



ปีการศึกษา 2540

การควบคุมอุณหภูมิของขดลวดความร้อนแบบพีไอดีโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์
PID TEMPERATURE CONTROL OF HEATER USING MICROCONTROLLER



วัน เดือน ปี.....-5.คค 2541
เลขทะเบียน.....038463
เลขเรียกหนังสือ.....T.400047000ก

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ประภาพร ไพโรสุวรรณ

อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้
038463

ปริญญาบัตรปีการศึกษา 2540

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมอุณหภูมิของขดลวดความร้อนโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์

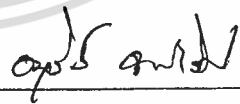
ผู้จัดทำ

1. นายวัฒนรัฐ อ่อนหทัย รหัส 38013121
2. นายคิลก สีคำ รหัส 38012141
3. นายทวีศักดิ์ สุขสวัสดิ์ รหัส 38013143
4. นายบัณฑิต แก้วอาภรณ์เหลือง รหัส 38013148



อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ)



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมอุณหภูมิของขดลวดความร้อนแบบพีไอดีโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์

นายวัฒนิจ อ่อนหยับ
นายคิลก สีคำ
นายทวิศักดิ์ สุขสวัสดิ์
นายบัณฑิต แก้วอารมณ์เหลือง
ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ อาจารย์ที่ปรึกษา
อ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

ปฏิญานีพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการวิจัยชุดควบคุมกระบวนการโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ 8032 ซึ่งก็เป็นหนึ่งในจำนวนไมโครคอนโทรลเลอร์ ที่มีความสามารถและคำสั่งพื้นฐานเหมือนกับ ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 แต่จะมีความสามารถที่เพิ่มขึ้นพิเศษมากมาย เช่นมีตัวแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัลและมีตัวป้องกันไม่ให้คอนโทรลเลอร์หยุดทำงานรวมถึงพอร์ตสองทางถึงหกชุดเป็นต้นโดยไมโครคอนโทรลเลอร์ 8032 นี้จะเป็นประมวลผลหลักและรับส่งข้อมูล จากไมโครคอมพิวเตอร์ นำมาใช้งานร่วมกับวงจรรายนอกทั้งอนาล็อกและดิจิทัล โดยใช้หลักการควบคุมกระบวนการแบบ PID เป็นพื้นฐานในการควบคุมกระบวนการ

MICROCONTROLLER BASED PID HEATER'S TEMPERATURE CONTROL

WATTANIT ONYAB

DILOK SEEDUM

TAWEESAK SUKSAWAD

BUNDIT KAEWARPORNLEUNG

ASST.PROF. PRAPAS PRISUWANA Advisor

ANUWAT JANGWANITLERT Advisor

1997

ABSCTRACT

This Project is a fraction of process controller unit by Microcontroller "8032" so it is one of microcontroller that has basic command as the MCS-51 family but it has more than functions i.e analog to digital converter, watchdog timer and six-bidirection user port. Also microcontroller 8032 uses to control unit and data communication with microcomputer it uses cooperation between analog and digital circuit. It is based on principle of "PID process control"

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญภาพ	III
สารบัญตาราง	V
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการของระบบควบคุม	2
2.1 ทฤษฎีและหลักการ	2
2.2 ตัวควบคุมและแบบการควบคุม	4
2.3 การเขียน โปรแกรมคำนวณ	16
2.4 การปรับค่า PID	23
2.5 เทคนิคการปรับค่า PID	26
บทที่ 3 รายละเอียดทางด้านฮาร์ดแวร์ของซิงเกิลบอร์ด ANT - 32 และการเขียนโปรแกรมภาษาเบสิกร่วมกับภาษาแอสเซมบลี	28
3.1 รายละเอียดของบอร์ดของ TTL I/O (8255)	28
3.2 Memory Map ของซิงเกิลบอร์ด ANT- 32 การพัฒนา	30
3.3 การพัฒนาโปรแกรมภาษาเบสิกร่วมกับภาษาร่วมกับภาษาแอสเซมบลี	31
3.4 ชุดคำสั่งของภาษาเบสิก	32
บทที่ 4 การศึกษาและการออกแบบระบบควบคุมและหลักการทํางาน	33
4.1 การศึกษาและการออกแบบ	33
4.2 หลักการทํางาน	34
บทที่ 5 การออกแบบวงจรที่ใช้อินเตอร์เฟซกับชุดซิงเกิลบอร์ด	35
5.1 วงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก	35
5.2 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอล	36
5.3 วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า	37
5.4 วงจรแปลงกระแสไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า	40
5.5 วงจรดิฟเฟอเรนเชียลแอมป์ลิไฟเออร์	41
5.6 เซนเซอร์วัดอุณหภูมิที่เปลี่ยนค่ารีซิสแตนซ์	43
5.7 วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ทริก	44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.8 วงจรควบคุมกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับขดลวดความร้อน	หน้า
	45
บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง	46
6.1 การทดลอง	46
6.2 กราฟผลตอบสนองที่ได้จากการทดลอง	46
6.3 สรุปผลการทดลอง	56
บทที่ 7 สรุปและวิจารณ์โครงการ	57
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ

	หน้า
รูป 2.1 ระบบการควบคุมแบบลูปปิด	2
รูป 2.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมอัตโนมัติ	3
รูป 2.3 โครงสร้างภายในตัวควบคุม	4
รูป 2.4 Block Diagram ของหน่วยควบคุมแบบ P	5
รูป 2.5 ผลตอบสนองของ Proportional Action	5
รูป 2.6 Proportional Band	6
รูป 2.7 Show Off Set	7
รูป 2.8 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบ Integral	8
รูป 2.9 ผลตอบสนองของ Reset Action	9
รูป 2.10 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบ PI	10
รูป 2.11 แสดงผลตอบสนองของ PI Action	11
รูป 2.12 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบ D	12
รูป 2.13 แสดงผลตอบสนองของ derivative Action	13
รูป 2.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการควบคุมแบบ PD	14
รูป 2.15 แสดงผลตอบสนองของการควบคุมแบบ PD	14
รูป 2.16 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมแบบ PID	15
รูป 2.17 ผลตอบสนองของการควบคุมแบบ PID	15
รูป 2.18 Block Diagram การคำนวณ PID	23
รูป 2.19 ผลตอบสนองของระบบที่มีอัตราเลื่อน	25
รูป 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมอุณหภูมิ	33
รูป 5.1 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก	35
รูป 5.2 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล	37
รูป 5.3 วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า	38
รูป 5.4 กราฟสมการเส้นตรงที่ประยุกต์ใช้กับการคำนวณวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า	39
รูป 5.5 วงจรแปลงกระแสไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า	40
รูป 5.6 วงจรขยายผลต่างหรือดิฟเฟอเรนเชียลเอมปีพลิไฟเออร์	41
รูป 5.7 แสดงเซนเซอร์วัดอุณหภูมิที่เปลี่ยนค่ารีซิสแตนซ์	43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูป 5.8 วงจรสร้างสัญญาณพัลซ์ทริก	44
รูป 5.9 วงจรควบคุมกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับขดลวด	45
รูป 6.1 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 1	46
รูป 6.2 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 2	47
รูป 6.3 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 3	48
รูป 6.4 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 4	49
รูป 6.5 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 5	50
รูป 6.6 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 6	51
รูป 6.7 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 7	52
รูป 6.8 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 8	52
รูป 6.9 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 9	53
รูป 6.10 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 10	53
รูป 6.11 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 11	54
รูป 6.12 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 12	54
รูป 6.13 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 13	55
รูป 6.14 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 14	55
รูป 6.15 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 15	56

สารบัญตาราง

	หน้า
ตาราง 2.1 เทคนิคการปรับค่า PID	26
ตาราง 2.2 การเลือกใช้ระบบควบคุมให้เหมาะสมกับโปรเซส	27
ตาราง 3.1 8255 MODE CONFIGURATION	29



บทที่ 1

บทนำ

จากอุตสาหกรรมในปัจจุบันจะเห็นว่าต้องการความรวดเร็วแม่นยำ การประมวลผลที่ถูกต้องและความสะดวกสบายในการใช้งาน ตลอดจนค่าใช้จ่ายที่จะช่วยลดต้นทุน ในขบวนการผลิต ดังนั้น จึงเป็นเหตุให้เกิดความต้องการระบบอัตโนมัติมาใช้ทำหน้าที่ดังกล่าวมา ซึ่งในปัจจุบันนี้ ระบบการควบคุมอัตโนมัติจะแบ่งออกเป็นหลายแบบหลายชนิด โดยขึ้นกับจุดประสงค์ของการใช้งาน โดยส่วนมากแล้วในอุตสาหกรรมต่าง ๆ จะนิยมใช้ตัวควบคุมอัตโนมัติแบบ PID เพราะสามารถตอบสนองต่อระบบที่ถูกควบคุมได้ดี และลดค่าผิดพลาดต่าง ๆ ดังนั้น ปริญาณิพนธ์ฉบับนี้จะศึกษาค้นคว้าตัวควบคุมแบบ PID



บทที่ 2

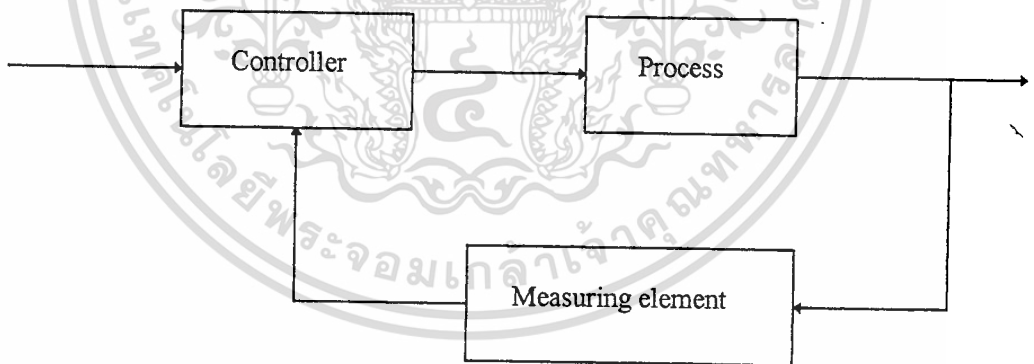
ทฤษฎีและหลักการของระบบควบคุม

2.1 ทฤษฎีและหลักการ

หลักการเบื้องต้นของการควบคุมกระบวนการและการคำนวณ

2.1.1 ระบบควบคุมแบบปิด (Close Loop Control System)

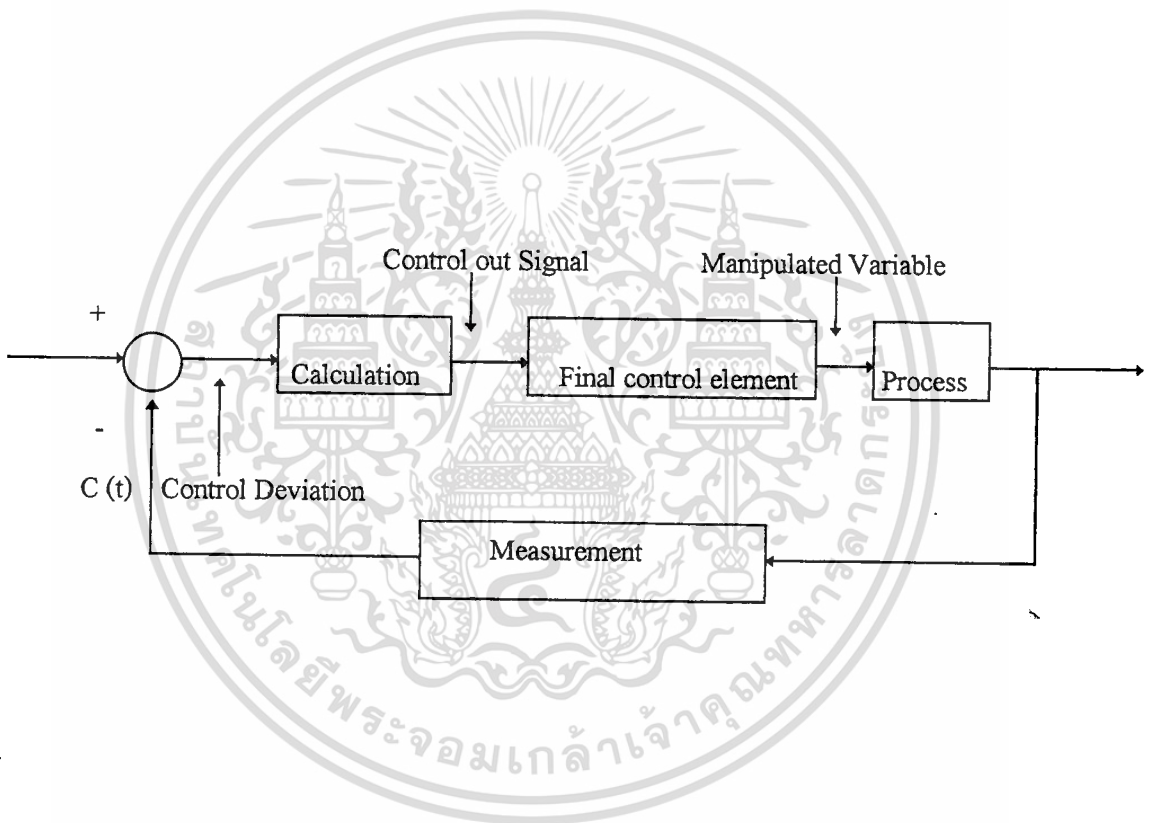
ระบบควบคุมแบบนี้ เป็นระบบควบคุมที่นำเอาสัญญาณเอาต์พุตป้อนกลับ (Feedback Output) มาเปรียบเทียบกับสัญญาณอินพุตที่ต้องการ สัญญาณความคลาดเคลื่อน (Actuating Error Signal) ซึ่งเป็นสัญญาณระหว่าง สัญญาณอินพุต กับสัญญาณป้อนกลับและจะถูกป้อนให้หน่วยควบคุม เพื่อจะลดค่าความคลาดเคลื่อนให้น้อยลง



รูปที่ 2.1 ระบบการควบคุมแบบลูปปิด

2.1.2 ชนิดของระบบควบคุม

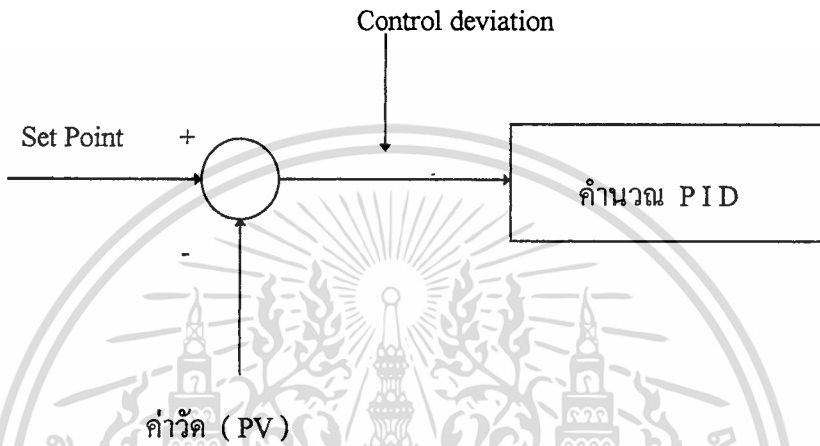
ระบบควบคุมอัตโนมัติ คือ การใช้ตัวควบคุมซึ่งทำหน้าที่เปรียบเทียบตัดสินใจและปรับแทนมนุษย์นั่นเองการทำงานของระบบอัตโนมัติเป็นการนำค่าเป้าหมายกับค่าของการตรวจวัดในโปรเซส การคำนวณหาค่าที่เหมาะสมเพื่อส่งเป็นสัญญาณควบคุมออกไปควบคุมโปรเซสให้มีค่าเท่ากับค่าเป้าหมายอยู่ตลอดเวลาแบบของการควบคุมมีอยู่หลายแบบเช่น ON-OFF



รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมอัตโนมัติ

2.2 ตัวควบคุมและแบบการควบคุม (Controller and Control Action)

ตัวควบคุมจะรับสัญญาณเข้าจากการวัด เพื่อทำการเปรียบเทียบกับค่าเป้าหมาย หรือ Set point ผลต่างของค่าทั้งสองจะถูกส่งให้ภาคคำนวณ เพื่อผลิตสัญญาณควบคุมขาออกซึ่งจะถูกส่งออกไปให้ส่วนขับเคลื่อนอีกทีหนึ่ง โครงสร้างภายนอกตัวควบคุมแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 โครงสร้างภายในตัวควบคุม

ความสัมพันธ์ของผลต่างกับสัญญาณควบคุมขาออก กำหนดโดย ภาคคำนวณ ความสัมพันธ์นี้เรียกว่า Control Action แบ่งออกเป็น 4 ชนิดคือ

ON-OFF ACTION

PROPORTIONAL ACTION (P - Control)

INTEGRAL OR RESET ACTION (I - Action)

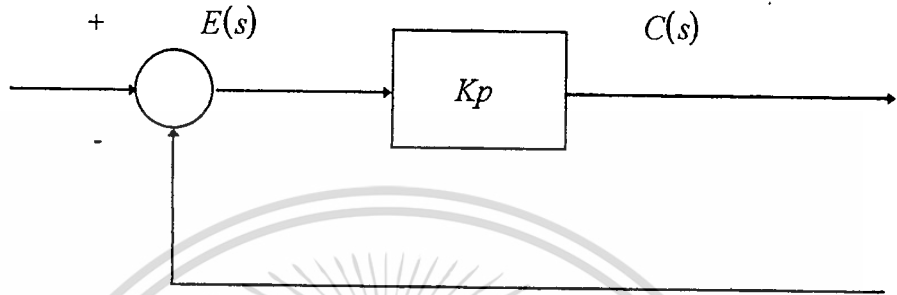
DERIVATIVE ACTION (D - Action)

การควบคุมจะใช้ Action แต่ละชนิด หรือ หลายชนิดผสมกันเช่น ON - OFF, P, PI, PID การควบคุมด้วยมือ นั้นถ้าคนงานมีความชำนาญมากการปรับจะมีลักษณะคล้ายคลึงกับ Control Action เหล่านี้ PROPORTIONAL ACTION คือ ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณควบคุม หรือ เอาท์พุท ของหน่วยควบคุม กับสัญญาณคลาดเคลื่อน $e(t)$ คือ

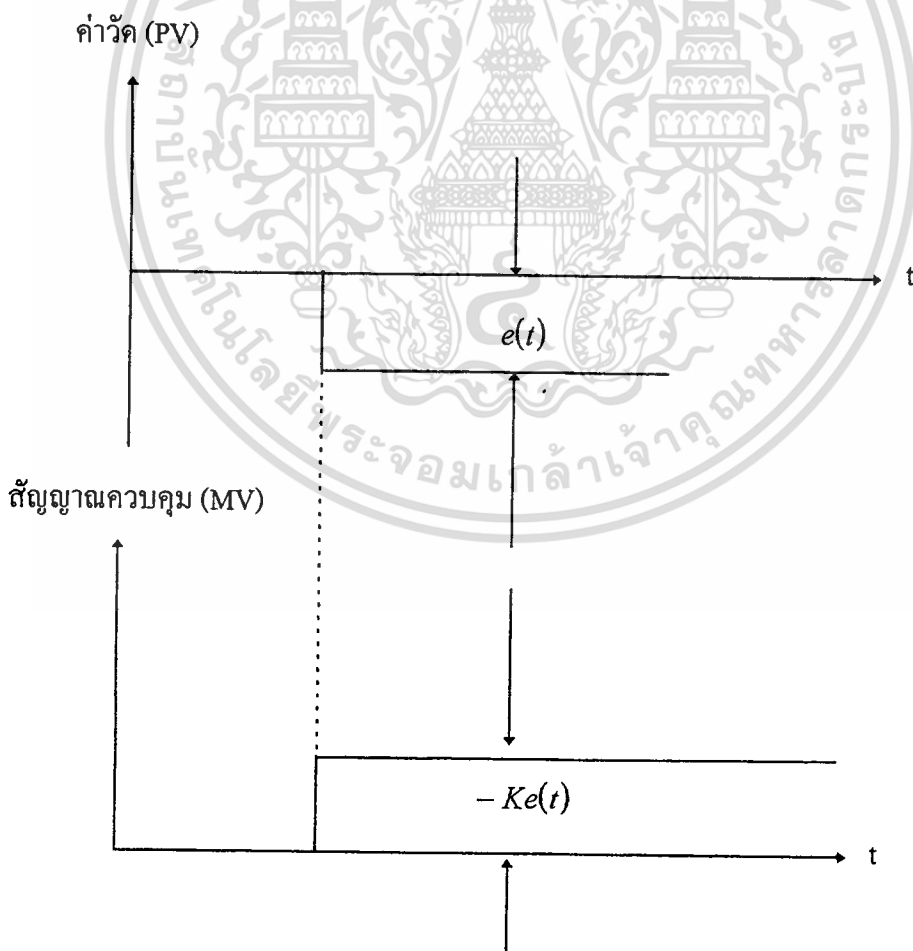
$$m(t) = K_p * e(t) \quad (2.1)$$

หรือ $\frac{M(s)}{E(s)} = K_p$ เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.2)
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ทางการศึกษาเท่านั้น ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย K_p จะอยู่ในเทอมของ Proportional Sensitivity หรือ Gain หน่วยควบคุมแบบ Proportional จึงเป็น Amplifier ที่สามารถปรับค่าของ Gain ดังรูปที่ 2.4 แสดงถึงบล็อกไดอะแกรม ของหน่วยควบคุมแบบ Proportional ที่กล่าวมานี้



รูปที่ 2.4 Block Diagram ของหน่วยควบคุมแบบ P

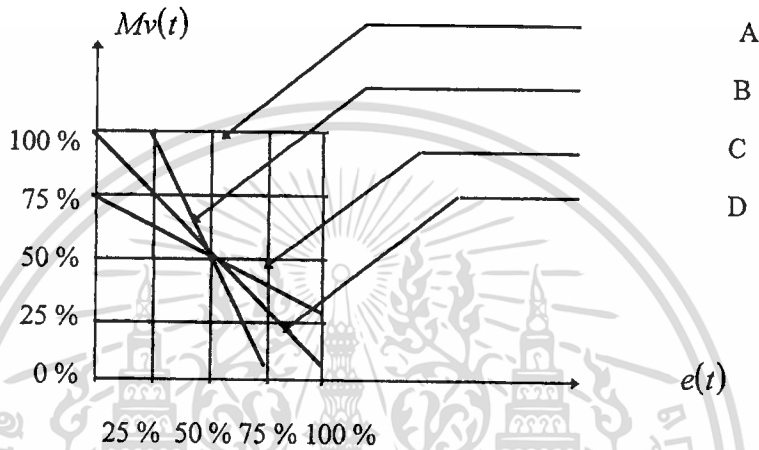


รูปที่ 2.5 ผลตอบสนองของ Proportion Action

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมแบบนี้มีมักแสดงในรูปแบบ Proportional Band (%PB) ค่า PB คือ ค่าสัญญาณ Error ที่ทำให้สัญญาณควบคุมเปลี่ยนไป 100% เมื่อ PB = 50% หมายถึง ถ้าสัญญาณ Error เกิดขึ้น 50% สัญญาณควบคุมเปลี่ยนไป 100% ดังในรูปที่ 2.6

$$PB = \frac{1}{K_p} * 100 \quad (2.3)$$



รูปที่ 2.6 Proportional Band

A;	PB = 0%	,	$K_p = (100/0)$
B;	PB = 50%	,	$K_p = (100/50)$
C;	PB = 100%	,	$K_p = (100/100)$
D;	PB = 200%	,	$K_p = (100/200)$

จากรูปที่ 2.6 แสดงว่าค่า PB เป็นตัวบอกความไวของการแก้ความผิดพลาดจึงอาจเรียกได้ว่า K_p เป็นความไวของ Proportional Control

คุณสมบัติของ Proportional Action

1. เมื่อลด PB ลงไปจะทำให้อัตราขยายสูงขึ้น การควบคุมจะไวขึ้นทำให้โปรเซสเกิดการแกว่งขึ้นได้

2. เมื่อเพิ่ม PB อัตราขยายจะลดลง จะทำให้ค่าวัดกับค่าเป้าหมายแตกต่างกันมากขึ้น เราเรียกว่าเกิด Off Set

3. เมื่อโหลดของโปรเซส สภาพแวดล้อมเปลี่ยนแปลง ซึ่งเราเรียกว่ามี Disturbance ก็เกิด Off Set ได้ง่าย

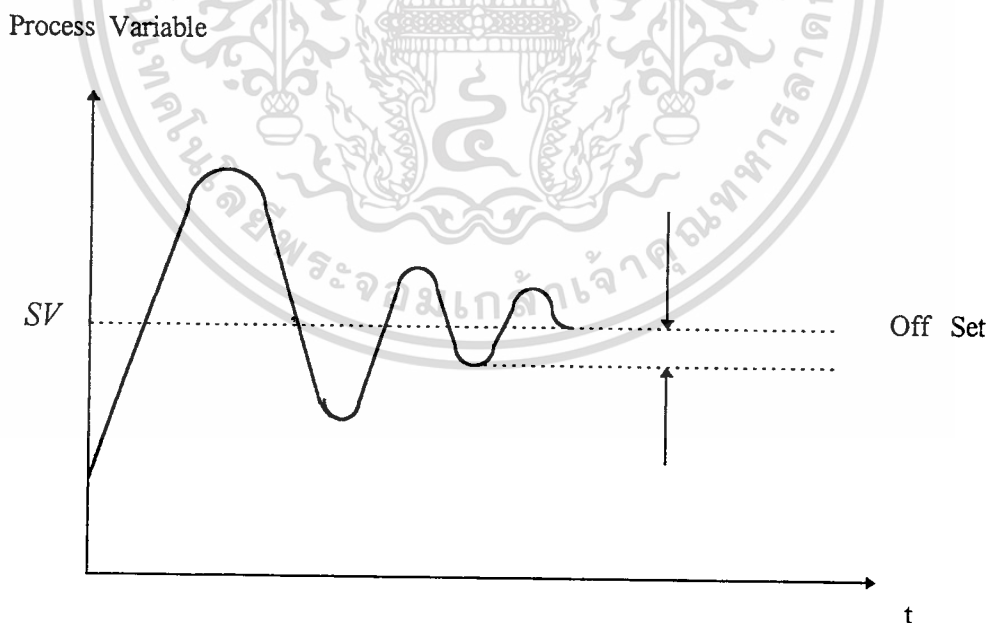
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Off Set

Off Set เป็นชื่อใช้เรียกปรากฏการณ์ที่ตัวแปรโปรเซสหรือวัดมีค่าไม่เท่ากับค่าเป้าหมาย ทำให้การควบคุมไม่เป็นไปตามต้องการ รูปที่ 2.7 แสดงความหมายของ Off Set ในระบบการควบคุมแบบป้อนกลับนี้เมื่อดูอย่างผิวเผิน Off Set ไม่น่าจะเกิดขึ้นได้เพราะตัวแปรโปรเซสจะถูกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับค่าเป้าหมายตลอดเวลา อย่างไรก็ตาม Off Set มักจะเกิดขึ้นกับระบบควบคุมที่ใช้ Proportional Control ที่มีค่า PB ใหญ่และขณะที่เกิด Disturbance ในโปรเซสซึ่งได้แก่การเปลี่ยนแปลงของโหลดสภาพแวดล้อม เป็นต้น

วิธีการแก้ Off Set ที่เกิดขึ้นใน Process

1. ให้ลด PB ให้เล็กน้อย
2. เปลี่ยน BIAS ของการควบคุมด้วยมือ
3. เปลี่ยนค่าเป้าหมายใหม่
4. ใช้การควบคุมที่มี Reset Action



รูปที่ 2.7 Show Off Set

Integral Action (Reset Action)

Integral Action คือ ค่าของเอาต์พุตของหน่วยควบคุม $m(t)$ จะมีความสัมพันธ์กับความคลาดเคลื่อน $e(t)$ ดังนี้

$$\frac{dm(t)}{dt} = \frac{1}{T_i} * e(t) \quad (2.4)$$

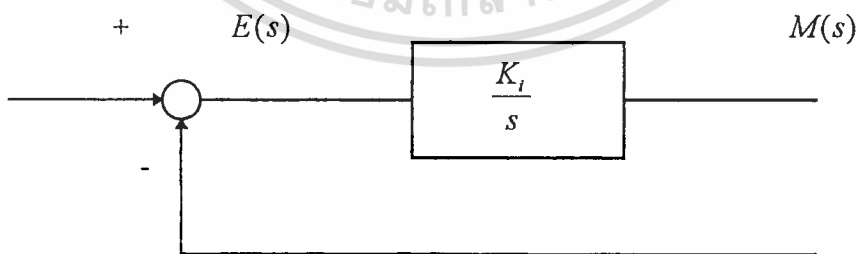
$$\int dm(t) = \frac{1}{T_i} * \int e(t)dt \quad (2.5)$$

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

โดยที่ T_i เป็นค่า Integral Time ที่สามารถปรับค่าได้ Transfer Function ของหน่วยควบคุมแบบ Integral คือ

$$\begin{aligned} \frac{M(s)}{E(s)} &= \frac{1}{T_i * s} \\ &= \frac{K_i}{s} \end{aligned} \quad (2.7)$$

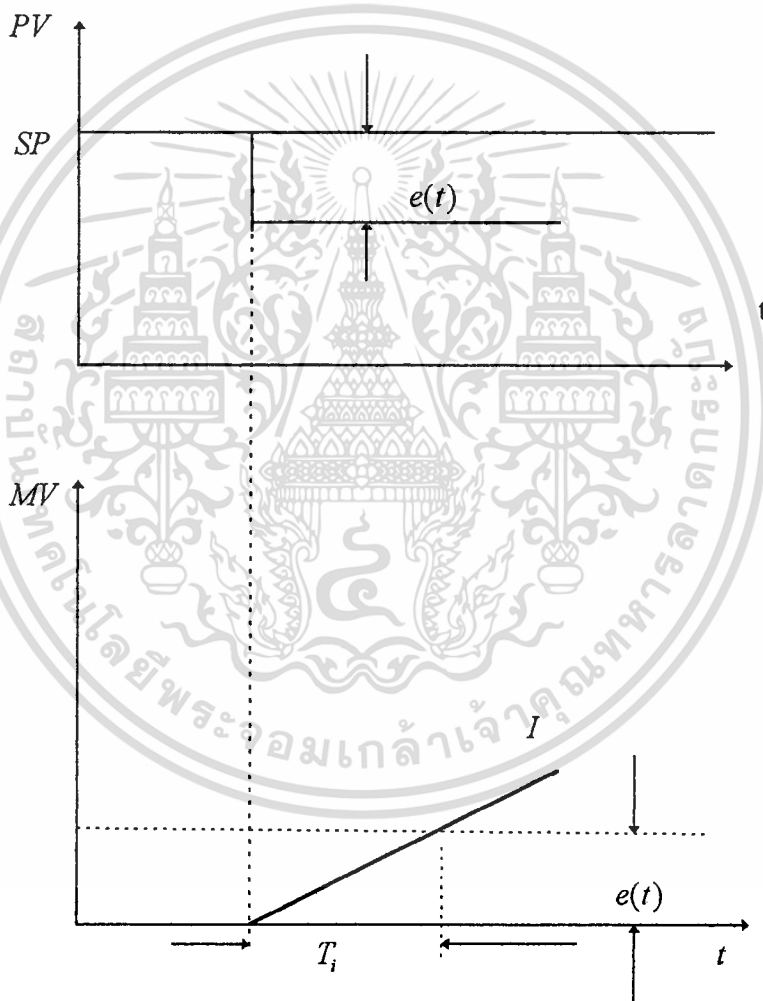
โดยที่ $K_i = \frac{1}{T_i}$



รูปที่ 2.8 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบ Integral

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กริยาการควบคุมแบบ Integral นี้บางครั้งเราเรียกว่า Reset Control การควบคุมแบบนี้ สัญญาณควบคุมจะแปรค่าตามอินทิเกรตต่อเวลาของผลต่าง เมื่อผลต่างเปลี่ยนเป็น Step สัญญาณควบคุมจะค่อย ๆ เพิ่มขึ้นตามค่าเวลา ดังรูป 2.9 ตามรูปความหมายของ Integral time (T_i) คือเวลาที่ใช้ในการเพิ่มค่าของสัญญาณควบคุมจนมีขนาดเท่ากับผลต่าง $e(t)$ ที่เปลี่ยนไป ดังนั้นเมื่อ T_i มีค่าน้อยผลของ Integral Action จะมากกว่าเมื่อ T_i มีค่ามาก



รูปที่ 2.9 ผลตอบสนองของ Reset Action

Proportional - Integral (PI)

การควบคุมของหน่วยควบคุมแบบ PI นั้นสามารถจะแสดงได้ด้วยสมการดังต่อไปนี้

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

หรือ

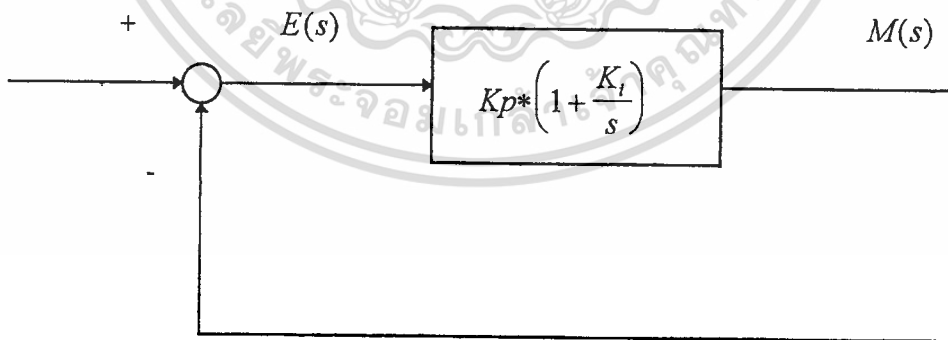
$$\begin{aligned} \frac{M(s)}{E(s)} &= K_p * \left(1 + \frac{1}{T_i * s} \right) \\ &= K_p * \left(1 + \frac{K_i}{s} \right) \end{aligned} \quad (2.9)$$

โดยที่

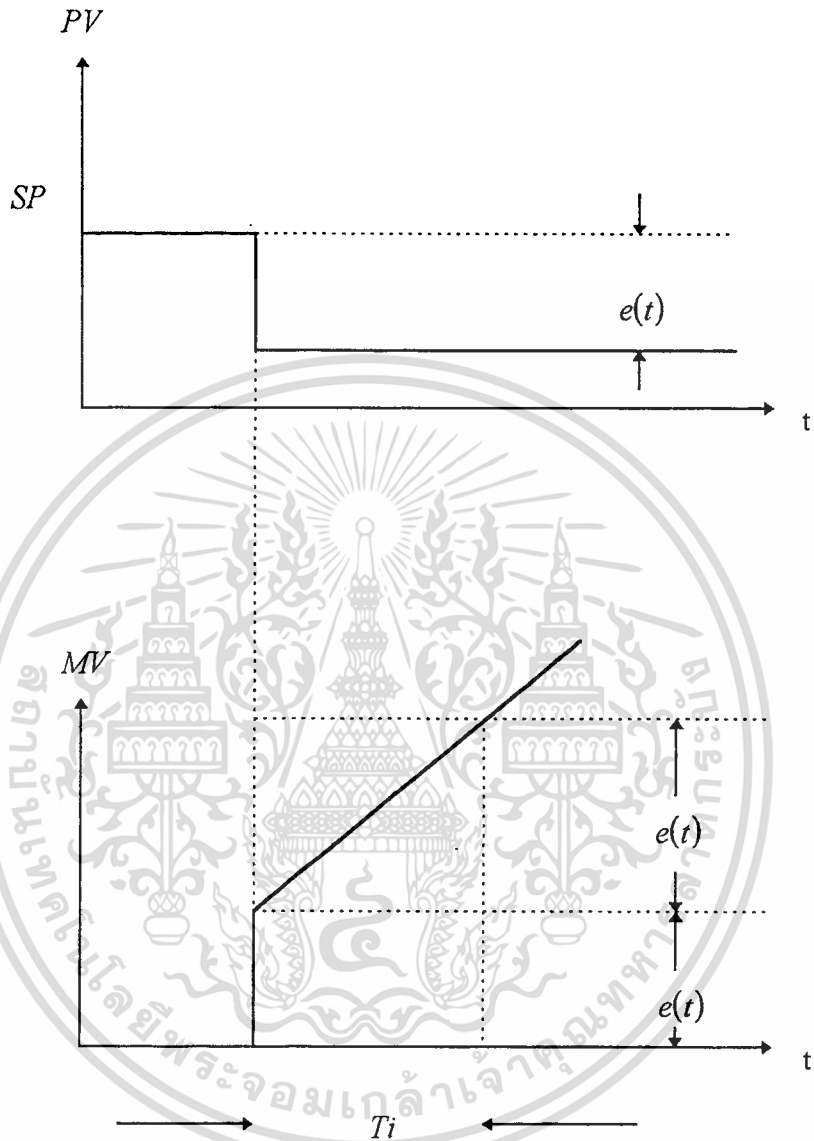
K_p เป็นค่าของ Gain

T_i เป็นค่าของ Integral Time

ทั้งนี้ K_p และ T_i เป็นค่าที่ปรับ T_i นั้นจะเป็นการปรับกริยาการควบคุมแบบ Integral นั้นจะมีผลต่อส่วน Proportional รูป 2.10 แสดงถึง Block Diagram ของหน่วยควบคุม PI และผลตอบสนองของ PI Action



รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบ PI



รูปที่ 2.11 แสดงผลตอบสนองของ PI Action

คุณสมบัติของ Integral Action

1. Off set ที่เกิดจาก P Action จะถูก Integral Action แก้จนหมดไป
2. เมื่อ T_i มีค่าน้อยลง ผลของ Integral Action จะมาก ทำให้เกิดการแกว่งขึ้นได้ ซึ่งจะทำให้ไม่เกิดเสถียรภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Derivative Action (Rate Action)

