

```
End If
```

```
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
```

```
BRM = BRM - (RANGE * 0.9)
```

```
If BRM < 0 Then
```

```
    BRM = 0
```

```
End If
```

```
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
```

```
*****
```

```
ElseIf TEMP = 0 Then
```

```
*****
```

```
SUM = 0
```

```
PI = 0
```

```
DE = 0
```

```
BRM = 0
```

```
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
```

```
End If
```

```
End If
```

```
OLDTEMP = TEMP
```

```
Timer2.Enabled = True
```

```
End If
```

```
End If
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

End If

End Sub

Private Sub Command4_Click()

NOTE = "INPUT DATA"

If Text1.Text = "" Then

NOTE = NOTE & " ,TEMP "

End If

If Text2.Text = "" Then

NOTE = NOTE & " ,Dmax "

End If

If Text3.Text = "" Then

NOTE = NOTE & " ,Dmin "

End If

If Text4.Text = "" Then

NOTE = NOTE & " ,KP "

End If

If Text5.Text = "" Then

NOTE = NOTE & " ,KI "

End If

If Text6.Text = "" Then

NOTE = NOTE & " 'PO "

End If

If Text1.Text = "" Or Text2.Text = "" Or _

Text3.Text = "" Or Text4.Text = "" Or _

Text5.Text = "" Or Text6.Text = "" Then

MsgBox NOTE, vbOKOnly, " Data Constant "

End If

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

If Text1.Text <> "" And Text2.Text <> "" And _
Text3.Text <> "" And Text4.Text <> "" And _
Text5.Text <> "" And Text6.Text <> "" Then

```

```

    MSComm1.PortOpen = False

```

```

    MSComm2.PortOpen = True

```

```

    MSComm2.Output = Chr$(QUAD)

```

```

    MSComm2.PortOpen = False

```

```

    MSComm1.PortOpen = True

```

```

TEMP = Val(Text1.Text)

```

```

Dmax = Val(Text2.Text)

```

```

Dmin = Val(Text3.Text)

```

```

KP = Val(Text4.Text)

```

```

KI = Val(Text5.Text)

```

```

PO = Val(Text6.Text)

```

```

' *****

```

```

If Dmax = Dmin Then

```

```

    MsgBox "Dmax equal Dmin", vbOKOnly, "Distance TEMP Error"

```

```

End If

```

```

If Dmin > Dmax Then

```

```

    MsgBox "Warning! Dmin more than Dmax", vbOKOnly, "Distance TEMP Error"

```

```

End If

```

```

If Val(Text1.Text) > 2500 Then

```

```

    MsgBox "Error Data TEMP Which Yor want", vbOKOnly, "TEMP Error"

```

```

End If

```

```

' *****

```

```

If Text1.Text <> "" And Text2.Text <> "" And _

```

```

Text3.Text <> "" And Text4.Text <> "" And _

```

```

Text5.Text <> "" And Text6.Text <> "" And _

```

```

TEMP <= 2500 And TEMP >= 0 And _

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KP <> 0 And KI <> 0 And Dmax > Dmin Then

Timer2.Enabled = False

NUMBER = 0

N = 0

If OLDTEMP = 0 Then

START = ((TEMP / 2500) * 255)

START = START * 0.3

SEND = (START * 0.3) \ 1

BRM = SEND

MSComm1.Output = Chr\$(BRM)

SEND = (START * 0.4) \ 1

BRM = SEND

MSComm1.Output = Chr\$(BRM)

SEND = (START * 0.5) \ 1

BRM = SEND

MSComm1.Output = Chr\$(BRM)

SEND = (START * 0.6) \ 1

BRM = SEND

MSComm1.Output = Chr\$(BRM)

SEND = (START * 0.7) \ 1

BRM = SEND

MSComm1.Output = Chr\$(BRM)

SEND = (START * 0.8) \ 1

BRM = SEND

MSComm1.Output = Chr\$(BRM)

SEND = (START * 0.9) \ 1

BRM = SEND

MSComm1.Output = Chr\$(BRM)

End If

‘ *****

If OLDTEMP <> 0 Then

‘ *****

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

If TEMP > OLDTEMP Then

DIFFTEMP = TEMP - OLDTEMP

INC = DIFFTEMP \ 100

RANGE = (INC * 0.2) \ 1

BRM = BRM + (RANGE + 0.1)

If BRM > 255 Then

BRM = 255

End If

MSComm1.Output = Chr\$(BRM)

BRM = BRM + (RANGE + 0.2)

If BRM > 255 Then

BRM = 255

End If

MSComm1.Output = Chr\$(BRM)

BRM = BRM + (RANGE + 0.3)

If BRM > 255 Then

BRM = 255

End If

MSComm1.Output = Chr\$(BRM)

BRM = BRM + (RANGE + 0.4)

If BRM > 255 Then

BRM = 255

End If

MSComm1.Output = Chr\$(BRM)

BRM = BRM + (RANGE + 0.5)

If BRM > 255 Then

BRM = 255

End If

MSComm1.Output = Chr\$(BRM)

BRM = BRM + (RANGE + 0.6)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

If BRM > 255 Then
    BRM = 255
End If
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
BRM = BRM + (RANGE + 0.7)
If BRM > 255 Then
    BRM = 255
End If
MSComm1.Output = Chr$(BRM)

BRM = BRM + (RANGE + 0.8)
If BRM > 255 Then
    BRM = 255
End If
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
' *****
Elseif TEMP < OLDTEMP And TEMP > 0 Then
' *****
    DIFFTEMP = OLDTEMP - TEMP
    DEC = DIFFTEMP \ 100
    RANGE = DEC \ 8
    BRM = BRM - (RANGE * 0.2)
    If BRM < 0 Then
        BRM = 0
    End If
    MSComm1.Output = Chr$(BRM)
    BRM = BRM - (RANGE * 0.3)
    If BRM < 0 Then
        BRM = 0
    End If
    MSComm1.Output = Chr$(BRM)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

BRM = BRM - (RANGE * 0.4)
If BRM < 0 Then
    BRM = 0
End If
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
BRM = BRM - (RANGE * 0.5)
If BRM < 0 Then
    BRM = 0
End If
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
BRM = BRM - (RANGE * 0.6)
If BRM < 0 Then
    BRM = 0
End If
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
BRM = BRM - (RANGE * 0.7)
If BRM < 0 Then
    BRM = 0
End If
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
BRM = BRM - (RANGE * 0.8)
If BRM < 0 Then
    BRM = 0
End If
MSComm1.Output = Chr$(BRM)
BRM = BRM - (RANGE * 0.9)
If BRM < 0 Then
    BRM = 0
End If
MSComm1.Output = Chr$(BRM)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

*****
ElseIf TEMP = 0 Then
*****

SUM = 0

PI = 0

DE = 0

BRM = 0

MSComm1.Output = Chr$(BRM)

End If

End If

OLDTEMP = TEMP
Timer2.Enabled = True
End If
End If

End Sub

Public Sub Timer1_Timer()
MSComm1.PortOpen = False
MSComm2.PortOpen = True
MSComm2.Output = Chr$(CONDITION)
MSComm2.PortOpen = False
DELAY = 5
Do Until DELAY = 0
DELAY = DELAY - 1
Loop

CONDITION = 130

MSComm2.PortOpen = True
MSComm2.Output = Chr$(CONDITION)
MSComm2.PortOpen = False
MSComm1.PortOpen = True
Do Until BACK <= 300
INDATA = MSComm1.Input

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

DATA = "&H" + INDATA
DSP = Val(DATA)
BACK = (DSP * 2500) / 255

```

```

Loop

```

```

MSComm1.PortOpen = False
    CONDITION = 128
MSComm2.PortOpen = True
MSComm2.Output = Chr$(CONDITION)
MSComm2.PortOpen = False

```

```

    DELAY = 3
    Do Until DELAY = 0
        DELAY = DELAY - 1
    Loop
    MSComm2.PortOpen = True
    MSComm2.Output = Chr$(QUAD)
    MSComm2.PortOpen = False

```

```

' *****

```

```

' START RUNNING

```

```

' *****

```

```

MSComm1.PortOpen = True
SUM = 0
DE = 0
PI = 0
BRM = 0
OLDTEMP = 0
NOTE = "INPUT DATA"
If Text1.Text = "" Then
    NOTE = NOTE & " ,TEMP "
End If
If Text2.Text = "" Then

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

NOTE = NOTE & " ,Dmax "
End If
If Text3.Text = "" Then
    NOTE = NOTE & " ,Dmin "
End If
If Text4.Text = "" Then
    NOTE = NOTE & " ,KP "
End If
If Text5.Text = "" Then
    NOTE = NOTE & " ,KI "
End If
If Text6.Text = "" Then
    NOTE = NOTE & " ,PO "
End If
' *****
If Text1.Text = "" Or Text2.Text = "" Or
Text3.Text = "" Or Text4.Text = "" Or
Text5.Text = "" Or Text6.Text = "" Then
MsgBox NOTE, vbOKOnly, " DATA CONSTANT "
End If
TEMP = Val(Text1.Text)
Dmax = Val(Text2.Text)
Dmin = Val(Text3.Text)
KP = Val(Text4.Text)
KI = Val(Text5.Text)
PO = Val(Text6.Text)
' *****

If Dmax = Dmin Then
    MsgBox "Dmax equal Dmin", vbOKOnly, "Distance TEMP Error"
End If
If Dmin > Dmax Then
    MsgBox "Warning! Dmin more than Dmax", vbOKOnly, "Distance TEMP Error"

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

End If
If Val(Text1.Text) > 2500 Then
    MsgBox "Error Data TEMP Which Yor want", vbOKOnly, "TEMP Error"
End If

