



ปีการศึกษา 2535

เครื่องวัดและควบคุมอุณหภูมิแบบ PID
(TEMPERATURE MEASUREMENT AND PID CONTROLLER)

โดย

นายเมธี สัตตสมบัติ 88.162140

อาจารย์ที่ปรึกษา

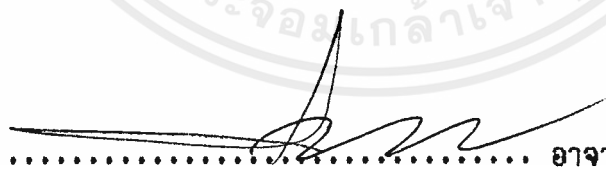
อาจารย์ ภากร หุตะสังภาค

ปริญญาโท สาขา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต 2536

เรื่อง เครื่องวัดและควบคุมอุณหภูมิแบบ PID
(TEMPERATURE MEASUREMENT AND PID CONTROLLER)

ผู้จัดทำ

1. นาย เมธี ล้นตลุมบัต 33.162140


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ ภากร พุฒสังกาศ)

เครื่องวัดและควบคุมอุณหภูมิแบบ PID

นายเมธี ลั่นตลมบัณฑิต

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ ภากร หุตขลังภาค

ปีการศึกษา 2536

บทคัดย่อ

ปฏิญานินพนธ์ฉบับนี้เป็นโครงการที่ใช้ไมโครคอมพิวเตอร์แบบหินเดี่ยวมาประยุกต์ใช้งานเป็นอุปกรณ์การวัดและควบคุมอุณหภูมิแบบอัตโนมัติในรูปของกระบวนการแบบลูปเดียว โดยการนำไอซีตระกูล MCS-51 มาเป็นตัวควบคุมในกระบวนการควบคุมอุณหภูมิในช่วง 0-999 องศาเซลเซียส ด้วยวิธีการควบคุมแบบ Proportional (P), Integral (I) และ Derivative (D)

TEMPERATURE MEASUREMENT AND PID CONTROLLER

Mr. METHEE SANTASOMBAT

Mr. PAKON HUTASANGKAT

ADVISOR

1993

ABSTRACT

This thesis presented an application of temperature control, in the project which the single chip microcontroller applied for equipment of the measurement and automatic temperature controller in the single loop process. By MCS-51 family integrated circuit the temperature process controller in 0-999 degree of span with actioned to controlled by Proportional(P), Integral(I) and Derivative(D).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทนำ	
ทฤษฎีและหลักการ	
บทที่ 1 ระบบควบคุม	1-1
บทที่ 2 หลักการวัดอุณหภูมิ	2-1
บทที่ 3 การควบคุมอุณหภูมิ	3-1
บทที่ 4 โครงสร้างของระบบ	4-1
บทที่ 5 โปรแกรมควบคุมการทำงาน	5-1
สรุปผลการทดลอง	
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
บรรณานุกรม	

บทนำ

ในโลกทุกวันนี้มีความก้าวหน้าทางด้านเทคโนโลยีมากขึ้น อุปกรณ์ต่างๆ ที่เกี่ยวกับเครื่องมือวัดและควบคุมส่วนมากเริ่มเข้าสู่ระบบแบบอัตโนมัติ (Automatic) มากขึ้น เช่น เครื่องควบคุมอุณหภูมิ , เครื่องบันทึกข้อมูล , เครื่องวิเคราะห์ข้อมูล เป็นต้น และในการพัฒนาในทางด้านเทคโนโลยีเกี่ยวกับระบบควบคุมแบบอัตโนมัติในปัจจุบัน จะอยู่ในรูปของวงจรรีเลย์คทรอนิกส์เกือบทั้งหมด และพร้อมๆ กับความก้าวหน้าในทางด้านเทคโนโลยีทางด้านไมโครคอมพิวเตอร์ในปัจจุบัน ยังเป็นผลให้อุตสาหกรรมต่างๆ เริ่มพัฒนาตัวเองเข้าสู่ระบบควบคุมอัตโนมัติอย่างสมบูรณ์แบบ

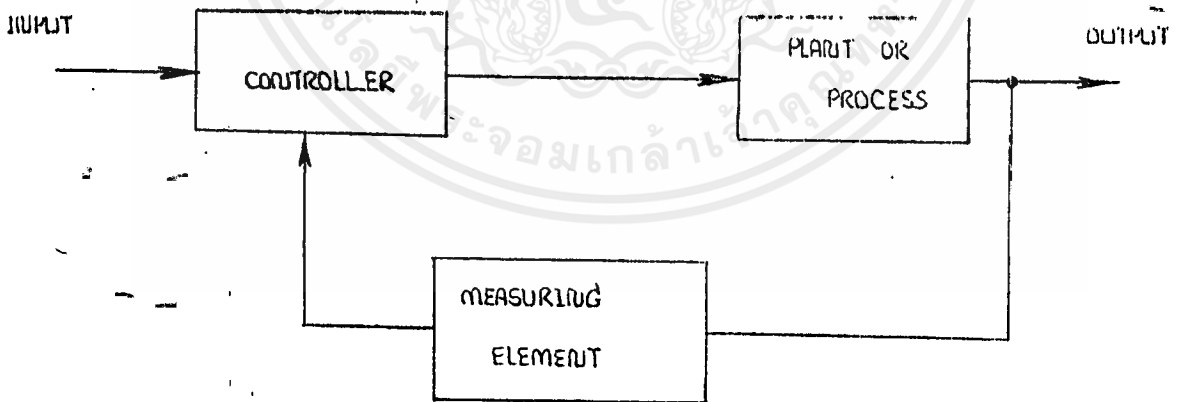
ด้วยการเห็นถึงความสำคัญที่กล่าวมา ปรินญาณินพนธ์ฉบับนี้จึงได้ทำการศึกษาถึงการนำวงจรรีเลย์คทรอนิกส์และไมโครคอมพิวเตอร์มาใช้ในระบบควบคุมแบบอัตโนมัติ โดยได้ประยุกต์ใช้กับการควบคุมอุณหภูมิ ซึ่งกำหนดอยู่ในช่วง 0-999 องศาเซลเซียส และมีความสามารถในการกำหนดฟังก์ชันการควบคุมทั้งแบบ Proportional, Integral และ Derivative และจากการพัฒนาทางด้านเทคโนโลยีทำให้เทคนิคการควบคุมด้วย CPU (central processing unit) เพียงตัวเดียวได้พัฒนามาใช้เป็นอุปกรณ์ประเภท Single chip microcomputer ซึ่งมีการทำงานคล้ายกับ CPU เหมือนกันแต่ภายในชิปจะมี I/O Port และ Timer/Counter มาสนับสนุน ทำให้มีความเหมาะสมมากกับเครื่องมือวัดและควบคุมที่มีขนาดเล็ก ดังนั้นในโครงการนี้จึงได้นำระบบการควบคุมด้วย Single chip microcomputer มาใช้เป็นระบบควบคุมการทำงาน

บทที่ 1
ระบบควบคุม

การควบคุมแบบอัตโนมัติ (Automatic control) มีบทบาทสำคัญต่อความก้าวหน้าทางวิทยาศาสตร์มาก เช่น ในกระบวนการทางอุตสาหกรรมที่จำเป็นต้องมีการควบคุมอุณหภูมิ ความดัน ความชื้น และอื่นๆ หรือในกระบวนการควบคุม

เครื่องจักรกลไกต่างๆให้ทำงานได้ตามที่ต้องการ ตลอดจนมีบทบาทสำคัญอย่างยิ่งต่อการพัฒนาทางด้านการทหาร เป็นต้น ความรู้ทางทฤษฎีและการทดลองเกี่ยวกับการควบคุมแบบอัตโนมัติ จะทำให้สามารถควบคุมระบบให้มีสมรรถนะ (Performance) ดีที่สุด และทำให้มีผลผลิตมีคุณภาพดี ลดต้นทุนในการผลิต ฯลฯ

ระบบควบคุมอาจแบ่งอย่างง่าย ๆ ออกเป็น 2 แบบคือ ระบบควบคุมแบบ closed loop และระบบควบคุมแบบ open loop



รูปที่ 1.1 ระบบควบคุมแบบ closed loop

ระบบควบคุมแบบ closed loop เป็นระบบควบคุมแบบหนึ่งซึ่งสัญญาณเอาต์พุตจะมีผลโดยตรงต่อการควบคุม ดังนั้นระบบควบคุมแบบ closed loop ก็คือระบบควบคุมแบบป้อนกลับนั่นเอง สัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน (actualing error signal) ซึ่งเป็นสัญญาณความแตกต่างระหว่างสัญญาณอินพุตกับสัญญาณเอาต์พุตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการคำนวณ ไม่ว่าจะเป็นกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

signal เพื่อที่จะลดค่าความคลาดเคลื่อนให้น้อยลงและทำให้เอาต์พุทของระบบมีค่าตามที่ต้องการ สัญญาณการป้อนกลับนี้อาจจะเป็นสัญญาณจากเอาต์พุทโดยตรงหรือเป็นสัญญาณที่อยู่ในรูปของฟังก์ชันก็ได้ รูปที่ 1.1 เป็น block diagram ที่แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุทและเอาต์พุทของระบบควบคุมแบบวงจรมืด

ระบบควบคุมแบบ open loop เป็นระบบควบคุมที่เอาต์พุทของระบบจะไม่มีผลต่อการควบคุมเลย นั่นคือ ในกรณีของระบบควบคุม open loop นั้นเอาต์พุทของระบบจะไม่ถูกวัด หรือถูกป้อนกลับเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับอินพุท รูปที่ 1.2 เป็น block diagram แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุทกับเอาต์พุทของระบบควบคุมแบบ open loop



รูปที่ 1.2 ระบบควบคุมแบบ open loop

การควบคุมที่นิยมใช้ในกระบวนการ (process) ได้แก่การควบคุมแบบการป้อนกลับ (feed back control) ซึ่งเป็นการควบคุมแบบ manual หรือแบบอัตโนมัติก็ได้ ดังนั้นการออกแบบควบคุมทางด้านอุตสาหกรรม (Industrial control) เป็นงานที่ค่อนข้างจะมีความยุ่งยากซับซ้อน แต่อย่างไรก็ตามเราสามารถสรุปการออกแบบระบบควบคุมด้วยคำถามสองข้อหลัก คือ เป้าหมายหลักของการควบคุมคืออะไรและเราจะดำเนินการอย่างไร เพื่อบรรลุเป้าหมายดังกล่าว เป็นการยากที่จะตอบคำถามของทั้งสองข้อให้ครอบคลุมงานทุกประเภท เราเพียงแต่จะกล่าวว่าการควบคุมเพื่อบรรลุผลตามเป้าหมายไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

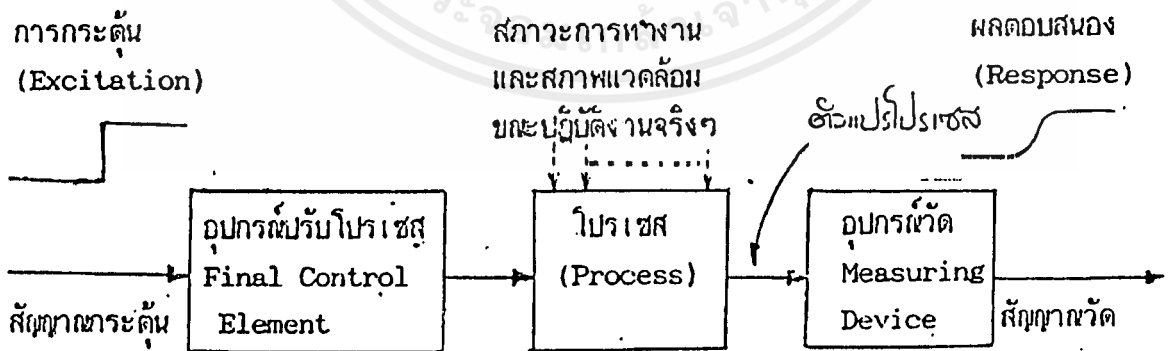
หลักนั้นมักจะเกี่ยวข้องกับการควบคุมโปรเซสย่อยหลายๆโปรเซสการควบคุมให้ได้ผลจึงประกอบด้วยระบบควบคุมย่อยที่เหมาะสม

ระบบควบคุมย่อยโดยส่วนใหญ่เป็นระบบควบคุมแบบง่ายๆที่ใช้หลักการควบคุมแบบป้อนกลับและโดยทั่วไปตัวควบคุมที่ใช้มักเป็นแบบ PID ระบบควบคุมย่อยส่วนน้อยที่จำเป็นต้องใช้หลักการควบคุมแบบซับซ้อน (complex control) เช่น cascade control feedforward feedback control ฯลฯ

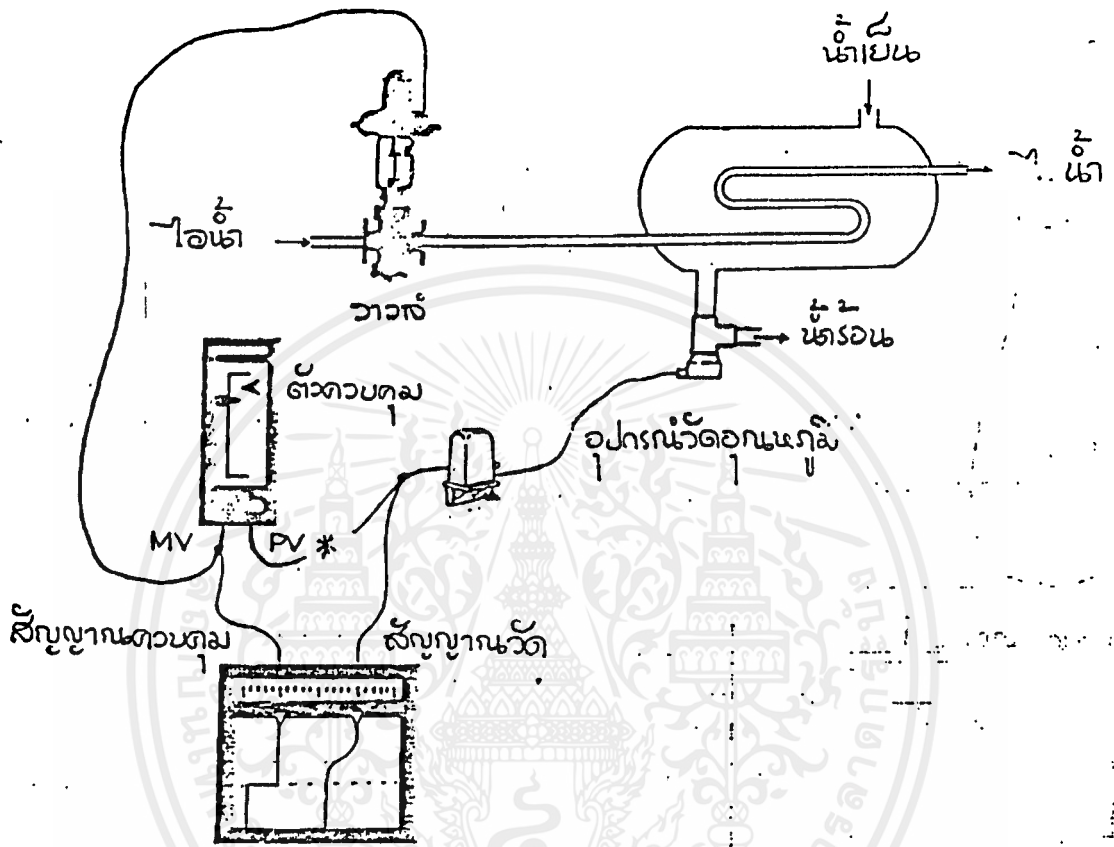
การศึกษาให้เข้าใจการควบคุมแบบง่ายๆ (simple control) ซึ่งใช้การควบคุมแบบ PID จึงเป็นความจำเป็นทางพื้นฐานในการควบคุมในทางอุตสาหกรรม

ลักษณะสมบัติโปรเซส (Process characteristics)

โดยทั่วไปแล้วการศึกษาลักษณะของโปรเซสจะเป็นการศึกษาว่าตัวแปรโปรเซสเปลี่ยนแปลงอย่างไรเมื่อสัญญาณการควบคุม สถานะการทำงาน หรือสภาพแวดล้อมเปลี่ยนแปลงไปแต่เพื่อที่จะลดความยุ่งยาก ในที่นี้เราจะศึกษาลักษณะสมบัติของโปรเซสโดยการวัดการเปลี่ยนแปลงของตัวแปรโปรเซสเมื่อสัญญาณการควบคุมเปลี่ยนแปลงไปอย่างเดียว ขณะที่สถานะการทำงานและสภาพแวดล้อมมีค่าคงที่ใกล้เคียงกับขณะปฏิบัติงานจริงๆ



ก) block diagram



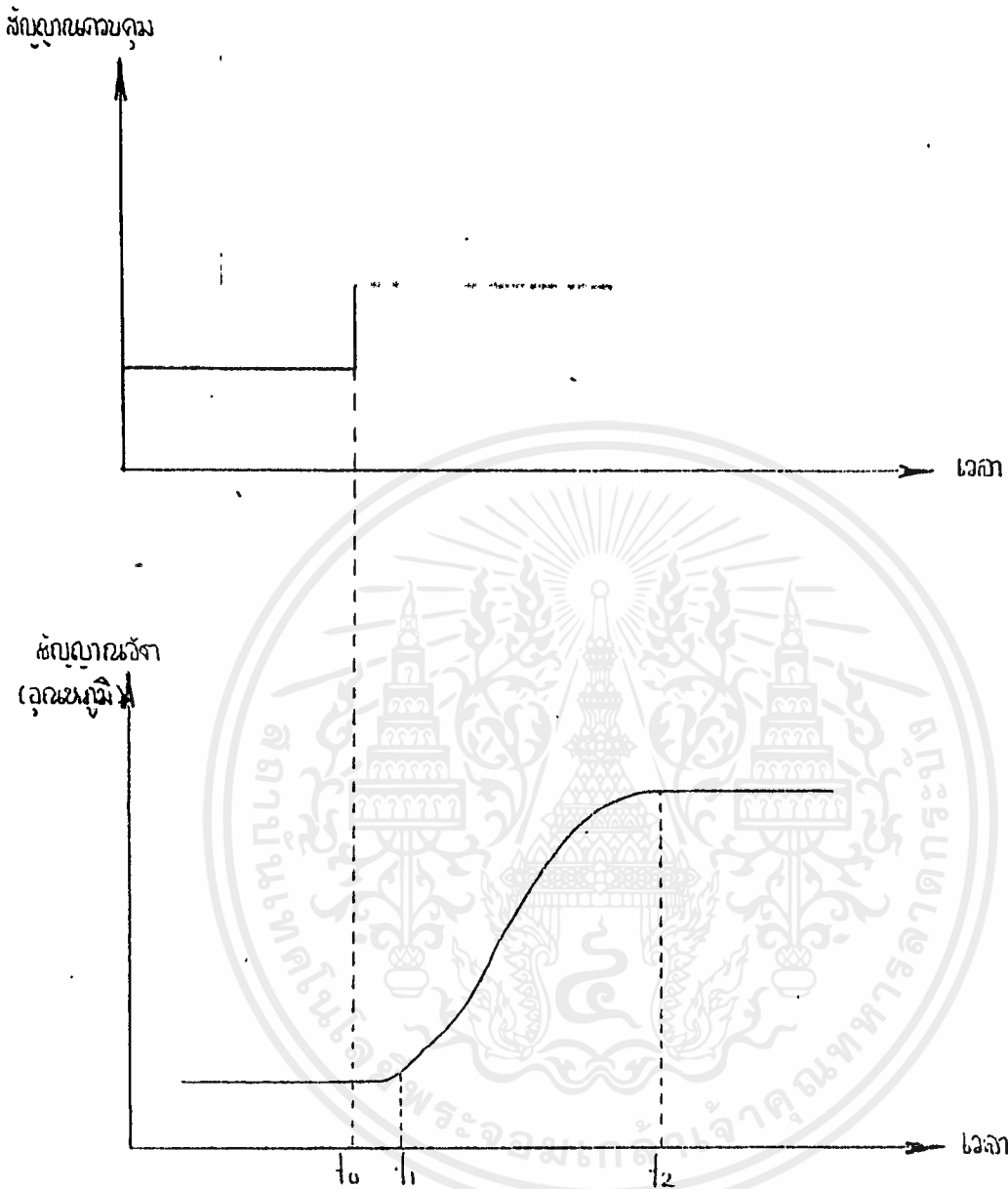
ข. การศึกษาลักษณะสมบัติของ heat exchanger

รูปที่ 1.3 การศึกษาลักษณะสมบัติของ โพรเซสในทางปฏิบัติ

ในการศึกษาลักษณะสมบัติของโพรเซส สัญญาณขาเข้าของอุปกรณ์ปรับโพรเซสจะไม่สัมพันธ์กับการวัด อุปกรณ์ปรับโพรเซสจะรับสัญญาณจากแหล่งจ่ายสัญญาณแบบขั้นบันไดแทน (รูปที่ 1.3ก) แหล่งจ่ายสัญญาณดังกล่าวอาจจะเป็น PID ก็ได้ (รูปที่ 1.3ข)

สมมติว่าระบบอยู่ในสภาวะสมดุลย์ (steady state) สัญญาณควบคุมสัญญาณวัดมีขนาดคงที่ ขณะใดขณะหนึ่งเราทำการเพิ่มสัญญาณควบคุมอย่างทันทีทันใด ทำให้วาล์วเปิดกว้างขึ้นไอน้ำจะไหลผ่านวาล์วสู่ heat exchanger มากขึ้น ต่อมาอุณหภูมิขาออกจะค่อยๆเพิ่มขึ้นจนมีค่าคงที่ที่สภาวะสมดุลย์ใหม่ สัญญาณควบคุมและสัญญาณที่บันทึกไว้ที่เครื่องบันทึก (recorder) แสดงดังรูปที่ 1.4

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



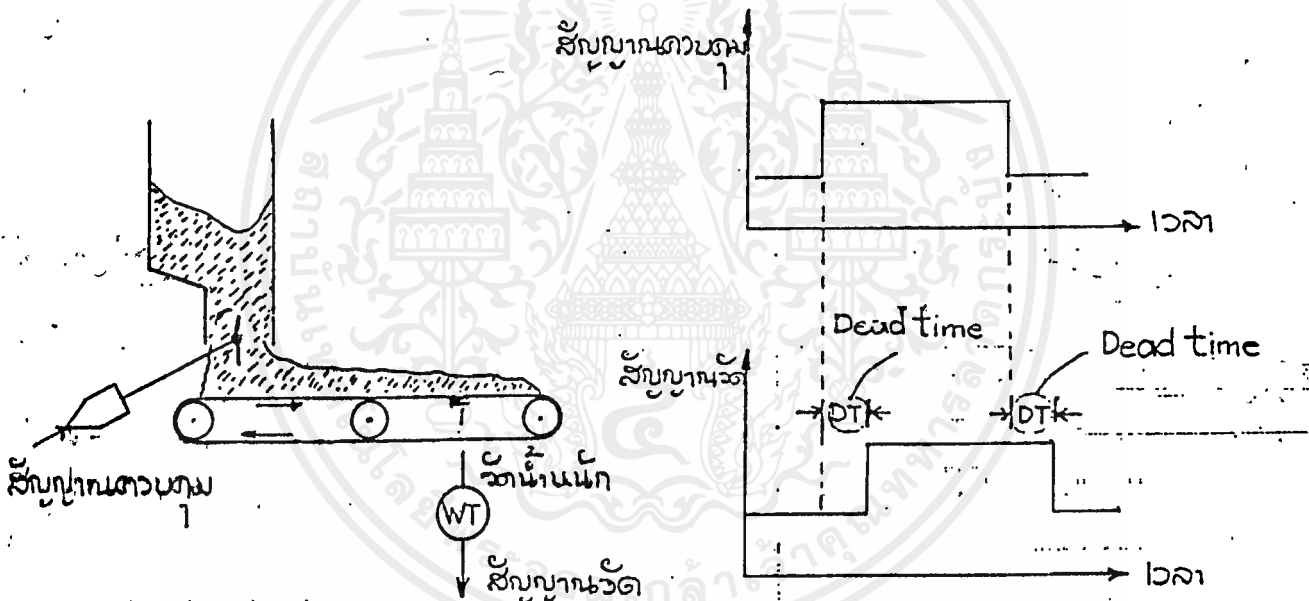
รูปที่ 1.4 ลักษณะสมบัติของ heat exchanger

จากรูปเราจะพบว่าเมื่อสัญญาณการควบคุมเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดที่เวลา $t = t_0$ สัญญาณวัดของตัวแปรโปรเซสได้แก่ อุณหภูมิของน้ำร้อนจะมีค่าคงเดิมจนถึงเวลา t_1 ตัวแปรโปรเซสจึงค่อยๆ เปลี่ยนไปจนกระทั่งมีค่าคงที่ที่เวลา t_2 ลักษณะเช่นนี้แสดงว่าโปรเซสมีความช้าในการตอบสนอง (process time lag) ซึ่งอาจแบ่งได้ออกเป็นสองประเภทคือ dead time และ capacity lag

ก. dead time คือช่วงเวลาที่นับจากที่สัญญาณควบคุมเปลี่ยนแปลงไปจนกระทั่งสัญญาณวัดของตัวแปรโปรเซสเริ่มเปลี่ยนแปลง ในรูปที่ 1.4 dead time มีค่าเท่า $t_1 - t_0$ โดยทั่วไปแล้ว dead time มักจะเกิดขึ้นจากการที่วัตถุดิบเคลื่อนที่จากจุดหนึ่งไม่ทราบถึงจุดหมายอีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไปยังอีกจุดหนึ่ง ทำให้ขนาดของ dead time ขึ้นอยู่กับความเร็วและระยะทางในการเคลื่อนที่ของวัตถุนั้น เราอาจเรียก dead time ได้ว่าเป็น distance velocity lag หรือ transportation lag

ในบางโปรเซสความล่าช้าในการตอบสนอง (time lag) อาจจะเป็นแบบ dead time เพียงอย่างเดียว (pure dead time process) ดังแสดงในรูปที่ 1.5



รูปที่ 1.5 โปรเซสที่ความล่าช้าในการตอบสนองเป็นแบบ dead time อย่างเดียว

ในระบบควบคุม dead time จะเป็นเวลาที่ตัวควบคุมจะต้องคอยเพื่อจะทราบผลของการเปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุมที่ตัวควบคุมได้ส่งออกไปแล้ว ยิ่ง dead time มีค่ามากตัวควบคุมยิ่งต้องคอยนานขึ้น

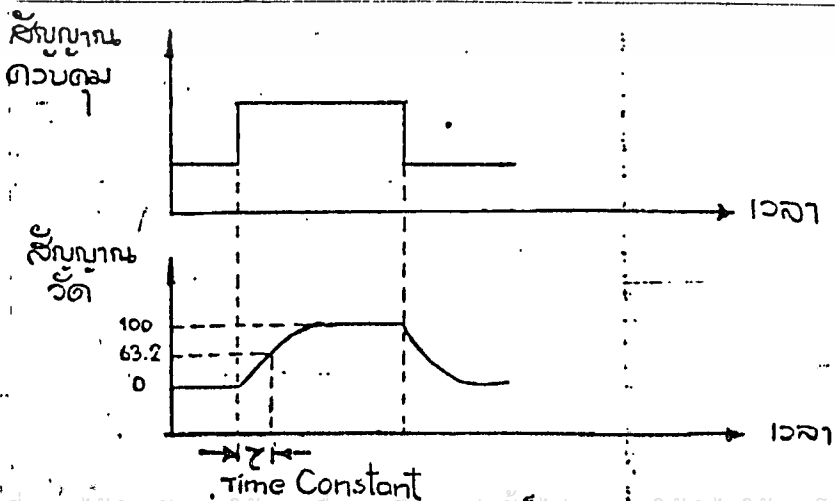
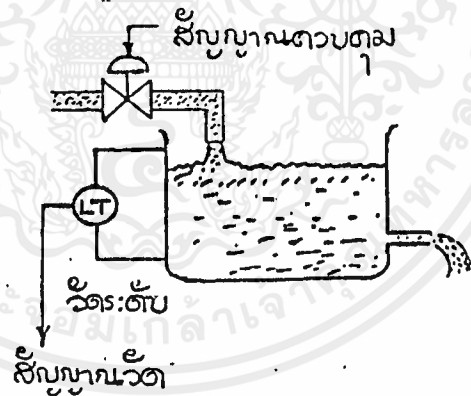
"dead time ทำให้การควบคุมยากขึ้น"

ในการออกแบบโปรเซสที่ดีเราต้องพยายามลดค่า dead time โดยการกำหนดจุดวัด ขนาดของภาชนะ ฯลฯ เพื่อที่จะลดระยะทางในการส่งวัสดุหรือสัญญาณให้สั้นที่สุด ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข. capacity lag ความช้าในการตอบสนองประเภทนี้จะเป็นตัวกำหนด อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณวัดไม่ให้มีค่ามากเกินไป ยิ่ง capacity lag มีค่า มากอัตราการเปลี่ยนแปลงสูงสุดของสัญญาณวัดยิ่งมีค่าน้อย ช่วงเวลาที่สัญญาณวัดเปลี่ยนแปลง จากสภาวะสมตลย้เดิมไปสู่สภาวะสมตลย้ใหม่จะนานขึ้น (รูปที่ 1.4 คือช่วงระยะเวลา ระหว่าง t_1 กับ t_2)

capacity lag จะพบในโปรเซสที่มีการกักเก็บพลังงานหรือวัตถุที่จะถูกถ่ายเท เข้าออกจากโปรเซสไปสู่ที่อื่น เราอาจเรียก capacity lag ได้ อีกอย่างหนึ่งว่า transfer lag

ตัวอย่างของโปรเซสที่มีความช้าในการตอบสนอง (time lag) แบบ capacity lag เพียงอย่างเดียว (pure capacity lag process) แสดงดังรูปที่ 1.6



รูปที่ 1.6 โปรเซสที่มีความช้าในการตอบสนองเป็นแบบ capacity lag

Capacity lag ของโปรเซสในรูป 1.6 II และ 1.6 ข เป็นขนาด 1st order ซึ่งเราอาจแสดงค่าโดยค่า time constant ดังรูป โดยทั่วไป capacity lag ที่เราพบบ่อยๆอาจจะเป็นชนิด first order , second order หรือมากกว่ากรณีเหล่านี้เราไม่สามารถแสดงค่า capacity lag ด้วยค่า time constant

โดยสรุปแล้ว ในการควบคุมถ้าโปรเซสมีค่า capacity lag ยิ่งมากสัญญาณการวัด ยิ่งมีการเปลี่ยนแปลงช้าๆ ตัวควบคุมสามารถเปลี่ยนแปลงค่าสัญญาณควบคุมไปต่อต้านการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณการวัดได้ง่ายยิ่งขึ้น ทำให้การควบคุมง่ายลง

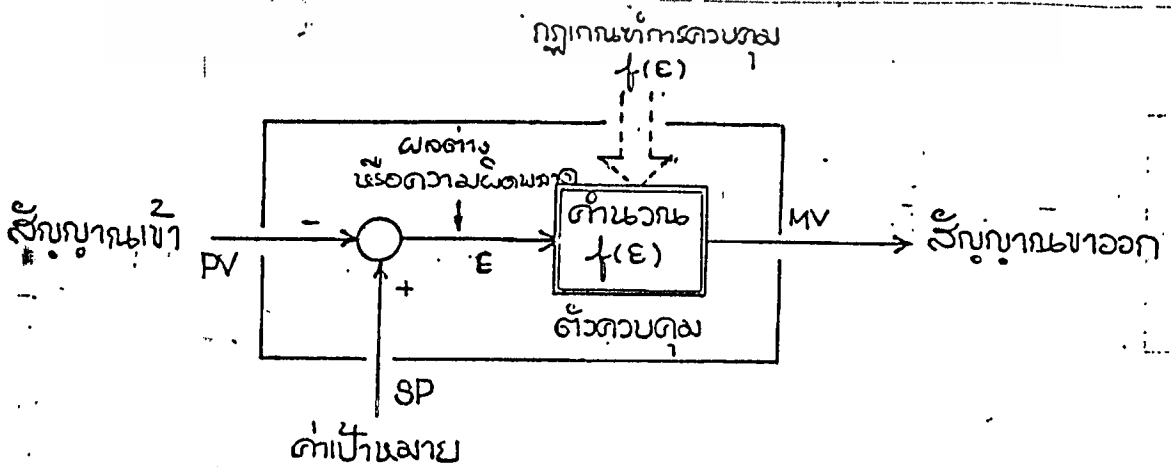
"capacity lag ทำให้การควบคุมง่ายลง"

การศึกษาลักษณะสมบัติของโปรเซสในที่นี้ก็เพื่อที่เราจะได้ทราบขนาดของ dead time และ capacity lag ของโปรเซส ค่า time lag ทั้งสองจะเป็นตัวบ่งบอกถึงความยากง่ายของการควบคุม

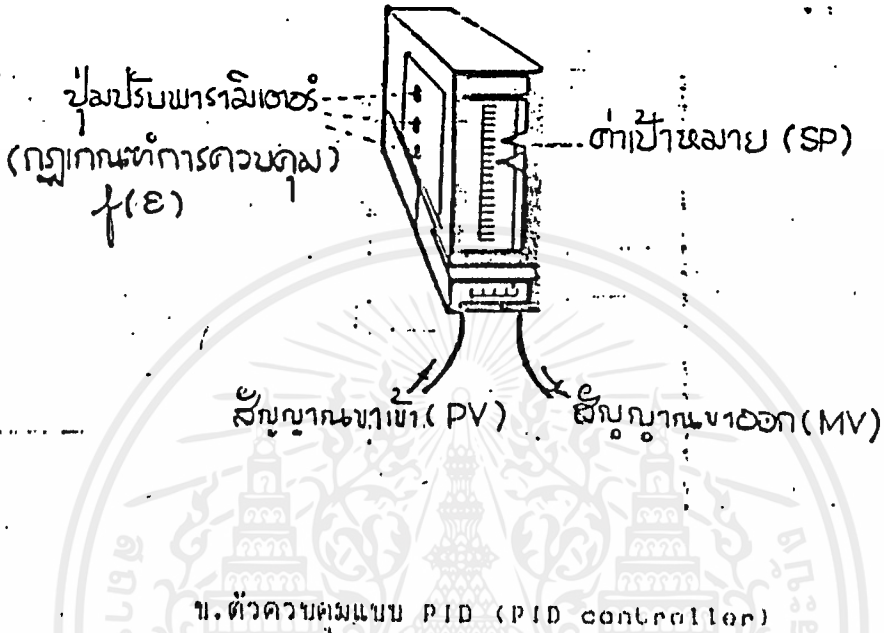
ในทางปฏิบัติเราอาจจะใช้ขนาดของ dead time และ capacity lag เป็นกำหนดแบบของการควบคุม

แบบต่างๆของการควบคุมแบบป้อนกลับ(feedback control modes)

แบบของการควบคุมแบบป้อนกลับถูกกำหนดโดยความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาออก(MV) กับสัญญาณขาเข้า(PV) ของตัวควบคุม ความสัมพันธ์ดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับกฎเกณฑ์การควบคุม(control laws) ที่พนักงาน(operator) เป็นผู้ปรับตั้งไว้ล่วงหน้า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ก. block diagram
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.7 ตัวควบคุมในระบบการควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback control)

แบบของการควบคุมแบบป้อนกลับมีหลายแบบด้วยกันแต่ที่สำคัญได้แก่ On-Off, P-only, PI PD และ PID ตัวควบคุมที่ใช้จะเป็นแบบ On-Off Controller PID Controller

กรณี PID Controller กฎเกณฑ์การควบคุมพื้นฐานเมื่ออยู่ด้วยกันสามแบบด้วยกัน คือ Proportional (P) Integral (I) Derivative (D)

ก. On-Off Controller (Two-Position Control)

เป็นการควบคุมที่ง่ายที่สุดของการควบคุมแบบป้อนกลับเหมาะสำหรับการควบคุมที่ราคาถูก แต่ผลการควบคุมไม่ดีนัก เรามักจะพบการควบคุมแบบนี้ในเครื่องใช้ภายในบ้าน เช่น เตารีด ตู้เย็น เตาอบ ฯลฯ

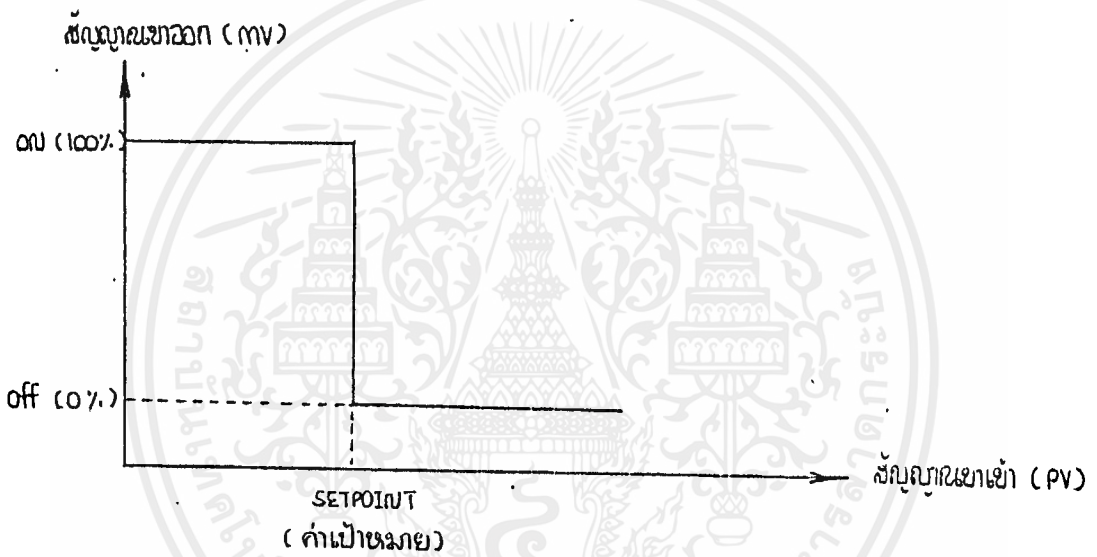
สัญญาณขาออกของตัวควบคุมมีเพียงสองสถานะคือ on กับ off ลักษณะนี้จะทำให้ตัวปรับโปรเซส (final control element) ทำงานเต็มที่หรือหยุดทำงานอย่างใดไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างหนึ่งเท่านั้น

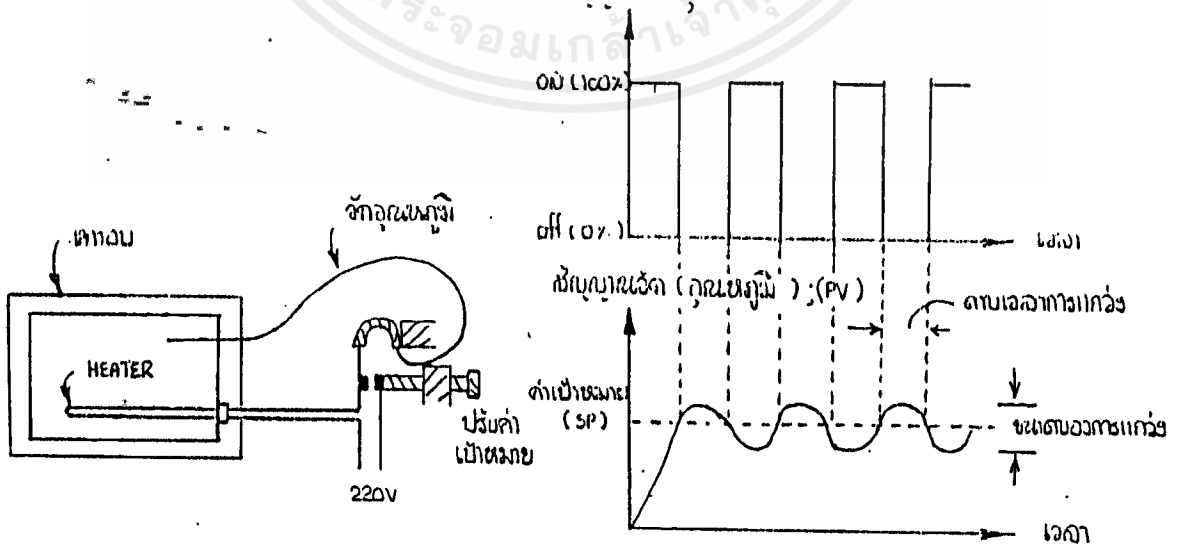
ความสัมพันธ์ระหว่างระหว่างสัญญาณขาออก(MV)กับสัญญาณขาเข้า(PV)ที่ค่าเป้าหมาย(SP)ค่าใดค่าหนึ่งแสดงได้ดังนี้

$$MV = On \text{ เมื่อ } PV < SP$$

$$MV = Off \text{ เมื่อ } PV > SP$$



รูปที่ 1.8 สัญญาณขาออกและสัญญาณขาเข้าของ ON-OFF controller (open loop) สัญญาณควบคุม (mv)



ก. การควบคุมอุณหภูมิของเตาอบ

ข. ผลของการควบคุมอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้เฉพาะในวงจำกัดเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการนำ on-off ไปใช้งาน(รูปที่ 1.9) ความถี่ของตรงจะไม่ถี่นัก ตัวแปร
โพรเซสจะแกว่งรอบค่าเป้าหมาย โดยมีคาบเวลา(period)ของการแกว่งขึ้นอยู่กับค่า
dead time ของโพรเซส

"ยิ่ง dead time มีค่ามาก คาบเวลาการแกว่งยิ่งมีค่ามาก"

ส่วนขนาด(amplitude)ของการแกว่งจะขึ้นอยู่กับอัตราส่วน dead time
/capacity lag

"ยิ่งอัตราส่วน dead time/capacity lag มีค่ามาก ขนาดของกั้วแกว่งยิ่งจะ
มีค่ามาก"

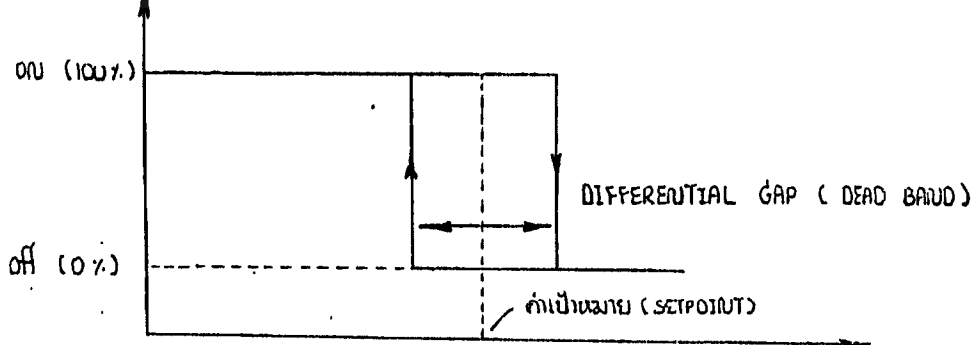
ข้อสังเกตที่สำคัญอีกประการหนึ่งก็คือ ตัวรับโพรเซสจะทำงานเปิดเปิดบ่อยครั้ง
โดยมีความถี่เท่ากับ 1 คาบเวลาของการแกว่ง

ในทางปฏิบัติเราจะใช้ On-Off Control ได้ในโพรเซสที่มีค่า capacity
lag มากๆ และค่า dead time ปานกลาง เพื่อความผิดพลาดขนาดของการแกว่งจะไม่
มากเกินไป และตัวรับโพรเซสก็จะไม่ทำงานบ่อยครั้งเกินไปด้วย

ในบางโพรเซสที่มี capacity lag มีขนาดโต แต่ dead time มีขนาดเล็ก
มาก เราอาจจำเป็นต้องใช้ On-Off Control แบบ Differential gap control
ซึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณควบคุมกับสัญญาณการวัด ตัวอย่างการควบคุม และผลการควบคุม

แสดงดังรูปที่ 1.10 และ 1.11

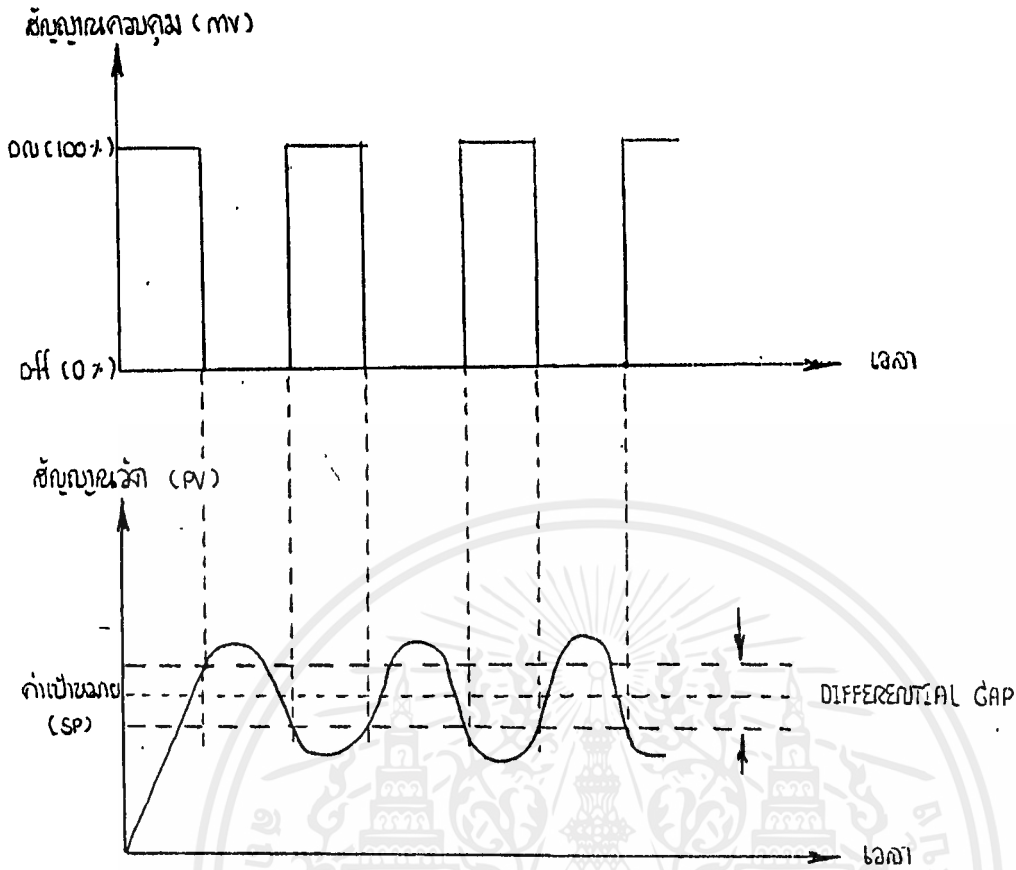
สัญญาณขาออก (mv)



รูปที่ 1.10 สัญญาณขาออก & สัญญาณขาเข้า ของ

Differential gap controller

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือสงวนในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.11 ผลของการควบคุมแบบ DIFFERENTIAL gap controller

๒. Proportional control (P-controller)

ข้อเสียของการควบคุมแบบ On-Off Control คือมีการแกว่งของค่าตัวแปรโปรเซสรอบค่าเป้าหมาย เนื่องจากสัญญาณการควบคุมมีแค่สองค่า (on-off) ขณะที่สัญญาณวัดมีค่าเข้าสู่เป้าหมาย สัญญาณควบคุมจะมีค่ามากหรือน้อยเกินไปไม่สอดคล้องกับความผิดพลาดเพื่อกำจัดการแกว่ง เราจึงควรกำหนดให้สัญญาณควบคุมมีขนาดเป็นสัดส่วนเหมาะสมกับขนาดของความผิดพลาด (proportional action) ขณะที่สัญญาณวัดมีค่าเข้าใกล้ค่าเป้าหมาย การควบคุมที่ใช้หลักการนี้เราเรียกว่า Proportional control หรือ P-Only Control

เราจะพบกับการควบคุมแบบนี้ในงานควบคุมระดับน้ำในถังเก็บ การควบคุมแรงดันของกาซในถัง ฯลฯ

ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาออก (MV) กับสัญญาณขาเข้า (PV) ของ P-Only Control ที่ค่าเป้าหมาย (SP) โดยแสดงได้ดังนี้

$$MV = (100/PB) * (SP - PV) + b \dots \dots \dots (1)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MV = สัญญาณขาออก

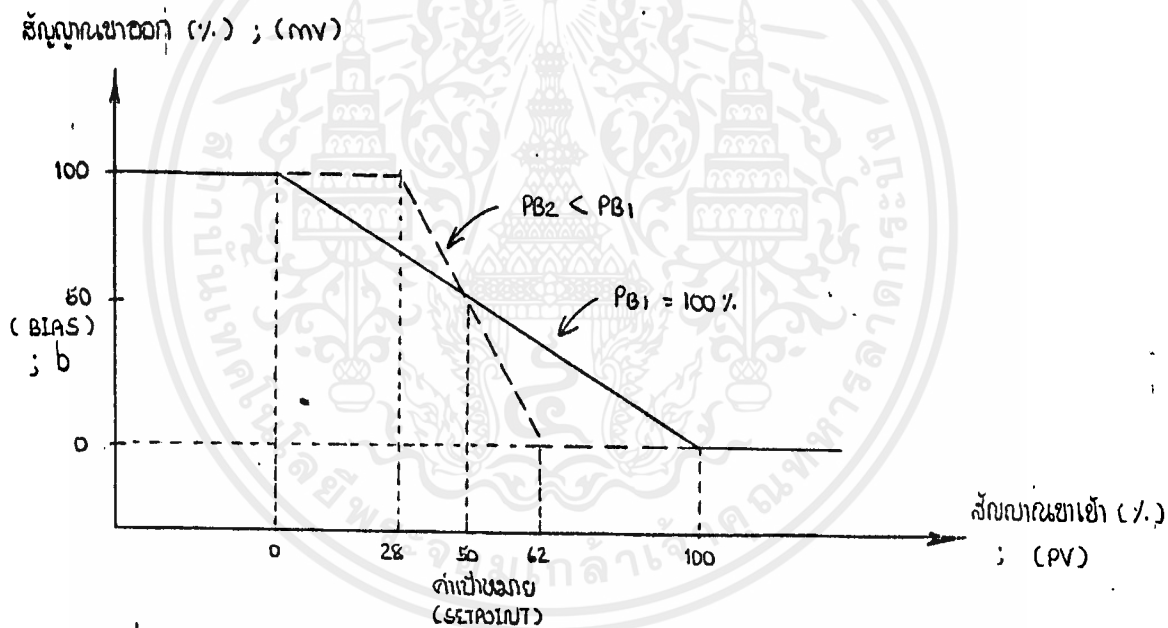
SP = ค่าเป้าหมาย

PV = สัญญาณขาเข้า

b = ค่าไบแอส (BIAS) เป็นค่าสัญญาณควบคุมขณะที่ไม่มีค่าความ

ผิดพลาด (SP=PV)

PB = Proportional band มีหน่วยเป็นเปอร์เซ็นต์ (%)



รูปที่ 1.12 สัญญาณขาออก & สัญญาณขาเข้าของ P-Only (กรณี open loop)

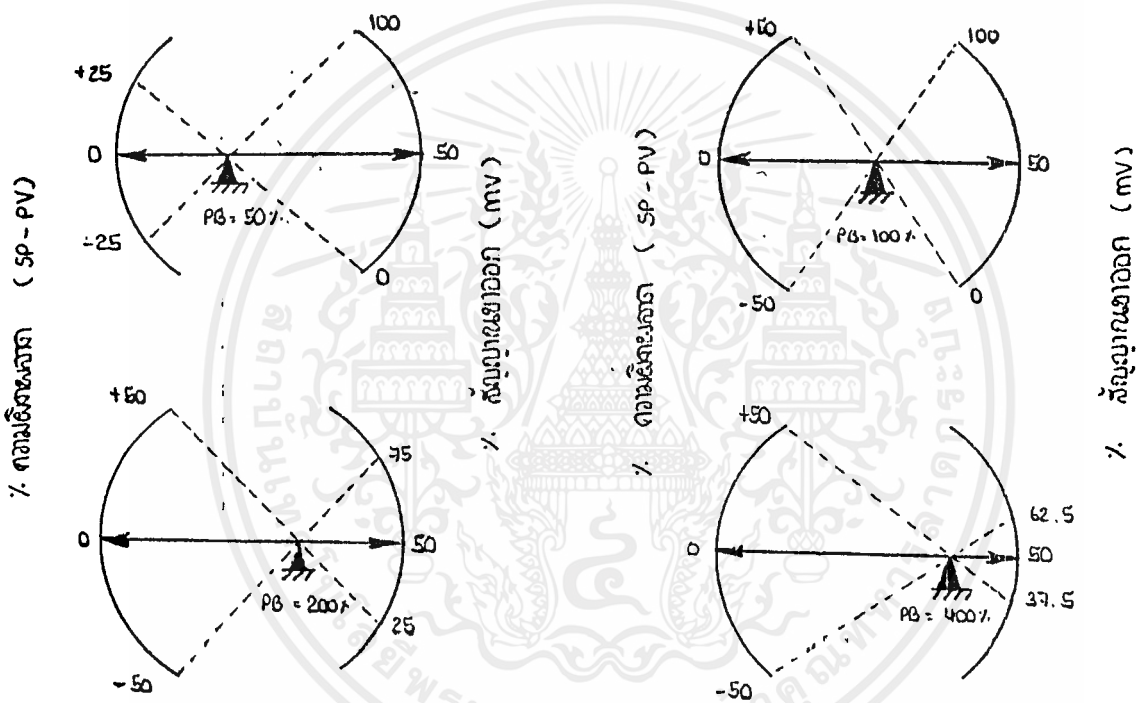
อัตราในการตอบสนองต่อความผิดพลาดของ P-Only Control ถูกกำหนดได้ ด้วยค่า Proportional band เราให้ค่าจำกัดความของ Proportional band ว่าเป็นเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณขาเข้า (กรณีที่ค่าเป้าหมายคงที่) ที่ทำให้สัญญาณขาออกเปลี่ยนแปลงไป 100 %

ความสัมพันธ์ระหว่าง Proportional gain กับ Proportional band แสดงได้ด้วยสมการที่ 2

$$K_p = 100/PB \dots\dots\dots (2)$$

เอกสารนี้เป็นส่วนให้คู่ความสัมพันธ์ของสัญญาณขาออกต่อสัญญาณขาเข้า ต่อกำหนดนโยบาย P-Only ค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Controller มักแสดงในรูปของสมการที่ 1 รูปที่ 1.13 แสดงผลของการเปลี่ยนแปลงค่า PB กรณีที่ค่าเป้าหมายและค่าไบแอสมีค่า 50 %



รูปที่ 1.13 ผลของการปรับค่า PB กรณี P-Only Control

โดยส่วนมากค่าไบแอส (b) ในสมการที่ 1 และ 2 มักจะถูกปรับตั้งที่โรงงานให้มีค่าคงที่เท่ากับ 50% แต่ PID Controller บางตัวอาจจะมีปุ่มให้ปรับค่าไบแอสได้

ในการควบคุมแบบ P-Only control โดยทั่วไปสัญญาณวัดของตัวแปรโปรเซสจะมีค่าเท่ากับค่าเป้าหมายที่สภาวะการทำงานและสภาวะแวดล้อมค่าใดค่าหนึ่งเท่านั้น ถ้าสภาวะแวดล้อมและสภาวะการทำงานเปลี่ยนแปลงไปจากค่านี้ (เกิด disturbance)

สัญญาณวัดจะมีค่าแตกต่างไปจากค่าเป้าหมายที่สภาวะที่มั่นคง (steady state) ใหม่ ซึ่งค่าไม่วุ่นวายใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความแตกต่างระหว่างสัญญาณการวัดกับค่าเป้าหมายที่สถานะสมดุลเรียกว่า "offset", กล่าวโดยสรุป "ข้อดีของ P-Only Control เมื่อเทียบกับ On-Off Control คือตัวแปรโปรเซสจะมีเสถียรภาพดีกว่า (ไม่แกว่ง) เมื่อเราปรับค่า PB ที่เหมาะสม แต่มีข้อเสียคือเกิด offset "

การควบคุมแบบนี้เหมาะกับโปรเซสที่มี disturbance ที่มีขนาดไม่โตนัก dead time มีค่าเล็ก และ capacity lag มีค่าปานกลาง

การกำจัด offset อาจกระทำได้โดย

1. ปรับปุ่ม setpoint ของตัวควบคุมจนสัญญาณวัดมีค่าที่เราต้องการ (ค่าเป้าหมายของการควบคุมต่างจากค่าเป้าหมายที่เราต้องการ
2. ปรับเปลี่ยนค่าไบแอส เราเรียกการกระทำเช่นนี้ว่าเป็นการ reset
 - manual reset เป็นการปรับเปลี่ยนค่าไบแอสด้วยมือ (ถ้าตัวควบคุมมีปุ่มปรับไบแอส)
 - automatic reset เป็นการเปลี่ยนค่าไบแอสอัตโนมัติโดยตัวควบคุม กรณีนี้ การควบคุมจะเป็นแบบ PI Control ซึ่งเราจะกล่าวในส่วนถัดไป

ค. Proportional-Plus-Integral Control (PI Control)

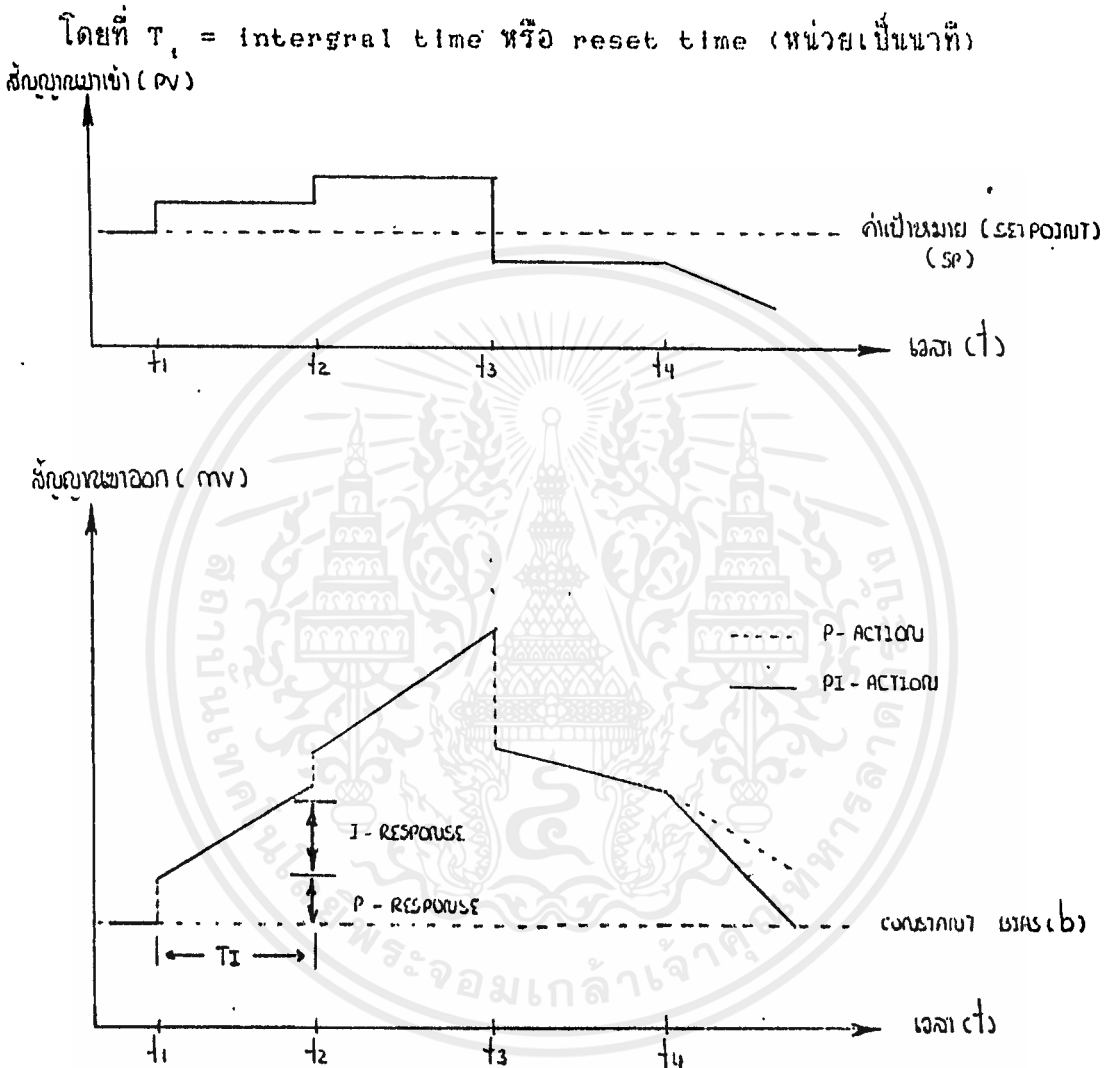
ดังได้กล่าวมาแล้วว่า P-Only Control จะมีค่า offset ถ้ามีสิ่งรบกวนโปรเซส (process disturbance) เพื่อจะกำจัดค่า offset โดยพนักงานไม่ต้องคอยปรับตั้ง ตัวควบคุมบ่อยๆ เราจำเป็นต้องทำให้ตัวควบคุมดังกล่าวได้แก่ PI Controller ซึ่งมีค่า Integral action (reset action) เพิ่มเติมจากเดิมระบบควบคุมส่วนมากมักจะเป็นการควบคุมแบบ PI Controller โดยเฉพาะอย่างยิ่งในการควบคุมอัตราการไหลและการควบคุมแรงดันของของเหลว ฯลฯ

ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาออกกับสัญญาณขาเข้าของ PI Controller แสดงได้ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$MV = (100/PB) \{ (SP-PV) + 1/T_i \int (SP-PV) dt \} + b \dots \dots \dots (3)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.14 สัญญาณออกกับสัญญาณเข้าของ PI controller

ขณะ open loop

โดยจากสมการที่ 3 ส่วนที่เป็น Integral action คือ $(1/T_i) \int (SP-PV) dt$ ขนาดของ Integral action ขณะใดขณะหนึ่งจะไม่สัมพันธ์กับค่าความผิดพลาดขณะ นั้น แต่จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับขนาดของความผิดพลาดสะสม $(\int (SP-PV) dt)$ ผลของ Integral action จะเหมือนกับการปรับค่าไบแอสจนกระทั่งค่าความผิดพลาดหมดไป

