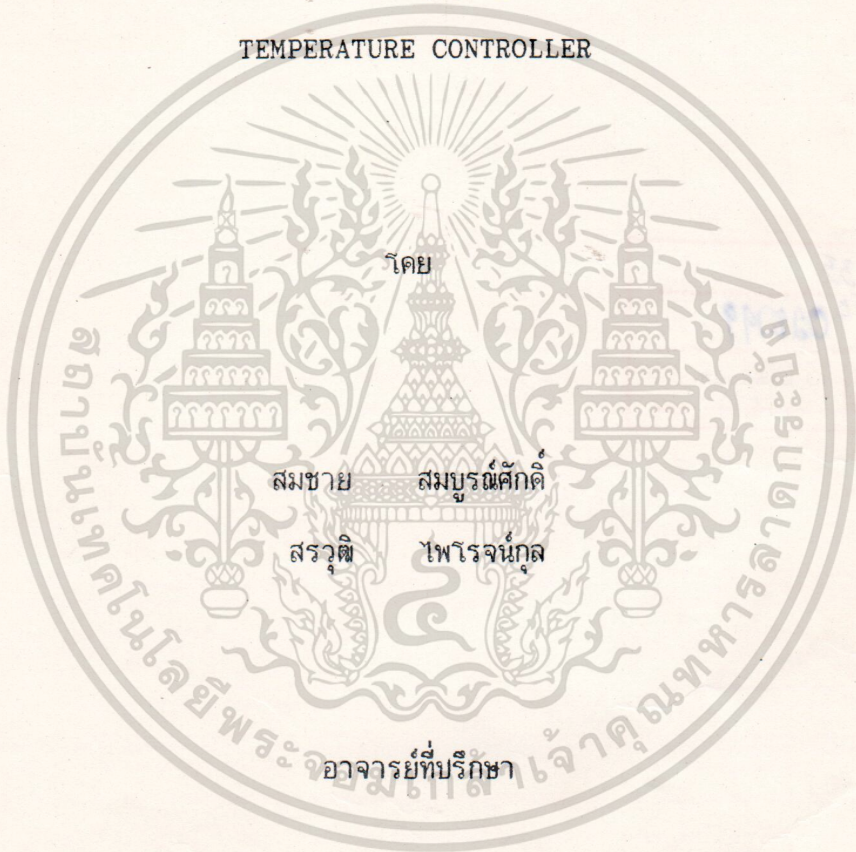




ปีการศึกษา 2533

เครื่องควบคุมอุณหภูมิ

TEMPERATURE CONTROLLER



อ. สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

128799

13.ธ.พ.2534

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2533

ภาควิชาการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องควบคุมอุณหภูมิ

ผู้จัดทำ

1. นาย สมชาย สมบูรณ์ศักดิ์ เลขประจำตัว 30.1290
2. นาย สรวุฒิ ไพโรจน์กุล เลขประจำตัว 30.1303

.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องควบคุมอุณหภูมิ

สมชาย สมบูรณ์ศักดิ์

สรวิศ ไพโรจน์กุล

สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2533

บทคัดย่อ

ปัจจุบันกระบวนการผลิตในโรงงานอุตสาหกรรมได้พัฒนาขั้นตอนการผลิต การควบคุมกระบวนการต่าง ๆ ไปมาก อุปกรณ์ที่สำคัญและนับได้ว่าเป็นสิ่งจำเป็นอย่างหนึ่งที่ต้องนำมาใช้ก็คือ อุปกรณ์การควบคุม (controller) ปริมาณที่พบนับนี้ได้เรียงเรียงขึ้นจากผลงานที่ได้พัฒนาขึ้นเป็นเครื่องควบคุมอุณหภูมิในขอบเขต 1 ถึง 1000 องศาเซลเซียสโดยอาศัยหลักการควบคุมอัตโนมัติแบบป้อนกลับ (feedback automatic control) โหมดการควบคุมก็จะประกอบไปด้วย โหมดการควบคุมแบบสัดส่วน (proportional) แบบอินทิกรัล (integral) และแบบอนุพันธ์ (derivative) ซึ่งเป็นการนำการทำงานทั้ง 3 โหมดนี้มารวมกันแบบขนานเพื่อช่วยในการเข้าสู่ระดับที่ตั้งไว้ได้อย่างรวดเร็ว และเกิดการแกว่งน้อยที่สุด อุปกรณ์การควบคุมชิ้นนี้สามารถนำไปใช้งานในกระบวนการต่าง ๆ ได้เหมือนกับอุปกรณ์ควบคุมที่มีขายอยู่ปัจจุบันทั่วไปด้วยประสิทธิภาพการทำงานที่ใกล้เคียงกันแต่ในราคาต่ำกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TEMPERATURE CONTROLLER

Somchai Somboonsak

Sorawut Pairojkul

Singthong Pattanasethanon Advisor

1990

Abstract

At the present, production process in industry has been developed in process and quality control. The one of essential components is controller. This thesis is rearranged from the temperature controller project, using feedback automatic control. Control mode that is used consists of proportional control mode, integral control and derivative control mode that all of them are combined in parallel. This controller can be used like other controller which based on cheaper price at the same efficiency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

บทนำ	1
บทที่ 1 หลักการทำงานเบื้องต้น	2
บทที่ 2 หลักการควบคุม	4
บทที่ 3 การออกแบบและการสร้าง	15
บทที่ 4 การทดลอง ผลการทดลองและสรุป	43
ภาคผนวก		
กิตติกรรมประกาศ		
หนังสืออ้างอิง		



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทนำ

โครงการที่ได้ถูกเรียบเรียงเป็นปริิญาานิพนธ์ฉบับนี้ ได้รับการพัฒนาต่อเนื่องมาจาก
 ทอมที่แล้ว โดยมีหลักการทํางาน เช่น เดิมคือจะอาศัยการตรวจจับสัญญาณจากเทอร์โมคัปเปิล
 (Thermocouple) จากนั้นสัญญาณที่ได้จากเทอร์โมคัปเปิลนี้ก็จะถูกขยายโดยส่วนวง
 จรขยายชนิดอินสตรูเมนต์ (Instrument Amplifier) สัญญาณที่ได้รับการขยายแล้วก็จะไปเข้า
 วงจรควบคุมเพื่อทำการเปรียบเทียบกับระดับที่ตั้งไว้ (set point) แล้วจึงส่งเป็นสัญญาณเอาต์พุต
 ไปควบคุมอุปกรณ์ภายนอก

สิ่งที่ได้ทำการพัฒนาเพิ่มเติมมาจากวงจรเดิมก็คือ นอกจากจะสามารถเป็นเครื่องควบคุม
 อุณหภูมิได้แล้ว ยังทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ควบคุมกระบวนการ หรืออุปกรณ์ไฟฟ้าอื่น ๆ ได้ด้วย ส่วน
 ทางด้านอินพุตที่รับสัญญาณเข้ามานั้น ไม่เพียงแต่จะรับจากเทอร์โมคัปเปิลเท่านั้น สัญญาณไฟฟ้าที่
 เป็นกระแสก็สามารถนำมาเป็นอินพุตได้เช่นกัน

ในส่วนของวงจรควบคุมได้มีการใช้อุปกรณ์เพิ่มเติมคือ TCA785 ซึ่งเป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์
 ทรอนิกส์ที่ใช้ในการควบคุมการจ่ายกระแสให้กับภาระ (load) ด้วยการทริกเฟส ถ้าสัญญาณที่
 ได้รับจากเอาต์พุตของวงจร P-I-D มีค่าน้อย หมายความว่าค่าในระบบมีค่าน้อยกว่าระดับที่ได้
 ตั้งไว้ TCA785 นี้ก็จะทำหน้าที่ทริกเฟส เต็มรูปคลื่นหรือเพิ่มรูปคลื่นเพื่อให้สามารถจ่ายกระแสให้
 ภาระได้มากขึ้น ค่าที่ได้จากระบบก็จะสูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

หลักการทํางานเบื้องต้น

ในการควบคุมอุณหภูมิ โดยทั่ว ๆ ไปแล้ว อาจมีหลักการทํางานได้แตกต่างกันไป ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์ในการใช้งาน ความเหมาะสมในด้านต่าง ๆ ในเครื่องควบคุมอุณหภูมิห้องแบบธรรมดา นั้น ก็จะเป็นชนิดปิด - เปิด (on-off) ธรรมดา โดยมีอุปกรณ์ตรวจจับที่เรียกว่า "เทอร์โมสแตต" คือ เมื่ออุณหภูมิต่ำกว่าระดับหนึ่งก็จะทำการปิดเครื่อง จนกว่าอุณหภูมิจะกลับมาเกินค่าที่ตั้งไว้อีก เครื่องจึงจะทํางานต่อ แต่ถ้าเป็นในกระบวนการผลิตบางกระบวนการอุตสาหกรรมแล้ว จะพบว่า ความต้องการควบคุมกระบวนการผลิตบางกระบวนการมีความจำเป็นที่จะต้องอาศัยความละเอียดกว่านั้น จึงทำให้ต้องมีการควบคุมแบบอนาล็อก คือ จะควบคุมแบบต่อเนื่องนั่นเอง

เครื่องควบคุมอุณหภูมิที่เป็นโครงการชิ้นนี้ ได้อาศัยการควบคุมแบบอัตโนมัติ โดยในระบบการวัด และควบคุมอุณหภูมิดังกล่าว ประกอบด้วยส่วนสำคัญ ๆ 4 ส่วนดังนี้ คือ

1. ส่วนตรวจจับและแปลงสัญญาณ (sensor & transducer)
2. ส่วนปรับแต่งสัญญาณ (signal conditioning)
3. ส่วนควบคุม (control)
4. ส่วนแสดงผล (display)

1.1 ส่วนตรวจจับและแปลงสัญญาณ

การตรวจจับอุณหภูมิจะใช้เทอร์โมคัปเบิลชนิด K ซึ่งสามารถให้ผลตอบสนองในช่วงการทํางานที่ต้องการเป็นเส้นตรง เทอร์โมคัปเบิลจะแปลงอุณหภูมิที่ตรวจจับได้เป็นสัญญาณไฟฟ้า อุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นก็จะให้แรงเคลื่อนไฟฟ้ามากขึ้น ทำให้ทราบค่าอุณหภูมิที่จุดต่าง ๆ ได้