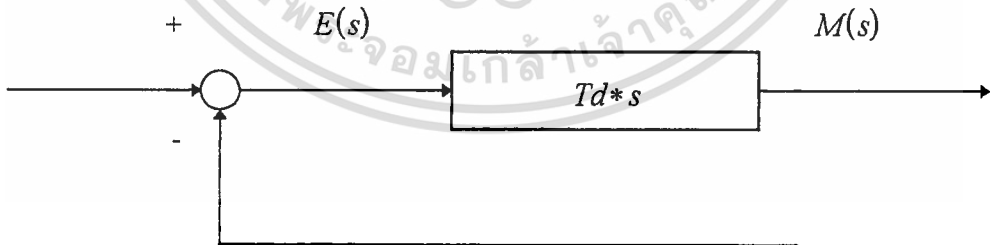
การควบคุมแบบเหมาะกับขบวนการที่มี Time Lag มาก ๆ เพราะสามารถแก้ข้อผิดพลาด โดย การกระทำล่วงหน้าก่อนที่จะมีความผิดพลาดเกิดขึ้น ทั้งนี้เพราะสัญญาณควบคุมจะแปรตาม อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณ ERROR และในบางครั้งจะเรียกการควบคุมแบบนี้ว่า Rate Action การควบคุมแบบ Derivative Action นี้ไม่สามารถนำไปใช้งานตามลำพังได้ เพราะถ้า ERROR เป็น 0 หรือมีค่าคงที่ ค่าควบคุมจะไม่ให้ค่าเอาต์พุตเลย ดังนั้น Derivative Action จึงใช้ รวมกับการควบคุม Proportional

$$m(t) = T_d * \frac{de(t)}{dt} \quad (2.10)$$

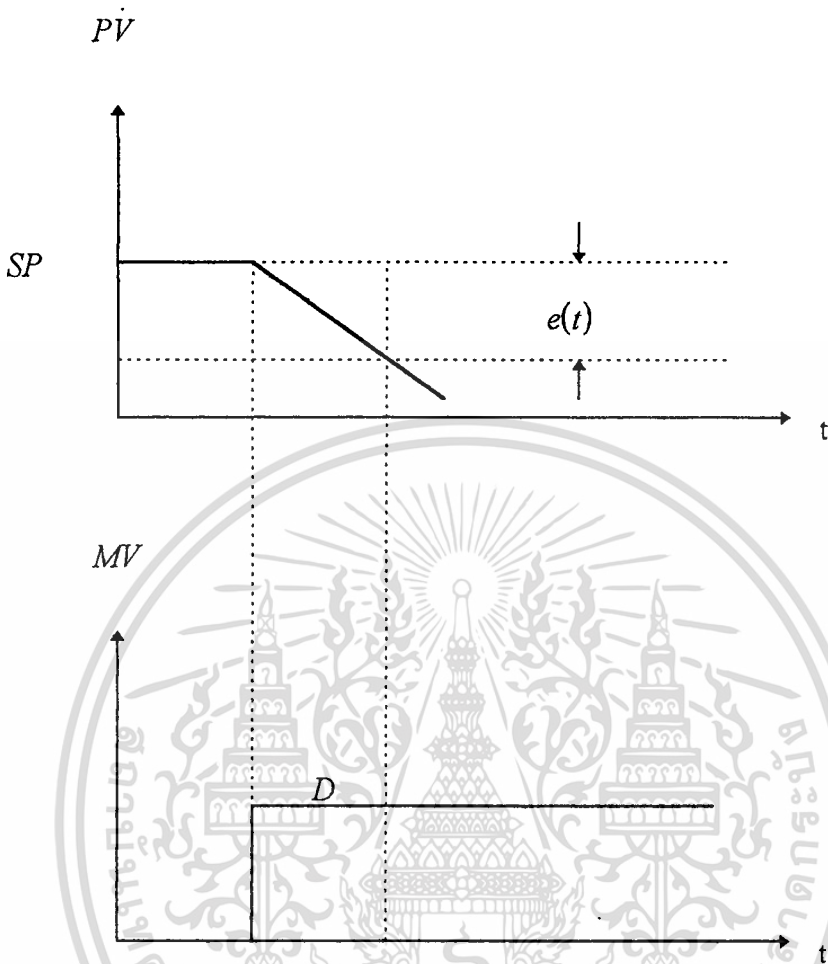
หรือ

$$\frac{M(s)}{E(s)} = T_d * s \quad (2.11)$$

โดยที่ T_d เป็นค่าของ Derivative Time



รูปที่ 2.12 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบ D



รูปที่ 2.13 แสดงผลตอบสนองของ derivative Action

จากรูปจะเห็นว่า T_d จะเท่ากับช่วงเวลาที่ผลต่าง $e(t)$ แปรเปลี่ยนไปจนมีค่าเท่ากับค่าความชันของการเปลี่ยนนี้ ถ้า T_d มากจะทำให้ผลของ D Action มาก

คุณสมบัติของ D Action

1. เหมาะสำหรับโปรเซสที่มี Time Lag มาก ๆ จะช่วยให้การควบคุมถึงจุดที่ต้องการเร็วขึ้น
2. ถ้า T_d มากไปผลของ D จะมากทำให้ระบบทั้งระบบไวขึ้น และทำให้ ขาดเสถียรภาพ
3. ไม่เหมาะสำหรับโปรเซสที่มี Time Lag น้อย ๆ และ ตัวแปรโปรเซสเปลี่ยนแปลงได้ง่าย

เช่น ระบบควบคุมการไหล ความดัน เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Proportional - Derivative Action (PD)

การควบคุมของหน่วยควบคุมแบบ (PD) นี้จะอยู่ในรูปของสมการ

$$m(t) = K_p \left[e(t) + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \quad (2.12)$$

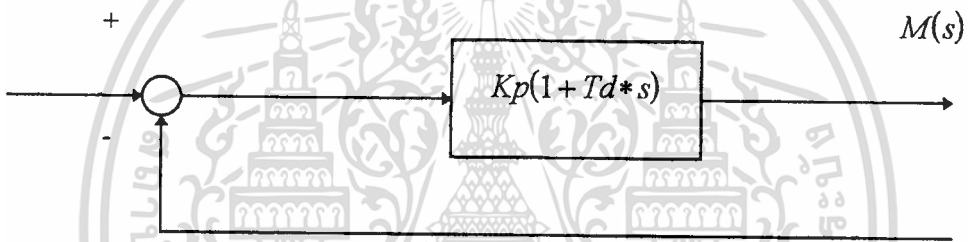
หรือ

$$\frac{M(s)}{E(s)} = K_p [1 + T_d * s] \quad (2.13)$$

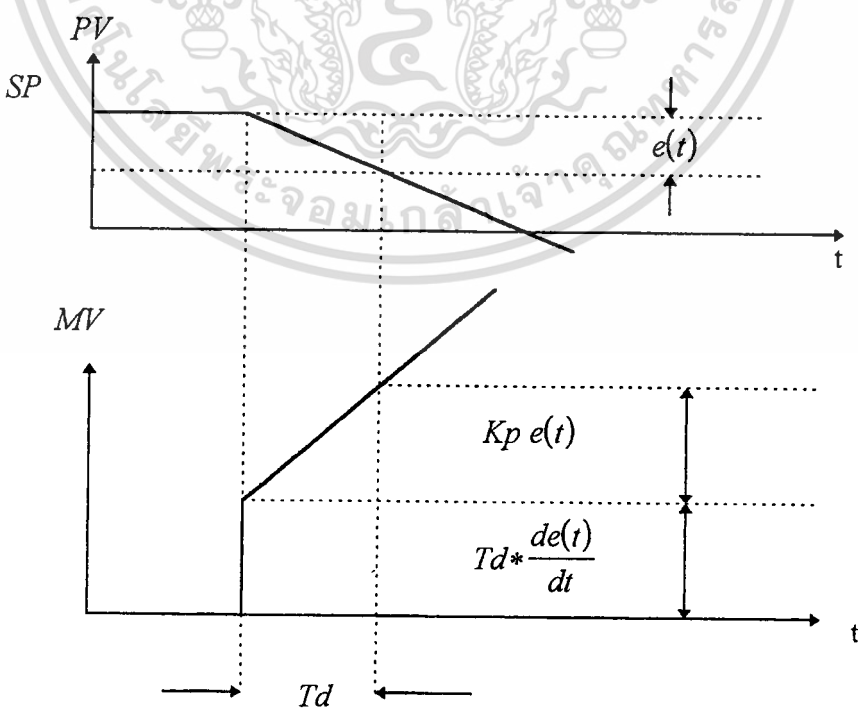
โดยที่ K_p เป็นค่าของ Gain

T_d เป็นค่าของ Derivative Time

ค่าของ K_p และ T_d นั้นจะเป็นค่าที่สามารถปรับได้



รูปที่ 2.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมของการควบคุมแบบ PD



รูปที่ 2.15 แสดงผลตอบสนองของการควบคุมแบบ PD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

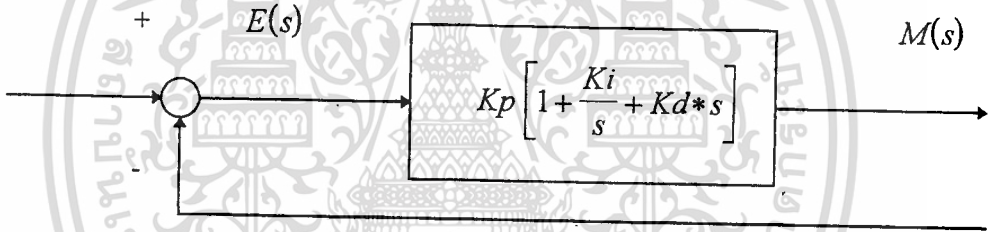
Proportional - Integral - Derivative (PID)

การควบคุมแบบ PID นั้นได้จากการรวมเอากริยาควบคุมแบบ Proportional ซึ่งอัตราขยาย กริยาควบคุมแบบ Integral สามารถแก้ค่า Off Set และ Overshoot ที่จะทำให้เกิดการ Oscillate และกริยาการควบคุมแบบ Derivative จะทำให้เกิดผลตอบสนองได้อย่างรวดเร็วสมการของ PID มีรูปแบบดังต่อไปนี้

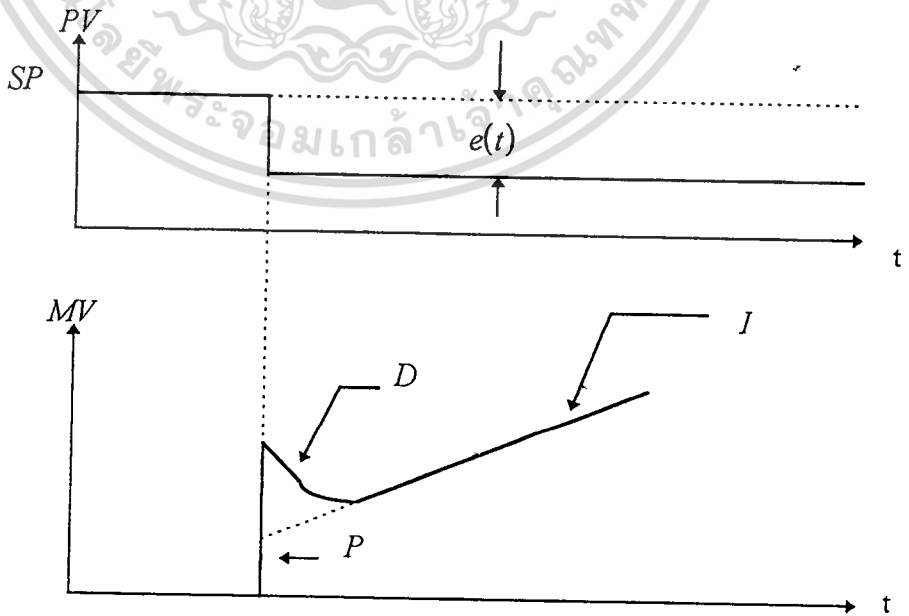
$$m(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] \tag{2.14}$$

Transfer function คือ

$$\begin{aligned} m(t) &= K_p \left[1 + \frac{1}{T_i * s} + T_d * s \right] \\ &= K_p \left[1 + \frac{K_i}{s} + K_d * s \right] \end{aligned} \tag{2.15}$$



รูปที่ 2.16 บล็อกไดอะแกรมของการควบคุมแบบ PID



รูปที่ 2.17 ผลตอบสนองของการควบคุมแบบ PID

PID CONTROLLER

โดยการใช้สัญญาณเอาต์พุตที่คำนวณได้เป็นช่วงเวลาสั้น ๆ แทนที่จะเป็นเวลาที่ต่อเนื่อง สมการ PID รูปแบบทั่วไปคือ

$$m(t) = K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int e(t) dt + T_d \frac{de(t)}{dt} \right] + p(0) \quad (2.16)$$

$$e(t) = s(t) - m(t) \quad (2.17)$$

เราสามารถจะเขียนอยู่ในรูปของสมการความแตกต่างได้ดังต่อไปนี้

$$\int e(t) dt \cong \sum_{k=1}^n e_k \Delta t \quad (2.18)$$

$$\frac{de(t)}{dt} = \frac{[e(n) - e(n-1)]}{\Delta t} \quad (2.19)$$

$$m(n) = K_p \left[e(n) + \frac{1}{T_i} \sum_{k=1}^n e_k \Delta t + \frac{T_d \{e(n) - e(n-1)\}}{\Delta t} \right] + p(0) \quad (2.20)$$

2.3 การเขียนโปรแกรมการคำนวณ

การควบคุมเนื่องจากสัญญาณความเบี่ยงเบน (error) การควบคุมที่เกิดขึ้นด้วยความแตกต่างของสัญญาณที่วัดได้จาก Process (DV digital input variable) กับค่าที่ต้องการ (DSP digital set point) เนื่องจากค่าที่วัดเข้ามาเป็นลักษณะของ analog to digital โดยที่ Microcontroller เป็น 8 bit จึงมีค่าตั้งแต่ 0 ถึง FFH ค่า 0 จะมีความหมายถึงที่ 0% ของสัญญาณที่วัดได้จาก Process และ ที่ FFH จะหมายถึงที่ 100%

ตัวอย่างที่ 40 % ก็จะมีค่าในการคำนวณเท่ากับ $[40 / 100] * 255$

การควบคุมเนื่องจากสัญญาณความเบี่ยงเบน (error) เราสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$DE = DV - DSP$$

$$DE = \text{CONTROLLER VARIABLE ERROR}$$

$$DV = \text{DIGITAL INPUT FROM THE CONTROLLER VARIABLE}$$

$$DSP = \text{DIGITAL SET POINT}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.1 PROPORTIONAL MODE

จากสมการ

$$P = Kp * e_p + p(0) \quad (2.21)$$

ซึ่ง

- Kp = Proportional Gain
- e_p = Error
- $p(0)$ = Controller Output with no error

เราสามารถเขียนเป็นสมการที่จะนำไปใช้ได้ดังนี้

$$P = P0 + KP * DE \quad (2.22)$$

$$POUT = P * ROUT \quad (2.23)$$

ซึ่ง

$P0$ = fraction output with no error

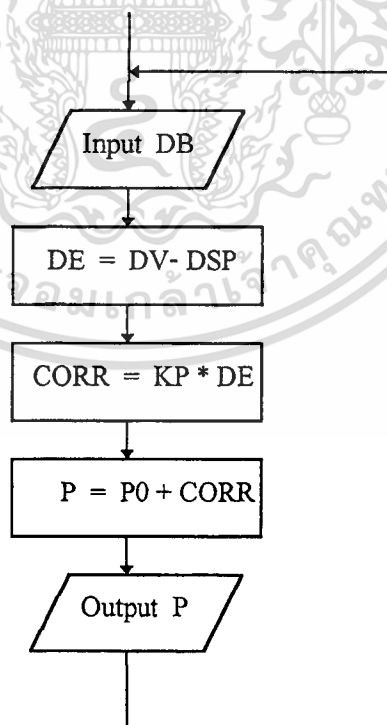
KP = Proportional gain (% / %)

P = fuction of output with no error

$ROUT$ = maximum output

$POUT$ = output

จากสมการเราสามารถเขียนเป็น Flow Chart ได้ดังต่อไปนี้



2.3.2 Integral Mode

จากสมการ

$$P = KI \int_0^t e_p dt + p(0) \quad (2.24)$$

ซึ่ง

KI = integral gain in percent controller output percent-second error
(or, more commonly, per minute)

ดังนั้นเราจึงสามารถเขียนเป็นสมการในการคำนวณโดยใช้ software ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \text{SUM} &= \text{SUM} + \text{DE} \\ \text{PI} &= \text{KI} * \text{DT} * \text{SUM} \end{aligned} \quad (2.25)$$

$$\text{POUT} = \text{PI} * \text{ROUT} \quad (2.26)$$

ซึ่ง

SUM = a running sum of errors
KI = the integral gain
DI = time between samples
PI = fraction of maximum output

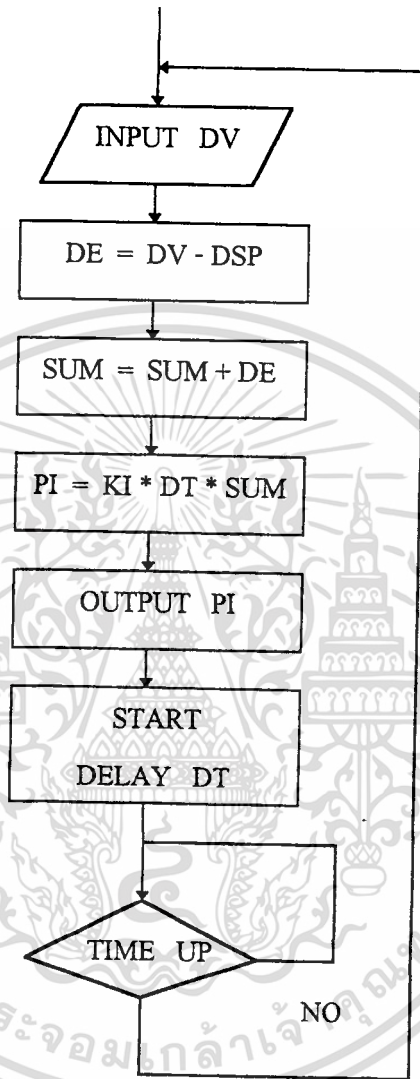
จากสมการที่ผ่านมาจะได้

$$\text{PI} = \text{KI} * \text{DT} * (\text{SUM} + \text{DE})$$

$$\text{PI} = \text{KI} * \text{DT} * \text{SUM} + \text{KI} * \text{DT} * \text{DE} \quad (2.27)$$



จากสมการข้างต้นเราสามารถอธิบายได้ด้วย Flow Chart ได้ดังนี้



เราสามารถเขียนสมการคำนวณได้ดังนี้

$$PI = PIO + KI * DT * DE \tag{2.28}$$

$$POUT = PI * ROUT \tag{2.29}$$

$$PIO = PI$$

ซึ่ง

PIO = PI from previous sample

2.3.3 Derivative mode

จากสมการ
$$P = KD \frac{dep}{dt} \quad (2.30)$$

ซึ่ง $KD = \text{derivative gain (\% per \% / s error)}$
 $\frac{dep}{dt} = \text{rate of error change in percent per second (or minute)}$

เราสามารถเขียนสมการในการคำนวณได้ดังนี้

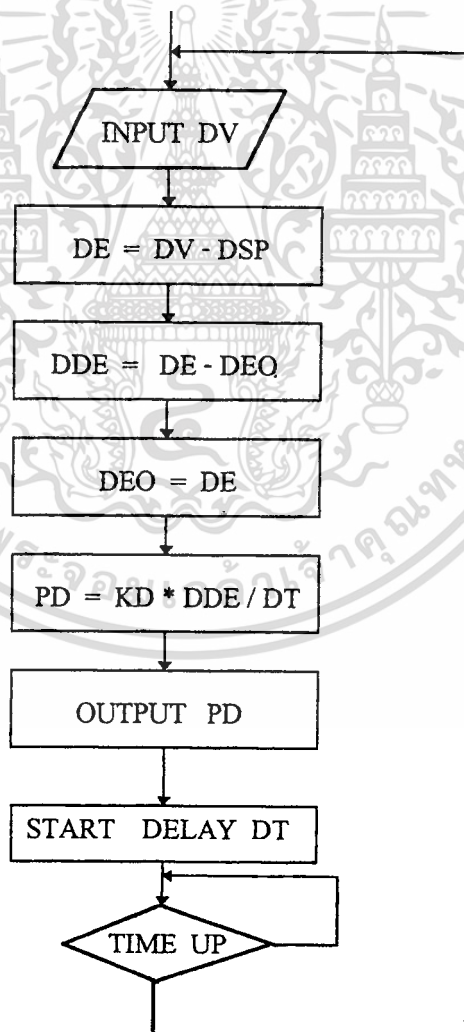
$$DDE = DE - DEO$$

$$DEO = DE$$

$$PD = KD * DDE / DT$$

(2.31)

จากสมการเราสามารถเขียนเป็น Flow chart ได้ดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4 PID Control mode

การรวม Mode ทั้ง 3 mode ได้ดังนี้

$$DDE = DE - DEO$$

$$DEO = DE$$

$$SUM = SUM + DE$$

$$PI = KP * KI * DT * SUM \quad (2.32)$$

$$PD = KP * KD * DDE / DT \quad (2.33)$$

$$P = KP * DE + PI + PD \quad (2.34)$$

$$POUT = P * ROUT \quad (2.35)$$

ซึ่งเขียนเป็นสมการอยู่ในรูปความแตกต่างได้ดังนี้

$$P_i - P_{i-1} = KP [DE_i - DE_{i-1}] + KP * KI * DT * DE_i + KP * KD * [DE_i - 2DE_{i-1} + DE_{i-2}] / DT$$

$$P_i = P_{i-1} + A * DE_i - B * DE_{i-1} + C * DE_{i-2} \quad (2.36)$$

ซึ่ง

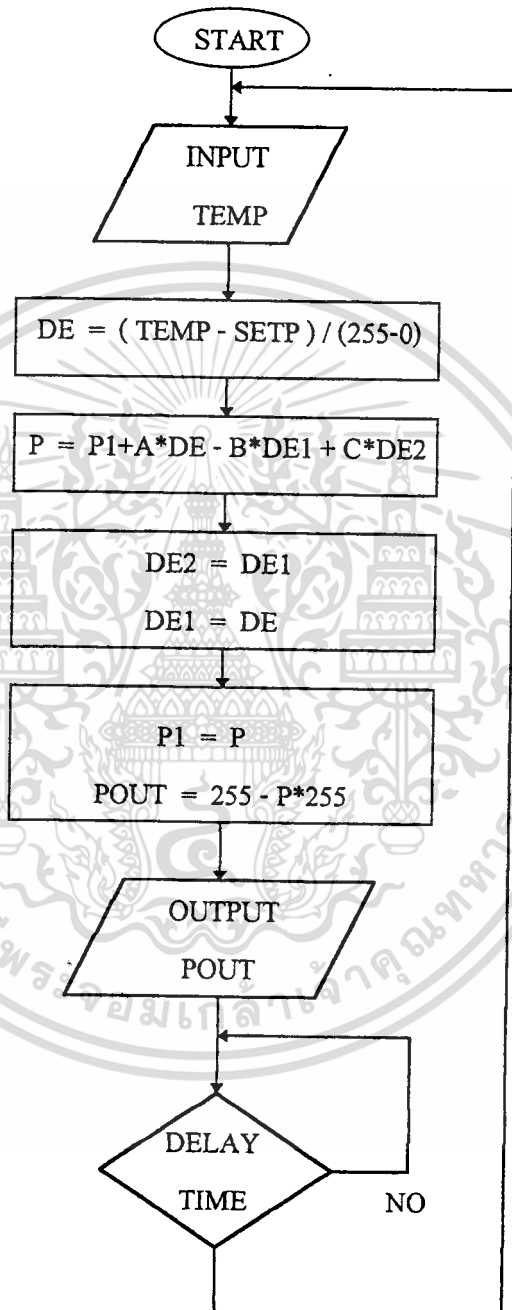
$$A = KP + KP * KI * DT + KP * KD / DT$$

$$B = KP + 2 * KP * KD / DT$$

$$C = KP * KD / DT$$

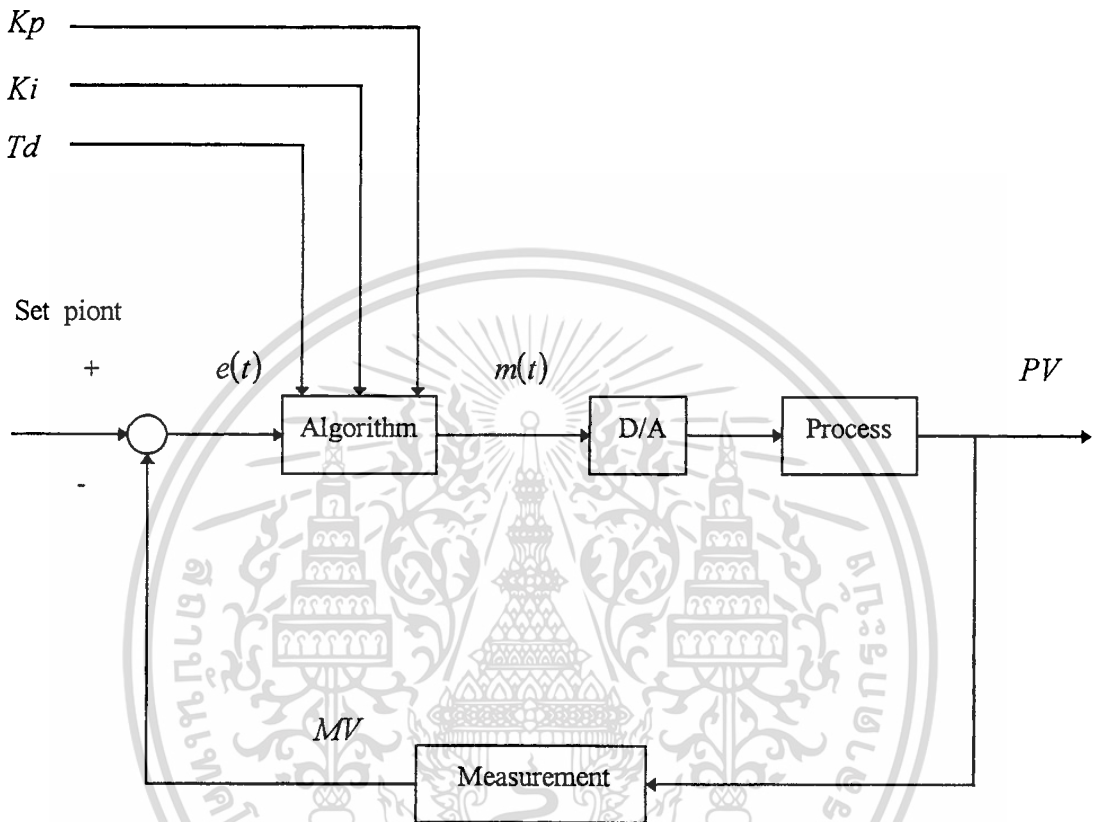
$$POUT = P_i * ROUT \quad (2.37)$$

ซึ่งสามารถเขียนเป็น Flow Chart การคำนวณได้ดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.5 แสดง Block Diagram ของระบบควบคุมแบบ PID



รูปที่ 2.18 Block Diagram การคำนวณ PID

2.4 การปรับค่า PID

การปรับค่าพารามิเตอร์ของการควบคุมแบบ PID เป็นสิ่งจำเป็นสำหรับการควบคุมที่ดีที่สุด ในหัวข้อนี้จะได้นำเสนอวิธีการปรับค่า parameter ของการควบคุม PID เพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่ดีที่สุด วิธีการปรับค่ามีหลายวิธี แต่ไม่มีวิธีไหนที่ยอมรับว่าเป็นวิธีที่ดีที่สุด กล่าวคือบางวิธีจะต้องพิจารณาผลตอบสนองของระบบและอาศัยประสบการณ์ในการปรับค่า ในขณะที่บางวิธีอาศัยคณิตศาสตร์ในการพิจารณา Frequency Domain ซึ่งจะอยู่ในรูปของ Gain Margin & Phase Margin ส่วนใน Time Domain ที่นิยมใช้เพื่อการปรับมีดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- อัตราการเสื่อม $\frac{1}{4}$ (Quarter Decay)

กล่าวคือ Peak Overshoot อันที่ 2 ต่อ Peak Overshoot อันแรก (Maximum Overshoot) ของผลตอบสนองของระบบที่มีการแกว่งจะต้องมีค่าเท่ากับ $\frac{1}{4}$ รูปที่ 2.19 แสดงถึงเงื่อนไข

- ดัชนีแสดงสถานะแบบ Integral of Square Error (ISE) ที่มีค่าน้อยที่สุด

ดัชนีแสดงสมรรถนะแบบนี้แสดงได้ด้วยสมการ

$$ISE = \int [e(t)]^2 dt = \text{น้อยที่สุด}$$

โดยที่ $e(t) = \text{ค่าความเคลื่อน} = SV(t) - MV(t)$

- ดัชนีแสดงสมรรถนะแบบ Integral of Absolute Error (IAE) ที่มีค่าน้อยที่สุด

สมการของดัชนีแสดงสมรรถนะแบบนี้คือ

$$IAE = \int e(t) dt = \text{น้อยที่สุด}$$

- ดัชนีแสดงสมรรถนะแบบ Integral of Time Multiplied Absolute Error (ITAE)

ที่มีค่าน้อยที่สุด นั่นคือ

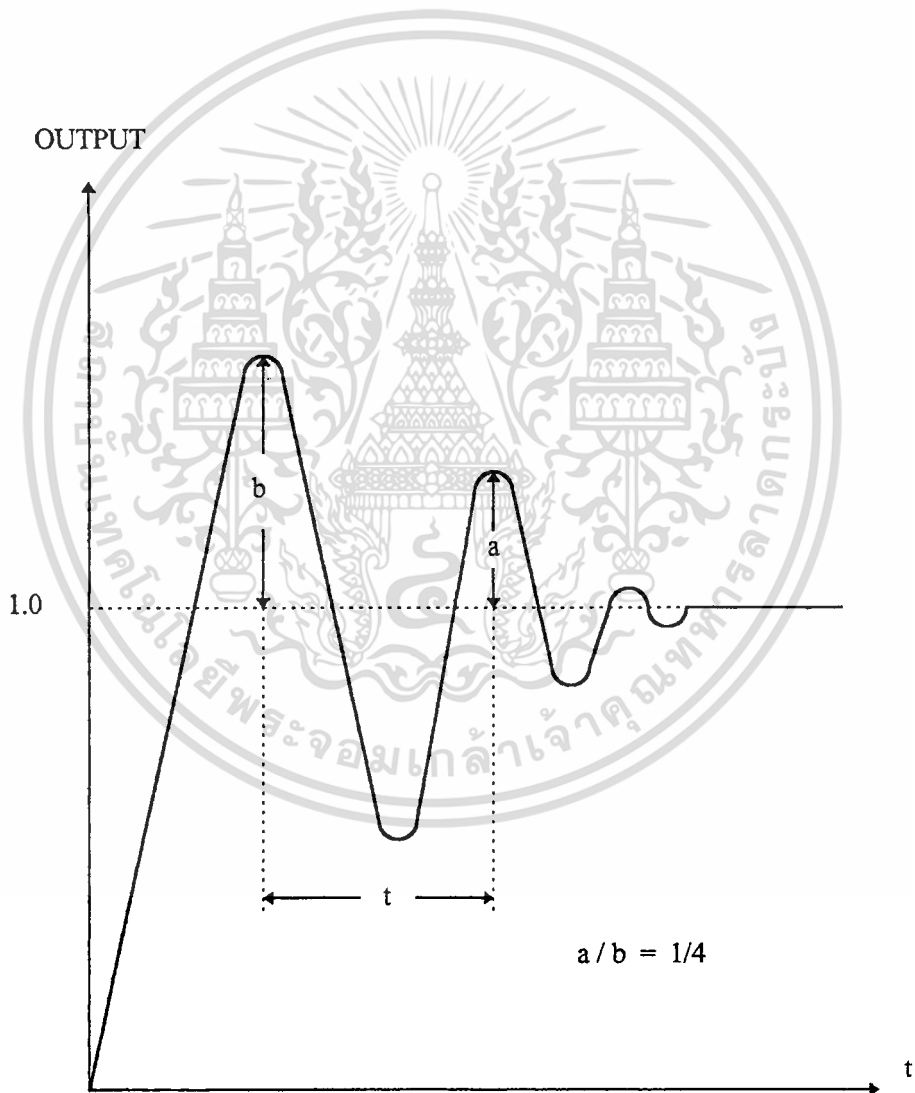
$$ITAE = \int t * e(t) dt = \text{น้อยที่สุด}$$

เงื่อนไขทั้ง 4 ที่กล่าวมานี้แบบแรกเป็นแบบที่สะดวกเพราะสามารถวัดได้จากผลตอบสนองของระบบโดยตรง ส่วนแบบที่ 2 ถึง แบบที่ 4 มีข้อดีคือ จะมีความแม่นยำสูงกว่าแบบแรก กล่าวคือ parameter ต่าง ๆ ของการควบคุมแบบ PID อาจมีหลายค่าที่ทำให้ผลตอบสนองมีอัตราการเสื่อม $\frac{1}{4}$ แต่จะมีเพียงค่าเพียงที่ทำให้เงื่อนไขมีค่าน้อยที่สุด

เงื่อนไขแบบอัตราเสื่อม $\frac{1}{4}$ นั้นจะเป็นเงื่อนไขที่ดี ในการเข้ากันได้ระหว่าง Rise time ที่เร็วและ Seting Time ที่น้อย สำหรับเงื่อนไขที่ 2 ถึงแบบที่ 4 นั้น เนื่องจากว่าผลตอบสนองของระบบจะไม่เหมือนกัน ดังนั้นค่าของดัชนีแสดงสมรรถนะแต่ละแบบก็เปลี่ยนแปลงตามระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยแต่คุณลักษณะทั่วไปของคชนี้แต่ละระบบนั้น สามารถจะอธิบายได้ดังลักษณะต่อไปนี้คือ
 เงื่อนไขที่ 2 ซึ่งเป็นคชนี้แสดงสมรรถนะแบบ ISE นั้นถ้าความคลาดเคลื่อนมาก ค่าคชนี้แสดง
 สมรรถนะก็จะมาก ดังนั้นการทำให้คชนี้แสดงสมรรถนะแบบนี้มีค่าน้อยที่สุดคือ ผลตอบสนอง
 ของระบบจะต้องมี Rise Time ที่น้อยมาก ซึ่งทำให้มีข้อเสียคือมี Overshoot ที่สูง สำหรับ
 เงื่อนไขแบบ ITAE ซึ่งเป็นค่าของเวลาคูณกับค่าของความคลาดเคลื่อนนั้น ถ้ากันให้มีค่าน้อยที่สุด
 แล้ว ส่วนเงื่อนไขแบบอัตราเสื่อม $\frac{1}{4}$



รูปที่ 2.19 ผลตอบสนองของระบบที่มีอัตราเสื่อม

2.5 เทคนิคการปรับค่า PID

ได้มีนักคณิตศาสตร์คิดวิธีที่จะหาทางตั้งค่า PID เพื่อได้การควบคุมคุณภาพที่ดีที่สุดหลายวิธี ดังตัวอย่างที่แสดง ในตารางที่ 2.1 ด้านล่างอย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติก็ยังคงไม่มีวิธีใดที่คิดพอที่จะสามารถจะนำไปใช้ในทุกระบบได้

ตารางที่ 2.1

ชื่อผู้เสนอ	แบบ	แบบการควบคุม	Control Action PB (%)	Control Action Ti (min)	Control Action Td (min)	เกณฑ์
Zieg - ler	A.B	P	$2PB_{\mu}$	-	-	25% damp-ratio
		PI	$2.2PB_{\mu}$	$0.83P_{\mu}$	-	
		PID	$1.7PB_{\mu}$	$0.5P_{\mu}$	$0.125P_{\mu}$	
Zieg - ler	A.B	P	100kpL / T	-	-	25% damp-ratio
		PI	110kpL / T	33L	-	
		PID	83kpL / T	2L	0.5L	
Taka - hashi	A	P	110kpL / T	-	-	mininum
		PI	110kpL / T	3.3L	-	
		PID	77kpL / T	2.2L	0.45L	
Chien	A	P	333kpL / T	-	-	no over
Hrones		PI	286kpL / T	1.2L	-	shoot
Rewick		PID	167kpL / T	T	0.5L	
Chien	B	P	143kpL / T	-	-	20%
Hrones		PI	167kpL / T	T	-	Over
Rewick		PID	105kpl / T	$0.5P_{\mu}$	$0.125P_{\mu}$	shoot

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 ต่อ

ชื่อผู้เสนอ	แบบ	แบบการควบคุม	Control Action PB (%)	Control Action Ti (min)	Control Action Td (min)	เกณฑ์
Chien	B	P	333kpL / P	-	-	no
Hrones		PI	167kpL / P	4L	-	over
Rewick		PID	105kpL / P	2.4L	0.4L	shoot
Chien	B	P	143kpL / T	-	-	20%
		PI	143kpL / T	2.3L	-	over
		PID	83kpL / T	2L	0.42L	shoot
Fuji	A	P	100kpL / T	-	-	minimum control area
Yoshi-		PI L/T = 1	167kpL / T	T+L	-	
Kawa		L/T = 1	250kpL / T	2L	-	
		PID L/T = 1	133kpL / T	0.5*(T+L)	0.125*(T+L)	
		L/T = 1	200kpL / T	0.25L	0.25L	

ตารางที่ 2.2

	TEMPERATURE	FLOW	PRESSURE	LEVELS
Characteristic	2 nd order ขึ้นไป	แปรผันโดยตรง	1 st order	1 st order
Response	ช้า , ปานกลาง	เร็วมาก	ปานกลาง , เร็ว	ปานกลาง
Time Constant	ใหญ่ , ปานกลาง	เล็ก	เล็กมาก	เล็ก , ปานกลาง
Dead Time	เล็ก , ปานกลาง	เล็ก	เล็ก	เล็ก
Controler	on-off . P . PI . PID	P . PI	on - off . P . PI	on - off . P . PI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

รายละเอียดทางด้านฮาร์ดแวร์ของซิงเกิลบอร์ด ANT-32
และการเขียนโปรแกรมภาษาเบสิกร่วมกับภาษาแอสเซมบลี

3.1 รายละเอียดของเบอร์พอร์ตของ TTL I/O (8255)

Programmable Peripheral Interface (PPI) เป็นชิพพอร์ตแบบขนานที่เป็นที่นิยมใช้งานกันมากมาย สำหรับบอร์ด ANT-32 ใช้พอร์ท 8255 จำนวน 2 ตัวทำหน้าที่เป็นพอร์ททำให้มีพอร์ทอินพุต/เอาต์พุตถึง $24 \times 2 = 48$ บิต โดยแบ่งเป็น USER PORT 1 และ 2 มีตำแหน่งแอดเดรสดังนี้

USER PORT 1 (U10) แอดเดรส $F800H + 8255$ offset addr = actual addr

Port A ตำแหน่งแอดเดรส $F800H + 00H = F800H$

Port B ตำแหน่งแอดเดรส $F800H + 01H = F801H$

Port C ตำแหน่งแอดเดรส $F800H + 02H = F802H$

Mode Port ตำแหน่งแอดเดรส $F800H + 03H = F803H$

USER PORT 2 (U11) แอดเดรส $FC008H + 8255$ offset addr = actual addr

Port A ตำแหน่งแอดเดรส $FC00H + 00H = FC00H$

Port B ตำแหน่งแอดเดรส $FC00H + 01H = FC01H$

Port C ตำแหน่งแอดเดรส $FC00H + 02H = FC02H$

Mode Port ตำแหน่งแอดเดรส $FC00H + 03H = FC03H$

ก่อนที่จะใช้งานพอร์ท 8255 ผู้ใช้ต้องทำการกำหนดโหมดการทำงาน (configuration) ของพอร์ท A, B และ C ให้เป็นพอร์ทอินพุตหรือเอาต์พุต โดยทำการเขียนค่า control code ไปที่ Mode Port ซึ่ง Mode Port นี้สามารถเขียนได้เท่านั้นไม่สามารถอ่านได้ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะการทำงานในโหมด 0 ซึ่งเป็นโหมดที่ใช้งานได้สะดวกและง่ายต่อการทำความเข้าใจ ดังแสดงค่า control code ดังตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 8255 MODE CONFIGURATION

Port (PA0-PA7)	Port c 11น (PC4-PC7)	Port B (PB0-PB7)	Port C ล้าง (PC0-PC3)	Control ode (hex)
Output	Output	Output	Output	80H
Output	Output	Output	Input	81H
Output	Output	Input	Output	82H
Output	Output	Input	Input	83H
Output	Input	Output	Output	88H
Output	Input	Output	Input	89H
Output	Input	Input	Output	8AH
Output	Input	Input	Input	8Bh
Input	Output	Output	Output]	90h
Input	Output	Output	Input	91h
Input	Output	Input	Output	92h
Input	Output	Input	Input	93H
Input	Input	Output	Output	98H
Input	Input	Output	Input	99H
Input	Input	Input	Output	9AH
Input	input	Input	Input	9BH