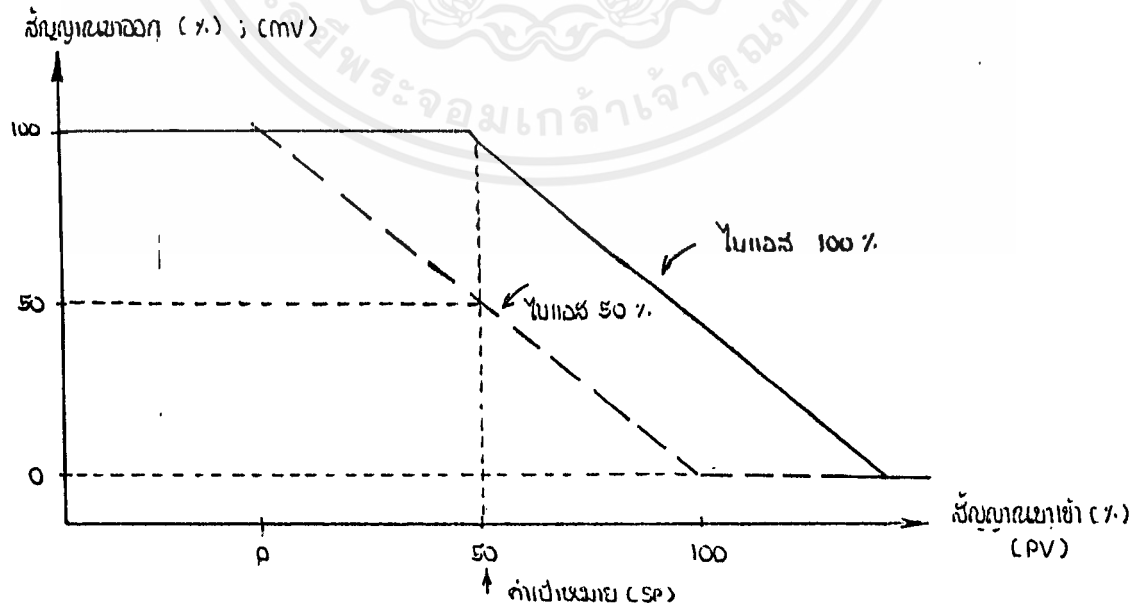
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยกรมส่งเสริมการค้าระหว่างประเทศ กระทรวงพาณิชย์ ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากกรมการค้า
 วัตถุประสงค์ของการตอบสนองของ Integral action ขึ้นอยู่กับการปรับค่า T_i ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ยิ่ง T_i มีค่าน้อยลง การตอบสนองยิ่งจะมีค่ามากและเราจะพบว่า integral action สามารถกำจัด offset ให้หมดไปโดยมีความไวในการกำจัดค่า offset ขึ้นอยู่กับ ค่า T_i ยิ่งค่า T_i มีค่าน้อยการกำจัด offset ยิ่งกระทำได้รวดเร็วขึ้น แต่อย่างไรก็ตามค่า T_i มีค่าน้อยเกินไป ตัวแปรโปรเซสจะเกิดการแกว่งได้

แต่อย่างไรก็ตามการเพิ่มค่า Integral action จะเสมือนเป็นการเพิ่ม capacity lag เข้าไปในระบบควบคุม ตัวแปรโปรเซสจะเปลี่ยนแปลงเข้าสู่เป้าหมายได้ช้าลง ระบบการควบคุมแบบ PI Control จึงเหมาะสมกับโปรเซสที่มีค่าค่อนข้างไวอยู่แล้ว คือทั้ง dead time และ ค่า capacity lag มีขนาดเล็ก

หมายเหตุ - ข้อควรระวังในการเพิ่ม integral action เข้าไปในระบบควบคุมคือปรากฏการณ์ที่เรียกว่า integral windup หรือ reset windup

คำอธิบายคร่าวๆของปรากฏการณ์นี้ให้ย้อนกลับไถ่รูปที่ 1.12 สมมติว่า PB มีค่าคงที่เท่ากับ $PB_c = 100\%$ ถ้าเราเพิ่มค่าไบแอสจากเดิม 50% ไปเป็น 100% เราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาออกกับสัญญาณขาเข้าเปลี่ยนแปลงไป ดังรูปที่ 1.15



รูปที่ 1.15 สัญญาณขาออกกับสัญญาณขาเข้าเมื่อไบแอสเปลี่ยนไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในระหว่างการปฏิบัติงาน สมมติว่าที่ค่าไบแอสเท่ากับ 50% เราปรับค่า PB = 100% ทำให้สัญญาณควบคุมเป็นอัตราส่วนเหมาะสมกับค่าความผิดพลาด ขณะที่สัญญาณวัดมีค่าเข้าใกล้ค่าเป้าหมาย การที่เราเพิ่ม integral action เข้าไปทำให้ค่าไบแอสเปลี่ยนแปลงไปตามขนาดและช่วงเวลาของค่าความผิดพลาด ถ้ามีเหตุการณ์บางอย่างทำให้ค่าไบแอสเพิ่มขึ้นจนกลายเป็น 100% สัญญาณควบคุมจะมีค่าคงที่ (saturated) ที่ 100% เสมอราบใดที่สัญญาณวัดมีค่าน้อยกว่าค่าเป้าหมาย

ขณะที่สัญญาณวัดมีค่าน้อยกว่าค่าเป้าหมาย ขณะที่สัญญาณวัดมีค่าเพิ่มเข้าใกล้ค่าเป้าหมายสัญญาณควบคุมจะมีขนาดโตเกินไปไม่เหมาะสมกับค่าความผิดพลาดเป็นผลทำให้สัญญาณการวัดเพิ่มอย่างรวดเร็วเกิด overshoot

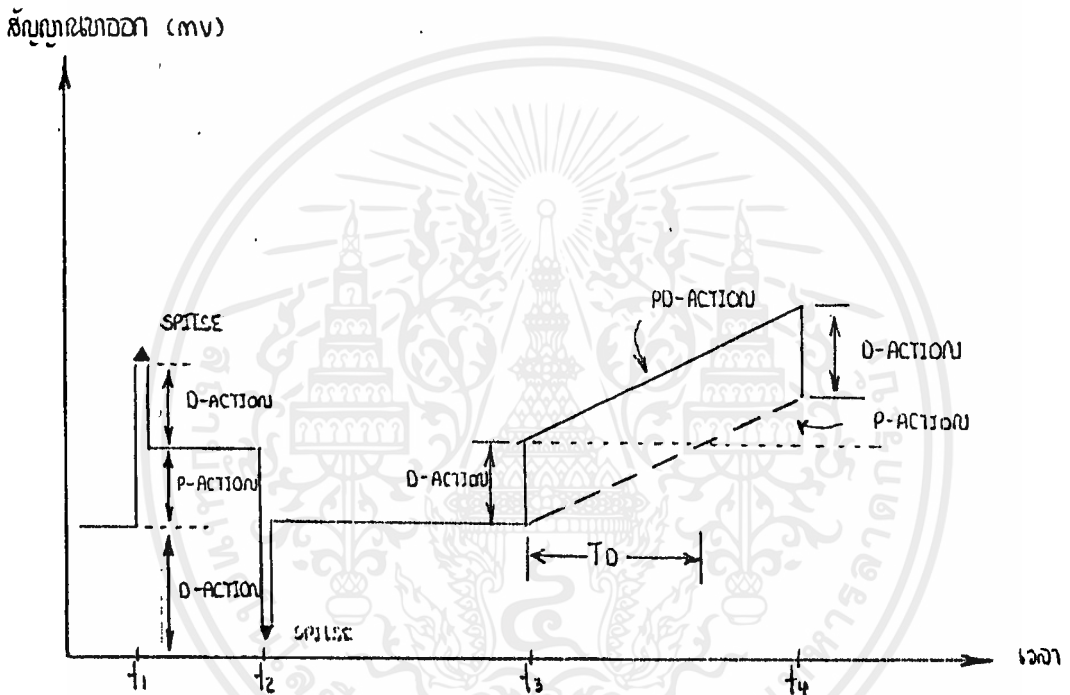
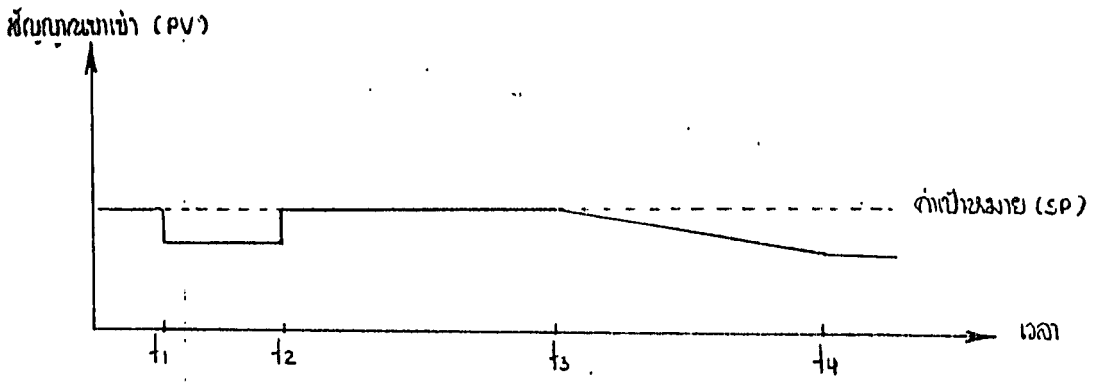
ปรากฏการณ์ "integral windup" นี้เราอาจจะพบระบบควบคุมที่มี integral action ขณะเริ่มเดินระบบ (start up) cascade control หรือ override control

ง. Proportional-Plus-Derivative-Control (PD-Control)

ในทางอุตสาหกรรมเรามักจะเรียกว่า "Proportional-Plus-Rate Control" ลักษณะความสัมพันธ์ของสัญญาณขาออกและสัญญาณขาเข้าของตัวควบคุม PD Controller ได้แสดงดังรูปที่ 1.16 ซึ่งมีสมการดังนี้

$$MV = (100/PB) ((SP-PV) + T_d d(SP-PV)/dt) + b \dots \dots \dots (4)$$

PD Control จะใช้ในการควบคุมโปรเซสจำพวกเดียวกับ P-Only Control โดยค่า T_d เป็นค่าของ derivative time



รูปที่ 1.16 ผลของ D-Action ในตัวควบคุม PD Control ขณะ open loop

จากสมการจะเห็นว่าขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมจะเป็นสัดส่วนกับ อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน ซึ่งในโปรเซสจำนวนมาก อาจจะมีความจุและความต้านทานมากกว่าหนึ่ง ดังนั้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขึ้นในกระบวนการจึง อาจทำให้เกิดมี $time lag$ ที่มีค่ามากพอได้ กระบวนการที่มีปัญหาเกี่ยวกับ $time lag$ มากคือกระบวนการที่เกี่ยวกับความร้อน การควบคุมแบบ derivative นี้จะ แก้ไขเกี่ยวกับระบบที่มี $time lag$ มากๆได้ ในบางครั้งก็เรียกการควบคุมแบบ derivative นี้จะ เรียกว่าการควบคุมแบบ "คาดการณ์-ล่วงหน้า" เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๑. Proportional-Plus-Integral-Plus-Derivative Control

(PID Control)

ในทางอุตสาหกรรมเรามักจะเรียกว่า "Proportional-Plus-Reset-Plus-Rate Control" ดังได้กล่าวมาแล้วว่า Integral action ใน PI Control จะทำให้ตัวควบคุมตอบสนองต่อความผิดพลาดช้าลง กรณีที่โปรเซสมีความช้าอยู่แล้วเราอาจจำเป็นต้องเพิ่ม derivative action (rate action) เพื่อลดความช้าของระบบควบคุม การควบคุมแบบนี้เราเรียกว่า PID Control

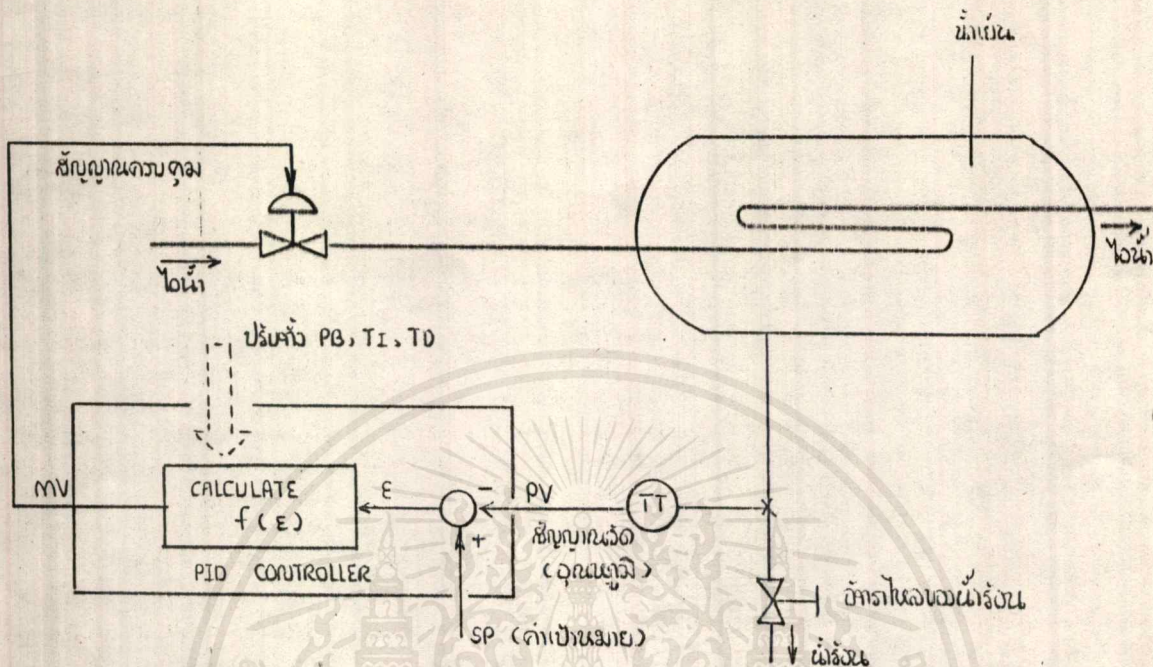
เราจะพบการควบคุมแบบ PID ในงานควบคุมอุณหภูมิเป็นส่วนใหญ่ ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาออก (MV) กับสัญญาณขาเข้า (PV) ของ PID Control ที่ค่าเป้าหมาย SP โดยแสดงได้ดังนี้

$$MV = (100/PB) \{ (SP-PV) + 1/T_i \int (SP-PV) dt + T_d d(SP-PV)/dt \} + b \dots (5)$$

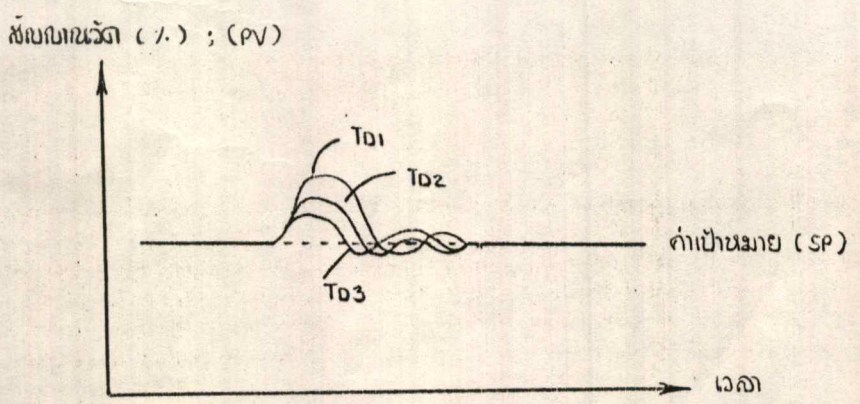
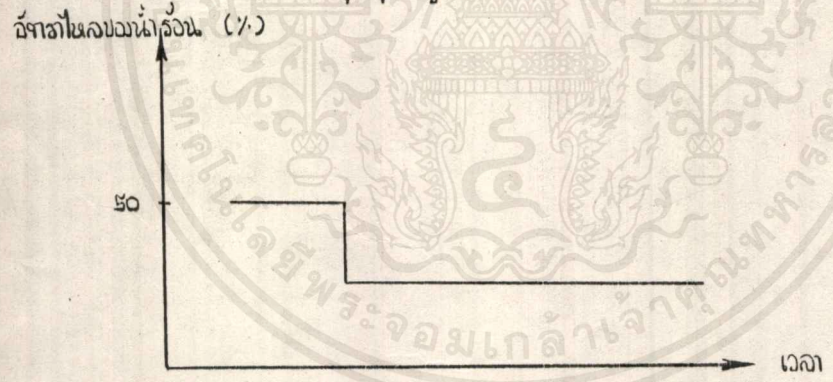
กราฟแสดงความสัมพันธ์ของ MV กับ PV ในสมการที่ 5 จะยุ่งยากซับซ้อนไม่เหมาะสำหรับการอธิบาย Derivative action รูปที่ 1.16 แสดงความสัมพันธ์ของ MV กับ PV ของ PD Control กรณี open loop ซึ่งง่ายต่อการทำความเข้าใจ Derivative action ผลตอบสนองของ Derivative action จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าความผิดพลาด (SP-PV)

กรณีที่ค่าเป้าหมายมีค่าคงที่ อัตราใดที่สัญญาณขาเข้าไม่เปลี่ยนแปลง derivative action จะไม่มีผล ต่อเมื่อสัญญาณขาเข้าเกิดการเปลี่ยนแปลง derivative action จะเพิ่มหรือลดสัญญาณขาออกตามอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณขาเข้า จากรูปที่ 1.16 ขณะเวลา $t_3 < t < t_4$ สัญญาณขาเข้าเปลี่ยนแปลงด้วยอัตราคงที่ D-Action จะทำงานคล้ายกับเป็นการทำให้ผลตอบสนองต่อ P Action เร็วกว่าเดิมเป็นเวลา T_d นาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ก. การควบคุมอุณหภูมิน้ำร้อนขาออกของ heat exchanger



ข. ผลของการควบคุมที่ค่า T_d ต่างๆ กรณี PB และ T_I คงที่ ($T_{d1} < T_{d2} < T_{d3}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ วัตถุประสงค์เพื่อใช้ในการศึกษาและวิจัยเท่านั้น ห้ามมิให้คัดลอกหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์

การเพิ่ม derivative action เข้าไปใน PI Controller จะทำให้ผลตอบสนองต่อระบบต่อสิ่งรบกวนไวขึ้น สัญญาณวัดเปลี่ยนแปลงเข้าสู่เป้าหมายเร็วขึ้น จากรูปที่ 1.17 ข. เราจะพบว่ายิ่ง T_D มีค่ามากสัญญาณวัดยิ่งเปลี่ยนแปลงกลับสู่ค่าเป้าหมายไวขึ้น อย่างไรก็ตามถ้าเราปรับตั้งค่า T_D มากเกินไปสัญญาณวัดอาจเกิดการแกว่งได้ (กรณี $T_D = T_{D3}$) ปรกติเรามักปรับค่า T_D ให้มีค่าใกล้เคียงกับค่า T_{D2}

กล่าวโดยสรุป " ข้อดีของ PID Control คือระบบควบคุมจะตอบสนองต่อสิ่งรบกวน (disturbance) ไวขึ้น ทำให้เสถียรภาพในการควบคุมดีขึ้นกว่า PI Control สำหรับโปรเซสที่ตอบสนองช้า"

การควบคุมแบบนี้เหมาะกับโปรเซสที่มี capacity lag โตๆ และ dead time ขนาดไม่โตนัก ซึ่งส่วนใหญ่มักจะเกี่ยวข้องกับการควบคุมอุณหภูมิ ในระบบควบคุมที่สัญญาณวัดมีสัญญาณรบกวน (noise) เราไม่ควรจะใช้ derivative action แม้ว่าสัญญาณรบกวนจะมีขนาดเล็ก แต่อัตราการเปลี่ยนแปลง (ความถี่) มักจะมีค่าสูง derivative action ซึ่งมีขนาดเป็นสัดส่วนโดยตรงกับอัตราการเปลี่ยนแปลงอาจจะทำให้สัญญาณขาออกผิดพลาดไปอย่างมากมาย เพื่อจะแก้ปัญหา noise ในทางปฏิบัติจึงมักจะเพิ่มการกรองความถี่ (filtering) ด้วยค่า time constant = T_D/N (N มีค่าเท่ากับ 3-10) ใน derivative action

ตัวควบคุมแบบ PID และส่วนประกอบในการใช้งาน

ตัวควบคุมแบบไม่ว่าจะเป็นแบบใดชนิดใดจะมีหน้าที่หลักคือการปรับสัญญาณขาออกให้สัมพันธ์กับสัญญาณขาเข้าและค่าเป้าหมายตามกฎเกณฑ์การควบคุม (Control) ที่มนุษย์เป็นผู้กำหนดไว้ ตัวควบคุมแบบ PID เป็นตัวควบคุมที่เราสามารถกำหนด กฎเกณฑ์การควบคุมให้เป็น P-Only PI PID ได้โดยการปรับตั้งค่า PB T_I T_D

ก. ตัวควบคุมแบบ PID ชนิดต่างๆ

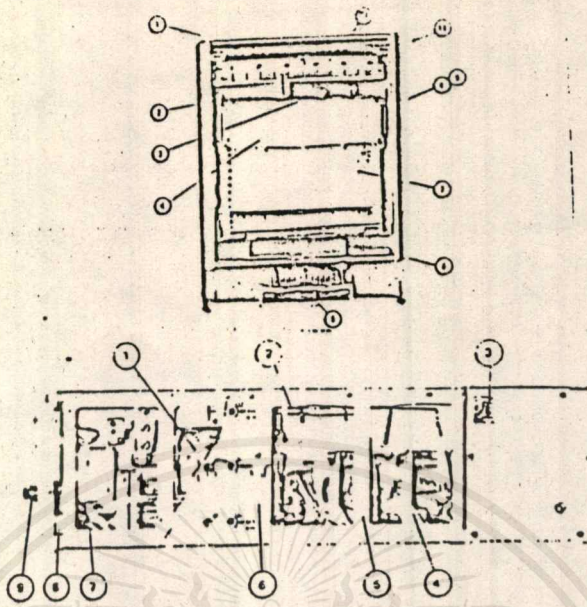
เราอาจจะแบ่งตัวควบคุมได้ออกเป็น 3 ชนิดคือ Pneumatic PID Control, Analog PID Controller และ Digital Controller

เอกสารนี้เป็นเอกสารตัวอย่าง โดยหลักการแล้วตัวควบคุมแบบ PID ได้ทั้งสามชนิดจะต่างกันที่สัญญาณขาเข้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

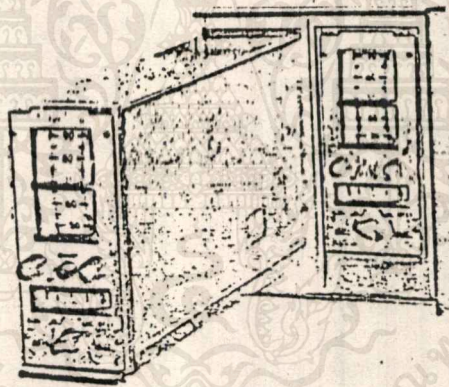
และสัญญาณขาออกของ Pneumatic PID Control จะเป็นแรงดันลม 0.2-1 Kgf/cm² (หรือ 3-15 Psi) ส่วนตัวควบคุมแบบ PID ชนิดอื่นสัญญาณจะเป็นกระแสไฟตรง 4-20 mA

Pneumatic PID Controller เป็นตัวควบคุมแบบ PID ที่ถูกนำมาใช้ในชุดเริ่มแรก ต่อมาราวปี ค.ศ. 1950 ได้มีการนำเอา Analog PID Control ซึ่งประกอบด้วยหลอดสุญญากาศ และวงจรถยายแบบแม่เหล็ก (magnetic amplifier) มาใช้ในงานควบคุมในชุดถัดมา ชุดของอิเล็กทรอนิกส์ได้มีการนำเอาวงจรถวายอิเล็กทรอนิกส์ (วงจรถวายฮิสเตอร์ วงจรไอซี ฯลฯ) มาประยุกต์ใช้ Analog PID Controller) มีข้อดีกว่า Pneumatic PID Controller อย่างมากมาย ข้อดีหลักคือ ราคาต่ำติดตั้งและความง่ายในการต่ออุปกรณ์ อย่างไรก็ตาม PID Controller ทั้งสองแบบยังมีขีดความสามารถในการคำนวณจำกัด กรณีที่เราต้องการทำการคำนวณอื่นๆ ประกอบด้วยเราจำเป็นต้องเพิ่มอุปกรณ์พิเศษเพื่อการคำนวณนั้นๆ โดยเฉพาะปัจจุบันชุดของไมโครคอมพิวเตอร์ เราจะพบเห็น Digital Controller ในอุตสาหกรรมมากขึ้น Digital Controller ส่วนใหญ่นอกจากจะเป็น PID Controller ที่มีความแม่นยำและความสะดวกในการปรับตั้งดีกว่า ยังสามารถทำการคำนวณประกอบหรืองานควบคุมแบบอื่นๆ ได้อีกด้วย ว่าที่จริงแล้วการนำเอาคอมพิวเตอร์มาใช้ในการควบคุมมีมานานแล้ว ราวปี ค.ศ. 1955

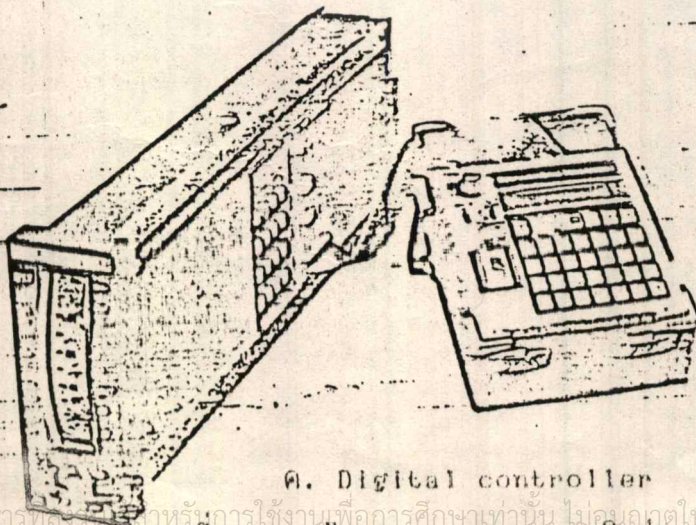
แต่คอมพิวเตอร์ในยุคนั้นยังมีขนาดใหญ่ ประสิทธิภาพไม่สูงนักและราคาแพง ต่อมาคอมพิวเตอร์ก็ได้รับการพัฒนาปรับปรุงมาเรื่อยๆ จนถึงยุคปัจจุบัน คอมพิวเตอร์ขนาดเล็ก (ไมโครคอมพิวเตอร์) มีประสิทธิภาพสูง และราคาพอเหมาะกับการนำมาใช้ในการควบคุม



ก. Pneumatic PID Controller



ข. Analog PID Controller

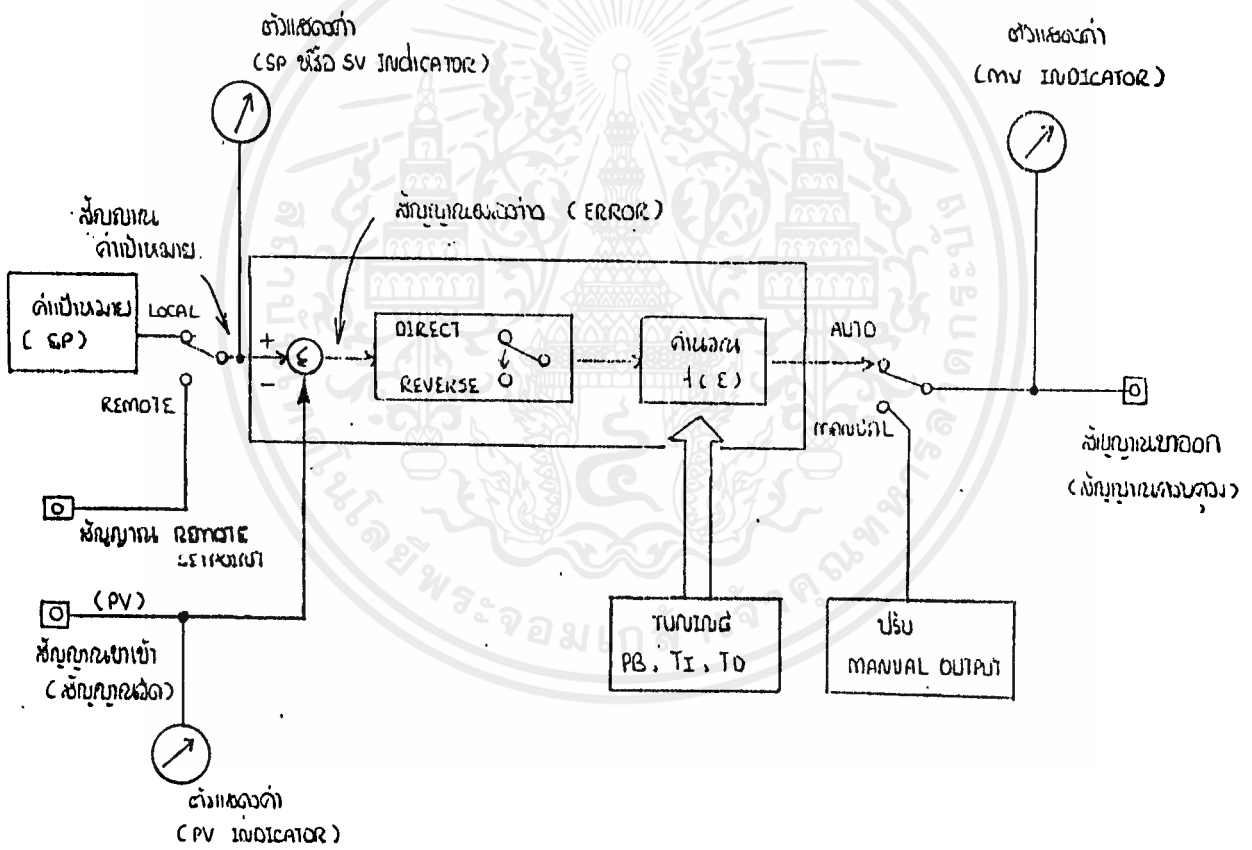


ค. Digital controller

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่... สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 รูปที่ 1.18 ตัวควบคุมแบบ PID ชนิดต่างๆ
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข. ส่วนประกอบในการใช้งานของตัวควบคุมแบบ PID

ไม่ว่าตัวควบคุมแบบ PID จะเป็นชนิดใดหลักการควบคุมจะเหมือนกันคือ เป็นการควบคุมป้อนกลับ (feed back control) ส่วนประกอบพื้นฐานของตัวประกอบแบบ PID แสดงได้ดังรูปที่ 1.19 ตัวควบคุมแบบ PID โดยเฉพาะชนิด Digital Controller อาจมีส่วนประกอบอื่นๆอีกมากมาย เช่น ระบบเตือนภัย ระบบ re-start แบบอัตโนมัติ Linearizer signal ฯลฯ



รูปที่ 1.19 ส่วนประกอบพื้นฐานของตัวควบคุมแบบ PID

โดยหลักการตัวควบคุมแบบป้อนกลับทุกชนิดจะมีสัญญาณขาเข้าสองสัญญาณและสัญญาณออกหนึ่งสัญญาณ สัญญาณขาเข้าสัญญาณแรกคือสัญญาณแรมที่โต้รับมาจากอุปกรณ์การวัด ส่วนสัญญาณขาเข้าสัญญาณที่สองคือสัญญาณค่าเป้าหมาย สัญญาณขาออกคือสัญญาณควบคุมซึ่งค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะทำหน้าที่สั่งงานอุปกรณ์ปรับโปรเซส

กรณีที่มีการควบคุมเป็นแบบง่าย ๆ (simple control) พนักงานเป็นผู้ปรับตั้งสัญญาณค่าเป้าหมาย สัญญาณค่าเป้าหมายจะเป็นแบบ Local ถ้าการควบคุมเป็นแบบซับซ้อน (Complex control) สัญญาณค่าเป้าหมายจะเป็นแบบ Remote ซึ่งจะได้รับมาจากอุปกรณ์อื่น ตัวควบคุมแบบ PID จะมีสวิตช์ "Remote/Local" เพื่อเลือกแบบสัญญาณค่าเป้าหมาย

ในการควบคุมแบบป้อนกลับ ตัวแปรโปรเซสจะตอบสนองต่อสัญญาณควบคุมได้สองลักษณะคือ ตัวแปรโปรเซสมีค่าลดลงหรือเพิ่มขึ้น และสัญญาณการควบคุมมีขนาดเพิ่มขึ้น ตัวควบคุมแบบ PID จึงต้องมีสวิตช์ "Direct/Reverse" ซึ่งมีตำแหน่งให้เราเลือกได้สองตำแหน่งคือ "Direct" กับ "Reverse" ที่ตำแหน่ง "Direct" สัญญาณขาออกจะของตัวควบคุมจะเพิ่มขึ้น เมื่อสัญญาณขาเข้าเพิ่มขึ้น ในทางตรงกันข้ามที่ตำแหน่ง "Reverse" สัญญาณขาออกจะมีค่าลดลง เมื่อสัญญาณขาเข้าเพิ่มขึ้น เพื่อให้ระบบควบคุมแบบป้อนกลับทำงานอย่างถูกต้อง เราจำเป็นต้องเลือกตำแหน่งของสวิตช์ดังกล่าวให้เหมาะสมกับลักษณะการตอบสนองของตัวแปรโปรเซสต่อสัญญาณควบคุม กล่าวคือการป้อนกลับของการควบคุมต้องเป็นแบบ Negative feedback

เมื่อเราปรับตำแหน่งของสวิตช์ "Local/Remote" และ "Direct/Reverse" ได้ถูกต้องแล้ว สัญญาณขาออกของตัวควบคุมจะเหมาะสมกับสัญญาณขาเข้าและสัญญาณค่าเป้าหมายหรือไม่ก็ขึ้นอยู่กับ การ "ปรับตั้ง" ค่า PB T_i T_d ของตัวควบคุมแบบ PID จะมีปุ่มปรับค่าให้พนักงานปรับตั้งค่าทั้งสามดังกล่าว ตัวควบคุมแบบ PID บางตัว (ชนิด Digital Controller) อาจปรับตั้งค่า PB T_i T_d ได้โดยการป้อนสัญญาณจากภายนอก

ขณะที่การควบคุมทำงานสัญญาณขาออกของตัวควบคุมจะมีค่าขึ้นอยู่กับสัญญาณขาเข้าและสัญญาณค่าเป้าหมาย การทำงานลักษณะนี้เราเรียกว่า การควบคุมแบบอัตโนมัติ (Automatic Control) แบบลูปปิด (closed-loop) แต่บางขณะที่เริ่มต้นเดินระบบ (start-up) หรือขณะศึกษาลักษณะสมบัติของโปรเซส พนักงานอาจต้องปรับเปลี่ยนสัญญาณขาออกโดยไม่สัมพันธ์กับสัญญาณขาเข้าและค่าเป้าหมาย ลักษณะการควบคุมแบบนี้เราไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรียกว่า การควบคุมด้วยมือ (Manual control) แบบลูปปิด (closed-loop) ตัวควบคุมแบบ PID จำเป็นต้องมีส่วนประกอบพื้นฐานอีกสองส่วนคือ "Auto/Man" และปุ่มปรับ "Manual Output"

อนึ่งในการเปลี่ยนตำแหน่ง (transfer) ของสวิทช์ "Auto/Man" สัญญาณขาออกอาจจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใด ปรากฏการณ์นี้เราเรียกว่า เกิดการ "Bump" การป้องกันการ Bump อาจทำได้โดยการทำให้สัญญาณขาออกที่ตำแหน่ง Auto และ Man มีค่าใกล้เคียงกันมากที่สุด (เราเรียกว่า การ Balance) ก่อนที่เราจะเปลี่ยนตำแหน่งสวิทช์ "Auto/Man" ตัวควบคุมแบบ PID บางตัวเราสามารถเปลี่ยนสวิทช์ดังกล่าวได้โดยจะไม่เกิดการ Bump, และเราไม่จำเป็นต้อง Balance เลย บางเครื่องต้อง Balance ก่อน บางเครื่องการ Bump เป็นสิ่งที่หลีกเลี่ยงไม่ได้ ฯลฯ

ค. การนำตัวควบคุมแบบ PID ไปใช้งาน (PID controller utilization)

ในการนำเอา PID Controller ไปควบคุมโปรเซสใดๆก็ตาม เราควรแน่ใจก่อนว่า PID Controller สามารถควบคุมโปรเซสนั้นได้ จากนั้นเราจะต้องทราบว่าควรจะให้ PID Controller เป็นแบบ P-Only PI PD หรือ PID และ PB T_u ควรจะมีค่าเท่าไรจึงจะเหมาะสม (Optimum Control) ทั้งนี้ที่ระบบควบคุมจะทำงานได้ดังที่ต้องการ

นอกจากนี้ถ้าเราต้องทราทราบค่า PB T_u T_d หลังการปรับตั้ง เราอาจจะอ่านได้โดยตรงที่ตัวควบคุมในตัวควบคุมที่เป็น Digital Controller แต่ถ้าเป็น Pneumatic หรือ Analog PID Controller เพื่อให้ค่า PB T_u T_d ที่อ่านได้จากหน้าปัดปุ่มปรับเราอาจจำเป็นต้องทำการสอบเทียบ (Calibration) เป็นระยะ

รูปแบบของการควบคุมที่เหมาะสมพิจารณาจากขนาดของสิ่งรบกวน (Disturbance) และลักษณะการเปลี่ยนแปลงของตัวแปรโปรเซสเมื่อสัญญาณควบคุมเปลี่ยนไป หรือเมื่อเกิดสิ่งรบกวนขึ้น การพิจารณาแบบนี้จะยุ่งยากและเสียเวลามาก ในทางปฏิบัติเราอาจกำหนดรูปแบบของการควบคุมแบบคร่าวๆโดยการศึกษาลักษณะสมบัติของโปรเซส และต้องเป็นไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบลูปเปิด (Opened-loop) ดังนั้นการที่เราจะกำหนดให้แน่นอนตายตัวว่าแบบของการควบคุมจะเป็นแบบใด ดูเหมือนจะเป็นสิ่งที่ยากที่สุดในการออกแบบระบบควบคุมปรกติมักจะอาศัยประสบการณ์เป็นเครื่องตัดสินใจ โดยพิจารณาจากผลการควบคุมของระบบเดิม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

หลักการวัดอุณหภูมิด้วยเทอร์โมคัปเปิ้ล

เครื่องวัดอุณหภูมิมีหลายชนิดโดยเครื่องมือแต่ละชนิดอาศัยหลักการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติเฉพาะของสารคือ จะต้องมีการเปลี่ยนแปลงที่วัดได้ เมื่ออุณหภูมิที่วัดเปลี่ยนไป และการเปลี่ยนแปลงที่วัดได้จะต้องคงที่แน่นอนและหิสัญได้

หลักการวัดอุณหภูมิโดยอาศัยหลักเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติทางเชิงกล

- เทอร์โมมิเตอร์ชนิดใช้ของเหลวบรรจุในหลอดแก้วปิด ใช้หลักการวัดค่าอุณหภูมิแล้วทำให้ของเหลวภายในเกิดการขยายตัว วัสดุที่ใช้เป็นพวกปรอท, แอลกอฮอล์ มีช่วงการวัด -130 ถึง 315 องศา C [-120 ถึง 600 องศา F]

- ชนิดเปลี่ยนการขยายตัวเป็นความดัน ใช้หลักการวัดค่าอุณหภูมิโดยผ่านเทอร์โมมิเตอร์แบบ FILLED THERMAL แล้วเปลี่ยนค่าอุณหภูมิที่วัดได้ออกมาอยู่ในรูป ความดันหรือปริมาตร วัสดุที่ใช้เป็นพวก = ปรอท, แอลกอฮอล์ มีช่วงการวัด -185 ถึง 540 องศา C [-300 ถึง 1000 องศา F]

- แบบแถบโลหะคู่ ใช้หลักการวัดค่าอุณหภูมิโดยผ่านตัววัดแบบ BIMETAL แล้วเปลี่ยนเป็นระยะทางการเคลื่อนตัว วัสดุที่ใช้เป็นพวก INVAR-Ni+Fe+Cr. โดยมีช่วงการวัด 60 ถึง 425 องศา C [-30 ถึง 800 องศา F]

หลักการวัดอุณหภูมิโดยอาศัยคุณสมบัติการเปลี่ยนทางไฟฟ้า

- เทอร์โมมิเตอร์แบบใช้เทอร์โมคัปเปิ้ล ใช้หลักการเปลี่ยนค่าอุณหภูมิที่วัดได้ไปอยู่ในรูปแรงเคลื่อนไฟฟ้าโดยเทอร์โมคัปเปิ้ลมีหลาย TYPE ซึ่งมีข้อแตกต่างกันในการใช้งานดังนี้

- TYPE B ช่วงการวัด 600 ถึง 1,700 องศา C

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนักผู้ใดเห็นประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-TYPE S	ช่วงการวัด	0 ถึง 1,600 องศา C
-TYPE R	ช่วงการวัด	0 ถึง 1,600 องศา C
-TYPE K	ช่วงการวัด	-200 ถึง 1,200 องศา C
-TYPE E	ช่วงการวัด	-200 ถึง 800 องศา C
-TYPE J	ช่วงการวัด	-200 ถึง 800 องศา C
-TYPE T	ช่วงการวัด	-200 ถึง 350 องศา C

-แบบใช้ RTD จะใช้หลักการเปลี่ยนค่าอุณหภูมิไปเป็นความต้านทาน วัสดุที่ใช้มีดังนี้

-พลาทินัม Pt	ช่วงการวัด	-258 ถึง 900 องศา C
-นิเกิล	ช่วงการวัด	-150 ถึง 120 องศา C
-ทองแดง	ช่วงการวัด	-30 ถึง 300 องศา C

-แบบใช้เทอร์มิสเตอร์ จะใช้หลักการเปลี่ยนค่าอุณหภูมิไปเป็นความต้านทาน วัสดุที่ใช้ก็เป็นเทอร์มิสเตอร์ โดยมีช่วงการวัด -30 ถึง 300 องศา C

หลักการวัดอุณหภูมิโดยอาศัยการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติเชิงแสงและการแผ่รังสี

-เทอร์โมมิเตอร์แบบอินฟราเรดไพโรมิเตอร์ ใช้หลักการวัดความเข้มของแสงไปเปรียบเทียบกับในเครื่องวัด และแสดงผลออกมาเป็นอุณหภูมิ ช่วงการวัดที่ใช้ > 700 องศา C

หลักการวัดอุณหภูมิโดยวิธีทางเคมี

-ใช้สารพวก crayon, แลคเคอร์ โดยที่สารพวกนี้จะมีคุณสมบัติ หลอมละลาย หรือเปลี่ยนสีได้ โดยสารพวกนี้เป็นสารเคมี มีอุณหภูมิในการวัดในช่วง 37 ถึง 150 องศา C และ 100 ถึง 200 องศา C ตามลำดับ

ถ้าจัดวิธีอุณหภูมิตามเทคนิคการวัดแล้ว อาจแบ่งเป็นวิธีสัมผัส คือ เอาเครื่องวัดอุณหภูมิสัมผัสกับวัตถุที่จะวัด กับแบบไม่สัมผัส คือวางเครื่องมือวัดไว้ห่างจากวัตถุ แล้ววัดอุณหภูมิจากรังสีความร้อนที่แผ่ออกมาจากวัตถุที่จะวัด

แบบสัมผัสกับวัตถุที่จะวัด

เนื่องจากความร้อนมีคุณสมบัติถ่ายเทอุณหภูมิจากสูงไปหาต่ำ ดังนั้นถ้านำวัตถุสองชนิดมาสัมผัสกันแล้ว จะมีแนวโน้มที่วัตถุทั้งสองจะปรับอุณหภูมิที่ตัวให้มีความเท่ากัน การนำหลักความจริงนี้มาใช้ เราเรียกว่า วิธีวัดแบบสัมผัส นั่นคือให้ภาคตรวจวัด (Detector) ของเครื่องวัดอุณหภูมิสัมผัสกับวัตถุที่จะวัดอย่างดี แล้วปล่อยให้เข้าสู่สภาวะสมดุลย์ทางความร้อน จากนั้นก็วัดอุณหภูมิของภาคตรวจวัด ก็จะได้อุณหภูมิของวัตถุที่วัด โดยทั่วไปแล้ววิธีนี้จะแม่นยำดี แต่เนื่องจากต้องให้ภาคตรวจวัดสัมผัสกับวัตถุที่จะวัด ดังนั้น จึงมีขีดจำกัดในการวัดได้ต่ำกว่า 1,500 องศา C ถ้าจะวัดให้สะดวกก็ต้องต่ำกว่า 1,000 องศา C เพราะว่าภาคตรวจวัดส่วนมากถ้าอุณหภูมิเกิน 1,500 องศา C มักจะเปลี่ยนรูปหรือเสื่อมคุณภาพ

แบบไม่สัมผัสกับวัตถุที่จะวัด

จากการที่วัตถุทุกชิ้นจะต้องมีพลังงานการแผ่รังสีความร้อนออกมา ซึ่งวัตถุมีอุณหภูมิสูงเท่าใดการแผ่รังสีก็จะยิ่งสูงมาก ซึ่งมีความสัมพันธ์ที่แน่นอนกับอุณหภูมิ เราใช้หลักความจริงข้อนี้มาวัดอุณหภูมิแบบไม่สัมผัสได้

ลักษณะพิเศษ (เด่น) ของวิธีนี้คือ เนื่องจากไม่ต้องให้ภาคตรวจวัดอุณหภูมิสัมผัสกับวัตถุที่จะวัด ดังนั้นจึงไม่จำเป็นต้องทำให้มีอุณหภูมิเท่ากัน สามารถวัดโดยไม่ต้องเปลี่ยนอุณหภูมิของวัตถุที่จะวัด นอกจากนี้ ภาคตรวจวัดมีการตอบสนองเร็ว จึงสามารถวัดอุณหภูมิของวัตถุที่เคลื่อนไหวเร็วๆ ได้

ถ้าวัตถุที่จะวัดไม่ได้มีการสร้างขึ้นเป็นพิเศษแล้ว วิธีนี้เป็นเพียงการวัดอุณหภูมิของผิวของวัตถุ กรณีที่ต้องการวัดอุณหภูมิภายในใดๆ ของของเหลวต้องใช้วิธีสัมผัส

ความแม่นยำในการวัดนั้นปกติจะต่ำกว่าแบบสัมผัส แต่ในการวัดอุณหภูมิที่สูงๆที่ใช้วิธีวัดแบบสัมผัสไม่ได้ ก็ต้องใช้วิธีนี้ ซึ่งความแม่นยำก็พอให้พอสมควร

ตารางที่ 1 แสดงการเปรียบเทียบลักษณะเด่นของแบบสัมพัทธ์และแบบไม่สัมพัทธ์

	แบบสัมพัทธ์	แบบไม่สัมพัทธ์
เงื่อนไขจำเป็น	<ol style="list-style-type: none"> 1. ต้องให้ตัวตรวจวัดสัมพัทธ์กับวัตถุที่จะวัดอย่างดี 2. หลังจากเอาตัววัดไปสัมผัสกับวัตถุแล้วนั้นวัตถุจะต้องไม่เปลี่ยนอุณหภูมิ 	<p>ต้องให้รังสีความร้อนที่ออกมาจากวัตถุที่จะวัดมาถึงตัววัดอุณหภูมิอย่างเพียงพอ</p>
ลักษณะพิเศษ	<ol style="list-style-type: none"> 1. เนื่องจากวัตถุที่จะวัดอุณหภูมิมีแนวโน้มที่อุณหภูมิจะเปลี่ยนแปลงหลังจากสัมผัสกับตัววัด จึงใช้วัดกับวัตถุขนาดเล็กไม่ได้ 2. วัดอุณหภูมิของวัตถุที่กำลังเคลื่อนที่ได้ช้าๆ 3. วัดอุณหภูมิที่ตำแหน่งใดๆก็ได้ 	<ol style="list-style-type: none"> 1. เนื่องจากไม่ต้องสัมผัสวัตถุที่จะวัด จึงไม่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ 2. วัดวัตถุที่กำลังเคลื่อนที่ได้ 3. โดยทั่วไปแล้วจะวัดอุณหภูมิที่ผิว
ช่วงอุณหภูมิที่วัด	วัดสะดวกที่ < 1,000 องศา C	เหมาะสำหรับวัดอุณหภูมิสูงๆ
ความแม่นยำ	โดยทั่วไปแล้วจะเป็น 1% ของช่วงวัด (Span)	โดยทั่วไปแล้วจะเป็น 10 C
Lag	โดยทั่วไปแล้วมีมาก	โดยทั่วไปแล้วมีน้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวัดอุณหภูมิของก๊าซ

ก๊าซมีความจุความร้อนและอัตราการนำความร้อนน้อย พลังงานการแผ่รังสีผ่านได้ง่าย นอกจากนี้ มักจะมีอุณหภูมิไม่สม่ำเสมอตลอด ในการวัดอุณหภูมิต้องระมัดระวังอย่างมาก โดยเฉพาะในการวัดอุณหภูมิของเปลวไฟความร้อนจะเปลี่ยนไปอย่างมาก ทั้งตามเวลาและระยะทาง (ระยะห่าง) การวัดอุณหภูมิให้ถูกต้องทำได้ลำบากมาก

แบบสัมผัส

เครื่องวัดอุณหภูมิแบบสัมผัสนี้ควรใช้ตัวตรวจวัดที่มีขนาดเล็ก กรณีที่มีผลกระทบจากการแผ่รังสีจากภายนอก (ก๊าซที่จะวัด) มากต้องทำเป็นฉนวนกันความร้อนภาคตรวจวัดไว้ด้วย

กรณีของก๊าซเวลาตอบสนองจะช้ามากโดยเฉพาะก๊าซที่อยู่นิ่ง ต้องรอเวลาหลังจากใส่ภาคตรวจวัดเข้าไปแล้วถึง 30 นาที จึงจะวัดได้

1. การวัดอุณหภูมิของก๊าซภายในห้อง ให้ติดตั้งตัววัดอุณหภูมิห่างจากกำแพง อย่าให้ถูกแดดส่องและควรทำกำแพงให้เป็นฉนวนความร้อน

2. ในการวัดอุณหภูมิเฉลี่ย ต้องกวนก๊าซที่จะวัดให้อุณหภูมิสม่ำเสมอเสียก่อนแล้วถึงวัดถ้าไม่กวนแล้วอุณหภูมิแตกต่างกันตามระยะทางจะมีมาก จึงอาจต้องวัดอุณหภูมิหลายๆจุดแล้วหาค่าอุณหภูมิเฉลี่ย

3. การวัดอุณหภูมิของก๊าซในท่อ จะต้องระวังให้ตัวตรวจวัดอุณหภูมิสัมผัสกับก๊าซที่จะวัดเป็นอย่างดี

4. กรณีที่วัดอุณหภูมิของก๊าซที่ไหลด้วยความเร็วสูง ถ้าใส่ภาคตรวจวัดไว้ภายในจะเกิดความร้อนเนื่องจากการอัดตัวหรือการเสียดสีภายในทำให้อุณหภูมิที่วัดได้สูงกว่าความเป็นจริง

5. เพื่อที่จะวัด อุณหภูมิของก๊าซ ให้ถูกต้องควรใช้ เครื่องวัดอุณหภูมิ แบบ Suction pyrometer

แบบไม่สัมผัส

การวัดอุณหภูมิของก๊าซหรือของเปลวไฟแบบไม่สัมผัส ให้ใส่หลอดปลายปิดที่ทนอุณหภูมิสูง และไม่ให้กำเนิดก๊าซอื่นใดเข้าเข้าไปในเปลวไฟ แล้วใช้ Optical หรือ Radiation

Pyrometer วัดอุณหภูมิที่กันผิวด้านในของหลอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่กันผิวด้านในของหลอด

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อควรระวังต่างๆในการวัด

ข้อควรระวังทั่วไป

ถึงแม้ว่าจะใช้เครื่องวัดอุณหภูมิอย่างถูกต้อง แต่อาจเกิดความผิดพลาดเนื่องจากสภาพการใช้งานได้ ดังนั้นต้องจัดแจงให้เหมาะสมตามหัวข้อต่อไปนี้

1. สภาพและชนิดของวัตถุที่จะวัดอุณหภูมิ เช่นกรณีที่จะวัดอุณหภูมิของทุ่นแข็ง จะวัดที่ผิวหรือภายใน กรณีที่จะวัดอุณหภูมิของก๊าซ ให้คิดถึงการไหลและอิทธิพลรอบๆตัวด้วย
2. อุณหภูมิที่จะวัดและการกระจายอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงง่าย ดังนั้นตอนที่วัดต้องระวังไม่ให้อุณหภูมิเปลี่ยนไป
3. โดยทั่วไปแล้ว อุณหภูมิของวัตถุที่จะวัดไม่สม่ำเสมอตลอด ควรพิจารณาส่วนที่จะวัดให้เป็นไปตามจุดประสงค์
4. กรณีที่วัตถุที่จะวัดมีขนาดเล็กหรือใหญ่มากๆ ควรพิจารณาว่าจำเป็นต้องวัดจุดต่างๆหรือไม่ เป็นต้น
5. สถานที่ทำการวัดมีการสั่นหรือมีการกระแทกหรือไม่ ก็เป็นปัจจัยสำคัญเช่นกัน

ข้อควรระวังในการวัดแบบสัมผัส

ในการวัดอุณหภูมิแบบสัมผัสนั้น ต้องระวังหัวข้อต่อไปนี้

1. แม้จะติดตั้งภาคตรวจวัดแล้ว อย่าให้อุณหภูมิและการกระจายอุณหภูมิของวัตถุที่จะวัดเปลี่ยนไป

- ตัวตรวจวัดต้องมีความจุความร้อนขนาดเล็กเมื่อเปรียบเทียบกับวัตถุที่จะวัด ภาคตรวจวัดนั้นไม่ควรทำให้สภาพการนำและการพาความร้อนเปลี่ยนไป กรณีที่วัตถุที่จะวัดอุณหภูมิตัวขนาดเล็กมากต้องระวังเป็นพิเศษ

- กรณีที่อุณหภูมิของวัตถุที่จะวัด หรือบริเวณใกล้เคียงไม่สม่ำเสมอ ควรติดตั้งภาคตรวจวัดตามเส้น Isothermal พยายามอย่าให้การกระจายอุณหภูมิเปลี่ยนไป

- หากวัตถุที่จะวัดอุณหภูมิ และ บริเวณรอบๆมีอุณหภูมิแตกต่างกัน มีการรับและส่งความร้อนโดยการแผ่รังสี และต้องทำการวัดอุณหภูมิตามสภาพดังกล่าวให้ติดตั้งภาคตรวจวัด โดยระ

วังอย่าให้สภาพการแผ่รังสีเปลี่ยนแปลงจนเพื่อการศึกษาควรใช้อัตราการแผ่รังสีของภาคตรวจวัดที่ราคาไม่แพงเกินไป ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรากฏที่ผิวเท่ากับวัตถุที่จะวัด

2. ทำให้อุณหภูมิของตัวตรวจวัดเท่ากับวัตถุที่จะวัด

- ต้องให้วัตถุที่จะวัดอุณหภูมิสัมผัสกับตัวตรวจวัดอย่างดินนอกจากนี้ไม่ควรให้รับความร้อนจากวัตถุอื่น

- ถ้าเป็นไปได้ให้ใช้ ตัวตรวจวัดที่มีการตอบสนองเร็ว Time Constant นี้จะเปลี่ยนตามโครงสร้างของตัวตรวจวัดและชนิดของวัตถุที่จะวัด เช่นการตอบสนองจะช้ามากในก๊าซปริมาตรขนาดใหญ่และอยู่หนึ่ง

- แม้ในกรณีที่อุณหภูมิของวัตถุไม่เปลี่ยน แต่ต้องให้ตัวตรวจวัดสัมผัสกับวัตถุเป็นเวลานาน อุณหภูมิจึงจะเท่ากัน เช่นต้องคอยเวลานานเป็น 5 เท่าของ Time Constant

- กรณีที่อุณหภูมิของวัตถุเปลี่ยนแปลงไปเรื่อยๆ Time Constant ยิ่งน้อยเท่าไรอุณหภูมิของตัวตรวจวัดจะยิ่งใกล้เคียงอุณหภูมิของวัตถุเท่านั้น ความแม่นยำจะดีขึ้น

- ภาคตรวจวัดที่มีหลอดป้องกันนั้น ต้องให้ส่วนของหลอดป้องกันที่สัมผัสกับวัตถุมีความยาวเพียงพอ กรณีที่วัดก๊าซที่มีอุณหภูมิสูง จะต้องแช่หลอดป้องกันที่เป็นโลหะลงไปในเนื้อก๊าซ เป็น 15-20 เท่าของเส้นผ่านศูนย์กลาง กรณีที่จะวัดอุณหภูมิของเหลวภายในท่อหากไม่สามารถใส่หลอดป้องกันเข้าไปยาวเพียงพอ ให้ใช้ส่วนทั้งของท่อ หรือช่องของหลอดป้องกันแล้ว ใส่หลอดป้องกันด้านที่ต่อต้านการไหลก็ได้

- ในการวัดอุณหภูมิที่ผิวไม่เพียงพอแต่ให้ตัวตรวจวัดสัมผัสกับผิวเท่านั้นต้องให้สายตัวนำหรือหลอดตัวนำสัมผัสกับผิวด้วยความยาวพอสมควรแล้วถึงต่อสายออกมา พยายามทำให้อุณหภูมิสายตัวนำเท่ากับอุณหภูมิของตัวตรวจวัดด้วย

- กรณีที่วัดอุณหภูมิของก๊าซ ถ้ามีการรับและส่งความร้อนโดยการแผ่รังสีระหว่างภาคตัววัดและส่วนนอกมาก ต้องทำกำบังกันความร้อนเพื่อลดความผิดพลาดนี้

3. ทำให้ภาคตัววัดมีเสถียรภาพ

- ต้องใช้ภาคตัววัดที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงทางฟิสิกส์หรือทางเคมี กับวัตถุที่จะวัดอุณหภูมิหรือสภาพรอบๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยกรมการไฟฟ้าฝ่ายผลิตแห่งประเทศไทย เพื่อใช้ในการปฏิบัติงาน
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รอบๆวัตถุ

ข้อควรระวังในการวัดแบบไม่สัมผัส

ในการวัดอุณหภูมิแบบไม่สัมผัสนั้น ต้องระวังดังหัวข้อต่อไปนี้

1. เครื่องวัดอุณหภูมิแบบไม่สัมผัสซึ่งมีเสกบอกค่าอุณหภูมิสำหรับวัดอุณหภูมิของวัตถุที่แผ่รังสีอย่างสมบูรณ์ให้ใช้วัตถุที่มีอุณหภูมิเท่าๆกันวางรอบๆ แล้วจึงวัดหรือคำนวณอุณหภูมิจริงๆ โดยใช้อัตราการแผ่รังสีของวัตถุที่วัด
2. ถ้ามีก๊าซขวางทางผ่านของรังสี อาจจะมีการดูดพลังงานบางส่วนไปทำให้ค่าอุณหภูมิที่วัดได้ต่ำกว่าความเป็นจริง

เครื่องวัดอุณหภูมิ

เครื่องวัดอุณหภูมิ คือสิ่งที่จะหาอุณหภูมิของวัตถุที่จะวัด โดยการผ่านตัวกลางแล้วอ่านค่าอุณหภูมิ หรืออุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงของวัตถุจากการเปลี่ยนแปลงของตัวกลางนั้น ลักษณะพิเศษโดยทั่วไป

ตัวกลางที่ใช้วัดอุณหภูมิมักต่างกัน แต่จะต้องมีคุณสมบัติครบตามเงื่อนไขต่อไปนี้

1. คุณสมบัตินี้จะเปลี่ยนแปลงไปตามความสูงต่ำของอุณหภูมิเท่านั้น
2. การเปลี่ยนแปลงนี้เป็นไปอย่างต่อเนื่องและมีลักษณะเกิดซ้ำ (Reproducibility)
3. การเปลี่ยนแปลงนี้ไม่ควรเปลี่ยนแปลงไปตามสิ่งอื่นนอกจากอุณหภูมิ หรือ ถ้าเปลี่ยนไปก็เปลี่ยนไปน้อยมาก ถ้าเปรียบเทียบกับอิทธิพลของอุณหภูมิ

ในปัจจุบันนี้ เครื่องวัดอุณหภูมิโดยทั่วไปจะมีคุณสมบัติครบตามนี้ แต่ความสามารถในการวัดอาจต่างกันบ้าง เช่น

1. ช่วงอุณหภูมิที่สามารถวัดได้
2. ความละเอียดของอุณหภูมิที่ขี้นอก(พิจารณาในการอ่านแยก(Resolution))
3. ความถูกต้อง และความละเอียดของลักษณะเกิดซ้ำ(Reproducibility)
4. ความเร็วในการตอบสนอง
5. สามารถเปลี่ยนภาควัดอุณหภูมิได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์และสงวนไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7. ลักษณะเชิงเส้น (Linearity)

8. สามารถวัดในที่ไกลๆได้หรือไม่

9. สามารถทำการควบคุมอัตโนมัติได้หรือไม่ นอกจากนี้ยังสามารถบันทึกอุณหภูมิด้วยตัวของมันเองได้ไหม และ แปลงเป็นแบบดิจิทัลได้หรือไม่

10. การติดตั้งและการบำรุงรักษาสะดวกหรือไม่

11. ค่าใช้จ่ายในการติดตั้งและบำรุงรักษา

แต่ละอย่างจะมีคุณสมบัติเฉพาะ เนื่องจากวัสดุโครงสร้างและวิธีการใช้งาน

เครื่องวัดอุณหภูมิแบบเทอร์โมคัปเปิล

เทอร์โมคัปเปิลคืออะไร ?