1.2 ส่วนปรับแต่งสัญญาณ

เนื่องจากสัญญาณที่ได้รับจากเทอร์โมคัปเบิลนั้นยังมีค่าน้อยอยู่มาก (มิลลิโวลต์) ไม่สามารถนำไปใช้ในส่วนวงจรอื่น หรือ วิ่งจรควบคุมได้ ส่วนปรับแต่งสัญญาณก็จะมีอุปกรณ์ขยายสัญญาณแบบ

อินสตรูเมนต์ (instrument amplifier) ทำหน้าที่ในการขยายสัญญาณจากระดับมิลลิโวลต์ ให้เป็นโวลต์ แล้วจึงนำสัญญาณที่ได้ขยายแล้วนี้ไปเข้าส่วนวงจรควบคุมต่อไป

ในกรณีที่ได้รับสัญญาณเป็นรูปของกระแสไฟฟ้าสัญญาณดังกล่าวก็จะไปผ่านส่วนวงจรที่แปลงกระแสเป็นแรงดันเสียก่อน เนื่องจากวงจรควบคุมนี้เป็นวงจรที่ควบคุมแรงดัน สัญญาณที่เป็นกระแสไฟฟ้าจึงไม่สามารถเข้าวงจรควบคุมได้โดยตรง

1.3 ส่วนควบคุม

ในวงจรการควบคุม โครงงานนี้ได้ออกแบบให้เป็นการควบคุมแบบอัตรณ์มิติชนิดสัดส่วน (proportional), อินทิกรัล (integral) บวกกับแบบอนุพันธ์ (derivative) ซึ่งในกระบวนการใด ๆ ก็ตาม สามารถใช้ส่วนควบคุมของวงจรมีได้ ขึ้นอยู่กับการปรับค่า K_p , K_i และ K_d ที่เหมาะสมกับกระบวนการนั้น ๆ

เมื่อค่าที่ตรวจจับได้ในกระบวนการมีค่าแตกต่างจากระดับที่ตั้งไว้ก็จะทำให้ส่วนควบคุมจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่แตกต่างกันออกไป แรงดันไฟฟ้าที่ออกมาจากส่วนควบคุมนี้ก็จะเป็นส่วนวงจรควบคุมการทริกเฟส เพื่อทำการจ่ายกระแสให้กับภาระ (load) ต่าง ๆ กันออกไปด้วย เช่น เมื่อแรงดันที่ออกจากส่วนควบคุมมีค่าน้อย หมายความว่าค่าที่ได้จากกระบวนการมีค่าน้อยกว่าระดับที่ตั้งไว้อยู่ วงจรควบคุมการทริกเฟสก็จะไปทำการจ่ายกระแสให้กับภาระมากขึ้น เพื่อให้ค่าที่ได้จากกระบวนการใกล้เคียงกับระดับมากขึ้นนั่นเอง

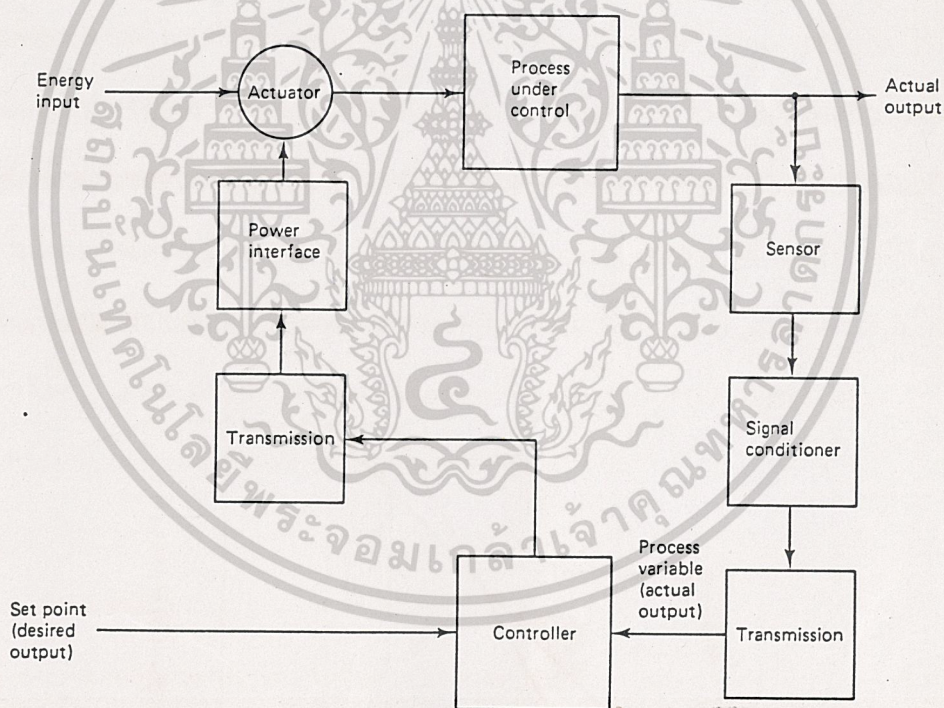
1.4 ส่วนแสดงผล

วงจรการแสดงผลจะใช้แสดงค่าที่วัดได้จากกระบวนการ และค่าที่ได้ตั้งไว้ การแสดงผลเป็นแบบ 3 หลักครึ่ง เลือกการแสดงผลว่าจะให้แสดงผลค่าใดโดยใช้สวิตช์แบบคูปุ่ม (push button) ส่วนในรายละเอียดของส่วยนี้จะได้กล่าวในส่วนของการสร้างวงจรในบทที่ 3 ต่อไป

บทที่ 2

หลักการควบคุม

การควบคุมการทำงานในโครงการนี้ ใช้การควบคุมอัตโนมัติแบบสัดส่วน, อินทิกรัลและอนุพันธ์ (proportional, integral และ derivative) หรือที่เรียกว่า การควบคุมแบบ P-I-D โดยใช้ร่วมกับระบบการควบคุมแบบย้อนกลับ (feedback control system) ธรรมดาที่เป็น single loop โดยจะนำสัญญาณที่ได้จากในระบบมาทำการเปรียบเทียบกับค่าระดับที่ตั้งไว้ (setpoint) ไว้ว่าเป็นเท่าไร จากนั้นค่าสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบ (Verror) ก็จะเข้าสู่ส่วนการควบคุมที่จะส่งสัญญาณไปกระทำต่ออุปกรณ์ควบคุมขั้นสุดท้าย (final control element or actuator) ต่อไป ดังรูป 2.1



รูปที่ 2.1

2.1 ERROR AMPLIFIER

โดยทั่ว ๆ ไปแล้วสัญญาณที่เราวัดได้จากระบบ (pv) จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับค่า set point ส่วนที่ได้จากการเปรียบเทียบกันได้อีกก็จะได้สัญญาณที่เป็นค่าผิดพลาดจากค่า set point ซึ่งเป็นไปตามสมการให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E = SP - PV$$

เมื่อ E = ERROR SIGNAL

SP = ค่า SET POINT

PV = ค่า PROCESS VARIABLE

2.2 การควบคุมแบบสัดส่วน (PROPORTIONAL)

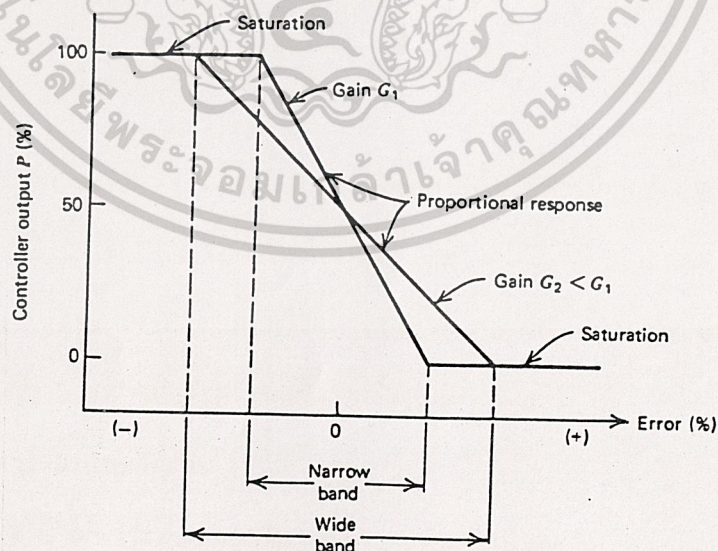
สำหรับในเครื่องควบคุมแบบนี้ สัญญาณควบคุม $V_{out} = K_p V_{error}$

$$V(e) = K_p E(t)$$

ในรูปของ laplace transform $V(s)/E(s) = K_p$

K_p คือ ค่าการขยายสัญญาณผิดพลาด

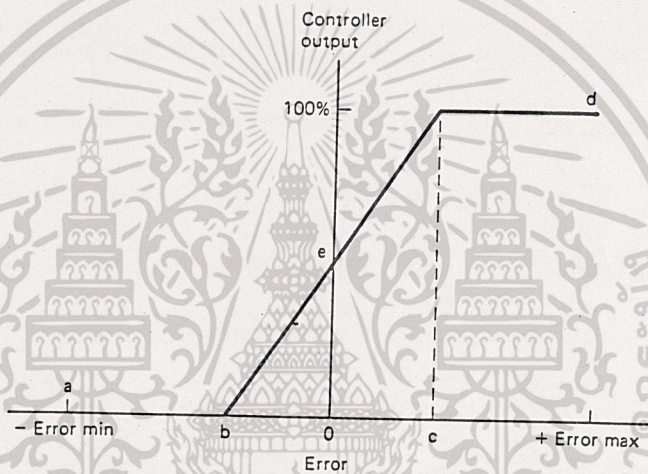
ในระบบการควบคุมที่นอกเหนือไปจากการควบคุมแบบเปิด-ปิด (on-off control) ซึ่งจะได้ output เพียง 2 สถานะและเหมาะกับระบบที่เฉื่อยมาก ๆ เท่านั้น ยังมีการควบคุมอีกแบบหนึ่งที่เหมาะกับระบบที่เฉื่อยขึ้นมากและต้องการที่จะควบคุมสภาวะของระบบอย่างต่อเนื่องและด้วยสัญญาณที่ค่อนข้างคงที่ที่ผลตอบสนองที่เป็นเส้นตรงตามสัญญาณผิดพลาดที่วัดได้ ก็คือระบบการควบคุมแบบสัดส่วน ความสัมพันธ์กับค่าผิดพลาดจะเป็นไปตาม รูป 2.2