3.2 Memory Map ของซิงเกิลบอร์ด ANT-32

ANT-32 MEMORY MAP

0000H	U2 (0000H-7FFFH) CODE PROGRAM EROM 2764 27128 27256	U3 (0000H-7FFFH) DATA MEMORY RAM (backup) 6264 62256
8000H	U4 (8000h-F7FFFH) EPROM 2764	CODE AND ADTA MEMORY EEPROM 2864 RAM 6264
F800H	U10 (F800H-F9FFFH) 8255 USER PORT 1	
FA00H	(FA00H-FBFFFH) LCD PORT	
FC00H	U11 (FC00H-FDFFFH) 8255 USER PORT 2	
FE00H	RESERVE	
FFFFH		

3.3 การพัฒนาโปรแกรมภาษาเบสิคร่วมกับภาษาแอสเซมบลี

การพัฒนาโปรแกรมภาษา BASIC ร่วมกับภาษา ASSEMBLY ช่วยให้การใช้งาน BASIC32 เป็นไปอย่างกว้างขวางมากขึ้น และเป็นทางเลือกแทนในส่วนที่ภาษา BASIC ไม่สามารถทำได้ หรือทำได้แต่ไม่เร็วเท่าที่ต้องการ การเชื่อมต่อระหว่างภาษาทั้งสองจะมีหลักการคือ

1. ให้โปรแกรม BASIC เป็นโปรแกรมหลัก และโปรแกรมภาษา ASSEMBLY เป็นโปรแกรมย่อย โดยโปรแกรมภาษา BASIC จะเรียกโปรแกรมย่อยได้ด้วยคำสั่ง CALL ตามตำแหน่งที่มีโปรแกรม ASSEMBLY บรรจุอยู่ เช่น CALL 9000H โปรแกรมภาษา BASIC จะเรียกโปรแกรม ASSEMBLY ที่ตำแหน่ง 9000H
2. การเขียนโปรแกรมภาษา ASSEMBLY จะกระทำได้ด้วย ED.COM ที่มีอยู่ในแผ่น DISK และสามารถแปลได้ด้วยโปรแกรม SXAS1 ที่มีอยู่ใน DISK เช่นกัน โปรแกรมย่อยที่เขียนขึ้นควรจะอยู่ในตำแหน่งที่ไม่ทับซ้อนกับภาษา BASIC และขณะเดียวกันต้องอยู่ในส่วนที่เป็นทั้ง CODE และ DATA ได้ด้วย ตำแหน่งที่เหมาะสมก็คือช่วง 9000H
3. โปรแกรมย่อย ASSEMBLY ที่เขียนขึ้น เมื่อทำการแปลแล้วจะได้เป็น INTEL-HEX FILE และสามารถ DOWNLOAD ลงมาแล้วจะคงอยู่จนกว่าจะมีการปิดเครื่อง และพร้อมที่จะถูกเรียกใช้จากภาษา BASIC ตามต้องการ
4. การเขียนโปรแกรมย่อย ASSEMBLY มีสิ่งที่ต้องเข้าใจคือ
 - โปรแกรม BASIC จะใช้ REGISTER BANK 0, 1, 2 ผู้ใช้ต้องไม่เปลี่ยนค่าในส่วนนี้ยกเว้นการใช้ฟังก์ชันของ BASIC เอง ซึ่งจะใช้ REGISTER BANK 0 เพื่อการส่งผ่านค่าตัวแปรได้
 - ผู้ใช้สามารถใช้ REGISTER BANK 3 ได้อย่างอิสระ ปกติ BASIC-52 จะใช้ BANK 3 ขณะทำคำสั่ง PGM เท่านั้น และเป็นคำสั่งที่ถูกยกเลิกใน BASIC32
 - ผู้ใช้สามารถใช้ A, DPTR ได้ โดยต้องคำนึงเสมอว่าตัวโปรแกรม BASIC สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้
 - ผู้ใช้สามารถส่งผ่านค่าตัวแปรระหว่างภาษาทั้งสอง ได้โดยใช้ ARGUMENT STACK ของภาษา BASIC
 - โปรแกรมย่อย ASSEMBLY จะสามารถเรียกใช้ฟังก์ชันของ BASIC ได้ โดยกำหนดหมายเลขประจำฟังก์ชันที่ A (OPBYTE) และใช้คำสั่ง CALL 30H ผลลัพธ์จากการเรียกเก็บที่ REGISTER BANK 0 เสมอ และบางฟังก์ชันจะเก็บไว้ที่ ARGUMENT STACK

3.4 ชุดคำสั่งของภาษาเบสิก

BASIC-52 INSTRUCTION SET SUMMARY

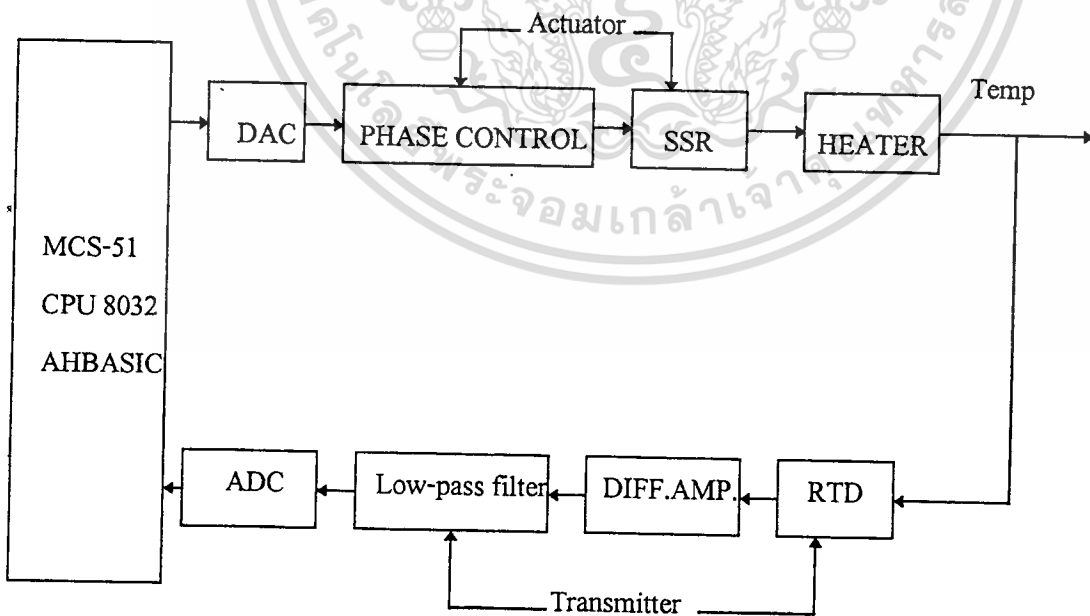
COMMANDS	STATEMENTS	OPERATORS
RUN	BAUD	ADD(+)
CONT	CALL	DIVIDE(/)
LIST	CLEAR	EXPONENTIATION(**)
LIST#	CLEAR (S&I)	MULTIPLY (*)
LIST @ (V1.1)	CLOCK (I&O)	SUBTRACT (-)
NEW	DATA	LOGICAL AND (.AND.)
NULL	READ	LOGICAL OR (.OR.)
RAM	RESTORE	LOGICAL X-OR (.XOR.)
ROM	DIM	LOGICAL NOT (.OR.)
XFER	DO-WHILE	ABS ()
PROG	DO-UNTIL	INT ()
PROG1	END	SGN ()
PROG2	FPR-TO-STEP	SOR ()
PROG3 (V1.1)	NEXT	RND
PROG4 (V1.1)	GOSUB	LOG ()
PROG5 (V1.1)	RETURN	EXP ()
PROG6 (V1.1)	GOTO	SIN ()
FPROG	ON-GOTO	COS ()
EPROG1	ON-GOSUB	TAN ()
EPROG2	IF-THEN-ELSE	ATN ()
EPROG3 (V1.1)	INPUT	=, >, >=, <, <=, <>
EPROG4 (V1.1)	LET	ASC ()
EPROG5 (V1.1)	ONERR	CHR ()
EPROG6 (V1.1)	ONEXI	CBY ()
	ONTIME	DBY ()
	PRINT	XBY ()
	PRINT #	GET
	PRINT @ (V1.1)	IE
	PHO.	IP
	PHO. #	PORT1
	PHO. @ (V1.1)	PCON
	PH1.	RCAP2
	PH1. #	T2CON
	PH1. @ (V1.1)	TCON
	PGM (V1.1)	TMOD
	PUSH	TIME
	POP	TIMERO
	PWM	TIMER1
	REM	TIMER2
	RETI	XTAL
	STOP	MTOP
	STRING	LEN
	U1 (I&O)	FREE
	U0 (I&O)	PI

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การศึกษาและการออกแบบระบบควบคุมและหลักการทำงาน

4.1 การศึกษาและการออกแบบ

ระบบที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมอุณหภูมิ เป็นระบบที่มีความเฉื่อยจัดอยู่ในประเภท โพรเซสช้า (Slow Process) เพราะมีการรับและคายพลังงานความร้อนช้า ในการควบคุมอุณหภูมิจำเป็นต้องใช้ การควบคุมแบบ 3 โหมด คือ Proportional mode, Integral mode และ Derivative mode (PID mode) ในการทำโปรเจกครั้งนี้จะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวเรียนแบบตัวควบคุมแบบ PID ไปควบคุมอุณหภูมิของขดลวดความร้อนในระบบ โดยมีการรับรู้และแปรเปลี่ยนอุณหภูมิของขดลวดความร้อนเป็นศักดาไฟฟ้าด้วย RTD ประกอบกับวงจรขยายสัญญาณและวงจรจัดสัญญาณรบกวน (Low-pass filter) ทำให้ศักดาไฟฟ้าที่รับรู้จากระบบ สามารถส่งผ่านไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อเปรียบเทียบกับค่าที่ต้องการ และคำนวณตามสมการ PID โดยติดต่อผ่านทางวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก แล้วนำข้อมูลที่คำนวณได้ไปผ่านวงจรเฟสคอนโทรลเพื่อไปกระตุ้นไครแอค (TRIAC) จ่ายพลังงานแก่ขดลวดความร้อนที่จ่ายพลังงานความร้อนให้แก่ระบบ มากหรือน้อยตาม ข้อมูลจากไมโครคอนโทรลเลอร์ เป็นอันครบกระบวนการในแต่ละรอบของการควบคุม ดังบล็อก ไดอะแกรม ดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 หลักการทำงาน

พิจารณาการทำงานของระบบควบคุมทั้งหมดในรูปที่ 4.1 ในแต่ละ ลูบได้ดังนี้

4.2.1 RTD เป็นตัวรับรู้ (Sensor) จะรับรู้อุณหภูมิของ โพรเซสแล้วแปลงเป็นค่าศักดาไฟฟ้า จากนั้นจะถูกขยายสัญญาณด้วยวงจร Differential Amplifier และกำจัดสัญญาณรบกวนด้วย วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low-pass filter) วงจรทั้งหมดเรียกว่าทรานสมิตเตอร์ (Transmitter)

4.2.2 สัญญาณไฟฟ้าจาก (1) จะผ่านเข้าไปยังไมโครคอนโทรเลอร์โดยผ่านทางวงจรแปลง สัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

4.2.3 ไมโครคอนโทรเลอร์ (ใช้ตระกูล MCS-51 ขนาด 8 บิต) โดยใช้เบอร์ 8032-AHBASIC ซึ่งใช้ภาษาเบสิกในการพัฒนาร่วมกับภาษาแอสเซมบลี ไมโครคอนโทรเลอร์จะรับเอาค่าสัญญาณ ดิจิทัลจากข้อ (2) มาทำการเปรียบเทียบกับค่าที่ต้องการ (Set point) และคำนวณตามสมการ PID ที่ได้โปรแกรมเอาไว้

4.2.4 สัญญาณดิจิทัลที่ไมโครคอนโทรเลอร์คำนวณแล้วจะผ่านวงจรแปลงสัญญาณ ดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกซึ่งจะกลับเป็นค่าศักดาไฟฟ้าอีกครั้งหนึ่งเรียกว่า สัญญาณควบคุม

4.2.5 สัญญาณควบคุมถูกแปลงเป็นสัญญาณพัลส์ด้วยวงจร เฟสคอนโทรล และส่งไป กระตุ้น ไตรแอก (TRIAC) เพื่อทำหน้าที่จ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับหลอดความร้อน วงจรในส่วนนี้ เรียกว่า แอกทูเอเตอร์ (Actuator)

4.2.6 ขดลวดความร้อนจะทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าที่ได้รับเป็นพลังงานความร้อน และถ่ายเทความร้อนสู่โพรเซสเป็นขั้นตอนสุดท้าย ระบบทั้งหมดจะทำงานตามขั้นตอน (1) ถึง (6) หลายรอบจนกระทั่งได้อุณหภูมิของ โพรเซสคงที่ตามที่ต้องการ ซึ่งโปรแกรมไว้ในไมโคร คอนโทรเลอร์

บทที่ 5

การออกแบบวงจรที่ใช้อินเตอร์เฟซกับชุดซิงเกิลบอร์ด

5.1 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก

ไมโครโปรเซสเซอร์จะมีความทำงานในเชิงดิจิทัลเสมอซึ่งมีระดับสัญญาณเป็น 0 และ 1 แต่ในการประยุกต์ใช้งานจริงมักจะต้องเกี่ยวข้องกับสัญญาณ ที่เป็นสัญญาณอนาล็อก ซึ่งเป็นสัญญาณที่มีความแตกต่างหลายระดับ สัญญาณเหล่านี้ได้แก่ อุณหภูมิ, ความดัน และน้ำหนักเสียง เป็นต้น ในทางอิเล็กทรอนิกส์เราสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าให้อยู่ในรูปของสัญญาณดิจิทัลได้ และในทางกลับกันเราก็สามารถเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อกได้เช่นกัน

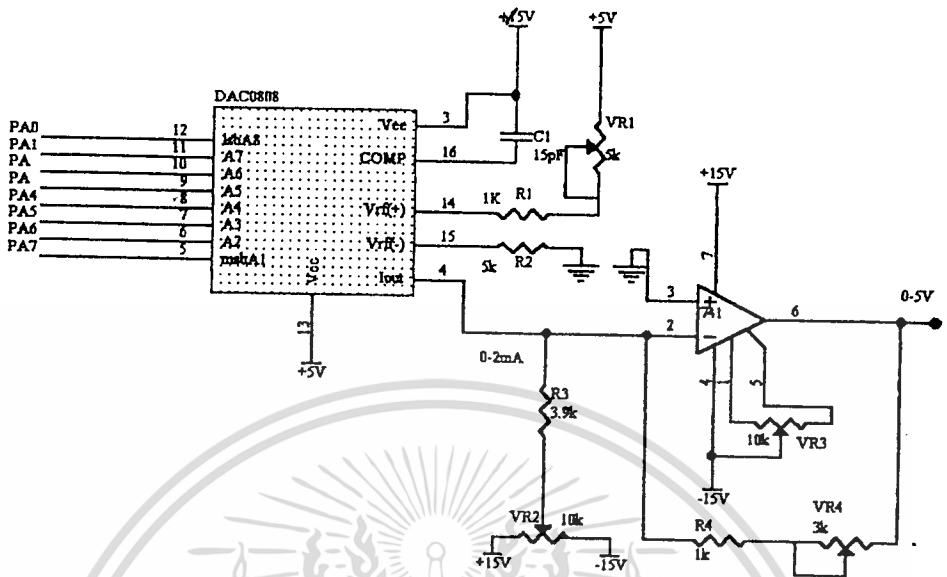
คุณสมบัติที่สำคัญของ D/A จะกล่าวถึงเป็นข้อๆดังนี้

5.1.1 RESOLUTION คือ ความสามารถในการแบ่งแยกระดับของสัญญาณหรืออีกในหนึ่งก็คือจำนวนบิตของสัญญาณดิจิทัลนั่นเอง เช่น ขนาด 8 บิต จะหมายความว่าความสามารถแยกสัญญาณอนาล็อกไว้เป็น 256 ระดับ ถ้าขนาด 12 บิตก็จะแยกระดับสัญญาณ ได้เป็น 4096 ระดับ ค่า RESOLUTION บางครั้งก็จะแสดงอยู่ในรูปของเปอร์เซ็นต์ โดยขนาด 8 บิต จะมีค่าเท่ากับ 100/256 คือ 0.39% เป็นต้น

5.1.2 FULL SCALE OUTPUT VOLTAGE คือค่าแรงดันสูงสุดที่จะเป็นได้ของสัญญาณ อนาล็อก สมมติว่าใช้ D/A ขนาด 8 บิต เราจะเขียนสูตรได้ดังนี้

$$V_o = V_{ref} \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} \right) \quad (5.1)$$

5.1.3 SETTING TIME คือค่าเวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนระดับสัญญาณเท่ากับ 1/2 ตัวอย่างเช่น ไอซีเบอร์ DAC 0808 จะมีค่าเท่ากับ 150ns ค่านี้มีความสำคัญต่อความเร็วในการเปลี่ยนหรืออีกนัยหนึ่งก็คือความถี่ของสัญญาณอนาล็อกนั่นเอง

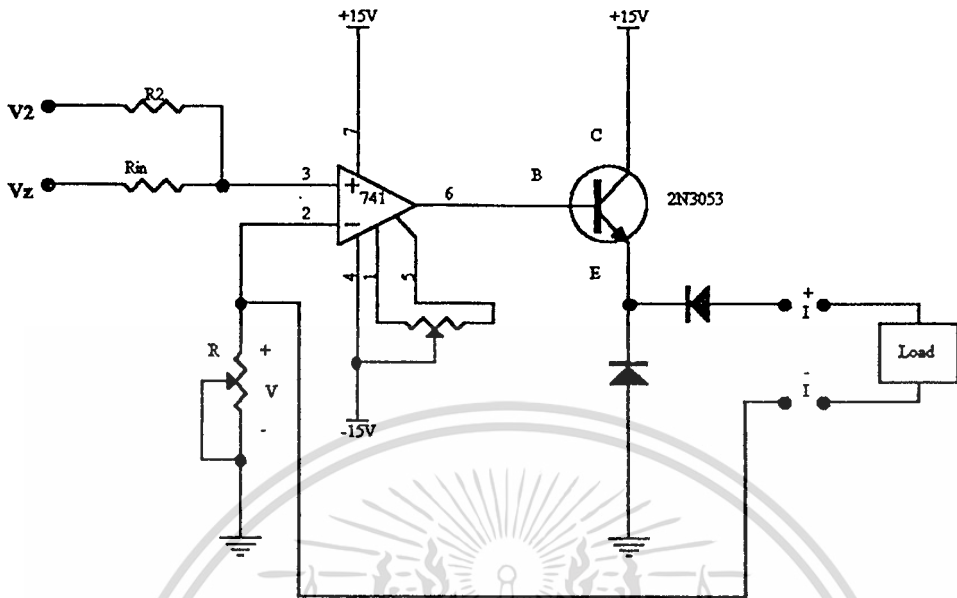


$$V_a = \frac{V_7}{2} + \frac{V_6}{4} + \frac{V_5}{8} + \frac{V_4}{16} + \frac{V_3}{32} + \frac{V_2}{64} + \frac{V_1}{128} + \frac{V_0}{256} \tag{5.2}$$

รูปที่ 5.1 วงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาล็อก

5.2 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิทัล

จากหัวข้อที่ 5.1 เราได้พูดถึง D/A ซึ่งลักษณะต่างๆ ไป ของ D/A กับ A/D จะมีความเกี่ยวข้องกันอย่างมาก เมื่อเรานำสัญญาณดิจิทัลมาแปลงเป็นสัญญาณอนาล็อกได้แล้ว ในทางกลับกันเราก็สามารถเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกให้เป็นสัญญาณดิจิทัลได้เช่นกันในทางปฏิบัติเราสามารถเปลี่ยนค่าอุณหภูมิ, ความดัน หรือ อื่นๆ ให้เป็นสัญญาณแรงดันไฟฟ้า การที่นำข้อมูลเหล่านี้มาให้ไมโครโปรเซสเซอร์ประมวลผลซึ่งจะต้องเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกเหล่านี้ให้เป็นสัญญาณดิจิทัลเพื่อให้ไมโครโปรเซสเซอร์สามารถประมวลผลได้



รูปที่ 5.3 วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า

จากวงจรในรูปที่ 5.3 จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$V = (V_z + V_{in}) / 2 \quad (5.5)$$

$$I = (V_z + V_{in}) / 2R \quad (5.6)$$

และสามารถหาค่า $I(\min)$ และ $I(\max)$ ได้โดยการแทนค่า $V_{in}(\min)$ และ $V_{in}(\max)$ ลงในสมการที่ (5.6) จะได้ผลดังนี้

$$I(\min) = [V_z + V_{in}(\min)] / 2R \quad (5.7)$$

$$I(\max) = [V_z + V_{in}(\max)] / 2R \quad (5.8)$$

และสามารถหาค่า R ได้ดังนี้

$$R = \frac{V(\max) - V(\min)}{2[I(\max) - I(\min)]} \quad (5.9)$$

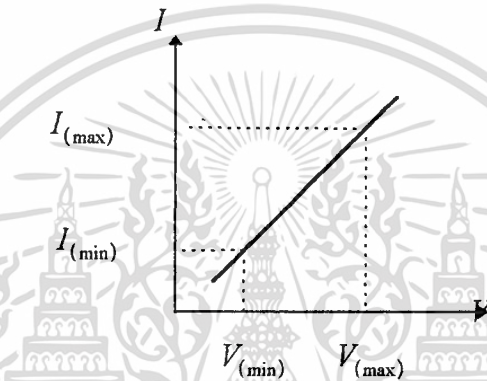
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสามารถหาค่า V_z ได้ดังนี้

$$V_z = 2RI(\max) - V_{in}(\max) \quad (5.10)$$

ซึ่งสามารถหาค่า R และ V_z ได้ดังนี้

เนื่องจากเอาต์พุตที่ได้จากภาคคิฟเฟอร์เรนเชี่ยลแอมป์ปลิไฟเออร์ มีค่าแรงดันไฟฟ้าสูงสุด 5 โวลต์ และต่ำสุด 0 โวลต์ จึงสามารถหาค่าของวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า 20 มิลลิแอมป์ และ 4 มิลลิแอมป์ ตามลำดับได้ดังนี้



รูปที่ 5.4 กราฟสมการเส้นตรงที่ประยุกต์ใช้กับการคำนวณวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า

กำหนดให้ $R_z = R_{in} = 1M\Omega$

$$V_{in}(\min) = 0 \text{ V} \quad , \quad I(\min) = 4 \text{ mA}$$

$$V_{in}(\max) = 5 \text{ V} \quad , \quad I(\max) = 20 \text{ mA}$$

แทนค่าลงในสมการที่ (5.9) เพื่อหาค่า R ได้ดังนี้

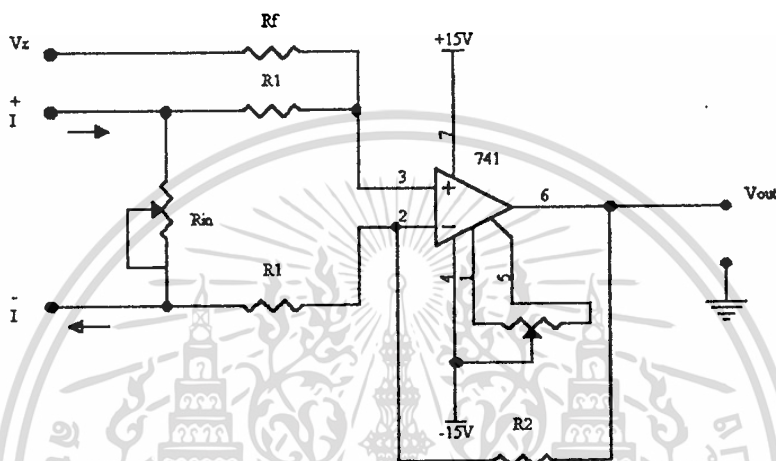
$$\begin{aligned} R &= \frac{5V - 0V}{2[20mA - 4mA]} \\ &= 156.25 \text{ } \Omega \end{aligned}$$

และแทนค่าลงในสมการ (5.10) เพื่อหาค่า V_z ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} V_z &= (2 \times 156.25\Omega \times 20mA) - 5V \\ &= 1.25 \text{ V} \end{aligned}$$

5.4 วงจรแปลงกระแสไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า

จากหัวข้อ 5.3 ได้ศึกษาถึงการออกแบบวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้าเพื่อสามารถส่งสัญญาณผ่านสายส่งในระยะไกลได้โดยมีความผิดพลาดต่ำ แต่เมื่อสัญญาณกระแสไฟฟ้าถูกส่งถึงปลายทางแล้ว ก็จะต้องทำการแปลงกลับจากกระแสไฟฟ้าให้อยู่ในรูปแรงดันไฟฟ้าดังเดิม เพื่อที่จะนำไปต่อใช้งานกับวงจรในส่วนอื่นๆต่อไป



รูปที่ 5.5 วงจรแปลงกระแสไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้า

จากวงจรสามารถคำนวณหา V_{out} ได้ดังนี้

$$V_{out} = \left[\frac{R_2}{R_1} \times I \times R_{in} \right] + V_z \quad (5.11)$$

$$V_{out(\min)} = \left[\frac{R_2}{R_1} \times I(\min) \times R_{in} \right] + V_z \quad (5.12)$$

$$V_{out(\max)} = \left[\frac{R_2}{R_1} \times I(\max) \times R_{in} \right] + V_z \quad (5.13)$$

นำสมการที่(5.12) ลบกับสมการที่(5.13) เพื่อหาค่า R_{in} ได้ดังนี้

$$R_{in} = \frac{V_{out(\max)} - V_{out(\min)}}{\left(\frac{R_2}{R_1} \right) \times [I(\max) - I(\min)]} \quad (5.14)$$

และหาค่า V_z ได้ดังนี้

$$V_z = V_{out(\min)} - \left[\left(\frac{R_2}{R_1} \right) \times I(\min) \times R_{in} \right] \quad (5.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสามารถออกแบบวงจรแปลงกระแสไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้าได้ดังนี้

$$V_{out(max)} = 5 \text{ V} \quad , \quad I(max) = 20 \text{ mA}$$

$$V_{out(min)} = 0 \text{ V} \quad , \quad I(min) = 4 \text{ mA}$$

และกำหนดให้ $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$ และ $R_1 = 2.2 \text{ k}\Omega$

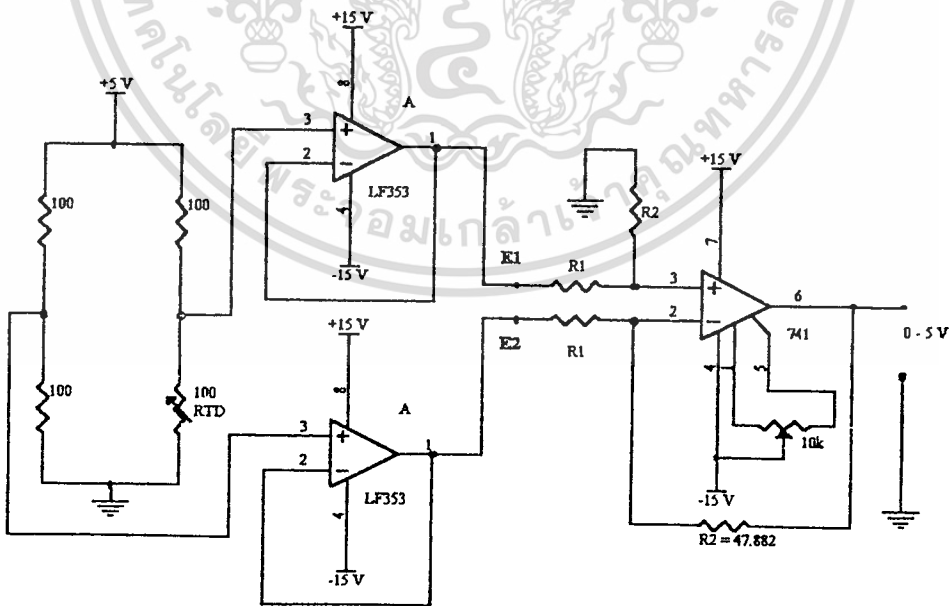
ดังนั้นหา R_{in} ได้จากสมการที่ (5.14) จะได้

$$\begin{aligned} R_{in} &= \frac{5V - 0V}{10 \times (20mA - 4mA)} \\ &= 31.25 \Omega \end{aligned}$$

และสามารถหา V_z ได้จากสมการที่ (5.15)

$$\begin{aligned} V_z &= 0V - \left[\left(\frac{22k\Omega}{2.2k\Omega} \right) \times 4mA \times 31.25\Omega \right] \\ &= -1.25 \text{ V} \end{aligned}$$

5.5 วงจรคิฟเฟอร์เรนเซียลแอมป์ลิไฟเออร์



รูปที่ 5.6 วงจรขยายผลต่างหรือคิฟเฟอร์เรนเซียลแอมป์ลิไฟเออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสูตรของวงจรขยายผลต่าง

$$V_o = \frac{R_2}{R_1}(E_2 - E_1) \quad \text{หรือ} \quad \Delta V_o = \frac{R_2}{R_1} \Delta V_{in} \quad (5.16)$$

และจากตารางข้อมูลของ RTD ซึ่งค่าความต้านทานเปลี่ยนไปตามอุณหภูมิดังนี้

$T(^{\circ}c)$	$R(\Omega)$	E_2	$E_2 - E_1$	ΔV_{in}
40 $^{\circ}c$	115.5	2.68024	0.18024	-
41 $^{\circ}c$	115.93	2.68443	0.184434	0.004194
42 $^{\circ}c$	116.31	2.68850	0.1885026	0.00406
43 $^{\circ}c$	116.70	2.69266	0.19266	0.00416

ค่าเฉลี่ยของ $\Delta V_{in} = \frac{0.004194 + 0.00406 + 0.00416}{3} = 0.004138 \quad V$

และ $\Delta V_o = \frac{5}{255} = 0.019607 \quad V$

และให้ $R_1 = 10k$ และหา R_2 ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \Delta V_o &= \frac{R_2}{R_1} \Delta V_{in} \\ 0.019607 &= \frac{R_2}{10k} (0.004138) \\ R_2 &= \frac{10 \times 0.019607}{0.004138} = 47.382 \quad k\Omega \end{aligned}$$

และเราสามารถเขียน โปรแกรมเพื่อคำนวณหาค่าอุณหภูมิได้ดังนี้

$$ADC = XBY(PORTB) \quad ; \quad \text{อ่านค่า Input จาก ADC}$$

$$V_o = \frac{5}{255} \times ADC$$

$$RTD = \left(\frac{100 \frac{R_1}{R_2} V_o + 250}{2.5 - \frac{R_1}{R_2} V_o} \right)$$

$$TEMP = \frac{\left(\frac{R_T}{R_o} - 1 \right)}{\alpha}$$

$$; \quad \text{เมื่อ } \alpha = 0.00385 \quad (5.17)$$

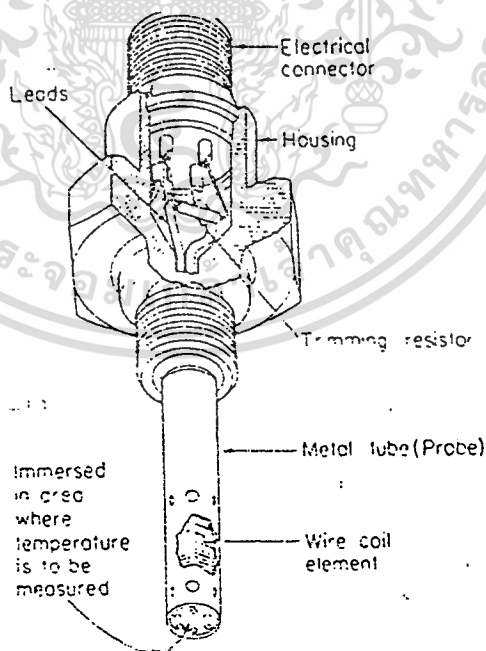
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6 เซนเซอร์วัดอุณหภูมิที่เปลี่ยนค่ารีซิสแตนซ์

เซนเซอร์วัดอุณหภูมิชนิดที่เป็นตัวนำไฟฟ้า

โดยทั่วไป รีซิสแตนซ์ของโลหะอาจมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น ดังนั้นจึงสามารถวัดอุณหภูมิได้โดยการวัดค่ารีซิสแตนซ์ เซนเซอร์ที่วัดอุณหภูมิโดยใช้การเปลี่ยนรีซิสแตนซ์ที่ใช้กันบ่อยมากที่สุดได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.7 ตัวรับอุณหภูมินี้เป็นขดลวดเส้นเล็ก เช่นลวดทองแดง นิกเกิล หรือแพลตินัม โลหะทั้งหมดเหล่านี้มีสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิเป็นบวก (positive temperature coefficient) คือ รีซิสแตนซ์เพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น ในอดีตนั้นได้ใช้ทองแดงกันมาก แต่ในระยะหลังได้เปลี่ยนเป็นนิกเกิล ส่วนแพลตินัมนั้น ใช้เมื่อต้องการการวัดที่แม่นยำมาก และเมื่อต้องการวัดอุณหภูมิที่มีค่าสูง โดยทั่วไปจะใช้ในิกเกิลเมื่อวัดอุณหภูมิตั้งแต่ -100 องศา ถึง +300 องศา ซ. ส่วนแพลตินัมนั้นจะใช้วัดในช่วง -265 ถึง +1,100 องศา ซ.

เซนเซอร์วัดอุณหภูมิที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ เรียกว่าเป็นชนิด immersion หรือ probe types เนื่องจากได้รับการออกแบบเพื่อใช้วัดอุณหภูมิในบริเวณที่เข้าไปไม่ถึง โดยทำเป็นขดลวดบรรจุอยู่ในท่อโลหะเพื่อสอดใส่เข้าไปในบริเวณที่จะวัดอุณหภูมิ

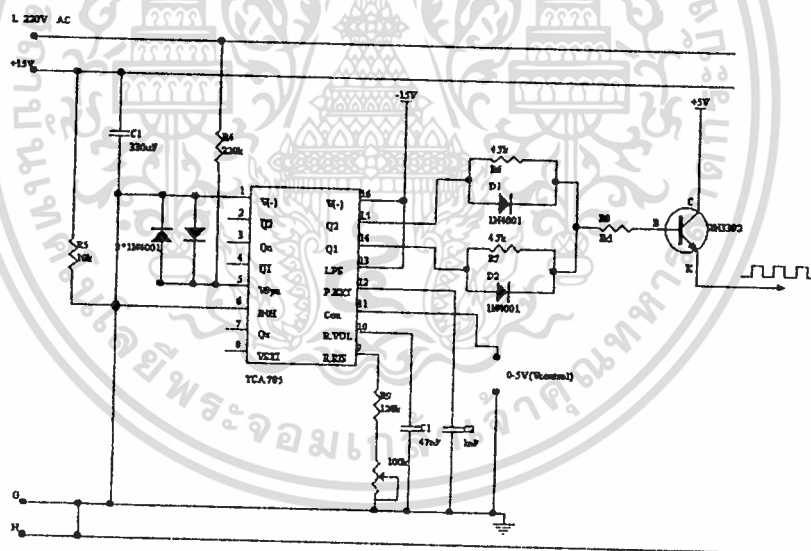


รูปที่ 5.7 แสดงเซนเซอร์วัดอุณหภูมิที่เปลี่ยนค่ารีซิสแตนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.7 วงจรสร้างสัญญาณพัลซ์ทริก

วงจรสร้างสัญญาณพัลซ์ทริกนี้จะใช้ไอซีเบอร์ TCA 785 ซึ่งวงจรสร้างสัญญาณพัลซ์ทริกนี้จะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณควบคุมซึ่งเป็นสัญญาณไฟดิซี ซึ่งมีระดับสัญญาณหลายระดับคือเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 0 ถึง 5 โวลต์ ให้เป็นสัญญาณพัลซ์ เพื่อส่งไปกระตุ้นที่ขาเกตของไครแอด เพื่อควบคุมกำลังงานไฟฟ้าที่จ่ายให้กับขดลวดความร้อน ซึ่งมีหลักการทำงานดังนี้ ไอซีเบอร์ TCA 785 จะใช้สัญญาณอ้างอิงจากเอซีไลน์ มาสร้างพัลซ์ทริกพร้อมกับสัญญาณที่ได้จากพัลซ์ วิตมอดคูลเลอร์ระหว่าง $V_{control}$ กับสัญญาณแรมพ์ที่มีความถี่คงที่และแอมพลิจูดคงที่โดยสัญญาณ $V_{control}$ จะเปลี่ยนแปลงไปขึ้นอยู่กับชุดควบคุม

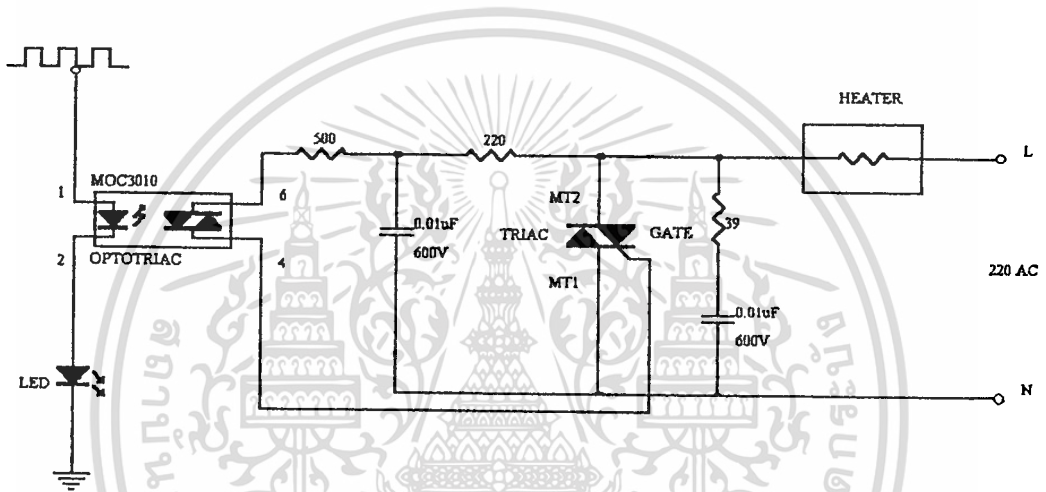


รูปที่ 5.8 วงจรสร้างสัญญาณพัลซ์ทริก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.8 วงจรควบคุมกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับขดลวดความร้อน

ในการควบคุมกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับขดลวดความร้อนในโครงงานนี้จะใช้ไทรแอกในการควบคุม ซึ่งกำลังงานไฟฟ้าที่จ่ายให้กับขดลวดความร้อนจะขึ้นอยู่กับมุมจูนที่ขาเกตของไทรแอก ซึ่งถูกส่งมาจากวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ทริกนั่นเอง และเราจะใช้ออปโตไอโซเลเตอร์เพื่อแยกกราวด์ของสัญญาณควบคุมกับ สัญญาณทางด้านวงจรกำลัง