เครื่องวัดอุณหภูมิแบบเทอร์โมอิเล็กทริกนี้ ใช้มากที่สุดในการวัดทางอุตสาหกรรม เทอร์โมคัปเปิล ซึ่งเป็นส่วนวัดอุณหภูมินั้น มีการคิดค้นขึ้นเมื่อปี 1821 โดยนักฟิสิกส์ชาวเยอรมันชื่อ T.J. Seebeck ปรากฏการณ์ของหลักการของเทอร์โมคัปเปิลนี้เรียกว่า Seebeck Effect

Seebeck effect กล่าวว่า ถ้านำโลหะสองชนิดมาประกอบเป็นวงจรปิด (เทอร์โมคัปเปิล) และถ้าทำให้อุณหภูมิที่จุดต่อทั้งสองต่างกันจะเกิด Thermal Electromotive Force ซึ่งจะ ทำให้มีกระแสไหลในวงจร เป็นสัดส่วนกับอุณหภูมิต่างที่เกิดขึ้น โดยแรงเคลื่อนที่เกิดขึ้นนี้เราเรียกว่า Seebeck Voltage

จากการค้นพบนี้ได้มีการศึกษาค้นคว้าเกี่ยวกับเทอร์โมคัปเปิลต่อไปจนในปัจจุบันนี้เทอร์โมคัปเปิลได้เป็นเครื่องวัดอุณหภูมิที่ใช้อย่างกว้างขวางในวงการอุตสาหกรรม

กฎของการเกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเนื่องจากความร้อน (Thermoelectric laws) ที่สำคัญที่ควรรทราบ

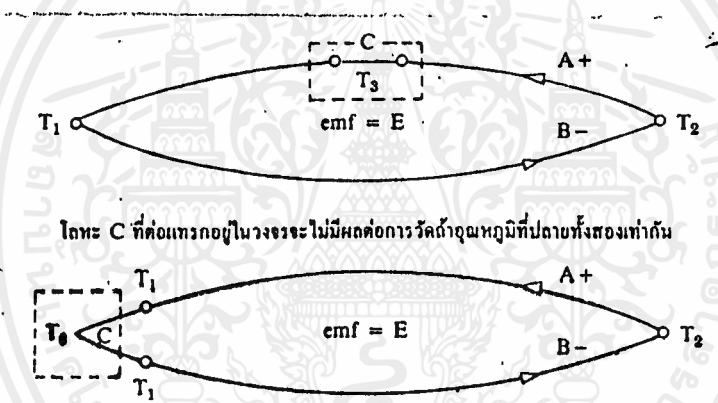
ก. กฎของวงจรโลหะชนิดเดียว (Law of the Homogeneous Circuit.)

ในวงจรที่ประกอบด้วยโลหะชนิดเดียวกัน จะไม่เกิดกระแสไฟฟ้าไหลในวงจรเมื่อเกิดความแตกต่างของอุณหภูมิ ณ ปลายจุดต่อทั้งสอง ศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไฟฟ้าจะเกิดขึ้นในกรณีที่สองเป็นโลหะต่างชนิดกัน แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจะเป็นสัดส่วนกับผลต่างของอุณหภูมิ θ ที่ปลายจุดต่อทั้งสอง

ข. กฎของโลหะแทรก (Law of Intermediate Metals)

ในวงจรเทอร์โมคัปเปิ้ล ถ้ามีโลหะแทรกอยู่ในส่วนหนึ่งส่วนของวงจร หากจุดต่อของปลายโลหะแทรกทั้งสองมีอุณหภูมิเท่ากันแล้ว โลหะแทรกนั้นจะไม่มีผลต่อแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้น ในทางปฏิบัติมีอยู่เสมอ เช่น ขั้วต่อ หรือสายทองแดงที่ใช้ต่อเข้ามิเตอร์

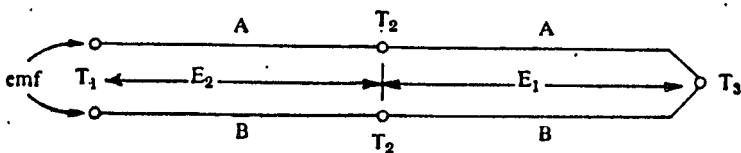


รูปที่ 2.1 แสดงโลหะแทรก

ค. กฎของอุณหภูมิแทรก (Law of Intermediate Temperature)

แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นด้วยเทอร์โมคัปเปิ้ลชุดใดๆ ที่มีอุณหภูมิที่จุดต่อต่างกัน จะมีค่าเท่ากับผลบวกทางพีชคณิต ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าของเทอร์โมคัปเปิ้ลชุดนั้น ตามรูปตัวอย่าง ผลรวมของแรงเคลื่อนไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากับผลรวมของเทอร์โมคัปเปิ้ลทั้งสองชุด

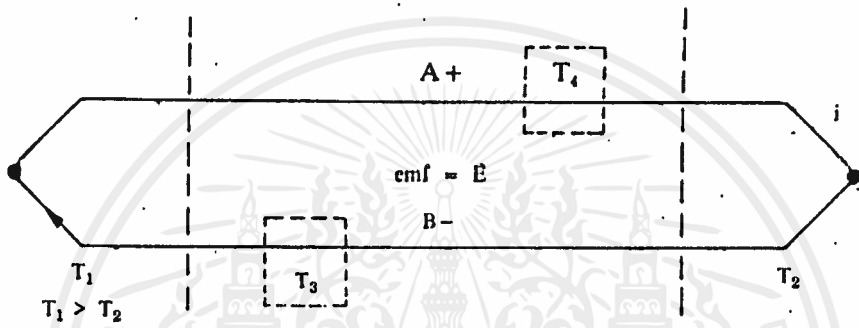
$$emf = E_1 + E_2 \dots \dots \dots *$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้รูปที่ 2.2 แสดงกฎของอุณหภูมิแทรก อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

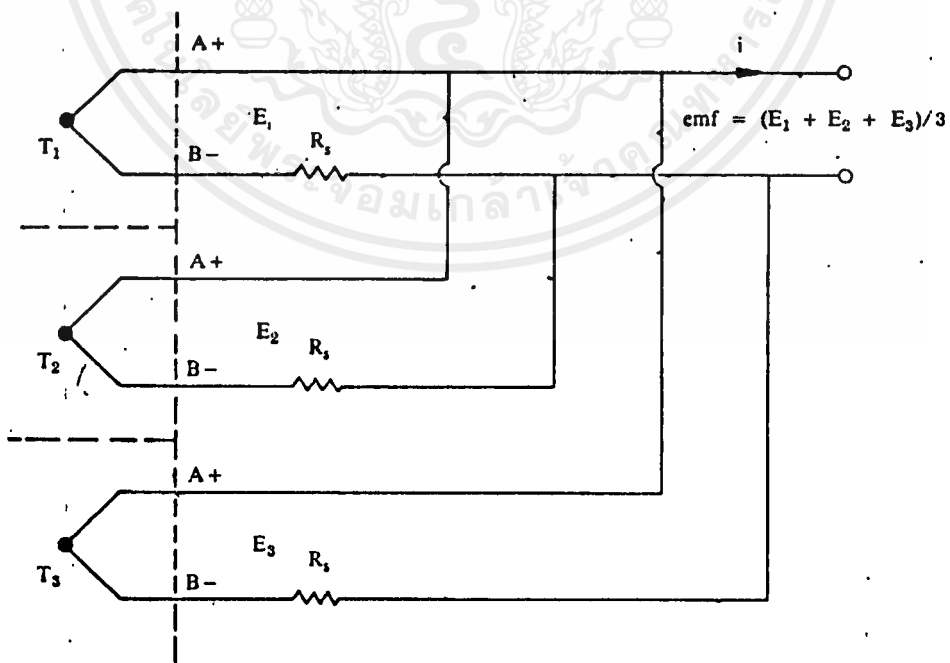
ง. ปรากฏการณ์ (Phenomena) ของเทอร์โมคัปเปิ้ลที่ควรรทราบ

๑. ในเทอร์โมคัปเปิ้ลคู่เดียวที่อุณหภูมิที่มีผล คือ อุณหภูมิที่ปลายจุดต่อทั้งสองเท่านั้น
อุณหภูมิบนจุดต่างๆตามสายจะไม่มีผลต่อแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้น



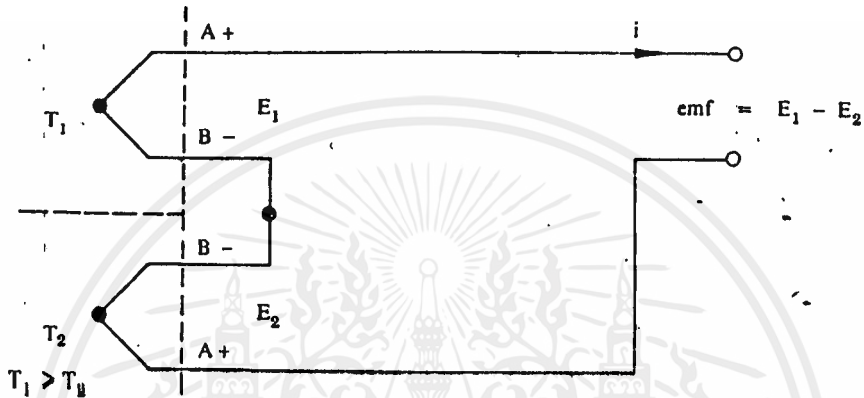
รูปที่ 2.3 อุณหภูมิช่วงกลางสายจะไม่มีผลต่อการเกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้า

2. การต่อขานานเทอร์โมคัปเปิ้ลเข้าด้วยกัน ผลที่ได้คืออุณหภูมิเฉลี่ย



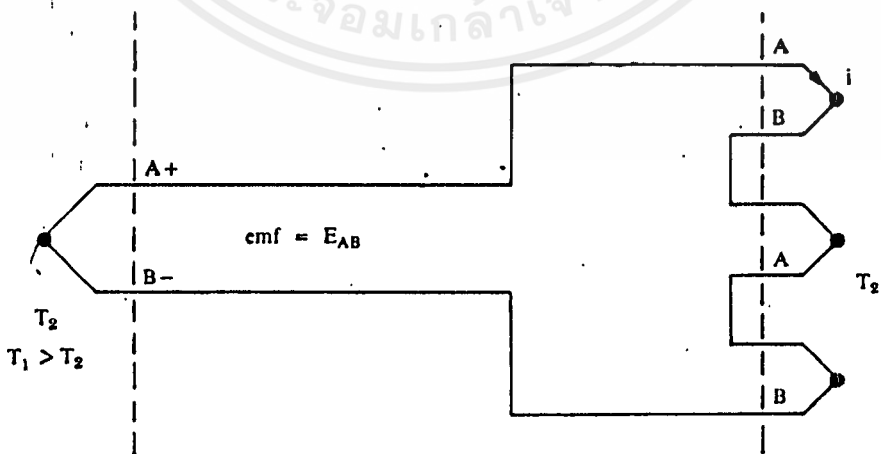
$T_1 \neq T_2 \neq T_3$

3. การต่อเทอร์โมคัปเปิ้ลสองชุดกลับหัวกันเป็นการวัดผลต่างของอุณหภูมิ

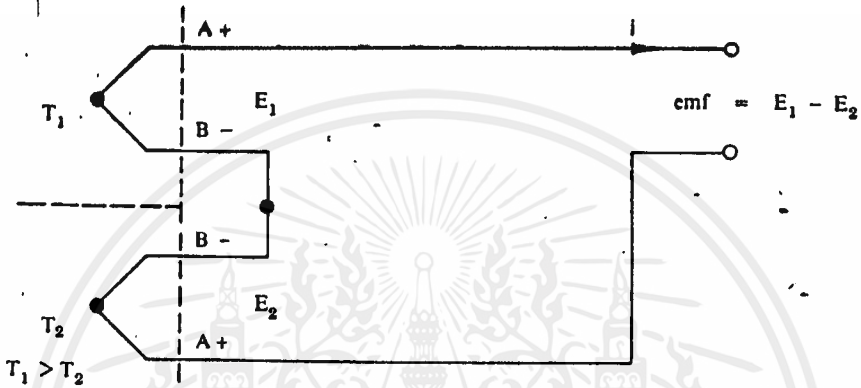


รูปที่ 2.5 แสดงการหาผลต่างของอุณหภูมิที่จุด T_1 และ T_2

4. การเพิ่มเทอร์โมคัปเปิ้ลที่ T_1 หรือ T_2 ตามรูปจะไม่มีผลต่อแรงเคลื่อนที่เกิดขึ้น

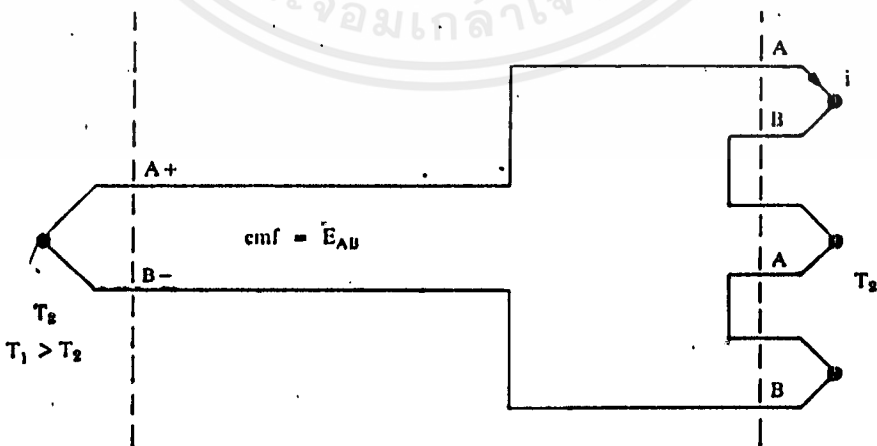


3. การต่อเทอร์โมคัปเปิ้ลสองชุดกลับเพื่อกันเป็นการวัดผลต่างของอุณหภูมิ



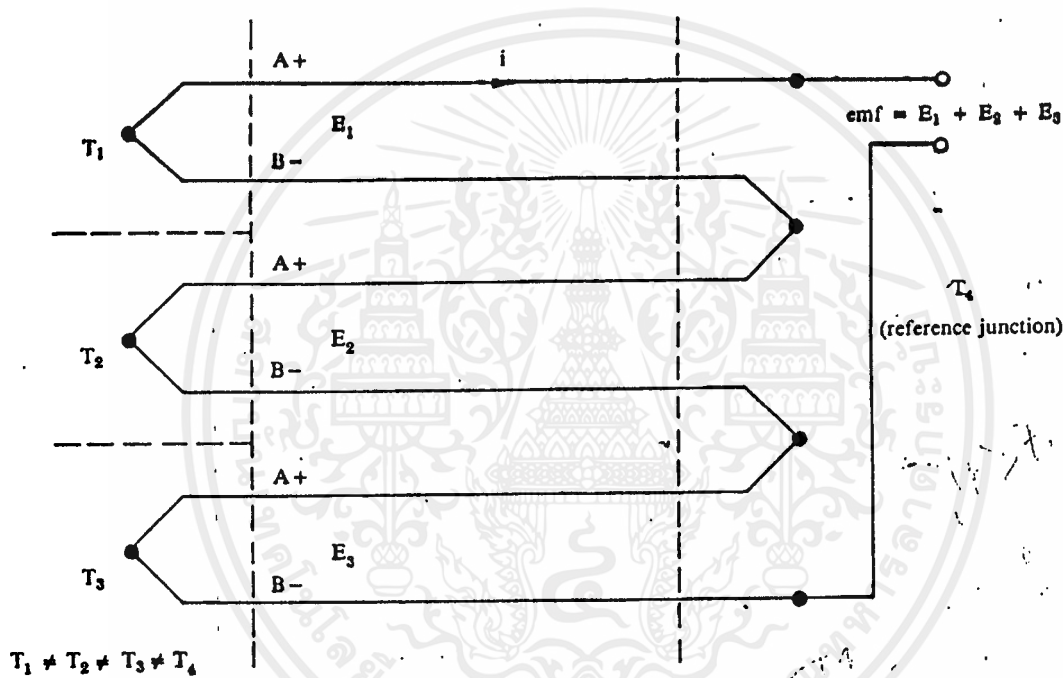
รูปที่ 2.5 แสดงการหาผลต่างของอุณหภูมิที่จุด T_1 และ T_2

4. การเพิ่มเทอร์โมคัปเปิ้ลที่ T_1 หรือ T_2 ตามรูปจะไม่มีผลต่อแรงเคลื่อนที่เกิดขึ้น



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 2.6 การต่อเทอร์โมคัปเปิ้ลเพิ่มไม่มีผลต่อแรงเคลื่อนที่เกิดขึ้น
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. การต่ออนุกรมเทอร์โมคัปเปิ้ล แรงเคลื่อนที่เกิดขึ้นจะเป็นผลรวมของเทอร์โมคัปเปิ้ลแต่ละชุด



รูปที่ 2.7 การต่ออนุกรมเทอร์โมคัปเปิ้ล emf ที่เกิดขึ้น เป็นผลรวมของเทอร์โมคัปเปิ้ลแต่ละชุด

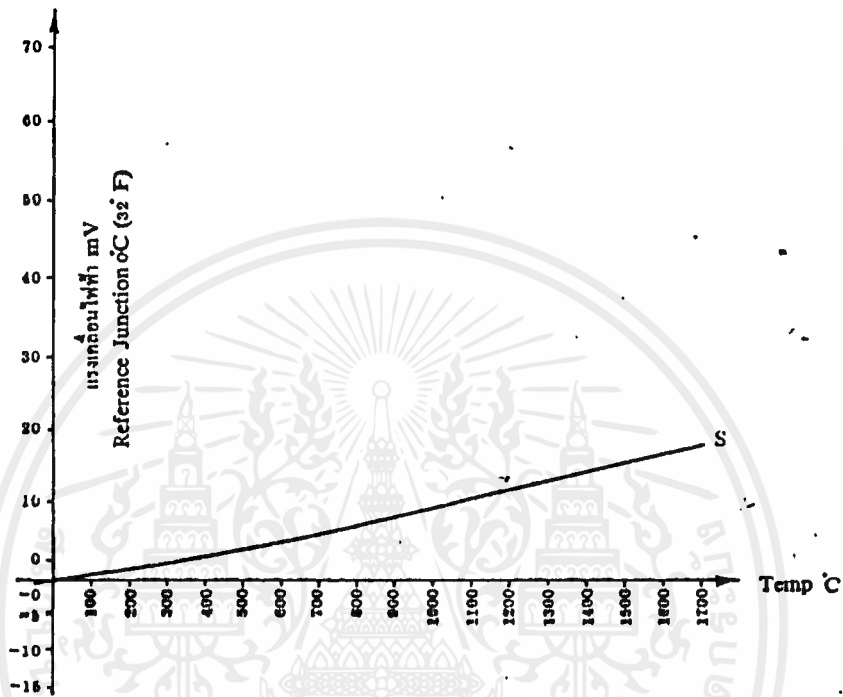
เทอร์โมคัปเปิ้ลแบบมาตรฐาน

จากหลักการของเทอร์โมคัปเปิ้ล ได้มีการพัฒนาให้ก้าวหน้าเหมาะสมที่จะนำมาใช้ในงานอุตสาหกรรมโดยตลอดมา และได้เกิดเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบมาตรฐานขึ้นหลายชนิด เพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งานในลักษณะต่างๆ

เทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ S (Type S Platinum 10% Rhodium V.S. Platinum)

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับใช้ภายในสำนักงานปลัดเลขาธิการฯ เท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต หากมีการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต จะถือว่าผิดกฎหมายและต้องรับผิดชอบต่อเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

90% ของแพลตินัม + 10% ของโรเดียมสามารถวัดอุณหภูมิได้สูงถึง 1400 องศา C ตามกราฟแสดงรูปที่ 2.8 คุณสมบัติของเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ S



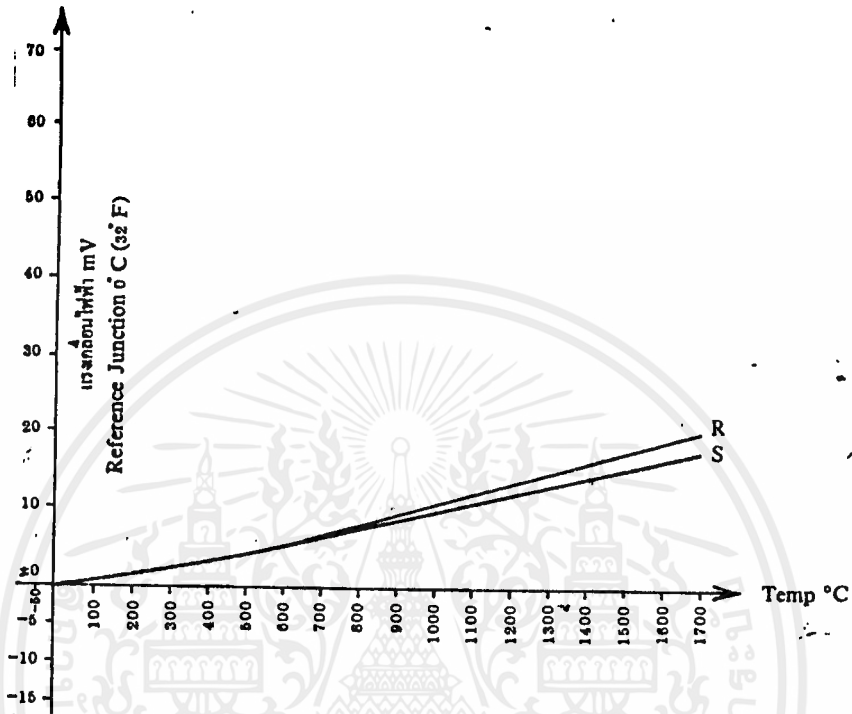
รูปที่ 2.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ S

เทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ S นี้สามารถใช้งานในสภาวะที่เป็น oxidizing และ inert ได้ดีโดยสามารถทนอุณหภูมิได้ถึง 1400 องศา C หรือกับการใช้งานในระยะเวลานั้นๆ สามารถทนได้ถึง 1482 องศา C แต่ไม่เหมาะกับการใช้งานที่เป็นแบบ reducing, vacuum หรือสภาวะงานที่มีไอของโลหะ เช่น ตะกั่ว สังกะสี และไอของโลหะ เช่น อาเซนิก ซัลเฟอร์ ฟอสฟอรัส ซึ่งจะทำให้มีอายุการใช้งานสั้นลง จากการวิเคราะห์ส่วนผสมภายหลังการใช้งาน 20 ปี ส่วนผสมของโรเดียมจะเปลี่ยนสภาพเป็น พลาตินัมทำให้มีคุณสมบัติผิดไป การเปลี่ยนสภาพเช่นนี้จะเกิดขึ้นกับเทอร์โมคัปเปิ้ลทุกแบบที่มีส่วนผสมของโรเดียม

เทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ R (Type R Platinum 13% Rhodium V.S. Platinum)

เทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ R สลายตัวจาก พลาตินัม สลายตัวจาก พลาตินัม 97% + โรเดียม 10% ผลที่ได้จะทำให้แบบ R ให้เอาที่ทนสูงกว่าแบบ S ตามกราฟแสดงคุณสมบัติไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปรียบเทียบเกี่ยวกับแบบ S



รูปที่ 2.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้ากับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ R

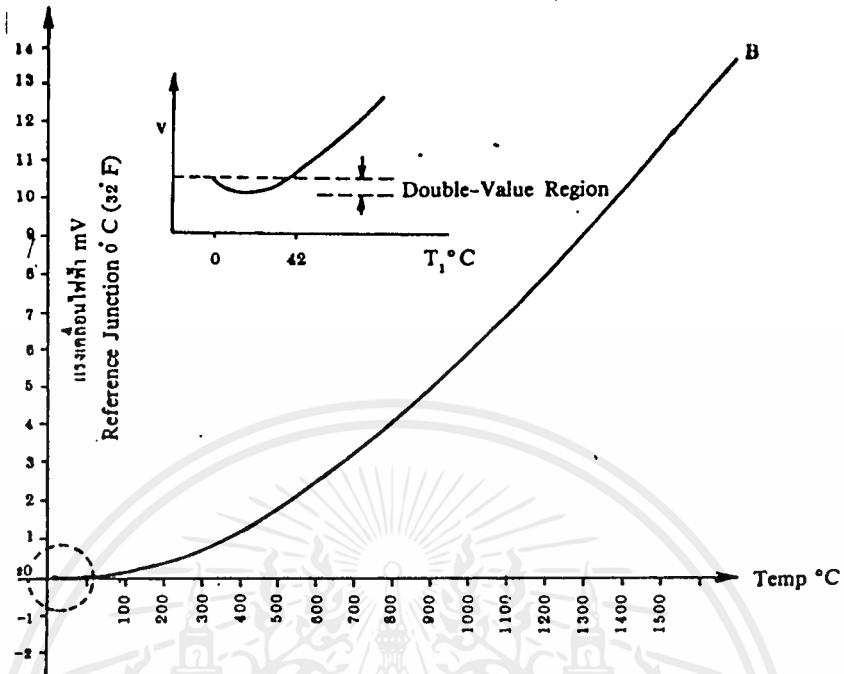
คุณสมบัติเหมือนกับแบบ S ทนอุณหภูมิสูงสุดได้ 1400 องศา C

เทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ B (Type B Platinum 30% Rhodium/platinum 6%rhodium)

เทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ B สาขาบททำจากแพลตินัม 70% + โรเดียม 30% ,สาขาผลทำจากแพลตินัม 94% + โรเดียม 6% คุณสมบัติของเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ B ตามกราฟที่แสดง เทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ B จะให้แรงเคลื่อนต่ำกว่าแบบ S และแบบ R แต่คุณสมบัติที่เด่นกว่าคือแข็งแรงและทนทานกว่า สามารถใช้งานที่อุณหภูมิสูงสุดได้ถึง 1704 องศา C (3100 องศา F) ในสภาวะที่เป็น oxidizing หรือ inert แต่ไม่เหมาะกับการใช้งานในสภาวะ reducing หรือ vacuum และในโรงงานที่มีไอของโลหะและอโลหะเช่นเดียวกับแบบ S และแบบ R

* เทอร์โมคัปเปิ้ลที่ทำจากธาตุบริสุทธิ์จะให้ลิเนียร์ที่ดี แต่ให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าค่อนข้างต่ำ*

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

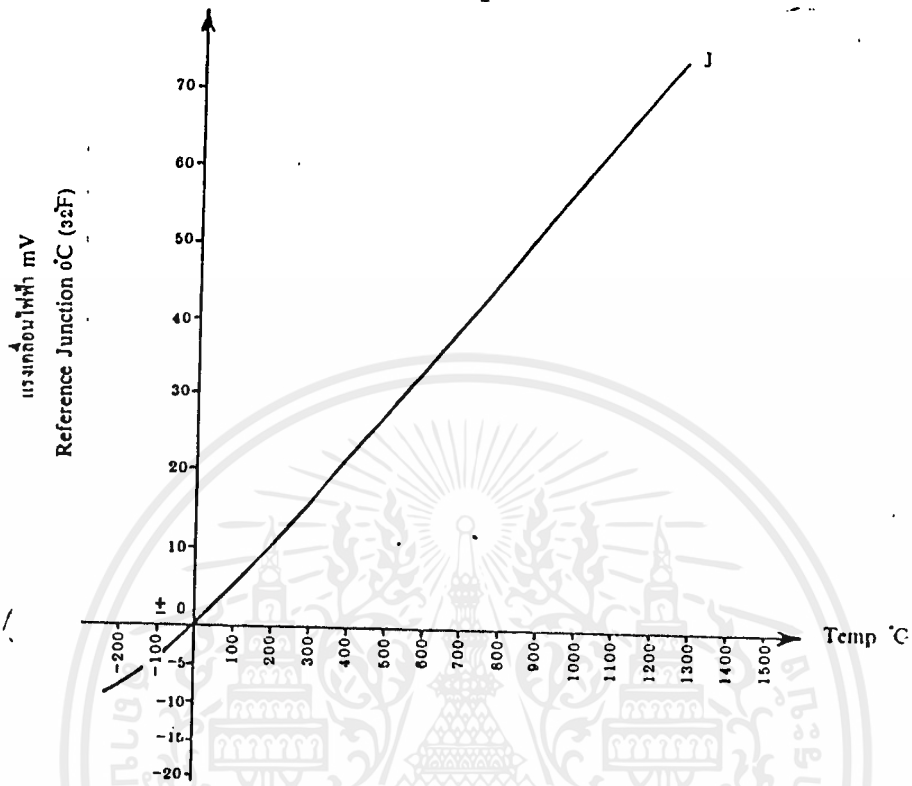


รูปที่ 2.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้า
กับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลแบบ B

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

เทอร์โมคัปเปิลแบบ J สายบวกทำด้วย เหล็ก และสายลบทำด้วย constantan (โลหะผสมระหว่าง 60% ของทองแดง + 40% ของนิกเกิล)

เทอร์โมคัปเปิลแบบ J เหมาะสำหรับสภาพงานที่เป็น vacuum, oxidizing, reducing หรือ inert ที่อุณหภูมิไม่เกิน 760 องศา C ไม่เหมาะสำหรับงานที่มีอุณหภูมิต่ำกว่า 0 องศา C และที่อุณหภูมิสูงกว่า 583 องศา C สายที่เป็นเหล็กจะเกิด oxidization ด้วยอัตราสูงกว่าปกติมาก สำหรับอุณหภูมิสูงกว่า 583 องศา C จะต้องใช้สายเทอร์โมคัปเปิลขนาดใหญ่จะช่วยให้อายุการใช้งานยืนยาวขึ้น



รูปที่ 2.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้า
กับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ J

เทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ K (Type K Chromel V.S. Alumel)

เทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ K สายบวกทำจากโลหะผสมระหว่าง นิกเกิล 10% + โครเมียม 90% และสายลบทำจากโลหะผสมระหว่าง นิกเกิล 95% + 5% ของส่วนผสมระหว่าง อลูมิเนียม, แมงกานีสและซิลิกอน เป็นแบบที่ใช้กันมากที่สุด สามารถใช้กับงานที่เป็น oxidizing หรือ inert ได้ดีกว่าแบบอื่น สามารถทนอุณหภูมิได้ถึง 1260 องศา C และที่อุณหภูมิต่ำถึง -250 องศา C ในสภาพงานที่ต้องรับการแผ่รังสีโดยตรงจากแหล่งกำเนิดความร้อน แบบ K ก็สามารถใช้งานได้ดีเช่นกัน

คุณสมบัติเด่นมากของเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ K คือให้แรงเคลื่อนเอาต์พุตสูงกว่าแบบอื่นๆ

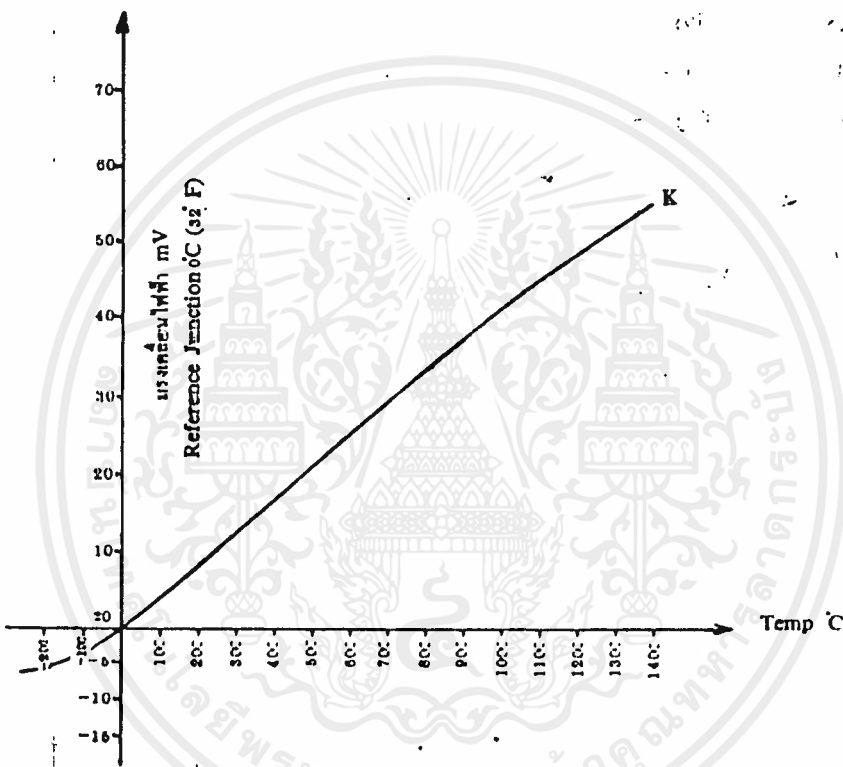
ข้อควรระวัง ไม่ควรใช้เทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ K สัมผัสโดยตรงกับ

1. ในสภาวะงานที่เป็น reducing หรือเป็นการใช้งานสลับกันระหว่าง oxidizing และ reducing เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. สภาพะงานที่มีไอของซัลเฟอร์ เพราะซัลเฟอร์จะทำลายโลหะทั้งคู่ของเทอร์โมคัปเปิ้ล โดยเฉพาะสายลวดจะเกิดขึ้นอย่างรวดเร็ว

3. สภาพะงานที่เป็น vacuum ยกเว้นในช่วงระยะเวลาสั้นๆ

ถ้าจำเป็นต้องใช้งานเทอร์โมคัปเปิ้ลกับสภาพงานดังกล่าวนี้จะต้องใช้ protecting tube ป้องกันเสียก่อน

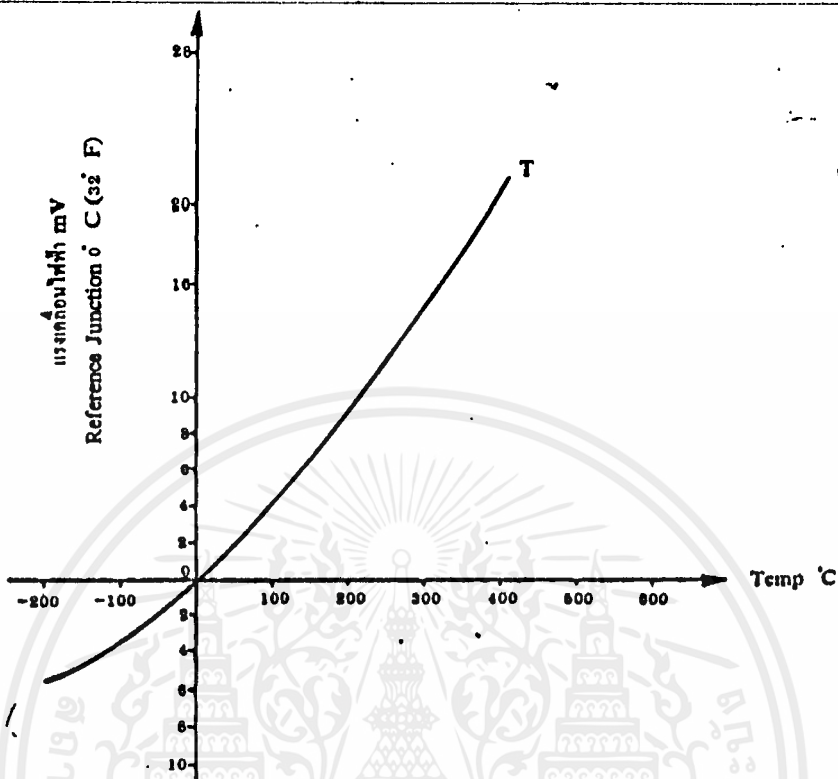


รูปที่ 2.12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้า กับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ K

เทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ T (Type T Copper V.S. Constant)

เทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ T สายขดทำจากทองแดง และสายลวดทำจาก constantan เหมาะสำหรับงานวัดอุณหภูมิต่ำกว่าจุดเยือกแข็งของน้ำ ปกติสามารถวัดอุณหภูมิได้ต่ำถึง (-184 องศา C) แต่อุณหภูมิทางขดวัดได้ต่ำกว่าแบบอื่นๆคือ ประมาณ 370 องศา C เท่านั้น เพราะที่อุณหภูมิสูงกว่า 370 องศา C อัตราเกิด oxide ของโลหะเทอร์โมคัปเปิ้ลจะเพิ่มมากขึ้น เป็นแบบที่ทนการกัดกร่อนในบรรยากาศที่มีความชื้นได้ดีเป็นพิเศษ และสามารถใช้งานในสภาวะที่เป็น vacuum, oxidizing, reducing หรือ inert ได้ดี

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

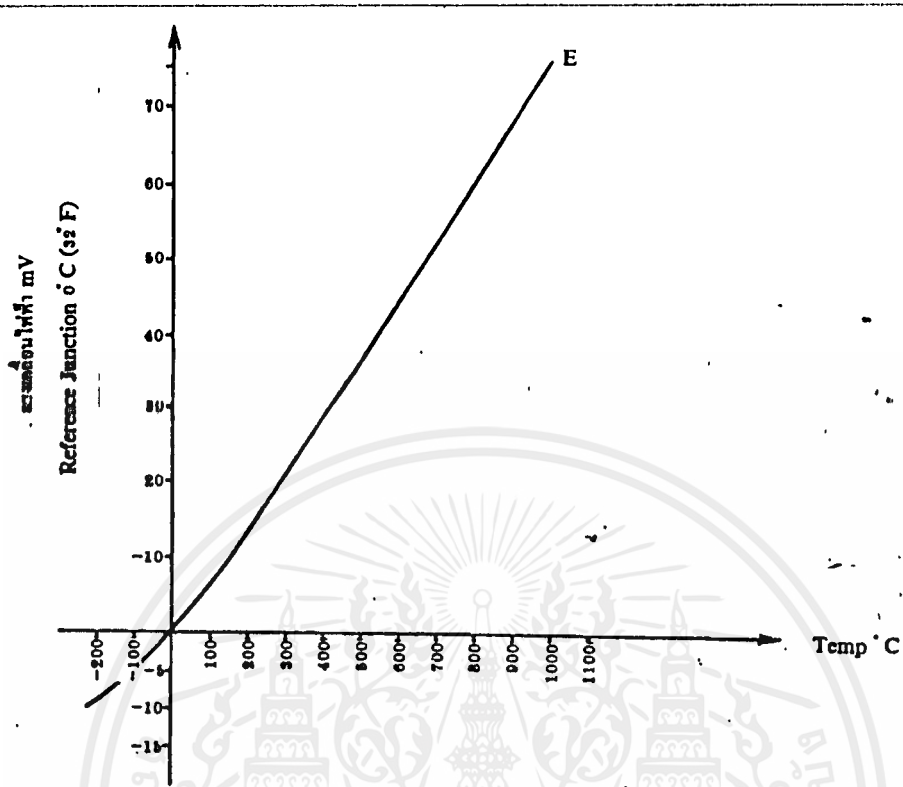


รูปที่ 2.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้า
กับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิลแบบ T

การใช้งาน ที่ต้องสัมผัสกับการแผ่รังสีโดยตรง จะทำให้ส่วนผสม ของเทอร์โมคัปเปิลเปลี่ยนไปได้ จึงไม่เหมาะกับลักษณะงานนี้

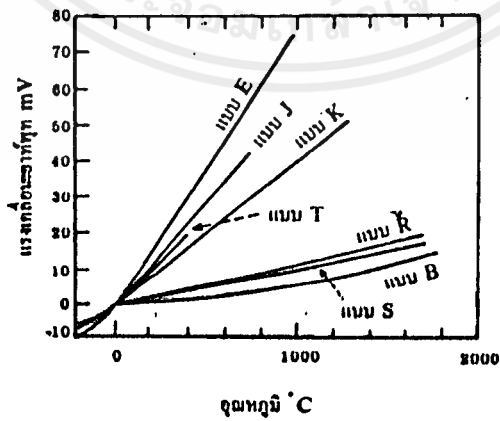
เทอร์โมคัปเปิลแบบ E (Type E Chromel V.S. Constantan)

สายบวกทำจากส่วนผสมระหว่าง 10% ของโครเมียม + 90% ของนิกเกิล และสายลบทำจาก constantan อุณหภูมิใช้งานปกติอยู่ระหว่าง -250 องศา C ถึง 871 องศา C เหมาะกับสภาพงานที่เป็น oxidizing คุณสมบัติด้านอื่นๆคล้ายกับเทอร์โมคัปเปิลแบบ K



รูปที่ 2.14 รูปแสดงความสัมพันธ์ของแรงเคลื่อนไฟฟ้า กับอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ E

กราฟแสดงการเปรียบเทียบเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบมาตรฐาน



รูปที่ 2.15 แสดงแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดจากผลต่างของอุณหภูมิ ของเทอร์โมคัปเปิ้ลมาตรฐานทั้ง 7 แบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปส่วนผสม, ย่านอุณหภูมิและแรงเคลื่อนไฟฟ้าจากเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบมาตรฐาน
ตารางที่ 2 แสดงคุณสมบัติเปรียบเทียบของเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบมาตรฐาน

แบบ	ส่วนผสม	ย่านอุณหภูมิใช้งาน		แรงเคลื่อนไฟฟ้า ที่ 100°C
		$^{\circ}\text{C}$	$^{\circ}\text{F}$	
B	แพลตินัม - 30% โรเดียม	0 to 1820	32 to 3310	0 to 13.814
	แพลตินัม - 6% โรเดียม			
R	แพลตินัม - 13% โรเดียม	- 50 to 1768	- 60 to 3210	- 02.26 to 21.108
	แพลตินัม			
S	แพลตินัม - 10% โรเดียม	- 50 to 1768	- 60 to 3210	- 0.236 to 18.098
	แพลตินัม			
J	เหล็ก/คอนสแตนแตน	- 210 to 760	- 350 to 1400	- 8.096 to 42.922
K	โครเมต/อูเมท	- 270 to 1372	- 450 to 2500	- 6.458 to 54.876
T	ทองแดง/คอนสแตนแตน	- 270 to 400	- 450 to 750	- 6.258 to 20.869
E	โครเมต/คอนสแตนแตน	- 270 to 1000	- 450 to 1830	- 9.835 to 76.358

- แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ได้จากการเปรียบเทียบอุณหภูมิที่วัดกับจุดเยือกแข็งของน้ำ

ตารางที่ 3 แสดงสภาวะแวดล้อมในการใช้งานเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบมาตรฐาน
โดยไม่ต้องใช้ protecting tube

ความเหมาะสมในการใช้งาน							
TC แบบ	บรรยากาศ oxidizing	บรรยากาศ reducing	บรรยากาศ inert	vacuum	บรรยากาศ sulferous	อุณหภูมิ < 0°C	มีไอของ โลหะ
B	ได้	ไม่ได้	ได้	ได้ในช่วงสั้น ๆ	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
R	ได้	ไม่ได้	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
S	ได้	ไม่ได้	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ไม่ได้
J	ได้	ได้	ได้	ได้	ไม่ได้ถ้า > 600 $^{\circ}\text{C}$	ไม่ได้	ได้
K	ได้	ไม่ได้	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้	ได้
T	ได้	ได้	ได้	ได้	ไม่ได้	ได้	ได้
E	ได้	ไม่ได้	ได้	ไม่ได้	ไม่ได้	ได้+	ได้-

• ใช้งานได้ดีกว่าแบบ E, J และ T เมื่ออุณหภูมิ > 550 $^{\circ}\text{C}$
+ โดยเฉพาะกับอุณหภูมิ < 0 $^{\circ}\text{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4 แสดงช่วงอุณหภูมิของการสอบเทียบค่าของเทอร์โมคัปเปิลแบบมาตรฐาน และค่าผิดพลาดที่อยู่ในพิกัด

เทอร์โมคัปเปิลแบบ	ย่านอุณหภูมิ °C	ค่าผิดพลาดในพิกัด		ขนาดสายที่เล็กที่สุด (AWG)
		แบบมาตรฐาน (เอาค่าที่มากกว่า)	แบบพิเศษ (เอาค่าที่มากกว่า)	
B	0 to 1,700	± 0.5%		24
R & S	0 to 1,450	± 1.5° C or ± 0.25%	± 0.5° C or ± 0.1%	24
J	0 to 750	± 2.2° C or ± 0.75%	± 1.1° C or ± 0.4%	8
K	0 to 1,250	± 2.2° C or ± 0.75%	± 1.1° C or ± 0.4%	8
T	0 to 350	± 1° C or ± 0.75%	± 0.5° C or ± 0.4%	14
E	0 to 900	± 1.7° C or ± 0.5%	± 1° C or ± 0.4%	8
	ย่าน < 0° C			
K	-200 to 0	± 2.2° C or ± 2%		
T	-200 to 0	± 1° C or ± 1.5%		
E	-200 to 0	± 1.7° C or ± 1%		

ตามตารางนี้เป็นค่าผิดพลาดที่ยอมรับได้, ค่าผิดพลาดในช่วงอุณหภูมิสูงเกินกว่าย่านอุณหภูมินี้ ค่าผิดพลาดมิได้ระบุไว้

เทอร์โมคัปเปิลและส่วนประกอบ (Thermocouple Hardware and Fabrication)

ส่วนประกอบที่สำคัญของเทอร์โมคัปเปิลมีหลายส่วน ซึ่งมีทั้งตั้งแต่ตัวเทอร์โมคัปเปิลเอง และส่วนประกอบอื่นๆ ก็ได้รับการออกแบบ เพื่อให้เหมาะสมสอดคล้องกับสภาพการใช้ และให้อายุการใช้งานยืนยาว

1. ตัวเทอร์โมคัปเปิล (Thermocouple element)

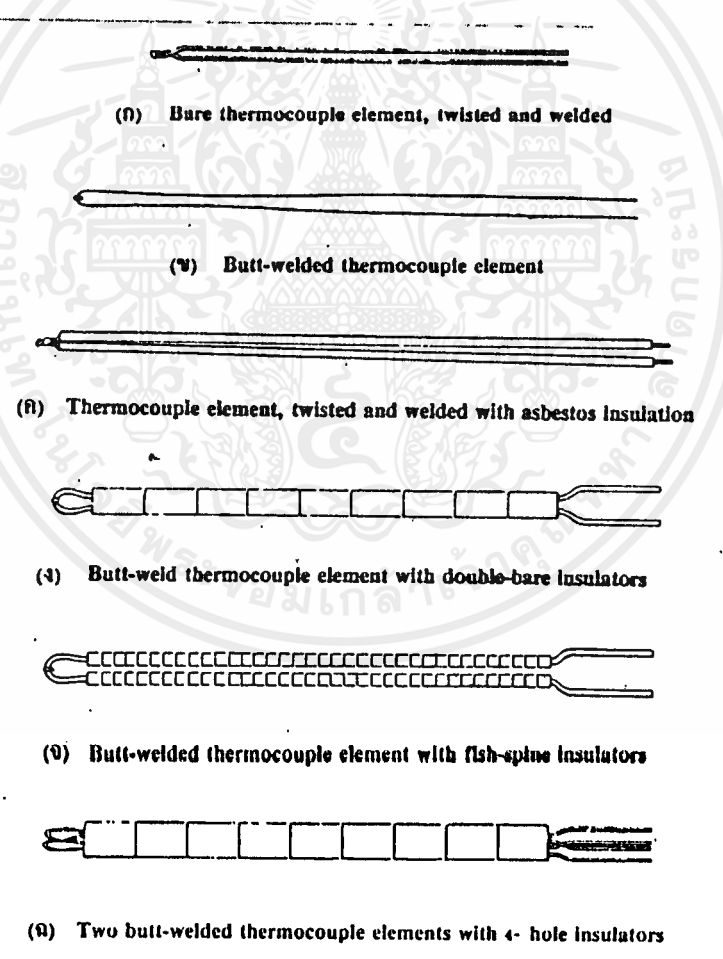
การเลือกวัสดุที่ใช้ทำเทอร์โมคัปเปิล จะกำหนดตามความต้องการของสภาพงานดังนี้

- ส่วนผสมของโลหะที่ใช้ทำจะต้องไม่เปลี่ยนแปลง หรือ สกปรกเสียดสีส่วนผสมไปในเวลาอันรวดเร็ว
- จะต้องให้แรงเคลื่อนเอาท์พุท ที่มีเสถียรภาพ (stable) ในการใช้งานไม่เปลี่ยนแปลงคุณสมบัติในช่วงเวลาใช้งาน
- มีความแข็งแรง และทนต่อสภาวะแวดล้อมในการใช้งานที่นิยมนำมาใช้

ตัวเทอร์โมคัปเปิลโดยปกติจะถูกเชื่อมต่อกับสายทั้งสองเข้าด้วยกัน เรียกว่า จุดต่อสำหรับวัด (measuring junction) และร้อยด้วยฉนวนเพื่อป้องกันการลัดวงจร แบบที่มีใช้อยู่ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่

โดยทั่วไปในปัจจุบัน

ตามรูปที่ 2.16 (ก) เป็นเทอร์โมคัปเปิ้ลเปลือย จุดต่อสำหรับวัดบิดเป็นเกลียว และเชื่อมปลายไว้ รูปที่ 2.16(ข) แสดงการเชื่อมปลายจุดต่อแบบ butt weld ซึ่งเป็นแบบที่ดีที่สุด รูปที่ 2.16 (ค) จุดต่อบิดเป็นเกลียวและเชื่อมปลายไว้พันฉนวนด้วยใยหิน (asbestor) ซึ่งสามารถทนความร้อนได้ดี รูปที่ 2.16(ง) ปลายจุดต่อเป็นแบบ butt weld ร้อยติดกันด้วยฉนวนกระเบื้องแบบรูปคู้ สามารถตัดโค้งได้บ้าง รูปที่ 2.16(จ) ฉนวนเป็นแบบร้อยแยกกันทั้งสองเส้น รูปที่ 2.16(ฉ) เป็นเทอร์โมคัปเปิ้ลสองคู่ ร้อยติดกันด้วยฉนวนกระเบื้องแบบ 4 รู เพื่อสะดวกต่อการใช้งาน



รูปที่ 2.16 แสดงการเชื่อมจุดต่อและฉนวนที่ใช้ในเทอร์โมคัปเปิ้ลโดยทั่วไป

ครอบโลหะป้องกันเทอร์โมคัปเปิ้ล (Metal Sheath)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โมดัลเบิล จะต้องประกอบอยู่ภายใน metal sheath ลักษณะการประกอบตัวเทอร์โมดัลเบิลเข้ากับ metal sheath มี 3 วิธี แต่ละวิธีก็มีลักษณะการใช้งานเฉพาะตัวของมัน คือ แบบเปลือยจุดต่อ (exposed) แบบใช้ metal sheath เป็นจุดต่อ เทอร์โมดัลเบิล (ground junction) และ แบบไม่ใช้ metal sheath เป็นจุดต่อ (unground junction)

รูปที่ 2.17(ก) จุดต่อสำหรับวัดแบบเปลือย เหมาะสำหรับงานวัดแบบสแตติก หรือวัดอุณหภูมิของก๊าซที่ไม่กัดกร่อน ต้องการให้ผลการวัดที่ไวที่สุด จุดต่อสำหรับวัดสัมผัสกับของเหลวที่ต้องการวัดโดยตรง ผลเสียของ exposed junction คือชำรุดเสียหายง่าย และอายุการใช้งานสั้นไม่เหมาะสำหรับงานความดันสูง หรือ fluid ที่มีการกลั่นตัว

รูปที่ 2.17(ข) จุดต่อสำหรับวัดแบบที่ไม่เชื่อมต่ออยู่กับตัวยึด หรือ ground เรียกว่าแบบ ungrounded junction สำหรับงานแบบสแตติก, หรือของ fluid ที่เป็นสารกัดกร่อนแบบ ungrounded junction จะให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าได้ถูกต้องสามารถทนต่อสภาพงานที่มีความดันสูงถึง 100,000 Psi และมีอายุการใช้งานยืนยาวที่สุด แต่มีข้อเสียคือ ให้ผลการวัดต่ำ เหมาะกับงานที่อุณหภูมิไม่ค่อยเปลี่ยนแปลงหรือเปลี่ยนแปลงช้าๆและมีราคาสูงกว่าแบบอื่น

รูปที่ 2.17(ค) จุดต่อสำหรับแบบ grounded สายทั้งคู่ของเทอร์โมดัลเบิลถูกเชื่อมต่อลงบนส่วนปลาย sheath (grounded junction) เหมาะสำหรับงานที่เป็นแบบสแตติกหรือ fluid ที่เป็นสารกัดกร่อนให้ผลการตอบสนองต่ออุณหภูมิไวกว่าแบบ ungrounded junction ทนต่อสภาพงานที่มีความดันสูงได้

metal sheath ของเทอร์โมดัลเบิลแบบธรรมดาจะเป็นสเตนเลสตีลชนิดต่างๆ ทนอุณหภูมิสูงสุดได้ตั้งแต่ 843 องศา C (แบบ 304) ไปจนถึง 1053 องศา C (แบบ 309) สำหรับการวัดอุณหภูมิสูงกว่านั้น จะต้องใช้วัสดุอย่างอื่นเช่น

โมลิบดีนัม	สามารถวัดอุณหภูมิได้ถึง 2200 องศา C
โมลิบดีนัม 50% รีเนียม 50%	สามารถวัดอุณหภูมิได้ถึง 2400 องศา C
แพลทาลัม	สามารถวัดอุณหภูมิได้ถึง 2480 องศา C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.17 (ก)



รูปที่ 2.17 (ข)



รูปที่ 2.17 (ค)

ฉนวนของเทอร์โมคัปเปิล (Thermocouple Insulator)

ฉนวนของเทอร์โมคัปเปิลสำหรับกันตัวเทอร์โมคัปเปิลกับ metal sheath ส่วนใหญ่จะเป็นสารประเภทแมกนีเซียมออกไซด์, อลูมิเนียมออกไซด์ หรือ เบริลเลียมออกไซด์ ลักษณะเดียวกับที่ใช้ในหลอดทำความร้อนในปัจจุบันวิธีการทำฉนวนคือใส่ผงอลูมิเนียมออกไซด์ลงไป ใน metal sheath ที่ติดตั้งเทอร์โมคัปเปิลอยู่แล้วและบีบอัดทำให้ metal sheath มีขนาดเล็กลงเป็นการอัดอลูมิเนียมออกไซด์ให้แน่น หลังจากนั้นจะถูกนำไปอบร้อนเป็นการคลายความเครียดอันเนื่องมาจากการบีบอัดตัว metal sheath และเป็นการรอบไล่ความชื้นที่มีอยู่ในตัว sheath การทำฉนวนด้วยวิธีนี้จะทำให้ได้เทอร์โมคัปเปิลที่ กระทัดรัด แข็งแรงและสะดวกสำหรับการติดตั้งใช้งาน ฉนวนแบบกระเบื้อง (ceramic) เป็นแบบที่ผู้ใช้งานเป็นผู้เลือกใช้เองตามสภาพงาน มีหลายแบบให้เลือกทั้งขนาดรูปร่างและความยาว ส่วนผสมของกระเบื้องฉนวน 99% เป็น Al_2O_3 นอกจากนั้นเป็น oxide ของสารต่างๆ เช่น SiO_2 , MgO , Na_2O , CaO , Fe_2O_3 คุณสมบัติของกระเบื้องฉนวน คือ เป็นตัวปิดกั้นก๊าซ และ vacuum ได้ดีเป็นพิเศษ, เป็นฉนวนไฟฟ้าที่ดีแม้อุณหภูมิสูงๆ, ไม่ทำปฏิกิริยากับพลาสติก, ทังสเตนและ โมลิบดีนัมที่เป็นส่วนผสมของเทอร์โมคัปเปิล และสามารถทนอุณหภูมิใช้งานได้ถึง 1900 องศา C

ตารางที่ 5 คุณสมบัติทางกายภาพโดยทั่วไป

คุณสมบัติ			
ส่วนผสมหลัก	99.7% Al ₂ O ₃	99% Al ₂ O ₃	80% Mullite 20% Glass
การดูดซึมน้ำ	0.00	0.00	0.00
ถ.พ.	3.85	3.7	24
เมื่อใช้กับก๊าซ	ไม่ให้ก๊าซซึมผ่าน	ไม่ให้ก๊าซซึมผ่าน	ไม่ให้ก๊าซซึมผ่าน
ทนต่อแรงอัด (Psi)	300,000	300,000	100,000
ทนต่อแรงดึง (Psi)	30,000	30,000	14,000
Transverse Strength (Psi)	55,000	55,000	20,000
สัมประสิทธิ์การขยายตัว เมื่อได้รับความร้อน			
24° C - 250° C	6.2 × 10 ⁻⁶	6.6 × 10 ⁻⁶	-----
24° C - 500° C	7.4 × 10 ⁻⁶	7.3 × 10 ⁻⁶	-----
24° C - 1000° C	8.5 × 10 ⁻⁶	8.1 × 10 ⁻⁶	-----
26° C - 1500° C	9.8 × 10 ⁻⁶	-----	-----

คุณสมบัติ			
การนำความร้อนโดยประมาณ (Btu/ft ² /hr/°F/in)			
24° C	230	210	16
800° C	60	50	-----
ทนต่อการใช้งานที่อุณหภูมิสูงสุด	1950° C 3540° F	1900° C 3450° F	1650° C 3000° F
ค่าไดอิเล็กทริก คอนสแตนต์ (1 MC)	9.29	8.61	4.95
ค่า Dielectric strength (volt/mil)	230	250	250
ค่าความต้านทาน (ohm cm)	10 ¹³	10 ¹³	-----
ค่า Tc	800° C	1100° C	-----
ค่าความแข็ง (Mohs scale)	9	9	7
วิธีการสร้าง	Cast & Extrusion	Cast Extrusion	Extrusion

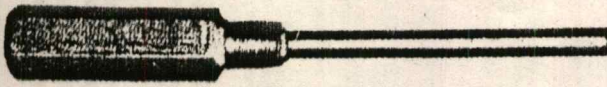
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จนวนแบบอ่อนมีอยู่หลายประเภท เช่น ฝ้าย, โพลีวีนิล, ไนลอน รายละเอียดเปรียบเทียบขอส่งแบบตามตารางข้างล่างนี้

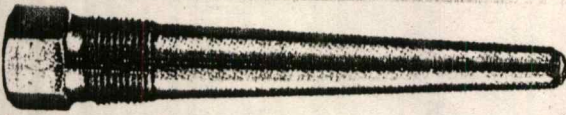
ประเภทของ ฉนวน	อุณหภูมิที่ใช้งานได้ ตามปกติ	ทนทานต่อ ความชื้น	การเสื่อมสภาพ จากกาเวสเทียหตี
ฝ้าย (cotton)	๑4° C (200° F)	ไม่มี	พอใช้
โพลีวีนิล	105° C (220° F)	ดีเยี่ยม	ดีเยี่ยม
อีนาเมลและฝ้าย	๑4° C (200° F)	พอใช้	พอใช้
ไนลอน	125° C (260° F)	ดี	ดี
เทฟลอน	204° C (400° F)	ดีเยี่ยม	ดีเยี่ยม
โพลีไมด์	315° C (600° F)	ดีเยี่ยม	ดี
เทฟลอนและไฟเบอร์กลาส	315° C (600° F)	ดีเยี่ยม	ดี
แอตเบสทอสอติค	538° C (1000° F)	ไม่มี	ไม่มี

PROTECTION TUBES

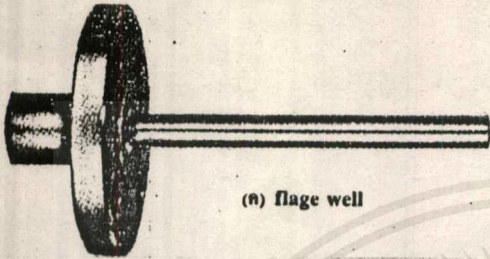
PROTECTION TUBES จะทำหน้าที่หลักอยู่สองประการคือ เสริมความแข็งแรงทนทานให้เทอร์โมคัปเปิ้ลจากสภาวะของการใช้งาน เช่น สารเคมีหรือการแผ่รังสีของแหล่งกำเนิดความร้อนของระบบ อันจะทำให้สารประกอบในตัวเทอร์โมคัปเปิ้ลเปลี่ยนไป คุณสมบัติของเทอร์โมคัปเปิ้ลก็จะเปลี่ยนไปด้วยในสภาพงานที่ fluid เป็นสารกัดกร่อน มีความดันสูงหรือในบางโอกาสต้องการถอดตัวเทอร์โมคัปเปิ้ลเพื่อการซ่อมบำรุงโดยไม่รบกวนการทำงานของระบบในกรณีเช่นนี้ Protection well เป็นตัวกลางที่ช่วยแก้ปัญหานี้ได้ โดยมันจะเป็นตัวกลางไม่ให้ fluid สัมผัสกับเทอร์โมคัปเปิ้ลโดยตรง และปิดกั้นความดันของระบบไม่ให้รั่วออกสู่ภายนอกได้ Protection tube มี 2 ชนิด คือ แบบโลหะ และแบบอโลหะแบบโลหะนั้น ในทางปฏิบัติอาจเรียกชื่อต่างกันไป เช่น เทอร์โมเวล (thermowells) หรือ Bulb ซึ่งก็มีความหมายเหมือนกัน โดยทั่วไป มีอยู่ 4 แบบ ตามรูปที่ 2.18



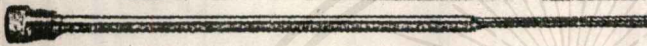
(n) lagging well



(ข) tapered well



(ค) flange well



(ง) reinforced neck well

แบบ (ก) เป็นแบบ lagging well มีช่วงความยาวด้านนอก (ท่อนอก) เป็นพิเศษสามารถเลือกความยาวมาให้เหมาะสมกับตัวท่อในคัปเปิลได้

แบบ (ข) เป็นแบบเรียว (tapered well) มีด้านโคนโตทำให้แข็งแรงเหมาะสำหรับงานที่ fluid มีอัตราการเร็วของการไหลสูง

แบบ (ค) เป็นแบบ flange well ลักษณะการต่อเข้ากับระบบ (Process) ใช้หน้าแปลนเหมาะสำหรับ fluid ที่เป็นสารกัดกร่อน

แบบ (ง) แบบ Reinforced neck well เป็นแบบพิเศษ คือมีความแข็งแรง คงรูป ด้านโคนจะโตและลดขนาดที่ปลายของ well ลงเพื่อให้ลดการวัดที่รวดเร็วขึ้น โลหะที่ใช้ทำท่อไร้รอย มีอยู่หลายชนิดเช่น คาร์บอนสตีล และสแตนเลสสตีล, นิกเกิลอัลลอย