```

• *****

```

If Text1.Text <> "" And Text2.Text <> "" And _
Text3.Text <> "" And Text4.Text <> "" And _
Text5.Text <> "" And Dmax > Dmin And _
TEMP <= 2500 And TEMP >= 0 And _
KP <> 0 And KI <> 0 And Text6.Text <> "" Then
    START = ((TEMP / 2500) * 255)
    START = START * 0.3
    SEND = (START * 0.3) \ 1
    BRM = SEND
    MSComm1.Output = Chr$(BRM)
    SEND = (START * 0.4) \ 1
    BRM = SEND
    MSComm1.Output = Chr$(BRM)
    SEND = (START * 0.5) \ 1
    BRM = SEND
    MSComm1.Output = Chr$(BRM)
    SEND = (START * 0.6) \ 1
    BRM = SEND
    MSComm1.Output = Chr$(BRM)
    SEND = (START * 0.7) \ 1
    BRM = SEND
    MSComm1.Output = Chr$(BRM)
    SEND = (START * 0.8) \ 1
    BRM = SEND
    MSComm1.Output = Chr$(BRM)
    SEND = (START * 0.9) \ 1
    BRM = SEND

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        MSComm1.Output = Chr$(BRM)
    End If
    Timer2.Enabled = True
    Timer1.Enabled = False
End Sub

Private Sub Timer2_Timer()
    ' *****
    ' SEND BRM GO TO MCS-51
    ' *****

    ERROR: If N >= 10 Then
        BRM = OVER
    End If
    MSComm1.Output = Chr$(BRM)
    NUMBER = 0
    Label13.Caption = BRM
    CODE = Hex$(BRM)
    Debug.Print "CODE BRM =" & CODE

    ' *****
    ' RECEIVE DATA
    ' *****

    MSComm1.InBufferCount = 0
    Do
        NUMBER = NUMBER + 1
    Loop Until MSComm1.InBufferCount >= 2 Or NUMBER >= 300

    If NUMBER >= 300 Then
        GoTo ERROR
    End If

    INDATA = MSComm1.Input
    DATA = "&h" + INDATA
    DSP = Val(DATA)

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Label11.Caption = DSP

‘ *****

BACK = (DSP * 2500) / 255

Label12.Caption = BACK

‘ *****

If TEMP >= 2480 Then

 If DSP = 255 Then

 N = N + 1

 End If

End If

If N > 100 Then

 N = 15

End If

‘ *****

‘ CALCULATE PI

‘ *****

If Dmax > Dmin And Dmax <> Dmin And

TEMP <= 2500 And TEMP >= 0 And

KP <> 0 And KI <> 0 Then

 Diff = Dmax - Dmin

 DV = (DSP * 2500) / 255

 DE = (TEMP - DV) / Diff

 PO = 0

 SUM = SUM + DE

Label14.Caption = SUM

 PI = (KP * DE) + (KP * KI * SUM) + PO

 If DIFFTEMP > 1200 Then

 If PI < 0 Then

 SUM = 0

 DE = 0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

        PI = 0
    End If
End If
Label15.Caption = PI
End If
' *****
    If (PI >= 0 And PI <= 255) Then
        BRM = PI \ 1
    End If
    If (PI > 255) Then
        BRM = 255
    End If
    If (PI < 0) Then
        BRM = 0
    End If
' *****
    If N = 5 Then
        OVER = BRM
    End If
End Sub

Public Sub HScroll1_Change()
    Text1.Text = Format(HScroll1.Value, "#####")
End Sub

Public Sub Text1_Change()
    If Val(Text1.Text) > 2500 Then
        MsgBox "Error Data TEMP Which You Want", vbOKOnly, "TEMP Error"
    Else
        HScroll1.Value = Val(Text1.Text)
    End If
End Sub

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

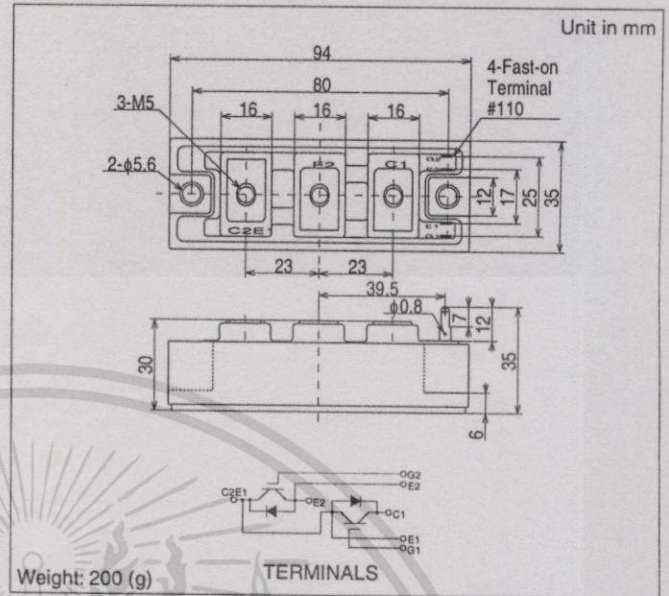
MBM100GS12AW

Silicon N-channel IGBT

OUTLINE DRAWING

FEATURES

- * High speed and low saturation voltage.
- * low noise due to built-in free-wheeling diode - ultra soft fast recovery diode(USFD).
- * Isolated head sink (terminal to base).



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Tc=25°C)

Item	Symbol	Unit	MBM100GS12AW	
Collector Emitter Voltage	V _{CEs}	V	1,200	
Gate Emitter Voltage	V _{GES}	V	±20	
Collector Current	DC	I _c	100	
	1ms	I _{cp}	200	
Forward Current	DC	I _F	100	(1)
	1ms	I _{FM}	200	
Collector Power Dissipation	P _c	W	600	
Junction Temperature	T _j	°C	-40 ~ +150	
Storage Temperature	T _{stg}	°C	-40 ~ +125	
Isolation Voltage	V _{ISO}	V _{RMS}	2,500(AC 1 minute)	
Screw Torque	Terminals	-	1.96(20)	(2)
	Mounting	-	1.96(20)	(3)

Notes:(1)RMS Current of Diode 30Arms max.

(2)(3)Recommended Value 1.67N.m(17kgf.cm)

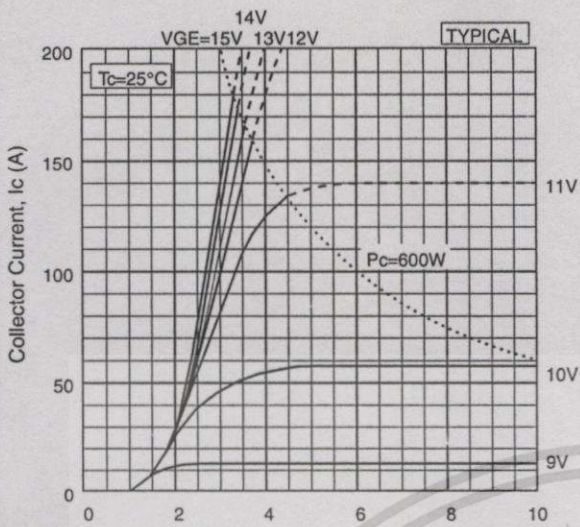
CHARACTERISTICS (Tc=25°C)

Item	Symbol	Unit	Min.	Typ.	Max.	Test Conditions	
Collector Emitter Cut-Off Current	I _{CEs}	mA	-	-	1.0	V _{CE} =1,200V, V _{GE} =0V	
Gate Emitter Leakage Current	I _{GES}	nA	-	-	±500	V _{GE} =±20V, V _{CE} =0V	
Collector Emitter Saturation Voltage	V _{CE(sat)}	V	-	2.7	3.4	I _c =100A, V _{GE} =15V	
Gate Emitter Threshold Voltage	V _{GE(TO)}	V	-	-	10	V _{CE} =5V, I _c =100mA	
Input Capacitance	C _{ies}	pF	-	9,500	-	V _{CE} =10V, V _{GE} =0V, f=1MHz	
Switching Times	Rise Time	t _r	-	0.2	0.35	V _{CC} =600V	
	Turn On Time	t _{on}	-	0.35	0.55	R _L =6.0Ω	
	Fall Time	t _f	-	0.25	0.35	R _G =12Ω	
	Turn Off Time	t _{off}	-	0.55	0.9	V _{GE} =±15V	
Peak Forward Voltage Drop	V _{FM}	V	-	2.5	3.5	I _F =100A, V _{GE} =0V	
Reverse Recovery Time	t _{rr}	μs	-	-	0.35	I _F =100A, V _{GE} =-10V, di/dt=200A/μs	
Thermal Impedance	IGBT	R _{th(j-c)}	°C/W	-	-	0.21	Junction to case
	FWD	R _{th(j-c)}	°C/W	-	-	0.5	

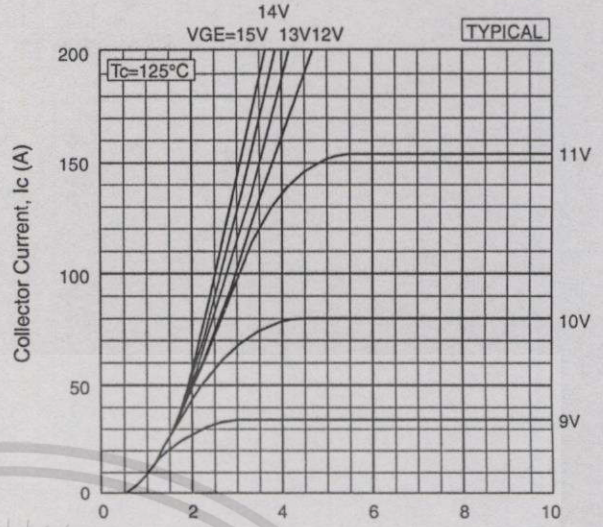
Notes:(4) R_G value is the test condition's value for decision of the switching times, not recommended value. Determine the suitable R_G value after the measurement of switching waveforms (overshoot voltage, etc.) with appliance mounted.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาใดๆของเอกสารนี้ส่งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการแก้ไข

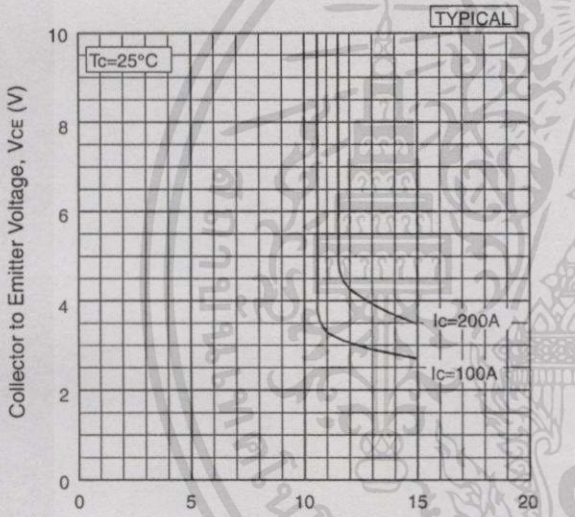
PDE-M100GS12AW-0



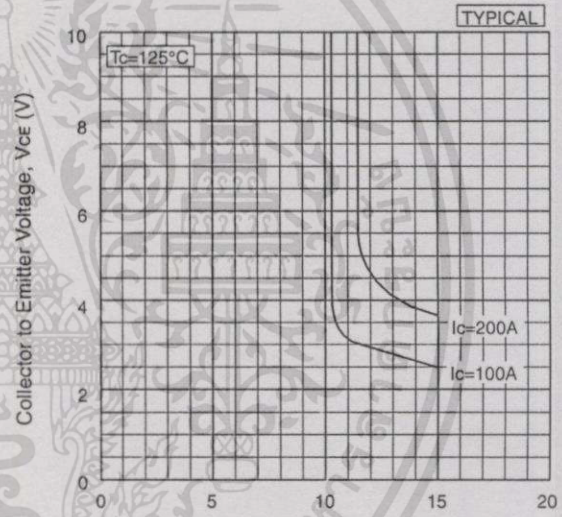
Collector current vs. Collector to Emitter voltage



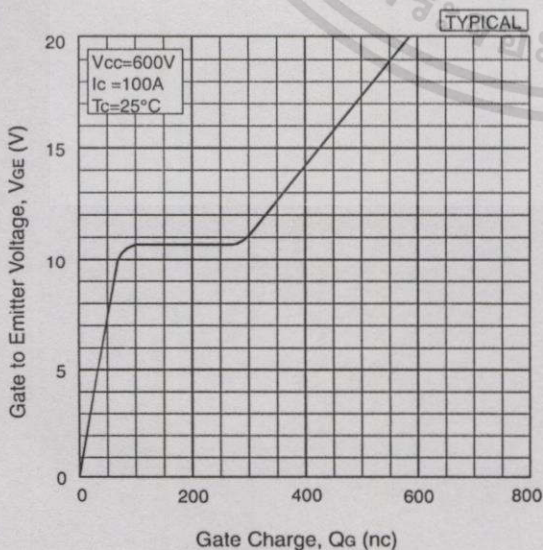
Collector current vs. Collector to Emitter voltage



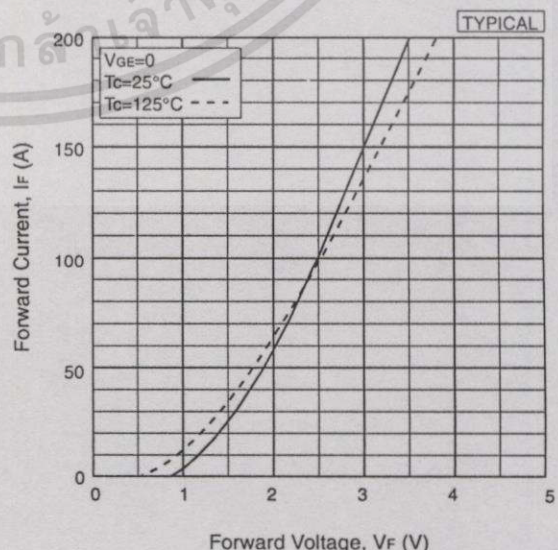
Collector to Emitter voltage vs. Gate to Emitter voltage



Collector to Emitter voltage vs. Gate to Emitter voltage

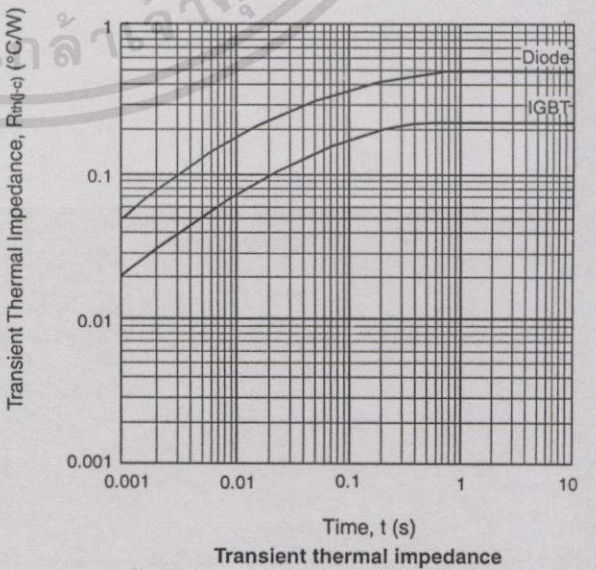
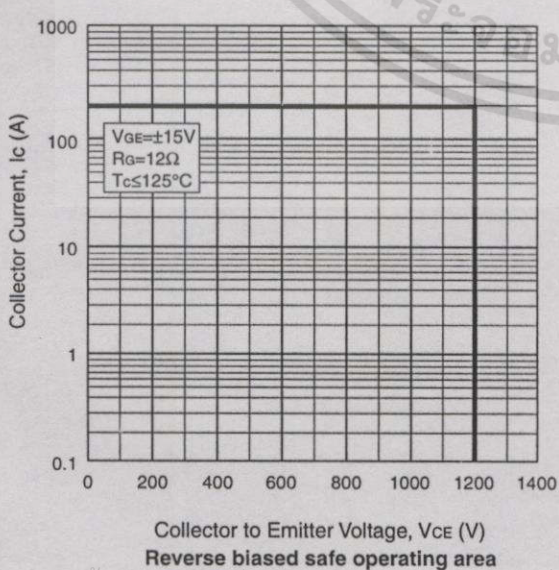
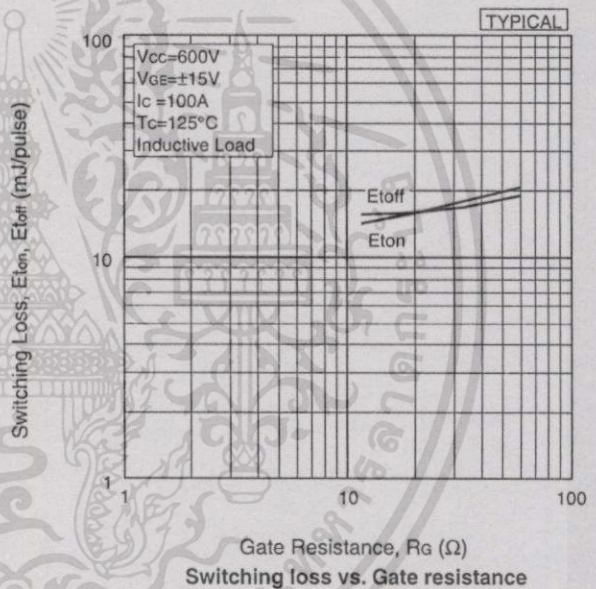
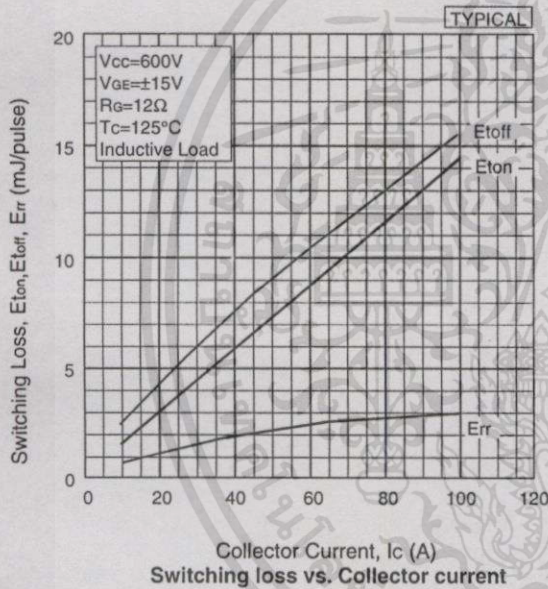
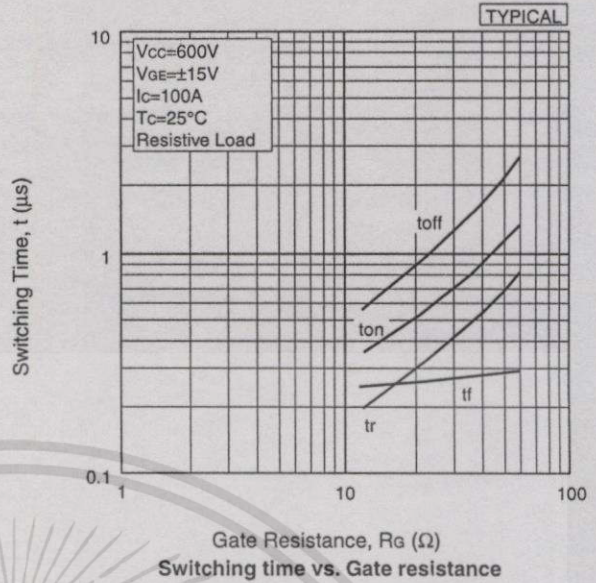
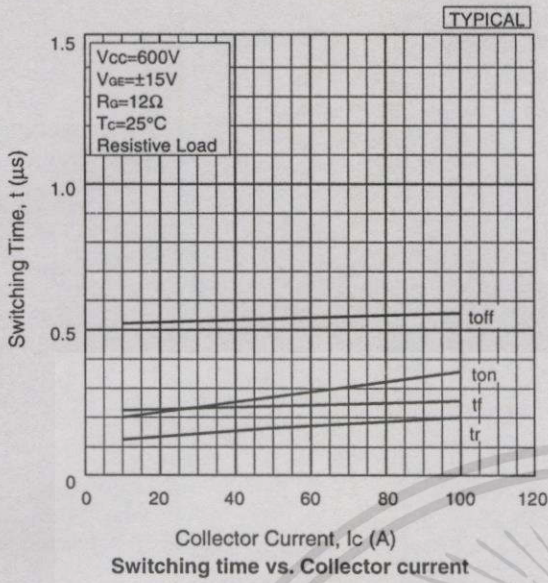


Gate charge characteristics



Forward voltage of free-wheeling diode

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



TOSHIBA SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

TOSHIBA PHOTOCOUPLER
TLP250
GaAlAs IRED & PHOTO-IC

(TLP250)

TRANSISTOR INVERTER
INVERTER FOR AIR CONDITIONER
IGBT GATE DRIVE
POWER MOS FET GATE DRIVE

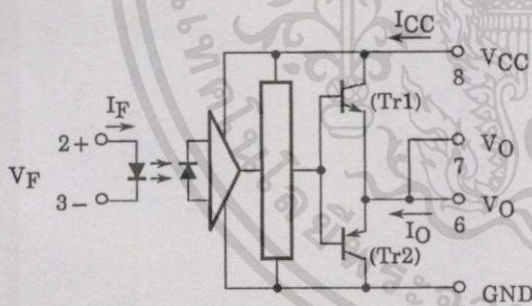
The Toshiba TLP250 consists of a GaAlAs light emitting diode and a integrated photodetector.
This unit is 8-lead DIP package.
TLP250 is suitable for gate driving circuit of IGBT or power MOS FET.

- Input Threshold Current : $I_F = 5\text{mA (Max.)}$
- Supply Current (I_{CC}) : 11mA (Max.)
- Supply Voltage (V_{CC}) : $10\text{-}35\text{V}$
- Output Current (I_O) : $\pm 0.5\text{A (Min.)}$
- Switching Time (t_{pLH}/t_{pHL}) : $0.5\mu\text{s (Max.)}$
- Isolation Voltage : $2500V_{rms (Min.)}$
- UL Recognized : UL1577, File No.E67349
- Option (D4) type
VDE Approved : DIN VDE0884/06.92, Certificate No.76823
Maximum Operating Insulation Voltage : $630V_{PK}$
Highest Permissible Over Voltage : $4000V_{PK}$

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

- Creepage Distance : 6.4mm (Min.)
- Clearance : 6.4mm (Min.)

SCHMATIC

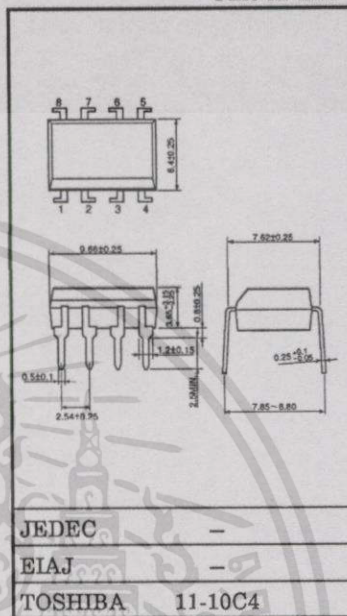


A $0.1\mu\text{F}$ bypass capacitor must be connected between pin 8 and 5 (See more 5).

TRUTH TABLE