รูปที่ 5.9 วงจรควบคุมกำลังไฟฟ้าที่จ่ายให้กับขดลวดความร้อน

บทที่ 6

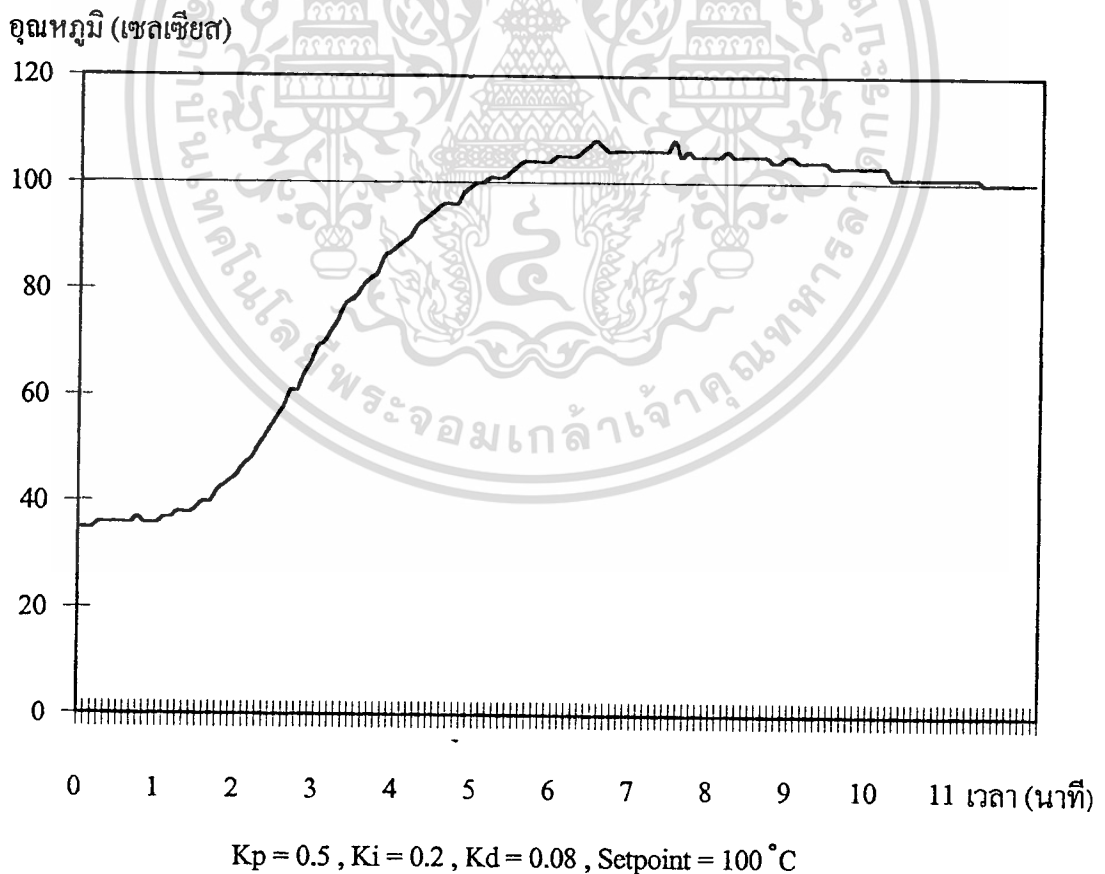
การทดลองหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม

6.1 การทดลอง

ในการทดลองนี้จะเป็นการทดลองเพื่อหาค่าพารามิเตอร์ K_p, K_i, K_d ที่เหมาะสมเพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่ดีที่สุด ซึ่งโปรเซสที่ต้องการควบคุมคืออุณหภูมิของลมร้อนซึ่งพัดผ่านออกมาทางฮีตเตอร์ที่เป็นตัวให้ความร้อนนั่นเอง ซึ่งในการทดลองนี้จะทดลองเพิ่มและลดค่าพารามิเตอร์ทั้ง 3 ในการทดลองแต่ละครั้งเพื่อดูปรากฏการณ์ที่เปลี่ยนแปลงไปของกราฟผลตอบสนอง เมื่อได้ผลตอบสนองที่ดีที่สุดแล้วก็นำค่าพารามิเตอร์ทั้ง 3 ไปใช้ในการควบคุมจริงต่อไป

6.2 กราฟผลตอบสนองที่ได้จากการทดลอง

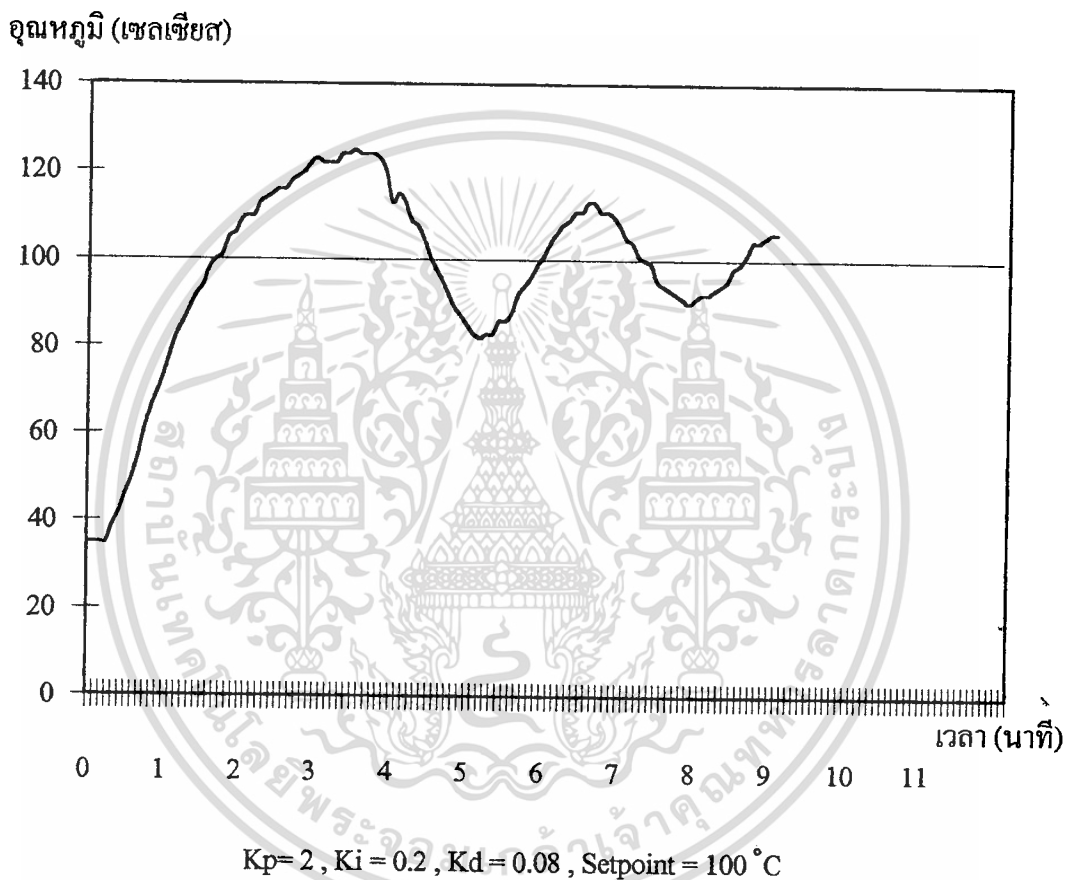
การทดลองครั้งที่ 1 ให้ค่า $K_p = 0.5$, $K_i = 0.2$ และ $K_d = 0.08$ โดยตั้งค่าอุณหภูมิเป้าหมายไว้ที่ 100 องศาเซลเซียส ได้กราฟผลตอบสนองต่อเวลาดังรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

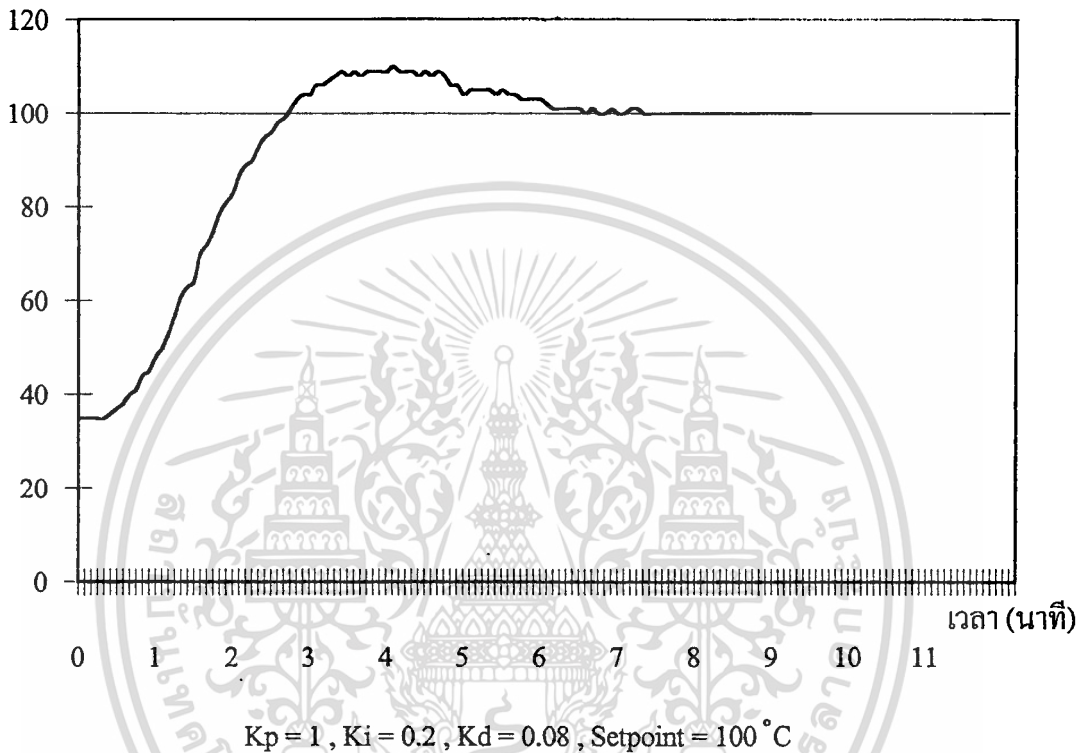
จากกราฟจะเห็นว่าผลตอบสนองที่ได้มีช่วงเวลา rise time มากซึ่งหมายถึงระบบมีผลตอบสนองช้าแต่มีโอฟเซตน้อยดังนั้นในการทดลองครั้งที่ 2 จึงเพิ่มค่า K_p เป็น 2 โดยที่ค่า K_i , K_d และค่าเป้าหมายยังคงเดิม



รูปที่ 6.2 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 2

ผลที่ได้จากการทดลองครั้งที่ 2 ได้ผลตอบสนองที่ไวขึ้น (rise time น้อยลง) แต่เกิดโอเวอร์ชุตมาก (Over shoot) และเกิดการแกว่งของอุณหภูมิรอบค่าเป้าหมาย ดังนั้นในการทดลองครั้งที่ 3 จึงลดค่า K_p ลงเป็น 1 และดูผลตอบสนองที่ได้ต่อไป

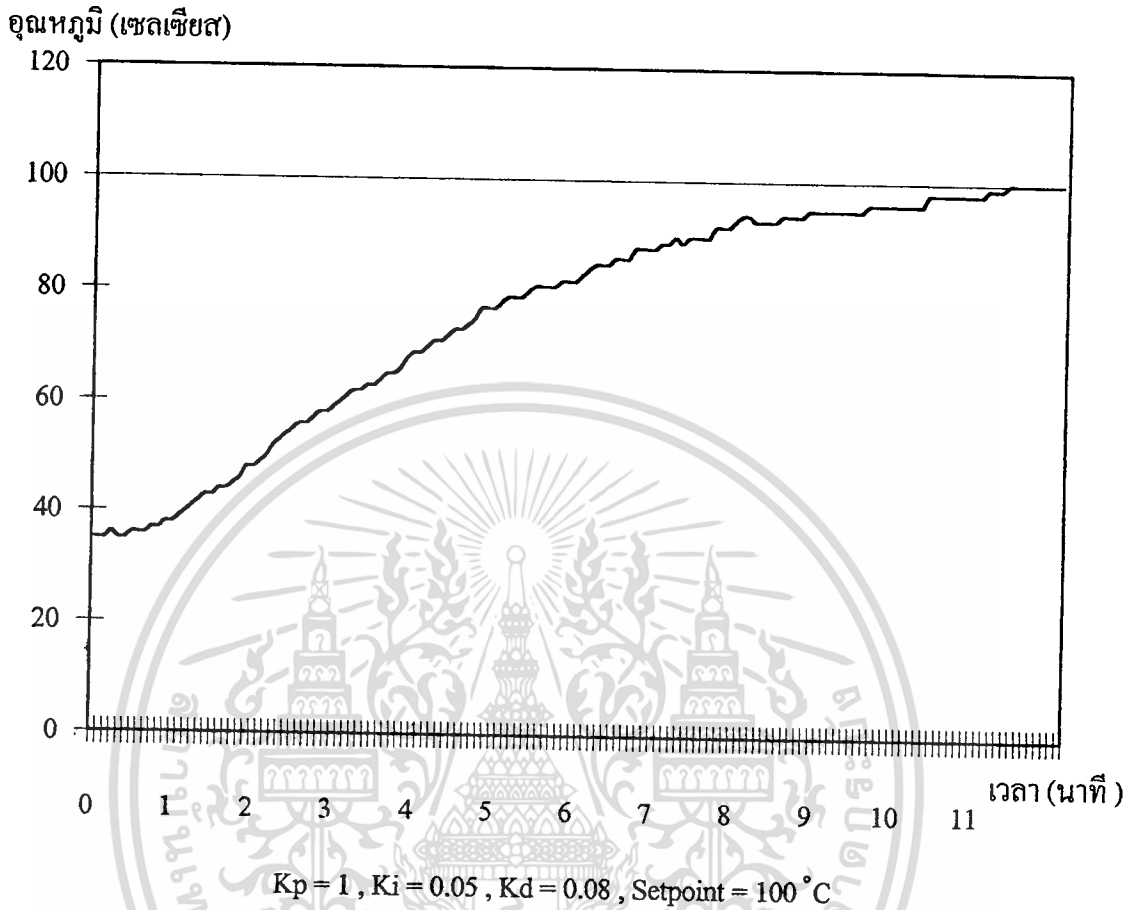
อุณหภูมิ (เซลเซียส)



รูปที่ 6.3 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 3

กราฟที่ได้จากการทดลองครั้งที่ 3 มีผลตอบสนองที่ไวขึ้นแต่ยังช้ากว่าในการทดลองครั้งที่ 1 ไม่มีการแกว่งและมีโอเวอร์ชูตลดลง จากการทดลองทั้ง 3 ครั้งพอที่จะสรุปได้ว่า การเพิ่มค่า K_p จะทำให้ผลตอบสนองไวขึ้นแต่ถ้าเพิ่ม K_p มากเกินไปจะทำให้เกิดโอเวอร์ชูตมากและเกิดการแกว่งได้

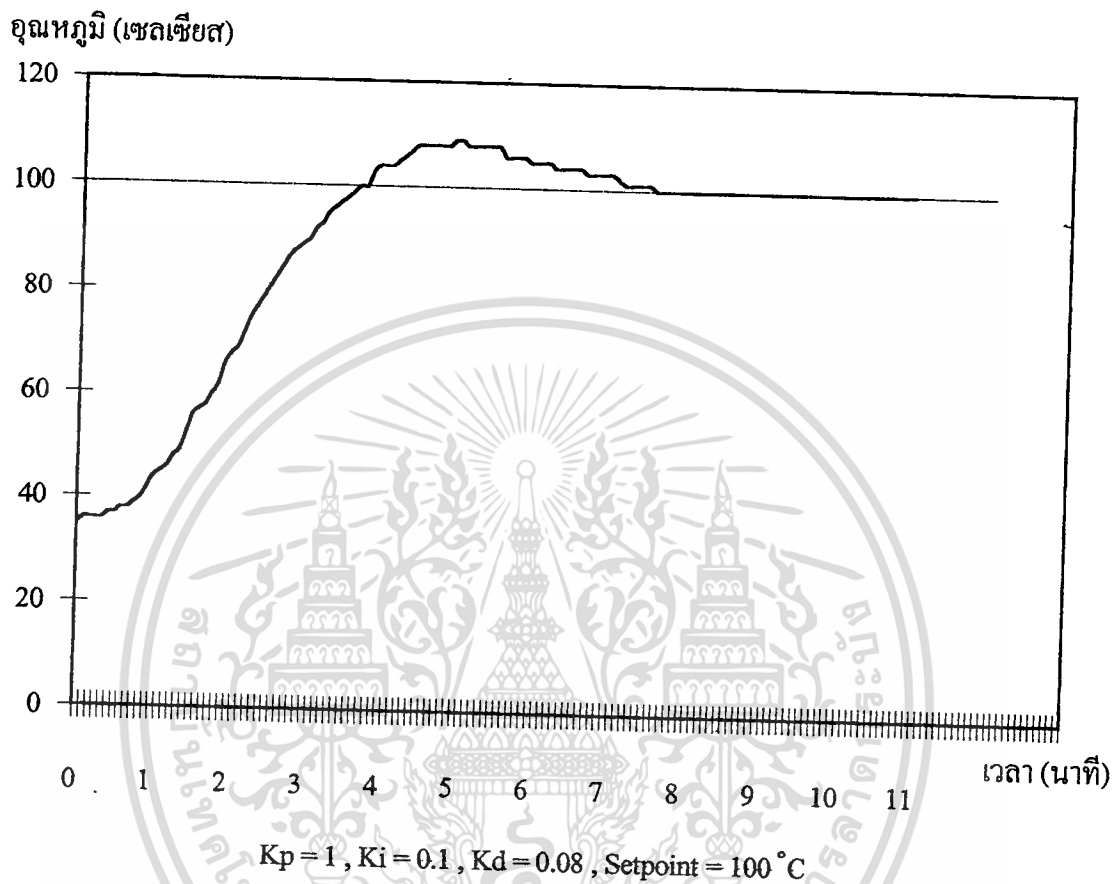
การทดลองครั้งที่ 4 ลดค่า K_i ลงเป็น 0.05 โดยที่ค่า K_p , K_d และ Setpoint คงเดิม จะได้กราฟผลตอบสนองดังรูปที่ 6.4



รูปที่ 6.4 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 4

จากรูปจะเห็นว่าผลตอบสนองที่ได้ไม่มีออฟเซตหรือโอเวอร์ชูตเลย แต่เวลาเข้าสู่ค่าเป้าหมายช้ามาก ซึ่งเกิดจากการที่เราลดค่า K_i มากเกินไป ดังนั้นในการทดลองครั้งต่อไปจะทำการเพิ่มค่า K_i ให้มากขึ้น

ในการทดลองครั้งที่ 5 จะเพิ่มค่า K_i เป็น 0.1 โดยที่ค่าอื่นๆ คงเดิมผลตอบสนองที่แสดงในรูปที่ 6.5

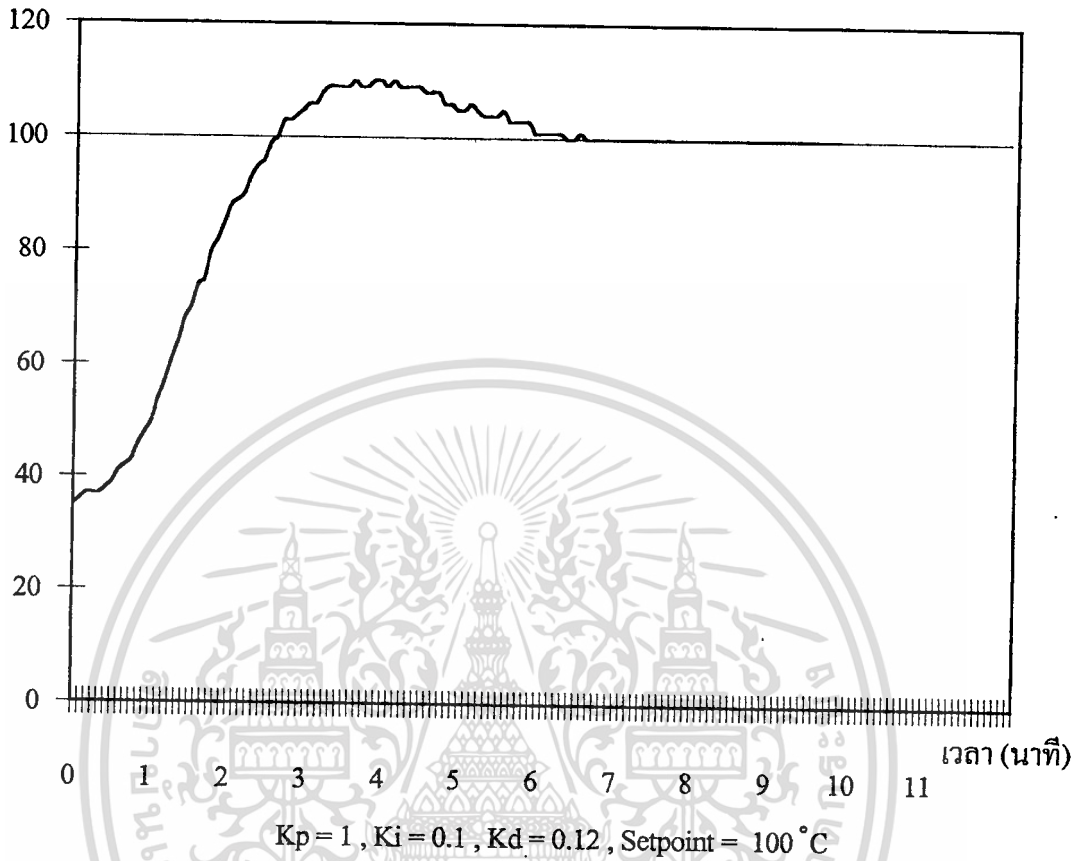


รูปที่ 6.5 แสดงกราฟผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 5

ในการทดลองครั้งที่ 5 ผลตอบสนองที่ได้ไวขึ้นมาก มี rise time น้อยลง แต่มีโอเวอร์ชูตเล็กน้อย

เพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่ไวขึ้นจึงเพิ่มค่า K_d เป็น 0.12 ในการทดลองครั้งที่ 6 ผลตอบสนองที่ได้แสดงในรูปที่ 6.6

อุณหภูมิ (เซลเซียส)

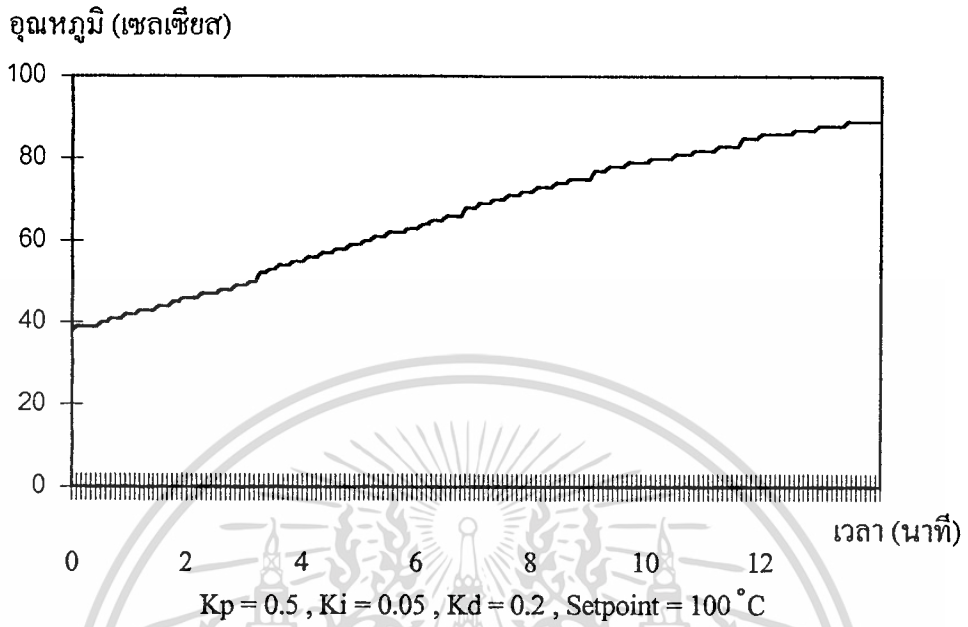


รูปที่ 6.6 แสดงผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 6

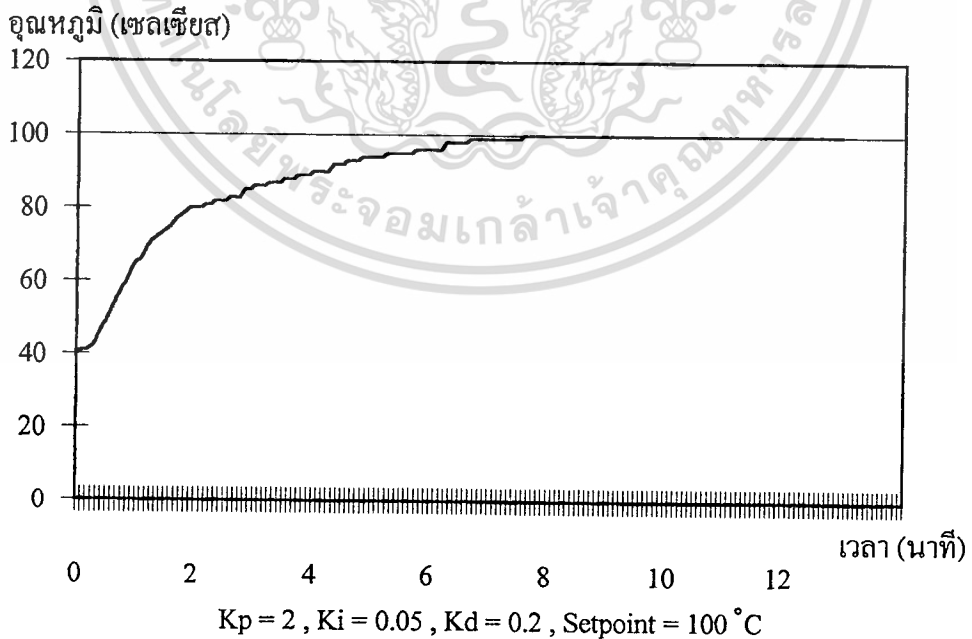
ผลตอบสนองจากการทดลองครั้งที่ 6 ได้ผลตอบสนองที่ไวขึ้นมาก

จากการทดลองปรับค่าพารามิเตอร์ทั้ง 6 ครั้ง แสดงให้เห็นว่าการเพิ่มค่า K_p จะทำให้ได้ผลตอบสนองที่ไวขึ้นแต่ถ้าเพิ่มค่า K_p มากเกินไปจะทำให้เกิดการแกว่งและมีโอเวอร์ชูตสูง การลดค่า K_i จะสามารถกำจัดโอเวอร์ชูตและออฟเซตได้ แต่ถ้าลดค่า K_i มากเกินไปจะได้ผลตอบสนองที่ช้า การเพิ่มค่า K_d ทำให้ได้ผลตอบสนองที่ไวขึ้น

ต่อไปจะทำการทดลองอีกหลายๆ เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม เพื่อที่จะได้ผลตอบสนองที่ดีที่สุด



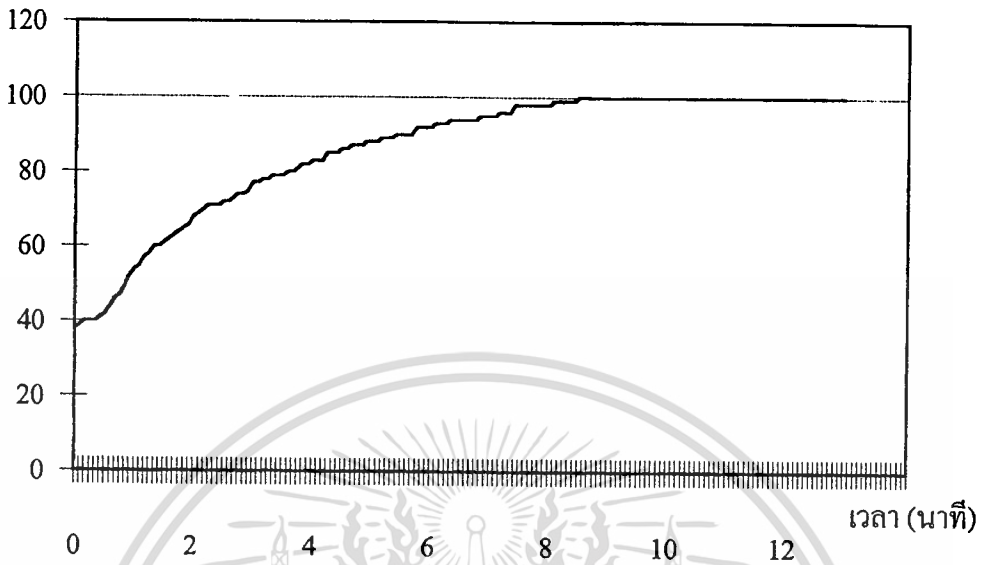
รูปที่ 6.7 แสดงผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 7



รูปที่ 6.8 แสดงผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 8

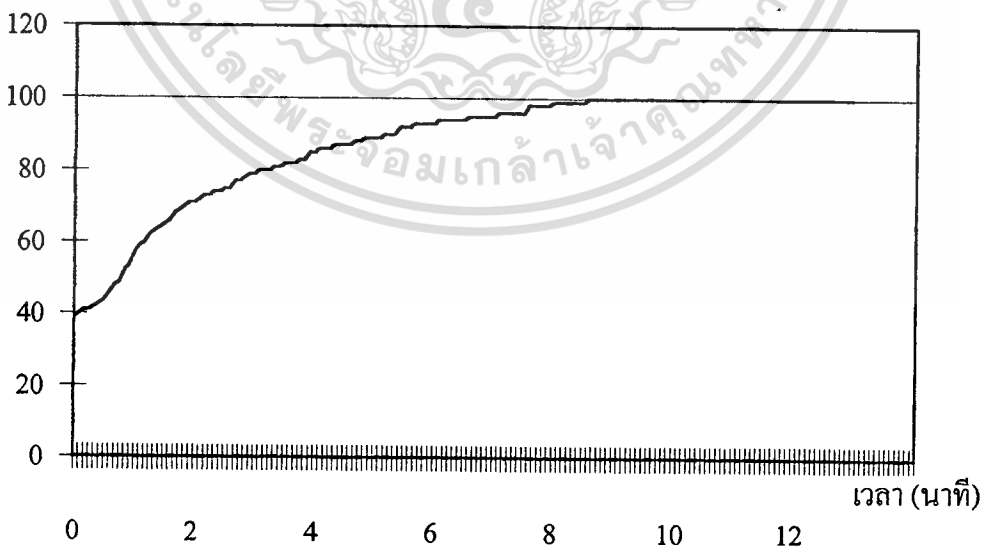
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุณหภูมิ (เซลเซียส)


 $K_p = 1.5, K_i = 0.05, K_d = 0.8, \text{Setpoint} = 100^\circ\text{C}$

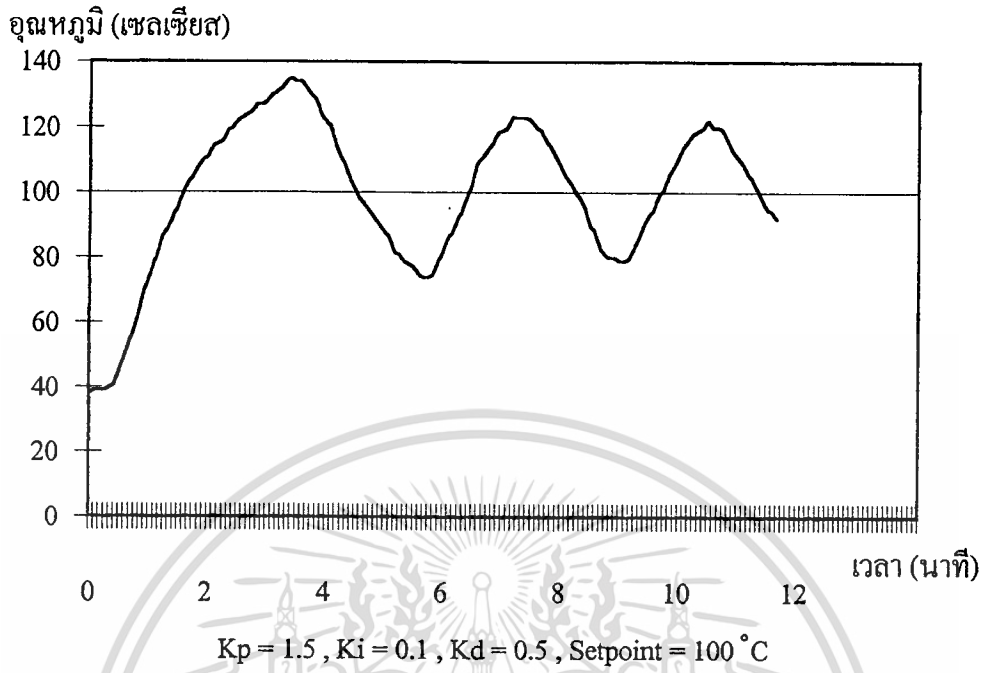
รูปที่ 6.9 แสดงผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 9

อุณหภูมิ (เซลเซียส)

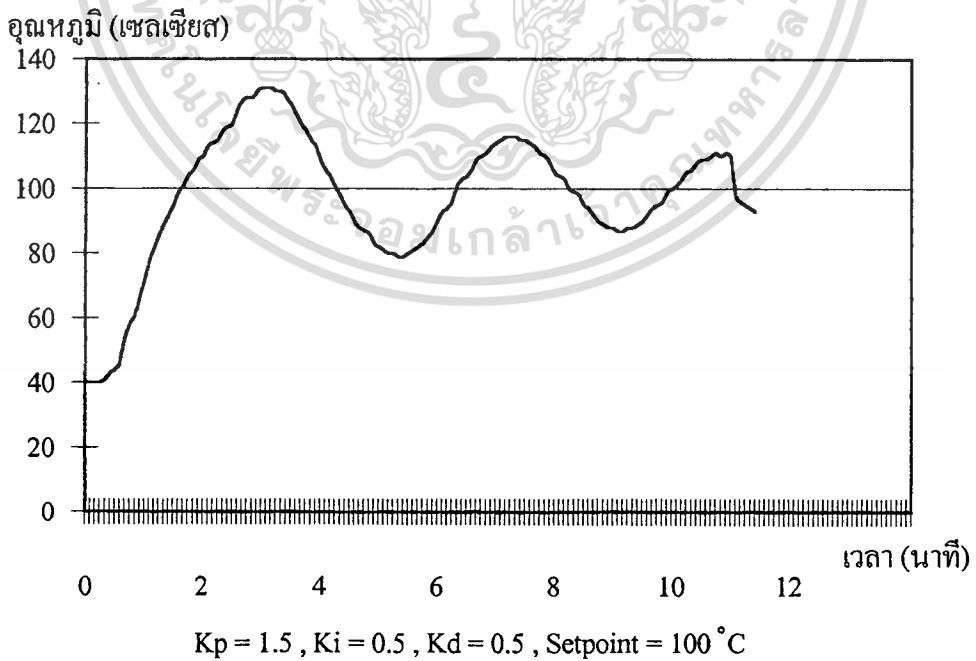

 $K_p = 1.5, K_i = 0.05, K_d = 0.2, \text{Setpoint} = 100$

รูปที่ 6.10 แสดงผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



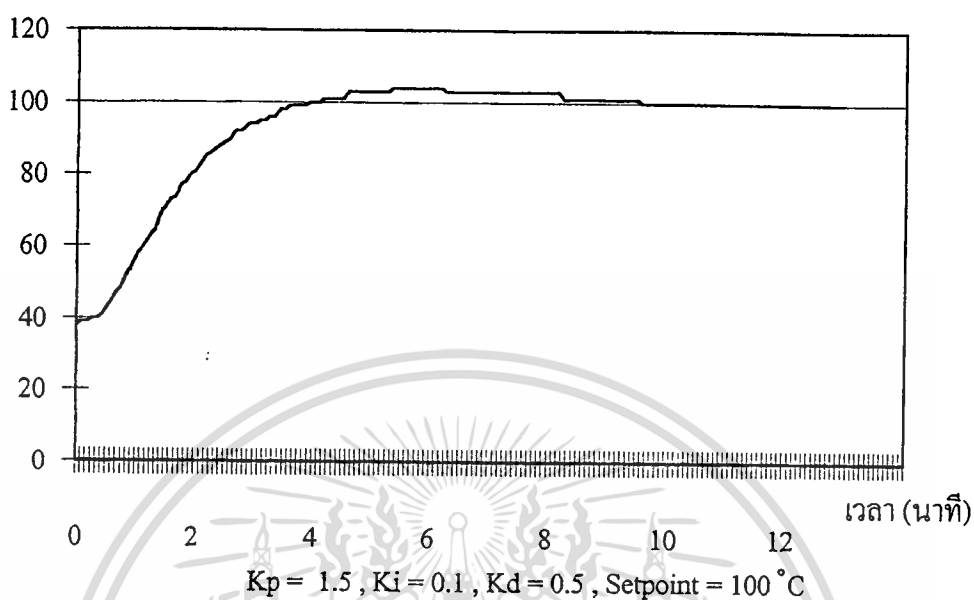
รูปที่ 6.11 แสดงผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 11



รูปที่ 6.12 แสดงผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 12

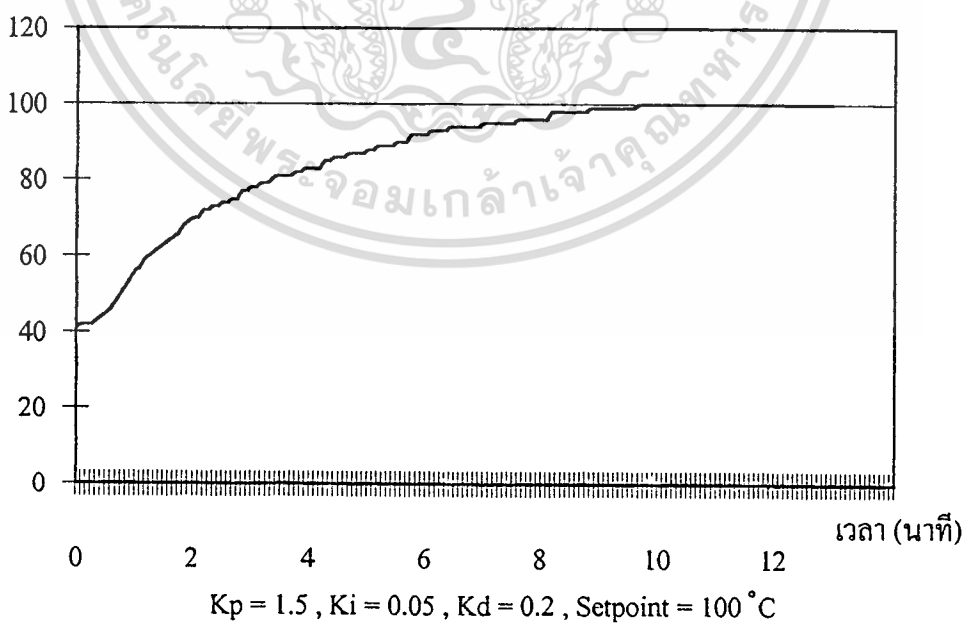
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุณหภูมิ (เซลเซียส)