รูปที่ 2.18

คาร์บอนสตีล สามารถใช้กันงานที่มีอุณหภูมิสูงถึง 700 องศา C เหมาะกับสภาพงานที่เป็น Oxidizing

ออสเทนิติก สแตนเลสสตีล ที่มีหมายเลขอนุกรม 300 เช่น 304, 305, 310 สามารถใช้งานที่อุณหภูมิสูงจาก 900 องศา C ถึง 1039 องศา C และในสภาวะงานที่เป็น reducing ได้ดี

เฟอร์ริค สแตนเลสสตีล ที่มีหมายเลขอนุกรม 400 เช่น 430, 446 ใช้ในงานที่อุณหภูมิสูงถึง 975 องศา C ถึง 1150 องศา C เหมาะกับสภาพงานที่มีสภาพเป็น oxidizing และ reducing

นิกเกิลอัลลอย นิกโครม และ อินโคเนล สามารถใช้งานที่อุณหภูมิสูงถึง 1150 องศา C ในสภาวะ oxidizing ได้ดี ดูตามตารางที่ 6

protection tube แบบเซอรามิค เหมาะสมกับสภาพงานต่อไปนี้

- ท่อไร้รอยคัปเปิลที่มีส่วนผสมของพลาสติก
- อุณหภูมิสูงเกินกว่า Protection tube แบบโลหะจะทนได้
- เป็นก๊าซสกปรกที่กัดกร่อน Protection tube แบบโลหะ

ตารางที่ 6 แสดงคุณสมบัติของโลหะที่ใช้ทำ sheath ในด้านอุณหภูมิใช้งาน และจุดหลอมละลาย

คุณสมบัติของโลหะที่ใช้ทำ sheath ในเชิงอุณหภูมิ				
โลหะที่ใช้	อุณหภูมิสูงสุดที่ทางผู้ผลิตแนะนำให้ใช้		อุณหภูมิหลอมละลาย	
	ทองแดง	300 F	149 C	1980 F
อลูมิเนียม	700	371	1220	660
โมเนล	1000	538	2450	1343
เหล็กกล้าที่มีคาร์บอนต่ำ	1200	649	2775	1525
กัมโป-นิกเกิล	1400	760	2260	1238
430 สแตนเลสสตีล	1550	843	2600	1427
347 สแตนเลสสตีล	1650	899	2550	1399
316 สแตนเลสสตีล	1650	899	2500	1371
304 สแตนเลสสตีล	1650	899	2600	1427
446 สแตนเลสสตีล	2000	1093	2550	1399
310 สแตนเลสสตีล	2000	1093	2550	1399
309 สแตนเลสสตีล	2000	1093	2550	1399
อินโคเนล	2100	1149	2600	1427
แฮสเทลลอย	2300	1260	2350	1288
นิกเกิล	2300	1260	2650	1454
อินโคเนล 702	2400	1316	2570	1410
พลาตินัม	3050	1677	3223	1773
นีโอเบียม (โคลัมเบียม)	3600	1982	4474	2468
โมลิบดีนัม	4000	2200	4752	2622
แทนทาลัม	4500	2480	5425	2996

เซรามิกที่ใช้ส่วนใหญ่แล้วจะมี Mullite เป็นส่วนผสมที่สำคัญ ซึ่ง Mullite นี้จะเป็นตัวเสริม คุณสมบัติความแข็งแรงทนทาน ทางเชิงกล และทางความร้อนมาก สามารถใช้อุณหภูมิได้ถึง 1650 องศา C

ซิลิคอนคาร์ไบด์ใช้เป็น Protection tube ภายนอกได้ดีในสภาพที่มีเปลวไฟ แต่จะต้องไม่มีก๊าซสกรอก หรือเป็นอันตรายต่อโลหะ เพราะก๊าซเหล่านี้จะซึมผ่านซิลิคอนคาร์ไบด์ได้ อลูมินาหลอม (Fused alumina) เป็นสารที่ใช้ทำ Protection tube ได้ดีทั้งภายนอกและภายใน สามารถทนอุณหภูมิได้สูงถึง 1980 องศา C ไม่มีปัญหาเกี่ยวกับเทอร์โมคัปเปิ้ลที่มีส่วนผสมของพลาตินัม หรือ พลาตินัม - โรเดียม protection tube แบบเซอร์คัล

เอกซอสเป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รามิคปกติแล้วจะทนความดันของระบบได้ไม่สูงนัก นอกจากแบบพิเศษที่ระบุมา

EXTENSION WIRE

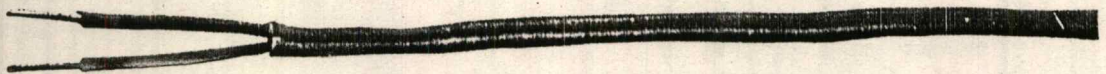
เนื่องจากการใช้งานจริงระยะทางระหว่าง Measuring และ Referent Junction บางครั้งอยู่ห่างกันสายเทอร์โมคัปเปิ้ลมีราคาแพงมาก จึงต้องหาสายมาต่อในช่วงนี้ที่มีราคาถูกกว่าสายเทอร์โมคัปเปิ้ล และมีคุณสมบัติทางการกำเนิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าตามอุณหภูมิ (thermoelectric) เหมือนกับเทอร์โมคัปเปิ้ล ในช่วงอุณหภูมิไม่สูงนักสูงสุดของบรรยากาศ ที่จะเป็นไปได้ สายชนิดนี้เรียกว่า Extension wire จะกล่าวถึง Extension wire ที่ใช้กับเทอร์โมคัปเปิ้ลมาตรฐานเท่านั้น

Extension wire มี 2 แบบ คือ แบบที่ 1 ทำจากสารประเภทเดียวกับเทอร์โมคัปเปิ้ล และแบบที่ 2 ทำจากโลหะต่างชนิดกับเทอร์โมคัปเปิ้ล

ตารางที่ 7 แสดงการเปรียบเทียบ Extension Wire สำหรับเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบมาตรฐาน

เทอร์โมคัปเปิ้ล แบบ	Extension Wire แบบ	Extension Wire		อุณหภูมิใช้งาน F	ค่าผิดพลาด F		ตรวจได้ด้วย แม่เหล็ก		ตามมาตรฐาน ANSI	
		สายบวกทำด้วย	สายลบทำด้วย		แบบ มาตรฐาน	แบบ พิเศษ	สาย บวก	สาย ลบ	สายบวกสี	สายลบสาย
E	1	NiCr (Chromel)	Constantan	32 ถึง 400	± 3	-	-	-	ม่วง, น้ำตาล	แดง
J	1	เหล็ก	Constantan	32 ถึง 400	± 4	± 2	ได้	-	ขาว, น้ำตาล	แดง
K	1	NiCr (Chromel)	NiAl (Alumel)	32 ถึง 400	± 4	-	-	ได้	เหลือง, น้ำตาล	แดง
T	1	ทองแดง	Constantan	-75 ถึง 200	± 17	± 1/2	-	-	น้ำเงิน, น้ำตาล	แดง
R	2	ทองแดง	ทองแดง	75 ถึง 400	± 12	-	-	-	-	-
S	2	ทองแดง	ทองแดงผสม	75 ถึง 400	± 12	-	-	-	-	-
B	2	ทองแดง	ทองแดง	32 ถึง 200	-	-	-	-	-	-

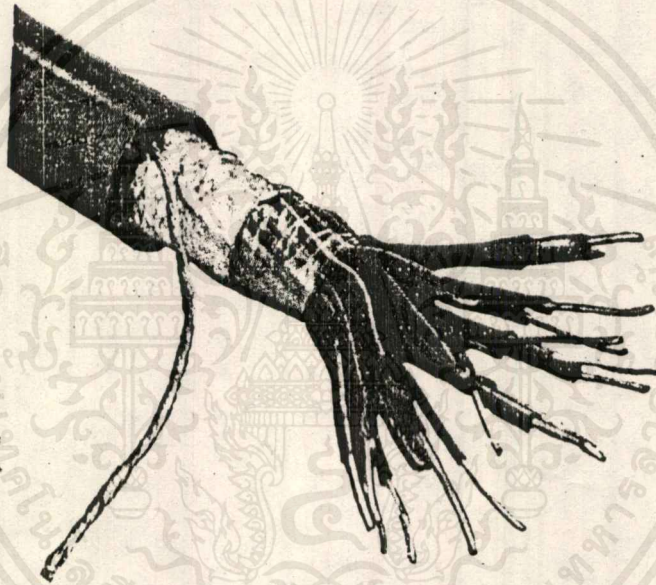
หมายเหตุ แบบ R, S และ T ทำจากแพลตินัมที่มีราคาแพงจึงต้องใช้ Extension Wire แบบที่ 2



รูปที่ 2.19(ก) Extension Wire พร้อมฉนวนหุ้ม

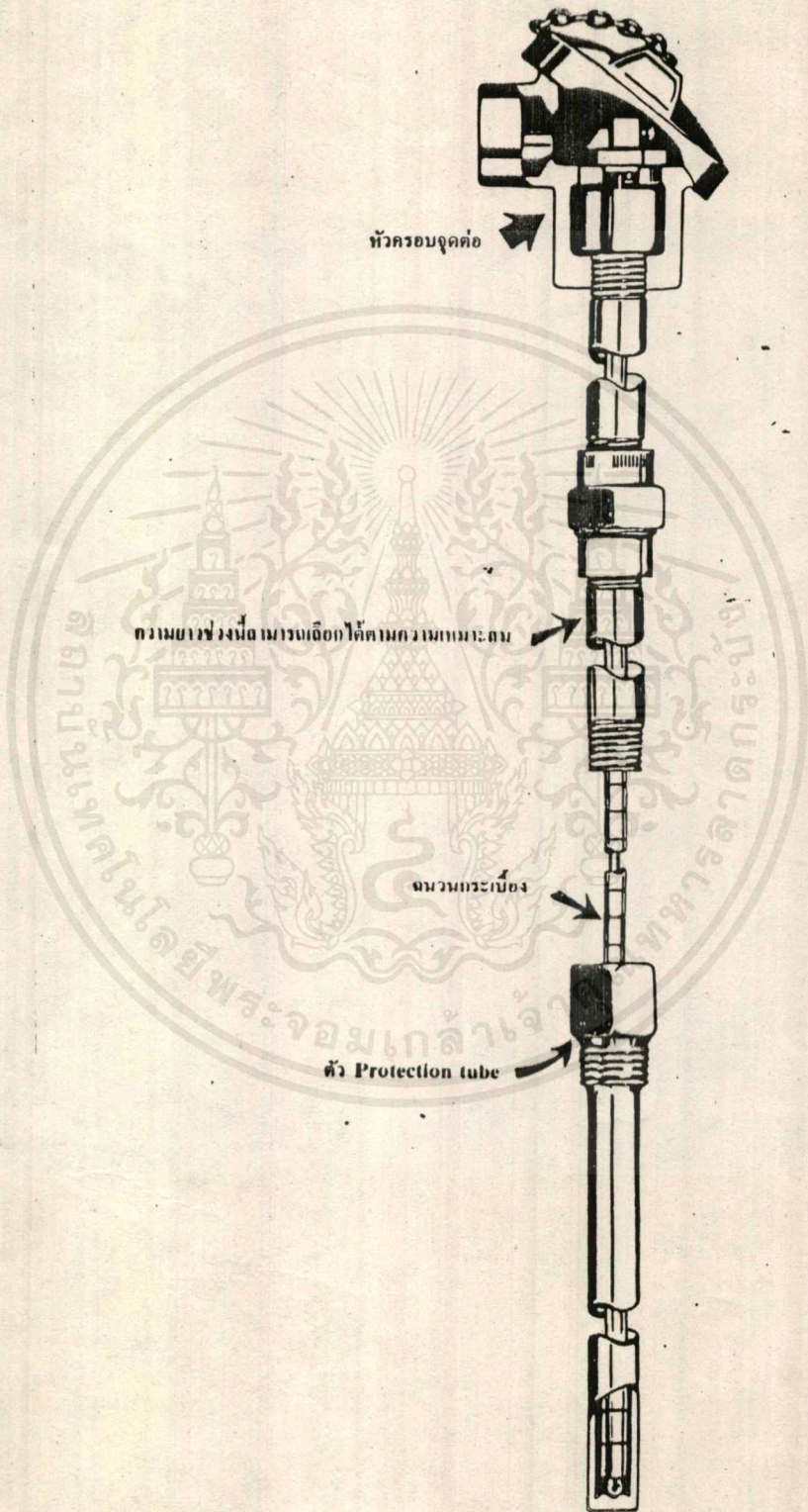


รูปที่ 2.19(ข) Extension Wire หุ้มฉนวนและมีชีลด์ป้องกันสนามแม่เหล็ก
ภายนอกบริเวณเพราะ Extension Wire เป็นตัวนำไฟฟ้าเมื่อมีสนามแม่เหล็กภายนอก
เปลี่ยนแปลงอาจเกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำทำให้ค่า mV ที่วัดได้ผิดไป



รูปที่ 2.19(ค) Extension Wire แบบรวม (multipair)

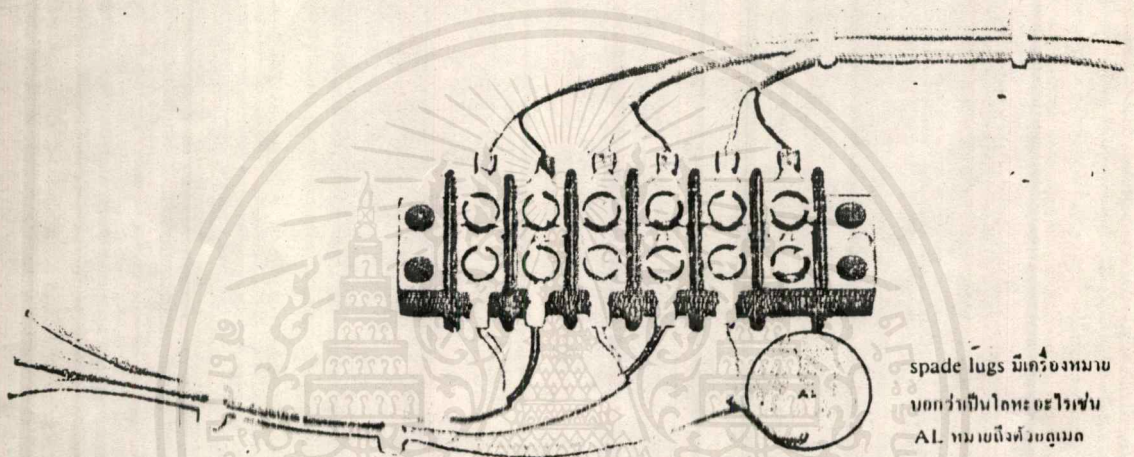
รูปที่ 2.19 Extension Wire แบบต่าง ๆ ที่มีใช้อยู่ในปัจจุบัน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.20 แสดงส่วนประกอบที่สมบรูณ์ของเทอร์โมคัปเปิล
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนประกอบอื่นๆ

ส่วนประกอบอื่นๆก็มีความสำคัญ ที่อาจก่อให้เกิดความผิดพลาดได้ โลหะที่มีปรากฏอยู่ในวงจรเทอร์โมคัปเปิ้ลจะต้องพิจารณาอย่างละเอียดอ่อน และจะต้องเอาใจใส่ในการเลือกใช้วัสดุพวกนี้ให้ถูก เช่น spade lugs, ข้อต่อแบบ quick disconnected, ที่เสียบบนแผงแบบ color coded strip, selector switch และ terminal block



spade lugs มีเครื่องหมาย
บนว่าเป็นโลหะอะไรเช่น
AL หมายถึงอัลลูมิเนียม

รูปที่ 2.21

Spade lugs มีให้เลือกใช้กับโลหะเฉพาะบางอย่างเช่น chromel, alumel, iron, constantan ซึ่งจะมีส่วนผสมต่างกันไปตามคุณสมบัติ Thermoelectric ของสารนั้น

Quick disconnected connectors เป็นจุดต่อระหว่างเทอร์โมคัปเปิ้ลกับ Extension wire ที่ได้รับการออกแบบมาให้ใช้งานได้สะดวก สีของตัวฉนวนเป็นตัวบอกแบบของเทอร์โมคัปเปิ้ลที่ใช้ เช่น

สีเหลือง ใช้กับเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ K

สีน้ำเงิน ใช้กับเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ T

สีดำ ใช้กับเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ J

สีม่วง ใช้กับเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ E

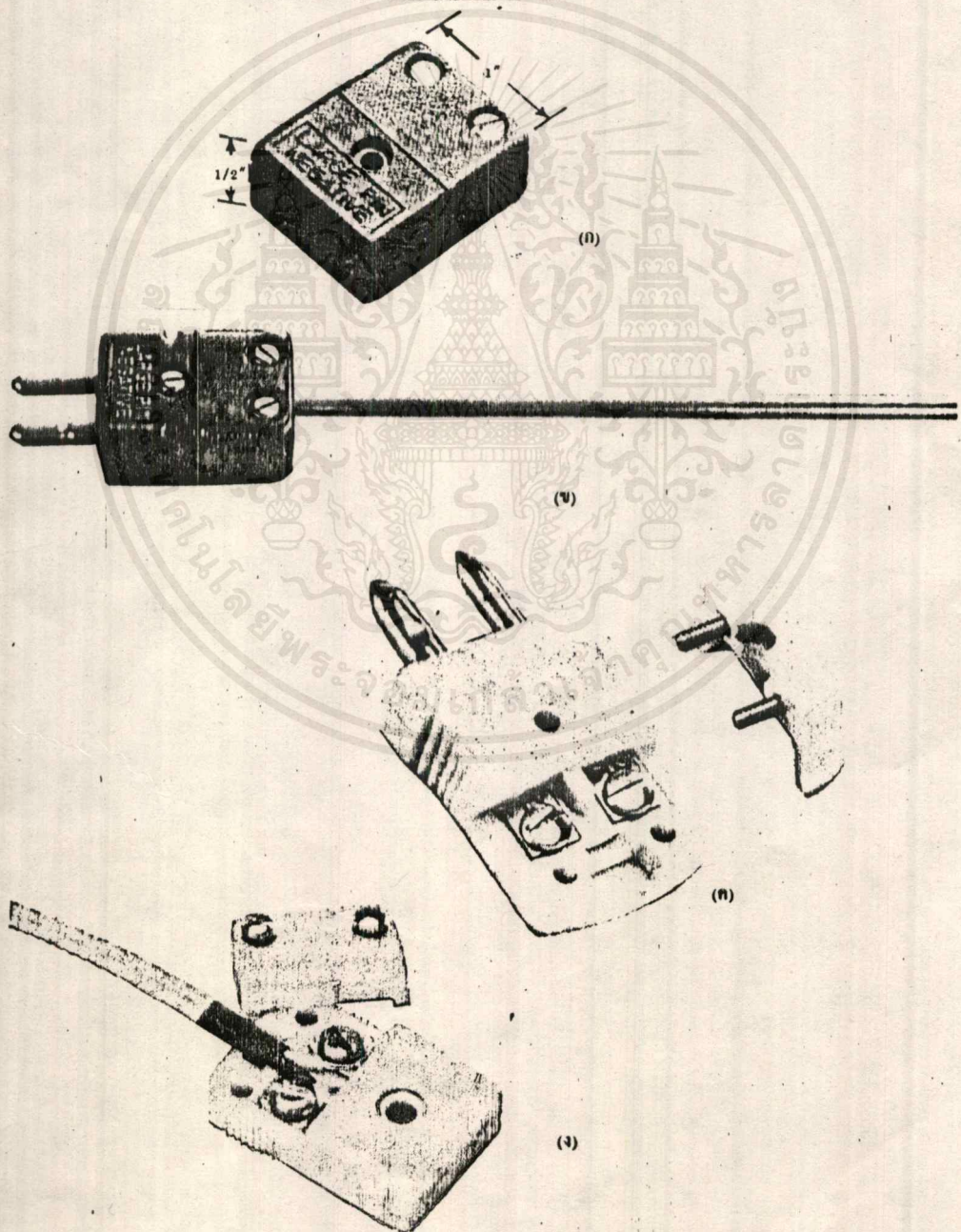
สีเขียว ใช้กับเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ R & S

สีขาว เป็นแบบ uncompensated ทำด้วยทองแดงตามรูปที่ 2.22 แบบ(ก) เป็น

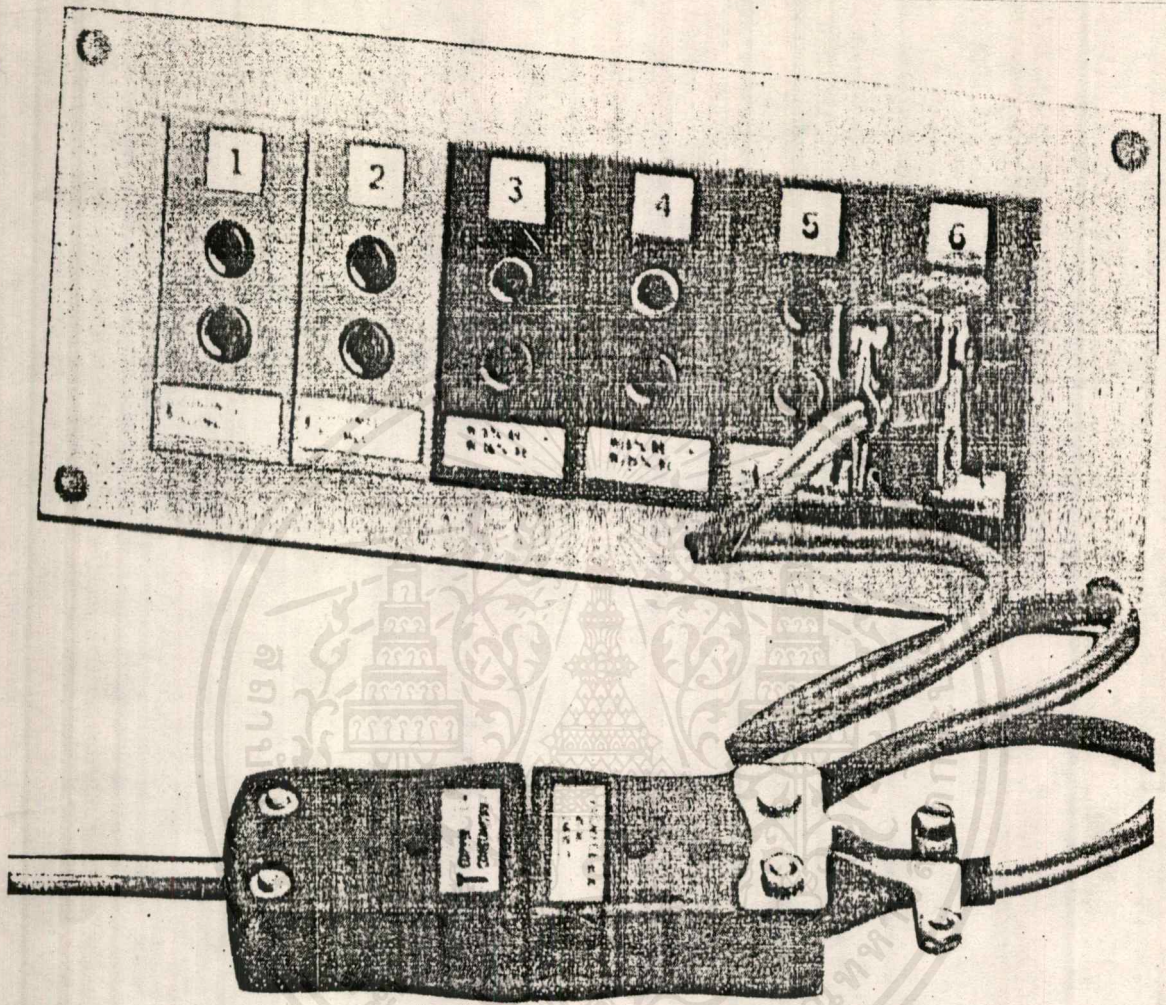
แบบ Heavy duty สามารถทนอุณหภูมิได้ถึง 425 องศา F แบบ(ข) เป็นแบบทนอุณหภูมิสูงเป็นพิเศษ ทนได้ถึง 1200 องศา F แบบ(ค) เป็นแบบ miniature ที่ใช้กันทั่วไปไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบ(ง) เป็นแบบที่ใช้กับสายเทอร์โมคัปเปิ้ลขนาดเล็กจนถึงประมาณ 0.02 นิ้ว

ชุดแผงเสียบ สำหรับเทอร์โมคัปเปิ้ลออกแบบให้สะดวกต่อการใช้งานและติดตั้งง่าย, แต่ละชนิดจะมีรหัสสีเหมือนกับ quick disconnected connectors แบบนี้เหมาะสำหรับงานที่ต้องถอดหรือเสียบเข้าใช้งานบ่อยๆ แต่สำหรับงานที่ต้องต่ออย่างถาวรแล้ว ต้องใช้ terminal block ตามรูปที่ 2.23 ซึ่งโลหะที่เป็นตัวเชื่อมมิให้เลือกใช้เฉพาะกับโลหะแบบต่างๆ ของเทอร์โมคัปเปิ้ล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 2.22 ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

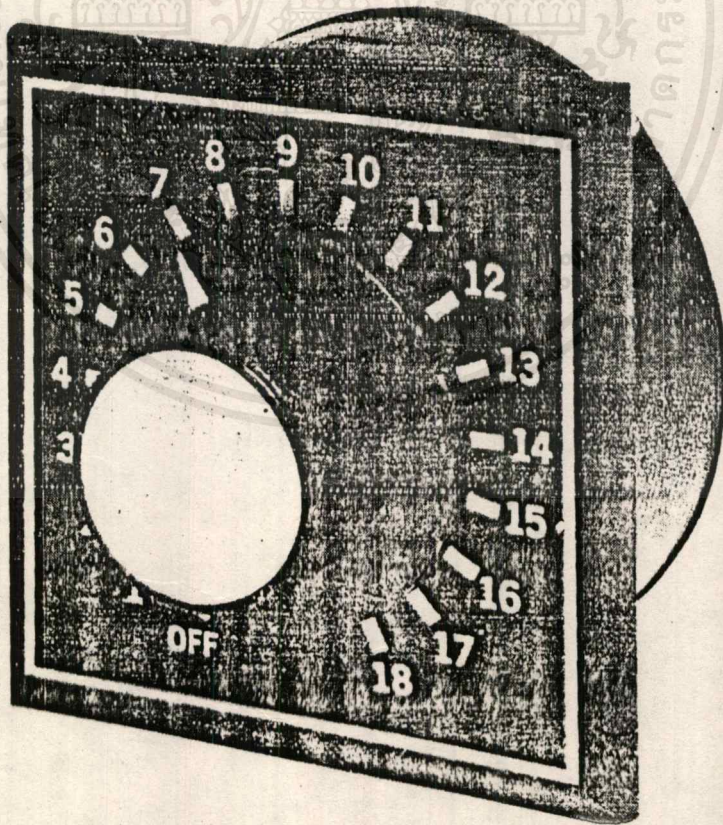
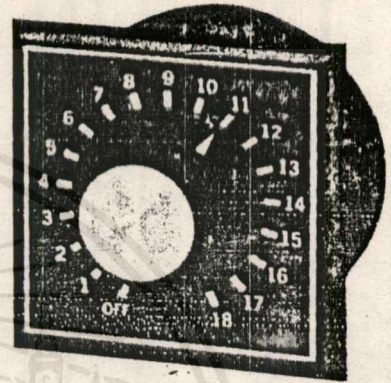
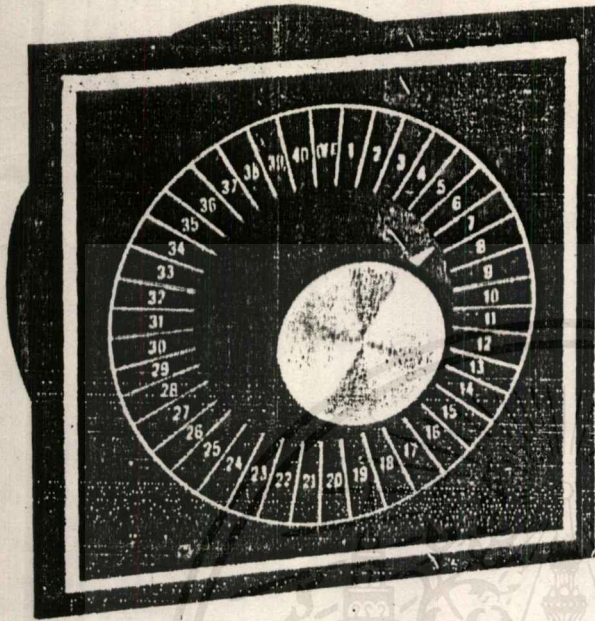


รูปที่ 2.23

Selector switches

selector switches สำหรับเทอร์โมคัปเปิ้ลจะได้รับการออกแบบพิเศษ จุดต่อทำด้วยโลหะชุบเงิน เพื่อลดความต้านทานในวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

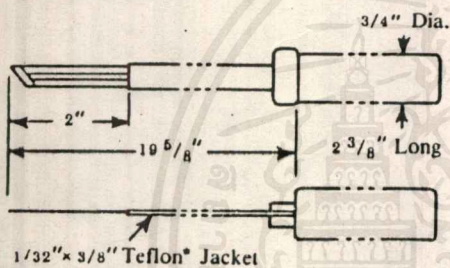


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 2.24 แสดงแบบต่างๆ ของ selector switch ระเบียบด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

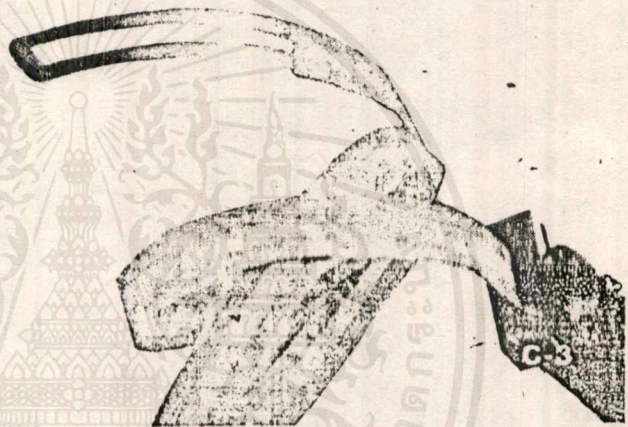
เทอร์โมคัปเปิ้ลสำหรับงานลักษณะพิเศษ

ปลายด้านที่วัดอุณหภูมิของเทอร์โมคัปเปิ้ลได้รับการออกแบบหลายรูปแบบ ให้เหมาะสมกับลักษณะของงานวัดอุณหภูมิที่ผิวของโลหะ

Measuring Junction ออกแบบเป็นแผ่นบางขนาด 0.006 นิ้ว ยาวมากกว่า 1 ฟุต สำหรับงานที่ต้องสอดไปในแนวยาวเข้าไปวัดอุณหภูมิผิวของชิ้นงาน เคลือบป้องกันด้วยเทฟลอน อุณหภูมิใช้งานสูงสุด 420 องศา F

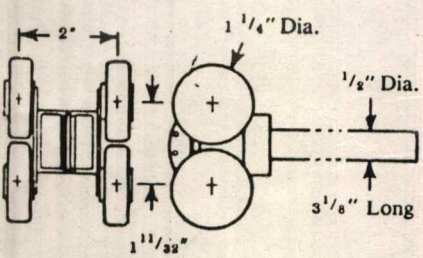


ใช้งานกับอุณหภูมิสูงถึง 420° F
(Maximum Service Temperature 420° F)

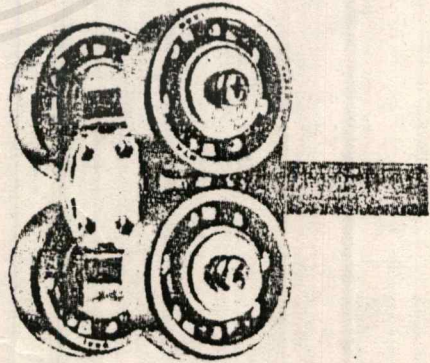


รูปที่ 2.25

สำหรับวัดอุณหภูมิของผิวด้านนอกของชิ้นงานที่ต้องเคลื่อนที่หรือหมุนมีเส้นผ่าศูนย์กลาง 22 ถึง 60 นิ้ว และมีความเร็วไม่เกิน 300 ฟุต ต่อ นาที อุณหภูมิใช้งานสูงสุด 400 องศา F

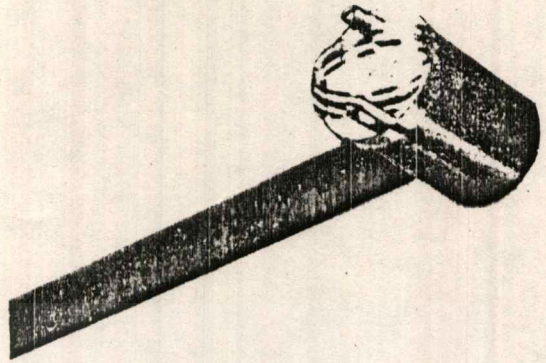
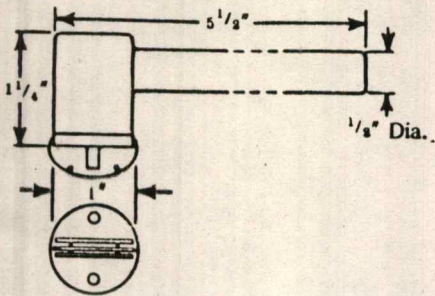


ใช้งานกับอุณหภูมิสูงถึง 400° F
(Maximum Service Temperature 400° F)



รูปที่ 2.26

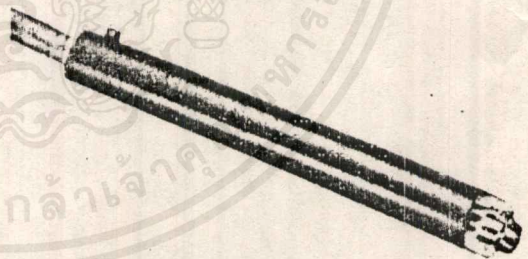
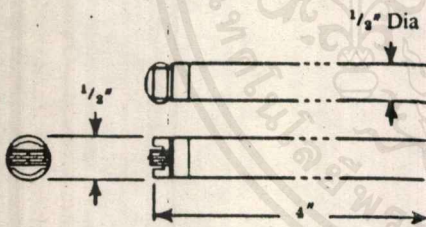
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ใช้งานกับอุณหภูมิสูงสุด 900°F
(Maximum Service Temperature 900° F)

รูปที่ 2.27

สำหรับวัดอุณหภูมิของผิวชิ้นงานที่ เรียบ, โค้ง, หรือเว้า โดยเฉพาะกับงานวัดอุณหภูมิด้านในของท่อที่ไม่หมุน เพราะได้รับการออกแบบให้ตั้งฉากกับที่ยึดถือ อุณหภูมิใช้งานสูงสุด 900 องศา F



ใช้งานกับอุณหภูมิสูงถึง 480°F
(Maximum Service Temperature 480° F)

รูปที่ 2.28

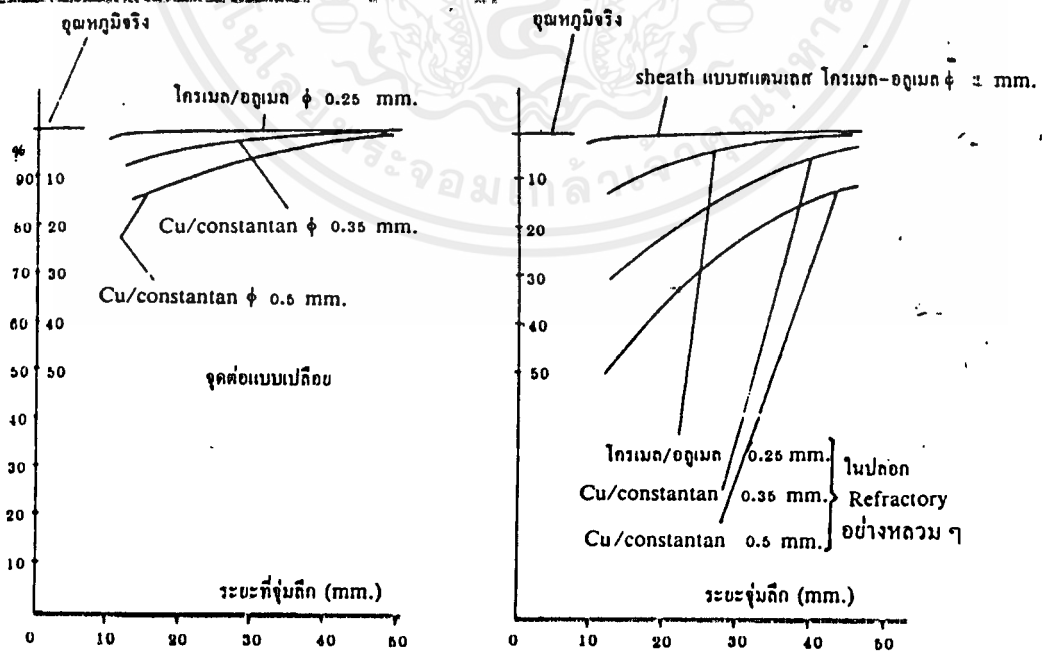
เป็น Probe ขนาดเล็กที่ให้ผลการวัดไว (rapid response) ประมาณ 0.5 ถึง 2 วินาที สำหรับวัดอุณหภูมิพื้นผิวของโลหะ และประมาณ 3 ถึง 10 วินาที สำหรับวัดอุณหภูมิพื้นผิวของอโลหะ เหมาะสำหรับวัดอุณหภูมิอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ อุณหภูมิใช้งานสูงสุด 480 องศา F

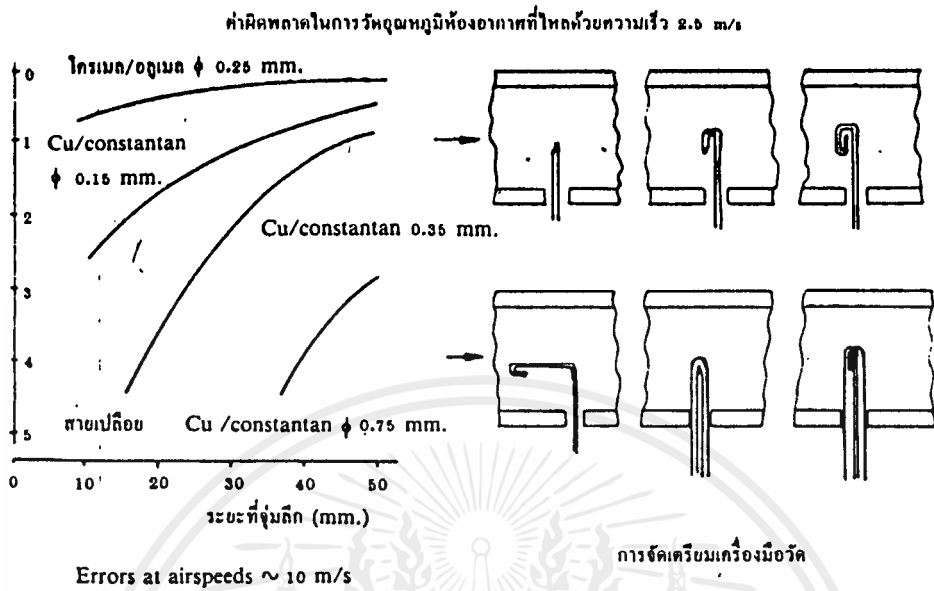
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความผิดพลาดของการวัดอุณหภูมิ

ความผิดพลาดเนื่องจากการนำความร้อน (Conduction Error in TC)

ในการใช้เทอร์โมคัปเปิ้ลในช่วงต่ำจาก 0 องศา C ถึง 150 องศา C จำเป็นต้องสอดใส่เทอร์โมคัปเปิ้ลเข้าไปสัมผัสอยู่กับ FLUID นั้น ลึกพอสมควรเพราะถ้าไม่ลึกพอจะได้ค่าอุณหภูมิต่ำกว่าความเป็นจริง เนื่องจากการนำความร้อนออกสู่ภายนอกของตัวเทอร์โมคัปเปิ้ลเอง จากการทดลองวัดอุณหภูมิของอากาศ ในช่วง 60 องศา C ถึง 150 องศา C (อุณหภูมิในช่วงนี้มีการสูญเสียความร้อนของตัวเทอร์โมคัปเปิ้ลเนื่องจากการแผ่รังสีน้อยมาก) ไหลในท่อด้วยความเร็วประมาณ 2.5 เมตร ต่อวินาที และ 10 เมตรต่อวินาทีด้วยเทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ K และแบบ T ผลที่ได้ตามกราฟในรูปที่ 2.29 สายเทอร์โมคัปเปิ้ลขนาดเล็กจะให้ผลถูกต้องมากกว่าเพราะมีค่าการนำความร้อนออกน้อยกว่าสายขนาดใหญ่ เทอร์โมคัปเปิ้ลแบบ K จะเกิดค่าผิดพลาด เนื่องจากการนำความร้อนน้อยกว่าแบบ T ที่ขนาดสายเท่ากัน ดังนั้น เพื่อหลีกเลี่ยงความผิดพลาดที่เกิดจากการนำความร้อนออกของตัวเทอร์โมคัปเปิ้ลเองควรใช้สายขนาดเล็กและสอดใส่ตัวเทอร์โมคัปเปิ้ลเข้าไปให้ลึกเกิน 50 mm ขึ้นไป





รูปที่ 2.29 (ต่อ)

ค่าผิดพลาดของเทอร์โมคัปเปิลตามพิกัด

เพื่อให้ผลการวัดอุณหภูมิถูกต้องควรเลือกชนิด, ขนาด, และย่านการใช้งานให้เหมาะสม กับ
แบบต่างๆ ตามมาตรฐาน ISA

ตารางที่ 8 ข้อมื่อนำขนาดสายของเทอร์โมคัปเปิลและอุณหภูมิสูงสุดของการใช้งาน
ตามมาตรฐาน ISA กำหนดไว้ดังนี้

ขนาดสายของเทอร์โมคัปเปิล และอุณหภูมิสูงสุดของการใช้งาน						
เทอร์โมคัปเปิลแบบ	AWG #	8 gage	14 gage	20 gage	24 gage	28 gage
T	-	-	370° C	260° C	200° C	200° C
J	760° C	590° C	480° C	370° C	370° C	-
E	870° C	650° C	540° C	430° C	430° C	-
K	1260° C	1090° C	980° C	870° C	870° C	-
R&S	-	-	-	1480° C	-	-
B	-	-	-	1700° C	-	-

ตารางที่ 9 ค่าผิดพลาดของเทอร์โมคัปเปิลที่อยู่ในพิกัดมาตรฐานของ ISA เมื่ออุณหภูมิของ Ref. Junction 0 องศา C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ห้ามการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

extension wire จะต้องระมัดระวังไม่ให้ผิดพลาดโดยการสลับสายทั้งที่ตัวเทอร์โมคัปเปิลและอุปกรณ์อ่านค่ามิลลิโวลต์ หรือตัวทรานสมิตเตอร์ สาย shield รอบ extension wire ก็จะต้องได้รับการต่อลง ground อย่างถูกต้อง เพราะค่าแรงเคลื่อนที่เกิดจากเทอร์โมคัปเปิลมีค่าน้อยอยู่ในย่านมิลลิโวลต์เท่านั้น และถ้าลากสาย extension wire ขวขึ้นโอกาสที่จะได้รับการเหนี่ยวนำจากสายไฟฟ้าอื่นๆ ที่มีกระแสไฟฟ้าสลับไหลอยู่ก็มีมากขึ้น จะทำให้เกิดค่าผิดพลาดขึ้นได้ ตามจุดต่อต่างๆ ต้องให้มีน้อยจุดที่สุดและเป็นวัสดุที่เลือกตามข้อแนะนำของบริษัทผู้ผลิต ถ้าจุดต่อยาว และอุณหภูมิปลายจุดต่อไม่เท่ากัน ความผิดพลาดจะเกิดขึ้น เพราะขัดกับกฎของไฟฟ้าที่เกิดจากความร้อน (thermoelectric law) ในหัวข้อ(โลหะแทรก)

บทที่ 3 การควบคุมอุณหภูมิ

วิธีการเลือกใช้กรียาควบคุม

ก่อนที่จะกล่าวถึงการควบคุมอุณหภูมิ เราควรจะทราบถึงการเลือกใช้กรียาควบคุมชนิดต่างๆว่า กรียาควบคุมชนิดใดเหมาะสมกับการควบคุมขบวนการใดบ้าง การเลือกใช้กรียาควบคุมพอสรุปได้ดังนี้

กรียาควบคุมแบบ Proportional

เราจะใช้เมื่อ

- 1) ไม่ต้องการให้มีการเกิดกรียาควบคุมแบบ on-off ในขบวนการนั้น
- 2) ขบวนการนั้นมีการเปลี่ยนแปลงของ load นานๆครั้ง
- 3) ยอมให้มีการเกิด Offset ได้

กรียาควบคุมแบบ Reset (Integral)

เราจะรวมกรียาควบคุมแบบ Reset เข้าในระบบควบคุม ถ้า

- 1) ต้องการที่จะตัดค่า Offset ของขบวนการนั้น
- 2) ขบวนการนั้นมีการเปลี่ยนแปลง set-point หรือมีการเปลี่ยนแปลง load

บ่อยครั้ง

เราจะไม่รวมกรียาควบคุมแบบ Reset เข้าในระบบควบคุม ถ้า

- 1) ต้องการที่จะตัด Overshoot ในทางเริ่มต้น

- 2) ขบวนการที่สามารถจะควบคุมโดยการตั้ง gain ของ Proportional สูงๆ ได้
- 3) มีการเปลี่ยนแปลงของ load อย่างมากและบ่อยครั้งในระบอบที่ตักเก็บ

กรียาควบคุมแบบ Derivative

เราจะรวมกรียาควบคุมแบบ derivative ในระบบควบคุมก็ต่อเมื่อ

- 1) ขบวนการนั้นต้องประกอบด้วย 2 linear lags ขึ้นไป และค่า distance velocity lag มีค่าน้อยกว่า linear lag แต่ละอัน

เราจะไม่รวมกรียาควบคุมแบบ derivative เมื่อ

- 1) ขบวนการนั้นมี Dynamic element เป็นส่วนที่สำคัญในระบบ และมีคุณสมบัติเป็น distance-velocity lag
- 2) มี noise เกิดขึ้นในระบบ เว้นแต่ว่า noise มีขนาดเล็กมาก เมื่อเทียบกับสัญญาณที่ทำงานในขบวนการนั้นๆ

วิธีการเลือก Controller

วิธีการในการที่จะพิจารณาว่าจะเลือก Controller แบบใด ในการนำมาควบคุมอุณหภูมิ

- 1) กระบวนการที่มีความจุน้อย หมายถึงว่า ถ้ามีการเปลี่ยนแปลงของตัวให้ความร้อนเพียงเล็กน้อยจะเป็นสาเหตุให้อุณหภูมิที่ควบคุมเปลี่ยนแปลงไปได้มาก เราควรจะเลือกให้การควบคุมแบบ Proportional มากกว่าการควบคุมแบบ On-Off
- 2) ถ้าขบวนการใดมีโอกาสที่จะเกิดการเปลี่ยนแปลงของ load โดยไม่คาดหมาย ก็จะทำให้เกิด offset, นั้นมาได้ จึงควรจะใช้ตัวควบคุมแบบ Reset ด้วย
- 3) สำหรับการที่จะนำเอาตัว Derivative ร่วมด้วยหรือไม่นั้น ก็เป็นสิ่งที่จำเป็นและจะตัดสินใจได้จากคุณลักษณะของกระบวนการว่า ถ้าขบวนการมี dead time ซึ่งเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการควบคุมอุณหภูมิก็หมายถึง เมื่อเราจ่ายพลังงานให้กับขบวนการที่มีทันได แต่อุณหภูมิภายในขบวนการนั้นจะยังคงไม่เพิ่มในทันทีทันใดตามการจ่ายพลังงานนาน แต่จะค่อยๆเพิ่มขึ้น

วิธีการหาค่าตัวควบคุม

วิธีการหาตัวควบคุมที่นิยมใช้มีอยู่สองวิธี คือ

- 1) วิธี Ultimate method
- 2) วิธี Damped oscillation

Ultimate method

วิธีนี้ถูกคิดค้นโดย Ziegler และ Nichols ในปี ค.ศ. 1942 ที่เรียกว่า Ultimate เพราะว่าวิธีนี้จะใช้ Ultimate Gain ซึ่งเป็นค่า Gain สูงสุดก่อนที่ระบบจะไม่เสถียร (นั่นคือ คาบเวลาของผลตอบสนองของระบบภายใต้ค่า Gain สูงสุดนั่นเอง) มาใช้ในการหาค่าต่างๆของตัวควบคุม จากรูปที่ 3.1 แสดงถึงผลการตอบสนองของระบบ closed-loop ที่มี การควบคุมแบบ Proportional โดยที่ค่า K_u คือ Ultimate gain ที่ทำให้เกิด curve B และ P_u คือ Ultimate period

โดยการหาค่า K_u และ P_u นั้นจะทำดังนี้ คือ ให้ปรับค่า gain K_u ของตัวควบคุม PID (โดยให้ค่าของ T_i เป็นอนันต์และ T_d เป็นศูนย์ ซึ่งก็หมายความว่าระบบนั้นอยู่ภายใต้การควบคุมแบบ Proportional นั้นเอง) จนทำให้ผลการตอบสนอง closed-loop นั้นเกิดการ oscillate ก็คือ P_u

Ziegler และ Nichols ได้กำหนดความสัมพันธ์ในการปรับค่าต่างๆของตัวควบคุมดังนี้

- 1) ตัวควบคุมแบบ Proportional (P)

$$K_u = 0.5 K_u$$

2) ตัวควบคุมแบบ Proportional+Integral (PI)

$$K_i = 0.45 K_u$$

$$T_i = P_u / 1.2$$

3) ตัวควบคุมแบบ Proportional+Derivative (PD)

$$K_d = 0.6 K_u$$

$$T_d = 0.5 P_u$$

$$T_d = P_u / 8$$

ค่าต่างๆของตัวควบคุมแต่ละแบบนี้จะทำให้ผลตอบสนองของระบบอยู่ที่ภายใต้อัตรา
การเสื่อม 1/4

Damped Oscillation Method

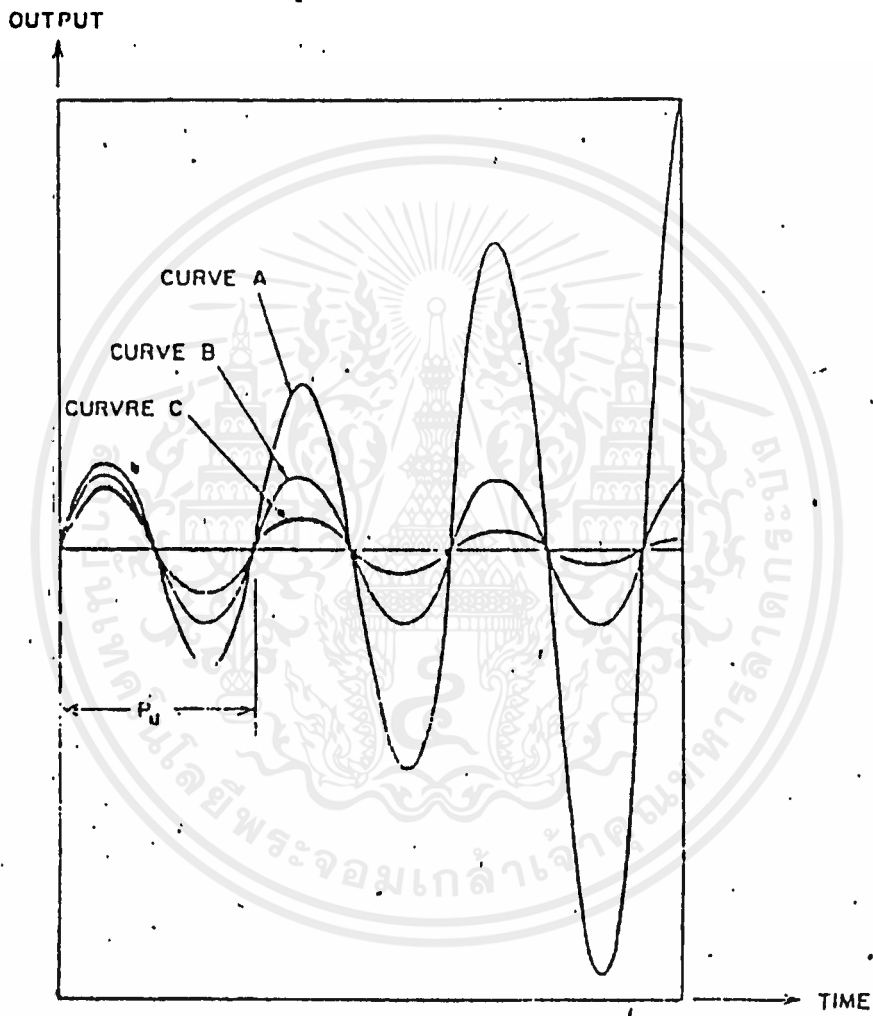
วิธี Damped Oscillation นั้นได้ปรับปรุงแก้ไขมาจากแบบ Ultimate Method โดย Harriott กล่าวคือ ในกรณีของระบบที่ถึงแม้ว่าจะปรับค่าของ gain ไปอย่างไรก็ตามก็ไม่ทำให้ผลการตอบสนองเกิดการ Oscillate ต่อเนื่องกันนั้นจะไม่สามารถใช้วิธีแบบ Ultimate Method ได้ ดังนั้น Harriott จึงได้คิดค้นวิธี Damped oscillation ขึ้นเพื่อใช้กับระบบแบบ Closed-loop ที่ใช้วิธี Ultimate Method ไม่ได้ วิธี Damped oscillation นั้นทำได้ดังนี้คือ

ปรับค่า gain K_u ของตัวควบคุม Proportional จนผลตอบสนองของระบบ closed-loop มีอัตราการเสื่อม 1/4 และวัดช่วง P (ดังแสดงในรูปที่ 3.2)

จากค่าของ P ทำให้สามารถหาค่าของ T_i และ T_d ได้ดังนี้

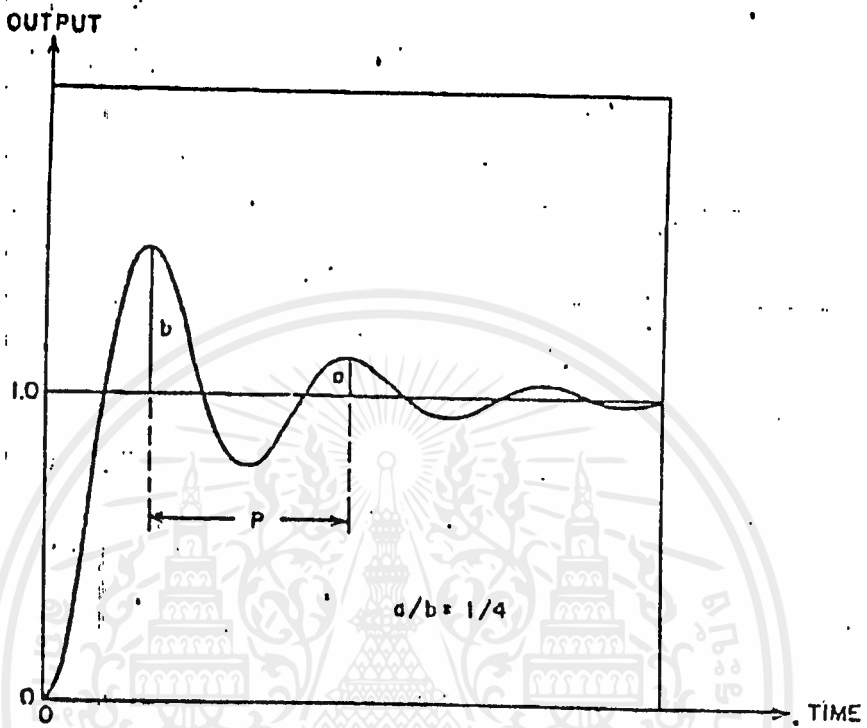
$$T_i = P/1.5$$

$$T_d = P/6$$



รูปที่ 3.1 ผลตอบสนองของระบบ closed-loop เพื่อใช้ในการหาค่าของ K_u และ P_u

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.2 ผลการตอบสนองของระบบที่มีอัตราการเสื่อม 1/4

เมื่อได้ค่าของ T_u และ T_s แล้วจะต้องทำการปรับค่า $gain K_u$ ของระบบ closed-loop ที่มีตัวควบคุมแบบ PID ใหม่จนกระทั่งผลตอบสนองของระบบมีอัตราการเสื่อม 1/4

ตารางที่ 3.1 สรุปถึงการกำหนดค่าต่างๆของตัวควบคุมแต่ละแบบ จากวิธีการการพิจารณาจากผลตอบสนองของระบบแบบ closed-loop

หมายเหตุ

- 1) ค่า K_u คือค่า $gain$ ที่ทำให้ผลตอบสนองของระบบ closed-loop ภายใต้การควบคุมแบบ Proportional เกิดการ Oscillate ต่อเนื่องกันไป
- 2) ค่า P_u และ P นั้นอ้างอิงตามรูปที่ 3.1 และ 3.2 ตามลำดับ

	ชนิดของตัวควบคุม	ค่าที่กำหนด
Ultimate Method (Ziegler-Nichols)	P	$K_p = 0.5 K_u$
	PI	$K_p = 0.45 K_u$ $T_i = P_u / 1.2$
	PD	$K_p = 0.6 K_u$ $T_d = 0.5 P_u$ $T_d = P_u / 8$
Damped Oscillation Method (Harriott)	PID	$K_p =$ ค่า gain ที่ทำให้ peak overshoot อันที่ สองต่อ peak overshoot อันแรกมีค่าเท่ากับ 1/4 $T_i = P / 1.5$ $T_d = P / 6$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

โครงสร้างของระบบ

จากที่ผ่านมานั้นจะกล่าวถึงทฤษฎีการทำงานที่ว่าด้วยระบบควบคุมและการวัดอุณหภูมิซึ่งเป็นส่วนสำคัญในการกำหนดระบบการทำงานที่จะสร้างขึ้น อันประกอบด้วย ส่วนระบบควบคุม , ส่วน interface และโครงสร้างของโปรแกรมที่ใช้ในส่วนควบคุมระบบ (รายละเอียดส่วนนี้จะนำไปกล่าวในบทถัดไป)

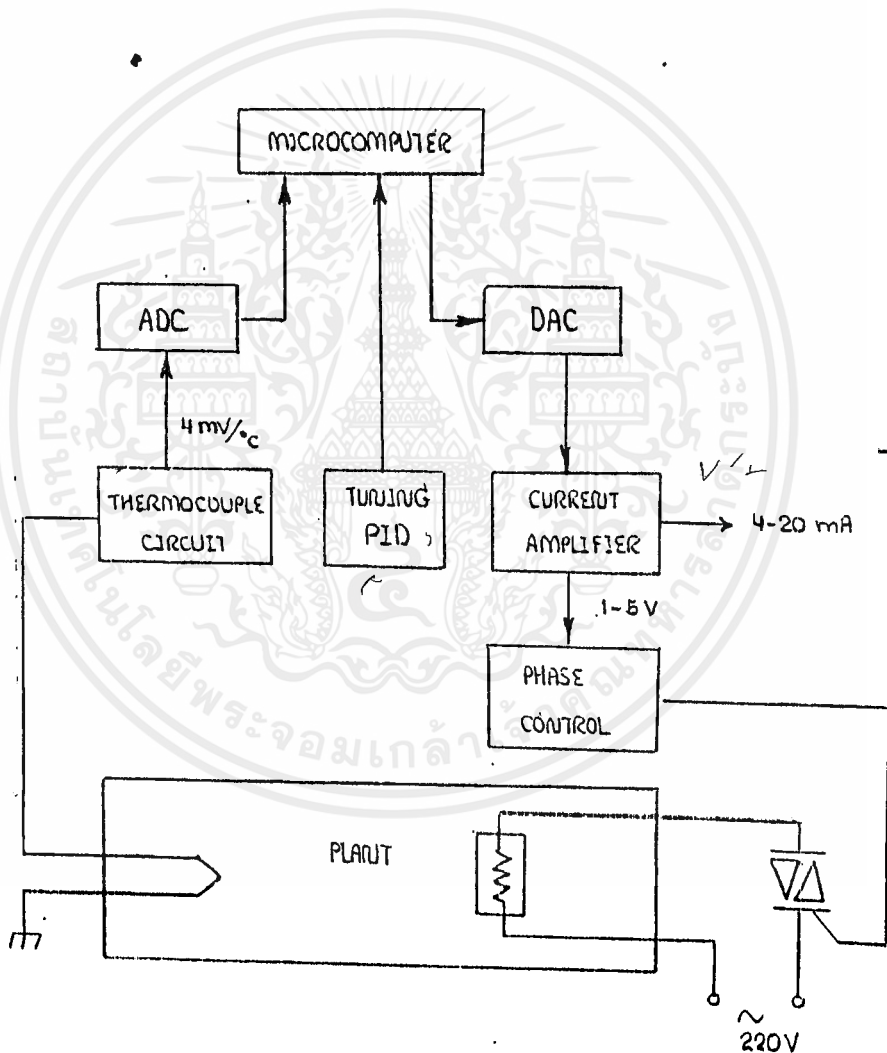
โครงสร้างในระบบต่างๆของ Temperature Measurement and PID Controller ได้กำหนดขึ้นจากความสามารถในการทำงานซึ่งอยู่ในขอบเขตของการทดลองศึกษาและงบประมาณที่มีโดยมีลักษณะการทำงานทั่วไปดังนี้

- ระบบควบคุมแบบ PID
- ควบคุมและแสดงค่าอุณหภูมิในช่วง 0-999.9c
- อินพุตเป็นแบบเทอร์โมคัปเปิล (thermocouple) ประเภท CA (Chromel Alumel) ชนิด K
- เอาท์พุตเป็น current loop 4-20 mA
- มีสัญญาณแสดงสถานะการทำงานของระบบ
- ควบคุม Triac โดยการใช้วงจร Phase Control