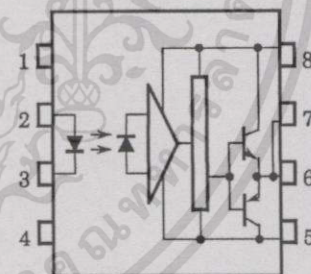
	Tr1	Tr2
Input LED ON	ON	OFF
Input LED OFF	OFF	ON

Unit in mm



Weight : 0.54g

PIN CONFIGURATION (TOP VIEW)



- 1 : N.C.
- 2 : ANODE
- 3 : CATHODE
- 4 : N.C.
- 5 : GND
- 6 : V_O (OUTPUT)
- 7 : V_O
- 8 : V_{CC}

⑤ The information contained herein is presented only as a guide for the applications of our products. No responsibility is assumed by TOSHIBA CORPORATION for any infringements of intellectual property or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any intellectual property or other rights of TOSHIBA CORPORATION or others.
⑥ These TOSHIBA products are intended for use in general commercial applications (office equipment, communication equipment, measuring equipment, domestic appliances, etc.). please make sure that you consult with us before you use these TOSHIBA products in equipment which requires extraordinarily high quality and/or reliability, and in equipment which may involve life threatening or critical application, including but not limited to such uses as atomic energy control, airplane or spaceship instrumentation, traffic signals, medical instrumentation, combustion control, all types of safety devices, etc. TOSHIBA cannot accept and hereby disclaims liability for any damage which may occur in case the TOSHIBA products are used in such equipment or applications without prior consultation with TOSHIBA.

TLP250 - 1
1996 - 4 - 8
TOSHIBA CORPORATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Ta = 25°C)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	RATING	UNIT	
LED	Forward Current	I _F	20	mA	
	Forward Current Derating (Ta ≥ 70°C)	ΔI _F / ΔTa	-0.36	mA / °C	
	Peak Transient Forward Current (Note 1)	I _{FPT}	1	A	
	Reverse Voltage	V _R	5	V	
	Junction Temperature	(T _j)	125	°C	
DETECTOR	"H" Peak Output Current (P _W ≤ 2.5 μs, f ≤ 15kHz)(Note 2)	I _{OPH}	-1.5	A	
	"L" Peak Output Current (P _W ≤ 2.5 μs, f ≤ 15kHz)(Note 2)	I _{OPL}	+1.5	A	
	Output Voltage	(Ta ≤ 70°C)	V _O	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Supply Voltage	(Ta ≤ 70°C)	V _{CC}	35	V
		(Ta = 85°C)		24	
	Output Voltage Derating (Ta ≥ 70°C)	ΔV _O / ΔTa	-0.73	V / °C	
	Supply Voltage Derating (Ta ≥ 70°C)	ΔV _{CC} / ΔTa	-0.73	V / °C	
	Junction Temperature	(T _j)	125	°C	
Operating Frequency (Note 3)	f	25	kHz		
Operating Temperature Range	T _{opr}	-20~70	°C		
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55~125	°C		
Lead Solder Temperature (10s)	T _{sol}	260	°C		
Isolation Voltage (AC, 1min., R.H. ≤ 60%, Ta = 25°C) (Note 4)	BV _S	2500	V _{rms}		

Note 1 : Pulse width P_W ≤ 1 μs, 300pps

Note 2 : Exponential Waveform

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

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

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

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

CHARACTERISTIC	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	
Input Current, ON	I _F (ON)	7	8	10	mA	
Input Voltage, OFF	V _F (OFF)	0	—	0.8	V	
Supply Voltage	V _{CC}	15	—	30	20	V
Peak Output Current	I _{OPH} / I _{OPL}	—	—	±0.5	A	
Operating Temperature	T _{opr}	-20	25	70	85	°C

TLP250 - 2

1996 - 4 - 8

TOSHIBA CORPORATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta = -20~70°C, Unless otherwise specified)

CHARACTERISTIC	SYMBOL	TEST CIRCUIT	TEST CONDITION	MIN.	TYP.*	MAX.	UNIT	
Input Forward Voltage	V _F	—	I _F =10mA, Ta=25°C		1.6	1.8	V	
Temperature Coefficient of Forward Voltage	ΔV _F /ΔTa	—	I _F =10mA	—	-2.0	—	mV/°C	
Input Reverse Current	I _R	—	V _R =5V, Ta=25°C		—	10	μA	
Input Capacitance	C _T	—	V=0, f=1MHz, Ta=25°C	—	45	250	pF	
Output Current	"H" Level	I _{OPH}	3	V _{CC} =30V (*1) I _F =10mA V ₈₋₆ =4V I _F =0 V ₆₋₅ =2.5V	-0.5	-1.5	A	
	"L" Level	I _{OPL}	2		0.5	2		
Output Voltage	"H" Level	V _{OH}	4	V _{CC1} =+15V, V _{EE1} =-15V R _L =200Ω, I _F =5mA	11	12.8	V	
	"L" Level	V _{OL}	5	V _{CC1} =+15V, V _{EE1} =-15V R _L =200Ω, V _F =0.8V	—	-14.2		-12.5
Supply Current	"H" Level	I _{CCH}	—	V _{CC} =30V, I _F =10mA Ta=25°C	—	7	mA	
				V _{CC} =30V, I _F =10mA	—	—		11
	"L" Level	I _{CCL}	—	V _{CC} =30V, I _F =0mA Ta=25°C	—	7.5		—
				V _{CC} =30V, I _F =0mA	—	—	11	
Threshold Input Current	"Output L→H"	I _{FLH}	—	V _{CC1} =+15V, V _{EE1} =-15V R _L =200Ω, V _O >0V	—	1.2	5	mA
Threshold Input Voltage	"Output H→L"	V _{FHL}	—	V _{CC1} =+15V, V _{EE1} =-15V R _L =200Ω, V _O <0V	0.8	—	—	V
Supply Voltage	V _{CC}	—	—	10	—	35	V	
Capacitance (Input-Output)	C _S	—	V _S =0, f=1MHz Ta=25°C	—	1.0	2.0	pF	
Resistance (Input-Output)	R _S	—	V _S =500V, Ta=25°C R.H.≤60%	5×10 ¹⁰	10 ¹⁴	—	Ω	

* All typical values are at Ta=25°C (*1) : Duration of I_O time ≤ 50μs

TLP250-3

1996-4-8

TOSHIBA CORPORATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)

SWITCHING CHARACTERISTICS ($T_a = -20 \sim 70^\circ\text{C}$, Unless otherwise specified)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CIRCUIT	TEST CONDITION	MIN.	TYP.*	MAX.	UNIT		
Propagation Delay Time	L→H	t_{pLH}	6	$I_F = 8\text{mA}$ $V_{CC1} = +15\text{V}$, $V_{EE1} = -15\text{V}$ $R_L = 200\Omega$	—	0.15	0.5	μs		
	H→L	t_{pHL}			—	0.15	0.5			
Output Rise Time		t_r				—	—		—	
Output Fall Time		t_f				—	—		—	
Common Mode Transient Immunity at High Level Output		C _{MH}	7	$V_{CM} = 600\text{V}$, $I_F = 8\text{mA}$ $V_{CC} = 30\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	-5000	—	—	$\text{V} / \mu\text{s}$		
Common Mode Transient Immunity at Low Level Output		C _{ML}	7	$V_{CM} = 600\text{V}$, $I_F = 0\text{mA}$ $V_{CC} = 30\text{V}$, $T_a = 25^\circ\text{C}$	5000	—	—	$\text{V} / \mu\text{s}$		

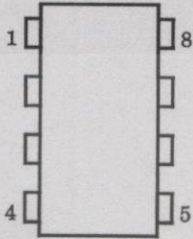
* All typical values are at $T_a = 25^\circ\text{C}$

TLP250 - 4
1996 - 4 - 8
TOSHIBA CORPORATION

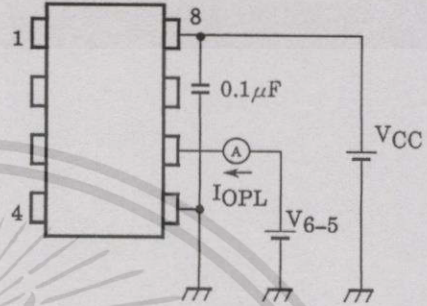
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)

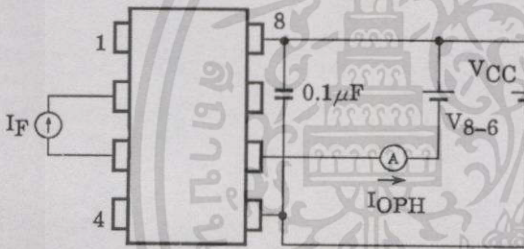
TEST CIRCUIT 1 :



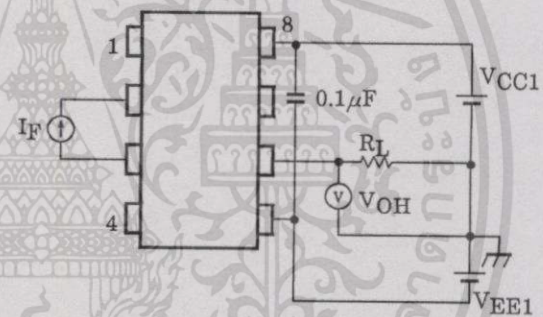
TEST CIRCUIT 2 : IOPL



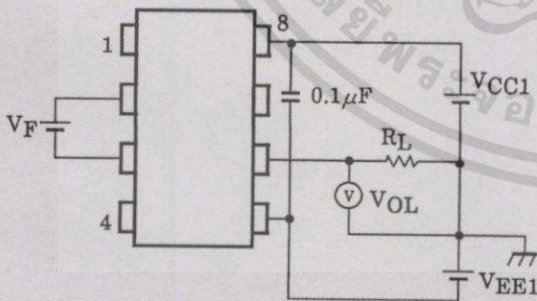
TEST CIRCUIT 3 : IOPH



TEST CIRCUIT 4 : VOH



TEST CIRCUIT 5 : VOL

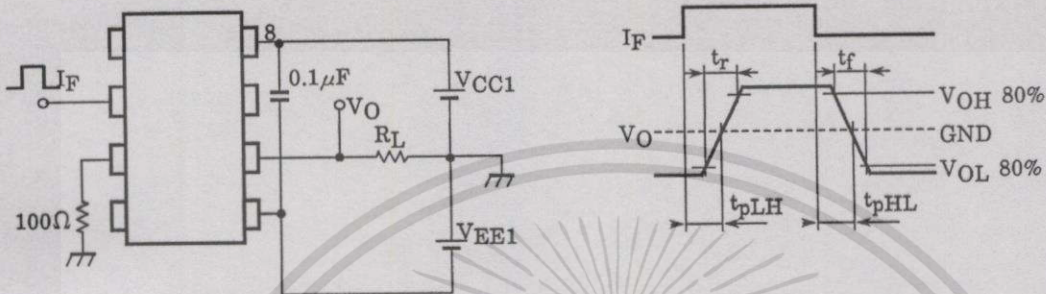


TLP250 - 5
1996 - 4 - 8
TOSHIBA CORPORATION

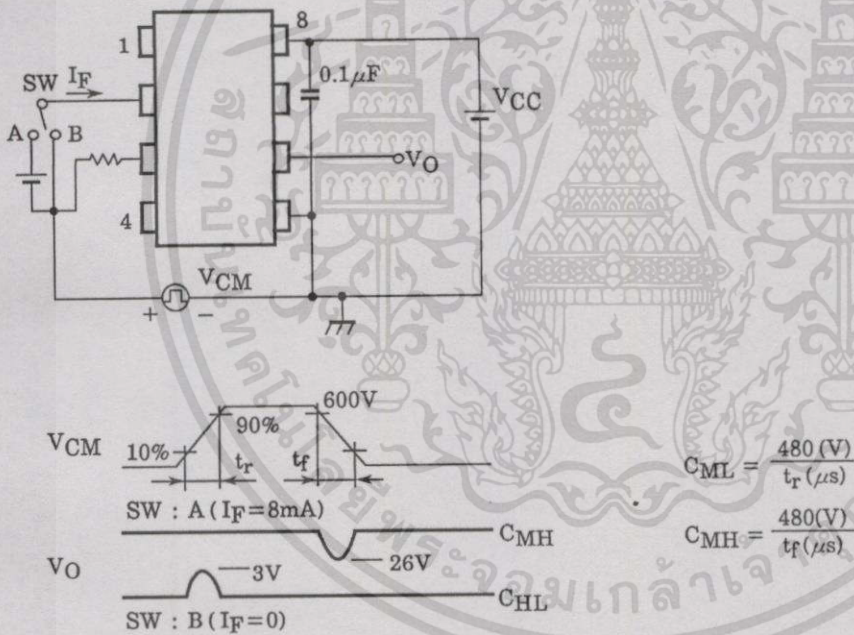
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(TLP250)

TEST CIRCUIT 6 : t_{pLH} , t_{pHL} , t_r , t_f



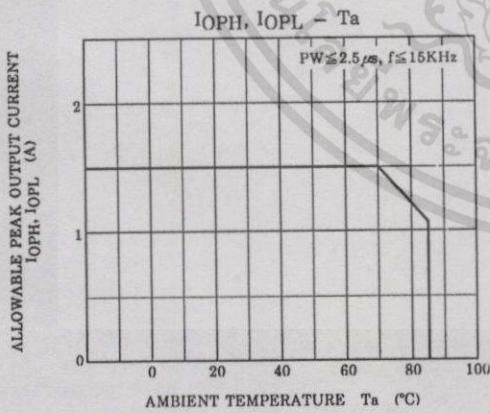
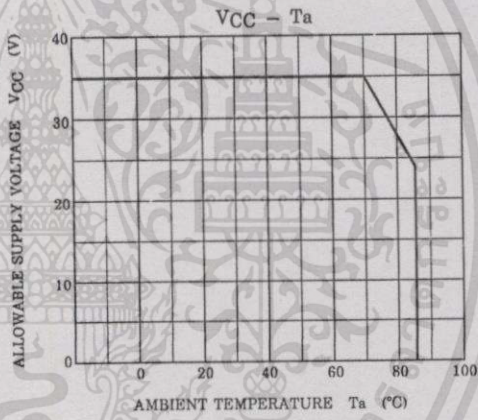
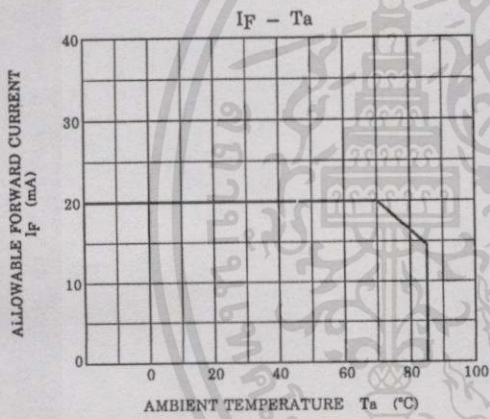
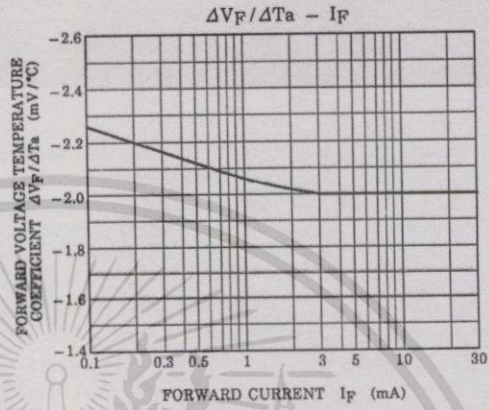
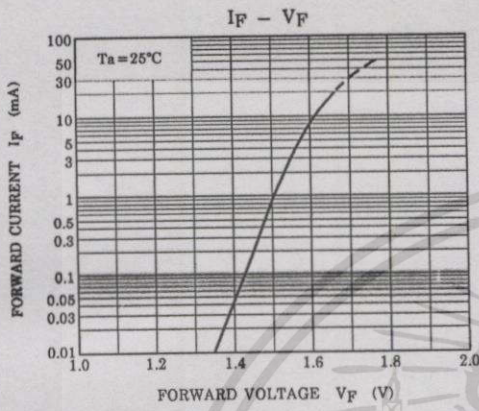
TEST CIRCUIT 7 : C_{MH} , C_{ML}



C_{ML} (C_{MH}) is the maximum rate of rise (fall) of the common mode voltage that can be sustained with the output voltage in the low (high) state.

TLP250 - 6
1996 - 4 - 8
TOSHIBA CORPORATION

(TLP250)



TLP250 - 7*
1996 - 4 - 8
TOSHIBA CORPORATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



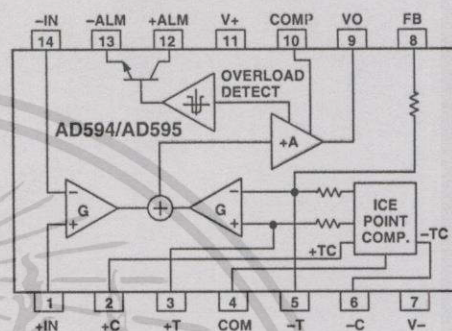
Monolithic Thermocouple Amplifiers with Cold Junction Compensation

AD594/AD595

FEATURES

Pretrimmed for Type J (AD594) or
 Type K (AD595) Thermocouples
 Can Be Used with Type T Thermocouple Inputs
 Low Impedance Voltage Output: 10 mV/°C
 Built-In Ice Point Compensation