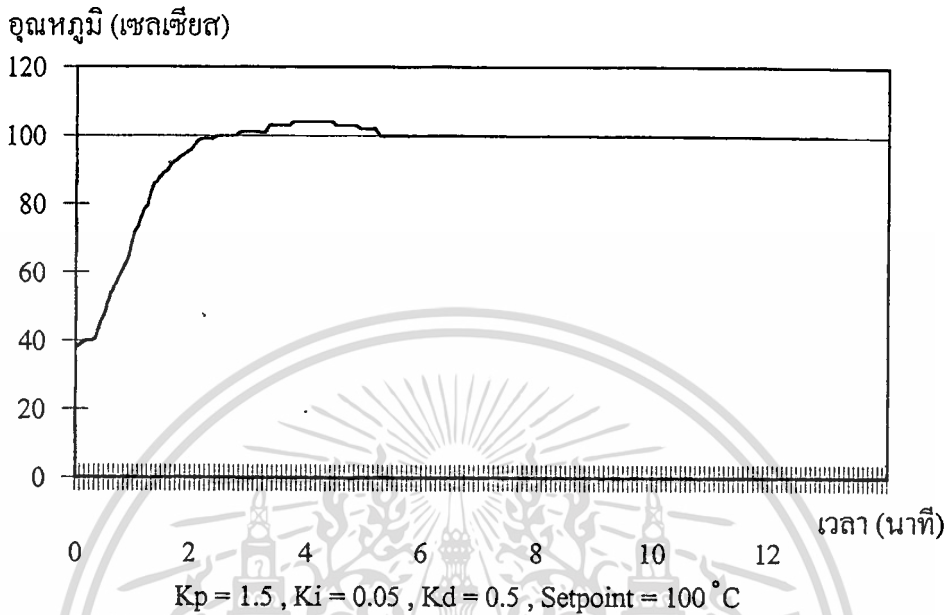
รูปที่ 6.13 แสดงผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 13

อุณหภูมิ (เซลเซียส)



รูปที่ 6.14 แสดงผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.15 แสดงผลตอบสนองต่อเวลาจากการทดลองครั้งที่ 15

6.3 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองที่ได้ทั้งหมดสรุปได้ว่า

- การเพิ่ม K_p จะทำให้ผลตอบสนองต่อเวลาไวขึ้น แต่ถ้าเพิ่ม K_p มากเกินไปจะทำให้เกิดโอเวอร์ชูตและออฟเซต
- การลดค่า K_i จะสามารถกำจัดออฟเซตและโอเวอร์ชูตได้ แต่การลดค่า K_d จะทำให้ได้ผลตอบสนองที่ช้าลง
- การเพิ่มค่า K_d การช่วยให้ได้ผลตอบสนองที่ไวขึ้น

ส่วนค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมที่ได้จากการทดลอง ได้ค่าจากการทดลองครั้งที่ 15 ซึ่งมีผลตอบสนองดีที่สุดโดยค่า $K_p = 1.5$, $K_i = 0.05$, $K_d = 0.5$ ผลตอบสนองที่ได้ความไวที่สุดและมีโอเวอร์ชูตน้อย แต่ค่าเหล่านี้ไม่ใช่ค่าที่ดีที่สุดเสมอไปอาจจะมีค่าที่ทำให้ได้ผลตอบสนองที่ดีกว่าการทดลองครั้งที่ 15 นี้ ถ้าทำการทดลองหลายๆครั้งปรับค่าต่างๆอย่างละเอียดซึ่งอาจจะใช้เวลาทดลองนานมาก

บทที่ 7

บทสรุปและวิจารณ์

จากการทดลองจะพบว่าการควบคุมแบบ PID เหมาะสมสำหรับระบบควบคุมอุณหภูมิ เพราะการควบคุมอุณหภูมิจัดอยู่ในประเภทให้ผลตอบสนองช้าเพราะฮีตเตอร์รับและคายพลังงานความร้อนช้า และการควบคุมแบบ PID นั้นมีประสิทธิภาพในการควบคุมสูง แต่ก็มีข้อเสียคือการปรับค่าพารามิเตอร์ทั้ง 3 คือ K_p , K_i , K_d นั้นกระทำได้ยากต้องทดลองปรับเรื่อย ๆ เมื่อได้ผลตอบสนองที่ดีที่สุดแล้วจึงเลือกใช้ค่าพารามิเตอร์นั้น และจากการทดลองก็ได้ผลเป็นที่น่าพอใจ

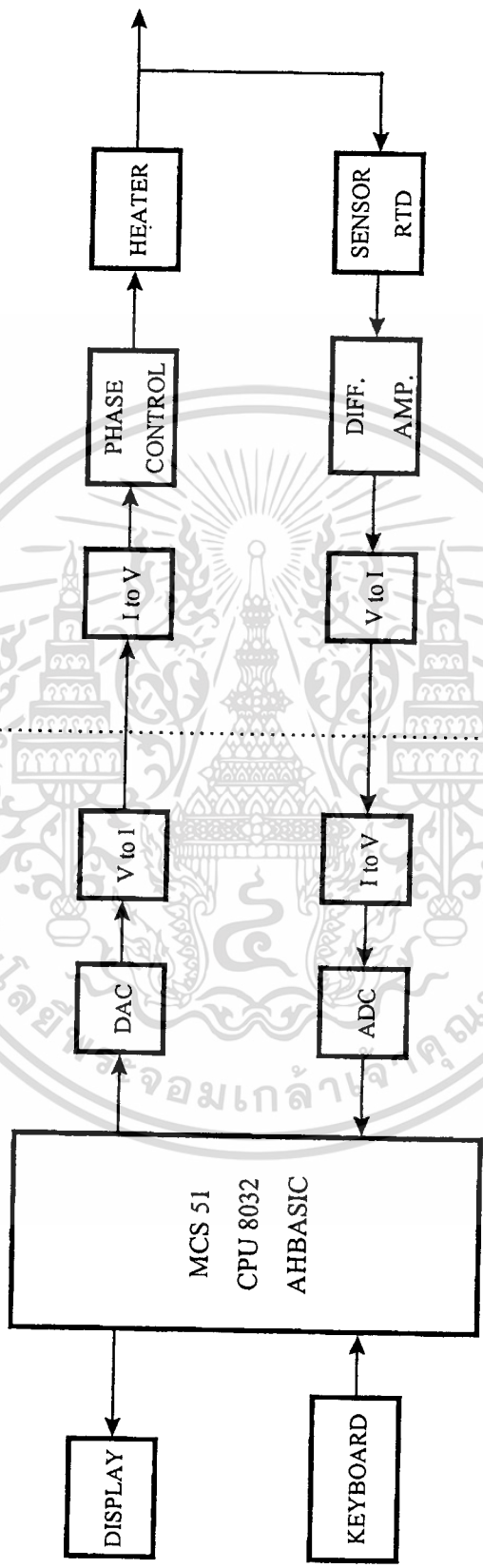
ส่วนวงจรทางด้านฮาร์ดแวร์ คือ วงจรที่ใช้อินเตอร์เฟซกับชุดซิงเกิลบอร์ด ANT-32 เพื่อใช้ในการส่งสัญญาณควบคุม และส่วนรับค่าอุณหภูมิมาประมวลผลก็ได้ผลเป็นที่น่าพอใจ แต่จะมีปัญหาบ้างตรงส่วนของวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเป็นกระแสไฟฟ้า และวงจรแปลงกระแสไฟฟ้าเป็นแรงดันไฟฟ้านั้นจะไม่ค่อยมีเสถียรภาพเท่าที่ควร เพราะเนื่องจากรีซิสแตนซ์ปรับค่านั้นมีค่าความต้านทานไม่คงที่ จึงทำให้สัญญาณควบคุมที่ได้ไม่ตรงกับความเป็นจริงเท่าที่ควร

แต่จากการทดลองทำให้เรียนรู้การออกแบบระบบควบคุมโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวเลียนแบบตัวควบคุมแบบ PID ซึ่งให้ประสิทธิภาพสูงและนอกจากนั้นจึงสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับการควบคุมกับโปรเซสอื่น ๆ ได้อีกด้วย

ภาคผนวก ก



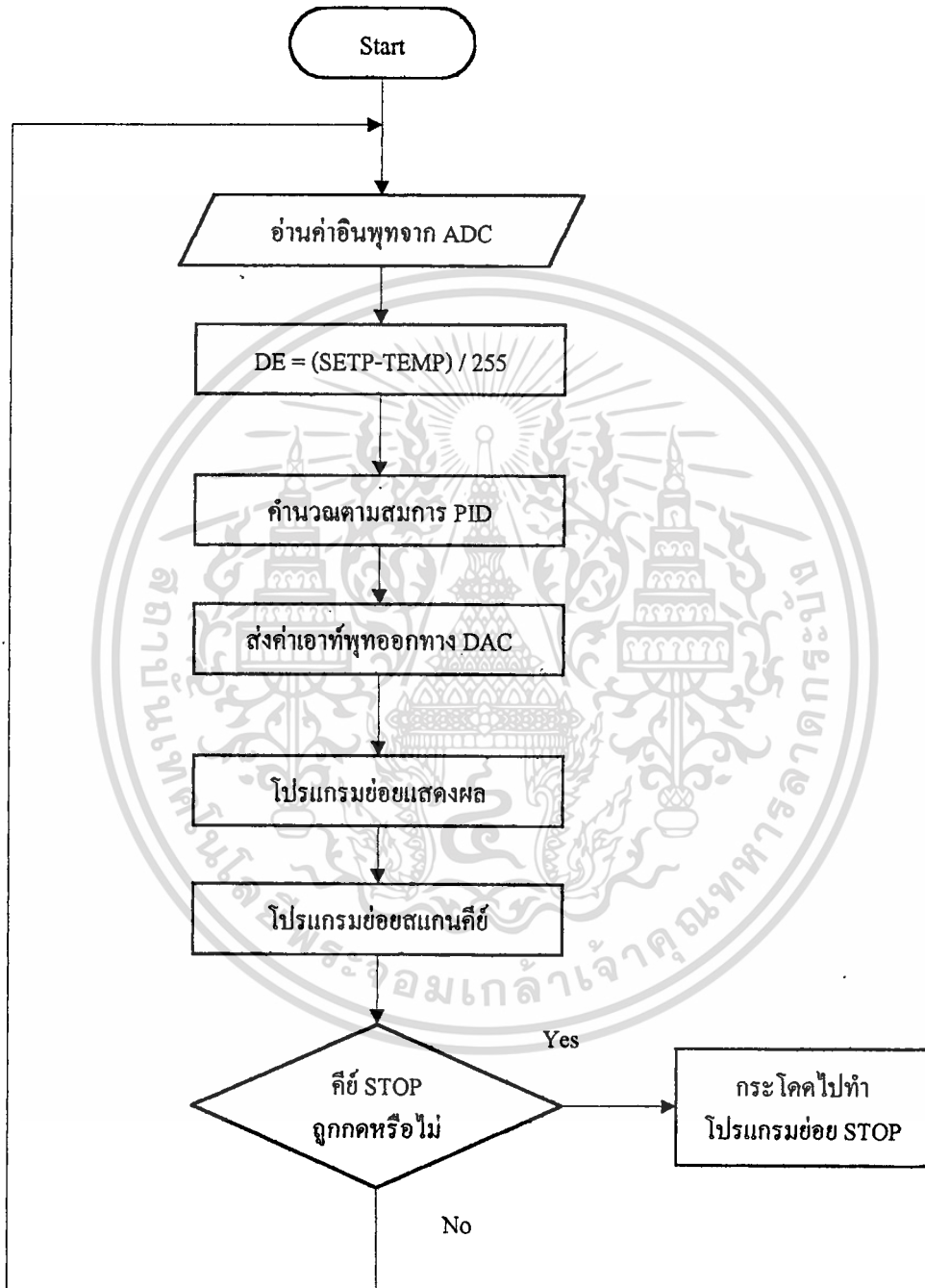
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



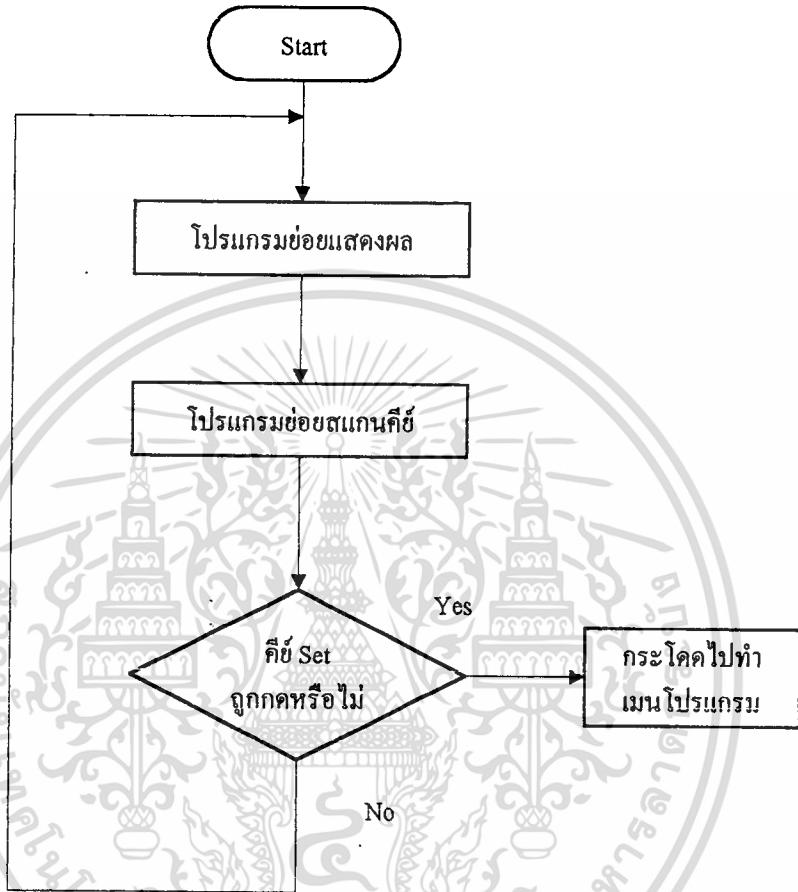
บรีดค้ดเคระแอมรรมของระบคควมคคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

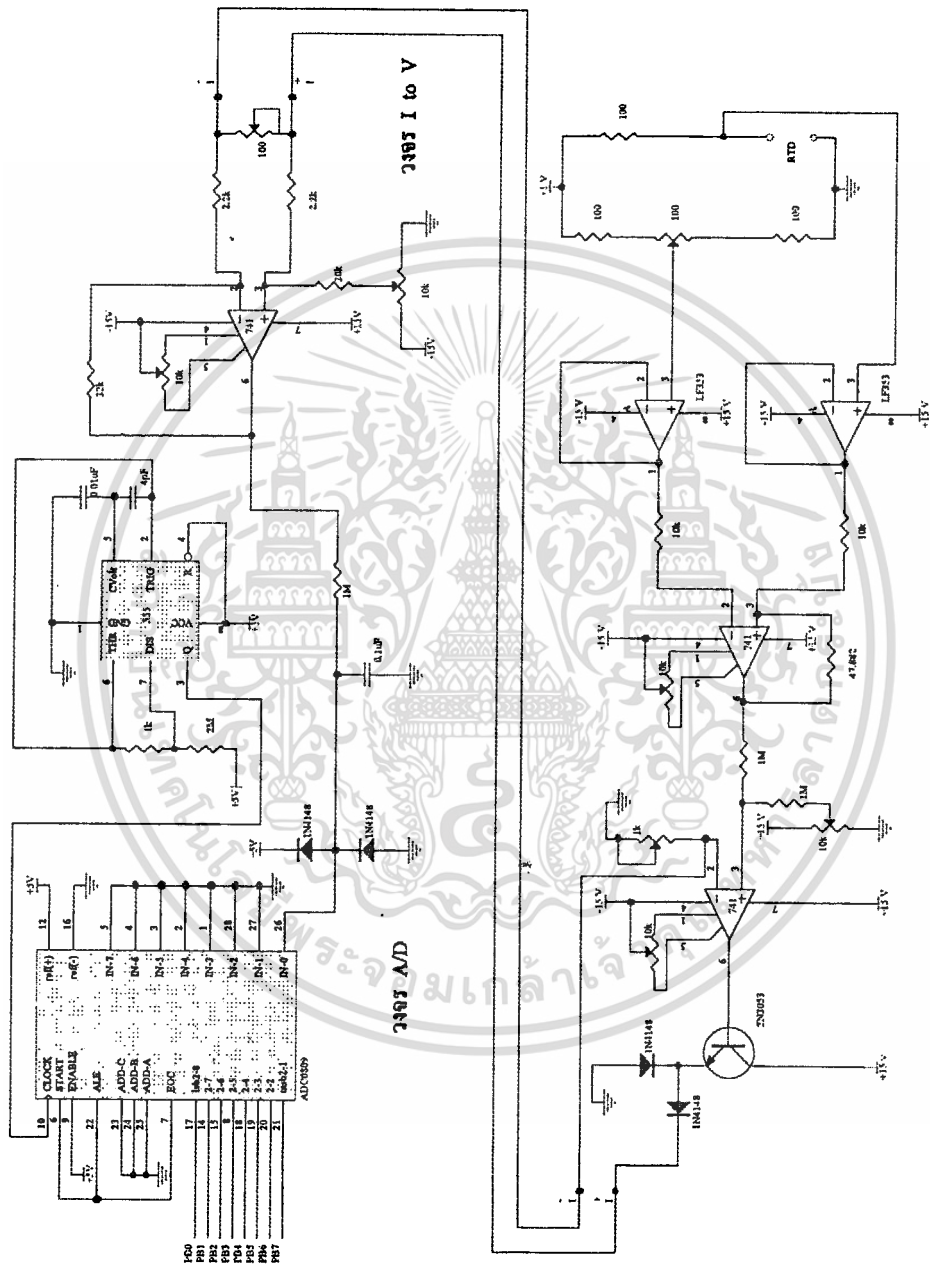
Flow chart โปรแกรมย่อย RUN



Flow Chart โปรแกรมย่อย Stop



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



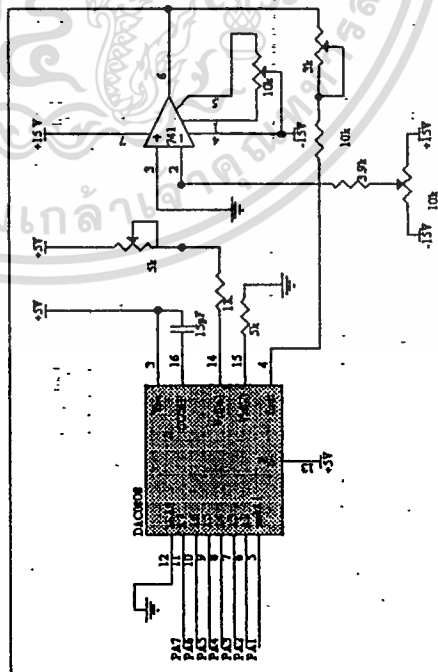
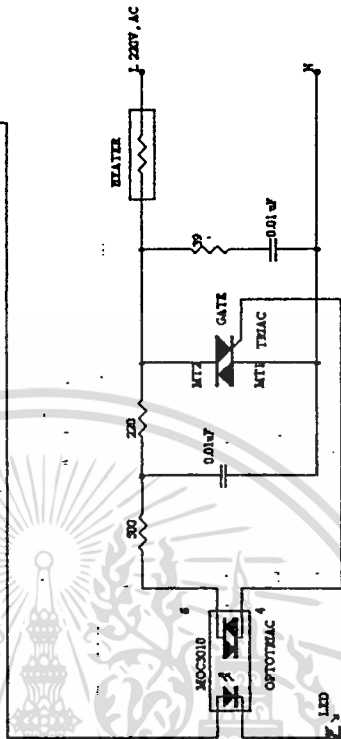
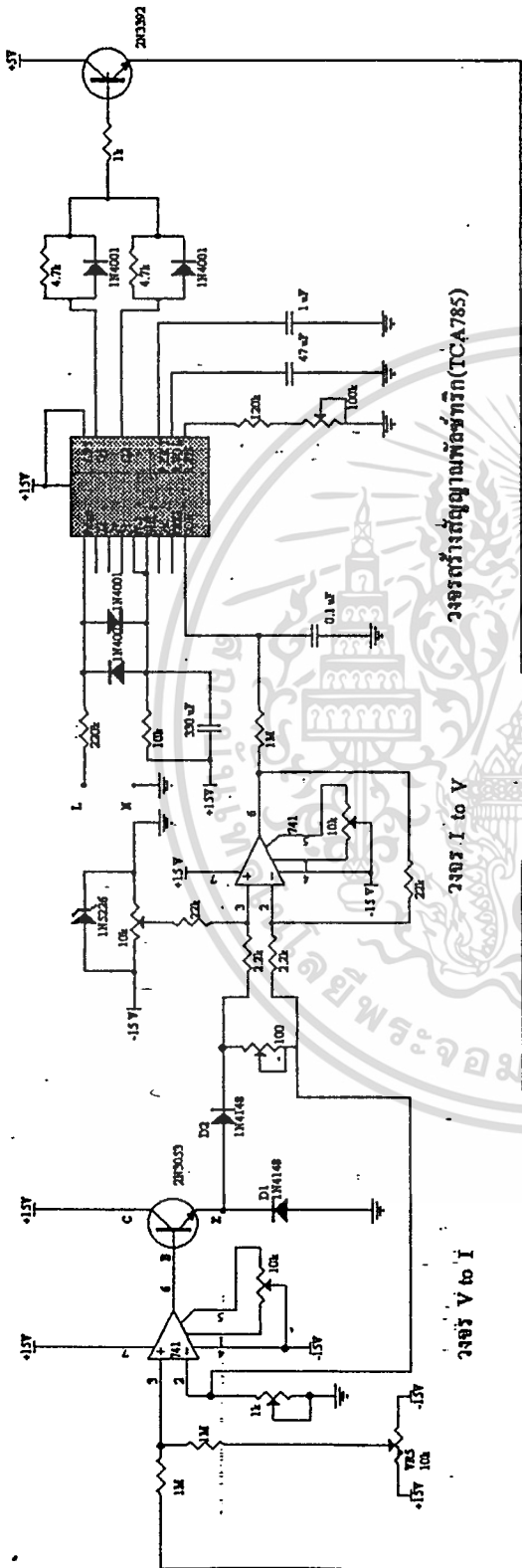
วงจร I to V

วงจร V to I

วงจรรวมของระบบควบคุม

วงจรพีเอชไอซีแอลเอมพี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

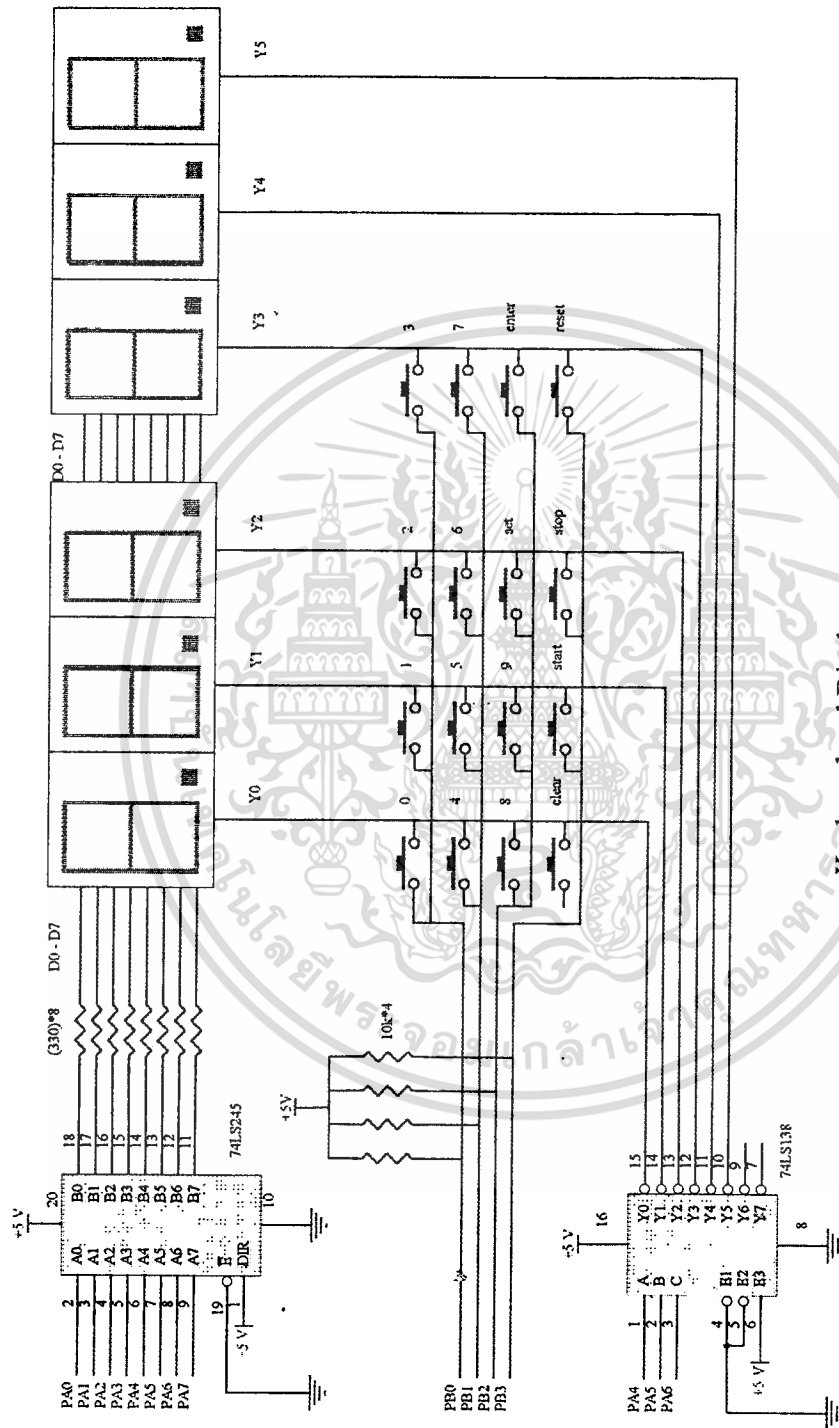


วงจร SSR

วงจรรวมของระบบควบคุม

วงจร D/A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Keyboard and Display

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

1 REM PID1.BAS
10 REM ***** SET BUTTOM *****
11 XBY(0F803H)=82H : XBY(0F800H)=0FFH
110 CALL 9500H : REM CLEAR
120 FOR I=1 TO 10
130 CALL 9300H : CALL 9200H : REM DISPLAY
160 NEXT I
170 CALL 9600H : REM RESTORE
171 CALL 9300H : REM SCANKEY
172 CALL 9400H : REM SHIFF DATA
180 FOR J=1 TO 10
190 CALL 9100H : REM CONVERSE DATA FOR DISPLAY
200 CALL 9300H : CALL 9200H : REM DISPLAY
230 NEXT J
231 CALL 9300H : REM SCANKEY
232 CALL 9400H : REM SHIFF DATA
240 Y=XBY(1818H) : REM READ VALUE_KEY
241 CALL 9200H : REM DISPLAY
250 CALL 9300H : IF Y=255 THEN CALL 9200H : GOTO 300
260 IF Y<11 THEN CALL 9200H : GOTO 300
270 CALL 9300H : IF Y=11 THEN CALL 9200H : GOTO 400 : REM GOTO ENTER BUTTOM
280 IF Y=12 THEN CALL 9200H : GOTO 424 : REM GOTO CLEAR BUTTOM
281 CALL 9200H : IF Y=15 THEN GOTO 1500
290 CALL 9300H : REM SCANKEY
291 CALL 9400H : REM SHIFF DATA
292 CALL 9200H : REM DISPLAY
293 XBY(0F800H)=0FFH : CALL 9200H : CALL 9300H
300 GOTO 110
400 REM ***** ENTER BUTTOM *****
410 SET1=XBY(1810H) : SET2=XBY(1811H) : SET3=XBY(1812H)
420 SETP=SET1*100+SET2*10+SET3
421 IF SETP<40 THEN GOTO 424 : REM FILL BETWEEN 40 TO 255

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณี 422 IF SETP>255 THEN GOTO 424 ห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

424 XBY(1810H)=0 : XBY(1811H)=0 : XBY(1812H)=0 : REM*** CLEAR BUTTOM ***
425 GOTO 110
430 XBY(1816H)=SETP : REM STORE SET_POINT INTO 1816H
440 FOR I=1 TO 50
450 CALL 9100H
460 CALL 9200H : REM DISPLAY
470 CALL 9300H : REM SCANKEY
480 Y=XBY(1818H)
481 CALL 9200H
490 IF Y=255 THEN GOTO 610
500 IF Y=10 THEN GOTO 110 : REM GOTO SET BUTTOM
510 CALL 9200H
600 IF Y=13 THEN GOTO 711 : REM GOTO RUN BUTTOM
601 CALL 9200H : IF Y=15 THEN GOTO 1500
610 NEXT I
611 XBY(0F800H)=OFFH : CALL 9200H
700 GOTO 440
710 REM *****RUN BUTTOM*****
711 XBY(0F803H)=82H : XBY(0F800H)=OFFH
712 KP=1 : KI=0.5 : KD=0.08 : DT=0.0833 : POUT=1
713 A=KP+KP*KI*DT+KP*KD/DT : CALL 9200H : B=KP+2*KP*KD/DT : CALL 9200H
714 C=KP*KD/DT : CALL 9200H
720 REM R1=10 : R2=47.382 : R0=100 : ALPHA=0.00385
721 SET1=XBY(1810H) : SET2=XBY(1811H) : SET3=XBY(1812H)
722 SETP=SET1*100+SET2*10+SET3
730 ADC=XBY(0F801H) : CALL 9200H
735 V=0.01961*ADC : CALL 9200H
740 X1=21.105*V : CALL 9200H
745 X2=X1+250 : CALL 9200H
750 X3=0.21105*V : CALL 9200H
755 X4=2.5-X3 : CALL 9200H
760 RT=X2/X4 : CALL 9200H
765 Y1=(0.01*RT-1) : CALL 9200H
780 TEMP1=259.74*Y1 : CALL 9200H

```

```

785 TEMP=INT(TEMP1) : CALL 9200H
790 XBY(1817H)=TEMP : CALL 9200H
853 CALL 9700H : REM CONVERS TEMP FOR DISPLAY
854 CALL 9100H : REM CONV
855 CALL 9200H : REM DISPLAY
856 CALL 9300H : REM SCANKEY
860 Y=XBY(1818H) : CALL 9200H
861 CALL 9300H: CALL 9200H: IF Y=15 THEN GOTO 1500
870 IF Y=14 THEN CALL 9200H : GOTO 1000 : REM GOTO STOP BUTTOM
874 DE=(SETP-TEMP)/(255-0) : CALL 9200H
875 V1=A*DE : CALL 9200H
876 V2=B*DE1 : CALL 9200H
877 V3=C*DE2 : CALL 9200H
878 P=P1+V1-V2+V3 : CALL 9200H
879 DE2=DE1 : CALL 9200H
880 DE1=DE : CALL 9200H
881 P1=P : CALL 9200H
990 POUT=255-P*255 : CALL 9200H
991 IF POUT<0 THEN POUT=0 : CALL 9200H
992 IF POUT>254 THEN POUT=255 : CALL 9200H
994 FOR I=1 TO 10
995 XBY(0F800H)=POUT : CALL 9200H
996 NEXT I
998 GOTO 730
1000 REM *****STOP BUTTOM*****
1005 CALL 9800H : REM CLEAR
1010 FOR I=1 TO 10
1020 CALL 9200H : REM DISPLAY
1030 NEXT I
1040 CALL 9900H : REM RESTORE
1050 FOR I=1 TO 10
1051 CALL 9100H : REM CONVERSE DATA FOR DISPLAY
1060 CALL 9200H : REM DISPLAY
1070 NEXT I

```

```
1080 CALL 9300H : REM SCANKEY
1090 Y=XBY(1818H)
1100 IF Y=10 THEN GOTO 110
1101 IF Y=15 THEN GOTO 1500
1110 XBY(0F800H)=OFFH : CALL 9200H
1200 GOTO 1000
1500 REM *****RESET BUTTOM*****
1510 XBY(0F803H)=82H : XBY(0F800H)=OFFH
1520 POUT=0 : P1=0 : DE=0 : DE1=0 : DE2=0 : P=0
2030 XBY(1810H)=0 : XBY(1811H)=0 : XBY(1812H)=0
2040 XBY(1813H)=0 : XBY(1814H)=0 : XBY(1815H)=0
2050 GOTO 10
```



ORG 9000H

CON_TROL1 EQU 0F803H

CON_TROL2 EQU 0FC03H

PORTA1 EQU 0F800H

PORTB1 EQU 0F801H

PORTC1 EQU 0F802H

PORTA2 EQU 0FC00H

PORTB2 EQU 0FC01H

PORTC2 EQU 0FC02H

BUFFER EQU 1800H

SET_PO EQU 1810H

SET_P1 EQU 1811H

SET_P2 EQU 1812H

SET_P3 EQU 1813H

SET_P4 EQU 1814H

SET_P5 EQU 1815H

SET_POINT EQU 1816H

PO EQU 1817H

VALUE_KEY EQU 1818H

CLEAR_SET EQU 1820H

CLEAR_STOP EQU 1830H

TEMP1 EQU 1840H

TEMP2 EQU 1841H

TEMP3 EQU 1842H

```
CLR A
MOV R1,A
MOV R2,A
MOV R3,A
MOV R4,A
MOV R5,A
MOV R6,A
```

```
MOV DPTR,#SET_POINT ;READ OLD SETPOINT
MOVX A,@DPTR
```

```
MOV R0,A
SETP1: INC R3
        CJNE R3,#0AH,SETP2
        MOV R3,#00H
        INC R2
        CJNE R2,#0AH,SETP2
        MOV R2,#00H
        INC R1
SETP2: DJNZ R0,SETP1
```

```
MOV DPTR,#PO ;READ OLD P0
MOVX A,@DPTR
```

```
MOV R0,A
POLD1: INC R6
        CJNE R6,#0AH,POLD2
        MOV R6,#00H
        INC R5
        CJNE R5,#0AH,POLD2
        MOV R5,#00H
        INC R4
POLD2: DJNZ R0,POLD1
```

```

MOV DPTR,#SET_PO
MOV R0,#19H
MOV R7,#06H
SPO:  MOV A,@R0
      MOVX @DPTR,A
      INC R0
      INC DPTR
      DJNZ R7,SPO

```

```
RET
```

```
;-----CONVERSE DATA FOR DISPLAY-----
```

```
ORG 9100H
```

```
SETB RS0
```

```
SETB RS1
```

```
MOV DPTR,#SET_PO
```

```
MOV R0,#19H
```

```
MOV R7,#06H
```

```
GET:  MOVX A,@DPTR
```

```
MOV @R0,A
```

```
INC R0
```

```
INC DPTR
```

```
DJNZ R7,GET
```

```
MOV DPTR,#BUFFER
```

```
MOV R7,#06H
```

```
MOV R0,#19H
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าจะ CONV; ทั้งสิ้น PUSH DPL มิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PUSH DPH

MOV DPTR,#SEG_TBL

MOV A,@R0

ADD A,DPL

MOV DPL,A

MOVX A,@DPTR

POP DPH

POP DPL

MOVX @DPTR,A

INC R0

INC DPTR

DJNZ R7,CONV

RET

:-----DISPLAY-----

ORG 9200H

SETB RS0

SETB RS1

MOV DPTR,#CON_TROL2

MOV A,#82H

MOVX @DPTR,A

DISPLAY: MOV R0,#00H

MOV DPTR,#BUFFER

DIS1: MOVX A,@DPTR

เอกสารนี้เป็นเอกสารตัวอย่างสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

PUSH DPL
PUSH DPH

MOV DPTR,#PORTC2
MOV A,R0
MOVX @DPTR,A

MOV DPTR,#PORTA2
MOV A,R7
MOVX @DPTR,A

MOV DPTR,#0FEEEH
DELAY: INC DPTR
MOV A,DPH
ORL A,DPL
JNZ DELAY

POP DPH
POP DPL

INC DPTR
INC R0
CJNE R0,#06H,DIS1
RET

```

;~~-----SCAN KEY-----~~

```
ORG 9300H
```

```
SETB RS0
```

```
SETB RS1
```

```
MOV DPTR,#CON_TROL2
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยทางราชการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
MOV A,#82H
MOVX @DPTR,A
```

```
MOV R0,#04H ;R0 is counter
MOV R1,#00H ;R1 used for store digit
MOV R2,#00H ;R2 used send digit
MOV R3,#00H
```

```
SCAN_KEY: MOV A,R2
```

```
MOV DPTR,#PORTC2
MOVX @DPTR,A
MOV DPTR,#PORTB2
MOVX A,@DPTR
ANL A,#0FH
CJNE A,#0FH,FIND
SJMP NO_KEY
```

```
FIND: MOV R3,A
```

```
CJNE R1,#00H,GO
MOV A,#00H
SJMP F2
```

```
GO: MOV A,#00H
```

```
F1: ADD A,#01H
```

```
DEC R1
CJNE R1,#00H,F1
```

```
F2: CJNE R3,#00001110B,F3
```

```
ADD A,#00
MOV DPTR,#VALUE_KEY
MOVX @DPTR,A
```

```
RET
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
F3:    CJNE R3,#00001101B,F4
      ADD A,#04
      MOV DPTR,#VALUE_KEY
      MOVX @DPTR,A
      RET
```

```
F4:    CJNE R3,#00001011B,F5
      ADD A,#08
      MOV DPTR,#VALUE_KEY
      MOVX @DPTR,A
      RET
```

```
F5:    ADD A,#12
      MOV DPTR,#VALUE_KEY
      MOVX @DPTR,A
      RET
```

```
NO_KEY: INC R2
      INC R1
      DJNZ R0,SCAN_KEY

      MOV A,#0FFH
      MOV DPTR,#VALUE_KEY
      MOVX @DPTR,A

      RET
```

```
-----SHIFF DATA-----
```

```
ORG 9400H
```

```
SETB RS0
```

```
SETB RS1
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

MOV DPTR,#SET_P2 ;SET3
MOVX A,@DPTR
MOV R3,A

MOV DPTR,#SET_P1 ;SET2
MOVX A,@DPTR
MOV R2,A

MOV DPTR,#VALUE_KEY
MOVX A,@DPTR

CJNE A,#OFFH,LOOK1
SJMPLOOKED
LOOK1: CJNE A,#10,LOOK2
SJMPLOOKED
LOOK2: CJNE A,#11,LOOK3
SJMPLOOKED
LOOK3: CJNE A,#12,LOOK4
SJMPLOOKED
LOOK4: CJNE A,#13,LOOK5
SJMPLOOKED

LOOK5: MOV DPTR,#SET_P2
MOVX @DPTR,A

MOV DPTR,#SET_P1
MOV A,R3
MOVX @DPTR,A

MOV DPTR,#SET_PO
MOV A,R2
MOVX @DPTR,A

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LOOKED: RET

; CLEAR SET

ORG 9500H

SETB RS0

SETB RS1

MOV DPTR,#SET_PO

MOV R0,#19H

MOV R7,#03H

A1: MOVX A,@DPTR

MOV @R0,A

INC R0

INC DPTR

DJNZ R7,A1

MOV DPTR,#CLEAR_SET

MOV R0,#19H

MOV R7,#03H

A2: MOV A,@R0

MOVX @DPTR,A

INC R0

INC DPTR

DJNZ R7,A2

CLRA

MOV R1,A

MOV R2,A

MOV R3,A

MOV DPTR,#BUFFER

MOV R0,#19H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
MOV R7,#03H
A3:  MOV A,@R0
      MOVX @DPTR,A
      INC R0
      INC DPTR
      DJNZ R7,A3
      RET
```

```
ORG 9600H
```

```
SETB RS0
SETB RS1

MOV DPTR,#CLEAR_SET
MOV R0,#19H
MOV R7,#03H
A4:  MOVX A,@DPTR
      MOV @R0,A
      INC R0
      INC DPTR
      DJNZ R7,A4
```

```
MOV DPTR,#SET_PO
MOV R0,#19H
MOV R7,#03H
A5:  MOV A,@R0
      MOVX @DPTR,A
      INC R0
      INC DPTR
      DJNZ R7,A5