หลักการทำงานโดยทั่วไปของระบบซึ่งประกอบด้วยโครงสร้างส่วนควบคุมและ Interface สามารถพิจารณาได้จาก Block Diagram ในรูปที่ 4.1

ไมโครคอมพิวเตอร์ในระบบจะทำหน้าที่เปรียบเทียบหาค่าความคลาดเคลื่อนระหว่างค่าเอาท์พุตจริงของระบบกับค่าอ้างอิง (ค่าที่ต้องการ) จากนั้นจะสร้างสัญญาณควบคุมขึ้น เพื่อที่จะไปให้ค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าลดลงจนเป็นศูนย์หรือมีค่าน้อยที่สุด สัญญาณควบคุมที่สร้างขึ้นนี้จะเกิดขึ้นได้ด้วยการคำนวณภายในไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งจะเอาฟังก์ชันของ K_p , K_i , K_d (โดยการเซ็ทที่ตำแหน่ง PID), ค่าอินพุตอ้างอิง (setpoint), และค่าของเอาท์พุตจริงของระบบมาเกี่ยวข้อง แต่สัญญาณอินพุตและเอาท์พุตของตัวควบคุมเป็นข้อมูลแบบดิจิทัล ดังนั้นก่อนที่จะเอาสัญญาณควบคุมไปควบคุมส่วนชวบวณ

การจะต้องเปลี่ยนข้อมูลดิจิทัลให้เป็นสัญญาณอนาลอกก่อนจึงจะสามารถควบคุมขบวนการ
ได้ ในทำนองเดียวกัน ค่าเอาต์พุตจริงของระบบที่ป้อนกลับมาเป็นสัญญาณอินพุตของตัวควบคุม
จะต้องเปลี่ยนเป็นสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลก่อน แล้วจึงเอาไปเปรียบเทียบกับ
ค่าอินพุตอ้างอิง เพื่อหาค่าความคลาดเคลื่อนเพื่อที่จะสร้างสัญญาณควบคุมต่อไป



รูปที่ 4.1 block diagram แสดงโครงสร้างของระบบ

จากที่กล่าวมาข้างต้นสามารถสรุปการทำงานของระบบตาม block diagram ได้เป็น 2 ส่วนใหญ่ๆคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) ส่วนควบคุมระบบ มีหลักการทำงานสรุปได้ดังนี้

- การควบคุมการทำงานทางลอจิกของส่วนต่างๆของระบบ
- การคำนวณ
- ตรวจสอบข้อผิดพลาดจากการคำนวณ
- จัดการเกี่ยวกับการติดต่อกับผู้คุม
- ตรวจสอบสัญญาณที่วัดได้จากส่วนขบวนการ
- ส่วนสัญญาณควบคุมส่วนขบวนการ

2) ส่วน interface มีการทำงานสรุปได้ดังนี้

ส่วน Thermocouple interface

- วัดอุณหภูมิเป็นค่าสัญญาณไฟฟ้า
- ตั้งค่า PID
- เปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล

ส่วน Heater interface

- เปลี่ยนข้อมูลทางดิจิตอลเป็นสัญญาณทางอนาล็อก
- สร้างสัญญาณควบคุมให้เป็น Current loop 4-20 mA ซึ่งเป็นสัญญาณ

มาตรฐานของ Controller ทั่วไป

- ควบคุมอุณหภูมิ

ส่วนควบคุมระบบ ลักษณะของไมโครคอมพิวเตอร์ประกอบด้วย

- 8032AH เป็นไมโครคอมพิวเตอร์ในตระกูล MCS-51
- 8255 PPI
- หน่วยความจำ RAM ขนาด 2K-2732
- 6 Keyboards ประกอบด้วย

1) Mode Set (PID)

2) SP. Set (setpoint)

3) auto/manual set

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับอาจารย์ผู้สอนเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 4) lno key
- 5) dec key
- 6) shift key

- ตัวแสดงผล 7 Segments 8 หลัก ประกอบด้วย

- 1) แสดงอุณหภูมิ Process variable 3 หลัก
- 2) แสดงอุณหภูมิค่า Setpoint 3 หลัก
- 3) แสดงสถานะการทำงานของระบบ 2 หลัก

การทำงานในล้นควบคุมระบบ

8032AH เป็น Single ship microcomputer ที่มีความสำคัญมากในการทำงานของระบบไมโครคอมพิวเตอร์ ซึ่งเป็นตัวที่ทำหน้าที่คำนวณผลทางคณิตศาสตร์ ปฏิบัติการทางลอจิก และสร้างสัญญาณควบคุมต่างๆ ดังนั้นก่อนที่จะกล่าวถึงภายในระบบการทำงาน จะขอกกล่าวถึงโครงสร้างของ 8032AH Single ship microcontroller ของ Intel เสียก่อนดังนี้

MICROCONTROLLER MCS-51

ลักษณะทั่วไป

สร้างโดยใช้ CHMOS เทคโนโลยีและการทำงานด้วยแหล่งจ่ายไฟ 5 V เพียงแหล่งเดียว

ซีพียูมีขนาด 8 บิต

มีวงจรรอสซิลเลเตอร์ และวงจรมานานาชิป

ชุดแบงค์ (BANK) รีจิสเตอร์มี 4 ชุด แต่ละชุดมีรีจิสเตอร์ 8 ตัว

มีตัวจับเวลา/ตัวนับ ขนาด 16 บิต 2 ชุด และสำหรับเบอร์ 8032/8052 มี 3 ชุด

มีพอร์ทไอโอแบบขนานสองทิศทางจำนวน 4 พอร์ท พอร์ทละ 8 บิต รวมทั้งหมด

เป็น 32 เส้น แต่จะเหลือเพียง 16 เส้น สำหรับเบอร์ 8031 อีก 16 เส้น ใช้ในการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

เข้าถึงทางแอดเดรสและข้อมูล

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

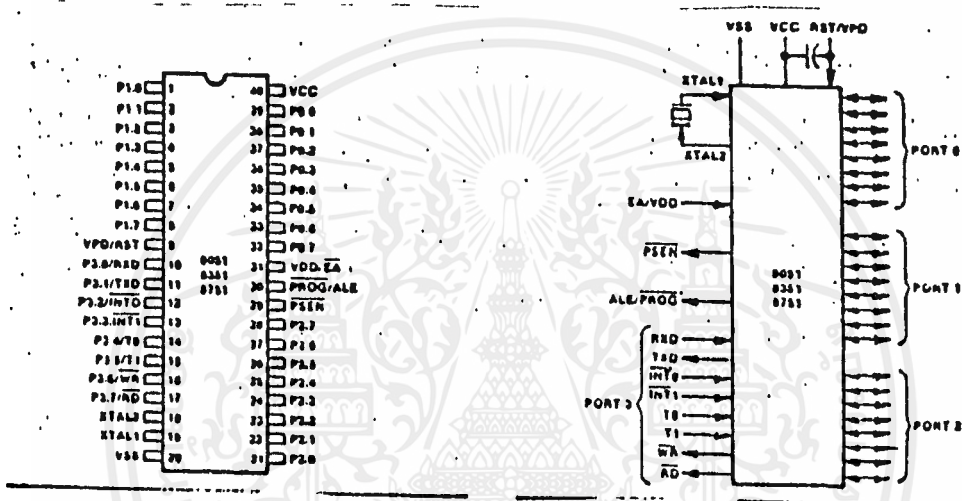
พอร์ตแบบอนุกรมสามารถโปรแกรมการรับส่งแบบ Full Duplex ที่ความเร็วสูง
 หนึ่งวัฏจักรคำสั่งจะใช้เวลา 1 ไมโครวินาที ด้วยการไครสตัล 12 MHz
 แอดเดรสข้อมูลภายนอกได้ 16 กิโลไบต์
 แอดเดรสโปรแกรมภายนอกได้ 16 กิโลไบต์
 สามารถกำหนดเลขที่อยู่ขนาดไบต์หรือบิตได้โดยตรง
 มีซอฟต์แวร์แฟล็กสำหรับผู้ใช้ที่จะกำหนดเองได้ถึง 128 ตำแหน่งบิต
 โครงสร้างอินเตอร์รัพท์ทำได้ 5 แห่่ง และ 6 แห่่ง สำหรับ 8032/8052
 พร้อมด้วยการจัดไพรอริตี (Priority) ได้ 2 ระดับ
 ตัวโปรเซสเซอร์ (Processor) สามารถใช้งานแบบบูลีน (boolean) ได้
 เหมาะสำหรับการใช้งานควบคุม
 มีคำสั่งคูณ และหารทางฮาร์ดแวร์ทำได้ภายใน 4 ไมโครวินาที
 ตัวเลขทางคณิตศาสตร์ ใช้ได้ทั้งแบบไบนารี (binary) และเดซิมีอล (Decimal)
 การใช้พื้นที่สแต็กสำหรับโปรแกรมย่อยต่างๆ ทำได้ง่ายและกว้าง
 ตระกูล MCS-51 จะมีทั้งแบบมี ROM ในตัว หรือไม่มี ROM หรือมี EPROM บนชิปเดียวกัน
 และจะมีตำแหน่งขาที่เหมือนกัน ตารางที่ 4.1 แสดงถึงรายละเอียดของเบอร์ต่างๆ ใน
 ตระกูล MCS-51 และรูปที่ 4.2 แสดงการจัดขาตามลักษณะภายนอกของชิป

เบอร์	หน่วยความจำภายใน		ตัวตั้งเวลา/ ตัวนับจำนวน	อินเตอร์รัพต์
	โปรแกรม	ข้อมูล		
8052 AH	8K x 8 ROM	256 x 8 RAM	3 x 16 BIT	6
8051 AH	4K x 8 ROM	128 x 8 RAM	2 x 16 BIT	5
8051	4K x 8 ROM	128 x 8 RAM	2 x 16 BIT	5
8032 AH	ไม่มี ROM	256 x 8 RAM	3 x 16 BIT	6
8031 AH	ไม่มี ROM	128 x 8 RAM	2 x 16 BIT	5
8031	ไม่มี ROM	128 x 8 RAM	2 x 16 BIT	5
8751 H	4K x 8 EPROM	128 x 8 RAM	2 x 16 BIT	5
8751 H-12	4K x 8 EPROM	128 x 8 RAM	2 x 16 BIT	5

ตารางที่ 1 รายละเอียดของตระกูล MCS-51

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1



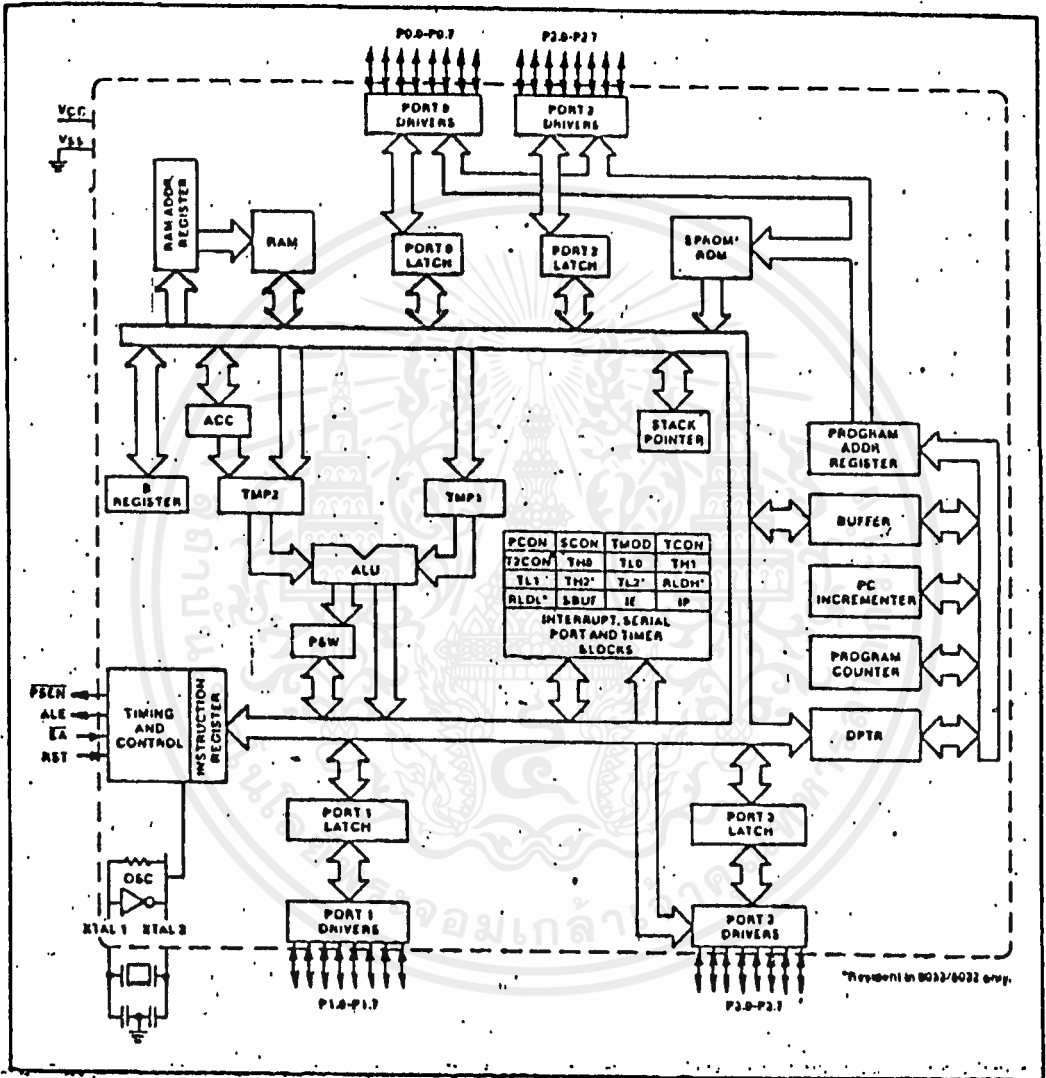
รูปที่ 4.2

การจัดการทางสถาปัตยกรรม

รูปที่ 4.3 แสดงถึงบล็อกไดอะแกรมที่แบ่งตามลักษณะงานในการจัดการภายในของ MCS-51 โดยซิงเกิลชิป (single chip) แต่ละตัวของตระกูลนี้ จะประกอบด้วยหน่วยประมวลผลกลาง (Central Processing Unit) หน่วยความจำ (Memory Unit) สองชนิด คือ แบบ RAM กับ ROM หรือ EPROM พอร์ตอินพุต เอาท์พุท ไทม์ริจิสเตอร์ สถานะและข้อมูล ส่วนวงจรตรรกในการ RANDOM ที่จำเป็นสำหรับตัวแปรของฟังก์ชันการต่อวงจร ส่วนต่างๆ ที่กล่าวนี้ จะติดต่อกันด้วยบัสข้อมูล (Data Bus) ขนาด 8 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า และจะมีป้เพื่อสำหรับการติดต่อข้อมูลกับภายนอกผ่านพอร์ตอินพุต เอาท์พุท เมื่อต้องการไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขยายหน่วยความจำ หรือพอร์ตอินพุต เอาท์พุท



รูปที่ 4.3

แอกคิวมิวเลเตอร์ (Accumulator : ACC)

MCS-51 ใช้ ACC ที่มีขนาด 8 บิต เป็นแอกคิวมิวเลเตอร์หลัก คำสั่งส่วนใหญ่จะอ้างถึงตัวรีจิสเตอร์นี้ โดยถือค่าภายในเป็นตัวตั้ง และรับค่าผลลัพธ์ที่ได้จากคำสั่งทางคณิตศาสตร์ เช่น บวก ลบ คูณ หาร เข้ามาเก็บไว้ ตัว ACC ยังสามารถใช้เป็นตัวแหล่งกระทำหรือถูกกระทำในการทำงานทางตรรก และใช้เป็นตัวกลางในการถ่ายเทข้อมูลในไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มาไปใช้

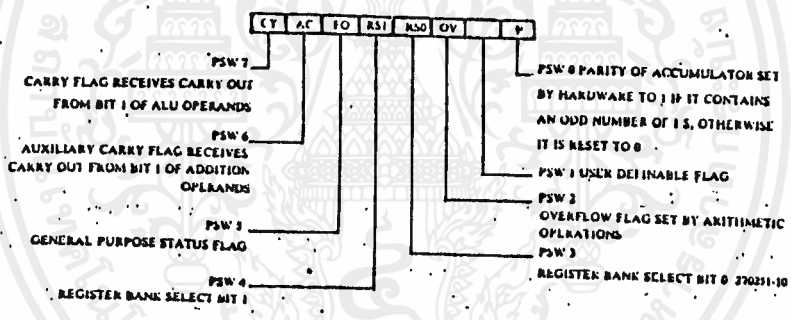
การติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอกไอโอ และหน่วยความจำภายนอก รวมถึงการตรวจสอบตารางข้อมูล

รีจิสเตอร์ B

เป็นรีจิสเตอร์พิเศษที่ใช้งานสำหรับคำสั่งของการคูณและหาร โดยใช้เป็นที่เก็บตัวคูณหรือตัวหาร และเป็นที่เก็บผลลัพธ์ตัวที่สองหลังการคูณ และเศษหลังการหาร

รีจิสเตอร์คำแสดงสถานะโปรแกรม (Program Status Word : PSW)

รีจิสเตอร์ PSW เป็นรีจิสเตอร์ที่แสดงผลที่ได้หลังจากการใช้คำสั่งต่างๆ และใช้เป็นตัวเลือกกลุ่มการทำงานของรีจิสเตอร์กลุ่มต่างๆ ซึ่งมีรายละเอียดดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4

ตัวชี้สแต็ก (Stack Pointer : SP)

MCS-51 จะรวมเอาสแต็กทางฮาร์ดแวร์ที่ใช้ RAM ภายในสำหรับการเชื่อมต่อระหว่างโปรแกรมหลัก สแต็กการผ่านพารามิเตอร์ระหว่างงานในแต่ละส่วนโปรแกรม และสแต็กเก็บตัวแปรข้อมูลชั่วคราว หรือสแต็กการเก็บสถานะระหว่างการบริการงานอินเตอร์รัพท์ไว้ภายในชิป โดยที่ SP จะมีขนาด 8 บิต จะเพิ่มค่าขึ้นโดยอัตโนมัติก่อนที่ข้อมูลจะนำมาเก็บในหน่วยความจำระหว่างการใช้อคำสั่ง PUSH และ CALL และจะลดค่าของ SP ลงหลังจากที่ได้ถ่ายเทข้อมูลออกไปแล้วในคำสั่ง POP และ RET โดยทฤษฎีทางสถาปัตยกรรม MCS-51 สามารถใช้สแต็กให้มีเนื้อที่ถึง 128 ไบต์ แต่ในทางปฏิบัติสำหรับโปรแกรมทั่ว ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไป และใช้น้อยกว่านี้ SP จะเริ่มที่ตำแหน่ง 07H ดังนั้น สแต็กจะเริ่มบรรจข้อมูลที่ตำแหน่งไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกร้นำไปใช้

08H MCS-51 สามารถเปลี่ยนค่าใน SP ได้ ซึ่งจะเป็นการเปลี่ยนตำแหน่งสแต็กไปยังที่ใดๆ ของ RAM ภายในชิป

ตัวชี้ข้อมูล (Data Pointer : DPTR)

DPTR รีจิสเตอร์ขนาด 16 บิต ที่ประกอบด้วยไบท์สูง (DPH) และไบท์ต่ำ (DPL) ที่เราสามารถเลือกแบ่งออกเป็น รีจิสเตอร์ 8 บิตสองตัวที่ใช้ได้อย่างอิสระ หรือจะใช้รวมกันทั้ง 16 บิตก็ได้ ในการ Increment หรือ Decrement เพื่อประโยชน์ในการใช้เป็นฐานของเลขที่อยู่ในรีจิสเตอร์ในการกระโดดโดยทางอ้อม ในการใช้คำสั่งเกี่ยวกับตารางข้อมูลและชี้ตำแหน่งของหน่วยความจำภายนอก

พอร์ท 0 ถึง 3

รีจิสเตอร์ P0, P1, P2 และ P3 ของกลุ่มรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ (Special Function Register : SFR) จะเป็นตัวรีจิสเตอร์ที่แลทช์ (Latch) ค่าของพอร์ท 0, 1, 2 และ 3 ตามลำดับ ในขณะที่ใช้งาน

บัฟเฟอร์ข้อมูลอนุกรม (Serial Data Buffer : SBUF)

บัฟเฟอร์ข้อมูลอนุกรมแบ่งออกเป็นรีจิสเตอร์สองตัว ตัวหนึ่งเป็นบัฟเฟอร์การส่ง และอีกตัวเป็นบัฟเฟอร์การรับ เมื่อข้อมูลถ่ายเทเข้า SBUF มันจะถ่ายเข้าบัฟเฟอร์ส่งซึ่งเป็นตัวจัดการส่งข้อมูลอนุกรม วิธีการเคลื่อนย้ายเข้า SBUF ขึ้นอยู่กับการเริ่มแรก (Initial) การส่งเมื่อข้อมูลย้ายออกจาก SBUF จะเป็นการรับข้อมูลจากบัฟเฟอร์ตัวรับ

รีจิสเตอร์ CAPTURE

ไอซีเบอร์ 8032/8052 จะมีรีจิสเตอร์ (RCAP2H, RCAP2L) เพิ่มเติมเป็นรีจิสเตอร์เค็ปเจอร์สำหรับตัวจับเวลาหมายเลข 2 ในโหมดการใช้งานของรีจิสเตอร์คู่นี้จะรับการเปลี่ยนแปลงที่เข้ามาที่ขา T2EX คู่ TH2 และ TL2 จะลอกข้อมูลเข้าไปในรีจิสเตอร์คู่อีก RCAP2H และ RCAP2L ด้วยการใช้ตัวจับเวลา จะมีโหมดการบรรจุอัตโนมัติขนาด 16 บิต

รีจิสเตอร์ควบคุม (Control Register)

กลุ่ม SFR ที่เป็น IP, IE, TMOD, TCON, T2CON, SCON และ PCON จะประกอบด้วยบิตที่ใช้ในการควบคุม และแสดงสถานะของการทำงานในระบบอินเทอร์รัพท์ ตัวจับไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวลา/ตัวนับ และพอร์ทอณุกรม อธิบายได้ดังตารางที่ 4.2

		ตำแหน่ง
ACC	แอกคิวมูเลเตอร์	0E0H
B	B รีจิสเตอร์	0F0H
PSW	Program Status Word	0D0H
SP	Stack Pointer	081H
DPTR	ตัวชี้ข้อมูลประกอบด้วย DPH และ DPL	083H 082H
P0	พอร์ท 0	080H
P1	พอร์ท 1	090H
P2	พอร์ท 2	0A0H
P3	พอร์ท 3	0B0H
IP	ตัวควบคุมการอินเตอร์รัพท์ตามลำดับ	0B8H
IE	ตัวควบคุมการอินเตอร์รัพท์อื่นาเป็นัล	0A8H
TMOD	ตัวควบคุมการเลือกโหมดตัวจับเวลา/ตัวนับ	089H
T2CON	ตัวควบคุมตัวจับเวลา/ตัวนับ 2	088H
TCON	ตัวควบคุมตัวจับเวลา/ตัวนับ	0C8H
TH0	รีจิสเตอร์ตัวจับเวลา/ตัวนับ 0 (ไบต์สูง)	08CH
TL0	รีจิสเตอร์ตัวจับเวลา/ตัวนับ 0 (ไบต์ต่ำ)	08AH
TH1	รีจิสเตอร์ตัวจับเวลา/ตัวนับ 1 (ไบต์สูง)	08DH
TL1	รีจิสเตอร์ตัวจับเวลา/ตัวนับ 1 (ไบต์ต่ำ)	08BH
TH2	รีจิสเตอร์ตัวจับเวลา/ตัวนับ 2 (ไบต์สูง)	0CDH
TL2	รีจิสเตอร์ตัวจับเวลา/ตัวนับ 2 (ไบต์ต่ำ)	0CCH
RLDH	รีจิสเตอร์ตัวจับเวลา/ตัวนับ 2 ประจุใหม่อัตโนมัติ (ไบต์สูง)	0CBH
RLDL	รีจิสเตอร์ตัวจับเวลา/ตัวนับ 2 ประจุใหม่อัตโนมัติ (ไบต์ต่ำ)	0CAH

SCON	ควบคุมการส่งข้อมูลอนุกรม	098H
SBUF	บัฟเฟอร์ข้อมูลการส่งอนุกรม	099H
PCON	ควบคุมการใช้พลังงาน (Power)	097H

การจัดการหน่วยความจำ

MCS-51 จะแยกแอดเดรสสำหรับหน่วยความจำของโปรแกรม และหน่วยความจำของข้อมูลออกจากกัน หน่วยความจำของโปรแกรมขยายได้ถึง 64 กิโลไบต์ และจำนวนไบต์ต่ำ 4 กิโลไบต์จะอยู่ใน 8051 หน่วยความจำของข้อมูลมี 128 ไบต์ (256 ไบต์สำหรับ 8032/8052) บนชิปและอีก 128 ไบต์ใช้สำหรับรีจิสเตอร์ฟังก์ชันพิเศษ (Special Function Register : SFR) และหน่วยความจำข้อมูลภายนอกอีก 64 กิโลไบต์

ในส่วนระบบการควบคุมอาศัยโครงสร้างของ 8032AH ที่มีความเหมาะสมกับระบบ Controller ทำให้โครงสร้างของระบบมีขนาดเล็กลง ดังแสดงได้ดังรูปที่ 1 ในภาคผนวก จะเห็นว่าประกอบไปด้วย 8032AH , 2732 ซึ่งเป็นหน่วยความจำในระบบที่เก็บโปรแกรมในการทำงานของระบบ (Monitor program) นอกจากนี้ยังมี IC 74LS373 D F/F มาใช้ในการ latch ข้อมูลและแอดเดรสที่เกิดจากการ multiplex data ของ 8032AH

สำหรับ port ต่างๆภายในโครงสร้างของระบบที่ใช้ประกอบขึ้นจาก PPI 8255, port ภายในของ 8032AH (P1) และ 74LS373, 74LS245 มาช่วยเป็น I/O ให้กับ P1 ของ 8032AH โดยอาศัยการควบคุมจากสัญญาณจาก PA ของ 8255 จากรูปที่ 1 ในภาคผนวกจะพิจารณาแบ่งการใช้งานของ Port ต่างๆได้ดังนี้

: 8255 PPI ขาสัญญาณต่างๆแสดงดังรูปที่ 1 ในภาคผนวก

8255 PPI มีการใช้งานของ Port อยู่สามชุด ซึ่งแบ่งการใช้งานออกได้ดังนี้

- PA0-PA4 ใช้ในการส่งสัญญาณควบคุมให้กับระบบโครงสร้าง เช่น ควบคุมการทำงาน

ของภาค A/D Converter ในการส่งข้อมูลให้กับ CPU , ควบคุมการรับ

และ latch ข้อมูลของ 74LS373 , 74LS245 ในการรับส่งข้อมูลให้กับภาค A/D, D/A

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- PB0-PB7, PC0-PC2, PC4-PC5 โดย PB ถูกจัดให้เป็นเอาต์พุต Port ในการส่งข้อมูลให้กับภาค Display และ PC0-PC2 ก็ถูกจัดให้เป็นเอาต์พุต Port ในการสแกนคีย์บอร์ดและส่วนแสดงผล(Display) , PC4-PC5 ถูกจัดให้เป็นอินพุต Port ในการรับข้อมูลที่เกิดจากการกดคีย์บอร์ด

: ส่วน Port 1 ของ 8032AH จะถูกจัดให้มีลักษณะดังนี้

- P1 ของ 8032AH เป็น I/O Port โดยอาศัยการทำงานร่วมกับ 74LS373, 74LS245 ซึ่ง IC 74LS373 ใช้ในการ latch ข้อมูลให้กับภาค D/A Converter เพื่อใช้ในการควบคุมภาค PID Controller ส่วน IC 74LS245 ให้เป็นบัฟเฟอร์ในการรับข้อมูลจากภาค A/D Converter เพื่อส่งให้กับภาคประมวลผลใน CPU ของ 8032AH ในการคำนวณหาค่าอุณหภูมิจากภายนอก

การทำงานของส่วน Interface แยกออกได้เป็น 2 ส่วนดังนี้

- 1) ส่วนเทอร์โมคัปเปิ้ล
- 2) ส่วน Heater

ส่วนเทอร์โมคัปเปิ้ล ประกอบด้วย

- 1) วงจรขยายสัญญาณจากเทอร์โมคัปเปิ้ล
- 2) วงจรแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิตอลขนาด 12 บิต
- 3) วงจรขยายสัญญาณ

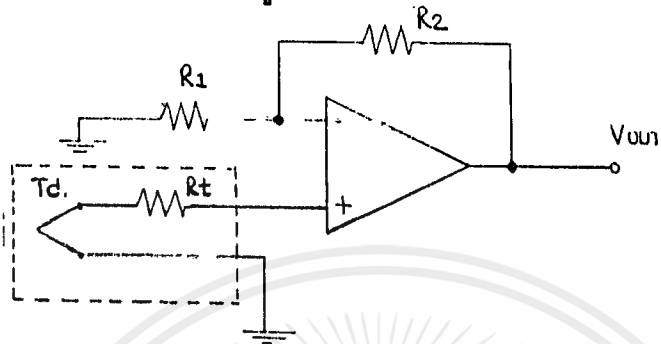
รายละเอียดของวงจรแสดงดังรูปที่ 2 และรูปที่ 3 ในภาคผนวก

วงจรขยายสัญญาณจากเทอร์โมคัปเปิ้ล

อุณหภูมิในส่วนของการกระบวนการ (Process) จะถูกวัดอุณหภูมิด้วยเทอร์โมคัปเปิ้ล ชนิด K (Chromel-Alumel) ซึ่งจะให้สัญญาณไฟฟ้า ขนาด $40.8 \mu\text{V}/\text{องศา C}$ โดยจะถูกขยายสัญญาณออกด้วยวงจรขยายสัญญาณเทอร์โมคัปเปิ้ล ให้ได้เอาต์พุต $10 \text{ mV}/\text{องศา C}$ ซึ่งในวงจรขยายสัญญาณนี้จะประกอบไปด้วย Operational amplifier ต่อในลักษณะ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Non-inverting amplifier ดังรูปที่ 4.1



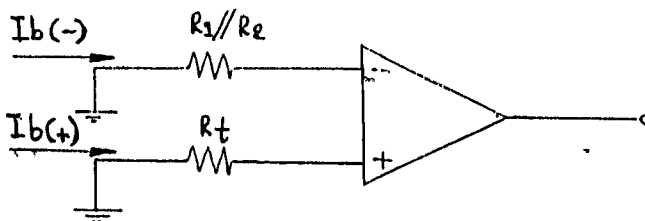
รูปที่ 4.1 วงจรขยายสัญญาณแบบ Non-inverting amplifier

การคำนวณค่าอัตราขยายเป็นไปตามสมการที่ 1

$$\begin{aligned} \text{อัตราขยาย} &= V_{out}/V_{in} = (R_2/R_1)+1 \dots\dots\dots(1) \\ &= 10/(40.8 \times 10^{-3}) \\ &= 245 = (R_2/R_1)+1 \end{aligned}$$

ดังนั้น $R_2 = 244 * R_1$

จากรูปที่ 4.1 R_t เป็นความต้านทานรวมของเทอร์โมคัปเปิ้ล Type K ซึ่งมีค่าประมาณ 422 โอห์ม ซึ่งเป็นความต้านทานขาเข้าที่มองจากขั้ว non-inverting ของออปแอมป์ ส่วนความต้านทานขาเข้าที่มองจากขั้ว inverting ของออปแอมป์ มีค่าเท่ากับ R_1/R_2 ในทางอุดมคตินั้น ความแตกต่างของศักดาไฟฟ้าที่ขั้วอินพุตทั้งสองของออปแอมป์จะเป็นศูนย์ โวลท์ที่พิจารณารูป 4.2 $I_b(-)$ และ $I_b(+)$ เป็นกระแสไบอัส differential input ภายใน จะได้ความสัมพันธ์สมการความแตกต่างของศักดาอินพุตออปแอมป์ ดังนี้



$$\begin{aligned} [I_b(+)]R_t - [I_b(-)]R_1/R_2 &= 0 \\ I_b(+)]R_t &= I_b(-)]R_1/R_2 \\ R_t &= R_1/R_2 \end{aligned}$$

เนื่องจาก $R_2 \gg R_1$ จะได้ $R_t = R_1$

$$R_1 = 422 \text{ โอห์ม}$$

จาก $R_2 = 244 R_1$ $R_2 = 102.968 \text{ กิโลโอห์ม}$

ในการใช้งานเทอร์โมคัปเปิ้ลนั้น ปกติจะให้ปลายข้างหนึ่งต่อไว้กับที่เย็นเป็นตัวเปรียบเทียบส่วนใหญ่แล้วจะใช้อ่างน้ำแข็งที่ 0 องศา C แทนที่จะใช้อ่างน้ำแข็งก็จะเป็นการสะดวกกว่าถ้าใช้เทคนิคที่รู้จักกันในนามของ "cold junction compensator" แรงดันที่ชดเชยจะรวมเข้ากับเอาท์พุทจากเทอร์โมคัปเปิ้ล ดังนั้นความต่างศักย์ของรอยต่ออ้างอิงจะดูเหมือนอยู่ที่ 0 องศา C แม้ว่าจริงๆ แล้วจะอยู่ที่อุณหภูมิอื่น แรงดันที่เพิ่มขึ้นมานั้นสามารถให้แปรโดยตรงกับอุณหภูมิเป็นเชิงเส้นและยังลดลงเป็นศูนย์โวลท์ที่อุณหภูมิศูนย์องศาสัมบูรณ์ วงจรที่มีการชดเชยการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิห้อง แสดงดังรูปที่ 4.3

คุณสมบัติที่สำคัญของ LM 335 มีดังนี้

LM 335 A Precision Temperature

Output	+10 mV/ องศา C จาก absolute
Output Voltage	2.93-3.04 Volts (at 1 mV)
Operating current	400-500 uA
Dynamic Impedance	น้อยกว่า 1 โอห์ม
Temperature Range	0-100 องศา C
Break Down	มากกว่า 0.5 mA
Nonlinear	0.3-1.5

จากคุณสมบัติของ LM 335 มีข้อมูลที่น่าสนใจอยู่ 2 อย่างคือ เอาท์พุทเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิด้วยค่า +10 mV/ องศา C จาก Absolute และมีการใช้งานได้ตั้งแต่ 0-100 องศา C ซึ่งครอบคลุมอุณหภูมิห้องอย่างเพียงพอ เราจะใช้ LM 335 สร้างค่า V_1 เพื่อชดเชยอุณหภูมิห้องและสามารถเปลี่ยนค่าไปตามการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิห้อง ได้ด้วยค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

+10 mV/องศา C เท่ากันอยู่แล้ว และ V_1 นี้ป้อนเข้าสู่วงจรวางด้วยลักษณะวงจรแบบ inverting amplifier ดังนั้น จึงได้ gain ที่จะขยาย V_1 เป็น $-R_2/R_3$ และต้องมีค่าเท่ากับ -1 เพราะเราต้องการเอาท์พุทของ V_1 ที่เอาท์พุทของตัวขยายมีขนาดเท่ากับอินพุทของตัวขยาย แต่มีขั้วตรงข้าม

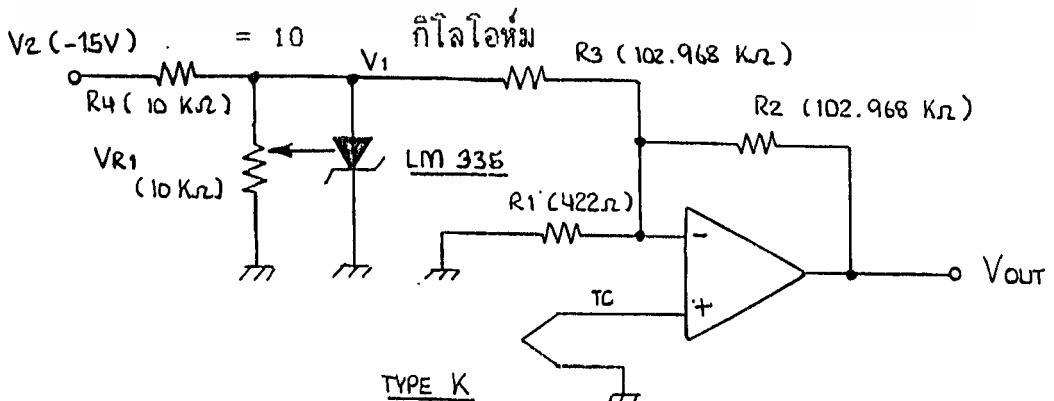
ดังนั้น $R_3 = R_2 = 102.968$ กิโลโอห์ม

ที่อุณหภูมิห้องประมาณ 25 องศา C จะได้ V_1 ประมาณ

$$\begin{aligned} V_1 &= [10 \text{ mV(absolute)}] * [25 \text{ องศา C} - (-273 \text{ องศา C})] \\ &= 10 * (25+273) \text{ mV} \\ &= 2.98 \text{ Volts} \end{aligned}$$

จะเห็นได้ว่า ระดับแรงเคลื่อนไฟฟ้าของ V_1 ในขณะนี้มีค่า 2.98 Volts ซึ่งถ้าเทียบกับที่ต้องไปหักล้างกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าของเทอร์โมคัปเปิ้ลที่ต้องการเพียง 250 mV (10 mV/องศา C ที่ 25 องศา C) แล้วจะพบว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าของ V_1 ขณะนี้มีค่าเกินมารวมอยู่ถึง $2.98 - 0.25 = 2.73$ Volts และจะต้องกำจัดค่าผิดพลาดนี้ตั้งจะกล่าวต่อไป จากรูปที่ 4.3 ต้องการให้ LM 335 ทำงานที่กระแสผ่านประมาณ 400-500uA ดังนั้นจึงกำหนดให้กระแสผ่าน R_4 ประมาณ 1.2 mA ซึ่งเพียงพอที่จะป้อนให้ LM 335 ค่าของ R_4 หาได้จาก

$$\begin{aligned} R_4 &= (V_2 - V_1) / 1.2 \text{ mA} \\ &= (15 - 3) / 1.2 \text{ (V/mA)} \end{aligned}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 4.3 วงจรวางขยายสัญญาณที่มีการชดเชยการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิห้อง ในการคำนวณค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ VR1 ค่า 10 กิโลโอห์มจะสามารถปรับช่วงศักดาการทำงานของ Lm 335 ในช่วงระหว่าง 2.92 - 3.04 โวลต์ ซึ่งจะตั้งค่า V1 ให้เท่ากับ 2.98 Volts ที่ 25 องศา C ได้

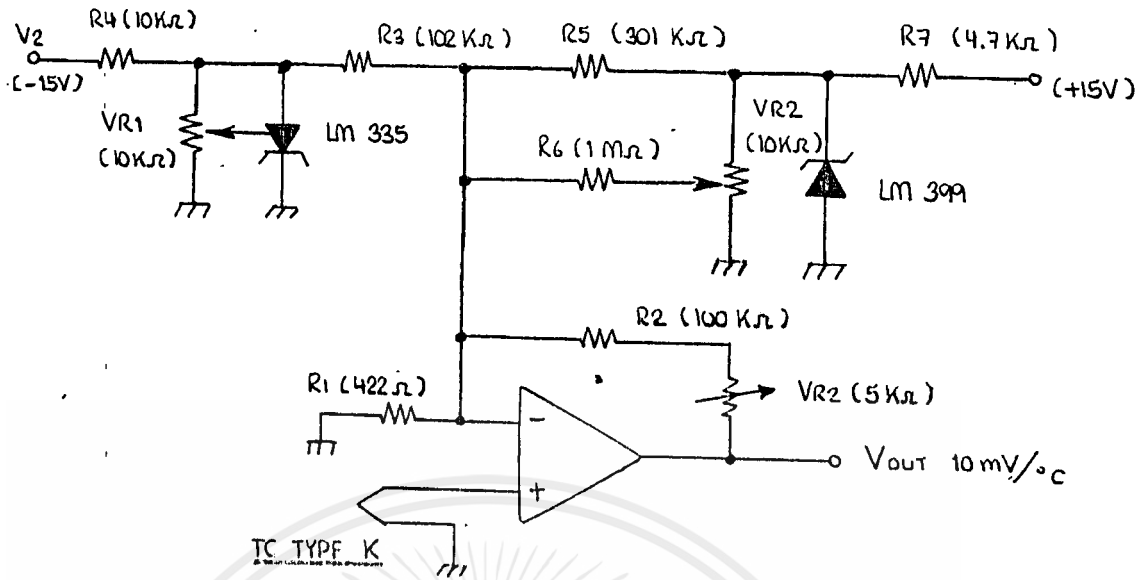
ในทางปฏิบัติแล้วออปแอมป์จะเกิดออฟเซ็ท Voltage ภายใน และขยายออกมาที่เอาต์พุตด้วย ในการกำจัดออฟเซ็ท Voltage จะต้องป้อนแรงเคลื่อนไฟฟ้าเข้าที่ inverting input ในขณะเดียวกันก็จะสามารถแก้ค่าแรงดันไฟฟ้าที่เกินมาจาก V1 ได้ด้วยโดยเราจะได้ค่า error ที่ V0 คือ

$$V_{out}(\text{error}) = 2.73 \text{ Volts} + \text{Offset ของออปแอมป์}$$

แต่ offset ของออปแอมป์มีค่าต่ำเมื่อเทียบกับค่า 2.73 Volts ดังนั้น การคำนวณหาการแก้ error จึงสามารถละค่าออฟเซ็ทนี้ไปได้

การแก้ค่า error ในที่นี้ใช้ LM 399 ซึ่ง Precision reference diode ขนาดแรงเคลื่อน 6.9 Volts เป็นตัวรักษาระดับแรงดัน V3 มีคุณสมบัติของอัตราการเปลี่ยนแปลงเอาต์พุตต่ออุณหภูมิต่ำมากประมาณ 0.001%/องศา C หรือ 0.069 mV/องศา C เท่านั้น โดยมีค่า R5, R6 และ VR2 กำหนดค่า V3 ในช่วง 2.42 ~ 3.44 V จะได้ V0 ออกมาในช่วง -2.42 ~ -3.44 Volts ซึ่งอยู่ในช่วงที่จะหักค่า Vout (error) 2.73 Volts ได้ สำหรับ R7 จะกำหนดการทำงานของ LM 399 ที่ 1.7 mA (ค่า break down ที่ > 1 mA) สำหรับ R2 นั้นค่า 102.968 กิโลโอห์ม หาไม่ได้จึงใช้วิธีเปลี่ยน R2 เป็น 100 กิโลโอห์ม อนุกรมกับ VR3 ค่า 5 กิโลโอห์มแทน และ R3 ก็เช่นกันทำให้เหมือนค่า R2

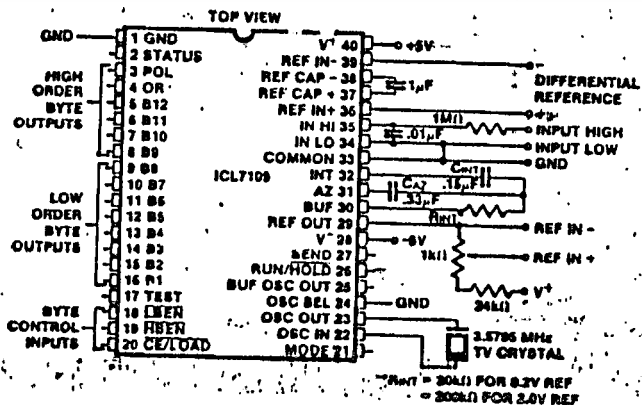
วงจรมบรูณ์ของวงจรถยายสัญญาณจากเทอร์โมคัปเปิ้ลที่ให้เอาต์พุต 10 mV/องศา C ตลอดช่วง 0 - 999 องศา C แสดงในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 วงจรขยายสัญญาณจากเทอร์โมคัปเปิ้ลที่ให้เอาต์พุต 0--9.99 v ตลอดช่วงการทำงาน 0 - 999 องศา C

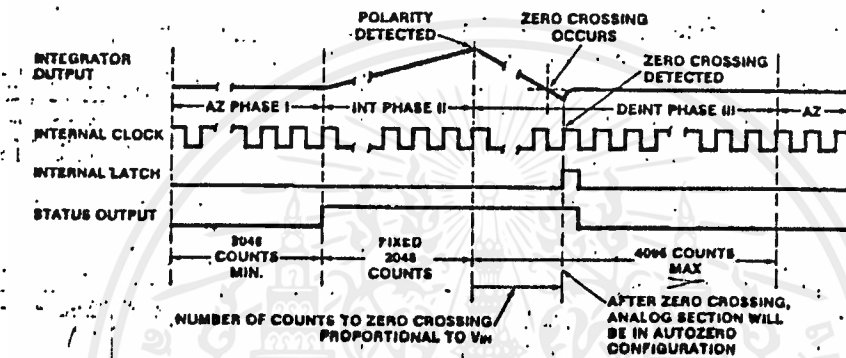
วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นสัญญาณดิจิตอลขนาด 12 บิต (ADC 12 BIT)

การแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอลได้นำมาใช้ในวงจรภาคแรกเพื่อทำการแปลงสัญญาณอินพุตที่อยู่ในรูปสัญญาณไฟฟ้า 4 mV/°C ไปเป็นสัญญาณดิจิตอล เพื่อที่จัดรูปสัญญาณส่งเข้าไปประมวลผลใน CPU ในโครงงานนี้ได้เลือกใช้ ADC สำเร็จรูปของบริษัท INTERSIL เบอร์ ICL 7109 ซึ่งเป็น ADC ขนาด 12 BIT ใช้หลักการ DUAL SLOPE INTEGRATING มีการต่อใช้งานสะดวก เพราะอุปกรณ์ที่ใช้ต่อร่วมมีเพียงไม่กี่ตัวและส่วนใหญ่จะเป็นค่าที่กำหนดไว้แล้ว จะมีต้องคำนวณ เพียงค่ารีซิสเตอร์ และค่าคาปาซิเตอร์ ที่ใช้ในส่วนของวงจร INTEGRATOR รูปที่ 4.5 แสดงรูปร่างลักษณะของ ICL 7109 และอุปกรณ์ที่ต่อร่วม



รูปที่ 4.5 แสดงรูปร่างลักษณะของ ICL 7109 และอุปกรณ์ที่ต่อร่วม

ICL 7109 นี้ให้แหล่งจ่ายทั้งบวกและลบ โดยไฟบวกใช้ได้สูงสุด 6.2 v และไฟลบใช้ได้สูงสุด -9 v ในโครงงานนี้ให้แหล่งจ่าย บวก-ลบ 5 v ซึ่งขนาดของแหล่งจ่ายจะมีผลต่อ PEAK ของสัญญาณ INTEGRATOR ในช่วงของการแปลงข้อมูล ซึ่งเมื่อใช้ไฟ บวก-ลบ 5 v ค่า PEAK ของสัญญาณ อินทิเกรเตอร์จะมีค่าสูงสุดเพียง 4.096 v (ถ้าใช้แหล่งจ่ายไฟเพิ่มขึ้นก็จะให้ PEAK สูงขึ้นด้วย) ลักษณะการแปลงข้อมูลดังรูปที่ 4.6



รูปที่ 4.6 แสดง TIMING ของการแปลงเมื่อขา (RUN/HOLD) เป็น HIGH

สัญญาณ REFERENCE ของ ICL 7109 นี้ถูกกำหนดให้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าสูงสุดของสัญญาณ INTEGRATOR ดังนั้น REFERENCE จึงเป็น 2.048 v โดยจะใช้ REFERENT จากภายนอกหรือเอาจากตัว IC เลขก็ได้ดังในรูปที่ 4.5

ลักษณะภายในของ ICL 7109 ได้แบ่งการทำงานออกเป็นสองส่วนคือส่วนของ ANALOG และส่วนของ DIGITAL ดังแสดงในรูปที่ 4.7 และ 4.8

ค่าอุปกรณ์ที่ต้องมีการคำนวณคือ

1) INTEGRATING RESISTOR

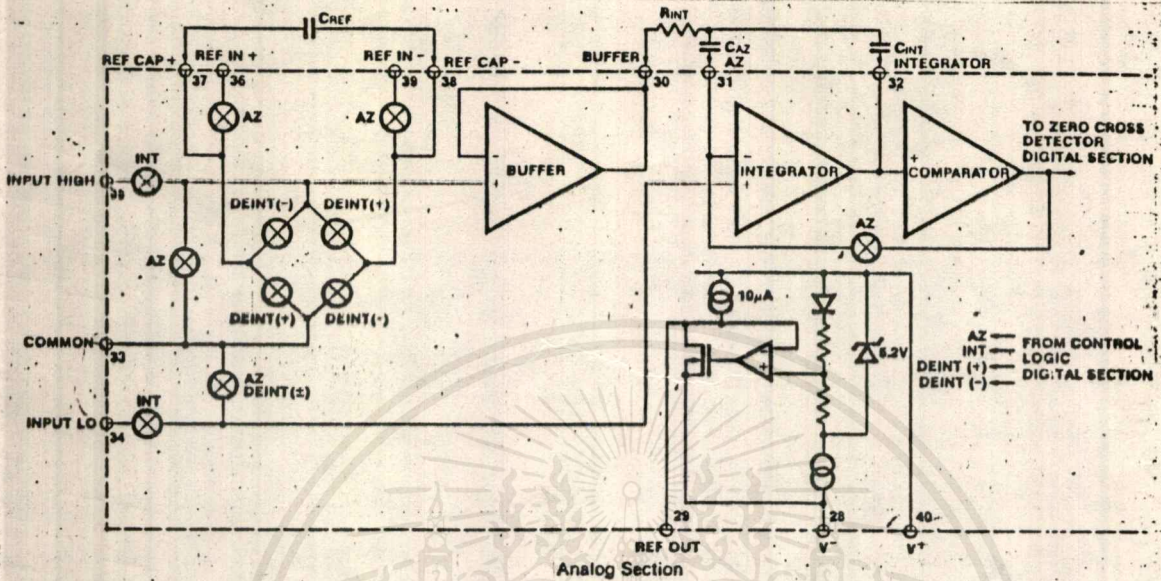
ตัวต้านทานนี้ เป็นส่วนที่ต่ออยู่กับวงจรในส่วนของวงจรอินทิเกรเตอร์ ค่าของตัวต้านทานนี้สามารถคำนวณได้จากสูตร

$$R_{int} = \text{FULL SCALE VOLTAGE} / 20 \mu\text{A}$$

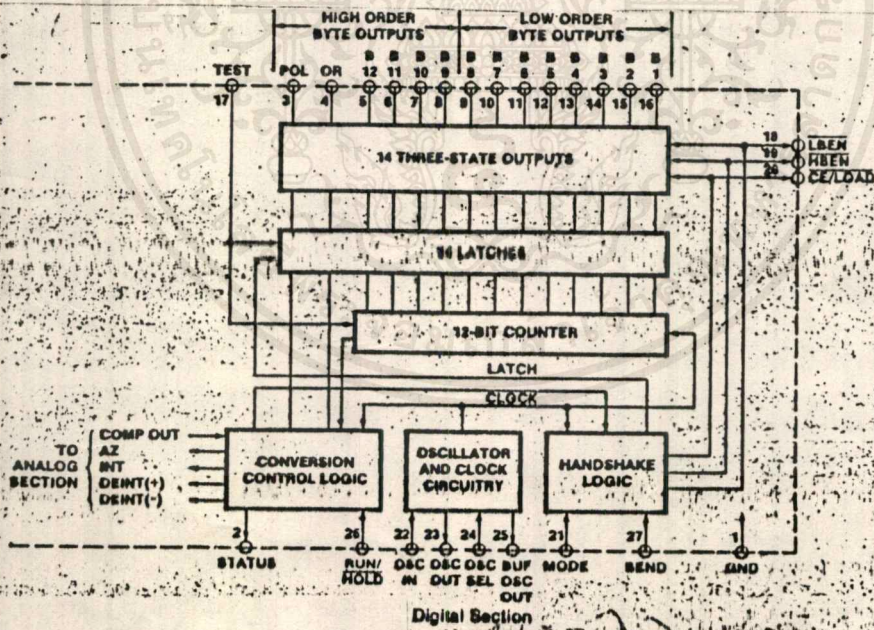
2) INTEGRATING CAPACITOR

คาปาซิเตอร์ตัวนี้จะใช้งานร่วมกับ integrator capacitor ในส่วนของวงจรอินทิเกรเตอร์เช่นเดียวกัน ซึ่งค่าคาปาซิเตอร์สามารถคำนวณหาได้จากสูตร

$C_{int} = (2048 * \text{CLOCK PERIOD}) * (20 \mu\text{A}) / \text{INTEGRATOR OUTPUT VOLTAGE SWING}$ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



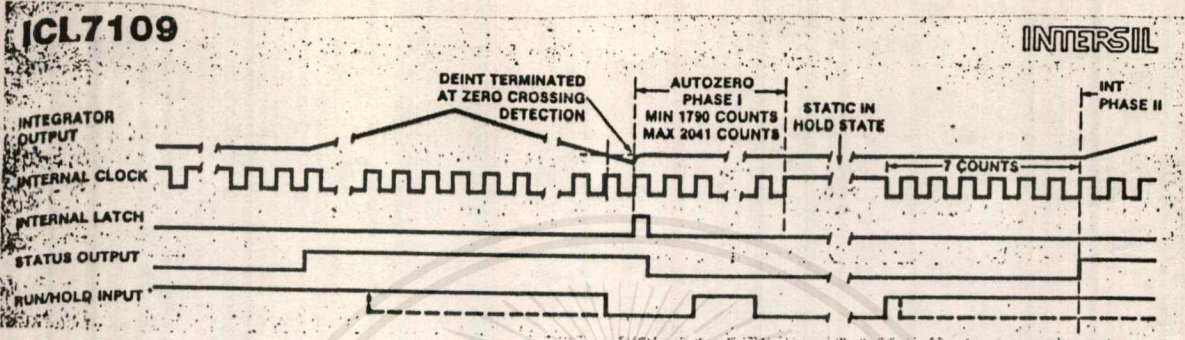
รูปที่ 4.7 แสดงส่วนอนาล็อก



รูปที่ 4.8 แสดงส่วนดิจิทัล

ในส่วนของการทำงานในส่วนดิจิทัลขาที่นำมาใช้งานเพื่อควบคุมการรับข้อมูลเข้ามาประมวลผลใน CPU คือ RUN/HOLD, LBEN, HBEN โดยการอ่านข้อมูลจาก ICL 7109 จะทำการอ่านสองครั้งทีละ 8 BIT โดยควบคุมได้ที่ขา LBEN และ HBEN และในการรับข้อมูลเอกสารเป็นเอกสารที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เหมือนญาติเห็นไปเชิงประจักษ์ต้นนี้การคำ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

มูลจะทำการ HOLD ค่าไว้แล้วจึงอ่านอีกทีหนึ่งโดยสามารถควบคุมได้ทั้ง RUN/HOLD ซึ่งมีการทำงานดังรูปที่ 4.9



รูปที่ 4.9 แสดงการทำงานของ RUN/HOLD

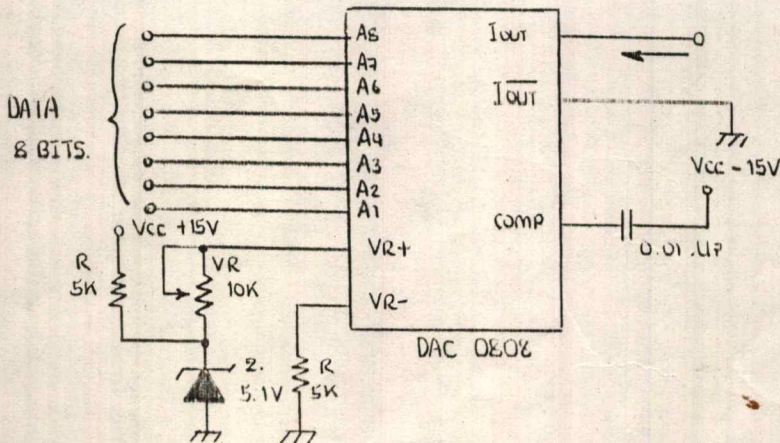
ส่วน Heater ประกอบด้วย

- 1) วงจรแปลงข้อมูลจากดิจิตอลเป็นอนาลอก (DAC)
- 2) วงจร Current amplifier
- 3) วงจร Phase Control

รายละเอียดของวงจรแสดงในภาคผนวกรูปที่ 3 และรูปที่ 4

วงจรแปลงข้อมูลจากดิจิตอลเป็นอนาลอก (DAC)

ข้อมูลที่ส่งเข้ามาที่วงจร DAC เป็นข้อมูลขนาด 8 บิต โดยในที่นี้ใช้ IC เบอร์ 0808 โดยที่เอาท์พุทจะเป็นในลักษณะดังกระแสเข้าโดยต่อวงจรใช้งานดังรูปที่ 4.10



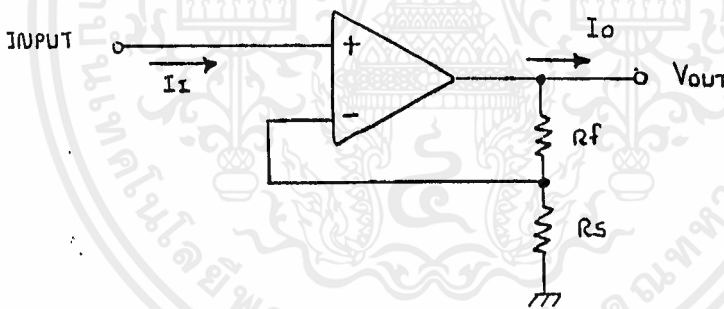
รูปที่ 4.10 วงจรแปลงข้อมูลดิจิตอลเป็นอนาลอกขนาด 8 บิต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำได้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานเป็นดังนี้คือ กำหนดให้ขาอินพุตอ้างอิง(ขา 14)ของ DAC 0808 ดึงกระแสเข้า 4 mA จะได้เอาต์พุตดึงกระแสเข้า 4 mA ที่ข้อมูลเข้าเป็น FFH ดังนั้นเราจะได้วงจร DAC ที่สามารถแปลงข้อมูลจาก 00H - FFH และจะได้เอาต์พุต Current sink อยู่ในช่วง 0 - 4 mA ซึ่งที่จุดนี้เราจะนำไปทำการขยายโดยวงจร current amplifier โดยต้องการให้เอาต์พุตอยู่ในช่วงสัญญาณมาตรฐาน 4 - 20 mA

วงจร current amplifier

การทำงานของวงจร current amplifier นี้แสดงได้ดังรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 วงจร current amplifier

ค่าอัตราขยายกระแสของวงจรในรูปที่ 4.11 เป็นไปตามสมการดังนี้

$$A_{i_c} = I_o / I_i = 1 + R_f / R_s \dots\dots\dots(1)$$

ช่วงของความต้านทาน R_L ที่จะทำให้สมการของ A_{i_c} สำหรับที่ $I_i < 0$ คือ

$$0 < R_L < [V(+)-3_-] / [I_i(max) * (1 + R_f / R_s)] \dots\dots(2)$$

จากวง DAC ในวงจรข้างต้นนั้นจะให้ I_i อยู่ในช่วง 0 - 4 mA โดยการต่อ current sink 1 mA เข้าไปที่ I_i จะทำให้ดูเหมือนว่า วงจร DAC ให้เอาต์พุต I_i อยู่ในช่วง 1 - 5 mA เมื่ออินพุตอยู่ในช่วง 00H - FFH ซึ่งในความเป็นจริงแล้วนั้น DAC ยังคงดึงกระแส 0 mA ที่ อินพุตเป็น 00H และ 4 mA ที่ FFH เหมือนเดิม จากนั้น

ทำการกำหนด ให้ $R_f / R_s = 3$ และจากสมการ (1) จะได้ว่า $A_{i_c} = 4$ ซึ่งจะไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

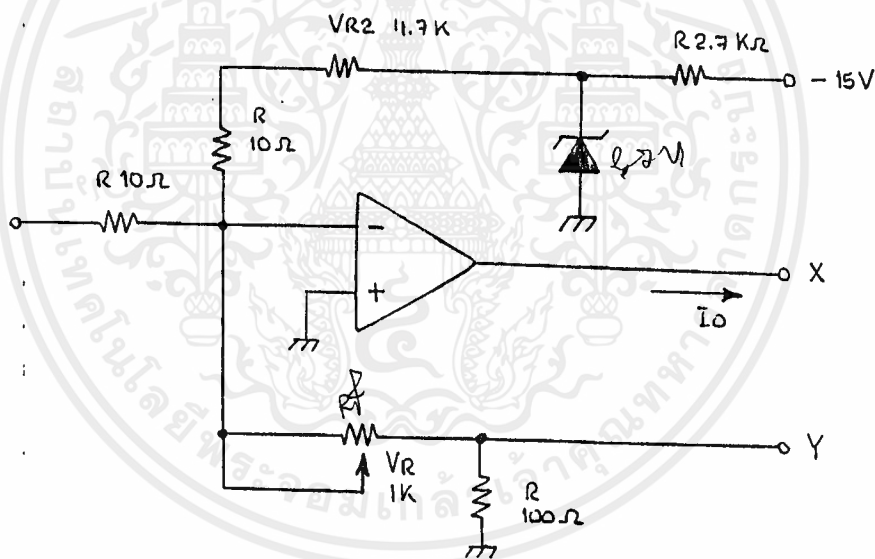
สามารถขยายเอาท์พุทให้ได้ 4 - 20 mA ตามต้องการ

จากวงจรจะได้ว่า $V(+)=15\text{ V}$, $I_i(\text{max})=5\text{ mA}$, $R_f/R_{in}=3$