 Wide Power Supply Range: +5 V to ± 15 V
 Low Power: <1 mW typical
 Thermocouple Failure Alarm
 Laser Wafer Trimmed to 1°C Calibration Accuracy
 Setpoint Mode Operation
 Self-Contained Celsius Thermometer Operation
 High Impedance Differential Input
 Side-Brazed DIP or Low Cost Cerdip

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



PRODUCT DESCRIPTION

The AD594/AD595 is a complete instrumentation amplifier and thermocouple cold junction compensator on a monolithic chip. It combines an ice point reference with a precalibrated amplifier to produce a high level (10 mV/°C) output directly from a thermocouple signal. Pin-strapping options allow it to be used as a linear amplifier-compensator or as a switched output setpoint controller using either fixed or remote setpoint control. It can be used to amplify its compensation voltage directly, thereby converting it to a stand-alone Celsius transducer with a low impedance voltage output.

The AD594/AD595 includes a thermocouple failure alarm that indicates if one or both thermocouple leads become open. The alarm output has a flexible format which includes TTL drive capability.

The AD594/AD595 can be powered from a single ended supply (including +5 V) and by including a negative supply, temperatures below 0°C can be measured. To minimize self-heating, an unloaded AD594/AD595 will typically operate with a total supply current 160 μ A, but is also capable of delivering in excess of ± 5 mA to a load.

The AD594 is precalibrated by laser wafer trimming to match the characteristic of type J (iron-constantan) thermocouples and the AD595 is laser trimmed for type K (chromel-alumel) inputs. The temperature transducer voltages and gain control resistors

are available at the package pins so that the circuit can be recalibrated for the thermocouple types by the addition of two or three resistors. These terminals also allow more precise calibration for both thermocouple and thermometer applications.

The AD594/AD595 is available in two performance grades. The C and the A versions have calibration accuracies of $\pm 1^\circ\text{C}$ and $\pm 3^\circ\text{C}$, respectively. Both are designed to be used from 0°C to +50°C, and are available in 14-pin, hermetically sealed, side-brazed ceramic DIPs as well as low cost cerdip packages.

PRODUCT HIGHLIGHTS

1. The AD594/AD595 provides cold junction compensation, amplification, and an output buffer in a single IC package.
2. Compensation, zero, and scale factor are all precalibrated by laser wafer trimming (LWT) of each IC chip.
3. Flexible pinout provides for operation as a setpoint controller or a stand-alone temperature transducer calibrated in degrees Celsius.
4. Operation at remote application sites is facilitated by low quiescent current and a wide supply voltage range +5 V to dual supplies spanning 30 V.
5. Differential input rejects common-mode noise voltage on the thermocouple leads.

REV. C

Information furnished by Analog Devices is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Analog Devices for its use, nor for any infringements 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 Analog Devices.

One Technology Way, P.O. Box 9106, Norwood, MA 02062-9106, U.S.A.
 Tel: 781/329-4700 World Wide Web Site: <http://www.analog.com>
 Fax: 781/326-8703 © Analog Devices, Inc., 1999

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD594/AD595—SPECIFICATIONS (@ +25°C and $V_S = 5\text{ V}$, Type J (AD594), Type K (AD595) Thermocouple, unless otherwise noted)

Model	AD594A			AD594C			AD595A			AD595C			Units
	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
ABSOLUTE MAXIMUM RATING													
+ V_S to - V_S			36			36			36			36	Volts
Common-Mode Input Voltage	- $V_S - 0.15$		+ V_S	- $V_S - 0.15$		+ V_S	- $V_S - 0.15$		+ V_S	- $V_S - 0.15$		+ V_S	Volts
Differential Input Voltage	- V_S		+ V_S	- V_S		+ V_S	- V_S		+ V_S	- V_S		+ V_S	Volts
Alarm Voltages													
+ALM	- V_S		- $V_S + 36$	- V_S		- $V_S + 36$	- V_S		- $V_S + 36$	- V_S		- $V_S + 36$	Volts
-ALM	- V_S		+ V_S	- V_S		+ V_S	- V_S		+ V_S	- V_S		+ V_S	Volts
Operating Temperature Range	-55		+125	-55		+125	-55		+125	-55		+125	°C
Output Short Circuit to Common	Indefinite			Indefinite			Indefinite			Indefinite			
TEMPERATURE MEASUREMENT (Specified Temperature Range 0°C to +50°C)													
Calibration Error at +25°C ¹			±3			±1			±3			±1	°C
Stability vs. Temperature ²			±0.05			±0.025			±0.05			±0.025	°C/°C
Gain Error			±1.5			±0.75			±1.5			±0.75	%
Nominal Transfer Function			10			10			10			10	mV/°C
AMPLIFIER CHARACTERISTICS													
Closed Loop Gain ¹	193.4			193.4			247.3			247.3			
Input Offset Voltage	(Temperature in °C) × 51.70 μV/°C			(Temperature in °C) × 51.70 μV/°C			(Temperature in °C) × 40.44 μV/°C			(Temperature in °C) × 40.44 μV/°C			μV
Input Bias Current	0.1			0.1			0.1			0.1			μA
Differential Input Range	-10		+50	-10		+50	-10		+50	-10		+50	mV
Common-Mode Range	- $V_S - 0.15$		- $V_S - 4$	- $V_S - 0.15$		- $V_S - 4$	- $V_S - 0.15$		- $V_S - 4$	- $V_S - 0.15$		- $V_S - 4$	Volts
Common-Mode Sensitivity - RTO			10			10			10			10	mV/V
Power Supply Sensitivity - RTO			10			10			10			10	mV/V
Output Voltage Range													
Dual Supply	- $V_S + 2.5$		+ $V_S - 2$	- $V_S + 2.5$		+ $V_S - 2$	- $V_S + 2.5$		+ $V_S - 2$	- $V_S + 2.5$		+ $V_S - 2$	Volts
Single Supply	0		+ $V_S - 2$	0		- $V_S - 2$	0		+ $V_S + 2$	0		+ $V_S - 2$	Volts
Usable Output Current ⁴			±5			±5			±5			±5	mA
3 dB Bandwidth			15			15			15			15	kHz
ALARM CHARACTERISTICS													
$V_{CE(SAT)}$ at 2 mA	0.3			0.3			0.3			0.3			Volts
Leakage Current	±1			±1			±1			±1			μA max
Operating Voltage at -ALM	+ $V_S - 4$			+ $V_S - 4$			+ $V_S - 4$			+ $V_S - 4$			Volts
Short Circuit Current	20			20			20			20			mA
POWER REQUIREMENTS													
Specified Performance	+ $V_S = 5, -V_S = 0$			+ $V_S = 5, -V_S = 0$			+ $V_S = 5, -V_S = 0$			+ $V_S = 5, -V_S = 0$			Volts
Operating ³	+ V_S to - $V_S \leq 30$			+ V_S to - $V_S \leq 30$			+ V_S to - $V_S \leq 30$			+ V_S to - $V_S \leq 30$			Volts
Quiescent Current (No Load)													μA
+ V_S			160			300			160			300	μA
- V_S			100			100			100			100	μA
PACKAGE OPTION													
TO-116 (D-14)	AD594AD			AD594CD			AD595AD			AD595CD			
Cerdip (Q-14)	AD594AQ			AD594CQ			AD595AQ			AD595CQ			

NOTES

¹Calibrated for minimum error at +25°C using a thermocouple sensitivity of 51.7 μV/°C. Since a J type thermocouple deviates from this straight line approximation, the AD594 will normally read 3.1 mV when the measuring junction is at 0°C. The AD595 will similarly read 2.7 mV at 0°C.

²Defined as the slope of the line connecting the AD594/AD595 errors measured at 0°C and 50°C ambient temperature.

³Pin 8 shorted to Pin 9.

⁴Current Sink Capability in single supply configuration is limited to current drawn to ground through a 50 kΩ resistor at output voltages below 2.5 V.

⁵- V_S must not exceed -16.5 V.

Specifications shown in boldface are tested on all production units at final electrical test. Results from those tests are used to calculate outgoing quality levels. All min and max specifications are guaranteed, although only those shown in boldface are tested on all production units.