รูปที่ 2.2 ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ จะเหมือนกับส่วนการควบคุมแบบเปิด-ปิด (on-off) ตรงที่ เมื่อมีค่าสัญญาณ error

มาก ๆ จะทำให้ตัว controller ทำงานแบบปิดเต็มที (จุด A) ส่วนค่าสัญญาณถ้า error มาก ๆ ก็จะทำให้เอาต์พุตทำงาน 100% เต็ม (จุด D) ซึ่งทั้ง 2 จุดนี้จะเสมือนกับเป็นการทำงานแบบ เปิด-ปิด ยิ่งช่วง B-C ซึ่งเราเรียกเป็น proportional band แคบลงมากเท่าไร ก็จะเหมือนกับการทำงานแบบ เปิด-ปิด ก็จะเป็นช่วงที่มี proportional band นั้นเอง ใน ช่วงนี้ที่ error ใด ๆ ก็จะตอบสนอง ต้อง controller o/p ที่แตกต่างกันไป กราฟรูป จะ เป็นการตอบสนองต่อ เอาต์พุต แบบ direct action สำหรับกราฟที่แสดงการตอบสนองใน ใครงานจะเป็นดังรูป 2.2 ก และ ข



รูปที่ 2.2 ข

ความสัมพันธ์ระหว่าง P_b (proportional band) กับ K_p เป็นตามสมการ

$$PB = 100 / K_p$$

นั่นหมายถึงว่า gain (K_p) มากเท่าไรก็จะช่วยให้ p_b แคบลงเท่านั้น นั่นหมายความว่า ถ้า K_p มากเกินไปก็อาจจะทำให้การควบคุมกลายเป็นแบบ on-off ไป

สรุปหลักการการทำงาน แบบสัดส่วน

1. ถ้า error = 0 เอาต์พุตจะให้ค่าคงที่ในระดับหนึ่งที่ v_o
2. ถ้ามีการเปลี่ยนแปลง error เพิ่มขึ้นทุก ๆ 1% จะมีการนำค่า K_p 1% ไปบวกหรือ

เอกลบจากค่า v_o ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับว่าเป็นการควบคุมนั้นเป็นแบบ reverse หรือ direct action ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 การควบคุมแบบอินทิกรัล (integral control mode)

อัตราการเปลี่ยนแปลงของเอาต์พุตจะแปรเปลี่ยนเป็นอัตราส่วนกับสัญญาณผิดพลาดที่เกิดขึ้น สามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ดังสมการ

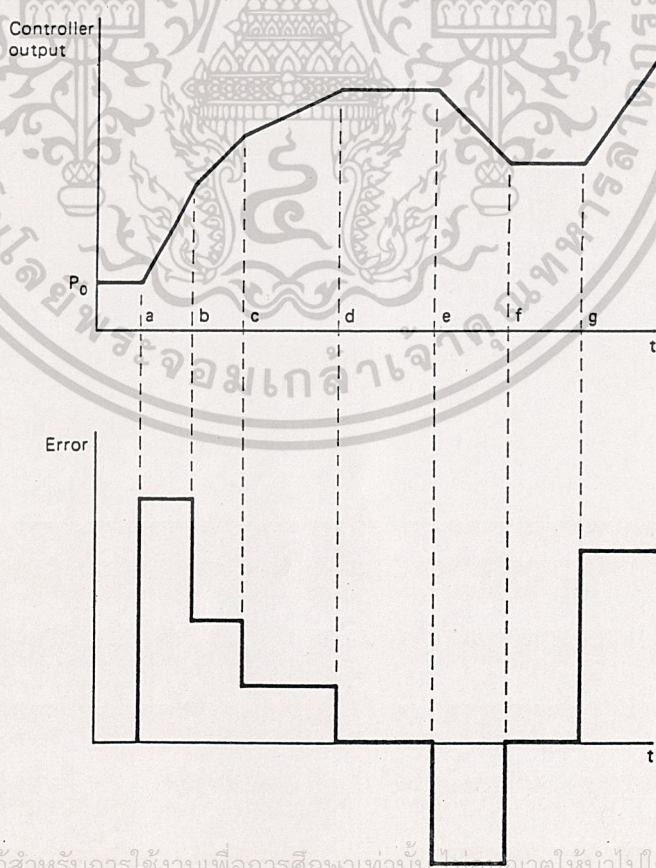
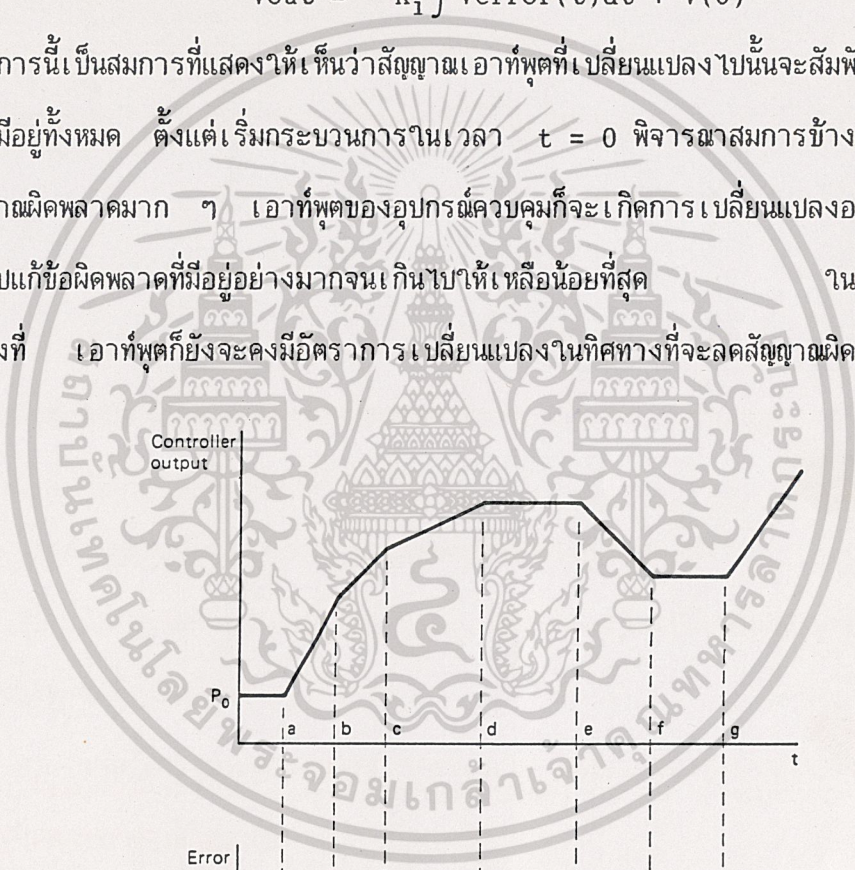
$$dV_{out} / dt = K_i \text{ Verror}$$

เมื่อ $dV_{out}/dt =$ อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณเอาต์พุต

$$K_i = \text{ค่าอินทิกรัล}$$

ได้ว่า
$$V_{out} = K_i \int \text{Verror}(t)dt + V(0)$$

สมการนี้เป็นสมการที่แสดงให้เห็นว่าสัญญาณเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงไปนั้นจะสัมพันธ์กับสัญญาณผิดพลาดที่มีอยู่ทั้งหมด ตั้งแต่เริ่มกระบวนการในเวลา $t = 0$ พิจารณาสมการข้างต้นจะเห็นว่าเมื่อมีสัญญาณผิดพลาดมาก ๆ เอาต์พุตของอุปกรณ์ควบคุมก็จะเกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วเพื่อที่จะไปแก้ข้อผิดพลาดที่มีอยู่อย่างมากมายจนเกินไปให้เหลือน้อยที่สุดในกรณีที่สัญญาณผิดพลาดคงที่ เอาต์พุตก็ยังคงมีอัตราการเปลี่ยนแปลงในทิศทางที่จะลดสัญญาณผิดพลาดนั้นด้วย



อัตราเดิมอยู่จนกว่าสัญญาณผิดพลาดที่มีอยู่จะมีปริมาณลดลง เมื่อนั้นอัตราการเปลี่ยนแปลงของเอาต์พุตก็จะลดลงไปด้วย นั่นหมายความว่าจนกว่าสัญญาณผิดพลาดที่มีอยู่จะหมดไปจนเท่ากับศูนย์ เอาต์พุตจึงจะหยุดการเปลี่ยนแปลง การทำงานของโหมคอินทิกรัลนี้เป็นดังกราฟรูป 2.3

จะเห็นว่าในช่วง a-b นั้นมี สัญญาณผิดพลาดเกิดขึ้นมากที่สุดถึงแม้ว่าสัญญาณผิดพลาดในช่วงดังกล่าวจะคงที่ก็ตาม และเมื่อสัญญาณผิดพลาดได้รับการแก้ไขโดยการเปลี่ยนแปลงสัญญาณเอาต์พุตแล้วในช่วงต่อ ๆ มากีจะทำให้สัญญาณผิดพลาดมีปริมาณน้อยลงเรื่อย ๆ อัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณเอาต์พุตจะคงที่ในช่วงที่สัญญาณผิดพลาดเท่ากับศูนย์

$$\begin{aligned} \text{จาก} \quad \frac{dV_{out}}{dt} &= K_i \text{Verror} \\ dV_{out} &= K_i \text{Verror} \cdot dt \\ V_{out} &= K_i \int \text{Verror} \cdot dt + V_o \end{aligned}$$