จากสมการ (2) จะได้ $0 < R_L < [15-3 \cdot 5]/5(1+3) \dots (V/mA)$

$R_L < 600$ โอห์ม

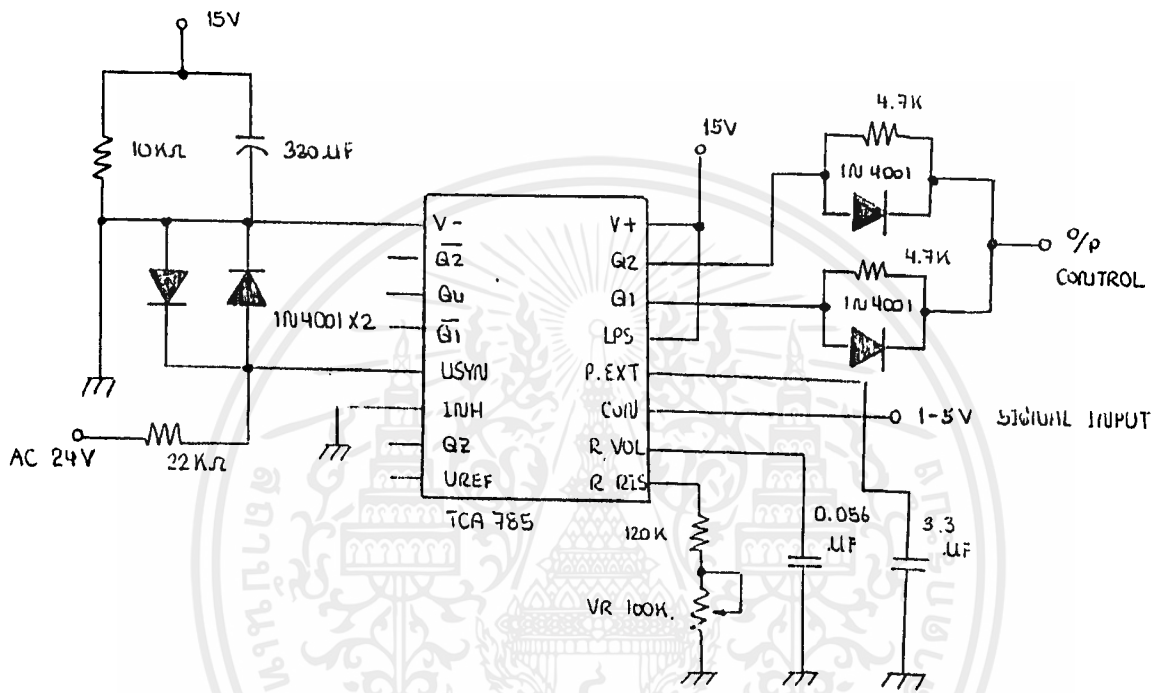
วงจรใช้งานแสดงดังรูป 4.12 ซีเนอร์ไดโอด 2.7 โวลท์จะถูกกำหนดให้เป็น current sink ควมที่ 1 mA โดยการปรับ VR ค่า 4.7 กิโลโอห์มและ R_f จะเป็นความต้านทานปรับค่าได้ 1 กิโลโอห์ม และ R_{in} มีค่าเท่ากับ 100 โอห์ม ค่าดังกล่าวจะกำหนดเกณฑ์ I_{out} ให้อยู่ในช่วงที่ครอบคลุมอัตราขยายกระแสที่ต้องการ



รูปที่ 4.12 วงจร current amplifier 4 - 20 mA

วงจร Phase Control

ในส่วนของการควบคุมเฟสเพื่อที่ไปทำการควบคุมมุม ทริกให้กับ TRIAC ในโครงการนี้ ได้ใช้ IC ของบริษัท SEMENS เบอร์ TCA 785 ซึ่งเป็น IC สำเร็จรูปที่ได้ถูกออกแบบมาเพื่อจุดประสงค์ในการควบคุมเฟสโดยตรง ในโครงการนี้ได้นำเอา TCA 785 มาใช้ควบคุมมุมทริกให้กับไตรแอก เพื่อไปควบคุมความร้อนของ HEATER ให้อุ่นหม้อมีตามต้องการ โดยเป็นการควบคุมแบบ SINGLE PHASE วงจรใช้งานแสดงดังรูปที่ 4.13 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 แสดงวงจรใช้งานในส่วนควบคุมเฟส

TCA 785 จะใช้สัญญาณ sine wave มาใช้ในการตรวจ zero crossing เพื่อไปใช้ในการสร้างสัญญาณ RAMP ค่าสูงสุดของสัญญาณ RAMP สามารถปรับค่าได้จากค่าความต้านทาน หรือค่าคาปาซิเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 4.13 สัญญาณเอาต์พุตอยู่ที่ขา 14 และ 15 โดยที่ขา 14 จะให้พัลส์ทริกทางด้านลบ และขา 15 จะให้พัลส์ทริกทางด้านบวก เมื่อนำสัญญาณทั้งสองมารวมกันก็จะสามารถทริกได้ทั้งด้านบวก และด้านลบ โดยที่ความกว้างของพัลส์ทริกสามารถเปลี่ยนแปลงได้ขึ้นอยู่กับค่า คาปาซิเตอร์ที่ต่ออยู่ที่ขา 12 ดังตาราง

CAPACITANCE FOR C EXTENSION	C	150 PF	220 PF	330 PF	680 PF	1000 PF
TRIGGER PULSE WIDTH	30 μs	93 μs	137 μs	205 μs	422 μs	620 μs

TABLE OUTPUT PULSE WITH DEPENDINDG ON CAPACITORS C , OR C12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อที่จะแยกในส่วนของภาค DRIVE ออกจากวงจรควบคุมจึงได้ใช้ OPTO COUPLER มาใช้ โดยในโครงงานนี้ได้ใช้ OPTO COUPLER เบอร์ MOC 3010 ดังแสดงในรูปที่ 4.13 รายละเอียดต่างๆเกี่ยวกับ TCA 785 ดูได้จาก DATA SHEET ในภาคผนวก

การกำหนดค่า PID และค่า Setpoint

จากโครงสร้างการทำงานของระบบ การกำหนดค่า PID และค่า Setpoint จะอาศัยการป้อนข้อมูลผ่านทางคีย์บอร์ดโดยตรง ซึ่งมีขั้นตอนการกำหนดค่าดังนี้

ค่า P_n จะอยู่ในย่าน 0.0-99.9%

ค่า T_i จะอยู่ในย่าน 0-999 SEC

ค่า T_d จะอยู่ในย่าน 0-999 SEC

ค่า Setpoint จะอยู่ในย่าน 0-999°C

(สรุปผลการทดลอง)

ในการศึกษาและทดลองสร้างอุปกรณ์ควบคุมอุณหภูมิแบบ Proportional (P), Integral(I), Derivative(D) โดยการนำเอา Single ship microcontroller มาประยุกต์ในปริวิตวินัยฉบับนี้นั้น ปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้นในระหว่างการทดลองสร้างโดยส่วนใหญ่เป็นเรื่องเกี่ยวกับความแม่นยำและเที่ยงตรงของ ระบบที่สร้างขึ้นปัญหาดังกล่าวขึ้นอยู่กับส่วนของวงจร Interface และโครงสร้างของระบบไมโครคอมพิวเตอร์โดยตรง ในส่วนวงจร Interface ที่ได้สร้างขึ้นอันประกอบด้วยส่วนเอาต์พุตทาง Heater และส่วนอินพุตของเทอร์โมคัปเปิ้ลได้คำนึงถึงความแม่นยำและเสถียรภาพเป็นพิเศษ อุปกรณ์ต่างๆที่กำหนดได้จากทฤษฎีที่คำนวณออกมาจำเป็นต้องหาค่าที่ใกล้เคียงที่สุดรวมทั้งความเชื่อถือที่ได้ของอุปกรณ์ต่างๆที่ประกอบนั้น ในส่วนวงจรวัดอุณหภูมิซึ่งประกอบด้วยวงจรมหาสัญญาณจากเทอร์โมคัปเปิ้ลนั้นต้องระมัดระวังเป็นพิเศษเนื่องจากกำหนดอัตราขยายได้สูง ขั้วต่อต่างๆต้องมีการสูญเสียให้น้อยที่สุด ดังนั้นจะต้องใช้สาย Extension ซึ่งเป็นสายพิเศษสำหรับต่อกับเทอร์โมคัปเปิ้ลโดยเฉพาะ

ในส่วนของระบบโครงสร้างของไมโครคอมพิวเตอร์จะประกอบด้วยส่วนภาคแสดงผล ภาครับข้อมูลมาประมวลผล โดยเฉพาะภาคแสดงผลในที่นี้เป็นแบบ 7 Segment Display ซึ่งตามหลักควรจะเป็นจำนวน LCD จะดูเหมาะสมกว่า

ในส่วนวงจรมหาสัญญาณ ในการจุดขบวนการทำงานของ Triac นั้นได้สร้างสัญญาณจุดขบวนการสามารถควบคุมเฟสของสัญญาณ AC 220 V ที่จ่ายให้กับโหลดอยู่ในช่วงที่ถูกต้องโดยการให้สายดินร่วมกันกับโหลด ซึ่งปัญหาที่เกิดขึ้นในส่วนนี้จะ เป็นสัญญาณรบกวนที่มาตามสาย AC 220 V ซึ่งในการทดลองในตอนแรกมีปัญหามาก ปัญหาดังกล่าวสามารถแก้ไขได้โดยการให้ Opto couple isolator เข้าช่วยในการแยกสัญญาณ LINE A.C. ออกจากส่วนของวงจรวัด และควบคุม โดยเริ่มแยกกันตรงจุดของสัญญาณที่จะนำไปจุดขบวนการ

Triac ซึ่งในวงจรการทำงานได้ใช้ Opto เบอร์ moc 3010

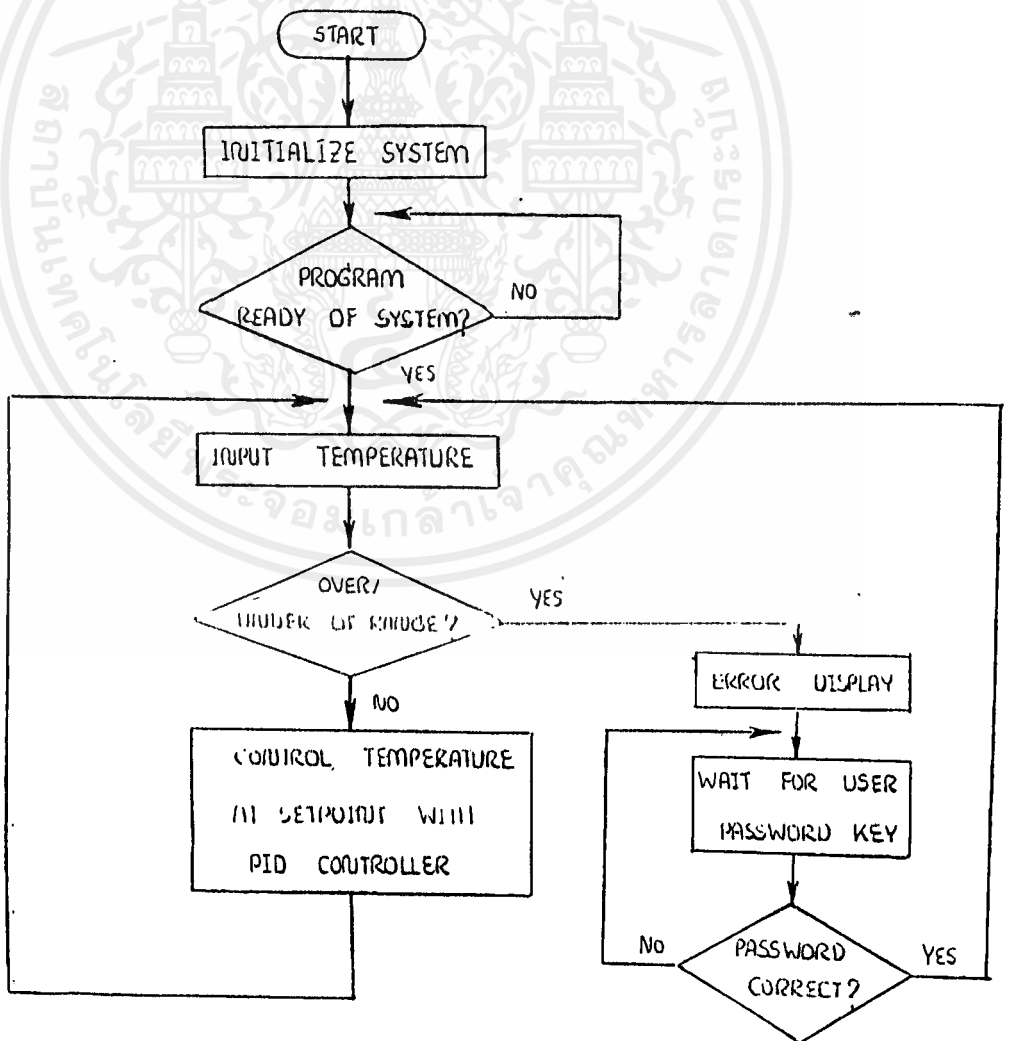
ในด้านการเขียนโปรแกรมการทำงานและการจัดระบบ ก่อนข้างจะมี ความยุ่งยาก เนื่องจากภาษาที่ใช้เขียนเป็นภาษา Assembly ของ MCS-51 ดังนั้นการเขียนโปรแกรมหลัก (Main Program) ของระบบจึงต้องคำนึงถึงค่าของเวลาและโครงสร้างทางฮาร์ดแวร์ด้วย และโปรแกรมคำนวณค่า PID อาศัยหลักการของ Floating point เข้ามาช่วยในการเขียน

ในการศึกษาและทดลองสร้าง PID Temperature Controller ขึ้นมาใช้งานในที่นี้ สามารถทำได้ดีในขอบเขตของการทดลองศึกษา ในส่วนของความแม่นยำและความเที่ยงตรงของระบบ ยังคงจะต้องได้รับการปรับปรุงและพัฒนาต่อไป โดยการหาเครื่องบันทึกการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิ (Recorder) และเครื่องวัดอุณหภูมิที่มีความถูกต้องสูง จะเป็นส่วนสำคัญที่ต้องคำนึงถึงสำหรับผู้ที่ต้องการพัฒนาและสร้างเครื่องดังกล่าวขึ้นใช้ต่อไป

บทที่ 5

โปรแกรมควบคุมการทำงาน

เนื่องจากในโครงงานนี้เราได้ใช้ไมโครโปรเซสเซอร์ในการควบคุมการทำงานทั้งหมด นอกจากส่วน Hardware ที่ได้กล่าวมาแล้ว ยังต้องใช้โปรแกรมหรือ Software ที่ดีด้วย จากความต้องการของ Controller ที่สร้างขึ้นสามารถนำมาเขียนเป็น Flowchart อธิบายการทำงานของระบบทั้งหมดโดยย่อได้ดังนี้



รูปแบบการเก็บโปรแกรมการทำงาน

เนื่องจากความต้องการในการ Controller ต้องการให้เป็นแบบที่ผู้ใช้สามารถตั้งโปรแกรมการทำงานได้เอง จึงใช้วิธีเก็บโปรแกรมการทำงานไว้ใน RAM ซึ่งจะต้องมีการตรวจสอบข้อมูลเหล่านี้อย่างรัดกุมก่อนเริ่มปฏิบัติงานทุกครั้ง เพราะถ้าข้อมูลเกิดความผิดพลาดเพียงเล็กน้อย ก็อาจก่อให้เกิดความเสียหายได้มาก

ข้อมูลที่จำเป็นสำหรับการปฏิบัติงานในแต่ละขั้นตอน จะต้องต้องมีข้อมูลของค่า Setpoint และค่า Process Variable เพื่อที่จะส่งให้กับภาค Controller ทำการคำนวณหาค่าคงที่ค่าหนึ่งไปทำการควบคุมอุณหภูมิให้รักษาระดับไว้ให้คงที่ตามค่า Setpoint อยู่เสมอ

ดังนั้นในที่นี้จะขอกล่าวถึงโปรแกรมการคำนวณทาง PID และโปรแกรมการคำนวณหาค่าอุณหภูมิ เท่านั้น

โปรแกรมการคำนวณหาค่าอุณหภูมิ

ในการคำนวณทาง Digital Controller จำเป็นต้องมีการวงจร A/D, D/A เข้ามามีส่วนร่วมในการประมวลผล ดังนั้นจึงมีสูตรความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรที่วัดกับค่าทางดิจิตอลดังนี้

$$N = \frac{(V - V_{min})}{(V_{max} - V_{min})} \cdot 2^n$$

เมื่อ N = base to equivalent of binary representation

V = input valve

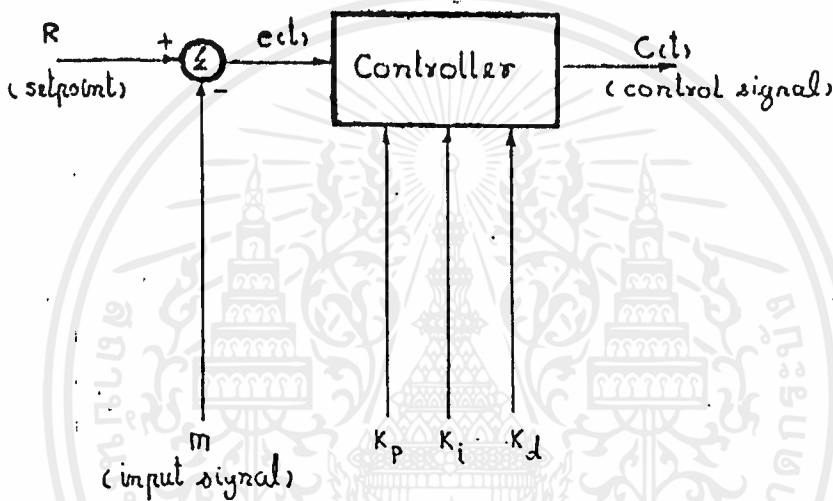
V_{max} = maximum input valve

V_{min} = minimum input valve

ดังนั้นในโครงงานนี้ ADC จะมีค่าความละเอียด (resolution) ขนาด 12 บิตเท่ากับ 4 บิตต่อองศาเซลเซียส หรือ 0.25 องศาเซลเซียสต่อบิต ด้วยค่า Span 0-1024 องศาเซลเซียส จากสมการดังกล่าวก็จะได้อ่านอุณหภูมิโดยอาศัยการคำนวณด้วยโปรแกรม เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โปรแกรมการคำนวณหาค่า PID

ในระบบการคำนวณแบบ PID จำเป็นต้องได้รับค่าอินพุตให้กับระบบ 4 ค่า คือ ค่าคงที่ของ Process อันได้แก่ Proportional band (PB), Integral time (T_i), Derivative time (T_d) เพื่อนำมาคำนวณร่วมกับค่าความคลาดเคลื่อน e (e) ที่เกิดขึ้นในเวลานั้นซึ่งได้จากค่า Setpoint และอุณหภูมิจริง ดังแสดงได้ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 Block diagram ของ Controller

ค่าอินพุต 3 ค่าแรกคือค่า PB, T_i , T_d กำหนดโดยการตั้งค่าที่คีย์บอร์ด (Keyboard) ส่วนค่าอุณหภูมิจริงจะได้รับการคำนวณจากโปรแกรมที่ได้รับอินพุตมาจากวงจรมายาวเทอร์โมคัปเปิ้ลที่ต่อเข้ามาทางวงจร ADC

รายละเอียดของอินพุตแต่ละค่าดังนี้

- 1) Proportional band (PB) มีค่า 0-99.9%
- Accuracy 0.1%
- 2) Integral Time (T_i) มีค่า 0-999 วินาที
- Accuracy 1 second
- 3) Derivative Time (T_d) มีค่า 0-999 วินาที
- Accuracy 1 second

เอกสารนี้เป็นเอกสารทรัพย์สินทางปัญญาของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง การคัดลอกหรือการนำข้อมูลไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตถือว่าผิดกฎหมาย
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- Accuracy 1 "C
- Resolution 0.25 of span

จากสมการคณิตศาสตร์ของตัวควบคุมแบบ PID ซึ่งมีฟังก์ชันเป็นดังนี้

$$C(t) = K_p \cdot e(t) + K_p K_i \int^t e(t) dt + K_p K_d (de(t)/dt) \dots \dots \dots (1)$$

หากจะนำไมโครโปรเซสเซอร์มาทำการคำนวณตามสมการนี้โดยตรงย่อมเป็นไปได้ เนื่องจากในสมการมีเทอมของอินทิกรัลและดิฟเฟอเรนเชียลอยู่ด้วย เราจำเป็นต้องทำการวิเคราะห์เทอมทั้งสองนี้ให้อยู่ในรูปของการคำนวณแบบบวก ลบ คูณ หารเท่านั้น จึงจะสามารถนำมาเขียนเป็นโปรแกรมในรูปของ Digital controller ต่อไปได้

การที่ไมโครโปรเซสเซอร์จะส่งค่าเอาต์พุต $C(t)$ ออกไปควบคุม Final Element ได้นั้น จะต้องคำนวณจากค่าความคลาดเคลื่อน $e(t)$ ที่เกิดขึ้นในเวลาเดียวกัน ซึ่งเป็นไปไม่ได้ที่จะได้รับค่านี้โดยตรง จำเป็นต้องอาศัยค่า $e(t)$ ที่เกิดขึ้นในอดีตที่ผ่านมาใน 2 ครั้งก่อนมาช่วยในการประมวลผล ซึ่งถ้าช่วงเวลา dt มีค่าน้อยมาก เราจะสามารถประมาณค่า $e(t+2), e(t+1), e(t)$ อยู่ในแนวเส้นตรงเดียวกันได้

จากสมการที่(1) จะเห็นค่าของเอาต์พุต $C(t)$ ประกอบด้วย 3 เทอมคือ

- เทอมของส่วนควบคุมแบบ Proportional คือ $K_p \cdot e(t)$
- เทอมของส่วนควบคุมแบบ Proportional+Integral คือ $K_p K_i \int^t e(t) dt$
- เทอมของส่วนควบคุมแบบ Proportional+derivative คือ $K_p K_d \{de(t)/dt\}$

ดังนั้น

ส่วนควบคุมแบบ Proportional ที่เวลา $t=n-1$

$$K_p \cdot e(t) = K_p \cdot e(n-1) \dots \dots \dots (2)$$

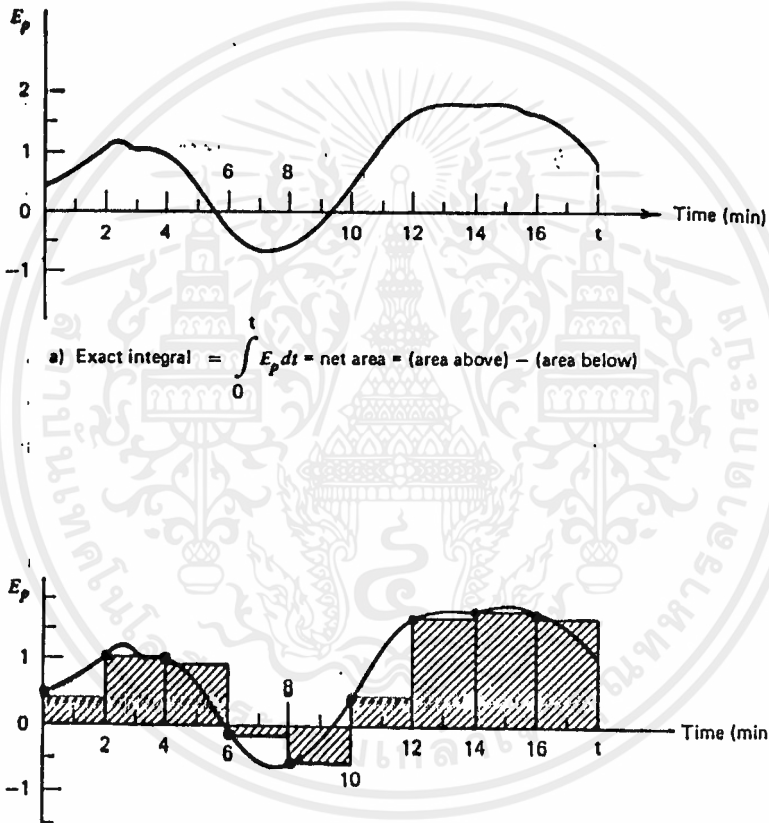
ส่วนควบคุมแบบ Proportional+Integral ที่เวลา $t=n-1$

ในทางคณิตศาสตร์การอินทิเกรตก็คือการหาพื้นที่ใต้ curve ของสมการตั้ง

เอาจะเขียนเป็นสมการได้ดังนี้ ทรัพยากรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\int_0^t e(t)dt = \text{net area} = (\text{area of } e(t) > 0) - (\text{area of } e(t) < 0)$$

จากสมการเราจะเรียกว่า "Rectangular Intergration" โดยความถูกต้องขึ้นอยู่กับเวลา Sample Time ดังนั้นพื้นที่สุทธิทั้งหมดจะเท่ากับผลรวมของพื้นที่สี่เหลี่ยมของการอินทิเกรตเวลาที่ผ่านไป ดังแสดงในรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 Rectangular Intergration algorithm construction

เพราะฉะนั้นที่เวลา $t = n-1$ จะได้

$$K_p K_{\int} \int_0^t e(t)dt = K_p K_{\int} dt (\text{sum} + e(n-1)) \dots \dots \dots (3)$$

เมื่อ $\text{sum} =$ ผลรวมของการคำนวณพื้นที่ที่ค่าความคลาดเคลื่อนจากค่าเวลา sample time ที่ผ่านไป

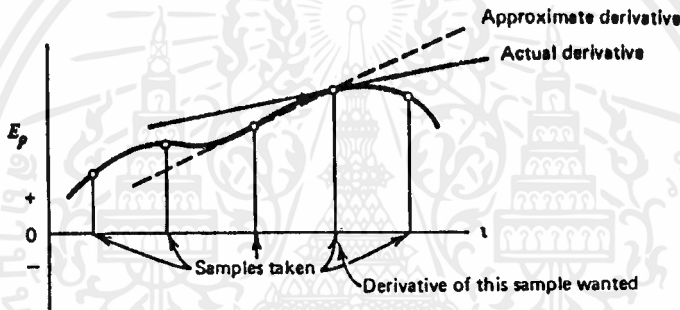
เอกสารนี้เป็นเอกสารของกรมควบคุมแบบ Proportional+derivative ที่เวลา $t = n-1$ ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

derivative คือการหาอัตราการเปลี่ยนแปลงของขนาดเทียบกับเวลา ดังรูปที่ 5.4 ถ้าต้องการหาค่า Derivative ของค่าความคลาดเคลื่อนที่เวลา $t = n-2$ หารด้วยเวลา T

$$de(t) = \Delta e / T$$

$$= \{e(n-1) - e(n-2)\} / T$$

$$K_p K_d \{de(t) / dt\} = K_p K_d \{e(n-1) - e(n-2)\} / T \dots \dots \dots (4)$$



รูปที่ 5.4 Approximate calculation of the derivative from sampled data

เมื่อแทนค่าจากสมการ (2), (3), (4) ลงในสมการที่ (1) จะได้

$$C(n-1) = K_p e(n-1) + K_p K_d dt \{ \text{sum} + e(n-1) \} + K_p K_d \{ e(n-1) - e(n-2) \} / dt \dots (5)$$

ดังนั้นที่เวลา $t = n$ จะได้

$$C(n) = K_p e(n) + K_p K_d dt \{ \text{sum} + e(n-1) + e(n) \} + K_p K_d \{ e(n) - e(n-1) \} / dt \dots (6)$$

สมการที่ต้องการในการคำนวณคือ สมการที่ (5), (6) โดยความแตกต่างของทั้งสองสมการ เราจะได้สมการดังนี้

$$C(n) - C(n-1) = K_p \{ e(n) - e(n-1) \} + K_p K_d dt \{ e(n) \} + K_p K_d \{ e(n) - 2e(n-1) + e(n-2) \} / dt$$

ดังนั้นเราสามารถลดรูปสมการได้ดังนี้

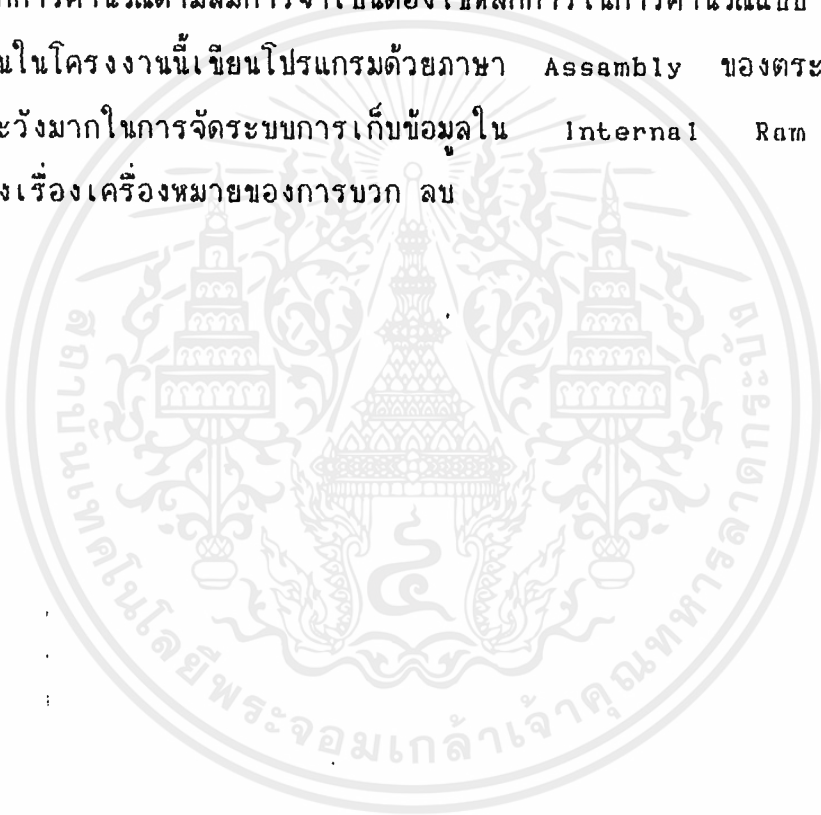
$$C(n) = C(n-1) + A \cdot e(n) - B \cdot e(n-1) + C \cdot e(n-2) \dots \dots \dots (7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B = K_{\text{bus}} + 2K_{\text{bus}}K_{\text{d}}/dt$$

$$C = K_{\text{bus}}K_{\text{d}}/dt$$

จากสมการที่(7)จะเห็นว่าเราได้แปลงสมการให้อยู่ในรูปของผลบวก ลบ คูณหาร แล้ว จากนี้จึงสามารถนำสมการนี้ไปเขียนเป็นโปรแกรมสำหรับไมโครโปรเซสเซอร์ได้ เนื่องจากการคำนวณตามสมการจำเป็นต้องใช้หลักการในการคำนวณแบบ Floating Point ดังนั้นในโครงการนี้เขียนโปรแกรมด้วยภาษา Assembly ของตระกูล MCS-51 จึงต้องระมัดระวังมากในการจัดระบบการเก็บข้อมูลใน Internal Ram และการคำนวณที่ต้องระวังเรื่องเครื่องหมายของการบวก ลบ





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

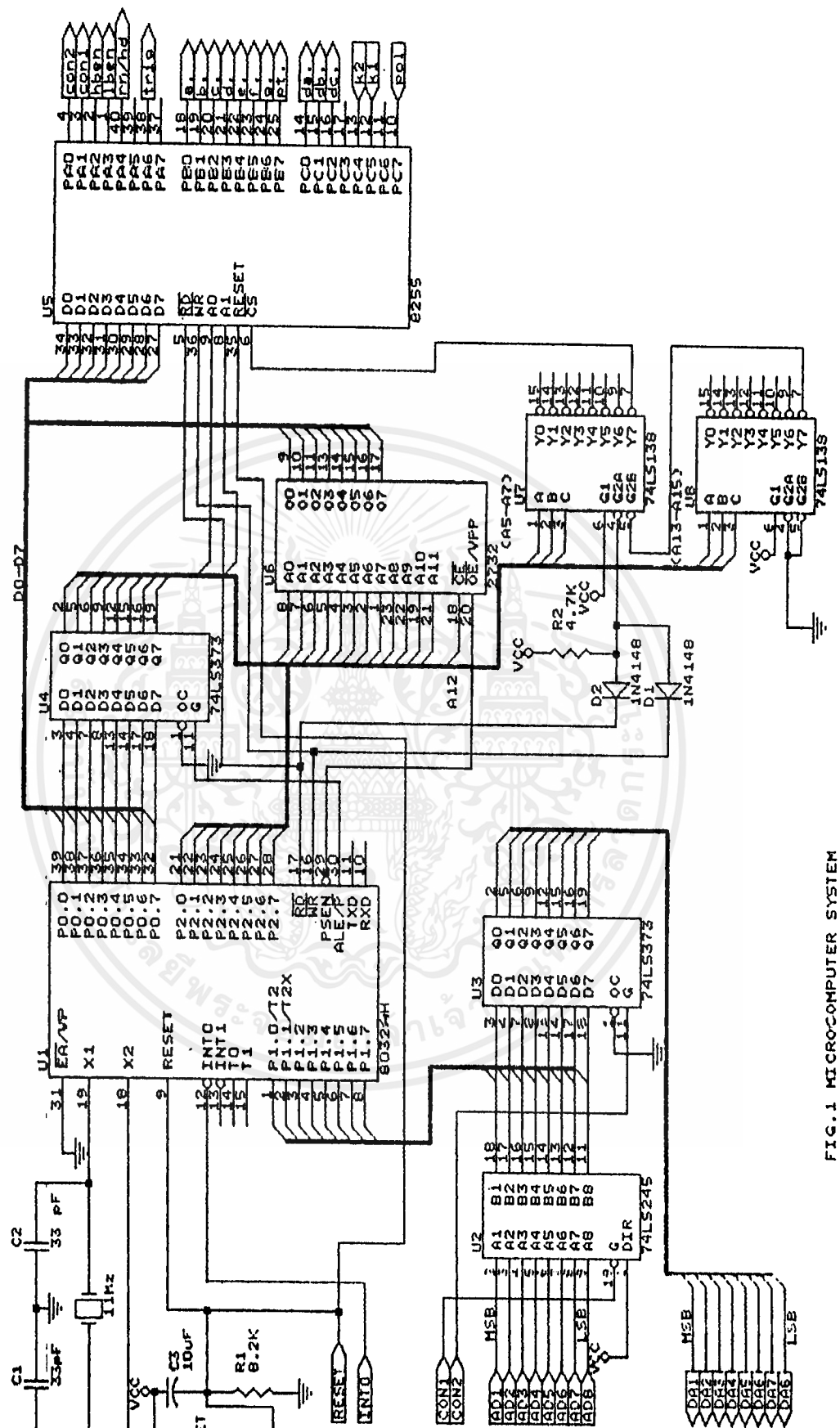
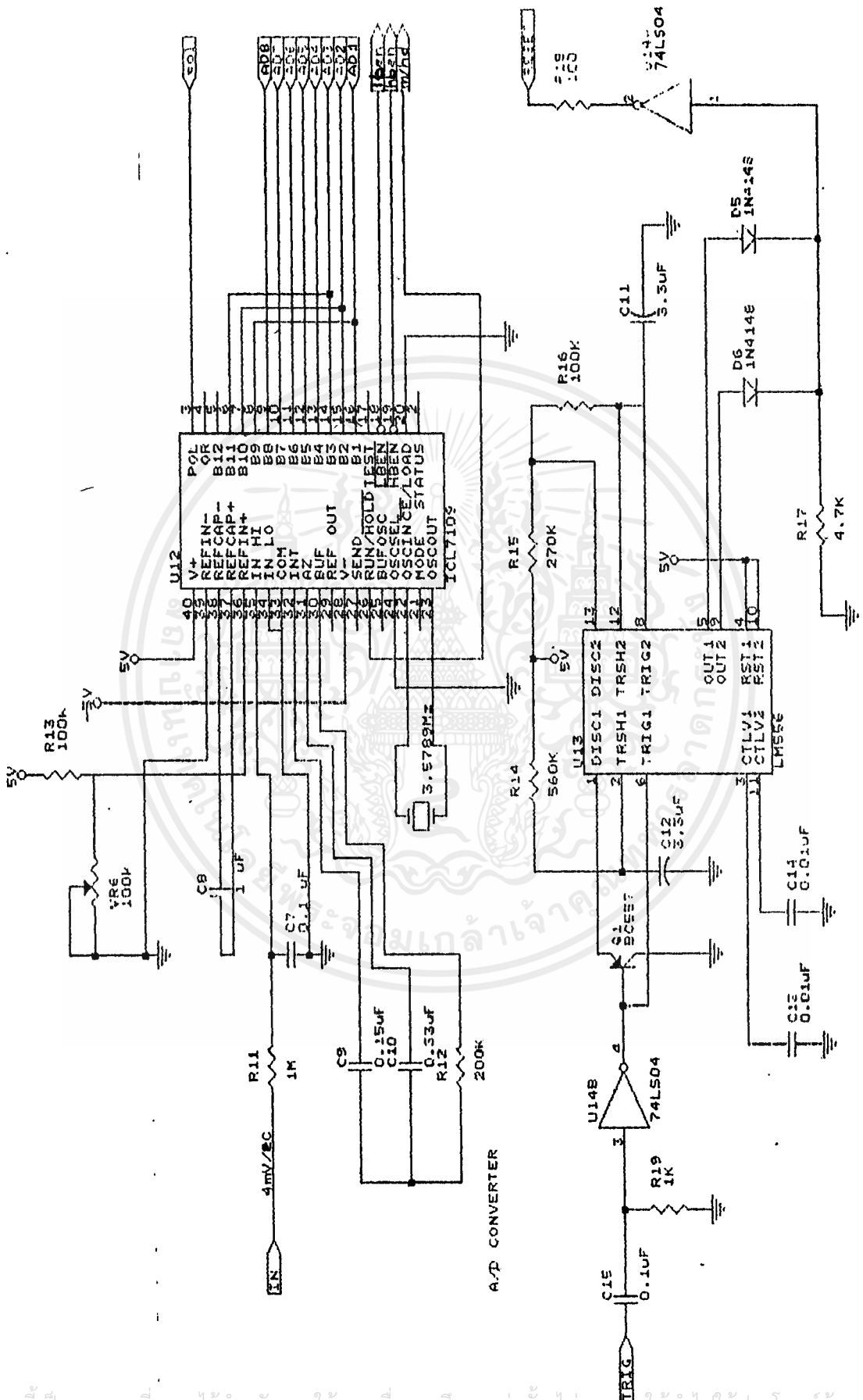


FIG.1 MICROCOMPUTER SYSTEM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



4-BIT DAC CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่วารณใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามแก้ไขเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

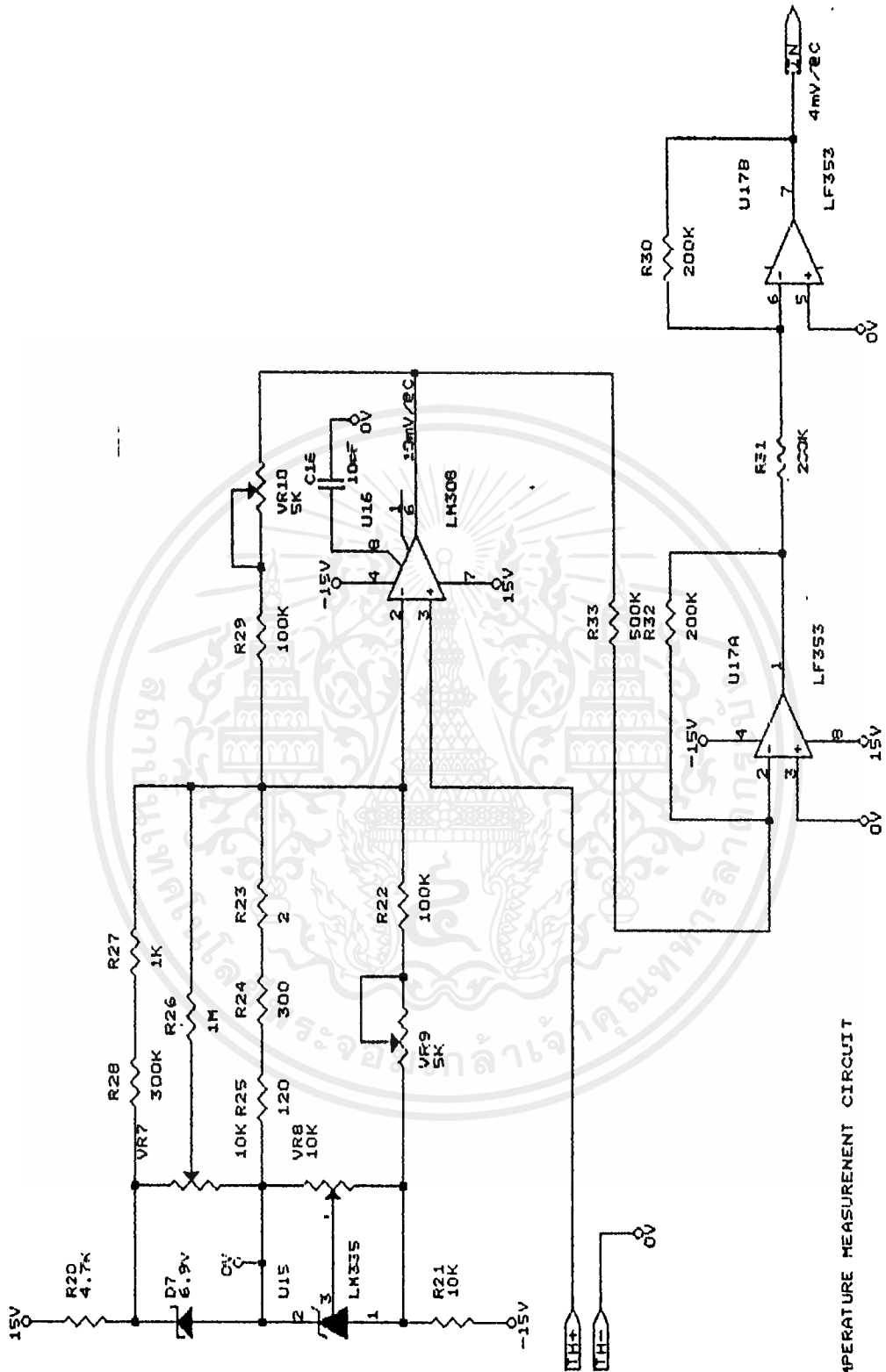


FIG.3 TEMPERATURE MEASUREMENT CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

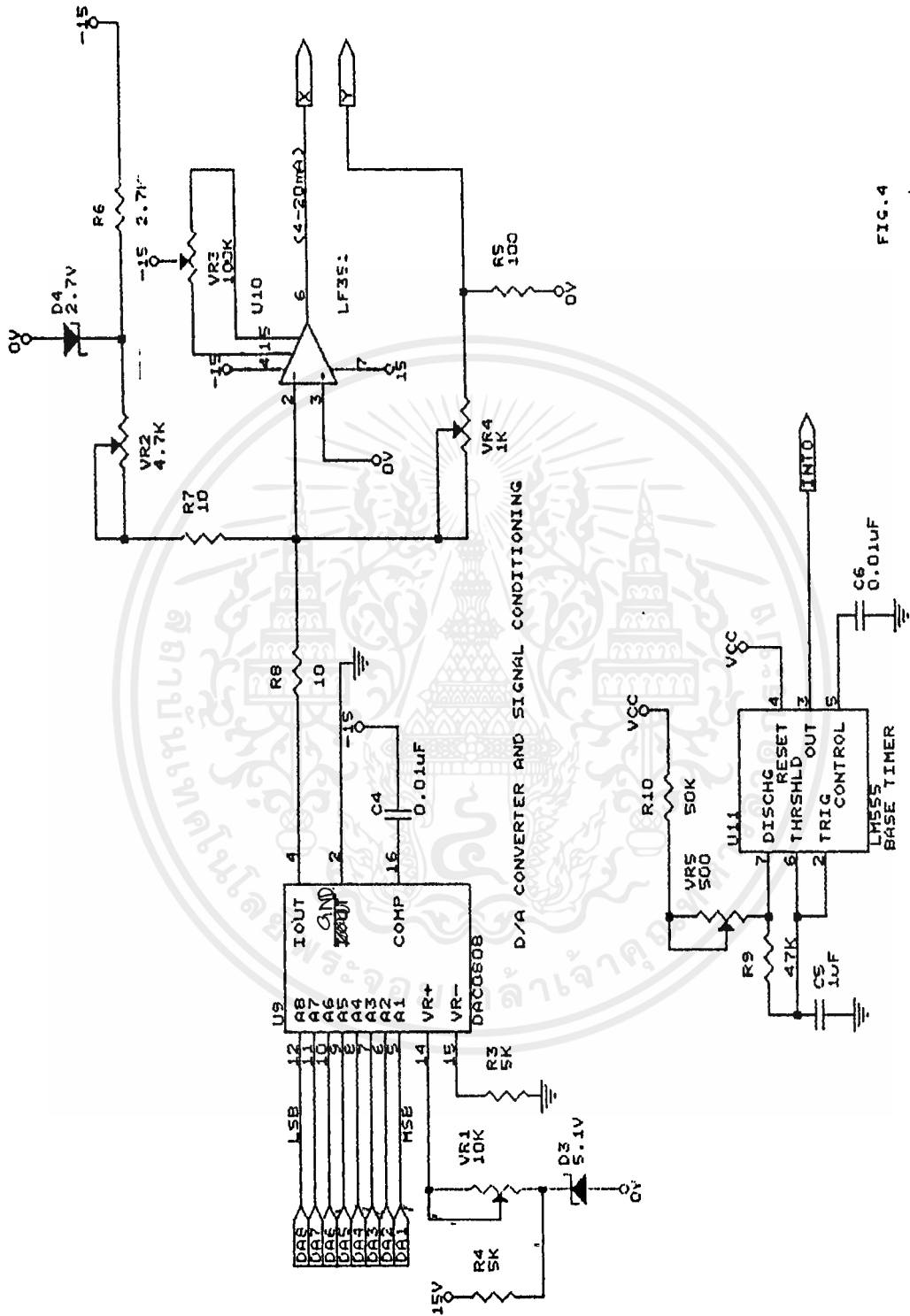


FIG. 4

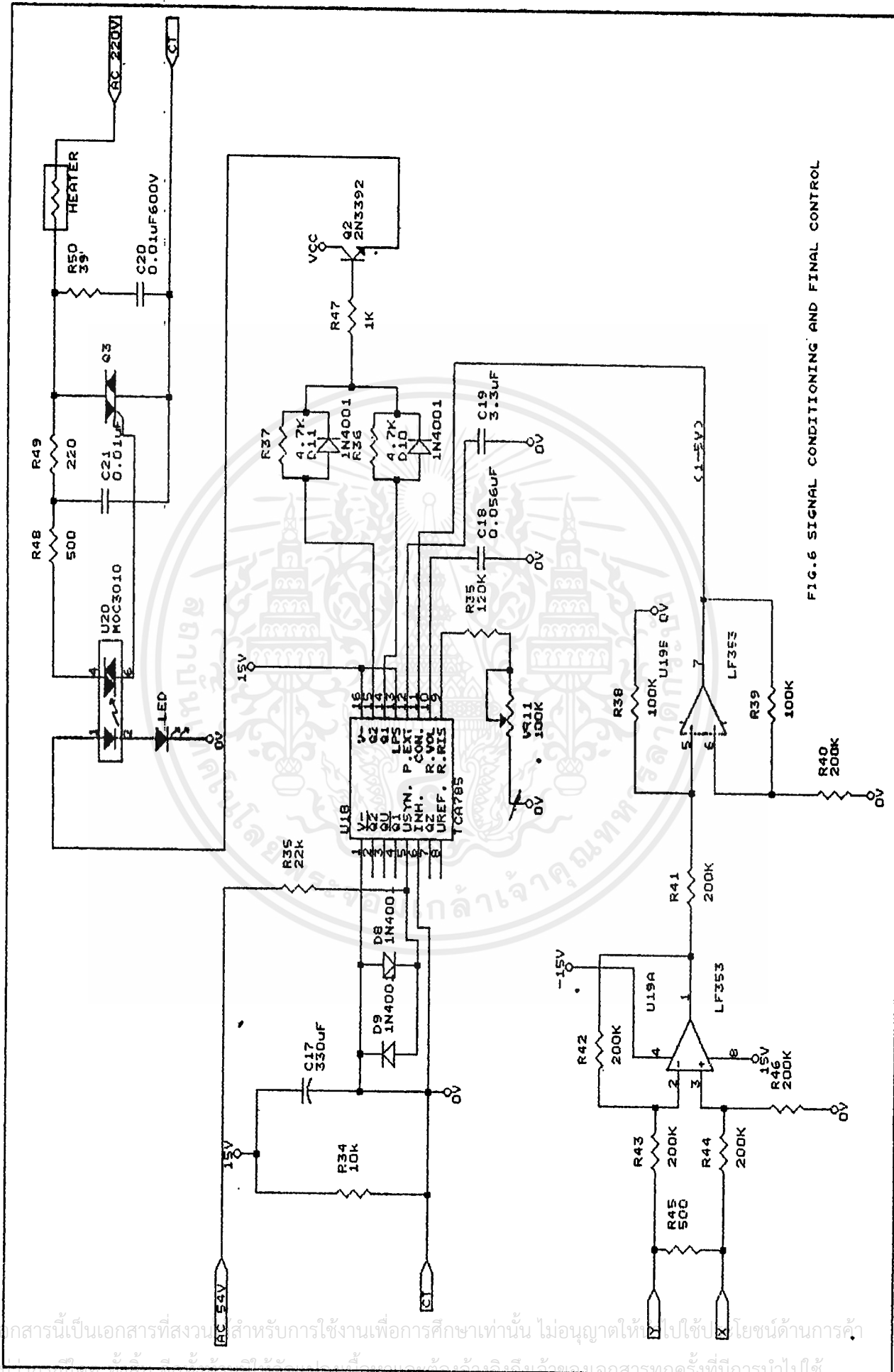


FIG.6 SIGNAL CONDITIONING AND FINAL CONTROL

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่สามารถแก้ไข ทั้งสิ้น ยี่ที่ทั้งที่มีให้ที่แสดงนี้เองเท่านั้น และต้องแจ้งว่ามีเอกสารของสงวนนี้ไว้ก่อนนำไปใช้

ICL7109 12 Bit Binary A/D Converter for Microprocessor Interfaces

FEATURES

- 12 bit binary (plus polarity and overrange) dual slope integrating analog-to-digital converter.
- Byte-organized TTL-compatible three-state outputs and UART handshake mode for simple parallel or serial interfacing to microprocessor systems.
- RUN/HOLD input and STATUS output can be used to monitor and control conversion timing.
- True differential input and differential reference.
- Low noise — typically 15 μ V p-p.
- 1pA typical input current.
- Operates at up to 30 conversions per second.
- On-chip oscillator operates with inexpensive 3.58MHz TV crystal giving 7.5 conversions per second for 60Hz rejection. May also be operated as RC oscillator for other clock frequencies.
- Fabricated using MAX-CMOS™ technology combining analog and digital functions on a single low power LSI CMOS chip.
- All inputs fully protected against static discharge; no special handling precautions necessary.

GENERAL DESCRIPTION

The ICL7109 is a high performance, low power integrating A/D converter designed to easily interface with microprocessors.

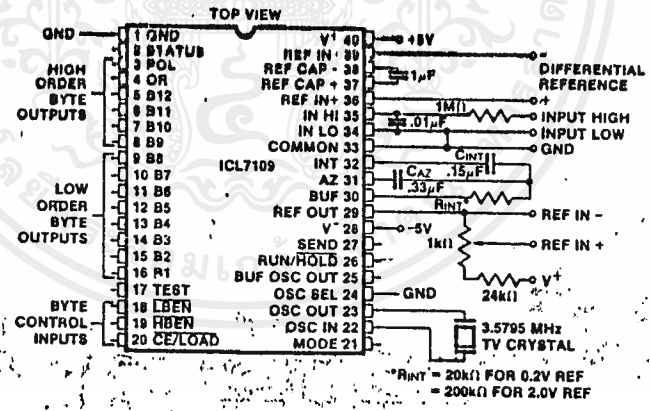
The output data (12 bits, polarity and overrange) may be directly accessed under control of two byte enable inputs and a chip select input for a simple parallel bus interface. A UART handshake mode is provided to allow the ICL7109 to work with industry-standard UARTs in providing serial data transmission, ideal for remote data logging applications. The RUN/HOLD input and STATUS output allow monitoring and control of conversion timing.

The ICL7109 provides the user with the high accuracy, low noise, low drift, versatility and economy of the dual-slope integrating A/D converter. Features like true differential input and reference, drift of less than 1 μ V/°C, maximum input bias current of 10pA, and typical power consumption of 20mW make the ICL7109 an attractive per-channel alternative to analog multiplexing for many data acquisition applications.

4

PIN CONFIGURATION AND TEST CIRCUIT:

(See Figure 1 for typical connection to a UART or Microcomputer)



(OUTLINE DWGS DL, JL, PL)

ORDERING INFORMATION

Part	Temp. Range	Package	Order Number
7109	-55°C to +125°C	40-Pin Ceramic DIP	ICL7109MDL
7109	-20°C to +85°C	40-Pin Ceramic DIP	ICL7109IDL
7109	-20°C to +85°C	40-Pin CERDIP	ICL7109JL
7109	0°C to 70°C	40-Pin Plastic DIP	ICL7109CPL

Power Dissipation (Note 3)	Ceramic Package	1W @ +85°C
	Plastic Package	500mW @ +70°C
Operating Temperature	Ceramic Package (MDL)	-55°C ≤ TA ≤ +125°C
	(IDL)	-25°C ≤ TA ≤ +85°C
	Plastic Package (CPU)	0°C ≤ TA ≤ +70°C
Storage Temperature		-55°C ≤ TA ≤ +125°C
Lead Temperature (soldering, 60 sec.)		+300°C

COMMENT: Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the devices. This is a stress rating only and functional operation of the devices at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of the specifications is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for extended periods may affect device reliability.

TABLE I OPERATING CHARACTERISTICS

All parameters with V⁺ = +5V, V⁻ = -5V, GND = 0V, TA = 25°C, unless otherwise indicated.
Test circuit as shown on page 1.

ANALOG SECTION

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Zero Input Reading		V _{IN} = 0.0V Full Scale = 409.6mV	-0000 ₈	±0000 ₈	+0000 ₈	Octal Reading
Ratiometric Reading		V _{IN} = V _{REF} V _{REF} = 204.8mV	3777 ₈	3777 ₈ 4000 ₈	4000 ₈	Octal Reading
Non-Linearity (Max deviation from best straight line fit)		Full Scale = 409.6mV to 4.096V Over full operating temperature range.	-1	±2	+1	Counts
Roll-over Error (difference in reading for equal pct. and neg. inputs near full scale)		Full Scale = 409.6mV to 4.096V Over full operating temperature range.	-1	±2	+1	Counts
Common Mode Rejection Ratio	CMRR	V _{CM} ±1V V _{IN} = 0V Full Scale = 409.6mV		50		μV/V
Input Common Mode Range	VCMR	Input HI, Input LO, Common	V ⁻ +1.5		V ⁺ -1.0	V
Noise (p-p value not exceeded 95% of time)	e _n	V _{IN} = 0V Full Scale = 409.6mV		15		μV
Leakage current at Input	I _{ILK}	V _{IN} = 0 All devices 25°C ICL7109CPL 0°C ≤ TA ≤ +70°C ICL7109IDC -25°C ≤ TA ≤ +85°C ICL7109MDL -55°C ≤ TA ≤ +125°C		1 20 100	10 100 250	pA pA pA
Zero Reading Drift		V _{IN} = 0V		0.2	1	μV/°C
Scale Factor Temperature Coefficient		V _{IN} = 408.9mV = > 7770 ₈ reading Ext. Ref. 0 ppm/°C		1	5	ppm/°C
Supply Current V ⁺ to GND	I ⁺	V _{IN} = 0, Crystal Osc. 3.58MHz test circuit		700	1500	μA
Supply Current V ⁺ to V ⁻	I _{SUPP}	Pins 2-21, 25, 26, 27, 29, open		700	1500	μA
Ref Out Voltage	V _{REF}	Referred to V ⁺ , 25kΩ between V ⁺ and REF OUT	-2.4	-2.8	-3.2	V
Ref Out Temp. Coefficient		25kΩ between V ⁺ and REF OUT		80		ppm/°C
Input Common Mode Range	V _{CM}	IN HI, IN LO, COMMON	V ⁻ +1.5	V ⁺ -0.5 to V ⁻ +1.0	V ⁺ -1.0	V

ICL7109

INTERMIL

DIGITAL SECTION

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Output High Voltage	V _{OH}	I _{OUT} = 100μA Pins 2-16, 18, 19, 20	3.5	4.3		V
Output Low Voltage	V _{OL}	I _{OUT} = 1.6mA				V
Output Leakage Current		Pins 3-16 high impedance		0.2	0.4	μA
Control I/O Pullup Current		Pins 18, 19, 20 V _{OUT} = V ⁺ - 3V		±0.1	±1	μA
Control I/O Loading		MODE Input at GND				
Input High Voltage	V _{IH}	HBEN Pin 19 LBEN Pin 18		5		μA
Input Low Voltage	V _{IL}	Pins 18-21, 26, 27 referred to GND	2.5		50	pF
Input Pull-up Current		Pins 18-21, 26, 27 referred to GND				V
Input Pull-up Current		Pins 26, 27 V _{OUT} = V ⁺ - 3V			1	V
Input Pull-down Current		Pins 17, 24 V _{OUT} = V ⁺ - 3V		5		μA
Oscillator Output Current	High	Pin 21 V _{OUT} = GND - 13V		25		μA
	Low	V _{OUT} = 2.5V		5		μA
Buffered Oscillator Output Current	High	V _{OUT} = 2.5V		1		mA
	Low	V _{OUT} = 2.5V		1.5		mA
MODE Input Pulse Width	tw	V _{OUT} = 2.5V		2		ms
			50	5		ms

- Note 1: input voltages may exceed the supply voltages provided the input current is limited to 100μA
- Note 2: Due to the SCR structure inherent in the process used to fabricate these devices, connecting any digital inputs or outputs to voltages greater than V⁺ or less than GND may cause destructive device latchup. For this reason it is recommended that no inputs from sources other than the same power supply be applied to the ICL7109 before its power supply is established, and that in multiple supply systems the supply to the ICL7109 be activated first.
- Note 3: This limit refers to that of the package and will not be obtained during normal operation.

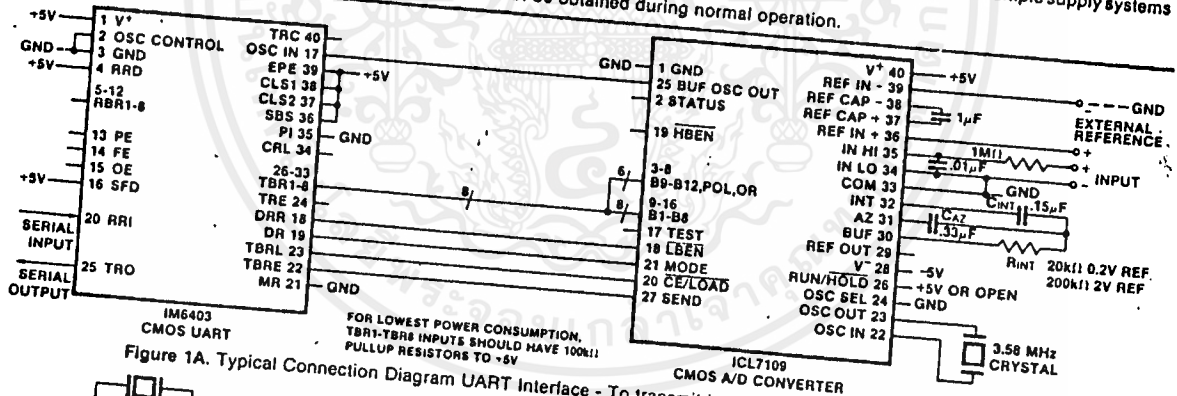


Figure 1A: Typical Connection Diagram UART Interface - To transmit latest result, send any word to UART

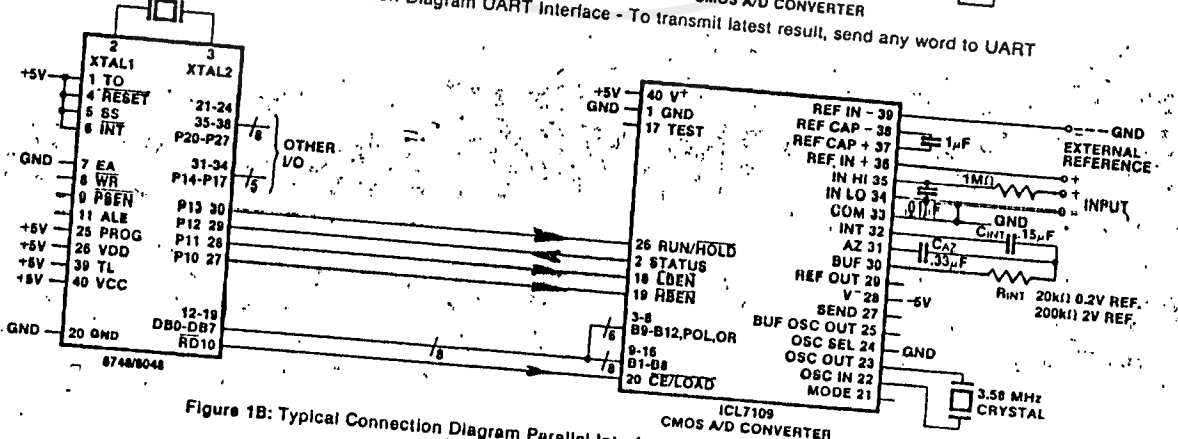


Figure 1B: Typical Connection Diagram Parallel Interface With MCB-40 Microcomputer

TABLE 2 - Pin Assignment and Function Description

PIN	SYMBOL	DESCRIPTION
1	GND	Digital Ground, 0V. Ground return for all digital logic.
2	STATUS	Output High during Integrate and deintegrate until data is latched. Output Low when analog section is in Auto-Zero configuration.
3	POL	Polarity - HI for Positive Input.
4	OR	Overrange - HI if Overranged.
5	B12	Bit 12 (Most Significant Bit)
6	B11	Bit 11
7	B10	Bit 10
8	B9	Bit 9
9	B8	Bit 8
10	B7	Bit 7
11	B6	Bit 6
12	B5	Bit 5
13	B4	Bit 4
14	B3	Bit 3
15	B2	Bit 2
16	B1	Bit 1 (Least Significant Bit)
17	TEST	Input High - Normal Operation. Input Low - Forces all bit outputs high. Note: This input is used for test purposes only.
18	LBEN	Low Byte Enable - With Mode (Pin 21) low, and CE/LOAD (Pin 20) low, taking this pin low activates low order byte outputs B1-B8. - With Mode (Pin 21) high, this pin serves as a low byte flag output used in handshake mode. See Figures 7, 8, 9.
19	HBEN	High Byte Enable - With Mode (Pin 21) low, and CE/LOAD (Pin 20) low, taking this pin low activates high order byte outputs B9-B12, POL, OR. - With Mode (Pin 21) high, this pin serves as a high byte flag output used in handshake mode. See Figures 7, 8, 9.
20	CE/LOAD	Chip Enable Load - With Mode (Pin 21) low, CE/LOAD serves as a master output enable. When high, B1-B12, POL, OR outputs are disabled. - With Mode (Pin 21) high, this pin serves as a load strobe used in handshake mode. See Figures 7, 8, 9.