Specifications subject to change without notice.

INTERPRETING AD594/AD595 OUTPUT VOLTAGES

To achieve a temperature proportional output of 10 mV/°C and accurately compensate for the reference junction over the rated operating range of the circuit, the AD594/AD595 is gain trimmed to match the transfer characteristic of J and K type thermocouples at 25°C. For a type J output in this temperature range the TC is 51.70 μV/°C, while for a type K it is 40.44 μV/°C. The resulting gain for the AD594 is 193.4 (10 mV/°C divided by 51.7 μV/°C) and for the AD595 is 247.3 (10 mV/°C divided by 40.44 μV/°C). In addition, an absolute accuracy trim induces an input offset to the output amplifier characteristic of 16 μV for the AD594 and 11 μV for the AD595. This offset arises because the AD594/AD595 is trimmed for a 250 mV output while applying a 25°C thermocouple input.

Because a thermocouple output voltage is nonlinear with respect to temperature, and the AD594/AD595 linearly amplifies the

compensated signal, the following transfer functions should be used to determine the actual output voltages:

$$AD594 \text{ output} = (\text{Type J Voltage} + 16 \mu\text{V}) \times 193.4$$

$$AD595 \text{ output} = (\text{Type K Voltage} + 11 \mu\text{V}) \times 247.3 \text{ or conversely:}$$

$$\text{Type J voltage} = (AD594 \text{ output}/193.4) - 16 \mu\text{V}$$

$$\text{Type K voltage} = (AD595 \text{ output}/247.3) - 11 \mu\text{V}$$

Table I lists the ideal AD594/AD595 output voltages as a function of Celsius temperature for type J and K ANSI standard thermocouples, with the package and reference junction at 25°C. As is normally the case, these outputs are subject to calibration, gain and temperature sensitivity errors. Output values for intermediate temperatures can be interpolated, or calculated using the output equations and ANSI thermocouple voltage tables referred to zero degrees Celsius. Due to a slight variation in alloy content between ANSI type J and DIN FE-CUNI

AD594/AD595

Table I. Output Voltage vs. Thermocouple Temperature (Ambient +25°C, $V_S = -5\text{ V}, +15\text{ V}$)

Thermocouple Temperature °C	Type J Voltage mV	AD594 Output mV	Type K Voltage mV	AD595 Output mV
-200	-7.890	-1523	-5.891	-1454
-180	-7.402	-1428	-5.550	-1370
-160	-6.821	-1316	-5.141	-1269
-140	-6.159	-1188	-4.669	-1152
-120	-5.426	-1046	-4.138	-1021
-100	-4.632	-893	-3.553	-876
-80	-3.785	-729	-2.920	-719
-60	-2.892	-556	-2.243	-552
-40	-1.960	-376	-1.527	-375
-20	-0.995	-189	-0.777	-189
-10	-0.501	-94	-0.392	-94
0	0	3.1	0	2.7
10	0.507	101	0.397	101
20	1.019	200	0.798	200
25	1.277	250	1.000	250
30	1.536	300	1.203	300
40	2.058	401	1.611	401
50	2.585	503	2.022	503
60	3.115	606	2.436	605
80	4.186	813	3.266	810
100	5.268	1022	4.095	1015
120	6.359	1233	4.919	1219
140	7.457	1445	5.733	1420
160	8.560	1659	6.539	1620
180	9.667	1873	7.338	1817
200	10.777	2087	8.137	2015
220	11.887	2302	8.938	2213
240	12.998	2517	9.745	2413
260	14.108	2732	10.560	2614
280	15.217	2946	11.381	2817
300	16.325	3160	12.207	3022
320	17.432	3374	13.039	3227
340	18.537	3588	13.874	3434
360	19.640	3801	14.712	3641
380	20.743	4015	15.552	3849
400	21.846	4228	16.395	4057
420	22.949	4441	17.241	4266
440	24.054	4655	18.088	4476
460	25.161	4869	18.938	4686
480	26.272	5084	19.788	4896
500	27.388	5300	20.640	5107
520	28.511	5517	21.493	5318
540	29.642	5736	22.346	5529
560	30.782	5956	23.198	5740
580	31.933	6179	24.050	5950
600	33.096	6404	24.902	6161
620	34.273	6632	25.751	6371
640	35.464	6862	26.599	6581
660	36.671	7095	27.445	6790
680	37.893	7332	28.288	6998
700	39.130	7571	29.128	7206
720	40.382	7813	29.965	7413
740	41.647	8058	30.799	7619
750	42.283	8181	31.214	7722
760	-	-	31.629	7825
780	-	-	32.455	8029
800	-	-	33.277	8232
820	-	-	34.095	8434
840	-	-	34.909	8636
860	-	-	35.718	8836
880	-	-	36.524	9035
900	-	-	37.325	9233
920	-	-	38.122	9430
940	-	-	38.915	9626
960	-	-	39.703	9821
980	-	-	40.488	10015
1000	-	-	41.269	10209
1020	-	-	42.045	10400
1040	-	-	42.817	10591
1060	-	-	43.585	10781
1080	-	-	44.339	10970
1100	-	-	45.108	11158
1120	-	-	45.863	11345
1140	-	-	46.612	11530
1160	-	-	47.356	11714
1180	-	-	48.095	11897
1200	-	-	48.828	12078
1220	-	-	49.555	12258
1240	-	-	50.276	12436
1250	-	-	50.633	12524

thermocouples Table I should not be used in conjunction with European standard thermocouples. Instead the transfer function given previously and a DIN thermocouple table should be used. ANSI type K and DIN NiCr-Ni thermocouples are composed

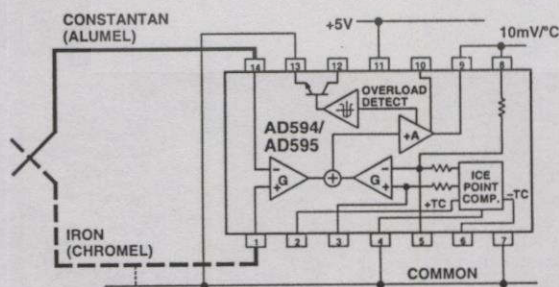


Figure 1. Basic Connection, Single Supply Operation

of identical alloys and exhibit similar behavior. The upper temperature limits in Table I are those recommended for type J and type K thermocouples by the majority of vendors.

SINGLE AND DUAL SUPPLY CONNECTIONS

The AD594/AD595 is a completely self-contained thermocouple conditioner. Using a single +5 V supply the interconnections shown in Figure 1 will provide a direct output from a type J thermocouple (AD594) or type K thermocouple (AD595) measuring from 0°C to +300°C.

Any convenient supply voltage from +5 V to +30 V may be used, with self-heating errors being minimized at lower supply levels. In the single supply configuration the +5 V supply connects to Pin 11 with the V- connection at Pin 7 strapped to power and signal common at Pin 4. The thermocouple wire inputs connect to Pins 1 and 14 either directly from the measuring point or through intervening connections of similar thermocouple wire type. When the alarm output at Pin 13 is not used it should be connected to common or -V. The precalibrated feedback network at Pin 8 is tied to the output at Pin 9 to provide a 10 mV/°C nominal temperature transfer characteristic.

By using a wider ranging dual supply, as shown in Figure 2, the AD594/AD595 can be interfaced to thermocouples measuring both negative and extended positive temperatures.

AD594/AD595

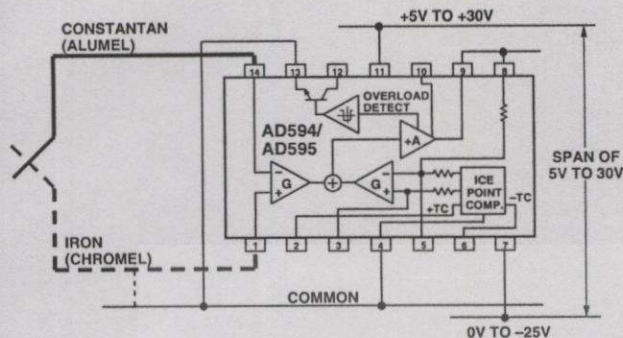


Figure 2. Dual Supply Operation

With a negative supply the output can indicate negative temperatures and drive grounded loads or loads returned to positive voltages. Increasing the positive supply from 5 V to 15 V extends the output voltage range well beyond the 750°C temperature limit recommended for type J thermocouples (AD594) and the 1250°C for type K thermocouples (AD595).

Common-mode voltages on the thermocouple inputs must remain within the common-mode range of the AD594/AD595, with a return path provided for the bias currents. If the thermocouple is not remotely grounded, then the dotted line connections in Figures 1 and 2 are recommended. A resistor may be needed in this connection to assure that common-mode voltages induced in the thermocouple loop are not converted to normal mode.

THERMOCOUPLE CONNECTIONS

The isothermal terminating connections of a pair of thermocouple wires forms an effective reference junction. This junction must be kept at the same temperature as the AD594/AD595 for the internal cold junction compensation to be effective.