ใช้ Laplace Transform ได้สมการเป็น

$$V_o(s) = K_i \text{Verror}(s) / S$$

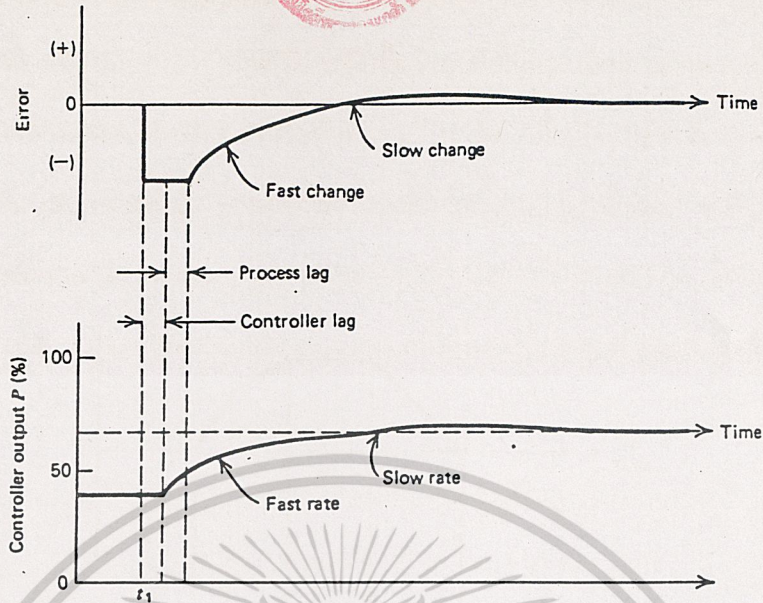
ได้ว่า tranfer function : $V_o(s) / \text{Verror}(s) = K_i / S$

2.3.1 สรุปการทำงานโหมคอินทิกรัล

- 1> ถ้าสัญญาณผิดพลาด > 0 เอาต์พุตจะรักษาระดับที่ขณะนั้นไว้
- 2> ถ้าสัญญาณผิดพลาดไม่เป็น 0 เอาต์พุตอาจจะเริ่มเปลี่ยนแปลงในทิศทางลดหรือเพิ่มด้วยอัตราใด ๆ ทั้งนี้ขึ้นกับค่า K_i
- 3> สำหรับการกระทำแบบตรง (direct action) การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณผิดพลาดที่เป็นบวกจะทำให้สัญญาณเอาต์พุตเพิ่มมากขึ้น

2.3.2 การประยุกต์ใช้งาน

พิจารณากราฟรูป 2.4 สมมติว่าเมื่อเริ่มการทำงานในการเปิดวาล์วชนิดหนึ่ง ซึ่งต้องการที่จะเปิดวาล์วให้อยู่ในระดับเส้นประ ทันทีที่เริ่มการทำงานจะเห็นได้ว่ามีสัญญาณผิดพลาดเกิดขึ้นเป็นปริมาณมากทั้งนี้ เนื่องจากเป็นระยะเริ่มต้นของระบบวาล์วไม่สามารถตอบสนองต่อระดับที่ได้ตั้งไว้ได้อย่างทันที สัญญาณผิดพลาดที่เกิดขึ้นนี้จะเห็นว่าอุปกรณ์การควบคุมไม่สามารถตอบสนองได้ทันทางที่ จะมีระยะเวลาช่วงหนึ่งที่ใช้ในการตอบสนองต่อสัญญาณผิดพลาดที่เริ่มต้น เราเรียกระยะเวลาช่วงนี้ว่าเป็นเวลาล่าช้าของอุปกรณ์ควบคุม (controller lag) และใช้



รูปที่ 2.4

เมื่ออุปกรณ์ควบคุมได้ตอบสนองต่อสัญญาณผิดพลาดนั้นแล้วระบบยังไม่สามารถตอบสนองต่ออุปกรณ์ควบคุมได้ทัน เราเรียกช่วงเวลานี้ว่าเป็นเวลาล่าช้าของระบบ (process lag) ในกรณีที่เวลาล่าช้าของระบบมีมาก ขณะที่อุปกรณ์ควบคุมยังทำงานด้วยอัตราปกติคือจะยังคงมีสัญญาณไปคอยแก้สัญญาณผิดพลาดอยู่เพียงแต่ระบบยังไม่สามารถตอบสนองให้เห็นได้ จะทำให้สัญญาณผิดพลาดก่อให้เกิดการเกิดการแกว่งของระบบได้ ในทางปฏิบัติแล้วเราจึงมักไม่นิยมเอาโหมดการทำงานนี้มาทำงานเพียงโหมดเดียว

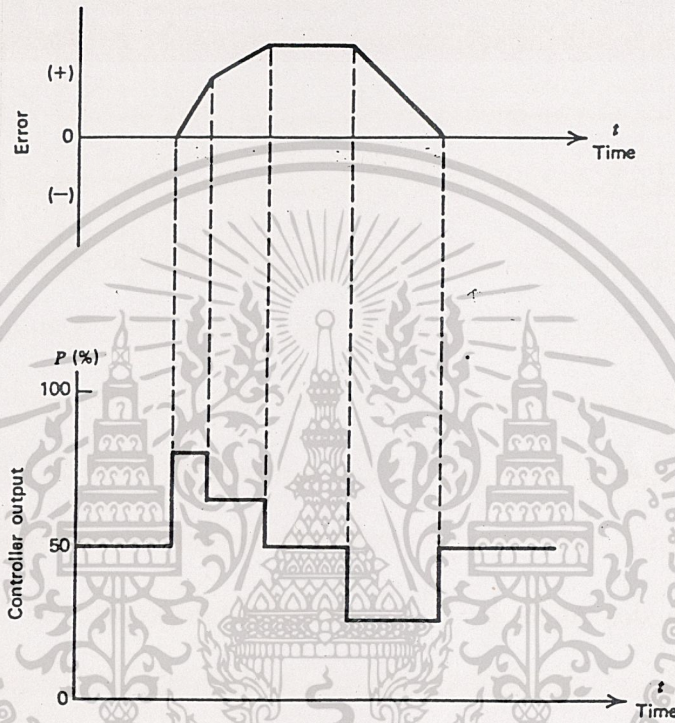
2.4 การควบคุมแบบอนุพันธ์ (derivative control mode)

การทำงานในโหมดนี้จะให้เอาที่พูดแปรตามอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณผิดพลาดที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาหนึ่ง ๆ การควบคุมแบบอนุพันธ์หรือการควบคุมแบบ Anticipatory นี้ไม่สามารถที่ทำงานเพียงลำพังโหมดเดียวได้ ทั้งนี้เนื่องจากเมื่อมีค่าสัญญาณผิดพลาดเท่ากับศูนย์ หรือคงที่แล้วจะไม่ให้ค่าเอาที่พูดออกมา ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณผิดพลาดและเอาที่พูดเป็นดังสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ $V_{out} = K_d \cdot dV_{error}/dt$ ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่เมื่อ K_d = ค่าคงที่อัตราการขยายอนุพันธ์ ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$dVerror/dt$ = อัตราการเปลี่ยนแปลงสัญญาณผิดพลาด

พิจารณาจากรูป 2.5 เห็นได้ชัดว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณผิดพลาดเกิดขึ้น เอาท์พุทของอุปกรณ์การควบคุมจะตอบสนองในระดับที่ต่าง ๆ กัน เมื่อสัญญาณผิดพลาดคงที่ เอาท์พุทจะทำให้สัญญาณในระดับคงที่ระดับหนึ่ง หากเรานำโหมคการทำงานนี้ไปใช้โคค ๆ ก็จะไม่สามารถนำระบบเข้าสู่ระดับที่ตั้งไว้ได้เลย



รูปที่ 2.5

2.4.1 สรุปการทำงาน

- 1> ถ้าสัญญาณผิดพลาดเท่ากับ 0 จะไม่มีเอาท์พุทออกมา
- 2> ถ้าสัญญาณผิดพลาดมีค่าคงที่ก็จะมีเอาท์พุทเช่นเดียวกัน
- 3> ถ้าสัญญาณผิดพลาดเกิดการเปลี่ยนแปลง เอาท์พุทอาจตอบสนองแบบขั้น (step)

ทุก ๆ อัตราการเปลี่ยนแปลง

- 4> สำหรับการกระทำแบบตรง (direct action) อัตราการเปลี่ยนแปลงที่เป็นบวก จะให้ผลตอบสนองที่เป็นบวก และถ้าอัตราการเปลี่ยนแปลงเป็นลบก็จะให้ผลเป็นลบ

2.4.2 การนำไปใช้งาน

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปใช้เพื่อการศึกษานอกเหนือจากที่ระบุไว้ได้

ไม่ว่ากรณีใด ๆ ก็ตาม หากมีการควบคุมนี้มักจะใช้ประกอบกับการควบคุมแบบสัดส่วนและโหมดอินทิกรัล

เนื่องจากในบางระบบที่เป็นระบบเฉื่อยมาก ๆ แล้วเมื่อเพิ่มโหมคนี้เข้ามาจะช่วยในการลดเวลาในการเข้าถึงระดับที่ได้ตั้งไว้

2.5 โหมคการควบคุมแบบประกอบ (composit control mode)

ในทางปฏิบัติโดยทั่ว ๆ ไปแล้วเป็นการไม่เหมาะสมที่จะนำเอาโหมคการทำงานแต่ละอย่างไปใช้งานเพียงใด ๆ เนื่องจากในแต่ละโหมคนั้นมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันไป และผานระบบทั่ว ๆ ไปนั้นมักจะมีคุณสมบัติการตอบสนองที่แตกต่างกันหลายอย่าง ทำให้การรใช้งานเพียงโหมคเดียวไม่เพียงพอต่อการควบคุมอย่างมีประสิทธิภาพ จึงจำเป็นต้องมีโหมคการควบคุมแบบประกอบต่าง ๆ กันดังต่อไปนี้คือ

2.5.1 โหมคการควบคุมแบบสัดส่วนกับอินทิกรัล (proportional-integral)