All three state output data bits

PIN	SYMBOL	DESCRIPTION
21	MODE	Input Low - Direct output mode where CE/LOAD (Pin 20), HBEN (Pin 19) and LBEN (Pin 18) act as inputs directly controlling byte outputs. Input Pulsed High - Causes immediate entry into handshake mode and output of data as in Figure 9. Input High - Enables CE/LOAD (Pin 20), HBEN (Pin 19), and LBEN (Pin 18) as outputs; handshake mode will be entered and data output as in Figures 7 and 8 at conversion completion.
22	OSC IN	Oscillator Input
23	OSC OUT	Oscillator Output
24	OSC SEL	Oscillator Select - Input high configures OSC IN, OSC OUT, BUF OSC OUT as RC oscillator - clock will be same phase and duty cycle as BUF OSC OUT. Input low configures O8C IN, O8C OUT for crystal oscillator - clock frequency will be 1/58 of frequency at BUF OSC OUT.
25	BUF OSC OUT	Buffered Oscillator Output
26	RUN/HOLD	Input High - Conversions continuously performed every 8192 clock pulses. Input Low - Conversion in progress completed, converter will stop in Auto-Zero 7 counts before Integrate.
27	SEND	Input - Used in handshake mode to indicate ability of an external device to accept data.
28	V ⁻	Analog Negative Supply - Nominally -5V with respect to GND (Pin 1).
29	REF OUT	Reference Voltage Output - Nominally 2.8V (down from V ⁺ (Pin 40)).
30	BUFFER	Buffer Amplifier Output
31	AUTO-ZERO	Auto-Zero Node - Inside foil of CAZ
32	INTEGRATOR	Integrator Output - Outside foil of CINT
33	COMMON	Analog Common - System is Auto-Zeroed to COMMON
34	INPUT LO	Differential Input Low Side
35	INPUT HI	Differential Input High Side
36	REF IN +	Differential Reference Input Positive
37	REF CAP +	Reference Capacitor Positive
38	REF CAP -	Reference Capacitor Negative
39	REF IN -	Differential Reference Input Negative
40	V ⁺	Positive Supply Voltage - Nominally +5V with respect to GND (Pin 1).

4

Note: All digital levels are positive true.
DETAILED DESCRIPTION

Analog Section
Figure 2 shows the equivalent circuit of the Analog Section of the ICL7109. When the RUN/HOLD input is left open or connected to V⁺, the circuit will perform conversions at a rate determined by the clock frequency (8192 clock periods per cycle). Each measurement cycle is divided into three phases as shown in Figure 3. They are (1) Auto-Zero (AZ), (2) Signal Integrate (INT) and (3) Deintegrate (DE).

1. Auto-Zero Phase
During auto-zero three things happen. First, input high and low are disconnected from their pins and internally shorted to analog COMMON. Second, the reference capacitor is charged to the reference voltage. Third, a feedback loop is closed around the system to charge the auto-zero capacitor CAZ to compensate for offset voltages in

the buffer amplifier, integrator, and comparator. Since the comparator is included in the loop, the AZ accuracy is limited only by the noise of the system. In any case, the offset referred to the input is less than 10 μ V.

2. Signal Integrate Phase
During signal Integrate the auto-zero loop is opened, the internal short is removed and the internal input high and low are connected to the external pins. The converter then integrates the differential voltage between IN HI and IN LO for a fixed time of 2048 clock periods. Note that this differential voltage can be within the common mode range of the inputs. At the end of this phase, the polarity of the integrated signal is determined.

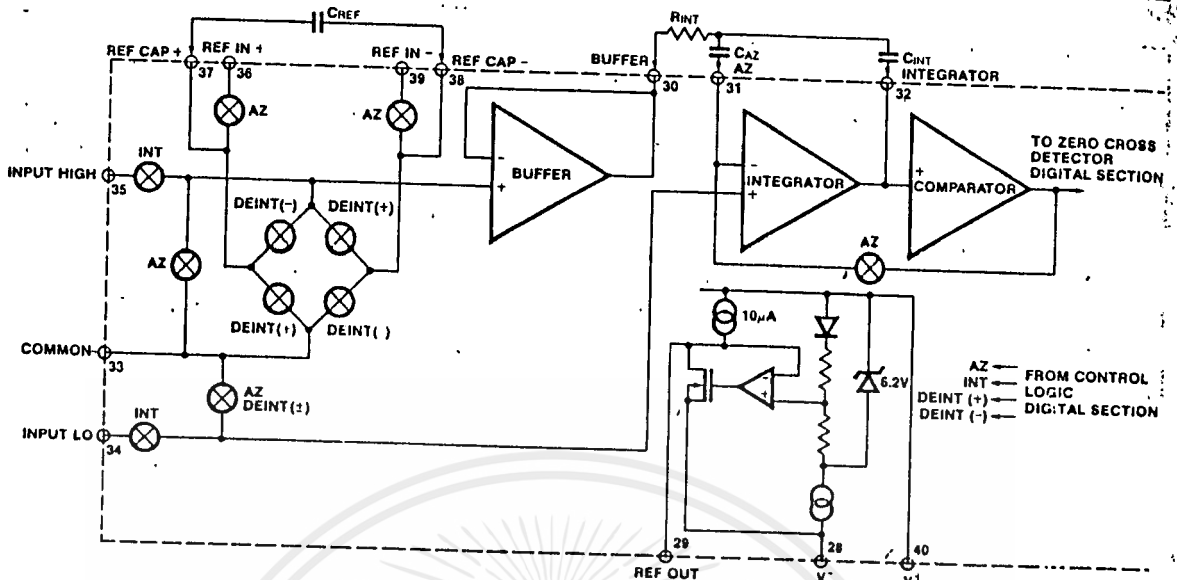


Figure 2: Analog Section

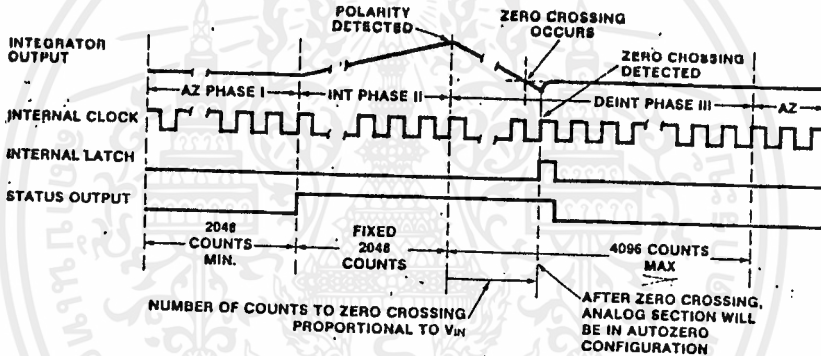


Figure 3: Conversion Timing (RUN/HOLD Pin High)

3. De-integrate Phase

The final phase is de-integrate, or reference integrate. Input low is internally connected to analog COMMON and input high is connected across the previously charged (during auto-zero) reference capacitor. Circuitry within the chip ensures that the capacitor will be connected with the correct polarity to cause the integrator output to return to zero crossing (established in Auto Zero) with a fixed slope. Thus the time for the output to return to zero (represented by the number of clock periods counted) is proportional to the input signal.

Differential Input

The input can accept differential voltages anywhere within the common mode range of the input amplifier; or specifically from 1.0 volts below the positive supply to 1.5 volts above the negative supply. In this range the system has a CMRR of 86dB typical. However, since the integrator also swings with the common mode voltage, care must be exercised to assure the integrator output does not saturate. A worst case condition would be a large positive common mode voltage with a near full-scale negative differential input voltage. The negative input signal drives the integrator

positive when most of its swing has been used up by the positive common mode voltage. For these critical applications the integrator swing can be reduced to less than the recommended 4V full scale with some loss of accuracy. The integrator output can swing within 0.3 volts of either supply without loss of linearity.

The ICL7109 has, however, been optimized for operation with analog common near digital ground. With power supplies of +5V and -5V, this allows a 4V full scale integrator swing positive or negative maximizing the performance of the analog section.

Differential Reference

The reference voltage can be generated anywhere within the power supply voltage of the converter. The main source of common mode error is a roll-over voltage caused by the reference capacitor losing or gaining charge to stray capacity on its nodes. If there is a large common mode voltage, the reference capacitor can gain charge (increase voltage) when called up to deintegrate a positive signal but lose charge (decrease voltage) when called up to deintegrate a negative input signal. This difference in reference for (+) or (-) input voltages will give a roll-over error. However, by

4

selecting the reference capacitor large enough in comparison to the stray capacitance, this error can be held to less than 0.5 count for the worst case condition (see Component Values Selection below).

The roll-over error from these sources is minimized by having the reference common mode voltage near or at analog COMMON.

Component Value Selection

For optimum performance of the analog section, care must be taken in the selection of values for the integrator capacitor and resistor, auto-zero capacitor, reference voltage, and conversion rate. These values must be chosen to suit the particular application.

The most important consideration is that the integrator output swing (for full-scale input) be as large as possible. For example, with $\pm 5V$ supplies and COMMON connected to GND, the nominal integrator output swing at full scale is $\pm 4V$. Since the integrator output can go to 0.3V from either supply without significantly affecting linearity, a 4V integrator output swing allows 0.7V for variations in output swing due to component value and oscillator tolerances. With $\pm 5V$ supplies and a common mode range of $\pm 1V$ required, the component values should be selected to provide $\pm 3V$ integrator output swing. Noise and rollover errors will be slightly worse than in the $\pm 4V$ case. For larger common mode voltage ranges, the integrator output swing must be reduced further. This will increase both noise and rollover errors. To improve the performance, supplies of $\pm 6V$ may be used.

1. Integrating Resistor

Both the buffer amplifier and the integrator have a class A output stage with $100\mu A$ of quiescent current. They supply $20\mu A$ of drive current with negligible non-linearity. The integrating resistor should be large enough to remain in this very linear region over the input voltage range, but small enough that undue leakage requirements are not placed on the PC board. For 4,096 volt full scale, $200k\Omega$ is near optimum and similarly a $20k\Omega$ for a 409.6mV scale. For other values of full scale voltage, R_{INT} should be chosen by the relation

$$R_{INT} = \frac{\text{full scale voltage}}{20\mu A}$$

2. Integrating Capacitor

The integrating capacitor C_{INT} should be selected to give the maximum integrator output voltage swing without saturating the integrator (approximately 0.3 volt from either supply). For the ICL7109 with ± 5 volt supplies and analog common connected to GND, a ± 3.5 to ± 4 volt integrator output swing is nominal. For 7-1/2 conversions per second (61.72KHz clock frequency) as provided by the crystal oscillator, nominal values for C_{INT} and C_{AZ} are $0.15\mu F$ and $0.33\mu F$, respectively. If different clock frequencies are used, these values should be changed to maintain the integrator output voltage swing. In general, the value of C_{INT} is given by

$$C_{INT} = \frac{(2048 \times \text{clock period}) (20\mu A)}{\text{integrator output voltage swing}}$$

An additional requirement of the integrating capacitor is that it have low dielectric absorption to prevent roll-over errors. While other types of capacitors are adequate for this application, polypropylene capacitors give undetectable errors at reasonable cost up to $85^\circ C$. For the military temperature range, Teflon[®] capacitors are recommen-

ded. While their dielectric absorption characteristics vary somewhat from unit to unit, selected devices should give less than 0.5 count of error due to dielectric absorption.

3. Auto-Zero Capacitor

The size of the auto-zero capacitor has some influence on the noise of the system; a big capacitor, giving less noise. However, it cannot be increased without limits since it, in parallel with the integrating capacitor forms an R-C time constant that determines the speed of recovery from overloads and more important the error that exists at the end of an auto-zero cycle. For 409.6mV full scale where noise is very important and the integrating resistor small, a value of C_{AZ} twice C_{INT} is optimum. Similarly for 4,096V full scale where recovery is more important than noise, a value of C_{AZ} equal to half of C_{INT} is recommended.

For optimal rejection of stray pickup, the outer foil of C_{AZ} should be connected to the R-C summing junction and the inner foil to pin 31. Similarly the outer foil of C_{INT} should be connected to pin 32 and the inner foil to the R-C summing junction. Teflon[®], or equivalent, capacitors are recommended above $85^\circ C$ for their low leakage characteristics.

4. Reference Capacitor

A $1\mu F$ capacitor gives good results in most applications. However, where a large common mode voltage exists (i.e. the reference low is not at analog common) and a 409.6mV scale is used, a larger value is required to prevent roll-over error. Generally $10\mu F$ will hold the roll-over error to 0.5 count in this instance. Again, Teflon[®], or equivalent capacitors should be used for temperatures above $85^\circ C$ for their low leakage characteristics.

5. Reference Voltage

The analog input required to generate a full scale output of 4096 counts is $V_{IN} = 2V_{REF}$. Thus for a normalized scale, a reference of 2.048V should be used for a 4,096V full scale, and 204.8mV should be used for a 409.6mV full scale. However, in many applications where the A/D is sensing the output of a transducer, there will exist a scale factor other than unity between the absolute output voltage to be measured and a desired digital output. For instance, in a weighing system, the designer might like to have a full scale reading when the voltage from the transducer is 0.682V. Instead of dividing the input down to 409.6mV, the input voltage should be measured directly and a reference voltage of 0.341V should be used. Suitable values for integrating resistor and capacitor are $34k\Omega$ and $0.15\mu F$. This avoids a divider on the input. Another advantage of this system occurs when a zero reading is desired for non-zero input. Temperature and weight measurements with an offset or tare are examples. The offset may be introduced by connecting the voltage output of the transducer between common and analog high, and the offset voltage between common and analog low, observing polarities carefully. However, in processor-based systems using the ICL7109, it may be more efficient to perform this type of scaling or tare subtraction digitally using software.

6. Reference Sources

The stability of the reference voltage is a major factor in the overall absolute accuracy of the converter. The resolution of the ICL7109 at 12 bits is one part in 4096, or 244ppm. Thus if the reference has a temperature coefficient of $80\text{ppm}/^\circ C$ (onboard reference) a temperature difference of $3^\circ C$ will introduce a one-bit absolute error.

For this reason, it is recommended that an external high-quality reference be used where the ambient temperature is not controlled or where high-accuracy absolute measurements are being made.

The ICL7109 provides a REFERENCE OUTPUT (pin 29) which may be used with a resistive divider to generate a suitable reference voltage. This output will sink up to about 20mA without significant variation in output voltage, and is provided with a pullup bias device which sources about 10 μ A. The output voltage is nominally 2.8V below V⁺, and has a temperature coefficient of ± 80 ppm/ $^{\circ}$ C typ. When using the onboard reference, REF OUT (Pin 29) should be connected to REF - (pin 39), and REF + should be connected to the wiper of a precision potentiometer between REF OUT and V⁺. The circuit for a 2.048mV reference is shown in the test circuit. For a 2.048mV reference, the fixed resistor should be removed, and a 25k Ω precision potentiometer between REF OUT and V⁺ should be used.

Note that if pins 29 and 39 are tied together and pins 39 and 40 accidentally shorted (e.g., during testing), the reference supply will sink enough current to destroy the device. This can be avoided by placing a 1k Ω resistor in series with pin 39.

DETAILED DESCRIPTION

Digital Selection

The digital section includes the clock oscillator and scaling circuit, a 12-bit binary counter with output latches and TTL-compatible three-state output drivers, polarity, over-range and control logic, and UART handshake logic, as shown in the Block Diagram, Figure 4.

Throughout this description, logic levels will be referred to as "low" or "high". The actual logic levels are defined in Table 1 "Operating Characteristics". For minimum power consumption, all inputs should swing from GND (low) to V⁺ (high). Inputs driven from TTL gates should have 3-5k Ω pull-up resistors added for maximum noise immunity.

MODE Input

The MODE Input is used to control the output mode of the

converter. When the MODE pin is low or left open (this input is provided with a pulldown resistor to ensure a low level when the pin is left open), the converter is in its "Direct" output mode, where the output data is directly accessible under the control of the chip and byte enable inputs. When the MODE input is pulsed high, the converter enters the UART handshake mode and outputs the data in two bytes, then returns to "direct" mode. When the MODE input is left high, the converter will output data in the handshake mode at the end of every conversion cycle. (See section entitled "Handshake Mode" for further details).

STATUS Output

During a conversion cycle, the STATUS output goes high at the beginning of Signal Integrate (Phase II), and goes low one-half clock period after new data from the conversion has been stored in the output latches. See Figure 3 for details of this timing. This signal may be used as a "data valid" flag (data never changes while STATUS is low) to drive interrupts, or for monitoring the status of the converter.

RUN/HOLD Input

When the RUN/HOLD input is high, or left open, the circuit will continuously perform conversion cycles, updating the output latches after zero crossing during the Deintegrate (Phase III) portion of the conversion cycle (See Figure 3). In this mode of operation, the conversion cycle will be performed in 8192 clock periods, regardless of the resulting value.

If RUN/HOLD goes low at any time during Deintegrate (Phase III) after the zero crossing has occurred, the circuit will immediately terminate Deintegrate and jump to Auto-Zero. This feature can be used to eliminate the time spent in Deintegrate after the zero-crossing. If RUN/HOLD stays or goes low, the converter will ensure minimum Auto-Zero time, and then wait in Auto-Zero until the RUN/HOLD input goes high. The converter will begin the Integrate (Phase II) portion of the next conversion (and the STATUS output will go high) seven clock periods after the high level is detected at RUN/HOLD. See Figure 5 for details.

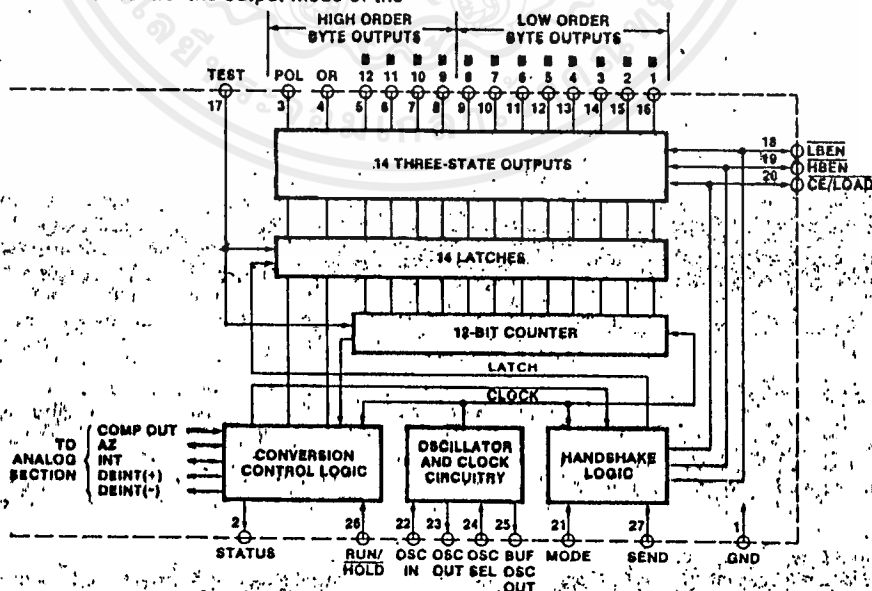


Figure 4: Digital Section

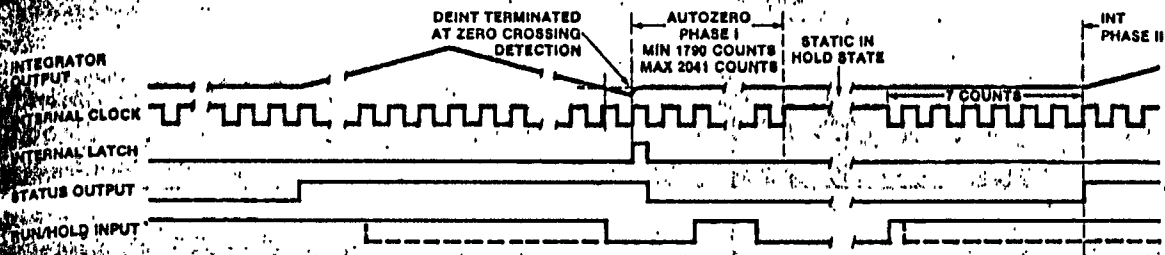


Figure 5: Run/Hold Operation

Using the RUN/HOLD input in this manner allows an easy "convert on demand" interface to be used. The converter may be held at idle in auto-zero with RUN/HOLD low. When RUN/HOLD goes high the conversion is started, and when the STATUS output goes low the new data is valid (or transferred to the UART - see Handshake Mode). RUN/HOLD may now go low terminating Deintegrate and ensuring a minimum Auto-Zero time before stopping to wait for the next conversion.

Alternately, RUN/HOLD can be used to minimize conversion time by ensuring that it goes low during Deintegrate, after zero crossing, and goes high after the hold point is reached. The required activity on the RUN/HOLD input can be provided by connecting it to the Buffered Oscillator Output. In this mode the conversion time is dependent on the input value measured. Also refer to Intersil Application Bulletin A032 for a discussion of the effects this will have on Auto-Zero performance.

If the RUN/HOLD input goes low and stays low during Auto-Zero (Phase I), the converter will simply stop at the end of Auto-Zero and wait for RUN/HOLD to go high. As above, Integrate (Phase II) begins seven clock periods after the high level is detected.

Direct Mode

When the MODE pin is left at a low level, the data outputs (bits 1 through 8 low order byte, bits 9 through 12, polarity and over-range high order byte) are accessible under control of the byte and chip enable terminals as inputs. These three inputs are all active low, and are provided with pullup resistors to ensure an inactive high level when left open. When the chip enable input is low, taking a byte enable input low will allow the outputs of that byte to become active (three-stated on). This allows a variety of parallel data accessing techniques to be used, as shown in the section entitled "Interfacing." The timing requirements for these outputs are shown in Figure 6 and Table 3.

Table 3 - Direct Mode Timing Requirements

SYMBOL	DESCRIPTION	MIN	TYP	MAX	UNITS
tBEA	Byte Enable Width	350	220		ns
tDAB	Data Access Time from Byte Enable		210	350	ns
tDHB	Data Hold Time from Byte Enable		150	300	ns
tCEA	Chip Enable Width	400	260		ns
tDAC	Data Access Time from Chip Enable		260	400	ns
tDHC	Data Hold Time from Chip Enable		240	400	ns

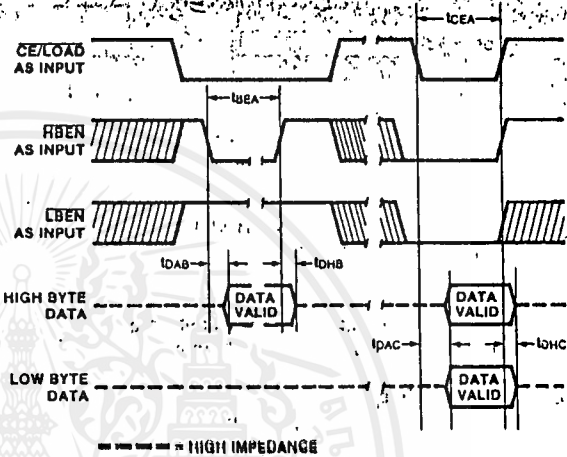


Figure 6: Direct Mode Output Timing

It should be noted, that these control inputs are asynchronous with respect to the converter clock - the data may be accessed at any time. Thus it is possible to access the data while it is being updated, which could lead to scrambled data. Synchronizing the access of data with the conversion cycle by monitoring the STATUS output will prevent this. Data is never updated while STATUS is low.

Handshake Mode

The handshake output mode is provided as an alternative means of interfacing the ICL7109 to digital systems, where the A/D converter becomes active in controlling the flow of data instead of passively responding to chip and byte enable inputs. This mode is specifically designed to allow a direct interface between the ICL7109 and industry-standard UARTs (such as the Intersil CMOS UARTs, IMU402/3) with no external logic required. When triggered into the handshake mode, the ICL7109 provides all the control and flag signals necessary to sequence the two bytes of data into the UART and initiate their transmission in serial form. This greatly eases the task and reduces the cost of designing remote data acquisition stations using serial data transmission to minimize the number of lines to the central controlling processor.

Entry into the handshake mode is controlled by the MODE pin. When the MODE terminal is held high, the ICL7109 will enter the handshake mode after new data has been stored in the output latches at the end of every conversion performed (See Figures 7 and 8). The MODE terminal may also be used to trigger entry into the handshake mode on demand. At any time during the conversion cycle, the low to high transition of a short pulse at the MODE input will cause immediate entry

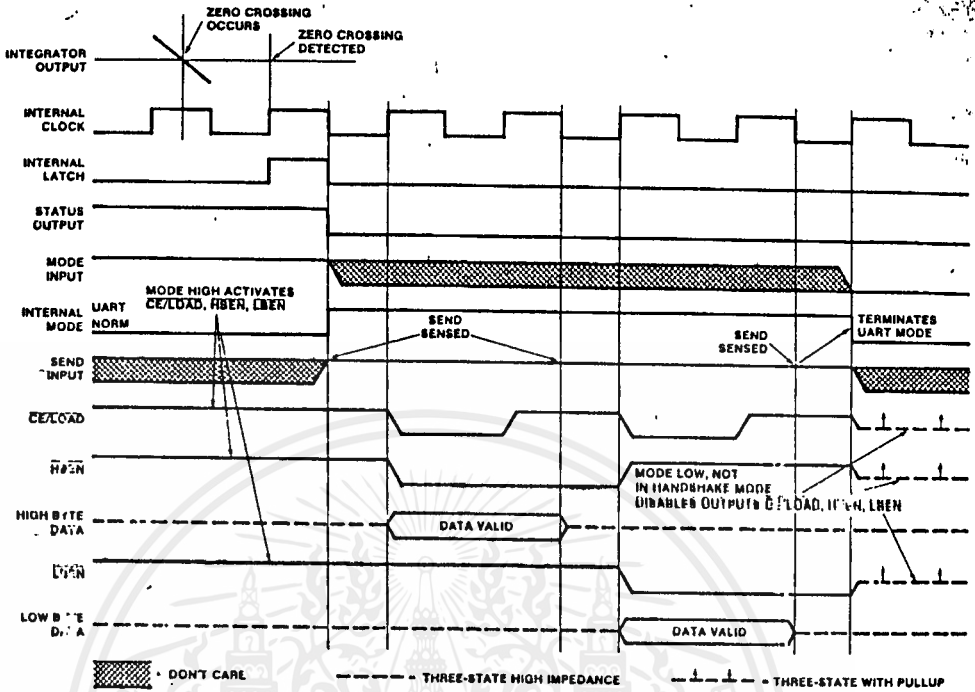


Figure 7: Handshake With Send Held Positive

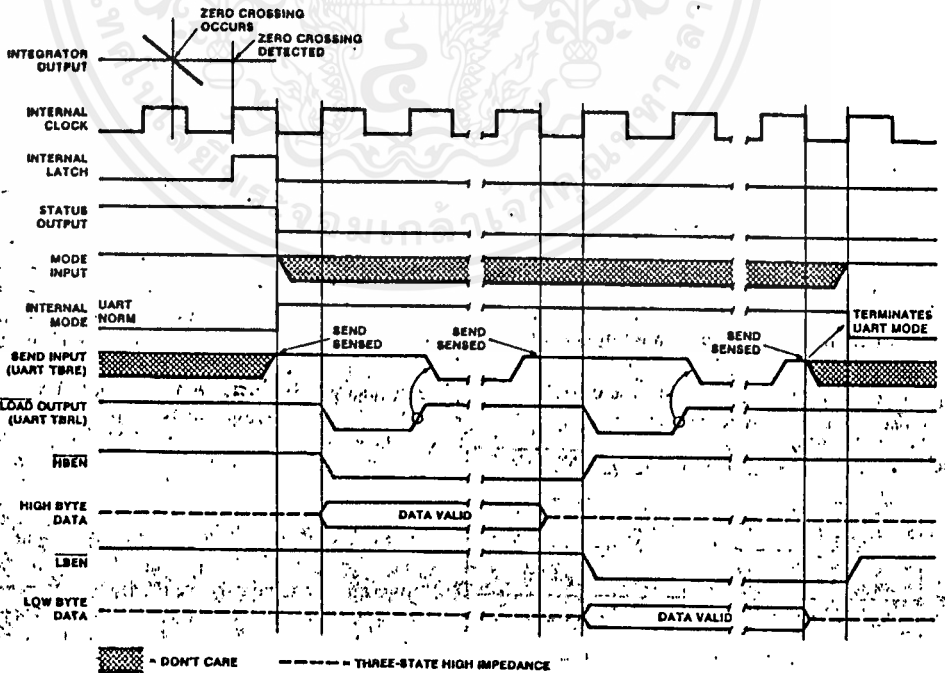


Figure 8: Handshake - Typical UART Interface Timing

4

into the handshake mode. If this pulse occurs while new data is being stored, the entry into handshake mode is delayed until the data is stable. While the converter is in the handshake mode, the MODE input is ignored, and although conversions will still be performed, data updating will be inhibited (See Figure 9) until the converter completes the output cycle and clears the handshake mode.

When the converter enters the handshake mode, or when the MODE input is high, the chip and byte enable terminals become TTL-compatible outputs which provide the control signals for the output cycle (See Figures 7, 8, and 9).

In handshake mode, the SEND input is used by the converter as an indication of the ability of the receiving device (such as a UART) to accept data.

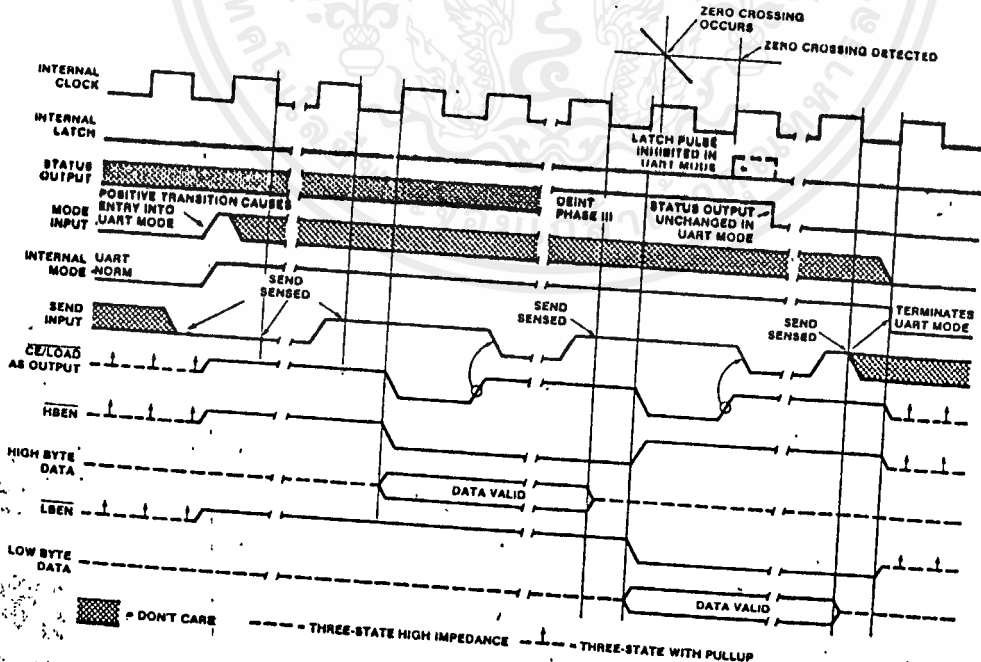
Figure 7 shows the sequence of the output cycle with SEND held high. The handshake mode (Internal MODE high) is entered after the data latch pulse (since MODE remains high the CE/LOAD, LBEN and HBEN terminals are active as outputs). The high level at the SEND input is sensed on the same high to low internal clock edge. On the next low to high internal clock edge, the CE/LOAD and the HBEN outputs assume a low level, and the high-order byte (bits 9 through 12, POL, and OR) outputs are enabled. The CE/LOAD output remains low for one full internal clock period only, the data outputs remain active for 1-1/2 internal clock periods, and the high byte enable remains low for two clock periods. Thus the CE/LOAD output low level or low to high edge may be used as a synchronizing signal to ensure valid data, and the

byte enable as an output may be used as a byte identification flag. With SEND remaining high the converter completes the output cycle using CE/LOAD and LBEN while the low order byte outputs (bits 1 through 8) are activated. The handshake mode is terminated when both bytes are sent.

Figure 8 shows an output sequence where the SEND input is used to delay portions of the sequence, or handshake, to ensure correct data transfer. This timing diagram shows the relationships that occur using an industry-standard IM6402/3 CMOS UART to interface to serial data channels. In this interface, the SEND input to the ICL7109 is driven by the TBRE (Transmitter Buffer Register Empty) output of the UART, and the CE/LOAD terminal of the ICL7109 drives the TBRL (Transmitter Buffer Register Load) input to the UART. The data outputs are paralleled into the eight Transmitter Buffer Register inputs.

Assuming the UART Transmitter Buffer Register is empty, the SEND input will be high when the handshake mode is entered after new data is stored. The CE/LOAD and HBEN terminals will go low after SEND is sensed, and the high order byte outputs become active. When CE/LOAD goes high at the end of one clock period, the high order byte data is clocked into the UART Transmitter Buffer Register. The UART TBRE output will now go low, which halts the output cycle with the HBEN output low, and the high order byte outputs active. When the UART has transferred the data to the Transmitter Register and cleared the Transmitter Buffer Register, the TBRE returns high. On the next ICL7109

4



Handshake Triggered By Mode

ICL7109

INTERMIL

internal clock high to low edge, the high order byte outputs are disabled, and one-half internal clock later, the **HBEN** output returns high. At the same time, the **CE/LOAD** and **LBEN** outputs go low, and the low order byte outputs become active. Similarly, when the **CE/LOAD** returns high at the end of one clock period, the low order data is clocked into the UART Transmitter Buffer Register, and **TBRE** again goes low. When **TBRE** returns to a high it will be sensed on the next ICL7109 internal clock high to low edge, disabling the data outputs. One-half internal clock later, the handshake mode will be cleared, and the **CE/LOAD**, **HBEN**, and **LBEN** terminals return high and stay active (as long as **MODE** stays high).

With the **MODE** input remaining high as in these examples, the converter will output the results of every conversion except those completed during a handshake operation. By triggering the converter into handshake mode with a low to high edge on the **MODE** input, handshake output sequences may be performed on demand. Figure 9 shows a handshake output sequence triggered by such an edge. In addition, the **SEND** input is shown as being low when the converter enters handshake mode. In this case, the whole output sequence is controlled by the **SEND** input, and the sequence for the first (high order) byte is similar to the sequence for the second byte. This diagram also shows the output sequence taking longer than a conversion cycle. Note that the converter still makes conversions, with the **STATUS** output and **RUN/HOLD** input functioning normally. The only difference is that new data will not be latched when in handshake mode, and is therefore lost.

Oscillator

The ICL7109 is provided with a versatile three terminal oscillator to generate the internal clock. The oscillator may be overdriven; or may be operated as an RC or crystal oscillator. The **OSCILLATOR SELECT** input changes the internal configuration of the oscillator to optimize it for RC or crystal operation.

When the **OSCILLATOR SELECT** input is high or left open (the input is provided with a pullup resistor), the oscillator is configured for RC operation, and the internal clock will be of the same frequency and phase as the signal at the **BUFFERED OSCILLATOR OUTPUT**. The resistor and capacitor should be connected as in Figure 10. The circuit will oscillate at a frequency given by $f = .45/RC$. A 100kΩ resistor is recommended for useful ranges of frequency. For optimum 60Hz line rejection, the capacitor value should be chosen such that 2048 clock periods is close to an integral multiple of the 60Hz period.

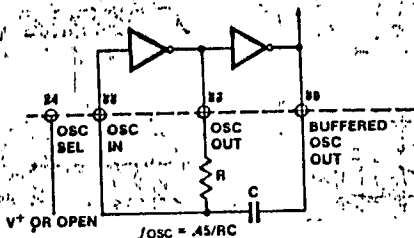


Figure 10: RC Oscillator

When the **OSCILLATOR SELECT** input is low a feedback device and output and input capacitors are added to the oscillator. In this configuration, as shown in Figure 11, the

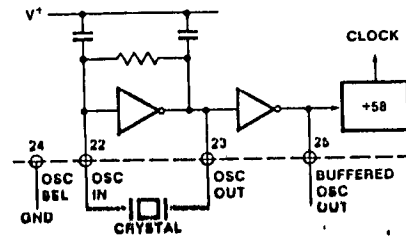


Figure 11: Crystal Oscillator

oscillator will operate with most crystals in the 1 to 5MHz range with no external components. Taking the **OSCILLATOR SELECT** input low also inserts a fixed +58 divider circuit between the **BUFFERED OSCILLATOR OUTPUT** and the internal clock. Using an inexpensive 3.58MHz TV crystal, this division ratio provides an integration time given by:

$$T = (2048 \text{ clock periods}) \times \left(\frac{58}{3.58\text{MHz}} \right) = 33.18\text{ms}$$

This time is very close to two 60Hz periods or 33.33ms. The error is less than one percent, which will give better than 40dB 60Hz rejection. The converter will operate reliably at conversion rates of up to 30 per second, which corresponds to a clock frequency of 245.8kHz.

If at any time the oscillator is to be overdriven, the overdriving signal should be applied at the **OSCILLATOR INPUT**, and the **OSCILLATOR OUTPUT** should be left open. The internal clock will be of the same frequency, duty cycle, and phase as the input signal when **OSCILLATOR SELECT** is left open. When **OSCILLATOR SELECT** is at GND, the clock will be a factor of 58 below the input frequency.

When using the ICL7109 with the IM6403 UART, it is possible to use one 3.58MHz crystal for both devices. The **BUFFERED OSCILLATOR OUTPUT** of the ICL7109 may be used to drive the **OSCILLATOR INPUT** of the UART, saving the need for a second crystal. However, the **BUFFERED OSCILLATOR OUTPUT** does not have a great deal of drive, and when driving more than one slave device, external buffering should be used.

Test Input

When the **TEST** input is taken to a level halfway between V^+ and GND, the counter output latches are enabled, allowing the counter contents to be examined anytime.

When the **TEST** input is connected to GND, the counter outputs are all forced into the high state, and the internal clock is disabled. When the input returns to the $1/2 (V^+ - \text{GND})$ voltage (or to V^+) and one clock is applied, all the counter outputs will be clocked to the low state. This allows easy testing of the counter and its outputs.

INTERFACING

Direct Mode

Figure 12 shows some of the combinations of chip enable and byte enable control signals which may be used when interfacing the ICL7109 to parallel data lines. The **CE/LOAD** input may be tied low, allowing either byte to be controlled by its own enable as in Figure 12A. Figure 12B shows a configuration where the two byte enables are connected together. In this configuration, the **CE/LOAD** serves as a chip enable, and the **HBEN** and **LBEN** may be connected to GND or serve as a second chip enable. The 14 data outputs will all be enabled simultaneously. Figure 12C shows the **HBEN** and **LBEN** as flag inputs, and **CE/LOAD** as a master enable, which could be the **READ** strobe available from most microprocessors.

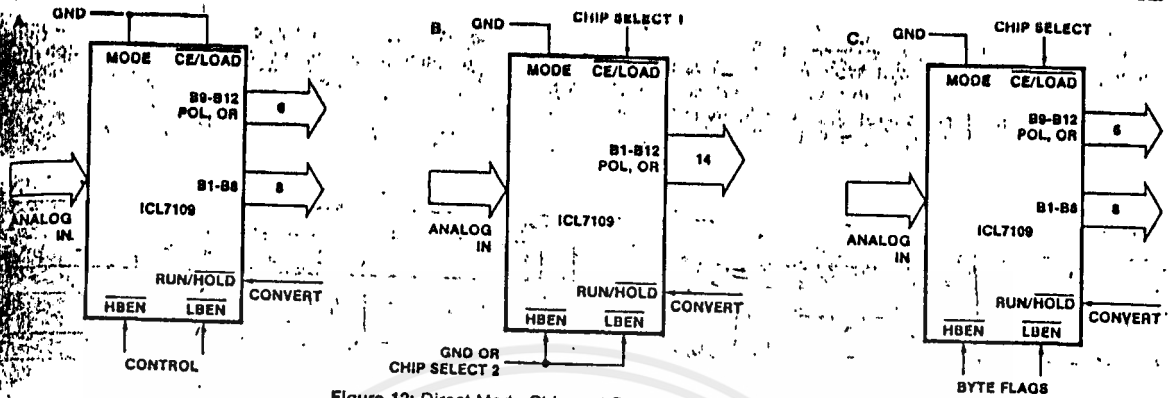


Figure 12: Direct Mode Chip and Byte Enable Combinations

Figure 13 shows an approach to interfacing several ICL7109s to a bus, ganging the $\overline{\text{HBEN}}$ and $\overline{\text{LBEN}}$ signals to several converters together, and using the $\overline{\text{CE/LOAD}}$ inputs (perhaps decoded from an address) to select the desired converter.

Some practical circuits utilizing the parallel three-state output capabilities of the ICL7109 are shown in Figures 14 through 19. Figure 14 shows a straightforward application to the Intel MCS-48, -80 and -85 systems via an 8255PPI, where the ICL7109 data outputs are active at all times. The I/O ports of an 8155 may be used in the same way. This interface can be used in a read-anytime mode, although a read performed while the data latches are being updated will lead to scrambled data. This will occur very rarely, in the proportion of setup-skew times to conversion time. One way to overcome this is to read the STATUS output as well, and if it is high, read the data again after a delay of more than 1/2 converter clock period. If STATUS is now low, the second reading is correct, and if it is still high, the first reading is correct. Alternatively, this timing problem is completely avoided by using a read-after-update sequence, as shown in Figure 15. Here the high to low transition of the STATUS output drives an interrupt to the microprocessor causing it to

access the data. This application also shows the RUN/HOLD input being used to initiate conversions under software control.

A similar interface to Motorola MC6800 or MOS Technology MCS650X systems is shown in Figure 16. The high to low transition of the STATUS output generates an interrupt via the Control Register B CB1 line. Note that CB2 controls the RUN/HOLD pin through Control Register B, allowing software-controlled initiation of conversions in this system also.

Figure 17 shows an interface to the Intersil IM6100 CMOS microprocessor family using the IM6101 PIE to control the data transfers. Here the data is read by the microprocessor in an 8-bit and a 6-bit word, directly from the ICL7109 to the microprocessor data bus. Again, the high to low transition of the STATUS output generates an interrupt leading to a software routine controlling the two read operations. As before, the RUN/HOLD input to the ICL7109 is shown as being under software control.

The three-state output capability of the ICL7109 allows direct interfacing to most microprocessor busses. Examples of this are shown in Figures 1, 18 and 19. It is necessary to

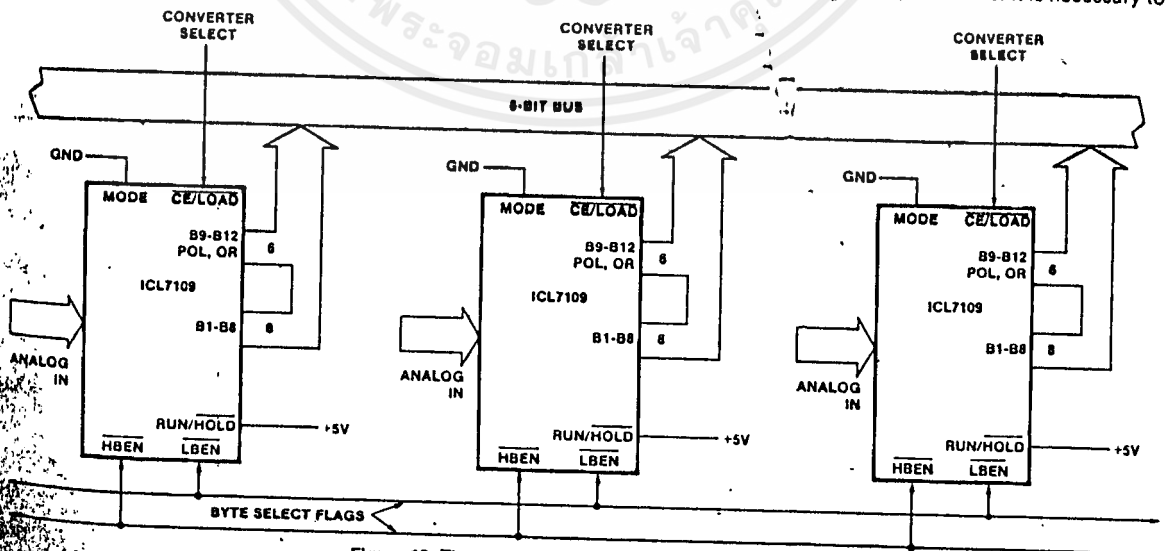


Figure 13: Three-stating Several 7109's to a Small Bus

ICL7109

carefully consider the system timing in this type of interface, to be sure that requirements for setup and hold times, and minimum pulse widths are met. Note also the drive limitations on long busses. Generally this type of interface is only favored if the memory peripheral address density is low so

that simple address decoding can be used. Interrupt handling can also require many additional components, and using an interface device will usually simplify the system in this case.

4

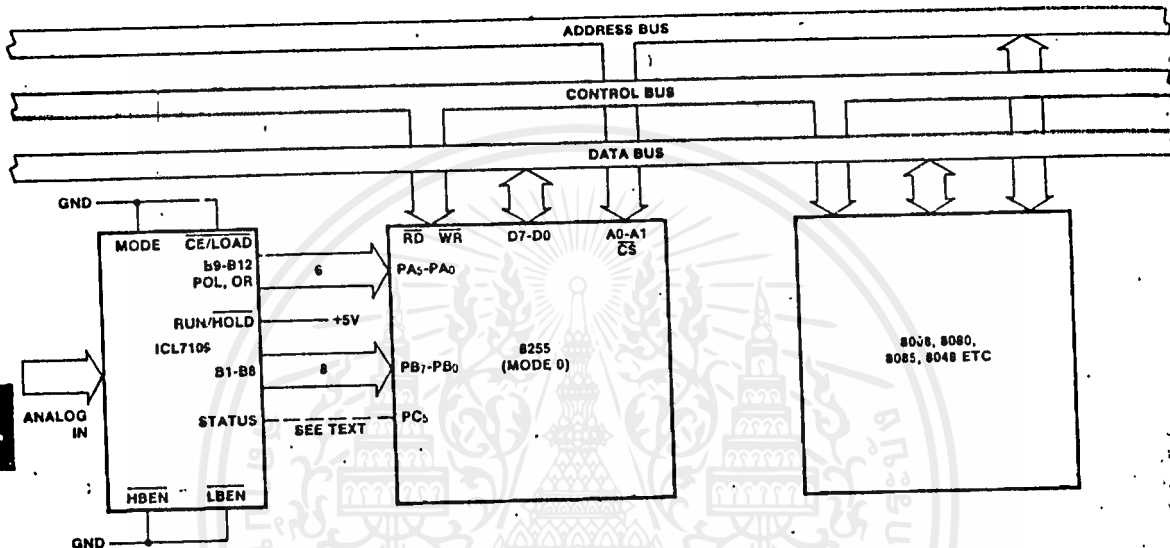


Figure 14: Full-time Parallel Interface to MCS-48, -80, -85 Microcomputer Systems

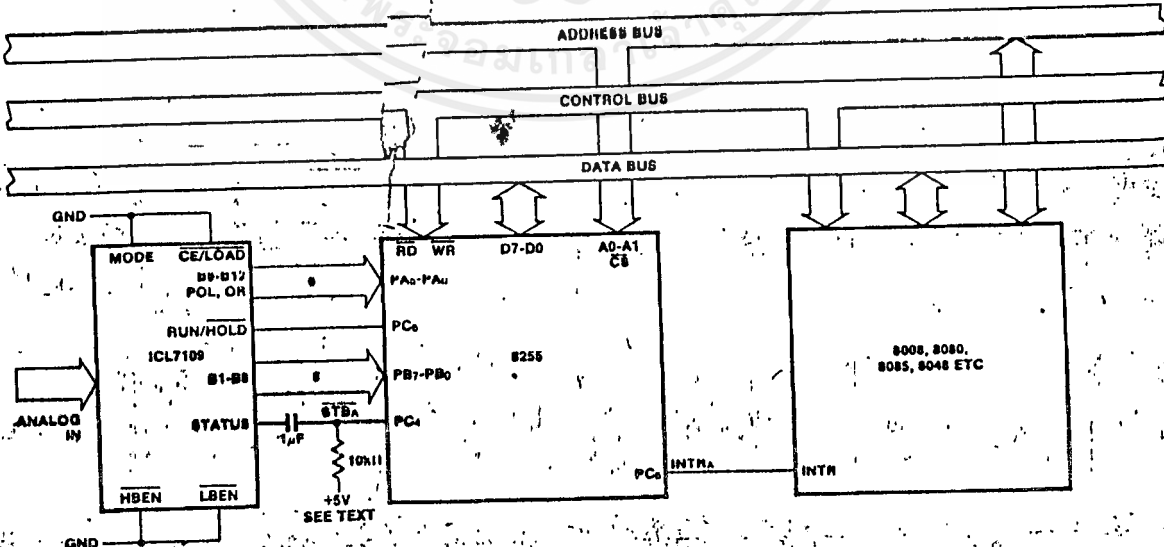


Figure 15: Full-time Parallel Interface to MCS-48, -80, -85 Microcomputers With Interrupt

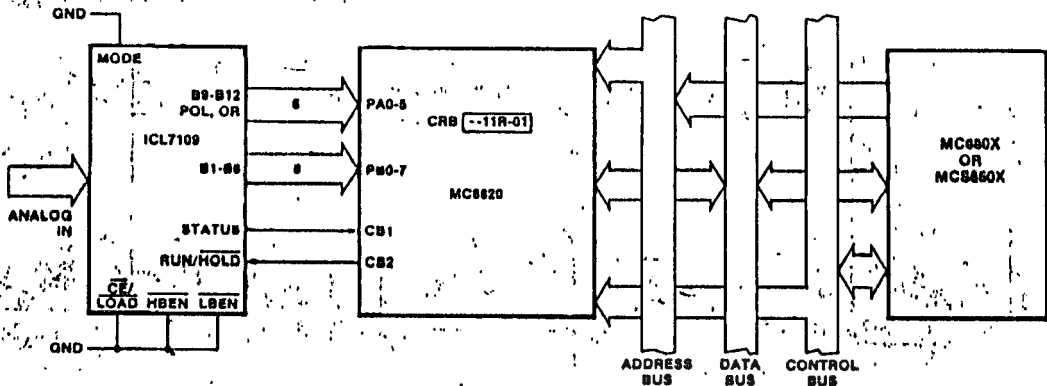


Figure 16: Full-time Parallel Interface to MC880X or MCS850X Microprocessors

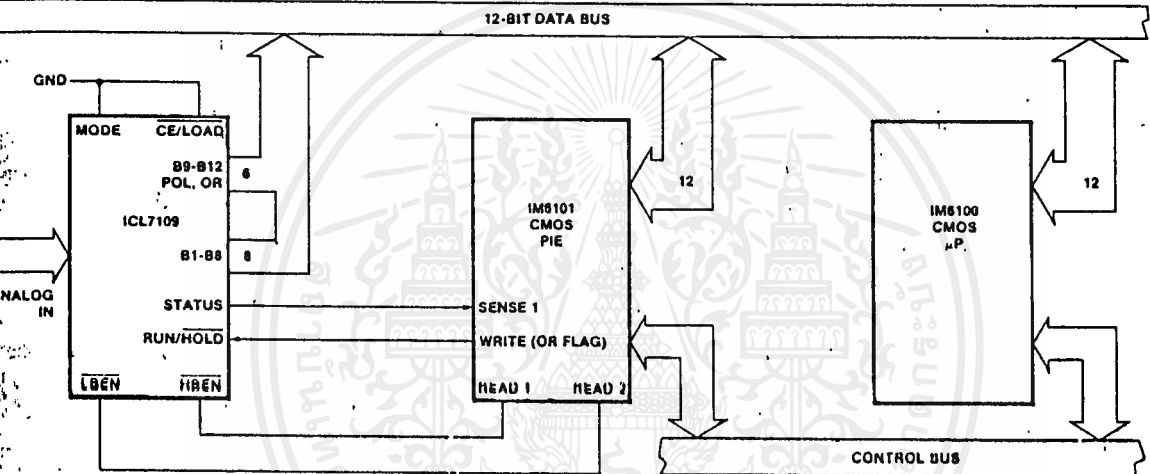


Figure 17: ICL7109-IM6100 Interface Using IM6101 PIE

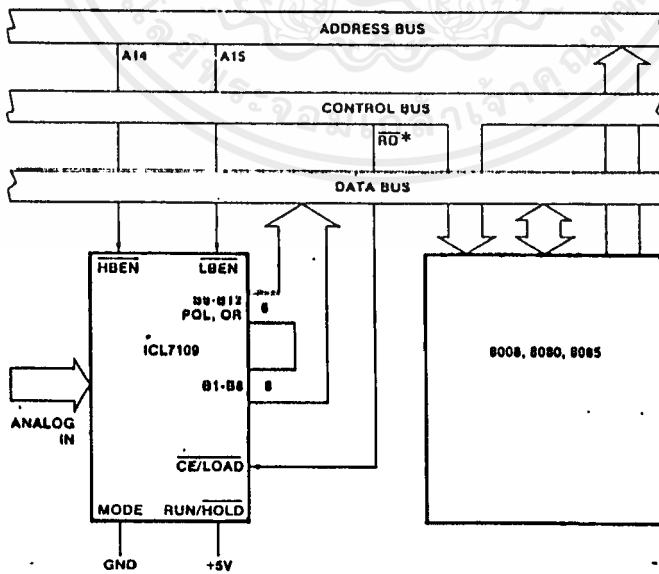


Figure 18: Direct Interface - ICL7109 to 8080/8085

*MEMR or IOR for 8080/8228 System

ICL7109

INTERSiL

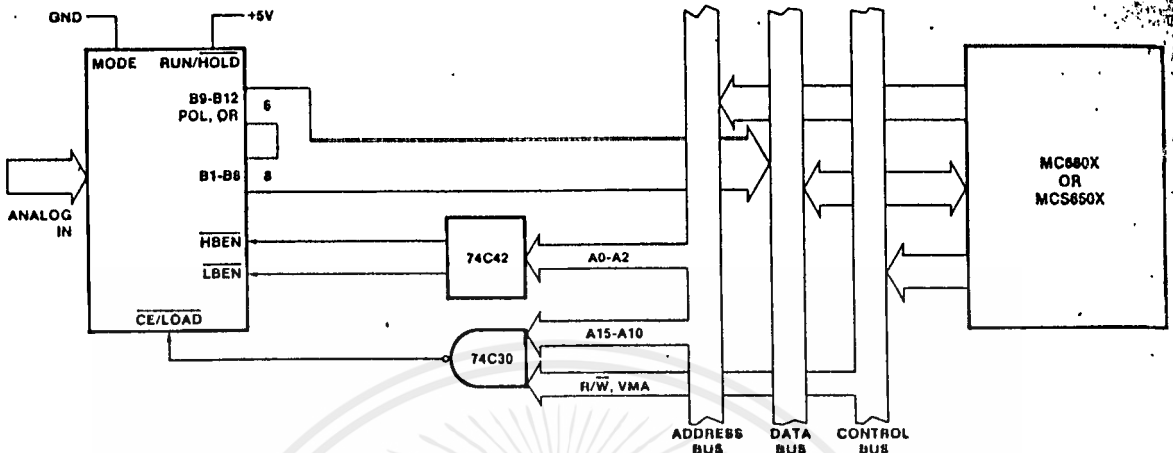


Figure 19: Direct ICL7109 - MC680X Bus Interface

Handshake Mode

The handshake mode allows ready interface with a wide variety of external devices. For instance, external latches may be clocked by the rising edge of CE/LOAD and the byte enables may be used as byte identification flags or as load enables.

Figure 20 shows a handshake interface to Intel microprocessors again using an 8255 PPI. The handshake operation with the 8255 is controlled by inverting its Input Buffer Full (IBF) flag to drive the SEND input to the ICL7109, and using the CE/LOAD to drive the 8255 strobe. The internal control register of the PPI should be set in MODE.1 for the port used. If the 7109 is in handshake mode and the 8255 IBF flag is low, the next word will be strobed into the port. The strobe will cause IBF to go high (SEND goes low), which will keep the enabled byte outputs active. The PPI will generate an interrupt which when executed will result in the data being read. When the byte is read, the IBF will be reset low, which causes the ICL7109 to sequence into the next byte. This figure shows the MODE input to the ICL7109 connected to a control line on the PPI. If this output is left high, or tied high

separately, the data from every conversion (provided the data access takes less time than a conversion) will be sequenced in two bytes into the system.

If this output is made to go from low to high, the output sequence can be obtained on demand, and the Interrupt may be used to reset the MODE bit. Note that the RUN/HOLD input to the ICL7109 may also be driven by a bit of the 8255 so that conversions may be obtained on command under software control. Note that one port of the 8255 is not used, and can service another peripheral device. The same arrangement can also be used with the 8155.

Figure 21 shows a similar arrangement with the MC6800 or MCS850X microprocessors, except that both MODE and RUN/HOLD are tied high to save port outputs.

The handshake mode is particularly convenient for directly interfacing to industry standard UARTs (such as the Intersil IM6402/6403 or Western Digital TR1602) providing a minimum component count means of serially transmitting converted data. A typical UART connection is shown on page 3. In this circuit, any word received by the UART causes

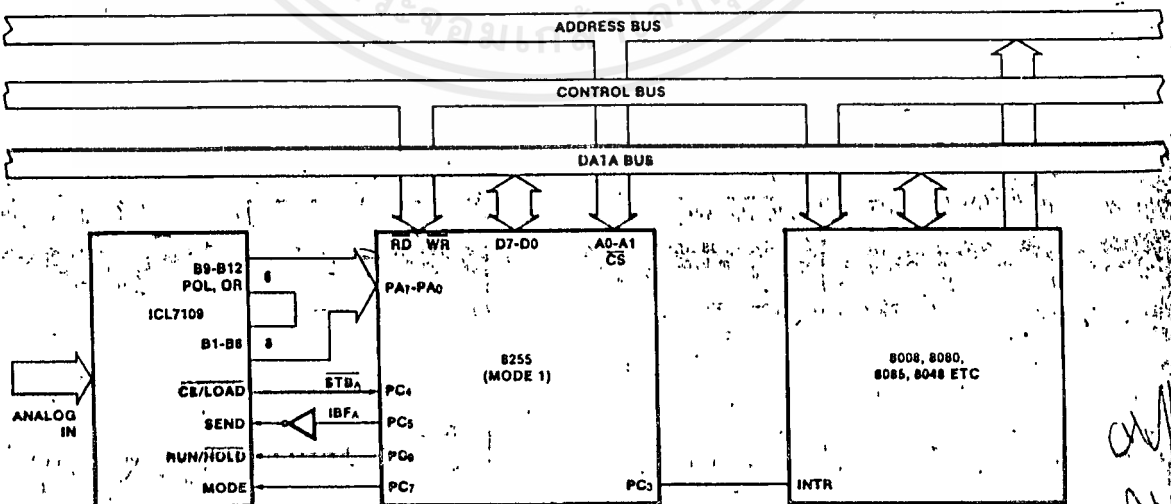


Figure 20: Handshake Interface - ICL7109 to MCS-48, -60, 85

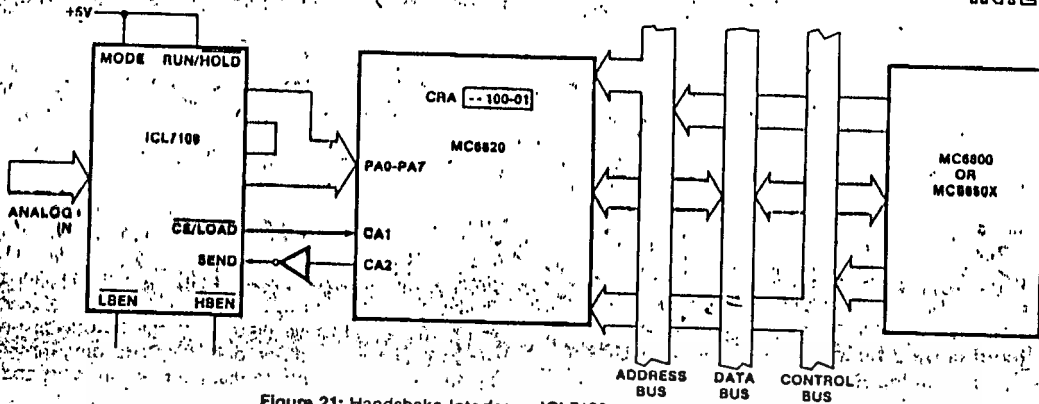


Figure 21: Handshake Interface - ICL7109 to MC6800, MCS850X

the UART DR (Data Ready) output to go high. This drives the MODE input to the ICL7109 high, triggering the ICL7109 into handshake mode. The high order byte is output to the UART first, and when the UART has transferred the data to the Transmitter Register, TBRE (SEND) goes high and the second byte is output. When TBRE (SEND) goes high again, LBEN will go high, driving the UART DRR (Data Ready Reset) which will signal the end of the transfer of data from the ICL7109 to the UART.

is used to select which converter will handshake with the UART. With no external components, this scheme will allow up to eight ICL7109s to interface with one UART. Using a few more components to decode the received word will allow up to 256 converters to be accessed on one serial line.

The applications of the ICL7109 are not limited to those shown here. The purpose of these examples is to provide a starting point for users to develop useful systems, and to show some of the variety of interfaces and uses of the ICL7109. Many of the ideas suggested here may be used in combination; in particular the uses of the STATUS, RUN/HOLD, and MODE signals may be mixed.