A method that provides for thermal equilibrium is the printed circuit board connection layout illustrated in Figure 3.

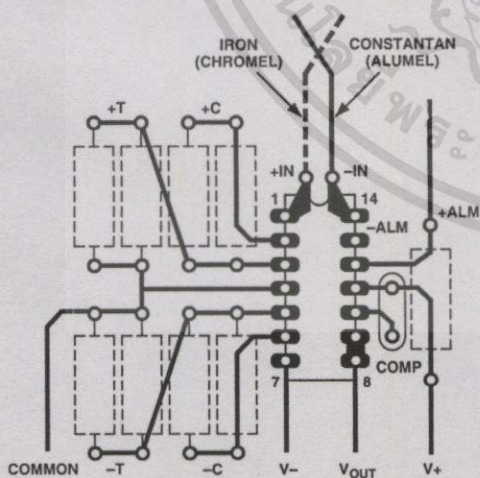


Figure 3. PCB Connections

Here the AD594/AD595 package temperature and circuit board are thermally contacted in the copper printed circuit board tracks under Pins 1 and 14. The reference junction is now composed of a copper-constantan (or copper-alumel) connection and copper-iron (or copper-chromel) connection, both of which are at the same temperature as the AD594/AD595.

The printed circuit board layout shown also provides for placement of optional alarm load resistors, recalibration resistors and a compensation capacitor to limit bandwidth.

To ensure secure bonding the thermocouple wire should be cleaned to remove oxidation prior to soldering. Noncorrosive rosin flux is effective with iron, constantan, chromel and alumel and the following solders: 95% tin-5% antimony, 95% tin-5% silver or 90% tin-10% lead.

FUNCTIONAL DESCRIPTION

The AD594 behaves like two differential amplifiers. The outputs are summed and used to control a high gain amplifier, as shown in Figure 4.

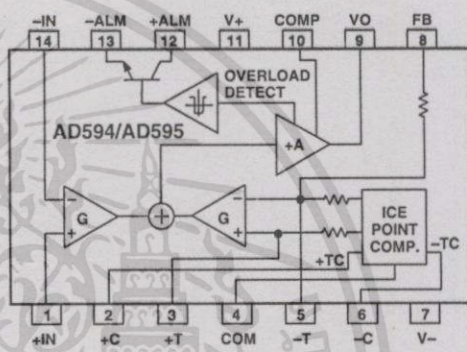


Figure 4. AD594/AD595 Block Diagram

In normal operation the main amplifier output, at Pin 9, is connected to the feedback network, at Pin 8. Thermocouple signals applied to the floating input stage, at Pins 1 and 14, are amplified by gain G of the differential amplifier and are then further amplified by gain A in the main amplifier. The output of the main amplifier is fed back to a second differential stage in an inverting connection. The feedback signal is amplified by this stage and is also applied to the main amplifier input through a summing circuit. Because of the inversion, the amplifier causes the feedback to be driven to reduce this difference signal to a small value. The two differential amplifiers are made to match and have identical gains, G. As a result, the feedback signal that must be applied to the right-hand differential amplifier will precisely match the thermocouple input signal when the difference signal has been reduced to zero. The feedback network is trimmed so that the effective gain to the output, at Pins 8 and 9, results in a voltage of 10 mV/°C of thermocouple excitation.

In addition to the feedback signal, a cold junction compensation voltage is applied to the right-hand differential amplifier. The compensation is a differential voltage proportional to the Celsius temperature of the AD594/AD595. This signal disturbs the differential input so that the amplifier output must adjust to restore the input to equal the applied thermocouple voltage.

The compensation is applied through the gain scaling resistors so that its effect on the main output is also 10 mV/°C. As a result, the compensation voltage adds to the effect of the thermocouple voltage a signal directly proportional to the difference between 0°C and the AD594/AD595 temperature. If the thermocouple reference junction is maintained at the AD594/AD595 temperature, the output of the AD594/AD595 will correspond to the reading that would have been obtained from amplification of a signal from a thermocouple referenced to an ice bath.

AD594/AD595

The AD594/AD595 also includes an input open circuit detector that switches on an alarm transistor. This transistor is actually a current-limited output buffer, but can be used up to the limit as a switch transistor for either pull-up or pull-down operation of external alarms.

The ice point compensation network has voltages available with positive and negative temperature coefficients. These voltages may be used with external resistors to modify the ice point compensation and recalibrate the AD594/AD595 as described in the next column.

The feedback resistor is separately pinned out so that its value can be padded with a series resistor, or replaced with an external resistor between Pins 5 and 9. External availability of the feedback resistor allows gain to be adjusted, and also permits the AD594/AD595 to operate in a switching mode for setpoint operation.

CAUTIONS:

The temperature compensation terminals (+C and -C) at Pins 2 and 6 are provided to supply small calibration currents only. The AD594/AD595 may be permanently damaged if they are grounded or connected to a low impedance.

The AD594/AD595 is internally frequency compensated for feedback ratios (corresponding to normal signal gain) of 75 or more. If a lower gain is desired, additional frequency compensation should be added in the form of a 300 pF capacitor from Pin 10 to the output at Pin 9. As shown in Figure 5 an additional 0.01 μ F capacitor between Pins 10 and 11 is recommended.

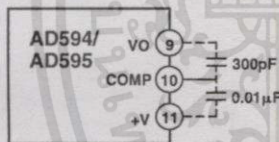


Figure 5. Low Gain Frequency Compensation

RECALIBRATION PRINCIPLES AND LIMITATIONS

The ice point compensation network of the AD594/AD595 produces a differential signal which is zero at 0°C and corresponds to the output of an ice referenced thermocouple at the temperature of the chip. The positive TC output of the circuit is proportional to Kelvin temperature and appears as a voltage at +T. It is possible to decrease this signal by loading it with a resistor from +T to COM, or increase it with a pull-up resistor from +T to the larger positive TC voltage at +C. Note that adjustments to +T should be made by measuring the voltage which tracks it at -T. To avoid destabilizing the feedback amplifier the measuring instrument should be isolated by a few thousand ohms in series with the lead connected to -T.

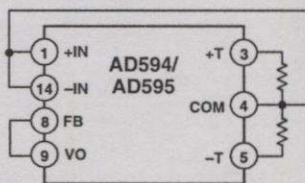


Figure 6. Decreased Sensitivity Adjustment

Changing the positive TC half of the differential output of the compensation scheme shifts the zero point away from 0°C. The zero can be restored by adjusting the current flow into the negative input of the feedback amplifier, the -T pin. A current into

this terminal can be produced with a resistor between -C and -T to balance an increase in +T, or a resistor from -T to COM to offset a decrease in +T.

If the compensation is adjusted substantially to accommodate a different thermocouple type, its effect on the final output voltage will increase or decrease in proportion. To restore the nominal output to 10 mV/°C the gain may be adjusted to match the new compensation and thermocouple input characteristics. When reducing the compensation the resistance between -T and COM automatically increases the gain to within 0.5% of the correct value. If a smaller gain is required, however, the nominal 47 k Ω internal feedback resistor can be paralleled or replaced with an external resistor.

Fine calibration adjustments will require temperature response measurements of individual devices to assure accuracy. Major reconfigurations for other thermocouple types can be achieved without seriously compromising initial calibration accuracy, so long as the procedure is done at a fixed temperature using the factory calibration as a reference. It should be noted that intermediate recalibration conditions may require the use of a negative supply.