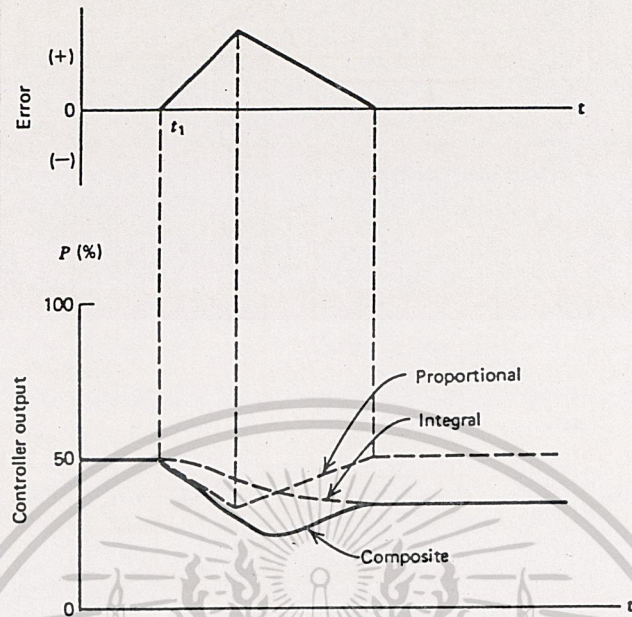
เป็นการนำเอาการควบคุมแบบสัดส่วน มาประกอบกับแบบอินทิกรัลได้สมการเป็น

$$V_o = K_p \text{Error} + K_i \int \text{Error} dt + V(0)$$

เมื่อ $V(0)$ คือค่าอินทิกรัลขณะที่เวลา $t = 0$

ระบบการควบคุมแต่เฉพาะอินทิกรัลนั้น จะให้ผลตอบสนองในช่วงทรานส์เซียน (transient) ที่เย่มาก เมื่อมีสัญญาณผิดพลาดแบบขั้นเข้ามาในส่วนควบคุมแบบอินทิกรัลนี้ มันจะตอบสนองเพียงแค่ระยะเริ่มต้นที่จะกระทำต่อเอาท์พุตเท่านั้น ในขณะที่โหมคควบคุมแบบสัดส่วนนั้น จะตอบสนองต่อสัญญาณผิดพลาดอย่างเป็นสัดส่วนทันที และอินทิกรัลก็จะค่อย ๆ เปลี่ยนแปลงเอาท์พุตเพื่อกำจัดสัญญาณผิดพลาดไปจนกว่าสัญญาณนี้จะหมดไป เนื่องจากโหมคการทำงานแบบสัดส่วนนี้มีจุดอ่อนที่ไม่สามารถกำจัดค่าผิดพลาดออฟเซ็ท (offset error) ให้หมดไปได้ เราจึงนำเอาข้อดีของการตอบสนองต่อสัญญาณช่วงทรานส์เซียนในโหมคแบบสัดส่วน (P) มาใช้กับความสามารถในการกำจัดค่าผิดพลาดออฟเซ็ทให้หมดไปของโหมคอินทิกรัล (I)

เมื่อนำการทำงานของทั้ง 2 โหมคมาประกอบเข้าด้วยกันแล้ว ระบบก็อาจจะเกิดการแกว่งได้เหมือนกัน เนื่องมาจากทั้ง 2 ส่วนคือในส่วนของโหมค P ถ้าค่า K_p มากเกินไปจะทำให้เอาท์พุตเปลี่ยนแปลงตามมากไปคือระบบการตอบสนองของอุปกรณ์ควบคุมจะไวเกินไป ในส่วนของโหมค I ก็จะเป็นปัญหาเดิมคือถ้าเป็นระบบที่มีความเฉื่อยมาก ๆ หนึ่งค่าไม่สามารถตอบสนองต่อสัญญาณเอาท์พุตได้อย่างเหมาะสมแล้วก็จะเกิดการแกว่งได้เช่นเดียวกัน



รูปที่ 2.6

รูปที่ 2.6 นี้เป็นกราฟแสดงการทำงานประกอบกันระหว่างโหมด P กับโหมด I จากรูปเป็นการกระทำแบบกลับ (reverse action)

ด้วยจุดเด่นดังที่ได้กล่าวมาแล้วถ้าระบบไม่ล่าช้าจนเกินไป โหมด P-I นี้ก็สามารถทำการควบคุมระบบได้ดีพอสมควร เช่นในตอนที่เริ่มต้นของกระบวนการ batch (Batch process), ระบบที่มีการเปลี่ยนภาระ (load) บ่อย ๆ

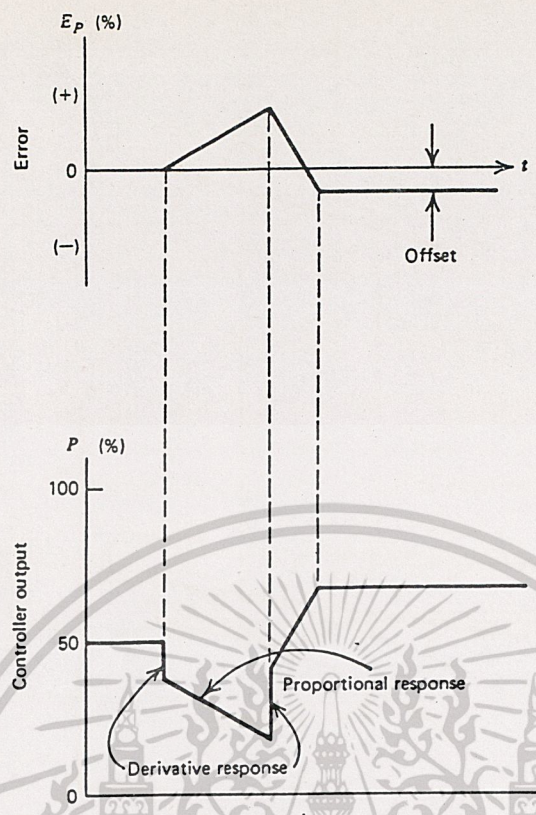
2.5.2 โหมดการควบคุมแบบสัดส่วนกับอนุพันธ์ (proportional-derivative)

การทำงานสามารถอธิบายและแสดงได้ด้วยสมการ

$$V_{out} = K_p \cdot V_{error} + K_d \cdot dV_{error}/dt$$

พิจารณากราฟรูปที่ 2.7 ประกอบกับสมการ จากรูป 2.7 จะเห็นได้ว่าการทำงานของโหมดประกอบด้วยเส้นของโหมด P และโหมด D ซึ่งระบบที่ควบคุมด้วยโหมดนี้จะต้องเป็นระบบที่มีค่าผิดพลาดออกเฟสเล็กน้อย เนื่องจากอุปกรณ์ควบคุมไม่สามารถกำจัดค่าผิดพลาดออกเฟสนี้ได้ แต่โหมดการควบคุมนี้จะให้ผลการตอบสนองที่เร็วกว่าโหมด P-I

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7

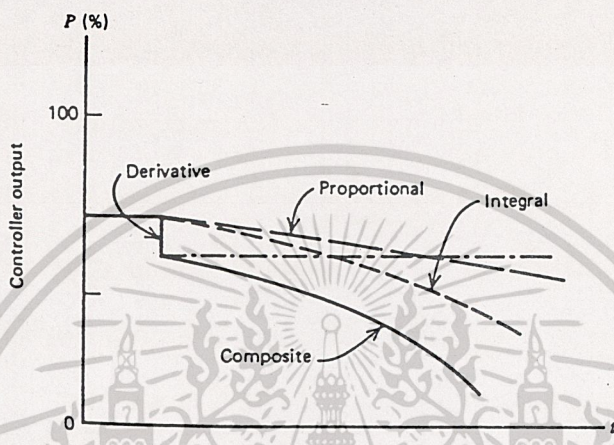
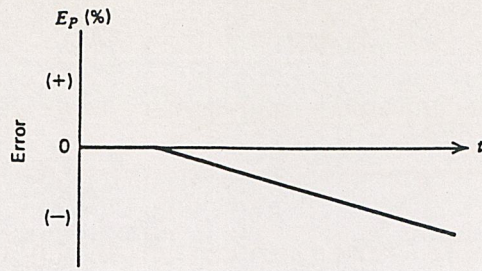
2.5.3 โหมดการควบคุมแบบสัดส่วน, อินทิกรัล และอนุพันธ์ (proportional, integral, derivative)

เป็นโหมดการควบคุมแบบอัตโนมัติที่ใช้กันอย่างกว้างขวางและมีประสิทธิภาพมากที่สุด เนื่องจากเป็นการนำเอาส่วนดีของทั้ง 3 โหมดมาประกอบเข้าด้วยกัน เอาที่พูดที่ได้จะเป็นไปตามสมการ

$$V_{out} = K_p V_{error} + K_i \int V_{error} + K_d \cdot dV_{error}/dt$$

เมื่อนำทั้ง 3 โหมดมาทำงานร่วมกันแล้วก็จะทำให้ระบบมีการตอบสนองอย่างเป็นสัดส่วน มีการลดความผิดพลาดออฟเซ็ท รวมถึงลดระยะเวลาในการเข้าถึงระดับที่ได้ตั้งไว้ แต่ทั้งนี้ก็ต้องขึ้นอยู่กับว่าระบบใดควรควบคุมอย่างไร ค่าคงที่ของการขยายในแต่ละโหมดนั้นควรเป็นเท่าไรด้วย ตัวอย่างการทำงานของโหมด P-I-D นี้เป็นเช่นดังรูป 2.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