      RET
```

```
ORG 9700H
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SETB RS0

SETB RS1

MOV DPTR,#PO

MOVX A,@DPTR ;RECIVE TEMP FROM BASIC

MOV R4,#00H

MOV R5,#00H

MOV R6,#00H

MOV R0,A

ADC2: INC R6

CJNE R6,#0AH,ADC1

MOV R6,#00H

INC R5

CJNE R5,#0AH,ADC1

MOV R5,#00H

INC R4

ADC1: DJNZ R0,ADC2

MOV DPTR,#SET_P3

MOV R0,#1CH

MOV R7,#03H

ADC3: MOV A,@R0

MOVX @DPTR,A

INC R0

INC DPTR

DJNZ R7,ADC3

RET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

____CLEAR STOP____

ORG 9800H

SETB RS0

SETB RS1

MOV DPTR,#SET_PO

MOV R0,#19H

MOV R7,#06H

A11: MOVX A,@DPTR

MOV @R0,A

INC R0

INC DPTR

DJNZ R7,A11

MOV DPTR,#CLEAR_STOP

MOV R0,#19H

MOV R7,#06H

A22: MOV A,@R0

MOVX @DPTR,A

INC R0

INC DPTR

DJNZ R7,A22

CLRA

MOV R1,A

MOV R2,A

MOV R3,A

MOV R4,A

MOV R5,A

MOV R6,A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
MOV DPTR,#BUFFER
MOV R0,#19H
MOV R7,#06H
A33:  MOV A,@R0
      MOVX @DPTR,A
      INC R0
      INC DPTR
      DJNZ R7,A33
      RET
```

```
ORG 9900H

SETB RS0
SETB RS1

MOV DPTR,#CLEAR_STOP
MOV R0,#19H
MOV R7,#06H
A44:  MOVX A,@DPTR
      MOV @R0,A
      INC R0
      INC DPTR
      DJNZ R7,A44
```

```
MOV DPTR,#SET_PO
MOV R0,#19H
MOV R7,#06H
A55:  MOV A,@R0
      MOVX @DPTR,A
      INC R0
      INC DPTR
      DJNZ R7,A55
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
RET
```

ORG 9A00H

SEG_TBL: DB 3FH,06H,5BH,4FH,66H,6DH,7DH,07H,7FH,6FH

*****INITIAL SERIAL PORT*****

ORG 9B00H

MOV TMOD,#20H ;TIMER MODE2 AUTO-RELOAD 8 BIT

MOV TH1,#0E8H ;BAUD RATE 1200

MOV TL1,#0E8H

MOV SCON,#50H ;SERIAL MODE1,1 START,8 DATA,1 STOP BIT

SETB TR1 ;START TIMER1

CLR EA

CLR ES

CLR TI

RET

*****SEND TEMP TO SERIAL PORT*****

ORG 9C00H

SETB RS0

SETB RS1

MOV DPTR,#SET_P3

MOVX A,@DPTR

ADD A,#30H

MOV DPTR,#TEMP1

MOVX @DPTR,A

```
MOV DPTR,#SET_P4
MOVX A,@DPTR
ADD A,#30H
MOV DPTR,#TEMP2
MOVX @DPTR,A

MOV DPTR,#SET_P5
MOVX A,@DPTR
ADD A,#30H
MOV DPTR,#TEMP3
MOVX @DPTR,A

MOV R7,#03H
MOV DPTR,#TEMP1
SERIAL:  MOVX A,@DPTR
        MOV SBUF,A
WAIT:   JNB TI,WAIT
        CLR TI
        INC DPTR
        DJNZ R7,SERIAL