Figure 22 shows an extension of the one converter - one UART scheme of the Typical Connection to several ICL7109s with one UART. In this circuit, the word received by the UART (available at the RBR outputs when DR is high)

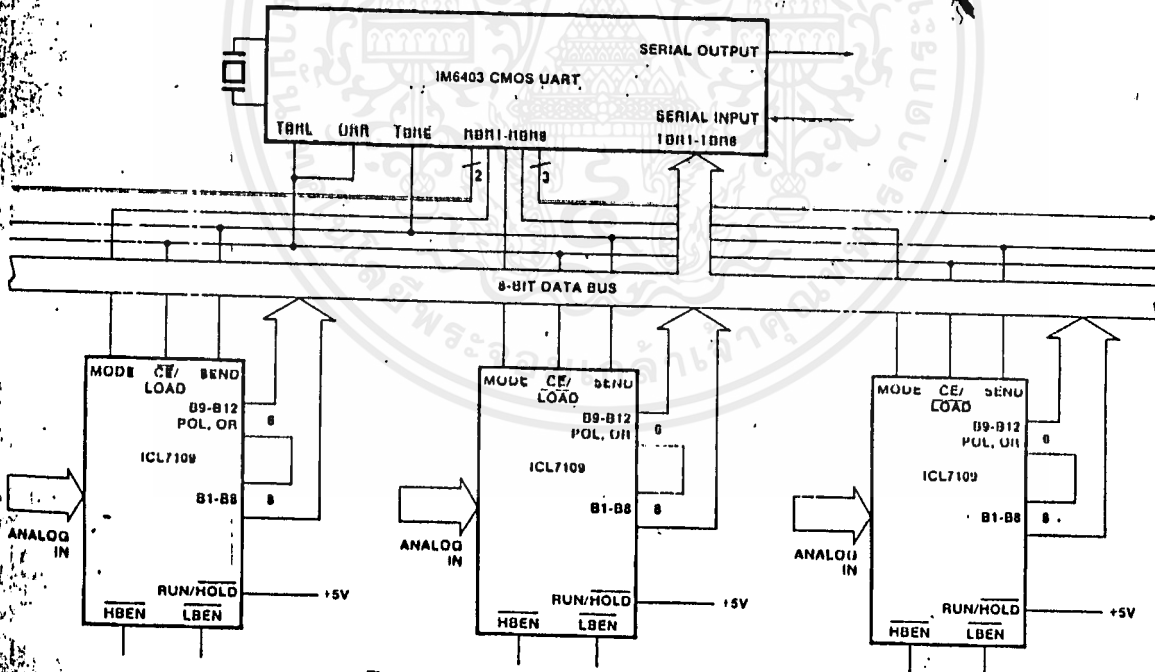
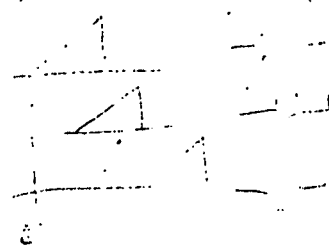


Figure 22: Multiplexing Converters with Mode Input

APPLICATION NOTES

- A016 "Selecting A/D Converters," by David Fullagar
- A017 "The Integrating A/D Converters," by Lee Evans
- A018 "Do's and Don'ts of Applying A/D Converters," by Peter Bradshaw and Sklp Osgood

- A030 "The ICL7104 - A Binary Output A/D Converter for Microprocessors," by Peter Bradshaw
- A032 "Understanding the Auto-Zero and Common Mode Performance of the ICL7106 Family," by Peter Bradshaw
- R005 "Interfacing Data Converters & Microprocessors," by Peter Bradshaw et al, Electronics, Dec. 9, 1978.



Rectifier Converter Using Thyristors and the TCA 785 Integrated Phase Control

Part 1: Basic circuits

Reprint from "Siemens Components" 23 (1985) · Issue 4 · Pages 158 to 163 · Issue 5 · Pages 193 to 201 · Author: Werner Schott

Phase control by thyristors is common practice when converting single- and three-phase ac into dc and providing power control at the same time.

To control high-power thyristors in power electronics requires special devices. The TCA 785 monolithic integrated phase control has been developed for this purpose.

By the selection and configuration of switching points with external access it allows a large variety of functions to be performed which would otherwise involve high costs using discrete semiconductors in conventional circuitry.

The first part of this article describes the TCA 785 and thyristor control. In a second part to follow, line-commutated rectifier converter circuits and ac current controllers will be dealt with.

LSL compatible, i.e. controllable by slow-speed, interference-free logic with 15-V signal level,
two outputs for 250 mA trigger current each,
two additional outputs with inverted signals,
inhibit function: trigger pulse inhibit, arc suppression,
trigger pulse extension by external capacitor,
reliable zero crossing recognition,
protective circuitry against intermittent triggering, three circuits only necessary for six pulse operation, use as zero crossing switch and voltage pulse width converter possible.

The TCA 785 integrated phase control suits very well to a large number of drive circuits such as

- line-commutated current converter circuits, e.g. half and fully controlled single-phase and three-phase bridge circuits as well as star and double star circuits.
- non-commutating current converter circuits, e.g. single- or three-phase current controllers and switches.

These applications require different control devices, i.e. 2-, 3-, 4- or 6-pulse control sets.

Further requirements of integrated circuits to control power elements are:

- ICs for power electronics must be capable of triggering two thyristors connected either in series or back-to-back.

- three-phase operation requires paralleling of ICs to allow the delay angle to be adjusted in the three phases R, S, T with only one potentiometer.

- Trigger pulse shifting should be possible continuously between 0 and 180° in the delay angle.

- Depending on the load or circuit design different pulses (long, short, continuous pulses) should be generated to trigger the thyristor.

Other TCA 785 applications are as zero crossing switch in full-ave control with a triac and a voltage pulse width converter with optional fixed frequency ($f = 10$ to 500 Hz).

Special features of the TCA 785 include the following: wide application range because of external accessibility, supply voltage 5 to 15 V, extended temperature range -25 to $+85$ °C, current consumption only 4.5 to 10 mA,

Functions of the TCA 785

The block and pulse diagrams Figs. 1 and 2 show the main functions of this integrated circuit. The major part of the IC is supplied by an internally controlled voltage $U_{ref} \approx 3.1$ V. The main parameters are independent of the dc supply voltage U , and a wide supply voltage range $U_s = 8$ to 18 V is permitted.

The positive pole is connected to pin 16 and negative pole to pin 1 (reference potential ground). Current consumption (without load) is up to 10 mA. Output of the controlled voltage U_{ref} 3.1 V is provided at pin 8 via internal decoupling resistor. To enhance noise-immunity a hold capacitor C_8 can be connected to ground here (reference potential). In current converter circuits requiring several TCA 785 devices (typical three-phase current circuit) the

Dipl.-Ing. W. Werner Schott, Siemens AG, Bereich Bauelemente, Anfordertechnik, München

5V.1

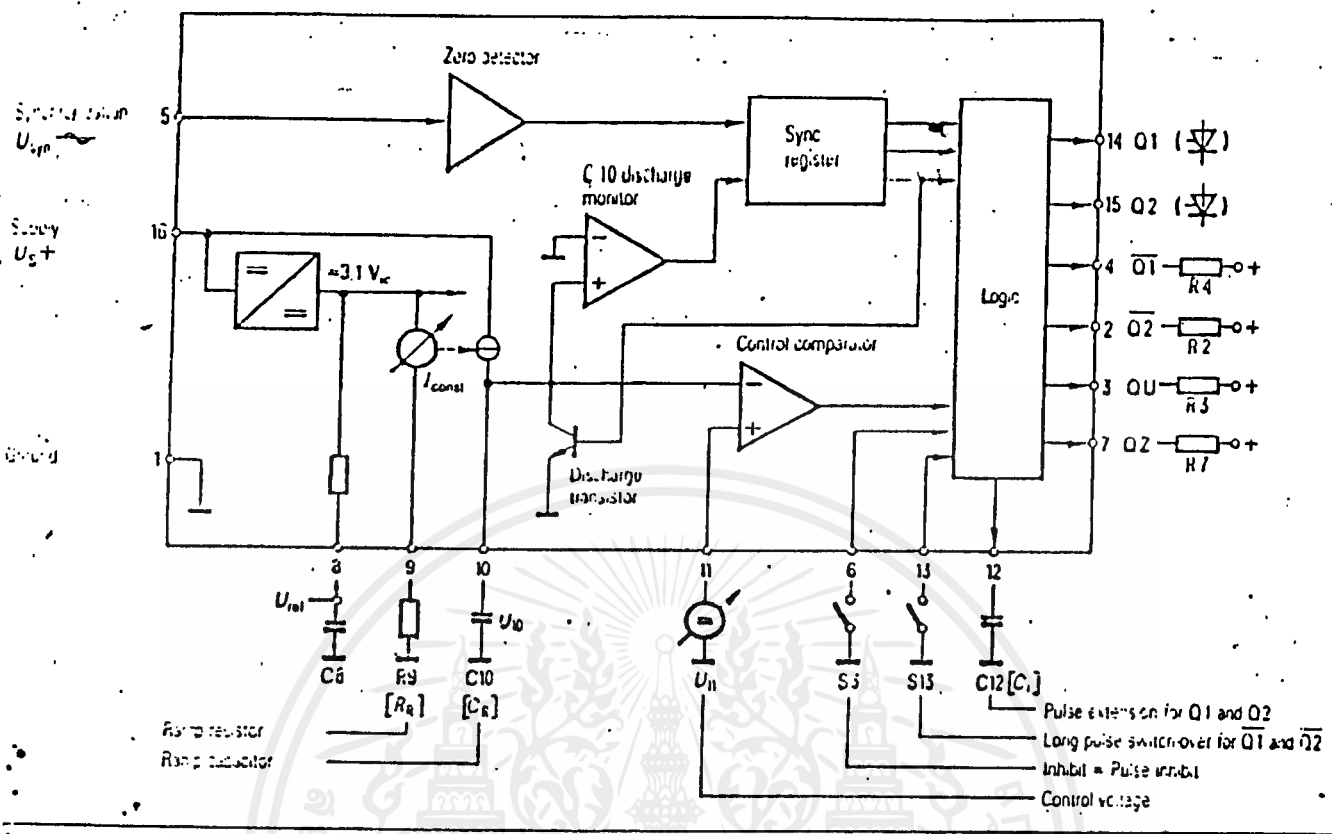


Fig. 1 Block diagram of the TCA 785 integrated phase control

points have to be paralleled to provide uniform control conditions in all phases and in controlled current converter branches as well.

The synchronization signal U_{syn} is derived from the line voltage via a high-value resistor. U_{syn} has to be connected to pin 5 and ground to pin 1.

A highly sensitive zero-crossing detector provides synchronization. The detector is followed by a synchronization register which controls a ramp generator (sawtooth).

The latter mainly consists of a constant current source I_{const} which charges external capacitor $C10$ or C_R linearly with time via pin 9. The ramp capacitance of $C10$ should be between 500 pF and 1 μ F always bearing in mind that sawtooth flyback times may increase in proportion to the $C12$ value (see Fig. 3) and that maximum and minimum values of I_{12} will not be exceeded.

Current I_{const} is adjustable by external resistor $R9$ or $R_K = 3$ to 100 Ω via pin 9.

The RC network $R9, C10$ thus defines the rise of off-state ramp voltage U_{10} . Each ramp commences with a zero crossing of the sync voltage and ends with the following by discharging ramp capacitor $C10$ via an internal discharge transistor.

The logic circuitry of the sync register releases the information at the zero detector output to the following circuit only after the discharge monitor indicates complete discharge of $C10$.

This is of major importance when using the TCA 785 as a zero crossing switch and pulse width converter.

Leakage voltage at $C10$ does not affect the controllability of the TCA 785 and the way in which the control voltage is supplied.

In this case trouble-free adaptation of op-amps to the IC is possible. At the instant when the control voltage reaches the leakage voltage value maximum phase control of 180° is obtained (Fig. 4) and will be maintained (full wave) even with control voltages which

may be below the leakage voltages and approaching 0 V.

Dc control voltage U_{11} has to be connected to pin 11 (with ground to pin 1). The control comparator compares control dc voltage and ramp voltage U_{10} . If the latter exceeds control voltage U_{11} , appropriate output pulses start at control angle α . The subsequent logic determines the kind and width of the different output pulses (positive to ground) by means of several links (see waveform in Fig. 2).

Main outputs $Q1$ (pin 14) and $Q2$ (pin 15) are given by an emitter follower capable of handling a maximum 250 mA.

They are allocated to half-waves of the same polarity.

$Q1$ delivers pulses only in the negative half-wave and $Q2$ in the positive one of the sync voltage.

Pulse duration is about $\beta = 30 \mu$ s (short pulse without connection to pin 12). It is freely extendible by external capacitor $C12$ or C_1 (see Table 1 for pulse extension values).

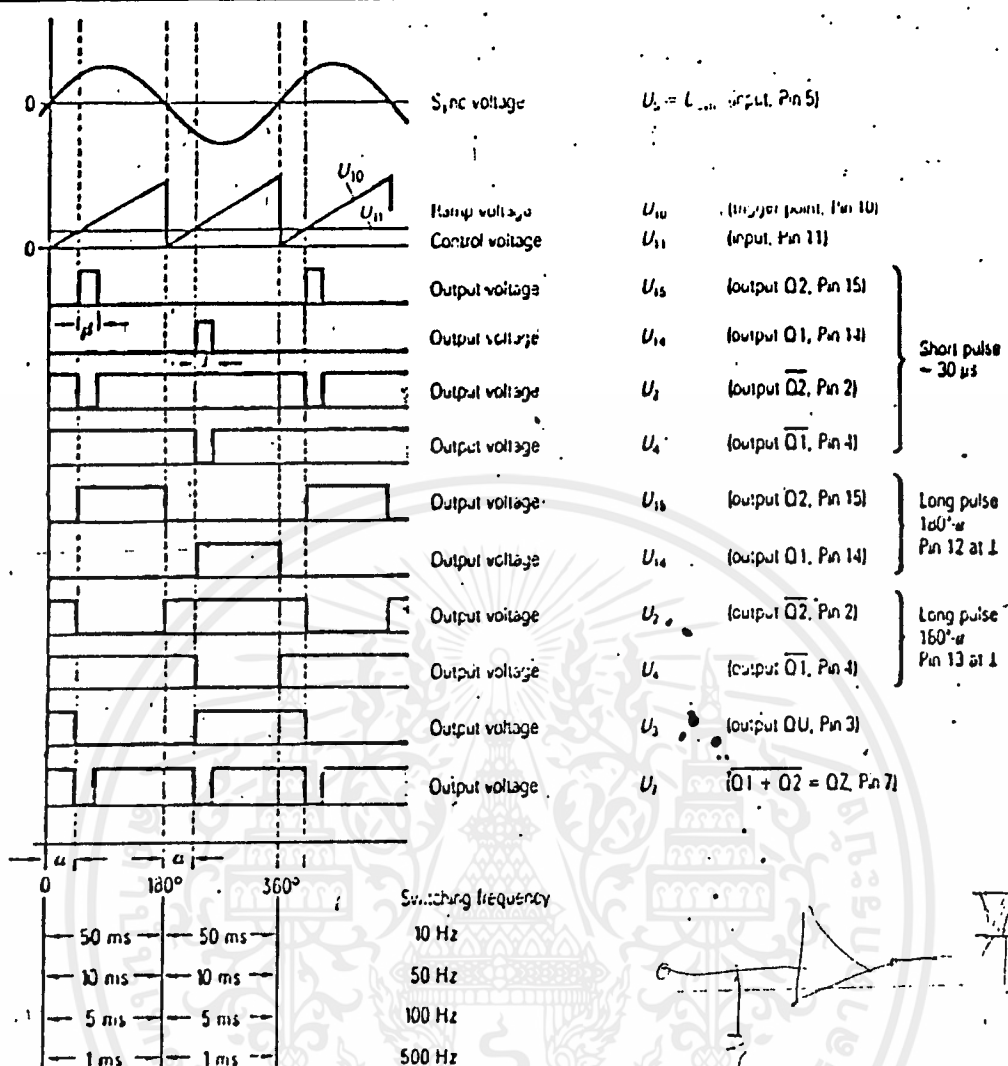


Fig. 2 TCA 785 waveforms

If the trigger input at pin 12 is short-circuited to ground, pulse widths of $\beta = 180^\circ \cdot \mu$ (long pulse) result. Auxiliary outputs Q1 (pin 4) and Q2 (pin 2) are open collectors capable of handling 10 mA at maximum. A signal can only be switched at either output when collector resistors R4 and R2 ($\approx 15 \text{ k}\Omega$) are externally connected between output and positive pole. The signal delivered corresponds to the inverted signal of Q1 and Q2. Pulse duration (output towards positive pole) is about $\beta = 30 \mu\text{s}$.

If trigger point at pin 13 is connected to ground, pulse widths (output to positive pole) of $180^\circ \cdot \mu$ (long pulse switching) occur here as well. Both auxiliary outputs QU (pin 3), QZ (pin 7) are

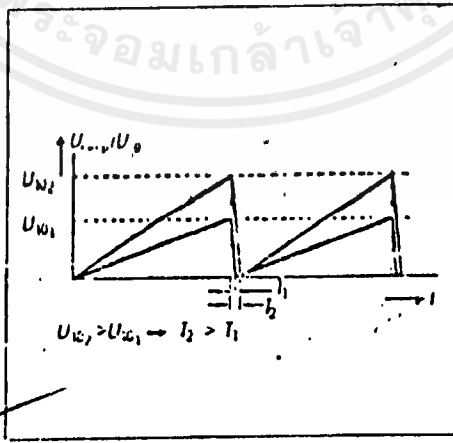


Fig. 3 Sawtooth flyback time. The sawtooth flyback time depends also on the value of the ramp resistor R9 which, together with the ramp capacitor C10 determines the ramp voltage. Thus with large ramp voltages, flyback times are always long because more energy has to be discharged.

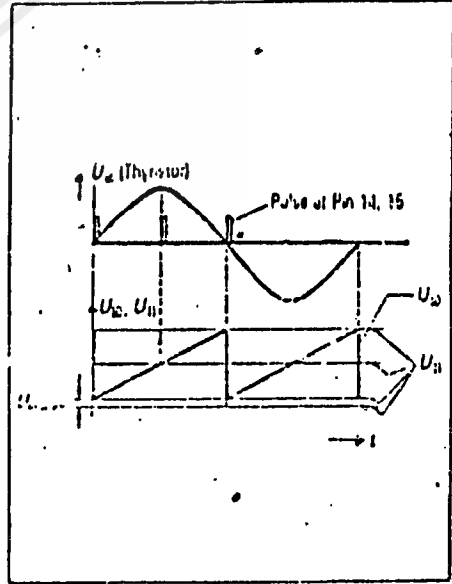


Fig. 4 Leakage voltage at capacitor C10

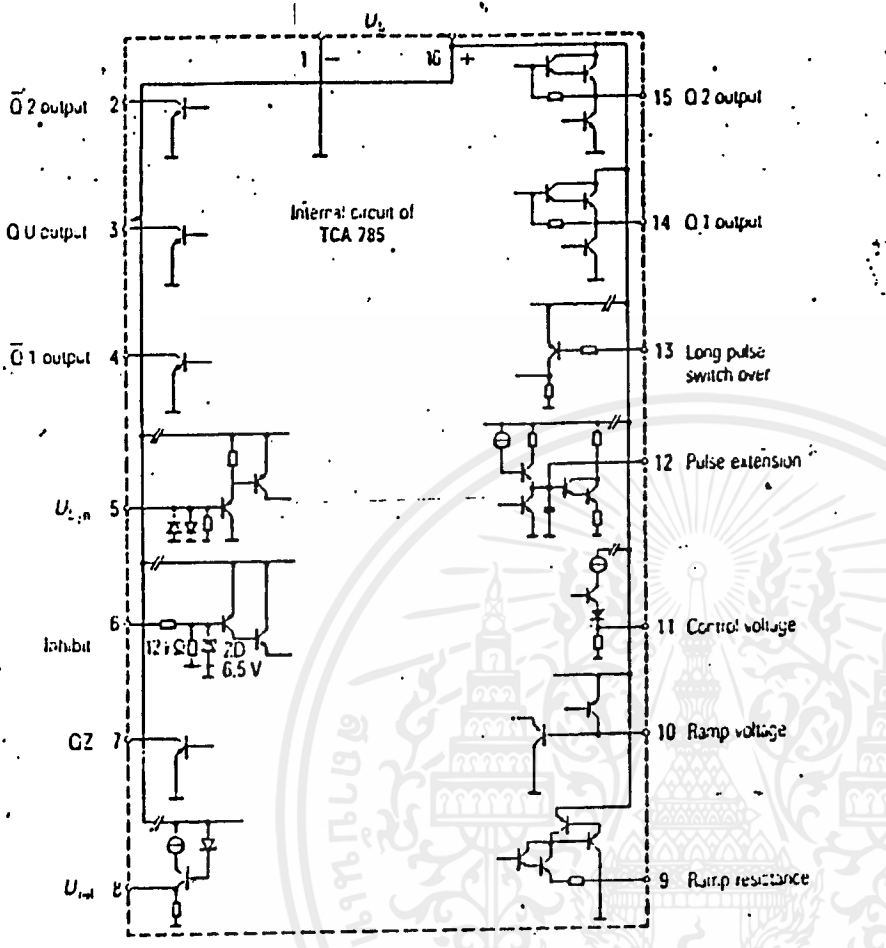


Fig. 5 Internal circuit of the TCA 785 output stage

provided as open collectors and serve particular applications (e.g. control external logic). To obtain a signal collector resistors R3 and R7 are necessary, as above, between output and positive pole. The signal of output QU is similar to that of Q1 but with a width $\beta = 180^\circ = \text{constant}$. The signal at output Q2 corresponds to the NOR-link of Q1 and Q2, i.e. $\overline{Q1 + Q2}$. In the following application auxiliary circuits are neglected. To enhance immunity here it is a good idea to connect output QZ (pin 7) to inhibit (pin 6) can suppress pulse continuously at all outputs (Q1, Q2, QU). Trigger point at

pin 6 has to be connected to ground by a switch, a relay contact or a npn-transistor.

Fig. 5 shows the internal circuit of the TCA 785 IC output stages.

Thyristor trigger module

Control of thyristors in line-commutated or non-commutating current converters requires particular trigger modules. A thyristor is triggered by a positive current pulse between gate and cathode. The control pulse is maintained until reaching the latching current.

The thyristor is switched off by reducing the main current flowing between anode and cathode to below the holding current.

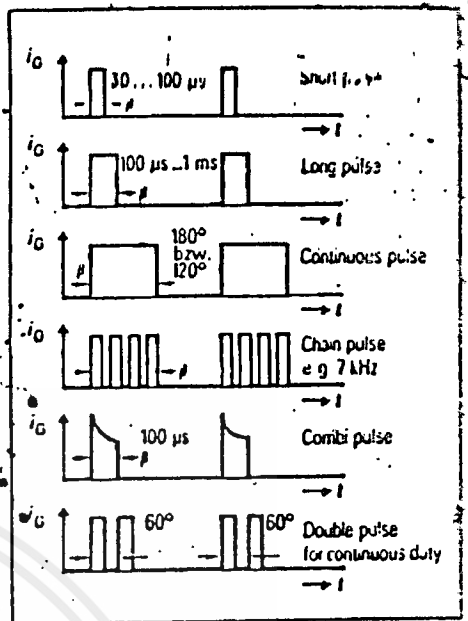


Fig. 6 Pulse waveforms for thyristor triggering. Short pulse $\beta = 30$ to $100 \mu\text{s}$, for resistive loads in the rated current range. Long pulse $\beta = 100 \mu\text{s}$ to 1 ms , for slightly inductive loads or small resistive loads and partial load range. Continuous pulse $\beta = 180^\circ - \alpha$, for highly inductive loads, no trigger pulse transformer with large voltage-time range is required. Pulse train with 5 to 7 kHz clock frequency, allow operation with small trigger pulse transformer, i.e. small voltage time range (mVs). Combined pulse for high rates of trigger current: $dI_G/dt = 1$ to $3 \text{ A}/\mu\text{s}$ to trigger series connected thyristors. Double pulse to control fully controlled three-phase bridges

Depending on load and circuit design various pulses of different durations are applied to trigger the thyristor.

These pulses are shown and annotated in Fig. 6.

All trigger pulses, except the chain pulse, can be generated by the TCA 785. A CMOS device is required for the chain pulse.

Directly controlling low power thyristor with line voltage

Fig. 7 shows a phase control using the TCA 785 for directly controlling a BSiC1040 low-power thyristor. Phase angle is adjustable between 0 and 180° and power at the load between 0 and 400 W.

Via DC Motor

IC supply voltage (pin 16) is drawn from the line directly via series resistor R_1 , rectified by diode D_1 and regulated to 15 V by Z-diode D_4 . Electrolytic capacitor C_1 smooths the dc voltages produced by half-wave rectification.

In the case of line supply the circuit has to be adapted to the specified maximum value of power consumption (without load) of 10 mA and the minimum supply voltage U_s of 8 V (must not fall below).

The synchronization input (pin 5) is connected to phase R via a series resistor of 220 k Ω and to ground potential via two back-to-back diodes (D_2, D_3). The diodes limit the voltage at the sync input to about ± 0.6 V.

The ramp generator frequency is determined by the zero adapter, i.e. at each zero crossing of the line frequency the sawtooth voltage is re-started. Ramp capacitor ($C_R = 47$ nF) and ramp resistor ($R_R = 100$ k Ω) adjust the rate of off-state voltage.

In the present circuit the sawtooth amplitude is 7 V.

Control voltage U_{11} is adjustable between 0 and 7 V by potentiometer P_1 . U_{11} must not exceed the peak ramp voltage U_{12} (see data book).

Thus the angle of current flow at the load can be chosen between 0 and 180°. In the half-wave control described, only output Q2 (pin 15) has to be connected to the thyristor gate. A positive trigger pulse is routed to the gate at 20-ms intervals during the positive half-wave. Output Q1 (pin 14) generating a positive trigger pulse during the negative half-wave remains unused. The output pulse width depends on capacitor C_1 as shown in Table 1. Pulse widths of the TCA 785 (pulse width capacitor C_1) is 620 μ s/nF typical. The thyristor in the circuit shown in Fig. 7 is triggered by a pulse of 205 μ s duration with 12 mA trigger current.

Switching on and off with inhibit signal

Positive trigger pulses for the thyristor are generated during the line positive half-wave only when the voltage at

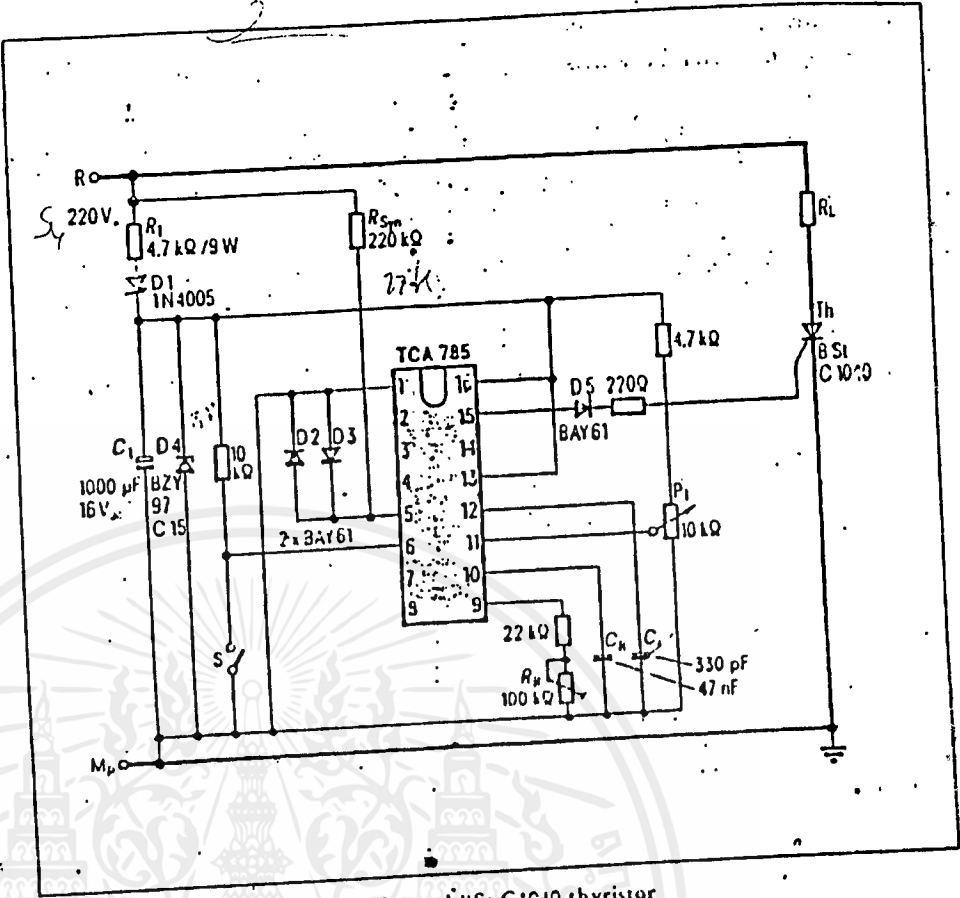


Fig. 7 Phase control with direct triggered BS1C10 thyristor

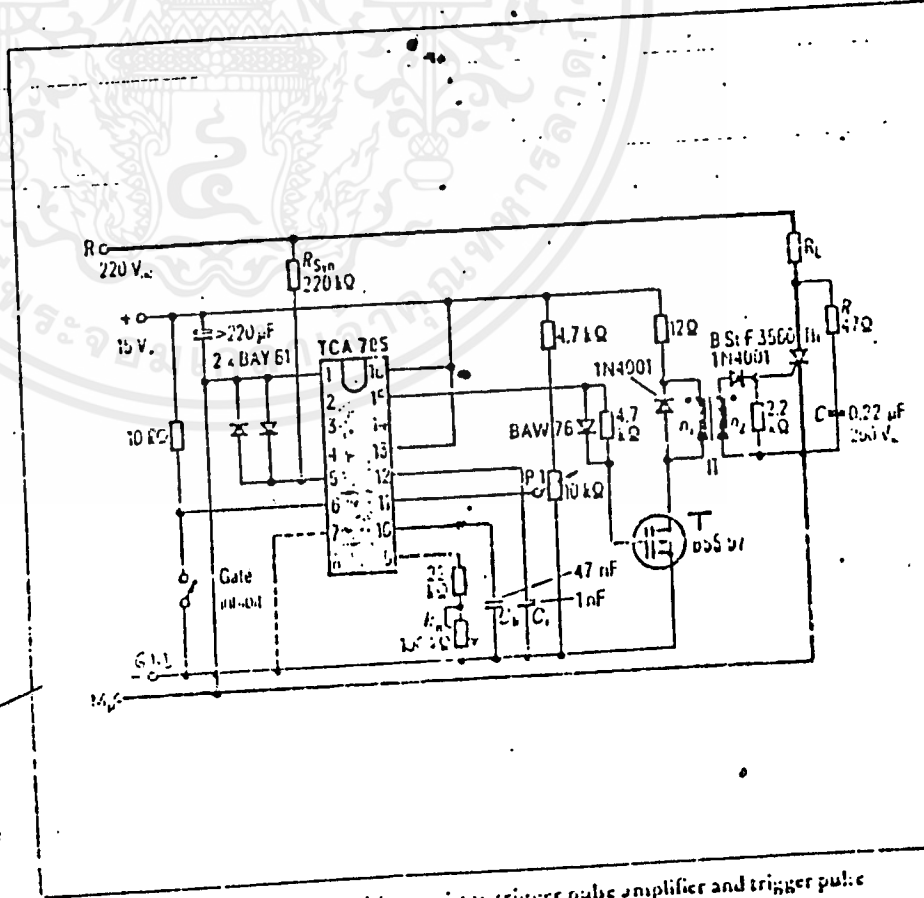


Fig. 8 Thyristor phase control with transistor trigger pulse amplifier and trigger pulse transformer

วิทยาลัยเทคนิคอาชีวศึกษาเทศบาลเมืองอุบลราชธานีไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

inhibit input (pin 6) is above +4 V. Thus a 10-k Ω resistor is connected to the operating voltage (pin 16). If the voltage at the inhibit input falls below +2.5 V output pulses are blocked.

Open circuit at pin 6 to ground or Mp, possibly made by a switch S or a logic circuit, switches off the load independently of the signal states of the TCA 785.

These inhibit levels to disable ($U_{6L} < +2.5$ V) or enable outputs ($U_{6H} > +4$ V) need special attention when generating thyristor pulses. They require a large amount of power.

Because of the loss in series resistor R1 most power supplies are insufficient, which may switch off the IC and thus cause interference in the circuitry.

Direct triggering of high-power thyristors at constant supply voltage

The TCA 785 integrated phase control with 250 mA output current is capable of directly controlling high-power thyristors over the entire temperature range up to a minimum trigger current of 250 mA.

A local power supply with transformer and rectifier is required here. The power

at the load is controlled by potentiometer P1.

Voltage isolating control circuit for thyristors

Line-commutated current converters mostly have several thyristors in a single or three-phase current arrangement.

At the interface between trigger and main current circuits of a current converter voltage isolation becomes a major problem.

Pulse transformers allow short, long, combined or double pulses to be conveniently fed to the thyristor gate. Fig. 8 shows a phase control with transistor and trigger pulse amplifier and transformer. Trigger pulses are fed to the BSt F35 thyristor via a trigger transformer.

Thus the entire control circuit is electrically isolated from the line. Trigger pulses generated in the IC are amplified in the subsequent power stage by a BSS 97 SIPMOS driver transistor. The TCA 735 produces an output current pulse of 2 mA on pin 15 at intervals of 20 ms.

A control current of 1 A is fed to the primary winding of the trigger transformer via the trigger pulse amplifier stage (transistor T).

The thyristor gate obtains a trigger current of 1 A with a pulse width of 550 μ s and a gate cathode voltage of 2 V from the secondary winding of pulse transformer IT (ratio $\bar{u} = 150$). Though large thyristors have a minimum trigger current I_{CT} of 250 mA from value F ($I_{TAV} > 25$ A) according to the data book (at worst conditions, e. e. at lowest temperatures) a gate current of 1 A is delivered from the control unit to give fast and low-loss thyristor switch-on. When switching off the pulse it is necessary to ensure that the trigger pulse transformer's voltage is discharged without producing peaks which may be harmful to the driver transistors. To obviate this risk, a diode in the control circuit is connected in parallel to the transformer winding n_1 .

If, for example, the current flow at +15 V through the transformer and driver transistor is cut off to 0 V by the transistor, the voltage rises at the transistor's drain. At this instant current flows through the diode and thus power is discharged.

The control unit is operated at a constant supply voltage, e. g. +15 V from conventional low-frequency power supplies.

Table 1 Output pulse width depending on capacitors C₁ or C12.

Capacitance C ₁ for pulse extension	0	150 pF	220 pF	330 pF	680 pF	1000 pF
Trigger pulse width	32 μ s	93 μ s	137 μ s	205 μ s	422 μ s	620 μ s

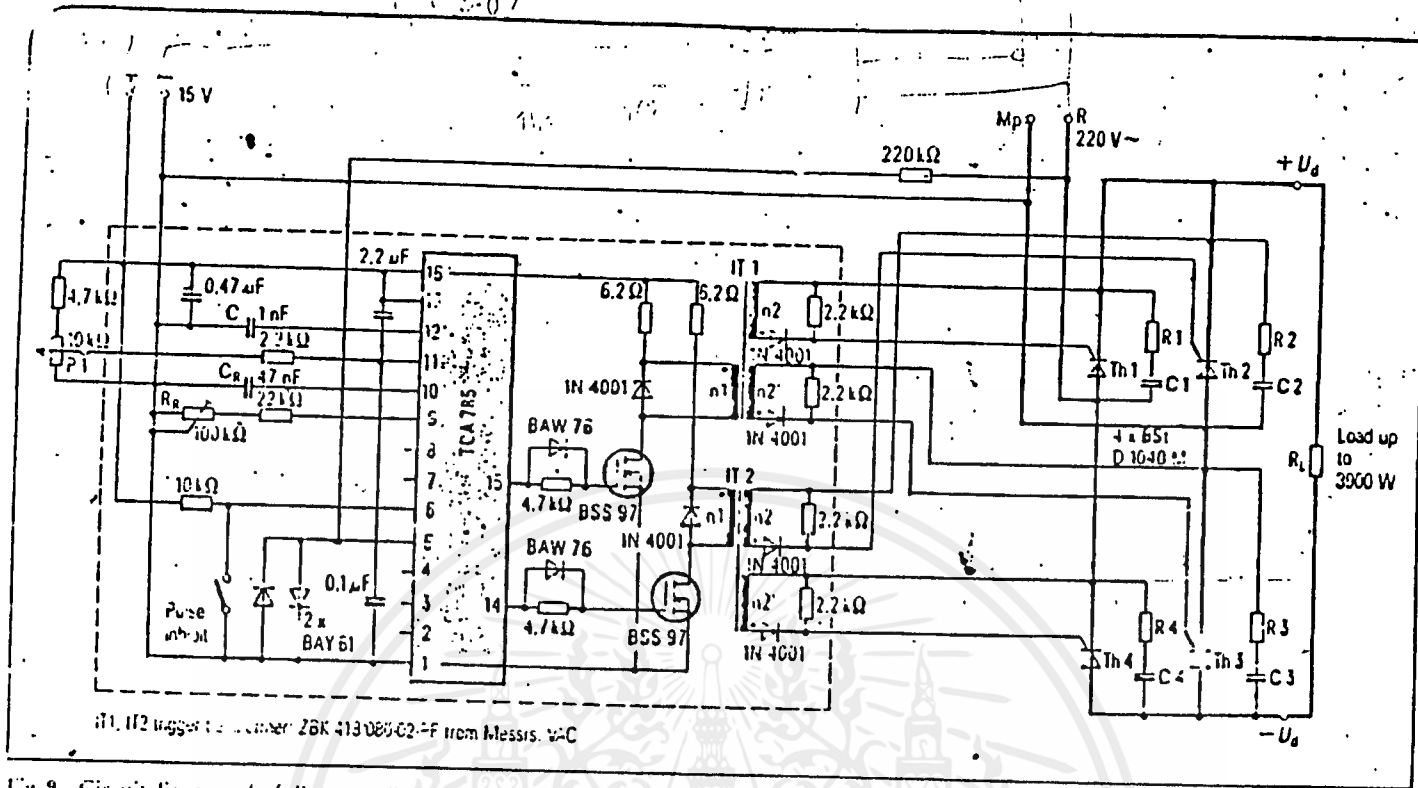


Fig. 9 Circuit diagram of a fully controlled ac current bridge (B2C) using the TCA 785 integrated circuit

Applications of the B6HK circuit

DC welding

One important application of half-controlled three-phase bridges is in dc welding devices with special regard to MIG/MAG welding. This is an inert-gas shielded arc welding technique using a welding wire and a constant voltage source.

Today's power electronics allows the welding current to be infinitely variable by phase control directly via the thyristor. Thus the power-stage switches for e.g. 36 adjustable positions and the appropriate transformer tapping at the secondary windings are unnecessary.

Furthermore, the electronic control unit is remotely controllable. The potentiometer for adjusting the welding current and projecting the wire can be installed in the welder's mask. MIG/MAG welding currents between 50 and 650 A occur, the operating dc voltage being adjustable between 22 and 46 V. Unlike screw-type thyristors, a significant power increase can be obtained with disk type thyristors in flat-pack designs with heat sinks on both sides.

Siemens offers low-blocking thyristors of the 61-series (BSt H61, BSt L61, BSt N61) capable of handling voltages up to 600 V for use in welding device control. Furthermore, thyristor-diode systems for half-controlled three-phase

bridge circuits are included in the product range. Table 2 gives a selection of standard set-ups.

These di-thy-block columns are available for a current range of 245 to 875 A

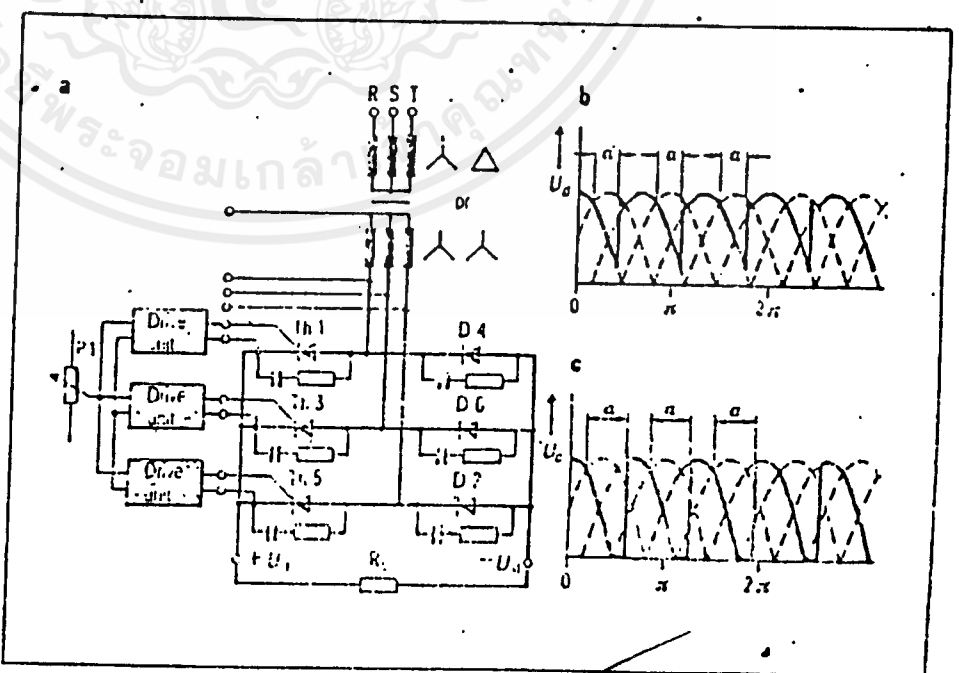


Fig. 10 Circuit diagram of a half controlled three-phase current bridge circuit (a) and voltage course of resistive load with non-intermittent operation (b) intermittent operation (c)

ไม่ว่ากรรมใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

for welding devices and come with additional TSE circuitry on request.

Operation of Fig. 11 circuit

The half-controlled three-phase current bridge circuit comprises three thyristors and three diodes. Hence a three-pulse drive unit consisting of three single-pulse control units is necessary. One thyristor is allocated to each control unit. The drive unit is set up with three TCA 785 ICs in each of the control units.

Moreover, a 15-V dc current is required to operate the drive unit with 16-mA power consumption.

The current drawn by the connected trigger pulse transformers has to be considered separately. Pulse outputs of the drive units are capable of handling up to 1 A. Pulse width is 620 μ s. Positive supply voltage is fed to pin 13 and negative supply voltage to pin 14 to operate the TCA 785.

Sync stage

The sync gate (pin 5) of the first control unit is connected to phase R via a 220-k Ω series resistor and to ground via two back-to-back diodes. The latter limit the voltage at the sync input to approximately ± 0.6 V.

Pin 5 of the second TCA 785 is connected to phase S via a 220-k Ω resistor and, likewise, pin 5 of the third TCA 785 to phase T.

As the diagram Fig. 11 shows a half-controlled three-phase bridge with load-dependent synchronization, the sync voltage is drawn from the secondary side of the welding transformer.

Sawtooth generation

The frequency of the sawtooth generator is determined by the zero voltage detector, i.e. the sawtooth voltage is started at each zero crossing of line frequency. The rise of the sawtooth is given by the ramp capacitor ($C_R = 47$ nF) and the ramp resistor ($R_R = 100$ k Ω).

The sawtooth amplitude in the circuit here is 8 V.

Table 2 Di-Thy block assemblies in low-voltage connection for MIG/MAG welding devices

Block type	Circuit configuration	B6H-circuit current at S*	Current at F**
BSt 3H61/3K28 KK33-hDB...		115 A	245 A
BSt 3H61/3K28 KK34-hDB...		145 A	325 A
BSt 3H61/3K28 KK32-hDB...		185 A	380 A
BSt 3L61/3K28 KK34-hDB...		175 A	400 A
BSt 3L61/3K28 KK32-hDB...		250 A	600 A
BSt 3N61/3L28 KK34-hDB...		205 A	410 A
BSt 3N61/3L28 KK32-hDB...		300 A	675 A

* S = natural air cooling at $\vartheta_{amb} = 45$ °C

** F = forced air cooling at $\vartheta_{amb} = 35$ °C and $u_{air} = 35$ V/s

Comparison stage

The control voltage U_{Si} is adjustable between 0 and 8 V by potentiometer P1. If the positive going sawtooth voltage reaches the control voltage values at pin 11 a trigger pulse is enabled at IC output pin 15.

The more positive the U_{Si} value, the longer the sawtooth voltage takes to reach the point at which the thyristor is triggered. Thus the pulse can be shifted in time by U_{Si} and the conduction angle is adjustable at the load.

Power stage

The follow-up power stages using BSS 97 SIPMOS transistors lead to a power gain of the trigger pulses generated in the TCA 785. Output current pulses are taken from pin 15 of the three integrated circuits at 20-ms intervals.

A control current of 1.2 A is fed to the primary winding of the trigger pulse transformer via the trigger pulse amplifier stage. The thyristor gate receives a trigger current of 1 A from the secondary winding of the pulse transformer IT (transformer ratio is $\bar{u} = 1:1$) for a period of 620 μ s at a 2-V gate cathode voltage.

Control range

Synchronization of the three thyristor control units is provided by a three-phase star voltage and allows the pulse to be shifted by more than 180 °el, theoretically. As the actual trigger point (full control) of a three-phase current circuit is 30 ° after the star voltage's zero crossing, 150 °el remain to be used as maximum control range.

It is therefore necessary to adjust the phase angle $\alpha = 0$ °el at the P1 potentiometer stop to avoid the earliest possible pulse coming before the actual trigger point.

Pulse accuracy

Pulse accuracy is the asymmetrical deviation of one pulse interval from the other at a fixed value of U_{Si} . The optimum distance for a three-pulse drive unit is 120 °el. To allow exact adjustment at this point a trimming potentiometer R_R is inserted in each phase.

Thyristor drive unit for fully controlled three-phase bridge circuit

The power unit of a B6C fully controlled three-phase bridge circuit consists of a rectifier bridge with six silicon-controlled rectifiers, i.e. six thyristors which are triggered at intervals of 60 °el. Three-phase current is fed from the line via a rectifier converter transformer.

While the transformer's primary winding can be either in delta or star connection, the secondary winding has to be star-connected because the star point is the reference point for the electronic control unit. In each phase (R, S, T) a thyristor drive unit is assigned which repeatedly produces line-synchronous control pulses. These pulses trigger the thyristor at instants preset by the drive unit. The trigger point is adjustable for all phases by means of a potentiometer. The modulation depth resulting from the

pulse shifting is decisive for the current, voltage and power values of the rectifier converter.

Non-intermittent operation requires particular attention in view of control devices. In intermittent operation, however, it has to be made sure that each electric valve will conduct the current twice within one interval. Otherwise, modulation is only possible up to 60° and then interrupted.

Drive units

A six-pulse drive unit with six single-pulse control units is required for a three-phase bridge circuit with six thyristors. To each control unit a thyristor is allocated which has to deliver the trigger pulse at the right time in the appropriate control range.

The thyristor itself can be triggered very rapidly (in about $10 \mu\text{s}$) with a positive anode voltage, but the circuit requires a much greater pulse duration.

As experience has shown, the pulse duration in a three-phase bridge circuit must be $500 \mu\text{s}$ to permit a stable operation in the intermittent current range.

To provide current flow when starting operating and switching on the rectifier converter two thyristors have to be triggered simultaneously. This is achieved with a pulse width exceeding 60° , e.g. a long pulse of $3.9 \text{ ms} \cong 70^\circ$ with overlapping trigger pulses. The trigger current to drive the first thyristor is still flowing when the second thyristor is triggered. The thyristor gate pulse for the second thyristor has to be maintained until the third one triggers, etc. up to the sixth one and then the sequence is repeated.

The above mentioned long-pulse solution is not often employed as producing a pulse of 3.9 ms requires a very expensive, large-size trigger transformer with a voltage-time range of $\geq 5 \text{ mVs}$. A trigger transformer is assigned to each thyristor, i.e. six transformers are used in a fully controlled three-phase bridge circuit. Two thyristors are controllable at a time in the forward direction when using double pulses at 60° intervals with a mini-

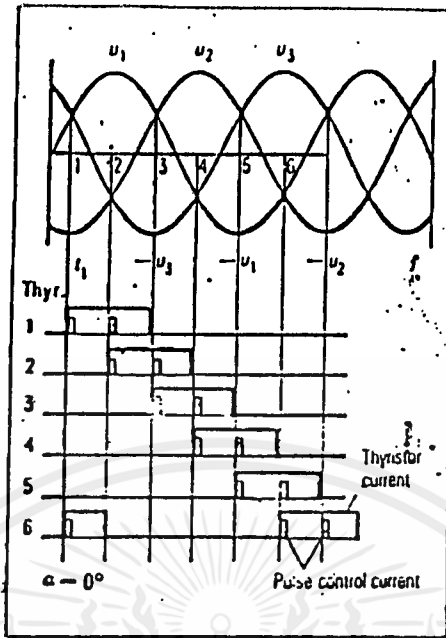


Fig. 12 Waveforms of star voltage and double pulse control currents with time for six thyristors in a fully controlled three-phase current bridge circuit

imum duration of $500 \mu\text{s}$ (Fig. 12). Each thyristor receives an auxiliary pulse 60° after the main pulse. The first can be derived from the pulse arriving 60° later. Double pulses of $2 \times 0.5 \text{ ms}$, or say $2 \times 9^\circ$, are used to control the B6C circuit.

Due to the reduced pulse of 0.5 ms relative to the long pulse of 3.9 ms the voltage-time range of the six trigger pulse transformers is 1 mVs each and thus allows a considerably less expensive solution.

A six-pulse control circuit with double pulses for fully controlled three-phase bridge circuits is described now with the second pulse being drawn from a trigger pulse transformer with two secondary windings.

Operation of Fig. 13 circuit

The drive unit is constructed with three TCA 785 integrated circuits in each control unit. A 15-V dc current supply is necessary to operate the drive unit.

Sync stage

The sync gate (pin 5) of the first drive unit is connected to phase F via a $220\text{-k}\Omega$ resistor (secondary voltage of

the rectifier converter transformer) and to ground potential via two back-to-back diodes.

Pin 5 of the second TCA 785 is connected via a resistor to phase S and pin 5 of the third TCA 785 likewise to phase T.

Sawtooth generation

A sawtooth amplitude of 8 V is determined by the ramp capacitor ($C_R = 47 \text{ nF}$) and the ramp resistor ($R_R \cong 100 \text{ k}\Omega$).

Comparison stage

The control voltage $U_{S1} = 0.8$ to 8 V is adjustable by potentiometer P1.

Power stage

Power stages using BSS 97 SIPMOS transistors allow a power gain of the trigger pulses generated in the ICs. An output current pulse is taken from pins 15 and 14 of each of the three TCA 785 at 20-ms intervals.

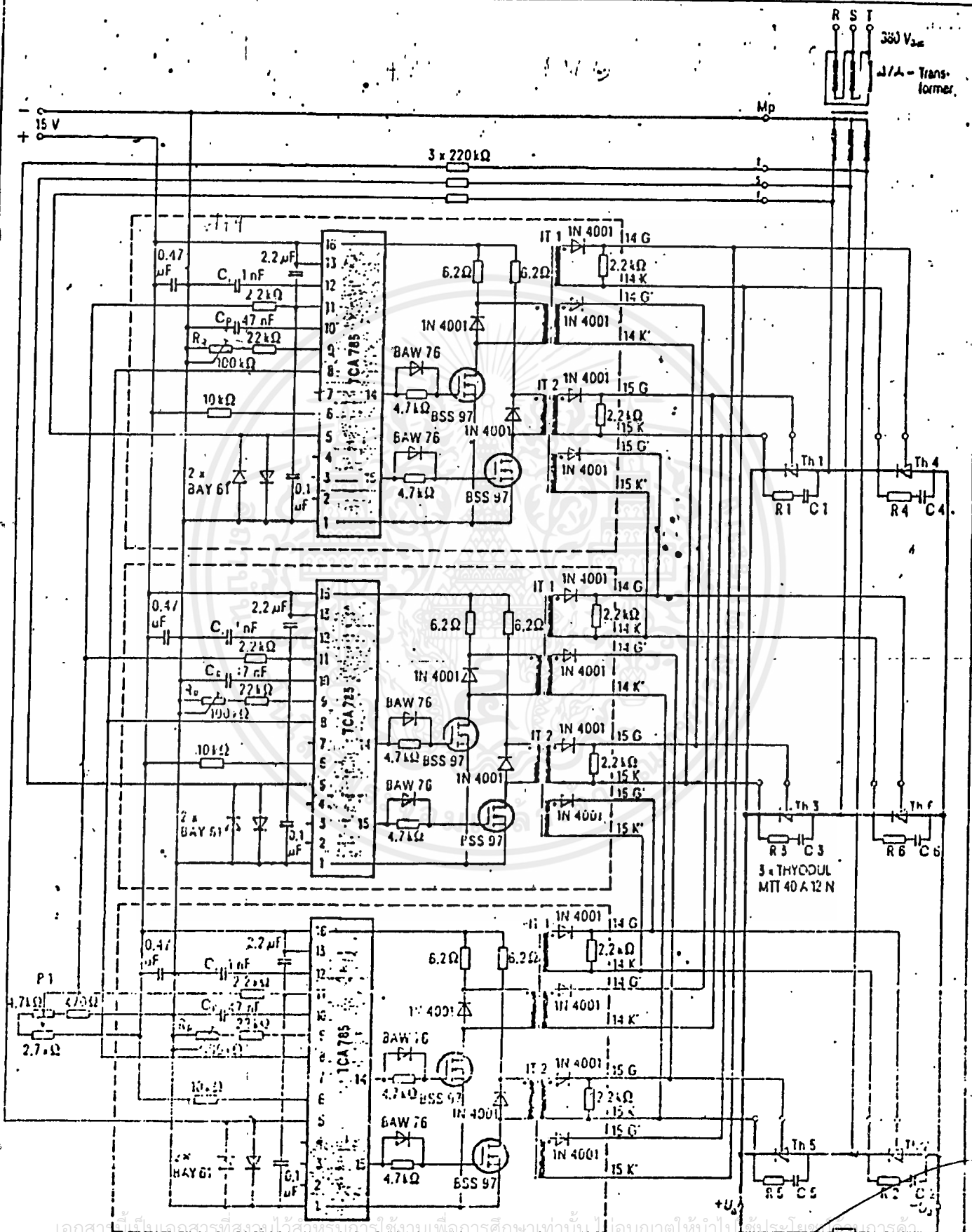
Control range

The three thyristor control units are synchronized by the secondary voltage of the rectifier converter transformer, a theoretical pulse shift of more than 180° being possible.

As the actual trigger point (full control) of a B6C circuit lies about 30° after the star voltage zero crossing, a maximum range of 120° remains to control a resistive load. The opposite applies to inductive loads: Between 0 and 90° rectifier converter operation takes place and from 90° ac controller operation. Thus it is necessary to adjust the phase angle $\alpha = 0^\circ$ at the stop of potentiometer P1 to avoid the earliest possible pulse to being chosen before the actual trigger point.

Interconnecting drive unit and power stage

Fig. 13 shows the fully controlled three-phase bridge with rectifier converter transformer, load-dependent synchronization and six-pulse drive unit with double pulses via trigger pulse transformer with two secondary windings.



It can clearly be seen that, with a resistive load, voltage and current waveforms are uniform and in phase.

An ac controller using two thyristors in W1 connection is preferred when a triac is not suitable.

As a general guide

- a triac is suitable for use as a semiconductor switch for ac current if the line voltage is ≤ 220 V and ac load currents below 25 A are being switched,
- two back-to-back thyristors serve as ac current switches if high line voltages (≥ 380 V) or high ac load currents (> 25 A) and/or inductive loads are being switched.

These thyristors used as load switches also require transient protection C and R but compared to a triac, critical rates of voltage and current rises (e.g. $di/dt_{crit} \leq 5$ V/ μ s) cannot be neglected during commutation when switching inductive loads. After switching the positive line half-wave the thyristor has a recovery time of a half period, i.e. 10 ms. Therefore, only switch-on rises of current and voltage have to be considered in this case. A pair of back-to-back thyristors provides enhanced safety against mistriggering and better dynamic properties of the triac.

Use of ac and three-phase current controllers

Ac controllers are used where continuous adjustment and control of voltages, currents and power is necessary. They have proved highly successful for a variety of industrial tasks, such as

- welding,
- heating technique,
- stage lighting control,
- electroplating.

One typical application is adjustment and control of temperatures in the chemical and plastics industries and in wire drawing plants. Furthermore, they are suitable for adaptation of voltages to a load supplied via a transformer. This arrangement has turned out to be the most economical for use in heavy current and high voltage facilities where a rectifier bridge is connected in series with the transformer. In heavy current plants inexpensive,

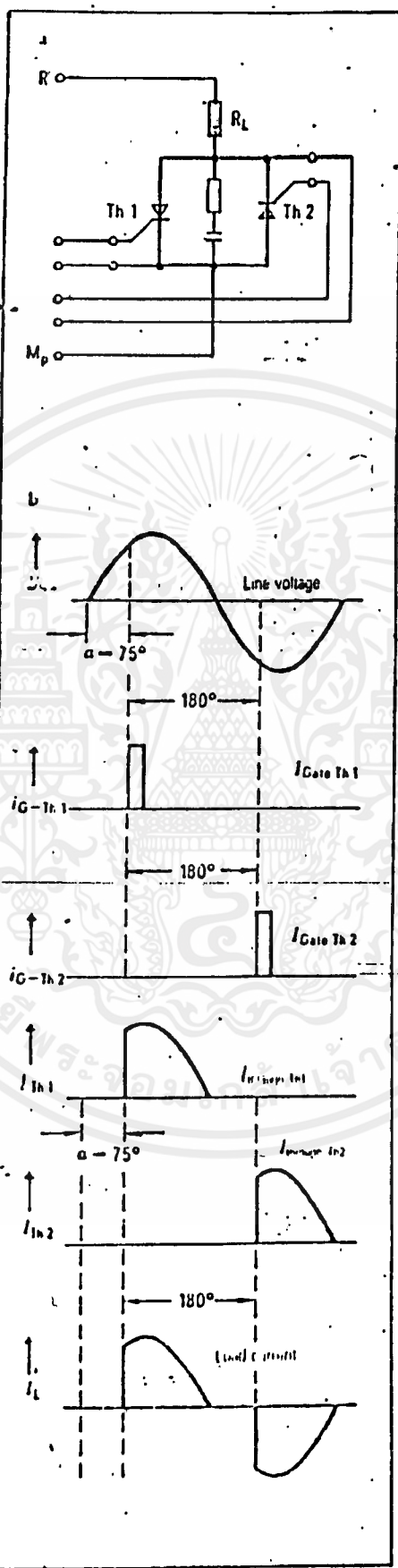


Fig. 14. Circuit diagram of an ac controller (a) and (b) waveforms of line voltage U_L , trigger current I_G and thyristor currents I_{Th1} , I_{Th2} and load current I_L with time

low-blocking diodes can also be employed.

In high voltage facilities the rectifier bridge may make use of highly blocking diodes to avoid series connection of thyristors. Relative to currently used power devices, such as variable-ratio, regulating and stepped transformers, ac controllers offer many advantages. The devices are characterized by

- no moving parts (maintenance-free and wear-proof),
- fast, noiseless switching,
- no arcing when switching on and off,
- wide operating range,
- small size,
- fast adjustment,
- convenient remote control.

Thyristor drive unit for phase control (W1C circuit)

Fig. 15 is the block diagram of an ac controller with power unit consisting of ac load R_L and back-to-back thyristors Th_1 and Th_2 . To drive both thyristors the two-pulse drive unit shown in Fig. 15 is used. This device comprises the TCA 785 thyristor control, two SIPMOS amplifier stages and two trigger pulse transformers.

The Th_1 and Th_2 gates have a current level of 1 A and a pulse duration of 620 μ s. The operation of this device is described above. The circuit here comprises two MTT40 A08N compact-type thyristors. The thyristor module THYODUL is capable of handling an ac load of 15 kW at 220-V supply voltage. Siemens thyristor modules are available in the current range from 2×48 A, 2×65 A, 2×75 A to 2×160 A.

The module comprises two thyristors fully isolated on heat sinks in one package. A voltage-isolated aluminum bar provides thermal shielding and guarantees a durable and trouble-free screw assembly. In many cases the use of modules is preferable to discrete devices. Space-saving arrangements are possible as several power semiconductors can be mounted onto the same heat sink. Siemens modules are distinguished by high alternating load strength. This is due to the proven

กิตติกรรมประกาศ

ในการทำวิทยานิพนธ์นี้ สามารถประสบความสำเร็จลงได้ด้วยดี คณะผู้จัดทำจึงขอขอบคุณ ท่านอาจารย์ ภากร หุตะสังกาศ ในฐานะที่ท่านเป็นอาจารย์ที่ปรึกษา และท่านอาจารย์ทุกท่านในภาคเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ซึ่งให้คำแนะนำตลอดการทำวิทยานิพนธ์นี้

นอกจากนี้ทางคณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณ เจ้าหน้าที่ store ภาคเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ที่เอื้อเฟื้อทางด้านอุปกรณ์และเครื่องมือสำหรับการ calibrate เครื่องงานนี้

คณะผู้จัดทำ

บรรณานุกรม

- กิตติ ตีระเศรษฐ ; "อุปกรณ์การวัดและควบคุมในขนวนการ"
- กฤษดา วิศวธีรานนท์, พินิจ กฤตยรังสรรค์ ; "เอกสารประกอบการอบรมของสมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น)"
- CURTIS D. JOHNSON ; "PROCESS CONTROL INSTRUMENTATION TECHNOLOGY", 3rd EDITION, JOHN WILEY & SONS, INC. ; 1988
- ROBERT J. BIBBERO ; "MICROPROCESSORS IN INSTRUMENTS AND CONTROL", JOHN WILEY & SONS, INC. ; 1977
- INTEL MICROPROCESSOR DATA BOOK ; "MCS-51 MICROCONTROLLERS", 1989
- RAMAKANT GAYAKWAD & LEONARD SOKLOFF ; "ANALOG AND CONTROL SYSTEMS ", PRENTICE HALL, ENGLEWOOD CLIFFS, NJ 07632.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้