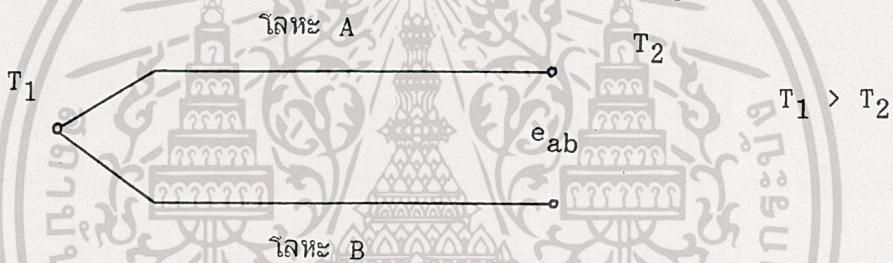
บทที่ 3

หลักการออกแบบและสร้างวงจร

ในบทที่แล้วได้กล่าวถึงการควบคุมชนิดต่าง ๆ ของอุปกรณ์ควบคุม ทฤษฎีการทำงานตลอดจนการประยุกต์และข้อดี ข้อเสียเมื่อนำไปปฏิบัติจริง เนื่องจากการทำงานของเครื่องควบคุมนี้ประกอบด้วยการทำงานหลายส่วนไม่เฉพาะแต่ส่วนควบคุมเท่านั้น ในบทนี้จึงจะเป็นการกล่าวถึงหลักในการทำงาน การพิจารณาอุปกรณ์ที่จะนำมาใช้งาน รวมไปถึงการสร้างวงจรเหล่านั้นด้วย

3.1 เทอร์โมคัปเปิล (Thermocouple)

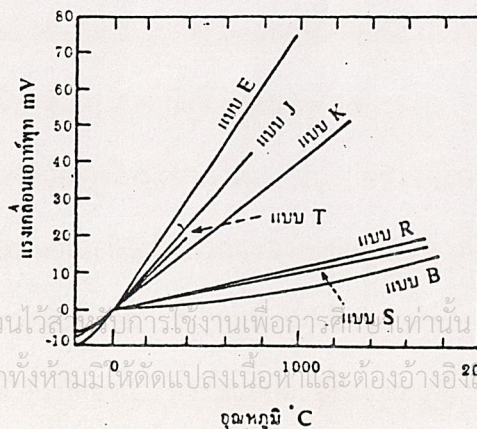
เนื่องจากได้มีการค้นพบว่า ถ้าปลายที่จุดต่อของโลหะ 2 ชนิดมีความแตกต่างระหว่างอุณหภูมิจะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลในวงจรได้ และเมื่อเปิดปลายที่ด้านใดด้านหนึ่งออกก็จะเกิดความต่างศักย์ไฟฟ้าที่ปลายทั้ง 2 ของเส้นลวดโลหะนั้น ๆ ดังรูปที่ 3.1



โดยค่าความต่างศักย์ไฟฟ้าจะเป็นไปตามสมการ

$$e_{ab} = \alpha \Delta T$$

จากสมการจะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงค่าศักย์ไฟฟ้าจะแปรผันตรงกับการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ ซึ่งจะเป็นจริงอยู่ในช่วงอุณหภูมิหนึ่ง ๆ เท่านั้นขึ้นอยู่กับชนิดของเทอร์โมคัปเปิล โดยเทอร์โมคัปเปิลก็จะมีหลายชนิด เช่น ชนิด S, ชนิด K เป็นต้น แต่ละชนิดก็จะประกอบไปด้วยลวดโลหะที่นำมาใช้ดังแสดงในตาราง 3.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบ	ส่วนผสม	ช่วงอุณหภูมิใช้งาน		แรงเคลื่อนไฟฟ้า ที่ได้ mV
		°C	°F	
B	พลาคินัม - 30% โรเดียม พลาคินัม - 6% โรเดียม	0 to 1820	32 to 3310	0 to 13.614
R	พลาคินัม - 13% โรเดียม พลาคินัม	- 50 to 1768	- 60 to 3210	- 02.26 to 21.108
S	พลาคินัม - 10% โรเดียม พลาคินัม	- 50 to 1768	- 60 to 3210	- 0.236 to 18.698
J	เหล็ก/คอนสแตนแตน	- 210 to 760	- 350 to 1400	- 8.096 to 42.922
K	โครเมล/อลูเมล	- 270 to 1372	- 450 to 2500	- 6.458 to 54.875
T	ทองแดง/คอนสแตนแตน	- 270 to 400	- 450 to 750	- 6.258 to 20.869
E	โครเมล/คอนสแตนแตน	- 270 to 1000	- 450 to 1830	- 9.835 to 76.358

* - แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ได้จากการเปรียบเทียบอุณหภูมิที่วัดกับจุดเยือกแข็งของน้ำ

ตาราง 3.1 แสดงคุณสมบัติเปรียบเทียบของเทอร์โมคัปเปิลแบบมาตรฐาน

ส่วนรูปที่ 3.2 นั้นจะเป็นกราฟแสดงการเปรียบเทียบเทอร์โมคัปเปิลแบบมาตรฐาน จะเห็นได้ว่า ผลการตอบสนองของเทอร์โมคัปเปิลชนิด K นั้นเหมาะสมกับการใช้งานช่วงอุณหภูมิดังกล่าวที่สุด

จากตาราง 3.1 พิจารณาเทอร์โมคัปเปิลชนิด K จะเห็นได้ว่าช่วงอุณหภูมิที่ใช้งานเป็น

0 - 1372 องศาเซลเซียสจะให้แรงเคลื่อนไฟฟ้า 0 - 54.875 มิลลิโวลต์

0 - 400 องศาเซลเซียสจะให้แรงเคลื่อนไฟฟ้า 0 - 400 มิลลิโวลต์

ดังนั้นการคำนวณวงจรไฟฟ้าซึ่งจะนำไปใช้ในวงจรควบคุมจะต้องอยู่ในขอบเขตจำกัดนี้

3.1.1 อุณหภูมิจุดอ้างอิง (Reference Junction Temperature)

เทอร์โมคัปเปิลเป็นอุปกรณ์ตรวจวัดอุณหภูมิ ที่จะต้องอาศัยความแตกต่างระหว่างอุณหภูมิ จากข้อกำหนดนี้จะเป็นข้อจำกัดของอุปกรณ์ที่จะต้องมีการชดเชยค่าอุณหภูมิจนบรรยากาศ เพื่อให้ค่าสัญญาณที่ตรวจจับได้นั้นเป็นค่าที่ถูกต้องมากที่สุด

เมื่อพิจารณาที่อุณหภูมิบรรยากาศ T_1 ตรวจจับความร้อนจากอุปกรณ์ที่มีความร้อน T_2

2 เมื่อเราใช้เทอร์โมคัปเปิลเป็นตัวตรวจวัดอุณหภูมิ ค่าที่อ่านได้จะเป็นแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิด

จากค่าความแตกต่างของอุณหภูมิ T_1 และ T_2 ซึ่งจะไม่ตรงกับค่าที่ควรจะเป็น นั่นคือ ควรจะอ่านค่า

ไม่ถูกต้องใดๆทั้งสิ้น ถึงแม้ว่าไม่มีให้ตัดแปลงเป็นค่าและต้องอ้างอิงถึงค่าอุณหภูมิที่การบ่งชี้ได้ค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดจากความแตกต่างของอุณหภูมิ T_2 กับอุณหภูมิ 0 องศาเซลเซียส

การแก้ไขค่าความผิดพลาดนี้ โครงการนี้จะใช้อุปกรณ์ทางไฟฟ้าเป็นตัวชดเชยอุณหภูมิ

อุณหภูมิจุดต่ออ้างอิงนี้ยังก่อให้เกิดปัญหาอีกประการหนึ่งคือ การที่อุณหภูมิจุดต่ออ้างอิงคงที่ เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิของอากาศ ซึ่งการแก้ไขด้วยอุปกรณ์ทางไฟฟ้าซึ่งจะนำมากล่าวในหัวข้อถัดไป

3.2 ส่วนขยายสัญญาณอุปกรณ์ตรวจวัด

โดยทั่วไปแล้วอุปกรณ์ตรวจวัดจะเป็นอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงพลังงานรูปแบบหนึ่ง ไปเป็นพลังงานรูปแบบหนึ่ง เช่น พลังงานความร้อนเปลี่ยนเป็นพลังงานไฟฟ้า พลังงานเสียงเปลี่ยนเป็นพลังงานไฟฟ้า เป็นต้น พลังงานที่ถูกเปลี่ยนแปลงและถูกตรวจจับได้นี้มักจะเป็นพลังงานซึ่งยังไม่เหมาะสมจะนำไปใช้งานโดยตรง จำเป็นที่จะต้องมียุกรณ์ขยายพลังงานให้เหมาะสมที่จะใช้งานต่อไป สำหรับเทอร์โมคัปเปิลอุปกรณ์ที่จะขยายพลังงานไฟฟ้าที่ได้จากค่าความแตกต่างอุณหภูมิ ก็คือวงจรขยายสัญญาณไฟฟ้าอิเล็กทรอนิกส์ สำหรับโครงการนี้จะใช้ออปแอมป์ (Operational Amplifier) เป็นอุปกรณ์ขยายสัญญาณแรงเคลื่อนไฟฟ้าจากเทอร์โมคัปเปิลให้เป็นสัญญาณแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เหมาะสมกับอุปกรณ์ส่วนอื่น ๆ ต่อไป

3.2.1 อุปกรณ์ขยายสัญญาณออปแอมป์

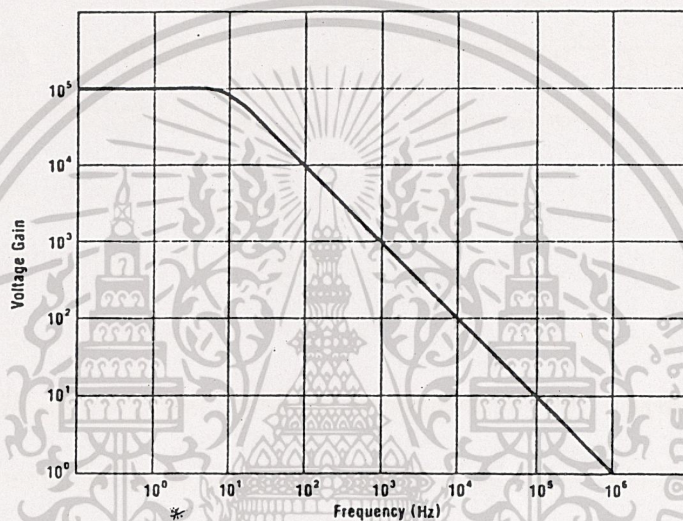
แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ได้จากเทอร์โมคัปเปิล จะเป็นแรงเคลื่อนไฟฟ้ากระแสตรง แรงเคลื่อนไฟฟ้าจากเทอร์โมคัปเปิลนี้มีขนาดเล็กสัญญาณน้อยมาก จากข้อมูลความสัมพันธ์ระหว่างความแตกต่างอุณหภูมิกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ได้นั้นตาราง A-1 ในภาคผนวก จะพบว่าสัญญาณแรงเคลื่อนไฟฟ้ามีขนาดเล็กเป็นไมโครโวลต์ นั่นคือมีขนาดเล็กสัญญาณน้อยมาก ลักษณะที่มีขนาดเล็กน้อยมากนี้จะเป็นข้อกำหนดของวงจรขยายสัญญาณว่าจะต้องมีคุณสมบัติทางการขยายสัญญาณไฟฟ้าที่ดีเพียงใด สำหรับโครงการนี้จะใช้อุปกรณ์ทางไฟฟ้าที่เรียกออปแอมป์เป็นอุปกรณ์หลัก