RET

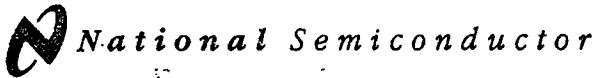
END
```



ภาคผนวก ค



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



DAC0808/DAC0807/DAC0806 8-Bit D/A Converters

General Description

The DAC0808 series is an 8-bit monolithic digital-to-analog converter (DAC) featuring a full scale output current settling time of 150 ns while dissipating only 33 mW with $\pm 5V$ supplies. No reference current (I_{REF}) trimming is required for most applications since the full scale output current is typically ± 1 LSB of $255 I_{REF}/256$. Relative accuracies of better than $\pm 0.19\%$ assure 8-bit monotonicity and linearity while zero level output current of less than $4 \mu A$ provides 8-bit zero accuracy for $I_{REF} \geq 2$ mA. The power supply currents of the DAC0808 series are independent of bit codes, and exhibits essentially constant device characteristics over the entire supply voltage range.

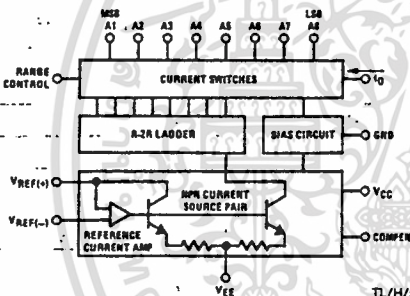
The DAC0808 will interface directly with popular TTL, DTL or CMOS logic levels, and is a direct replacement for the

MC1508/MC1408. For higher speed applications, see DAC0800 data sheet.

Features

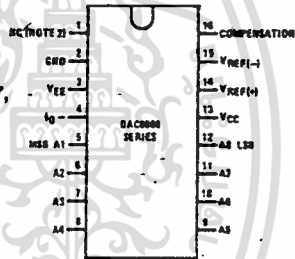
- Relative accuracy: $\pm 0.19\%$ error maximum (DAC0808)
- Full scale current match: ± 1 LSB typ
- 7 and 6-bit accuracy available (DAC0807, DAC0806)
- Fast settling time: 150 ns typ
- Noninverting digital inputs are TTL and CMOS compatible
- High speed multiplying input slew rate: $8 \text{ mA}/\mu\text{s}$
- Power supply voltage range: $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$
- Low power consumption: 33 mW @ $\pm 5V$

Block and Connection Diagrams



Order Number
DAC0808, DAC0807,
or DAC0806
See NS Package
Number J16A,
M16A or N16A

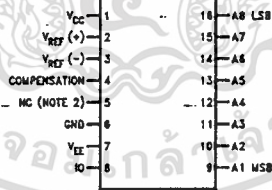
Dual-In-Line Package



TL/H/5687-2

TL/H/5687-1

Small-Outline Package



TL/H/5687-13

Top View

Ordering Information

ACCURACY	OPERATING TEMPERATURE RANGE	ORDER NUMBERS		
		J PACKAGE (J16A)*	N PACKAGE (N16A)*	SO PACKAGE (M16A)
7-bit	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +75^\circ\text{C}$	DAC0807LCJ MC1408L7	DAC0808LCN MC1408P8 DAC0807LCN MC1408P7	DAC0808LCM DAC0807LCM
6-bit	$0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +75^\circ\text{C}$	DAC0806LCJ MC1408L6	DAC0806LCN MC1408P6	DAC0806LCM

*Note. Devices may be ordered by using either order number.

DAC0808/DAC0807/DAC0806

3

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Power Supply Voltage	
V _{CC}	+ 18 V _{DC}
V _{EE}	- 18 V _{DC}
Digital Input Voltage, V ₅ -V ₁₂	- 10 V _{DC} to + 18 V _{DC}
Applied Output Voltage, V _O	- 11 V _{DC} to + 18 V _{DC}
Reference Current, I ₁₄	5 mA
Reference Amplifier Inputs, V ₁₄ , V ₁₅	V _{CC} , V _{EE}
Power Dissipation (Note 3)	1000 mW
ESD Susceptibility (Note 4)	TBD

Storage Temperature Range	-65°C to + 150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (Plastic)	260°C
Dual-In-Line Package (Ceramic)	300°C
Surface Mount Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

Operating Ratings

Temperature Range	T _{MIN} ≤ T _A ≤ T _{MAX}
DAC0808LC Series	0 ≤ T _A ≤ +75°C

Electrical Characteristics

(V_{CC} = 5V, V_{EE} = -15 V_{DC}, V_{REF}/R₁₄ = 2 mA, DAC0808: T_A = -55°C to +125°C, DAC0808C, DAC0807C, DAC0806C, T_A = 0°C to +75°C, and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
E _r	Relative Accuracy (Error Relative to Full Scale I _O)	(Figure 4)				%
	DAC0808LC (LM1408-8)				± 0.19	%
	DAC0807LC (LM1408-7), (Note 5)				± 0.39	%
	DAC0806LC (LM1408-6), (Note 5)				± 0.78	%
	Settling Time to Within ½ LSB (Includes t _{PLH})	T _A = 25°C (Note 6), (Figure 5)		150		ns
t _{PLH} , t _{PHL}	Propagation Delay Time	T _A = 25°C, (Figure 5)		30	100	ns
TC _{IO}	Output Full Scale Current Drift			± 20		ppm/°C
MSB V _{IH} V _{IL}	Digital Input Logic Levels	(Figure 3)	2		0.8	V _{DC} V _{DC}
	High Level, Logic "1"					
	Low Level, Logic "0"					
MSB	Digital Input Current	(Figure 3)		0	0.040	mA
	High Level	V _{IH} = 5V		-0.003	-0.8	mA
	Low Level	V _{IL} = 0.8V				
I ₁₅	Reference Input Bias Current	(Figure 3)		-1	-3	μA
I _O	Output Current Range	(Figure 3)	0	2.0	2.1	mA
		V _{EE} = -5V	0	2.0	4.2	mA
		V _{EE} = -15V, T _A = 25°C				
I _O	Output Current	V _{REF} = 2.000V, R ₁₄ = 1000Ω, (Figure 3)	1.9	1.99	2.1	mA
	Output Current, All Bits Low	(Figure 3)		0	4	μA
	Output Voltage Compliance (Note 2)	E _r ≤ 0.19%, T _A = 25°C			-0.55, +0.4	V _{DC}
	V _{EE} = -5V, I _{REF} = 1 mA				-5.0, +0.4	V _{DC}
	V _{EE} Below -10V					

Electrical Characteristics (Continued)

($V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V_{DC}$, $V_{REF}/R_{14} = 2\text{ mA}$, DAC0808: $T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$, DAC0808C, DAC0807C, DAC0806C, $T_A = 0^\circ\text{C}$ to $+75^\circ\text{C}$, and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
SRI_{REF}	Reference Current Slew Rate	(Figure 6)	4	8		$\text{mA}/\mu\text{s}$
	Output Current Power Supply Sensitivity	$-5V \leq V_{EE} \leq -16.5V$		0.05	2.7	$\mu\text{A}/V$
I_{CC} I_{EE}	Power Supply Current (All Bits Low)	(Figure 3)		2.3 -4.3	22 -13	mA mA
V_{CC} V_{EE}	Power Supply Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Figure 3)	4.5 -4.5	5.0 -15	5.5 -16.5	V_{DC} V_{DC}
	Power Dissipation					
	All Bits Low	$V_{CC} = 5V, V_{EE} = -5V$		33	170	mW
		$V_{CC} = 5V, V_{EE} = -15V$		106	305	mW
	All Bits High	$V_{CC} = 15V, V_{EE} = -5V$		90		mW
		$V_{CC} = 15V, V_{EE} = -15V$		160		mW

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: Range control is not required.

Note 3: The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is dictated by T_{JMAX} , θ_{JA} , and the ambient temperature, T_A . The maximum allowable power dissipation at any temperature is $P_D = (T_{JMAX} - T_A)/\theta_{JA}$ or the number given in the Absolute Maximum Ratings, whichever is lower. For this device, $T_{JMAX} = 125^\circ\text{C}$, and the typical junction-to-ambient thermal resistance of the dual-in-line J package when the board mounted is $100^\circ\text{C}/\text{W}$. For the dual-in-line N package, this number increases to $175^\circ\text{C}/\text{W}$ and for the small outline M package this number is $100^\circ\text{C}/\text{W}$.

Note 4: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Note 5: All current switches are tested to guarantee at least 50% of rated current.

Note 6: All bits switched.

Note 7: Pin-out numbers for the DAC080X represent the dual-in-line package. The small outline package pinout differs from the dual-in-line package.

Typical Application

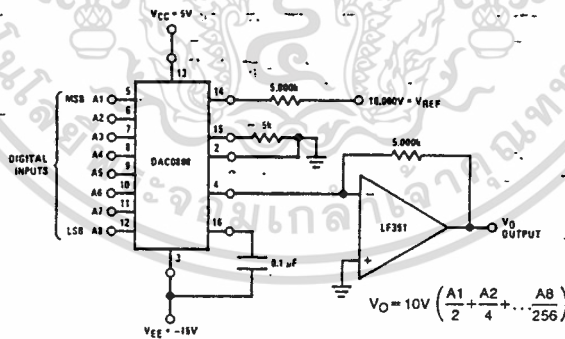
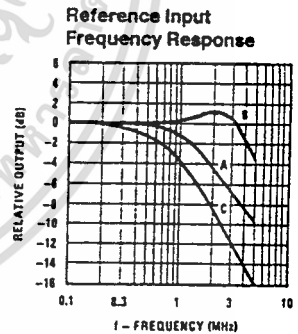
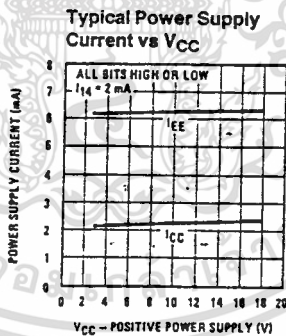
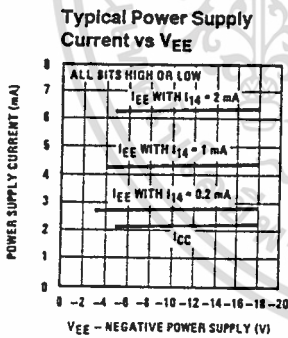
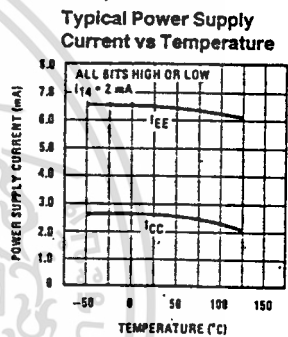
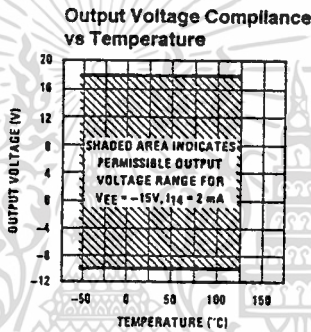
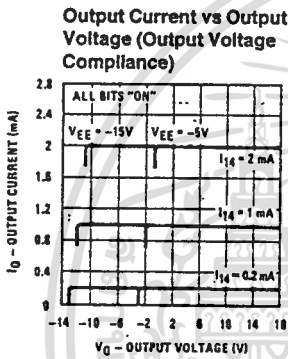
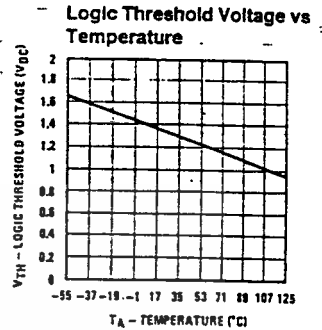
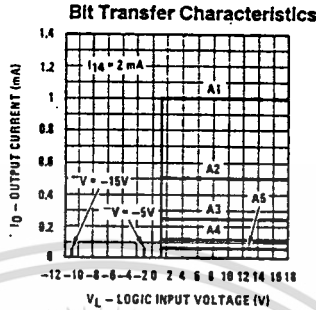
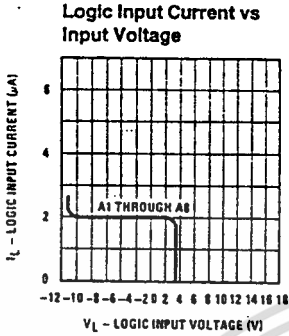


FIGURE 1. +10V Output Digital to Analog Converter (Note 7)

TL/H/5687-3

Typical Performance Characteristics

$V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted



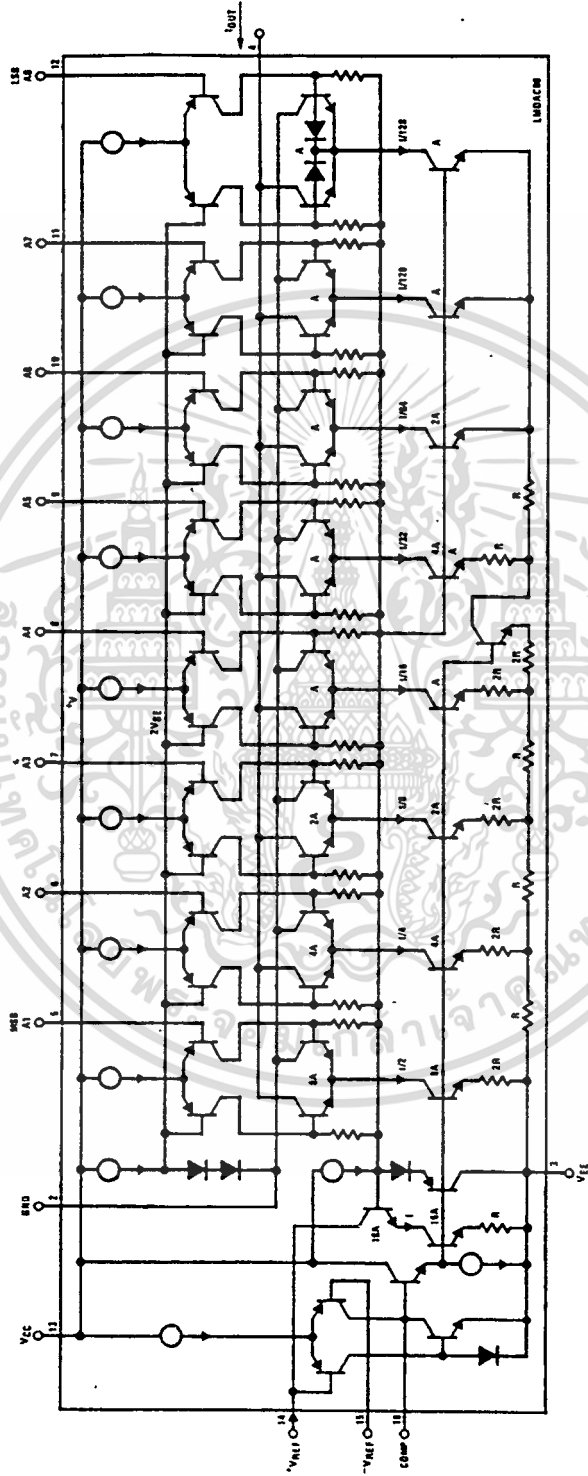
TL/H/5687-5

Unless otherwise specified: $R_{14} = 1 \text{ k}\Omega$, $C = 15 \text{ pF}$, pin 16 to V_{EE} ; $R_L = 50\Omega$, pin 4 to ground.

Curve A: Large Signal Bandwidth Method of Figure 7, $V_{REF} = 2 \text{ Vp-p}$ offset 1 V above ground.

Curve B: Small Signal Bandwidth Method of Figure 7, $R_L = 250\Omega$, $V_{REF} = 50 \text{ mVp-p}$ offset 200 mV above ground.

Curve C: Large and Small Signal Bandwidth Method of Figure 9 (no op amp, $R_L = 50\Omega$), $R_S = 50\Omega$, $V_{REF} = 2V$, $V_S = 100 \text{ mVp-p}$ centered at 0V.

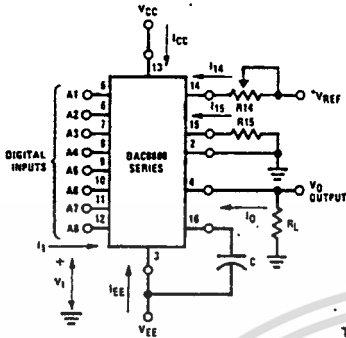


TL/H/5687-4

FIGURE 2. Equivalent Circuit of the DAC0808 Series (Note 7)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits



V_I and I_I apply to inputs A1–A8.

The resistor tied to pin 15 is to temperature compensate the bias current and may not be necessary for all applications.

$$I_O = K \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} \right)$$

where $K = \frac{V_{REF}}{R_{14}}$

and $A_N = "1"$ if A_N is at high level

$A_N = "0"$ if A_N is at low level

TL/H/5687-6
FIGURE 3. Notation Definitions Test Circuit (Note 7)

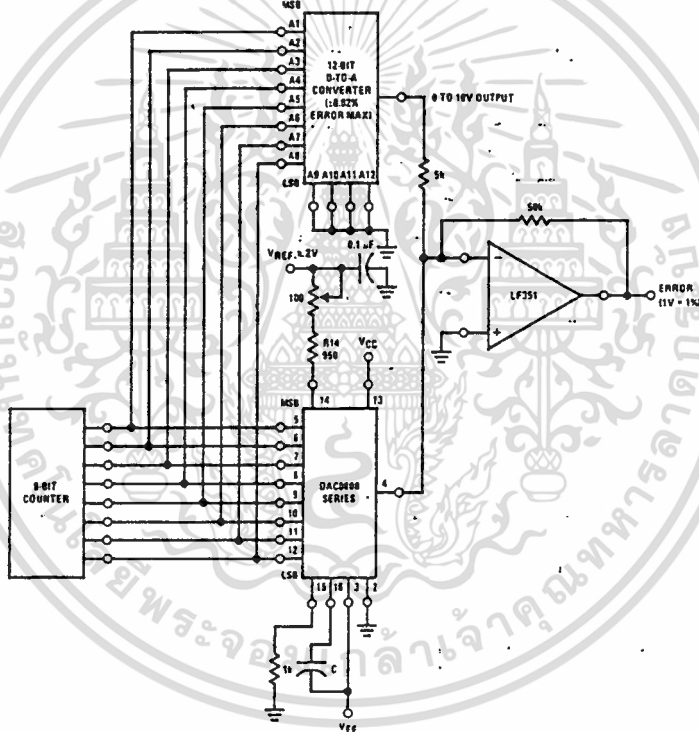


FIGURE 4. Relative Accuracy Test Circuit (Note 7)

TL/H/5687-7

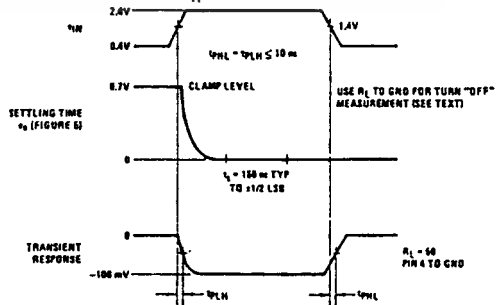
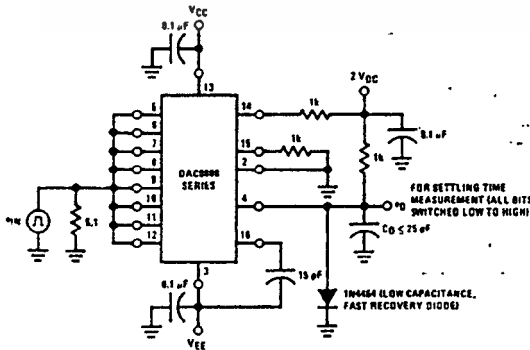


FIGURE 5. Transient Response and Settling Time (Note 7)

TL/H/5687-8

Test Circuits (Continued)

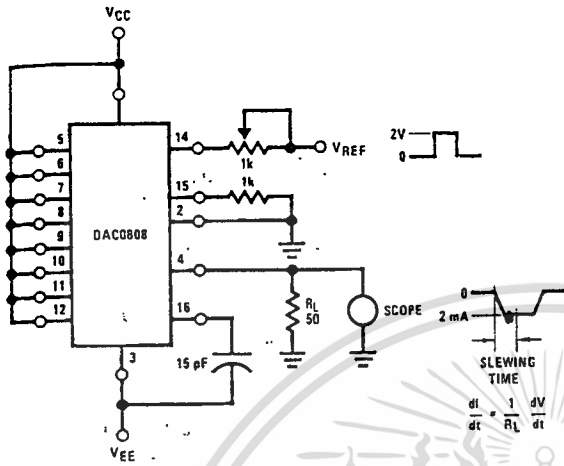


FIGURE 6. Reference Current Slew Rate Measurement (Note 7)

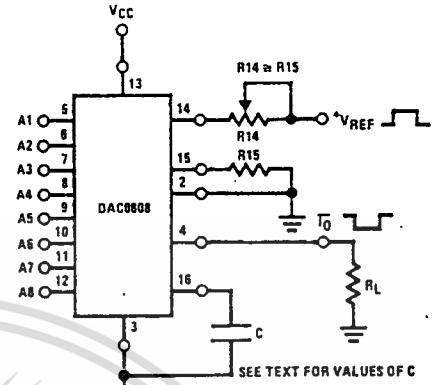


FIGURE 7. Positive VREF (Note 7)

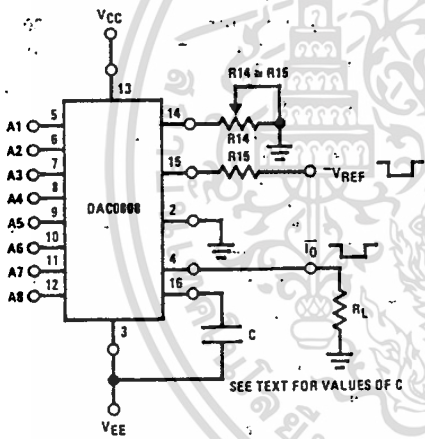


FIGURE 8. Negative VREF (Note 7)

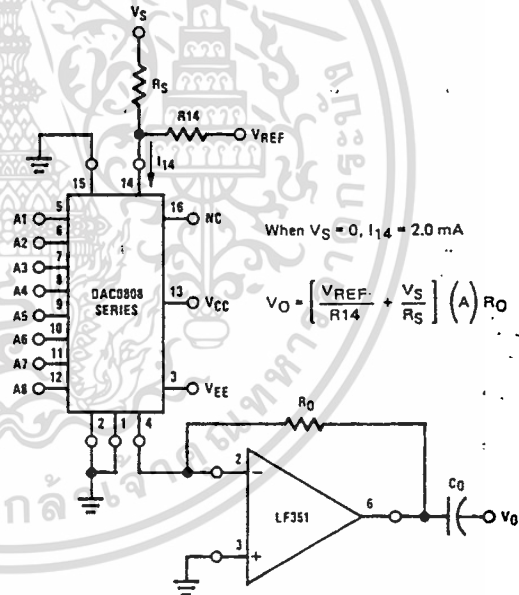


FIGURE 9. Programmable Gain Amplifier or Digital Attenuator Circuit (Note 7)

When $V_S = 0$, $I_{14} = 2.0 \text{ mA}$

$$V_O = \left[\frac{V_{REF}}{R_{14}} + \frac{V_S}{R_S} \right] (A) R_O$$

Application Hints

REFERENCE AMPLIFIER DRIVE AND COMPENSATION

The reference amplifier provides a voltage at pin 14 for converting the reference voltage to a current, and a turn-around circuit or current mirror for feeding the ladder. The reference amplifier input current, I_{14} , must always flow into pin 14, regardless of the set-up method or reference voltage polarity. Connections for a positive voltage are shown in Figure 7. The reference voltage source supplies the full current I_{14} . For bipolar reference signals, as in the multiplying mode,

R15 can be tied to a negative voltage corresponding to the minimum input level. It is possible to eliminate R15 with only a small sacrifice in accuracy and temperature drift.

The compensation capacitor value must be increased with increases in R14 to maintain proper phase margin; for R14 values of 1, 2.5 and 5 kΩ, minimum capacitor values are 15, 37 and 75 pF. The capacitor may be tied to either VEE or ground, but using VEE increases negative supply rejection.

Application Hints (Continued)

A negative reference voltage may be used if R14 is grounded and the reference voltage is applied to R15 as shown in *Figure 8*. A high input impedance is the main advantage of this method. Compensation involves a capacitor to V_{EE} on pin 16, using the values of the previous paragraph. The negative reference voltage must be at least 4V above the V_{EE} supply. Bipolar input signals may be handled by connecting R14 to a positive reference voltage equal to the peak positive input level at pin 15.

When a DC reference voltage is used, capacitive bypass to ground is recommended. The 5V logic supply is not recommended as a reference voltage. If a well regulated 5V supply which drives logic is to be used as the reference, R14 should be decoupled by connecting it to 5V through another resistor and bypassing the junction of the 2 resistors with 0.1 μ F to ground. For reference voltages greater than 5V, a clamp diode is recommended between pin 14 and ground.

If pin 14 is driven by a high impedance such as a transistor current source, none of the above compensation methods apply and the amplifier must be heavily compensated, decreasing the overall bandwidth.

OUTPUT VOLTAGE RANGE

The voltage on pin 4 is restricted to a range of -0.55 to 0.4V when $V_{EE} = -5V$ due to the current switching methods employed in the DAC0808.

The negative output voltage compliance of the DAC0808 is extended to -5V where the negative supply voltage is more negative than -10V. Using a full-scale current of 1.992 mA and load resistor of 2.5 k Ω between pin 4 and ground will yield a voltage output of 256 levels between 0 and -4.980V. Floating pin 1 does not affect the converter speed or power dissipation. However, the value of the load resistor determines the switching time due to increased voltage swing. Values of R_L up to 500 Ω do not significantly affect performance, but a 2.5 k Ω load increases worst-case settling time to 1.2 μ s (when all bits are switched ON). Refer to the subsequent text section on Settling Time for more details on output loading.

OUTPUT CURRENT RANGE

The output current maximum rating of 4.2 mA may be used only for negative supply voltages more negative than -8V, due to the increased voltage drop across the resistors in the reference current amplifier.

ACCURACY

Absolute accuracy is the measure of each output current level with respect to its intended value, and is dependent upon relative accuracy and full-scale current drift. Relative accuracy is the measure of each output current level as a fraction of the full-scale current. The relative accuracy of the DAC0808 is essentially constant with temperature due to

the excellent temperature tracking of the monolithic resistor ladder. The reference current may drift with temperature, causing a change in the absolute accuracy of output current. However, the DAC0808 has a very low full-scale current drift with temperature.

The DAC0808 series is guaranteed accurate to within $\pm 1/2$ LSB at a full-scale output current of 1.992 mA. This corresponds to a reference amplifier output current drive to the ladder network of 2 mA, with the loss of 1 LSB (8 μ A) which is the ladder remainder shunted to ground. The input current to pin 14 has a guaranteed value of between 1.9 and 2.1 mA, allowing some mismatch in the NPN current source pair. The accuracy test circuit is shown in *Figure 4*. The 12-bit converter is calibrated for a full-scale output current of 1.992 mA. This is an optional step since the DAC0808 accuracy is essentially the same between 1.5 and 2.5 mA. Then the DAC0808 circuits' full-scale current is trimmed to the same value with R14 so that a zero value appears at the error amplifier output. The counter is activated and the error band may be displayed on an oscilloscope, detected by comparators, or stored in a peak detector.

Two 8-bit D-to-A converters may not be used to construct a 16-bit accuracy D-to-A converter. 16-bit accuracy implies a total error of $\pm 1/2$ of one part in 65,536 or $\pm 0.00076\%$, which is much more accurate than the $\pm 0.019\%$ specification provided by the DAC0808.

MULTIPLYING ACCURACY

The DAC0808 may be used in the multiplying mode with 8-bit accuracy when the reference current is varied over a range of 256:1. If the reference current in the multiplying mode ranges from 16 μ A to 4 mA, the additional error contributions are less than 1.6 μ A. This is well within 8-bit accuracy when referred to full-scale.

A monotonic converter is one which supplies an increase in current for each increment in the binary word. Typically, the DAC0808 is monotonic for all values of reference current above 0.5 mA. The recommended range for operation with a DC reference current is 0.5 to 4 mA.

SETTLING TIME

The worst-case switching condition occurs when all bits are switched ON, which corresponds to a low-to-high transition for all bits. This time is typically 150 ns for settling to within $\pm 1/2$ LSB, for 8-bit accuracy, and 100 ns to $1/2$ LSB for 7 and 6-bit accuracy. The turn OFF is typically under 100 ns. These times apply when $R_L \leq 500\Omega$ and $C_O \leq 25$ pF.

Extra care must be taken in board layout since this is usually the dominant factor in satisfactory test results when measuring settling time. Short leads, 100 μ F supply bypassing for low frequencies, and minimum scope lead length are all mandatory.

ADC0808/ADC0809 8-Bit μ P Compatible A/D Converters with 8-Channel Multiplexer

General Description

The ADC0808, ADC0809 data acquisition component is a monolithic CMOS device with an 8-bit analog-to-digital converter, 8-channel multiplexer and microprocessor compatible control logic. The 8-bit A/D converter uses successive approximation as the conversion technique. The converter features a high impedance chopper stabilized comparator, a 256R voltage divider with analog switch tree and a successive approximation register. The 8-channel multiplexer can directly access any of 8-single-ended analog signals.

The device eliminates the need for external zero and full-scale adjustments. Easy interfacing to microprocessors is provided by the latched and decoded multiplexer address inputs and latched TTL TRI-STATE® outputs.

The design of the ADC0808, ADC0809 has been optimized by incorporating the most desirable aspects of several A/D conversion techniques. The ADC0808, ADC0809 offers high speed, high accuracy, minimal temperature dependence, excellent long-term accuracy and repeatability, and consumes minimal power. These features make this device ideally suited to applications from process and machine control to consumer and automotive applications. For 16-channel multiplexer with common output (sample/hold port) see ADC0816 data sheet. (See AN-247 for more information.)

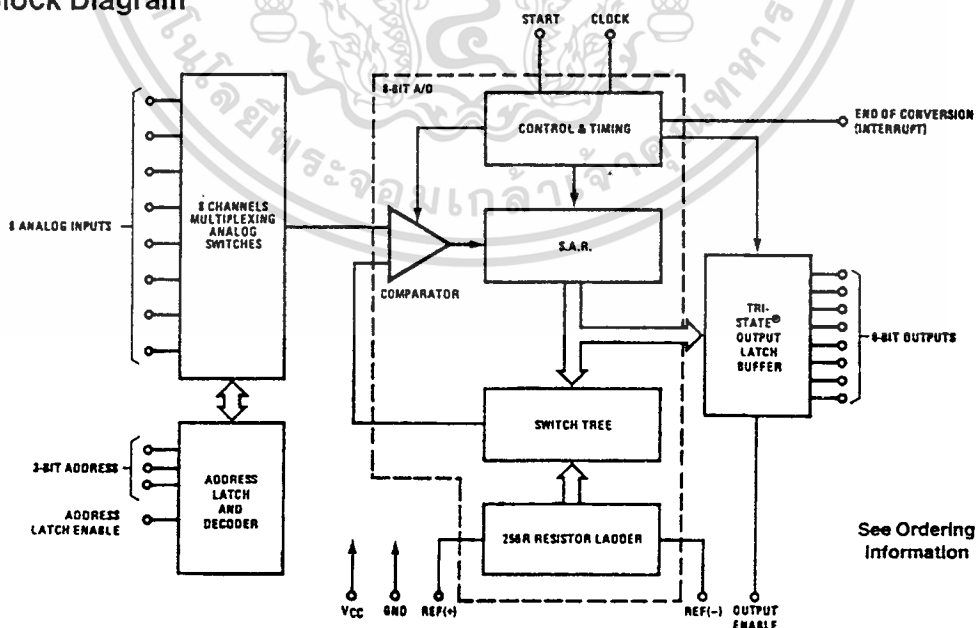
Features

- Easy interface to all microprocessors
- Operates ratiometrically or with 5 V_{DC} or analog span adjusted voltage reference
- No zero or full-scale adjust required
- 8-channel multiplexer with address logic
- 0V to 5V input range with single 5V power supply
- Outputs meet TTL voltage level specifications
- Standard hermetic or molded 28-pin DIP package
- 28-pin molded chip carrier package
- ADC0808 equivalent to MM74C949
- ADC0809 equivalent to MM74C949-1

Key Specifications

■ Resolution	8 Bits
■ Total Unadjusted Error	$\pm \frac{1}{2}$ LSB and ± 1 LSB
■ Single Supply	5 V _{DC}
■ Low Power	15 mW
■ Conversion Time	100 μ s

Block Diagram



See Ordering Information

TL/H/5672-1

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 & 2)

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (V _{CC}) (Note 3)	6.5V
Voltage at Any Pin	-0.3V to (V _{CC} +0.3V)
Except Control Inputs	
Voltage at Control Inputs	-0.3V to +15V
(START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C)	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at T _A = 25°C	875 mW
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (plastic)	260°C
Dual-In-Line Package (ceramic)	300°C
Molded Chip Carrier Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
ESD Susceptibility (Note 11)	400V

Operating Conditions (Notes 1 & 2)

Temperature Range (Note 1)	T _{MIN} ≤ T _A ≤ T _{MAX}
ADC0808CJ	-55°C ≤ T _A ≤ +125°C
ADC0808CCJ, ADC0808CCN,	
ADC0809CCN	-40°C ≤ T _A ≤ +85°C
ADC0808CCV, ADC0809CCV	-40°C ≤ T _A ≤ +85°C
Range of V _{CC} (Note 1)	4.5 V _{DC} to 6.0 V _{DC}

Electrical Characteristics

Converter Specifications: V_{CC} = 5 V_{DC}, V_{REF(+)}, V_{REF(-)} = GND, T_{MIN} ≤ T_A ≤ T_{MAX} and f_{CLK} = 640 kHz unless otherwise stated.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
	ADC0808 Total Unadjusted Error (Note 5)	25°C T _{MIN} to T _{MAX}			± 1/2 ± 3/4	LSB LSB
	ADC0809 Total Unadjusted Error (Note 5)	0°C to 70°C T _{MIN} to T _{MAX}			± 1 ± 1 1/4	LSB LSB
	Input Resistance	From Ref(+) to Ref(-)	1.0	2.5		kΩ
	Analog Input Voltage Range	(Note 4) V(+) or V(-)	GND-0.10		V _{CC} +0.10	V _{DC}
V _{REF(+)}	Voltage, Top of Ladder	Measured at Ref(+)		V _{CC}	V _{CC} +0.1	V
$\frac{V_{REF(+)} + V_{REF(-)}}{2}$	Voltage, Center of Ladder		V _{CC} /2-0.1	V _{CC} /2	V _{CC} /2+0.1	V
V _{REF(-)}	Voltage, Bottom of Ladder	Measured at Ref(-)	-0.1	0		V
I _{IN}	Comparator Input Current	f _c = 640 kHz, (Note 6)	-2	±0.5	2	μA

Electrical Characteristics

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ 4.5V ≤ V_{CC} ≤ 5.5V, -55°C ≤ T_A ≤ +125°C unless otherwise noted
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV, 4.75 ≤ V_{CC} ≤ 5.25V, -40°C ≤ T_A ≤ +85°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ANALOG MULTIPLEXER						
I _{OFF(+)}	OFF Channel Leakage Current	V _{CC} = 5V, V _{IN} = 5V, T _A = 25°C T _{MIN} to T _{MAX}		10	200 1.0	nA μA
I _{OFF(-)}	OFF Channel Leakage Current	V _{CC} = 5V, V _{IN} = 0, T _A = 25°C T _{MIN} to T _{MAX}	-200 -1.0	-10		nA μA

Electrical Characteristics (Continued)

Digital Levels and DC Specifications: ADC0808CJ $4.5V \leq V_{CC} \leq 5.5V$, $-55^\circ C \leq T_A \leq +125^\circ C$ unless otherwise noted
 ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0808CCV, ADC0809CCN and ADC0809CCV, $4.75 \leq V_{CC} \leq 5.25V$; $-40^\circ C \leq T_A \leq +85^\circ C$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
CONTROL INPUTS						
$V_{IN(1)}$	Logical "1" Input Voltage		$V_{CC} - 1.5$			V
$V_{IN(0)}$	Logical "0" Input Voltage				1.5	V
$I_{IN(1)}$	Logical "1" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN} = 15V$			1.0	μA
$I_{IN(0)}$	Logical "0" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN} = 0$	-1.0			μA
I_{CC}	Supply Current	$f_{CLK} = 640 \text{ kHz}$		0.3	3.0	mA
DATA OUTPUTS AND EOC (INTERRUPT)						
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -360 \mu A$	$V_{CC} - 0.4$			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$I_O = 1.6 \text{ mA}$			0.45	V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage EOC	$I_O = 1.2 \text{ mA}$			0.45	V
I_{OUT}	TRI-STATE Output Current	$V_O = 5V$ $V_O = 0$	-3		3	μA μA

Electrical Characteristics

Timing Specifications $V_{CC} = V_{REF(+)} = 5V$, $V_{REF(-)} = GND$, $t_r = t_f = 20 \text{ ns}$ and $T_A = 25^\circ C$ unless otherwise noted.

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
t_{WS}	Minimum Start Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
t_{WALE}	Minimum ALE Pulse Width	(Figure 5)		100	200	ns
t_s	Minimum Address Set-Up Time	(Figure 5)		25	50	ns
t_H	Minimum Address Hold Time	(Figure 5)		25	50	ns
t_D	Analog MUX Delay Time From ALE	$R_S = 0\Omega$ (Figure 5)		1	2.5	μS
t_{H1}, t_{H0}	OE Control to Q Logic State	$C_L = 50 \text{ pF}$, $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
t_{1H}, t_{0H}	OE Control to HI-Z	$C_L = 10 \text{ pF}$, $R_L = 10k$ (Figure 8)		125	250	ns
t_c	Conversion Time	$f_c = 640 \text{ kHz}$, (Figure 5) (Note 7)	90	100	116	μS
f_c	Clock Frequency		10	640	1280	kHz
t_{EOC}	EOC Delay Time	(Figure 5)	0		$8 + 2 \mu S$	Clock Periods
C_{IN}	Input Capacitance	At Control Inputs		10	15	pF
C_{OUT}	TRI-STATE Output Capacitance	At TRI-STATE Outputs, (Note 12)		10	15	pF

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 2: All voltages are measured with respect to GND, unless otherwise specified.

Note 3: A zener diode exists, internally, from V_{CC} to GND and has a typical breakdown voltage of 7 V_{DC} .

Note 4: Two on-chip diodes are tied to each analog input which will forward conduct for analog input voltages one diode drop below ground or one diode drop greater than the V_{CC} supply. The spec allows 100 mV forward bias of either diode. This means that as long as the analog V_{IN} does not exceed the supply voltage by more than 100 mV, the output code will be correct. To achieve an absolute 0V_{DC} to 5V_{DC} input voltage range will therefore require a minimum supply voltage of 4.900 V_{DC} over temperature variations, initial tolerance and loading.

Note 5: Total unadjusted error includes offset, full-scale, linearity, and multiplexer errors. See Figure 3. None of these A/Ds requires a zero or full-scale adjust. However, if an all zero code is desired for an analog input other than 0.0V, or if a narrow full-scale span exists (for example: 0.5V to 4.5V full-scale) the reference voltages can be adjusted to achieve this. See Figure 13.

Note 6: Comparator input current is a bias current into or out of the chopper stabilized comparator. The bias current varies directly with clock frequency and has little temperature dependence (Figure 6). See paragraph 4.0.