EXAMPLE: TYPE E RECALIBRATION—AD594/AD595

Both the AD594 and AD595 can be configured to condition the output of a type E (chromel-constantan) thermocouple. Temperature characteristics of type E thermocouples differ less from type J, than from type K, therefore the AD594 is preferred for recalibration.

While maintaining the device at a constant temperature follow the recalibration steps given here. First, measure the device temperature by tying both inputs to common (or a selected common-mode potential) and connecting FB to VO. The AD594 is now in the stand alone Celsius thermometer mode. For this example assume the ambient is 24°C and the initial output VO is 240 mV. Check the output at VO to verify that it corresponds to the temperature of the device.

Next, measure the voltage -T at Pin 5 with a high impedance DVM (capacitance should be isolated by a few thousand ohms of resistance at the measured terminals). At 24°C the -T voltage will be about 8.3 mV. To adjust the compensation of an AD594 to a type E thermocouple a resistor, R1, should be connected between +T and +C, Pins 2 and 3, to raise the voltage at -T by the ratio of thermocouple sensitivities. The ratio for converting a type J device to a type E characteristic is:

$$r(\text{AD594}) = (60.9 \mu\text{V}/^\circ\text{C}) / (51.7 \mu\text{V}/^\circ\text{C}) = 1.18$$

Thus, multiply the initial voltage measured at -T by r and experimentally determine the R1 value required to raise -T to that level. For the example the new -T voltage should be about 9.8 mV. The resistance value should be approximately 1.8 k Ω .

The zero differential point must now be shifted back to 0°C. This is accomplished by multiplying the original output voltage VO by r and adjusting the measured output voltage to this value by experimentally adding a resistor, R2, between -C and -T, Pins 5 and 6. The target output value in this case should be about 283 mV. The resistance value of R2 should be approximately 240 k Ω .

Finally, the gain must be recalibrated such that the output VO indicates the device's temperature once again. Do this by adding a third resistor, R3, between FB and -T, Pins 8 and 5. VO should now be back to the initial 240 mV reading. The resistance value

AD594/AD595

of R3 should be approximately 280 kΩ. The final connection diagram is shown in Figure 7. An approximate verification of the effectiveness of recalibration is to measure the differential gain to the output. For type E it should be 164.2.

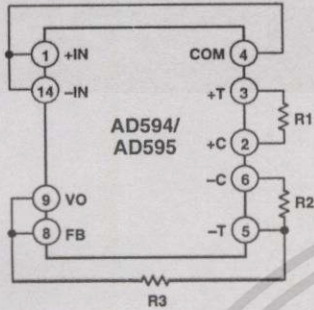


Figure 7. Type E Recalibration

When implementing a similar recalibration procedure for the AD595 the values for R1, R2, R3 and r will be approximately 650 Ω, 84 kΩ, 93 kΩ and 1.51, respectively. Power consumption will increase by about 50% when using the AD595 with type E inputs.

Note that during this procedure it is crucial to maintain the AD594/AD595 at a stable temperature because it is used as the temperature reference. Contact with fingers or any tools not at ambient temperature will quickly produce errors. Radiational heating from a change in lighting or approach of a soldering iron must also be guarded against.

USING TYPE T THERMOCOUPLES WITH THE AD595

Because of the similarity of thermal EMFs in the 0°C to +50°C range between type K and type T thermocouples, the AD595 can be directly used with both types of inputs. Within this ambient temperature range the AD595 should exhibit no more than an additional 0.2°C output calibration error when used with type T inputs. The error arises because the ice point compensator is trimmed to type K characteristics at 25°C. To calculate the AD595 output values over the recommended -200°C to +350°C range for type T thermocouples, simply use the ANSI thermocouple voltages referred to 0°C and the output equation given on page 2 for the AD595. Because of the relatively large nonlinearities associated with type T thermocouples the output will deviate widely from the nominal 10 mV/°C. However, cold junction compensation over the rated 0°C to +50°C ambient will remain accurate.

STABILITY OVER TEMPERATURE

Each AD594/AD595 is tested for error over temperature with the measuring thermocouple at 0°C. The combined effects of cold junction compensation error, amplifier offset drift and gain error determine the stability of the AD594/AD595 output over the rated ambient temperature range. Figure 8 shows an AD594/AD595 drift error envelope. The slope of this figure has units of °C/°C.

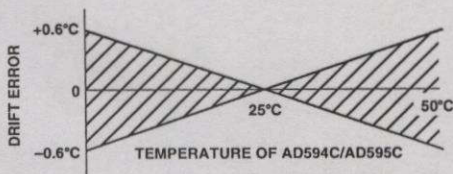


Figure 8. Drift Error vs. Temperature ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

THERMAL ENVIRONMENT EFFECTS

The inherent low power dissipation of the AD594/AD595 and the low thermal resistance of the package make self-heating errors almost negligible. For example, in still air the chip to ambient thermal resistance is about 80°C/watt (for the D package). At the nominal dissipation of 800 μW the self-heating in free air is less than 0.065°C. Submerged in fluorinert liquid (unstirred) the thermal resistance is about 40°C/watt, resulting in a self-heating error of about 0.032°C.

SETPOINT CONTROLLER

The AD594/AD595 can readily be connected as a setpoint controller as shown in Figure 9.

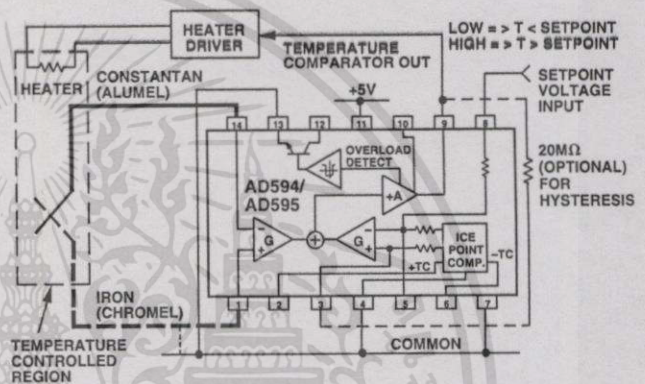


Figure 9. Setpoint Controller

The thermocouple is used to sense the unknown temperature and provide a thermal EMF to the input of the AD594/AD595. The signal is cold junction compensated, amplified to 10 mV/°C and compared to an external setpoint voltage applied by the user to the feedback at Pin 8. Table I lists the correspondence between setpoint voltage and temperature, accounting for the nonlinearity of the measurement thermocouple. If the setpoint temperature range is within the operating range (-55°C to +125°C) of the AD594/AD595, the chip can be used as the transducer for the circuit by shorting the inputs together and utilizing the nominal calibration of 10 mV/°C. This is the centigrade thermometer configuration as shown in Figure 13.

In operation if the setpoint voltage is above the voltage corresponding to the temperature being measured the output swings low to approximately zero volts. Conversely, when the temperature rises above the setpoint voltage the output switches to the positive limit of about 4 volts with a +5 V supply. Figure 9 shows the setpoint comparator configuration complete with a heater element driver circuit being controlled by the AD594/AD595 toggled output. Hysteresis can be introduced by injecting a current into the positive input of the feedback amplifier when the output is toggled high. With an AD594 about 200 nA into the +T terminal provides 1°C of hysteresis. When using a single 5 V supply with an AD594, a 20 MΩ resistor from V_O to +T will supply the 200 nA of current when the output is forced high (about 4 V). To widen the hysteresis band decrease the resistance connected from V_O to +T.

AD594/AD595

ALARM CIRCUIT