3.2.2 ค่าผิดพลาดทางไฟฟ้าของอุปกรณ์ขยายสัญญาณออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารส่วน 3.2.2.1 ค่าผิดพลาดที่เกิดจากกำลังขยายจำกัด (finite gain) ไปขอเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลง เนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าผิดพลาดนี้เกิดจากกำลังขยายของออปแอมป์มีจำกัดและค่าผิดพลาดเนื่องจาก

การตอบสนองความถี่มีจำกัด ส่วนของโครงการนี้ความถี่ที่เรานำมาใช้เป็นศูนย์ เราจึงไม่คำนึงถึงค่าผิดพลาดเนื่องจากการตอบสนองความถี่มีจำกัดซึ่งแสดงดังรูปที่ 3.3

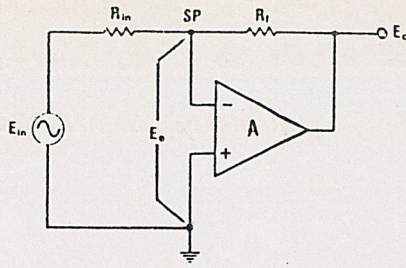


รูปที่ 3.3

ค่าผิดพลาดที่จะให้ความสนใจคือค่าผิดพลาดที่เกิดจากกำลังขยายออปแอมป์มีจำกัด โดยจะศึกษาค่าผิดพลาดนี้จากรูปที่ 3.4 ในรูปนี้เป็นการต่อวงจรรอแอมป์ในลักษณะที่เรียกว่า การขยายสัญญาณไม่กลับขั้ว (noninverting amplifier) ซึ่งจากรูป วงจรจะมีกำลังขยายสัญญาณ (signal gain) ดังสมการ

$$\text{signal gain} = \frac{R_{in} + R_f}{R_{in}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

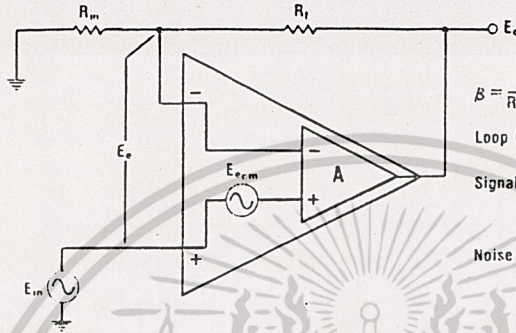


$$\beta = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_f} \quad \text{Loop Gain} = A_{vo}\beta$$

$$\text{Signal Gain} = -\frac{R_f}{R_{in}} \left(\frac{1}{1 + (1/A_{vo}\beta)} \right)$$

$$\text{Noise Gain} = \frac{1}{\beta} = \frac{R_{in} + R_f}{R_{in}}$$

(A) Inverting configuration.



$$\beta = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_f}$$

$$\text{Loop Gain} = A_{vo}\beta$$

$$\text{Signal Gain} = \frac{R_{in} + R_f}{R_{in}} \left(\frac{1}{1 + (1/A_{vo}\beta)} \right)$$

$$\text{Noise Gain} = \frac{1}{\beta} = \frac{R_{in} + R_f}{R_{in}}$$

(B) Noninverting configuration. *

รูปที่ 3.4

จะเห็นว่าถ้าเป็นทางอุดมคติ กำลังขยายสัญญาณควรเท่ากับ $(R_{in} + R_f) / R_{in}$ ค่า A_{vo} คือค่ากำลังขยายสัญญาณของ ออปแอมป์ที่ระบุมาในข้อมูลอุปกรณ์ออปแอมป์ซึ่งจะมีค่าไม่เท่ากัน ขึ้นอยู่กับกรรมวิธีการผลิตวงจรภายในและอื่น ๆ ค่าตัวประกอบที่ทำให้กำลังขยายสัญญาณไม่เป็นไปตามการคำนวณทางอุดมคติก็คือค่า $(1/A_{vo}\beta)$ เราไม่สามารถทำให้ค่านี้หมดไปได้ แต่จะสามารถลดค่านี้ได้โดยเลือกออปแอมป์ที่มีค่า A_{vo} สูงมาก ๆ และอีกวิธีหนึ่งก็คือออกแบบวงจรให้มีค่า β มากขึ้น (ค่าสูงสุดของ β คือ 1) กรณีที่ทำให้ค่า β มากขึ้นจะมีผลก็คือลดค่ากำลังขยายสัญญาณรบกวน (noise gain) ซึ่งเกิดจากออปแอมป์ให้ลดลง จากรูป 3.4 จะมีค่าอีกค่าหนึ่งที่เราควรให้ความสนใจคือค่า E_{ecm} ค่านี้เป็นค่าที่จะสังเกตเห็นได้เมื่อให้ขาอินพุตของออปแอมป์ต่อลงกราวนด์ (ground) จะพบว่าค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าอินพุตจะเท่ากับ E_{ecm} และแรงเคลื่อนไฟฟ้านี้จะให้ค่าเอาท์พุตเท่ากับ E_{ecm} ตามสมการ

$$E_{ecm} = E_{om} / CMRR$$

ค่านี้จะทำให้ค่าสัญญาณที่ขยายที่ควรจะเป็นผิดพลาด ค่านี้สามารถลดลงได้ถ้าเราเลือกออปแอมป์

ที่มีค่า CMRR (Common Mode Rejection Ratio) ซึ่งระบุมาพร้อมกับออปแอมป์ให้มีค่า CMRR สูง

ไม่จำกัดใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ต้นทุนต่ำและต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

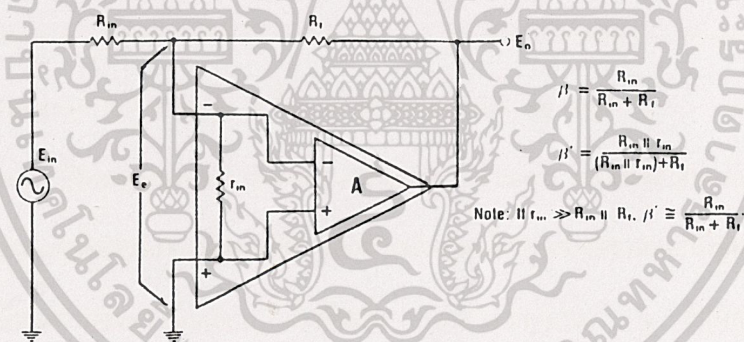
3.2.2.2 ค่าผิดพลาดที่เกิดจากการมีความต้านทานอินพุตจำกัด (finite input

resistance)

ค่าผิดพลาดอีกประการหนึ่งของ ออปแอมป์ก็คือการที่ออปแอมป์มีความต้านทานอินพุทจำกัดพิจารณาที่ 3.5 จากรูปจะเห็นว่าค่า β ที่ควรจะเป็นคือ $R_{in}/(R_{in} + R_f)$ ซึ่งจะทำให้ค่ากำลังขยายเท่ากับ $1/\beta$ แต่เนื่องจากผลของความต้านทานภายในออปแอมป์จะทำให้เกิดค่า β' และ β'' ซึ่งจะทำให้ค่ากำลังขยายไม่เป็นไปตามที่เราต้องการจากการคำนวณ ค่าผิดพลาดนี้จะลดลง ถ้าผลจากค่าความต้านทานออปแอมป์ลดลง โดยจะต้องเลือกออปแอมป์ซึ่งมีค่า r_{in} และค่า r_{cm} สูง ๆ จะทำให้กำลังขยายเป็นไปตามความต้องการจากการออกแบบมากยิ่งขึ้น

3.2.2.3 ค่าผิดพลาดที่เกิดจากการมีความต้านทานเอาต์พุตไม่เป็นศูนย์ (nonzero output resistance)

พิจารณาที่รูป 3.6 จากรูปกำลังขยายของออปแอมป์จะเปลี่ยนไปถ้าค่า r_o มากขึ้น โดยทั่วไปการออกแบบวงจรมักจะออกแบบให้มีความต้านทานภาระ (load resistance) R_L

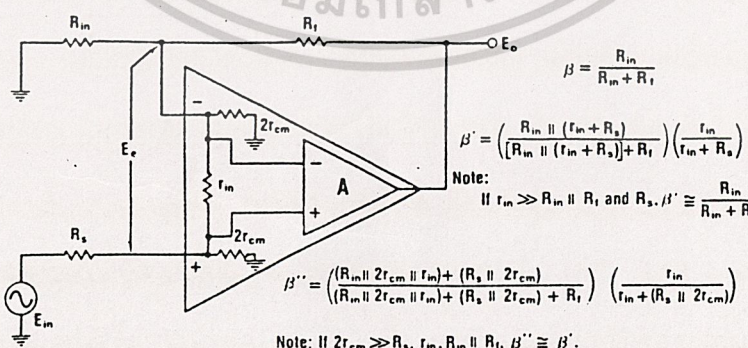


$$\beta = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_f}$$

$$\beta' = \frac{R_{in} \parallel r_{in}}{(R_{in} \parallel r_{in}) + R_f}$$

Note: If $r_{in} \gg R_{in} \parallel R_f$, $\beta' \cong \frac{R_{in}}{R_{in} + R_f}$