Note 7: The outputs of the data register are updated one clock cycle before the rising edge of EOC.

Note 8: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Functional Description

Multiplexer. The device contains an 8-channel single-ended analog signal multiplexer. A particular input channel is selected by using the address decoder. Table 1 shows the input states for the address lines to select any channel. The address is latched into the decoder on the low-to-high transition of the address latch enable signal.

TABLE 1

SELECTED ANALOG CHANNEL	ADDRESS LINE		
	C	B	A
IN0	L	L	L
IN1	L	L	H
IN2	L	H	L
IN3	L	H	H
IN4	H	L	L
IN5	H	L	H
IN6	H	H	L
IN7	H	H	H

CONVERTER CHARACTERISTICS

The Converter

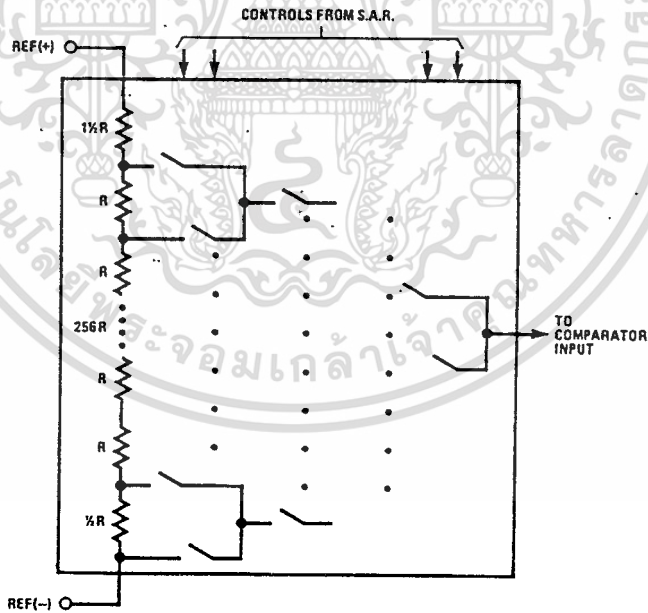
The heart of this single chip data acquisition system is its 8-bit analog-to-digital converter. The converter is designed

to give fast, accurate, and repeatable conversions over a wide range of temperatures. The converter is partitioned into 3 major sections: the 256R ladder network, the successive approximation register, and the comparator. The converter's digital outputs are positive true.

The 256R ladder network approach (*Figure 1*) was chosen over the conventional R/2R ladder because of its inherent monotonicity, which guarantees no missing digital codes. Monotonicity is particularly important in closed loop feedback control systems. A non-monotonic relationship can cause oscillations that will be catastrophic for the system. Additionally, the 256R network does not cause load variations on the reference voltage.

The bottom resistor and the top resistor of the ladder network in *Figure 1* are not the same value as the remainder of the network. The difference in these resistors causes the output characteristic to be symmetrical with the zero and full-scale points of the transfer curve. The first output transition occurs when the analog signal has reached $+ \frac{1}{2}$ LSB and succeeding output transitions occur every 1 LSB later up to full-scale.

The successive approximation register (SAR) performs 8 iterations to approximate the input voltage. For any SAR type converter, n-iterations are required for an n-bit converter. *Figure 2* shows a typical example of a 3-bit converter. In the ADC0808, ADC0809, the approximation technique is extended to 8 bits using the 256R network.



TL/H/5672-2

FIGURE 1. Resistor Ladder and Switch Tree

Functional Description (Continued)

The A/D converter's successive approximation register (SAR) is reset on the positive edge of the start conversion (SC) pulse. The conversion is begun on the falling edge of the start conversion pulse. A conversion in process will be interrupted by receipt of a new start conversion pulse. Continuous conversion may be accomplished by tying the end-of-conversion (EOC) output to the SC input. If used in this mode, an external start conversion pulse should be applied after power up. End-of-conversion will go low between 0 and 8 clock pulses after the rising edge of start conversion. The most important section of the A/D converter is the comparator. It is this section which is responsible for the ultimate accuracy of the entire converter. It is also the

comparator drift which has the greatest influence on the repeatability of the device. A chopper-stabilized comparator provides the most effective method of satisfying all the converter requirements.

The chopper-stabilized comparator converts the DC input signal into an AC signal. This signal is then fed through a high gain AC amplifier and has the DC level restored. This technique limits the drift component of the amplifier since the drift is a DC component which is not passed by the AC amplifier. This makes the entire A/D converter extremely insensitive to temperature, long term drift and input offset errors.

Figure 4 shows a typical error curve for the ADC0808 as measured using the procedures outlined in AN-179.

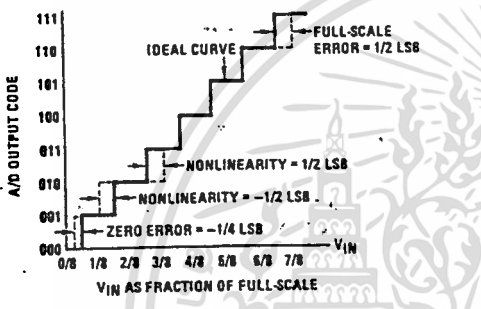


FIGURE 2. 3-Bit A/D Transfer Curve

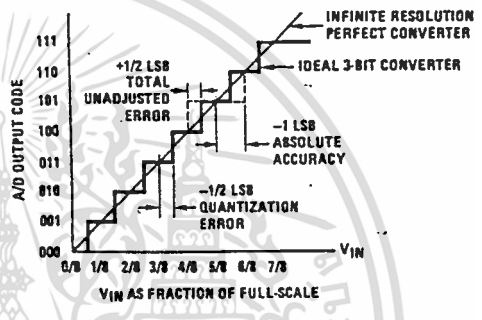


FIGURE 3. 3-Bit A/D Absolute Accuracy Curve

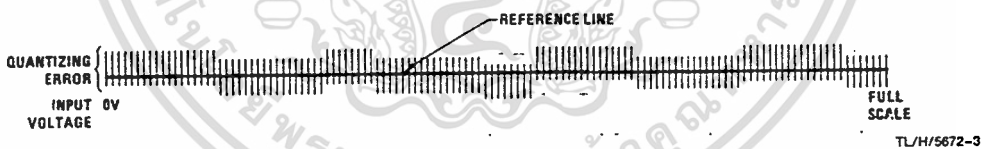
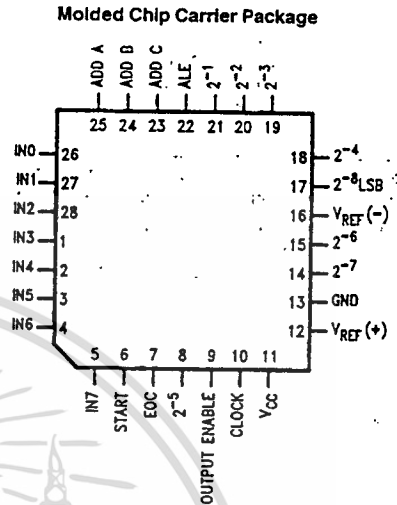
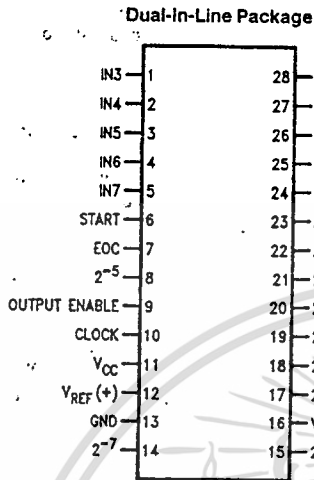


FIGURE 4. Typical Error Curve

TL/H/5672-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Connection Diagrams



Order Number ADC0808CCN, ADC0809CCN,
ADC0808CCJ or ADC0808CJ
See NS Package J28A or N28A

Order Number ADC0808CCV or ADC0809CCV
See NS Package V28A

Timing Diagram

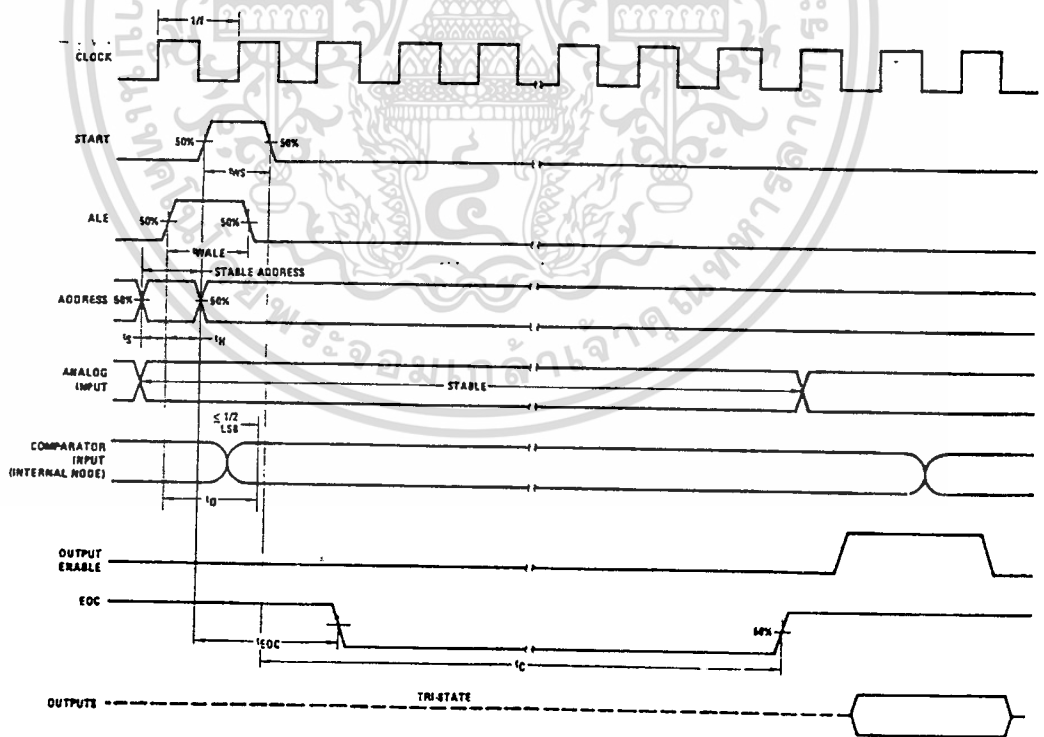


FIGURE 5

TL/H/5672-4

Typical Performance Characteristics

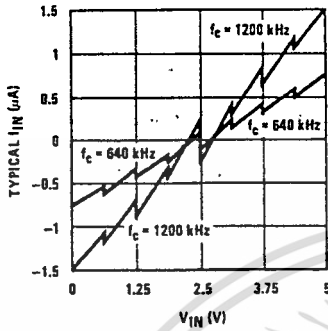


FIGURE 6. Comparator I_{IN} vs V_{IN} ($V_{CC} = V_{REF} = 5V$)

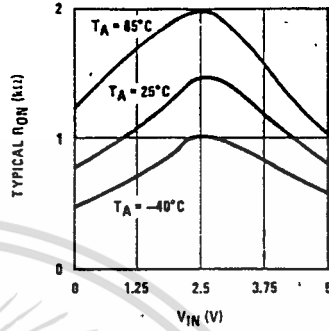


FIGURE 7. Multiplexer R_{ON} vs V_{IN} ($V_{CC} = V_{REF} = 5V$)

TL/H/5872-5

TRI-STATE Test Circuits and Timing Diagrams

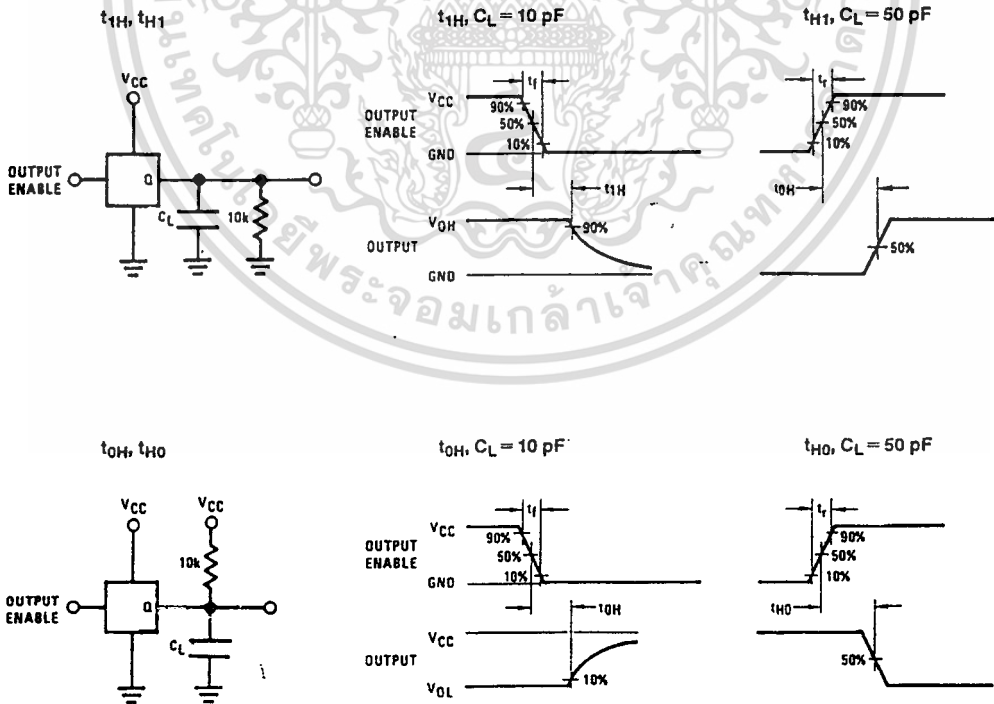


FIGURE 8

TL/H/5872-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information

OPERATION

1.0 RATIOMETRIC CONVERSION

The ADC0808, ADC0809 is designed as a complete Data Acquisition System (DAS) for ratiometric conversion systems. In ratiometric systems, the physical variable being measured is expressed as a percentage of full-scale which is not necessarily related to an absolute standard. The voltage input to the ADC0808 is expressed by the equation

$$\frac{V_{IN}}{V_{fs} - V_Z} = \frac{D_X}{D_{MAX} - D_{MIN}} \quad (1)$$

V_{IN} = Input voltage into the ADC0808

V_{fs} = Full-scale voltage

V_Z = Zero voltage

D_X = Data point being measured

D_{MAX} = Maximum data limit

D_{MIN} = Minimum data limit

A good example of a ratiometric transducer is a potentiometer used as a position sensor. The position of the wiper is directly proportional to the output voltage which is a ratio of the full-scale voltage across it. Since the data is represented as a proportion of full-scale, reference requirements are greatly reduced, eliminating a large source of error and cost for many applications. A major advantage of the ADC0808, ADC0809 is that the input voltage range is equal to the supply range so the transducers can be connected directly across the supply and their outputs connected directly into the multiplexer inputs, (Figure 9).

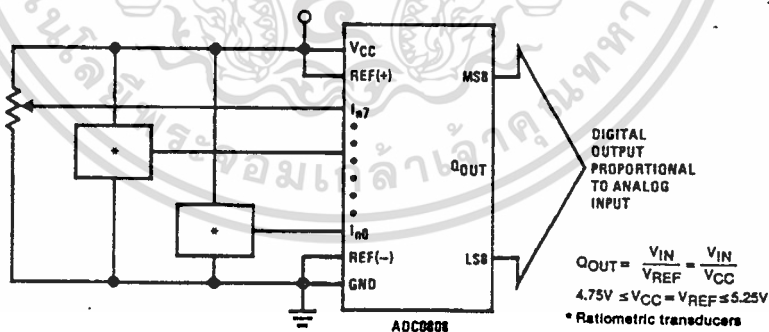
Ratiometric transducers such as potentiometers, strain gauges, thermistor bridges, pressure transducers, etc., are suitable for measuring proportional relationships; however, many types of measurements must be referred to an absolute standard such as voltage or current. This means a system reference must be used which relates the full-scale voltage to the standard volt. For example, if $V_{CC} = V_{REF} = 5.12V$, then the full-scale range is divided into 256 standard steps. The smallest standard step is 1 LSB which is then 20 mV.

2.0 RESISTOR LADDER LIMITATIONS

The voltages from the resistor ladder are compared to the selected into 8 times in a conversion. These voltages are coupled to the comparator via an analog switch tree which is referenced to the supply. The voltages at the top, center and bottom of the ladder must be controlled to maintain proper operation.

The top of the ladder, Ref(+), should not be more positive than the supply, and the bottom of the ladder, Ref(-), should not be more negative than ground. The center of the ladder voltage must also be near the center of the supply because the analog switch tree changes from N-channel switches to P-channel switches. These limitations are automatically satisfied in ratiometric systems and can be easily met in ground referenced systems.

Figure 10 shows a ground referenced system with a separate supply and reference. In this system, the supply must be trimmed to match the reference voltage. For instance, if a 5.12V is used, the supply should be adjusted to the same voltage within 0.1V.



TL/H/5672-7

FIGURE 9. Ratiometric Conversion System

Applications Information (Continued)

The ADC0808 needs less than a milliamp of supply current so developing the supply from the reference is readily accomplished. In *Figure 11* a ground referenced system is shown which generates the supply from the reference. The buffer shown can be an op amp of sufficient drive to supply the milliamp of supply current and the desired bus drive, or if a capacitive bus is driven by the outputs a large capacitor will supply the transient supply current as seen in *Figure 12*. The LM301 is overcompensated to insure stability when loaded by the 10 μ F output capacitor.

The top and bottom ladder voltages cannot exceed V_{CC} and ground, respectively, but they can be symmetrically less than V_{CC} and greater than ground. The center of the ladder voltage should always be near the center of the supply. The sensitivity of the converter can be increased, (i.e., size of the LSB steps decreased) by using a symmetrical reference system. In *Figure 13*, a 2.5V reference is symmetrically centered about $V_{CC}/2$ since the same current flows in identical resistors. This system with a 2.5V reference allows the LSB bit to be half the size of a 5V reference system.

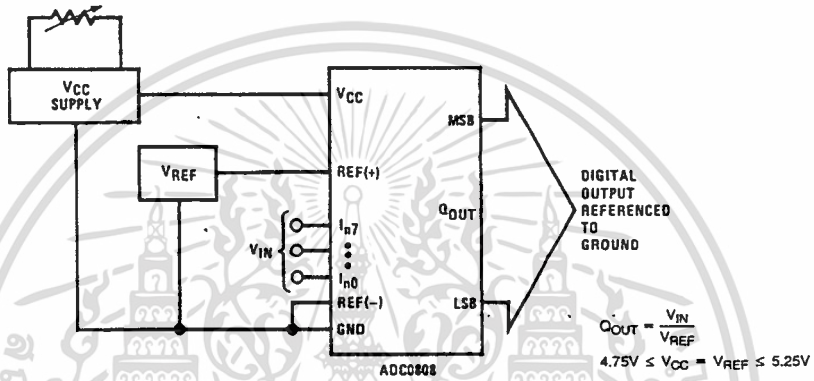


FIGURE 10. Ground Referenced Conversion System Using Trimmed Supply

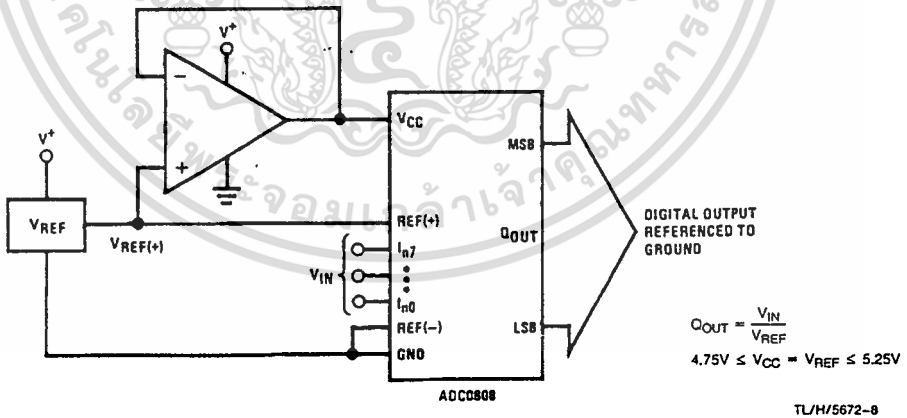


FIGURE 11: Ground Referenced Conversion System with Reference Generating V_{CC} Supply

Applications Information (Continued)

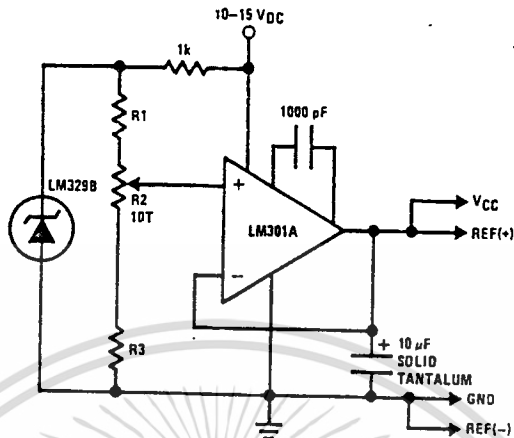


FIGURE 12. Typical Reference and Supply Circuit

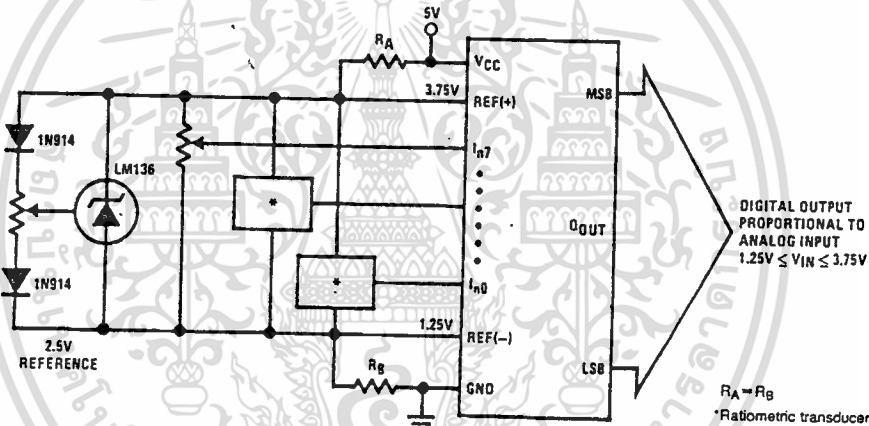


FIGURE 13. Symmetrically Centered Reference

TL/H/5672-9

3.0 CONVERTER EQUATIONS

The transition between adjacent codes N and N + 1 is given by:

$$V_{IN} = \left\{ (V_{REF(+)} - V_{REF(-)}) \left[\frac{N}{256} + \frac{1}{512} \right] \pm V_{TUE} \right\} + V_{REF(-)} \quad (2)$$

The center of an output code N is given by:

$$V_{IN} \left\{ (V_{REF(+)} - V_{REF(-)}) \left[\frac{N}{256} \right] \pm V_{TUE} \right\} + V_{REF(-)} \quad (3)$$

The output code N for an arbitrary input are the integers within the range:

$$N = \frac{V_{IN} - V_{REF(-)}}{V_{REF(+)} - V_{REF(-)}} \times 256 \pm \text{Absolute Accuracy} \quad (4)$$

where: V_{IN} = Voltage at comparator input

$V_{REF(+)}$ = Voltage at Ref(+)

$V_{REF(-)}$ = Voltage at Ref(-)

V_{TUE} = Total unadjusted error voltage (typically

$V_{REF(+)} \div 512$)

4.0 ANALOG COMPARATOR INPUTS

The dynamic comparator input current is caused by the periodic switching of on-chip stray capacitances. These are connected alternately to the output of the resistor ladder/switch tree network and to the comparator input as part of the operation of the chopper stabilized comparator.

The average value of the comparator input current varies directly with clock frequency and with V_{IN} as shown in Figure 6.

If no filter capacitors are used at the analog inputs and the signal source impedances are low, the comparator input current should not introduce converter errors, as the transient created by the capacitance discharge will die out before the comparator output is strobed.

If input filter capacitors are desired for noise reduction and signal conditioning they will tend to average out the dynamic comparator input current. It will then take on the characteristics of a DC bias current whose effect can be predicted conventionally.

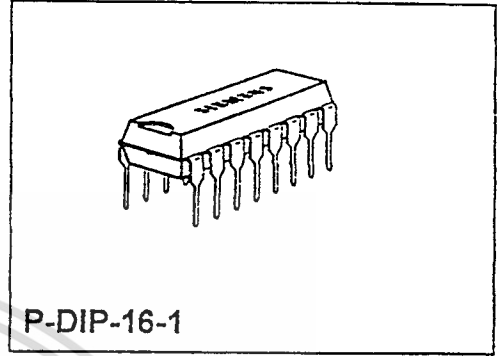
Phase Control IC

TCA 785

Bipolar IC

Features

- Reliable recognition of zero passage
- Large application scope
- May be used as zero point switch
- LSL compatible
- Three-phase operation possible (3 ICs)
- Output current 250 mA
- Large ramp current range
- Wide temperature range



P-DIP-16-1

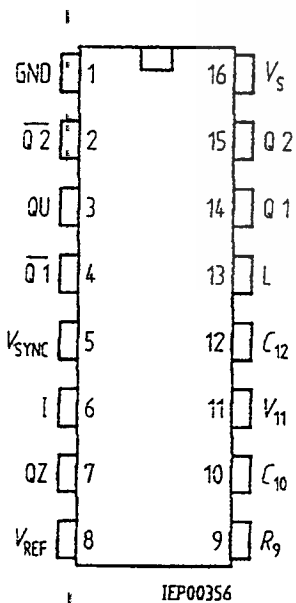
Type	Ordering Code	Package
TCA 785	Q67000-A2321	P-DIP-16-1

This phase control IC is intended to control thyristors, triacs, and transistors. The trigger pulses can be shifted within a phase angle between 0 and 180°. Typical applications include converter circuits, AC controllers and three-phase current controllers.

This IC replaces the previous types TCA 780 and TCA 780 D.

Pin Definitions and Functions

Pin	Symbol	Function
1	GND	Ground
2	Q2	Output 2 inverted
3	Q U	Output U
4	Q2	Output 1 inverted
5	V _{SYNC}	Synchronous voltage
6	I	Inhibit
7	Q Z	Output Z
8	V _{REF}	Stabilized voltage
9	R ₉	Ramp resistance
10	C ₁₀	Ramp capacitance
11	V ₁₁	Control voltage
12	C ₁₂	Pulse extension
13	L	Long pulse
14	Q 1	Output 1
15	Q 2	Output 2
16	V _S	Supply voltage



Pin Configuration

(top view)

Functional Description

The synchronization signal is obtained via a high-ohmic resistance from the line voltage (voltage V_s). A zero voltage detector evaluates the zero passages and transfers them to the synchronization register.

This synchronization register controls a ramp generator, the capacitor C_{10} of which is charged by a constant current (determined by R_9). If the ramp voltage V_{10} exceeds the control voltage V_{11} (triggering angle ϕ), a signal is processed to the logic. Dependent on the magnitude of the control voltage V_{11} , the triggering angle ϕ can be shifted within a phase angle of 0 to 180.

For every half wave, a positive pulse of approx. 30 μs duration appears at the outputs Q 1 and Q 2. The pulse duration can be prolonged up to 180 via a capacitor C_{12} . If pin 12 is connected to ground, pulses with a duration between ϕ and 180 will result.

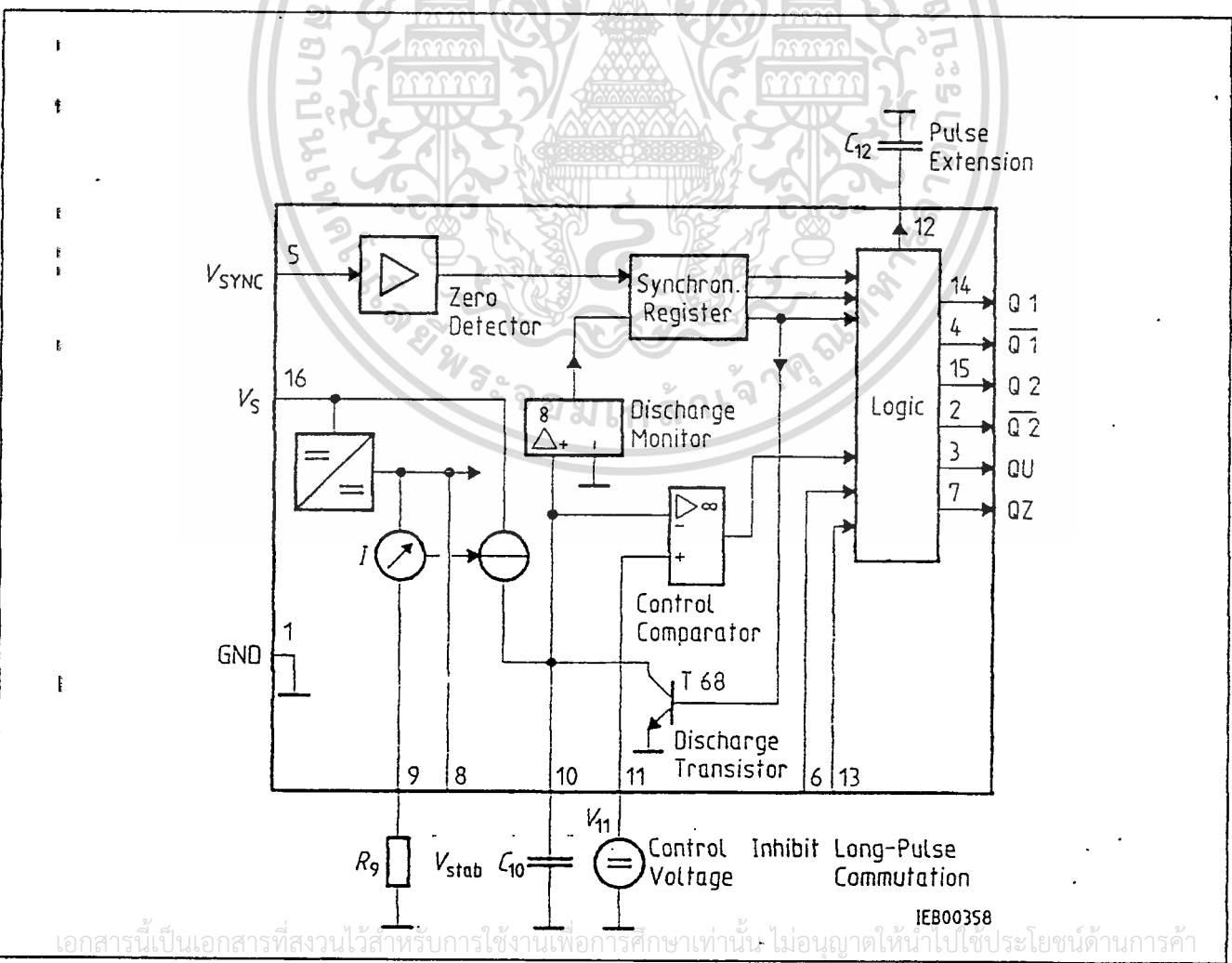
Outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ supply the inverse signals of Q 1 and Q 2.

A signal of $\phi + 180$ which can be used for controlling an external logic, is available at pin 3.

A signal which corresponds to the NOR link of Q 1 and Q 2 is available at output Q Z (pin 7).

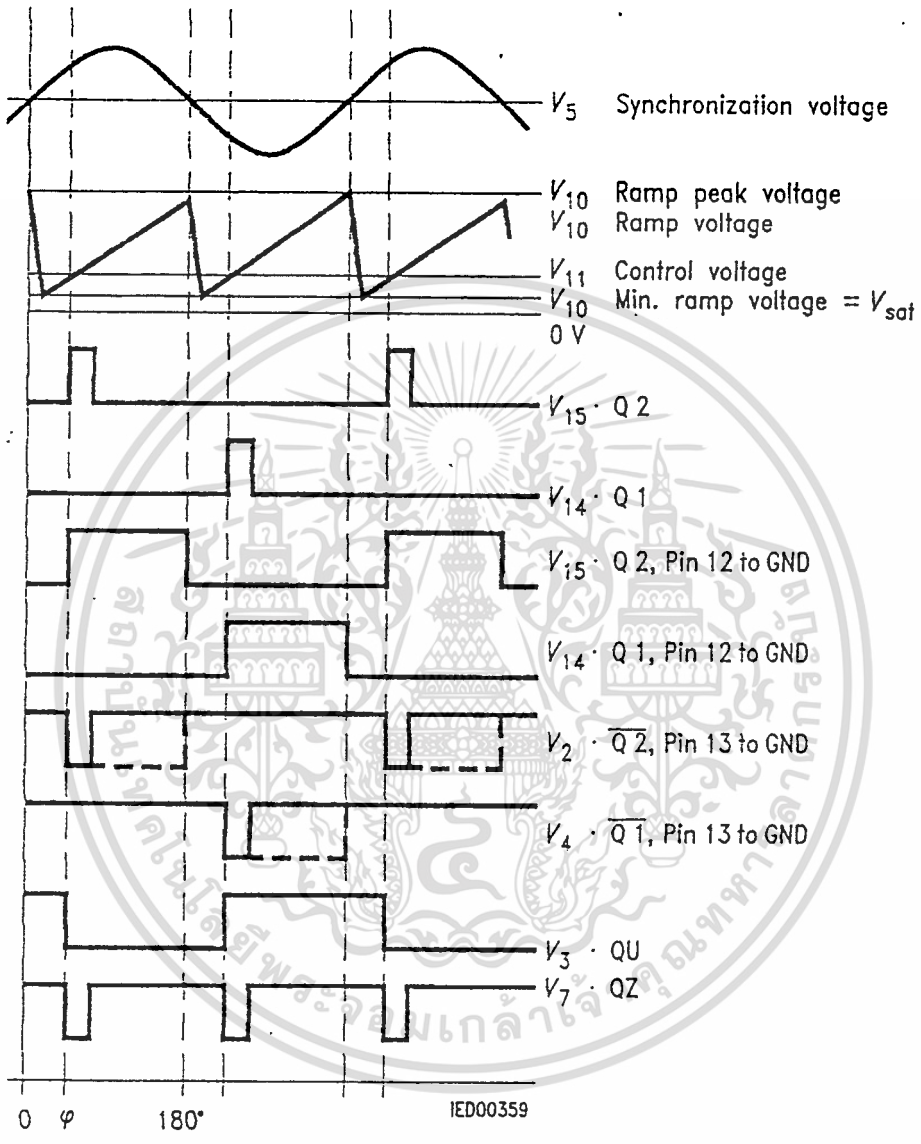
The inhibit input can be used to disable outputs Q1, Q2 and $\overline{Q1}$, $\overline{Q2}$.

Pin 13 can be used to extend the outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ to full pulse length (180 - ϕ).



IEB00358

Block Diagram



Pulse Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Limit Values		Unit
		min.	max.	
Supply voltage	V_s	-0.5	18	V
Output current at pin 14, 15	I_o	-10	400	mA
Inhibit voltage	V_6	-0.5	V_s	V
Control voltage	V_{11}	-0.5	V_s	V
Voltage short-pulse circuit	V_{13}	-0.5	V_s	V
Synchronization input current	V_5	-200	± 200	μA
Output voltage at pin 14, 15	V_o		V_s	V
Output current at pin 2, 3, 4, 7	I_o		10	mA
Output voltage at pin 2, 3, 4, 7	V_o		V_s	V
Junction temperature	T_j		150	C
Storage temperature	T_{stg}	-55	125	C
Thermal resistance system - air	$R_{th SA}$		80	K/W

Operating Range

Supply voltage	V_s	8	18	V
Operating frequency	f	10	500	Hz
Ambient temperature	T_A	-25	85	C

Characteristics

$8 \leq V_s \leq 18 \text{ V}; -25 \text{ C} \leq T_A \leq 85 \text{ C}; f = 50 \text{ Hz}$

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Supply current consumption S1 .. S6 open $V_{11} = 0 \text{ V}$ $C_{10} \approx 47 \text{ nF}; R_9 = 100 \text{ k}\Omega$	I_s	4.5	6.5	10	mA	1
Synchronization pin 5 Input current R_2 varied	I_{5ms}	30		200	μA	1
Offset voltage	ΔV_s		30	75	mV	4
Control input pin 11 Control voltage range	V_{11}	0.2		$V_{10 peak}$	V	1
Input resistance	R_{11}		15		k Ω	5

Characteristics (cont'd)

 $8 \leq V_s \leq 18 \text{ V}; -25 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85 \text{ }^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$

Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Ramp generator						
Charge current	I_{10}	10		1000	μA	
Max. ramp voltage	V_{10}			$V_2 - 2$	V	1
Saturation voltage at capacitor	V_{10}	100	225	350	mV	1.6
Ramp resistance	R_9	3		300	k Ω	1
Sawtooth return time	t_r		80		μs	1
Inhibit pin 6						
switch-over of pin 7						
Outputs disabled	V_{6L}		3.3	2.5	V	1
Outputs enabled	V_{6H}	4	3.3		V	1
Signal transition time	t_r	1		5	μs	1
Input current	I_{6H}		500	800	μA	1
$V_6 = 8 \text{ V}$						
Input current	$-I_{6L}$	80	150	200	μA	1
$V_6 = 1.7 \text{ V}$						
Deviation of I_{10}	I_{10}	-5		5	%	1
$R_9 = \text{const.}$						
$V_s = 12 \text{ V}; C_{10} = 47 \text{ nF}$						
Deviation of I_{10}	I_{10}	-20		20	%	1
$R_9 = \text{const.}$						
$V_s = 8 \text{ V to } 18 \text{ V}$						
Deviation of the ramp voltage						
between 2 following						
half-waves, $V_s = \text{const.}$	$\Delta V_{10 \text{ max}}$		± 1		%	
Long pulse switch-over						
pin 13						
switch-over of S8						
Short pulse at output	V_{13H}	3.5	2.5		V	1
Long pulse at output	V_{13L}		2.5	2	V	1
Input current	I_{13H}			10	μA	1
$V_{13} = 8 \text{ V}$						
Input current	$-I_{13L}$	45	65	100	μA	1
$V_{13} = 1.7 \text{ V}$						
Outputs pin 2, 3, 4, 7						
Reverse current	I_{CEO}			10	μA	2.6
$V_0 = V_s$						
Saturation voltage	V_{sat}	0.1	0.4	2	V	2.6
$I_0 = 2 \text{ mA}$						

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Characteristics (cont'd)

 $8 \leq V_s \leq 18 \text{ V}; -25 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85 \text{ }^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$

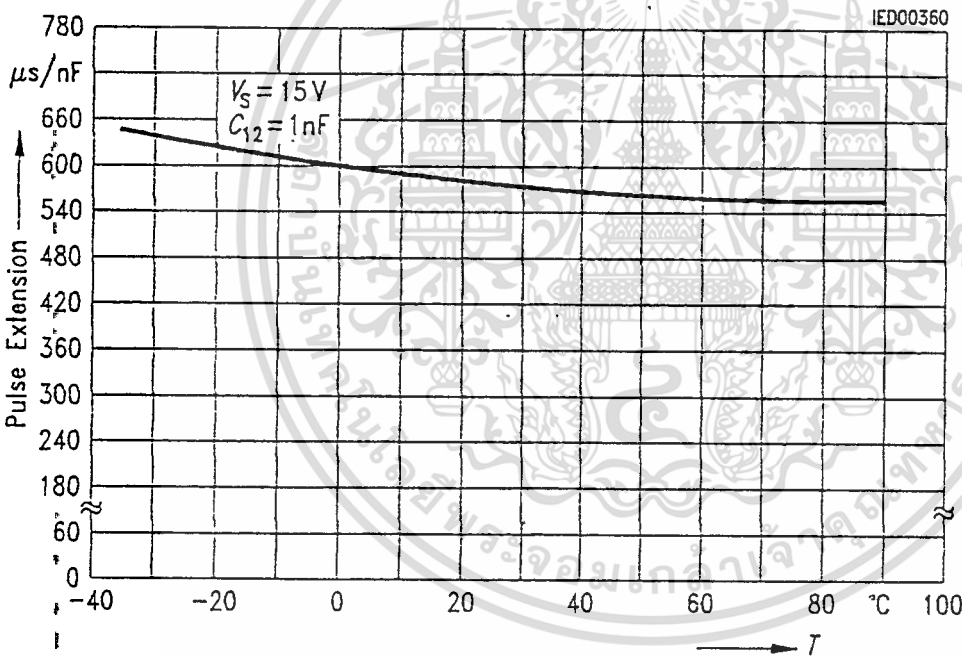
Parameter	Symbol	Limit Values			Unit	Test Circuit
		min.	typ.	max.		
Outputs pin 14, 15						
H-output voltage $-I_o = 250 \text{ mA}$	$V_{14/15 H}$	$V_s - 3$	$V_s - 2.5$	$V_s - 1.0$	V	3.6
L-output voltage $I_o = 2 \text{ mA}$	$V_{14/15 L}$	0.3	0.8	2	V	2.6
Pulse width (short pulse) S9 open	t_p	20	30	40	μs	1
Pulse width (short pulse) with C_{12}	t_p	530	620	760	$\mu\text{s}/\text{nF}$	1
Internal voltage control						
Reference voltage	V_{REF}	2.8	3.1	3.4	V	1
Parallel connection of 10 ICs possible						
TC of reference voltage	α_{REF}		2×10^{-4}	5×10^{-4}	1/K	1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Hints for External Components

		min		max	
Ramp capacitance	C_{10}	500 pF		1 μ F ¹⁾	The minimum and maximum values of I_{10} are to be observed
Triggering point	$t_{Tr} =$	$\frac{V_{11} \times R_9 \times C_{10}}{V_{REF} \times K}$	2)		
Charge current	$I_{10} =$	$\frac{V_{REF} \times K}{R_9}$	2)	Ramp voltage	$V_{10} = \frac{V_{REF} \times K \times t}{R_9 \times C_{10}}$ 2)
				$V_{10 \max} = V_s - 2 \text{ V}$	

Pulse Extension versus Temperature

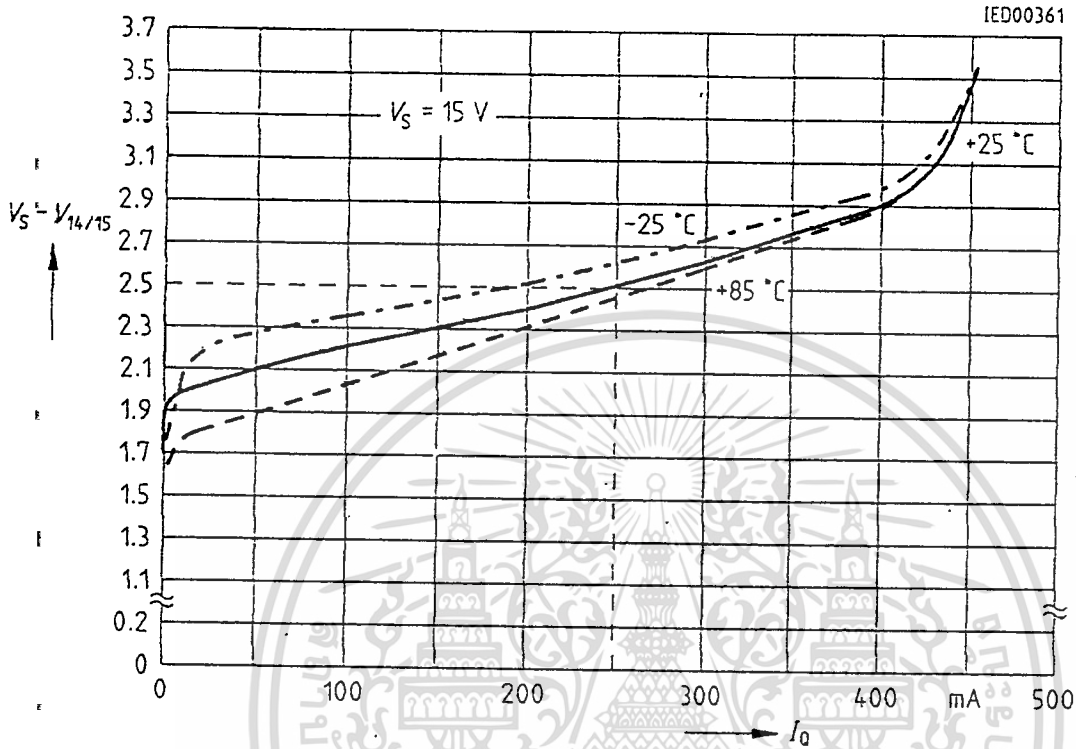


1) Attention to flyback times

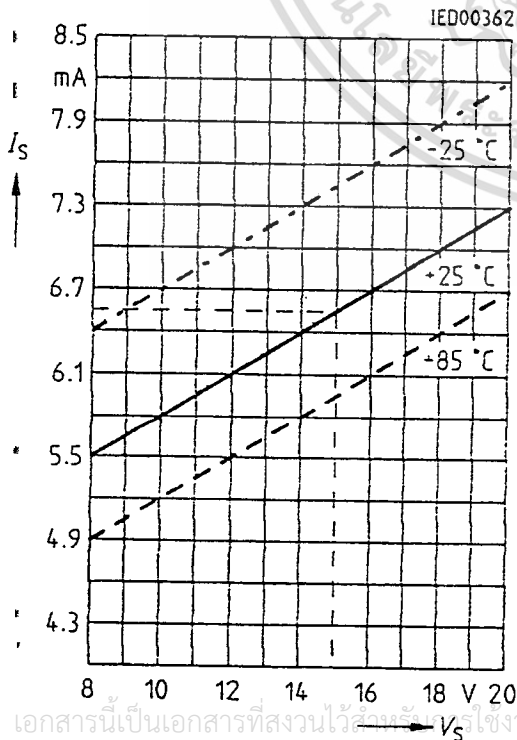
2) $K = 1.10 \pm 20 \%$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

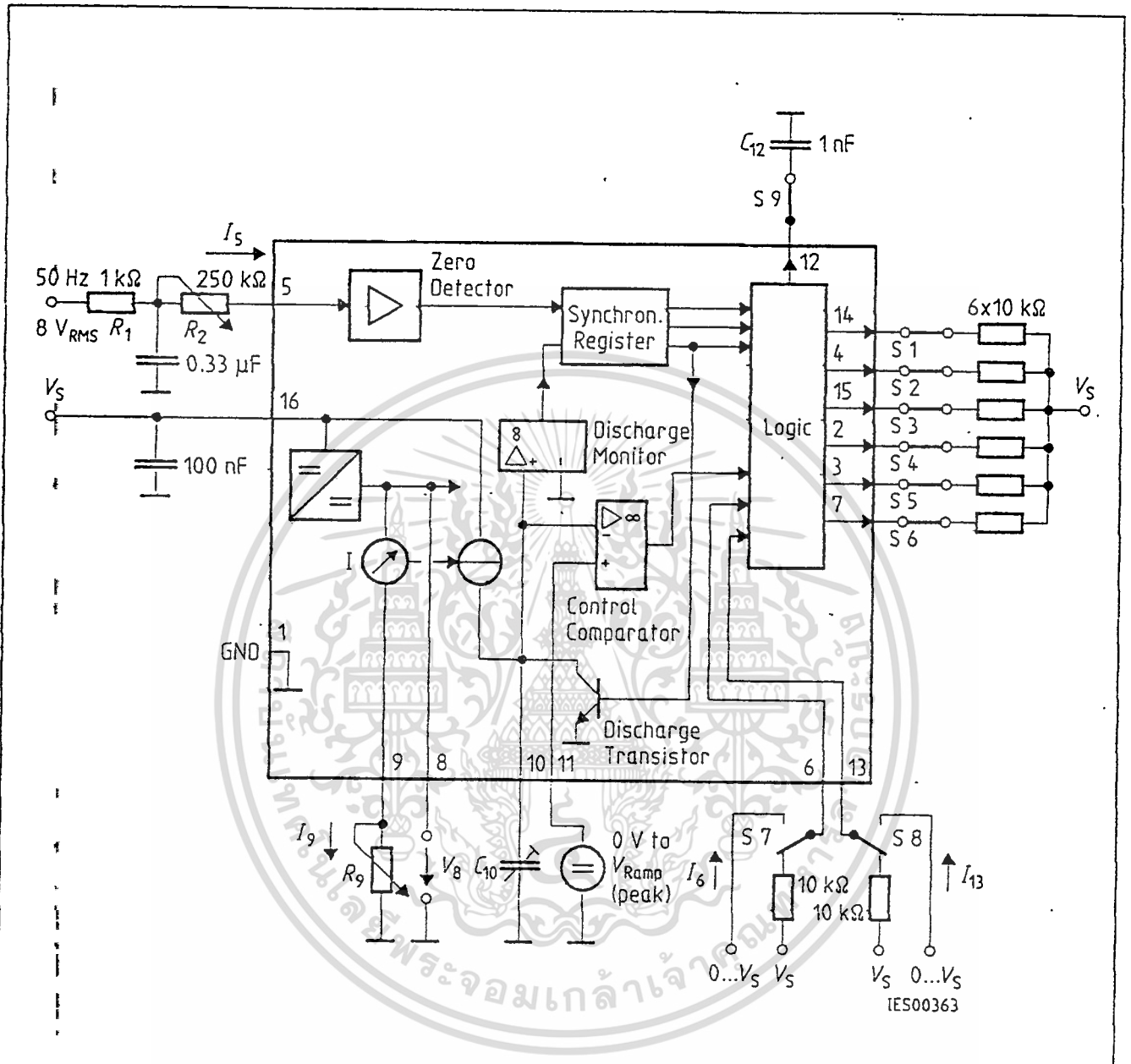
Output Voltage measured to + V_S



Supply Current versus Supply Voltage



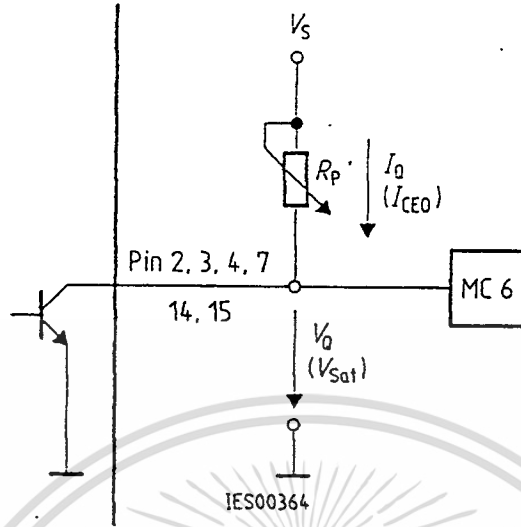
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



It is necessary for all measurements to adjust the ramp with the aid of C_{10} and R_9 in the way that $3\text{ V} \leq V_{\text{ramp max}} \leq V_S - 2\text{ V}$
 e.g. $C_{10} = 47\text{ nF}$; 18 V : $R_9 = 47\text{ k}\Omega$; 8 V : $R_9 = 120\text{ k}\Omega$

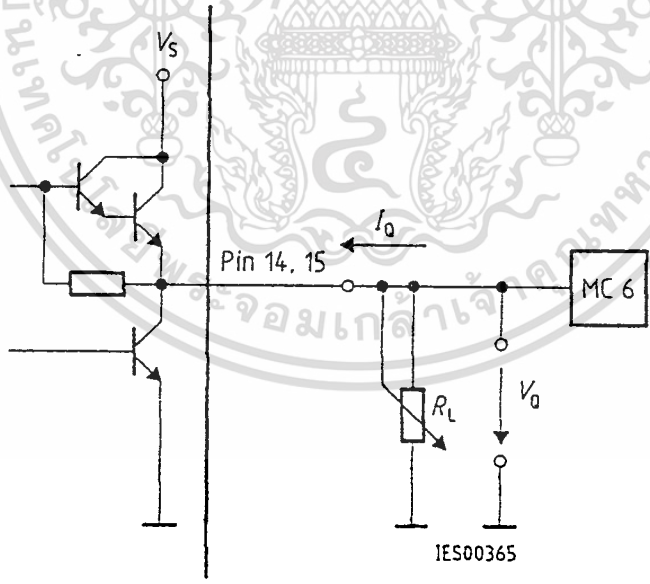
Test Circuit 1

ทั้งสี่ชิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



The remaining pins are connected as in test circuit 1

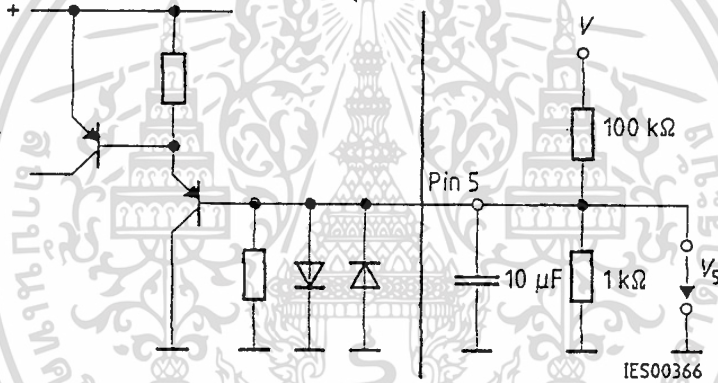
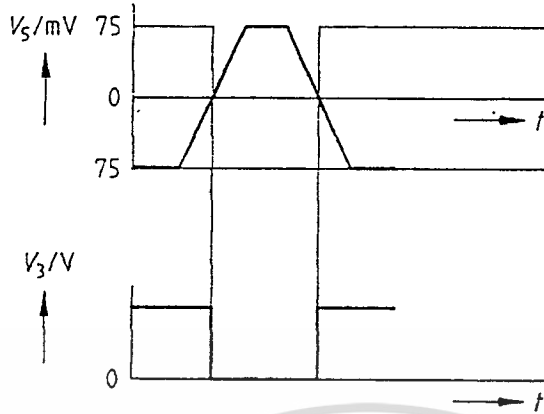
Test Circuit 2



The remaining pins are connected as in test circuit 1

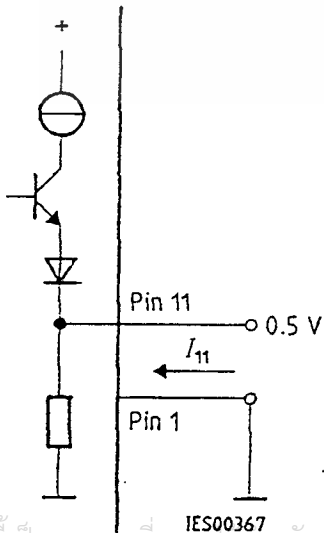
Test Circuit 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

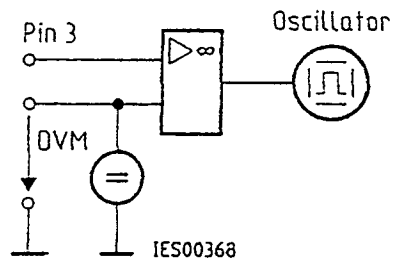


Remaining pins are connected as in test circuit 1
The 10 μF capacitor at pin 5 serves only for test purposes

Test Circuit 4

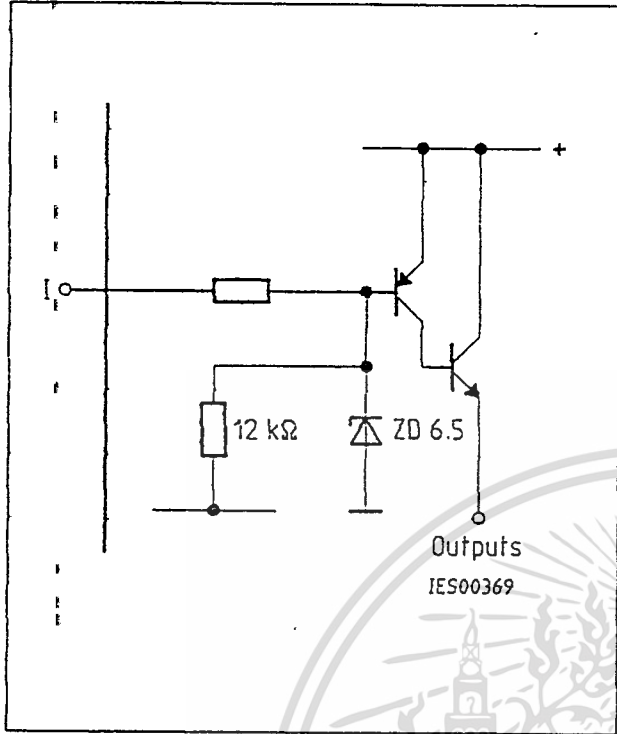


Test Circuit 5

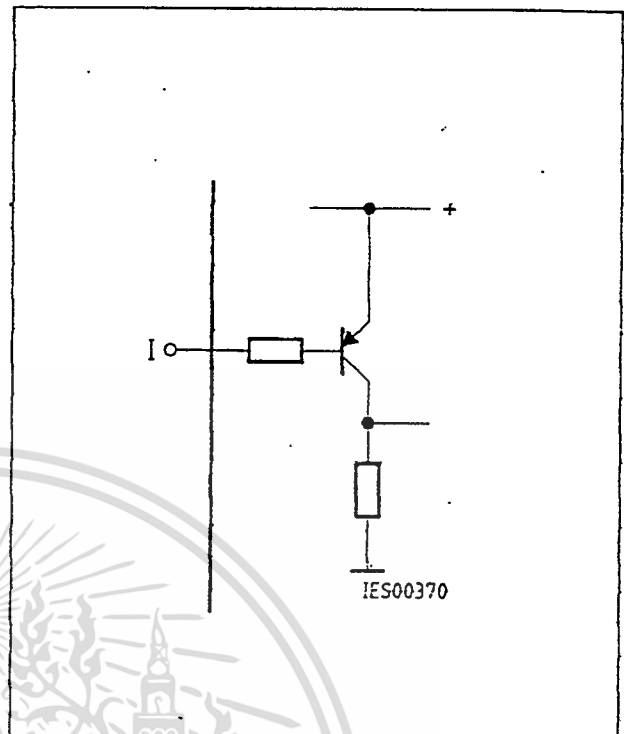


Test Circuit 6

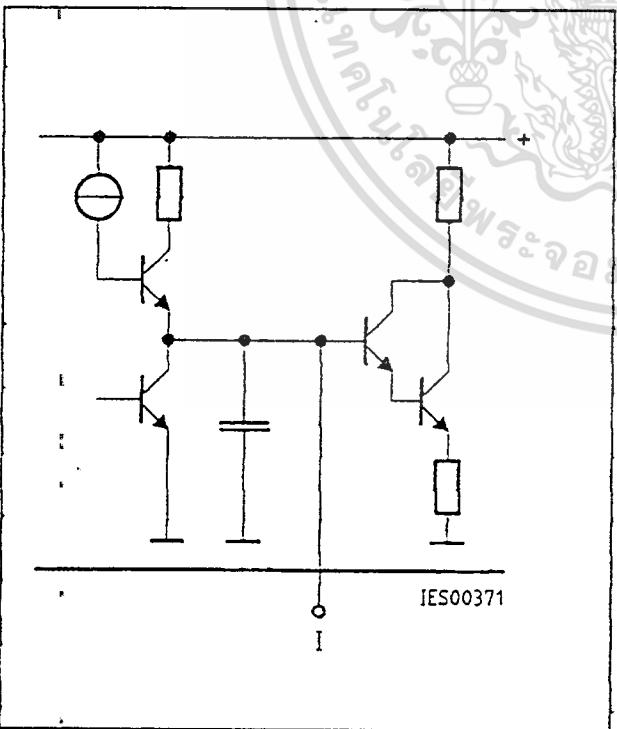
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



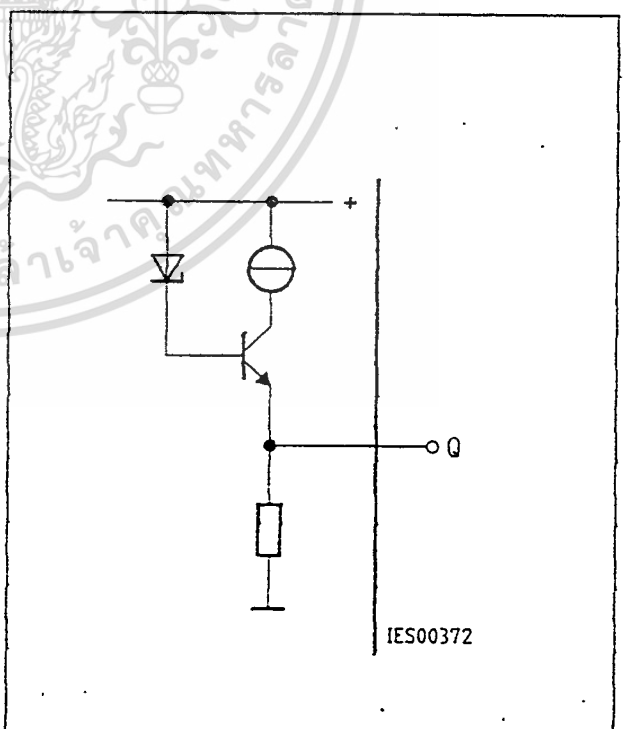
Inhibit 6



Long Pulse 13

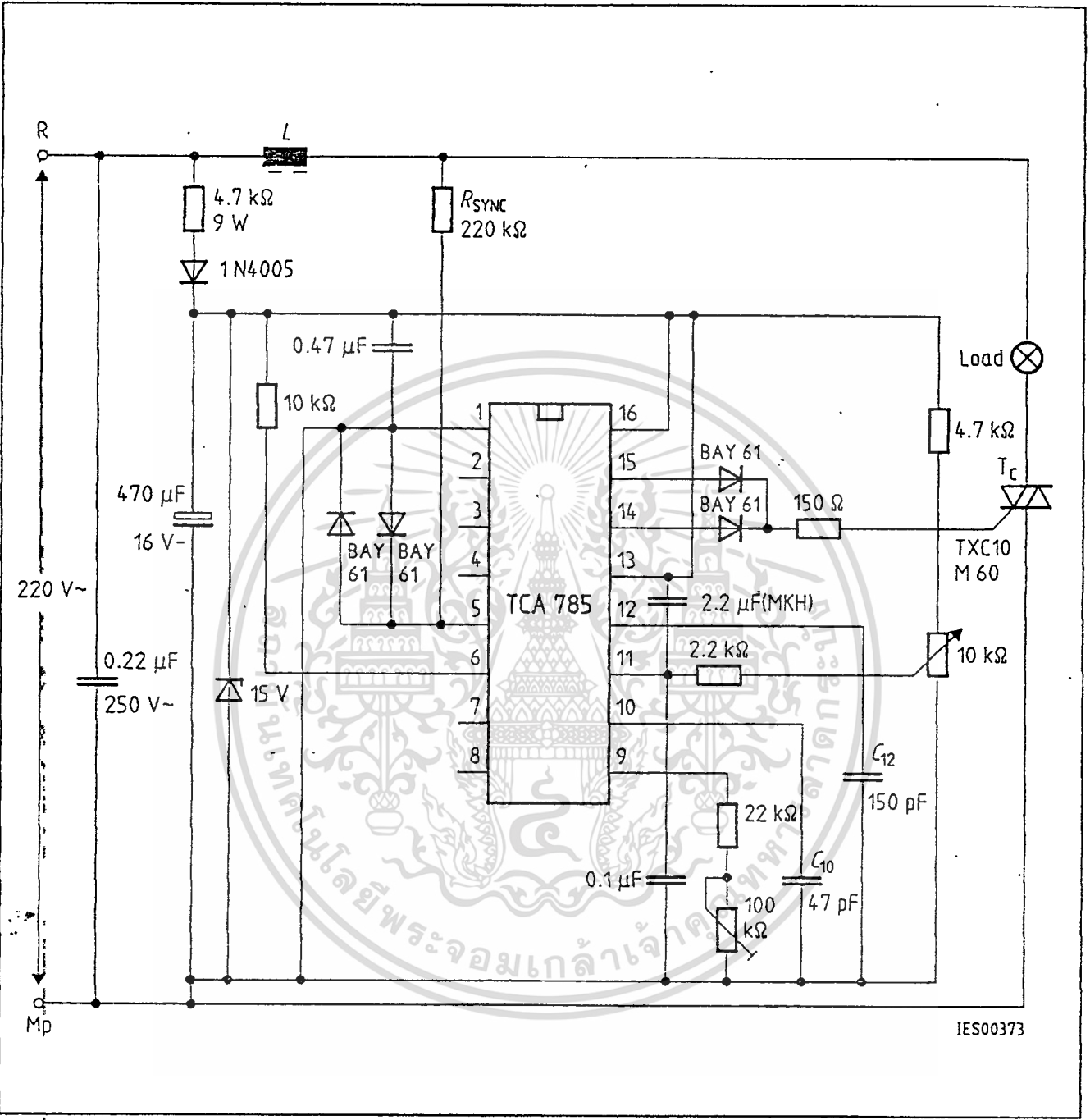


Pulse Extension 12



Reference Voltage 8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

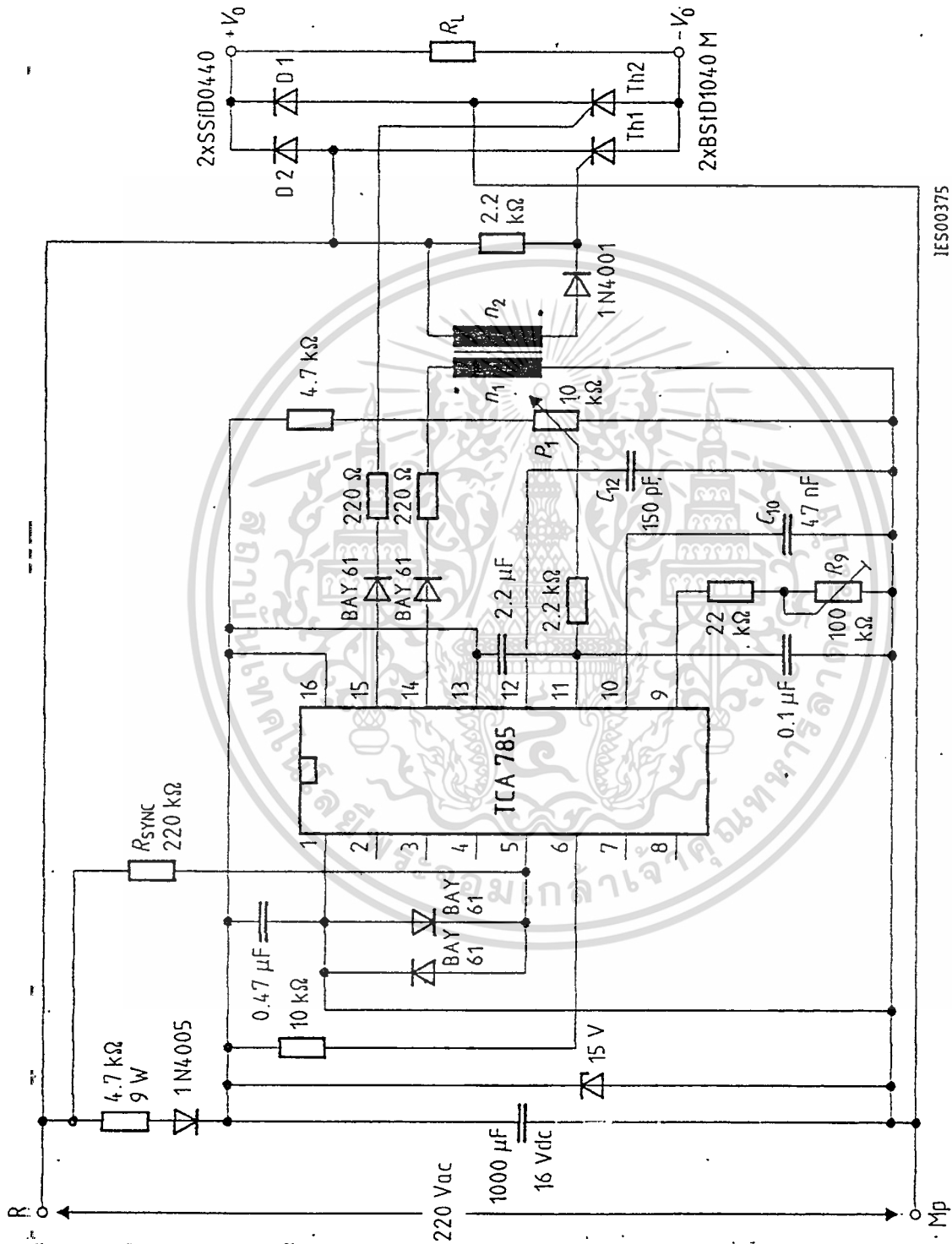


IES00373

Application Examples
Triac Control for up to 50 mA Gate Trigger Current

A phase control with a directly controlled triac is shown in the figure. The triggering angle of the triac can be adjusted continuously between 0 and 180 with the aid of an external potentiometer. During the positive half-wave of the line voltage, the triac receives a positive gate pulse from the IC output pin 15. During the negative half-wave, it also receives a positive trigger pulse from pin 14. The trigger pulse width is approx. 100 μs.

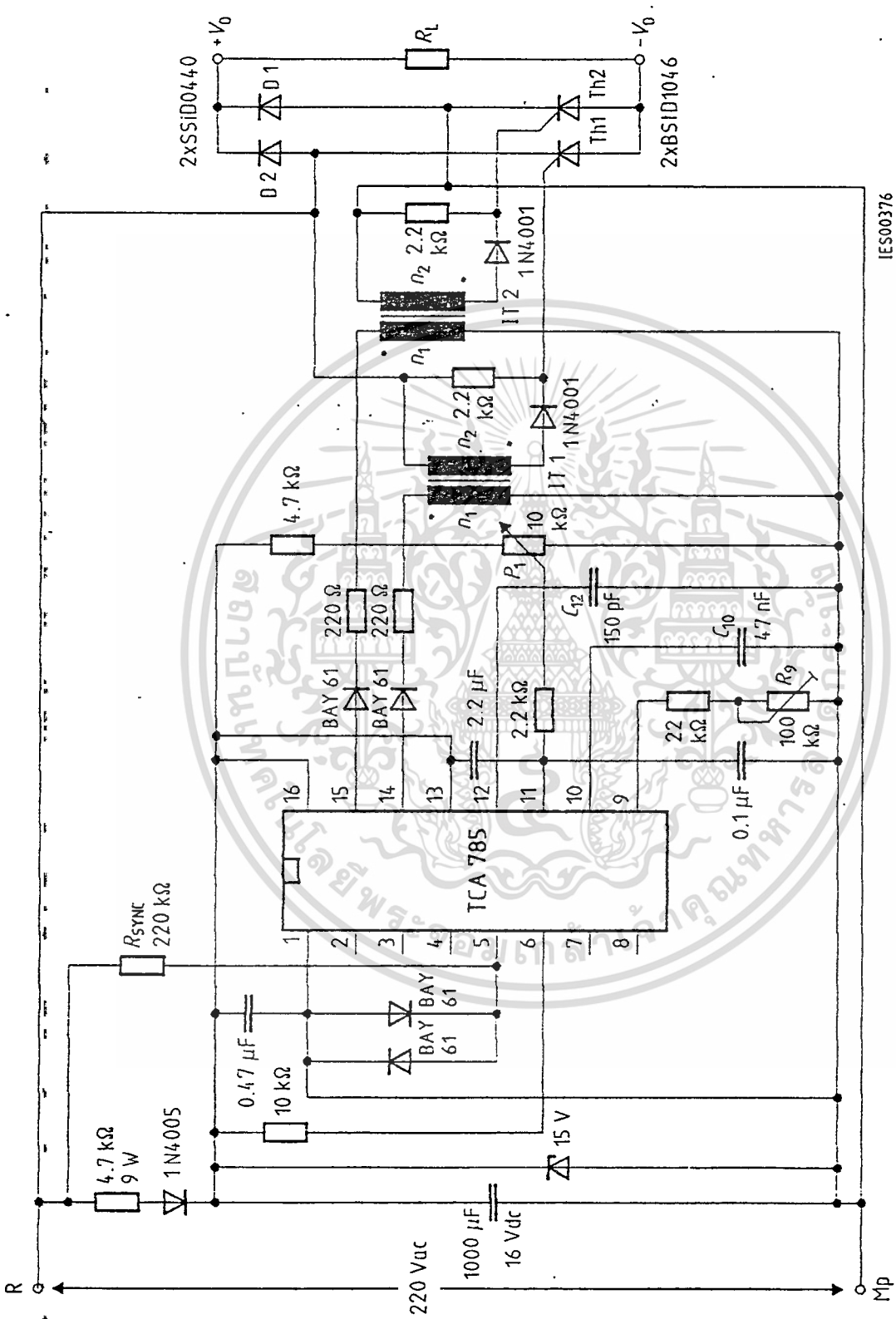
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องยื่นฟ้องถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



IES00375

Half-Controlled Single-Phase Bridge Circuit with Trigger Pulse Transformer and Direct Control for Low-Power Thyristors

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Half-Controlled Single-Phase Bridge Circuit with Two Trigger Pulse Transformers for Low-Power Thyristors

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Triacs

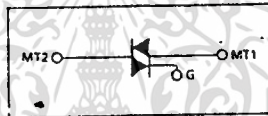
Silicon Bidirectional Triode Thyristors

Designed primarily for full-wave ac control applications, such as lighting systems, motor controls, motor controls and power supplies; or wherever full-wave silicon-gate-triodes are needed.

- State Voltages to 800 Volts
- Diffused and Glass Passivated Junctions for Parameter Uniformity and Stability
- Rugged Thermowatt Construction for Thermal Resistance and High Heat Dissipation
- Triggering Guaranteed in Three Modes (MAC223FP Series) or Four Modes (MAC223AFP Series)

MAC223FP Series
MAC223AFP Series

ISOLATED TRIACS
THYRISTORS
25 AMPERES RMS
200 thru 800 VOLTS



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Maximum Peak Off-State Voltage, Note 1 ($T_J = -40$ to $+125^\circ\text{C}$) 2 Sine Wave 50 to 60 Hz, Gate Open MAC223-4FP, MAC223A4FP MAC223-6FP, MAC223A6FP MAC223-8FP, MAC223A8FP MAC223-10FP, MAC223A10FP	V_{DRM}	200 400 600 800	Volts
State RMS Current ($T_C = +80^\circ\text{C}$) Full Cycle Sine Wave 50 to 60 Hz, Note 2	$I_T(RMS)$	25	Amps
Nonrepetitive Surge Current (One Full Cycle, 60 Hz, $T_C = 80^\circ\text{C}$, preceded and followed by rated current)	I_{TSM}	250	Amps
Surge Fusing ($t = 8.3$ ms)	I^2t	260	A^2s
Gate Power ($t \leq 2 \mu\text{s}$)	P_{GM}	20	Watts
Average Gate Power ($T_C = +80^\circ\text{C}$, $t \leq 8.3$ ms)	$P_{G(AV)}$	0.5	Watt
Gate Current ($t \leq 2 \mu\text{s}$)	I_{GM}	2	Amps
Gate Voltage ($t \leq 2 \mu\text{s}$)	V_{GM}	± 10	Volts
Isolation Voltage ($T_A = 25^\circ\text{C}$, Relative Humidity $\leq 20\%$)	$V_{(ISO)}$	1500	Volts
Operating Junction Temperature	T_J	-40 to $+125$	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-40 to $+150$	$^\circ\text{C}$
Mounting Torque	—	8	in/lb

1. Ratings apply for open gate conditions. Thyristor devices shall not be tested with a constant current source for blocking capability such that the voltage applied exceeds the rated blocking voltage.
2. The case temperature reference point for all T_C measurements is a point on the center lead of the package as close as possible to the plastic body.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ในการทำโครงการครั้งนี้ได้รับคำแนะนำและคำปรึกษาจาก ผศ. ประภาส ไพรสวรรณา และ อ.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ อย่างดียิ่งจึงทำให้โครงการสามารถสำเร็จได้ จึงขอขอบคุณมา ณ.ที่นี้ด้วย

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] จำลอง ลีมิตรระกูล , “ การควบคุมอัตโนมัติ “ , คณะวิศวกรรมศาสตร์ , มหาวิทยาลัยขอนแก่น
กรกฎาคม 2530.
- [2] DAUGLAS V.HALL , “MICROPROCESSORS AND INTERFACING” , SECOND
EDITION , PRINTED IN SINGAPORE , 1992.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้