In all applications of the AD594/AD595 the $-ALM$ connection, Pin 13, should be constrained so that it is not more positive than $(V+) - 4V$. This can be most easily achieved by connecting Pin 13 to either common at Pin 4 or $V-$ at Pin 7. For most applications that use the alarm signal, Pin 13 will be grounded and the signal will be taken from $+ALM$ on Pin 12. A typical application is shown in Figure 10.

In this configuration the alarm transistor will be off in normal operation and the 20 k pull up will cause the $+ALM$ output on Pin 12 to go high. If one or both of the thermocouple leads are interrupted, the $+ALM$ pin will be driven low. As shown in Figure 10 this signal is compatible with the input of a TTL gate which can be used as a buffer and/or inverter.

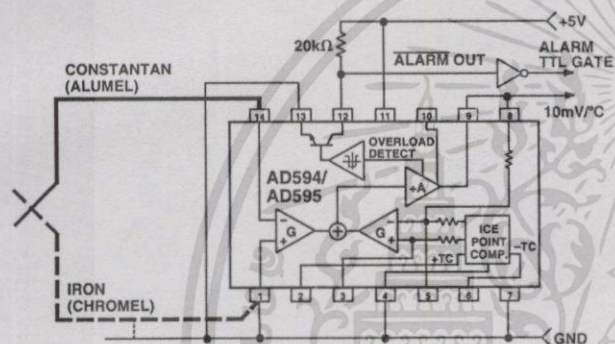


Figure 10. Using the Alarm to Drive a TTL Gate ("Grounded" Emitter Configuration)

Since the alarm is a high level output it may be used to directly drive an LED or other indicator as shown in Figure 11.

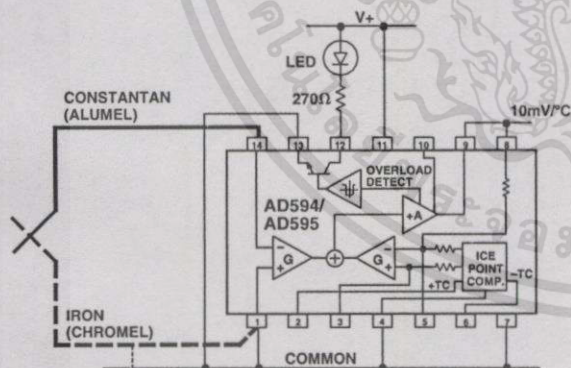


Figure 11. Alarm Directly Drives LED

A 270 Ω series resistor will limit current in the LED to 10 mA, but may be omitted since the alarm output transistor is current limited at about 20 mA. The transistor, however, will operate in a high dissipation mode and the temperature of the circuit will rise well above ambient. Note that the cold junction compensation will be affected whenever the alarm circuit is activated. The time required for the chip to return to ambient temperature will depend on the power dissipation of the alarm circuit, the nature of the thermal path to the environment and the alarm duration.

The alarm can be used with both single and dual supplies. It can be operated above or below ground. The collector and emitter of the output transistor can be used in any normal switch configuration. As an example a negative referenced load can be driven from $-ALM$ as shown in Figure 12.

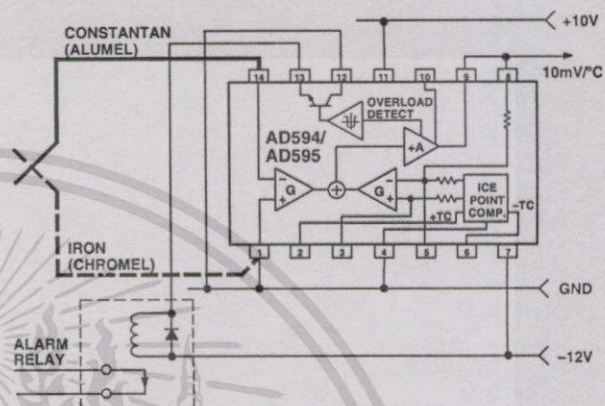


Figure 12. $-ALM$ Driving a Negative Referenced Load

The collector ($+ALM$) should not be allowed to become more positive than $(V-) + 36V$, however, it may be permitted to be more positive than $V+$. The emitter voltage ($-ALM$) should be constrained so that it does not become more positive than 4 volts below the $V+$ applied to the circuit.

Additionally, the AD594/AD595 can be configured to produce an extreme upscale or downscale output in applications where an extra signal line for an alarm is inappropriate. By tying either of the thermocouple inputs to common most runaway control conditions can be automatically avoided. A $+IN$ to common connection creates a downscale output if the thermocouple opens, while connecting $-IN$ to common provides an upscale output.

CELSIUS THERMOMETER

The AD594/AD595 may be configured as a stand-alone Celsius thermometer as shown in Figure 13.

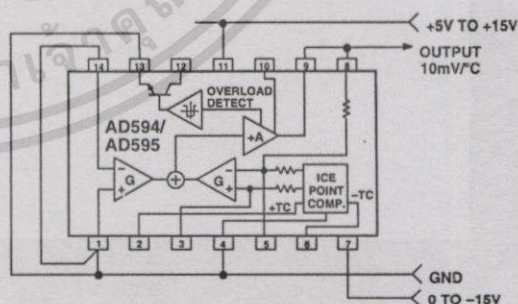


Figure 13. AD594/AD595 as a Stand-Alone Celsius Thermometer

Simply omit the thermocouple and connect the inputs (Pins 1 and 14) to common. The output now will reflect the compensation voltage and hence will indicate the AD594/AD595 temperature with a scale factor of 10 mV/ $^{\circ}C$. In this three terminal, voltage output, temperature sensing mode, the AD594/AD595 will operate over the full military $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$ temperature range.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

REV. C กรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ-7-อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AD594/AD595

THERMOCOUPLE BASICS

Thermocouples are economical and rugged; they have reasonably good long-term stability. Because of their small size, they respond quickly and are good choices where fast response is important. They function over temperature ranges from cryogenics to jet-engine exhaust and have reasonable linearity and accuracy.

Because the number of free electrons in a piece of metal depends on both temperature and composition of the metal, two pieces of dissimilar metal in isothermal and contact will exhibit a potential difference that is a repeatable function of temperature, as shown in Figure 14. The resulting voltage depends on the temperatures, T1 and T2, in a repeatable way.

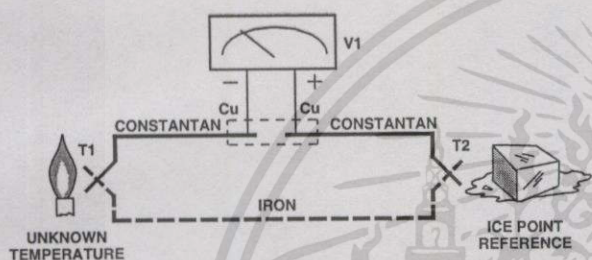


Figure 14. Thermocouple Voltage with 0°C Reference

Since the thermocouple is basically a differential rather than absolute measuring device, a known reference temperature is required for one of the junctions if the temperature of the other is to be inferred from the output voltage. Thermocouples made of specially selected materials have been exhaustively characterized in terms of voltage versus temperature compared to primary temperature standards. Most notably the water-ice point of 0°C is used for tables of standard thermocouple performance.

An alternative measurement technique, illustrated in Figure 15, is used in most practical applications where accuracy requirements do not warrant maintenance of primary standards. The reference junction temperature is allowed to change with the environment of the measurement system, but it is carefully measured by some type of absolute thermometer. A measurement of the thermocouple voltage combined with a knowledge of the reference temperature can be used to calculate the measurement junction temperature. Usual practice, however, is to use a convenient thermoelectric method to measure the reference temperature

and to arrange its output voltage so that it corresponds to a thermocouple referred to 0°C. This voltage is simply added to the thermocouple voltage and the sum then corresponds to the standard voltage tabulated for an ice-point referenced thermocouple.

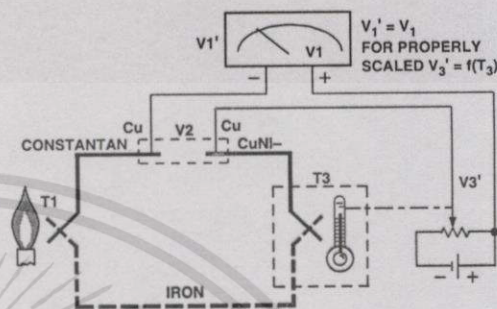


Figure 15. Substitution of Measured Reference Temperature for Ice Point Reference

The temperature sensitivity of silicon integrated circuit transistors is quite predictable and repeatable. This sensitivity is exploited in the AD594/AD595 to produce a temperature related voltage to compensate the reference of "cold" junction of a thermocouple as shown in Figure 16.

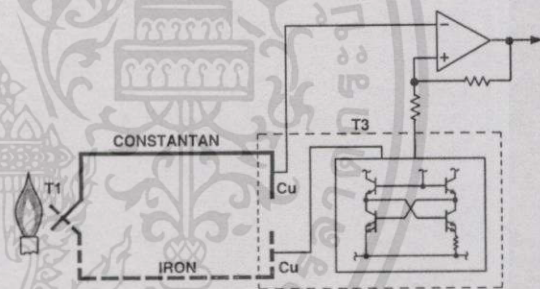


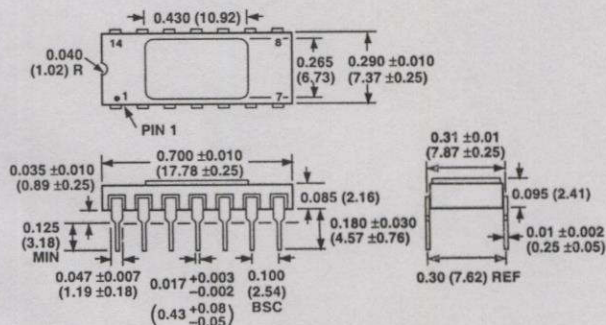
Figure 16. Connecting Isothermal Junctions

Since the compensation is at the reference junction temperature, it is often convenient to form the reference "junction" by connecting directly to the circuit wiring. So long as these connections and the compensation are at the same temperature no error will result.

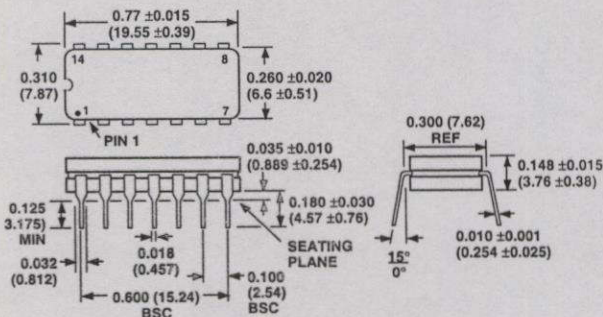
OUTLINE DIMENSIONS

Dimensions shown in inches and (mm).

TO-116 (D) Package



Cerdip (Q) Package



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ-8-ห้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ REV. C

ประวัติผู้เขียน

นายจรินทร์ นาคไพจิตร เกิดเมื่อวันที่ 26 พฤศจิกายน 2498 ที่จังหวัดพิษณุโลก สำเร็จการศึกษา
 อดิศาสตร์บัณฑิต สาขาเทคโนโลยีไฟฟ้าอุตสาหกรรม จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอม
 เกล้าพระนครเหนือ ปีการศึกษา 2536 ปัจจุบันทำงานที่ การไฟฟ้าฝ่ายผลิตฯ ด้านงานบำรุงรักษา
 อุปกรณ์เครื่องมือวัด โรงไฟฟ้าพลังงานความร้อน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้