(A) Inverting configuration.



$$\beta = \frac{R_{in}}{R_{in} + R_f}$$

$$\beta' = \left(\frac{R_{in} \parallel (r_{in} + R_s)}{(R_{in} \parallel (r_{in} + R_s)) + R_f} \right) \left(\frac{r_{in}}{r_{in} + R_s} \right)$$

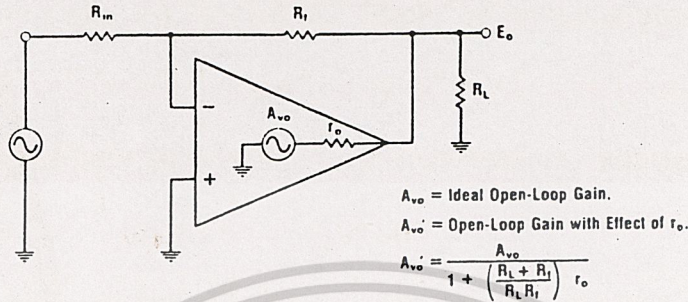
Note: If $r_{in} \gg R_{in} \parallel R_f$ and R_s , $\beta' \cong \frac{R_{in}}{R_{in} + R_f}$

$$\beta'' = \left(\frac{(R_{in} \parallel 2r_{cm} \parallel r_{in}) + (R_s \parallel 2r_{cm})}{(R_{in} \parallel 2r_{cm} \parallel r_{in}) + (R_s \parallel 2r_{cm}) + R_f} \right) \left(\frac{r_{in}}{r_{in} + R_s \parallel 2r_{cm}} \right)$$

Note: If $2r_{cm} \gg R_s, r_{in}, R_{in} \parallel R_f$, $\beta'' \cong \beta'$.

(B) Noninverting configuration.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6

มีค่ามากกว่า r_o มาก เพื่อลดผลของ r_o ที่มีต่อกำลังขยายสัญญาณของวงจร

3.2.3 ผลของค่าความผิดพลาดที่มีต่อสัญญาณอินพุตและเอาต์พุต

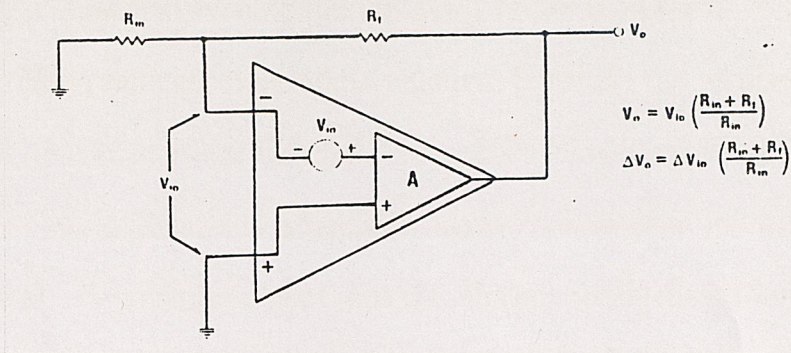
3.2.3.1 อินพุตออฟเซ็ทโวลท์ที่เตจ (input offset voltage)

ตามอุดมคติการขยายสัญญาณถ้ามีสัญญาณอินพุตเป็นศูนย์สัญญาณเอาต์พุตก็ควรจะเท่ากับศูนย์ด้วยแต่เนื่องจากค่าความผิดพลาดที่เกิดเนื่องจากสาเหตุต่าง ๆ ที่กล่าวมาแล้วเมื่อเราป้อนสัญญาณอินพุตเป็นศูนย์ สัญญาณเอาต์พุตจะไม่เป็นศูนย์ พิจารณาวงจรออปแอมป์ในรูปที่ 3.7 ในรูปนี้ จะเห็นว่า เมื่อป้อนสัญญาณอินพุตเป็นศูนย์จะเกิดสัญญาณอินพุตออฟเซ็ทโวลท์ที่เตจ (V_{io}) ระหว่างขาบวกและขาลบของออปแอมป์และจะเกิดสัญญาณเอาต์พุตตามสมการ

$$V_o = V_{io} (R_{in} + R_f) / R_{in}$$

ค่ากำลังขยายออฟเซ็ทโวลท์ที่เตจนี้คือกำลังขยายสัญญาณรบกวน (ค่า $1/\beta$) ออปแอมป์โดยส่วนมากจะบอกค่าอินพุตออฟเซ็ทโวลท์ที่เตจ ซึ่งแตกต่างกันตามชนิดของออปแอมป์ในแผ่นข้อมูล (data sheet)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 3.2.3.2 ออฟเซ็ทโวลท์ที่เตจครีพท์ (offset voltage drift) ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ค่าออฟเซ็ทโวลท์ที่เตจครีพท์นี้ เป็นค่าที่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิห้อง ที่อุณหภูมิห้องหนึ่ง

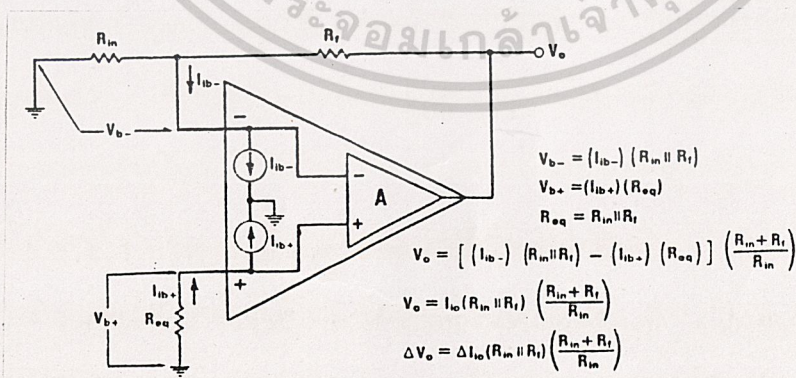


รูปที่ 3.7

ๆ เมื่อเราบ่อนสัญญาณจ้ค่าให้ค่าอินพุตออฟเซ็ทโวลท์เตจเป็นศูนย์ เมื่ออุณหภูมิห้องเปลี่ยนแปลงไป จะเกิดออฟเซ็ทโวลท์เตจครีฟที่ขึ้น ค่าเอาท์พุทโวลท์เตจครีฟที่จะได้จากการขยายสัญญาณด้วยกำลังขยายสัญญาณรวม (ค่า $1/\beta$)

3.2.3.3 อินพุตไบแอสเคอร์เรนท์ (input bias current)

ค่ากระแสไบแอสนี้จะมีขนาด $1 \mu A$ กับ $1 pA$ ขึ้นอยู่กับชนิดของออปแอมป์นั้น ๆ ผลกระทบที่มาจากกระแสไบแอสนี้คือรูป 3.8 ค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเอาท์พุทส่วนนี้จะไม่เกี่ยวข้องกับอินพุตออฟเซ็ทโวลท์เตจ การลดผลกระทบจากส่วนนี้สามารถกระทำได้โดยทำให้ $I_{ib-} = I_{ib+}$ โดยทำให้ $R_{eq} = R_{in} // R_f$ ผลของการเลือกค่านีจะทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ได้จากอินพุตไบแอสเคอร์เรนท์น้อยลงอย่างมาก



รูปที่ 3.8

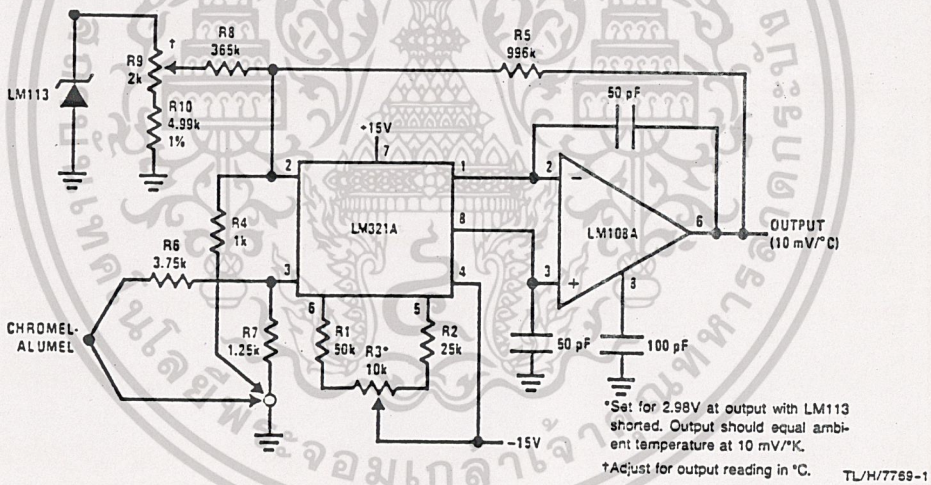
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3.4 อินพุตออฟเซ็ทเคอร์เรนท์ (input offset current)

ถ้าเราได้ทำการลดผลกระทบจากอินพุตไบแอสเคอร์เรนท์แล้ว ค่านี้จะมีค่าประมาณ 10 เปอร์เซ็นต์ ของอินพุตไบแอสเคอร์เรนท์ ในทางปฏิบัติการลดค่าออฟเซ็ทเคอร์เรนท์และไบแอสเคอร์เรนท์ ควรจะเลือกแหล่งจ่ายสัญญาณที่มีค่าความต้านทานต่ำมาก ๆ เมื่อมองจากขาอินพุตของออปแอมป์ แต่ถ้าเราจำเป็นต้องใช้ความต้านทานค่านี้สูงก็ควรเลือกใช้ออปแอมป์ชนิดเฟ็ท (FET) แต่ออปแอมป์ชนิดนี้จะมีค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิสูงซึ่งเป็นข้อเสียของเฟ็ทออปแอมป์

3.2.4 ออปแอมป์ที่ใช้เป็นส่วนขยายสัญญาณเทอร์มิคเบิลในวงจร

โครงการนี้ได้เลือกอุปกรณ์ขยายสัญญาณและตรวจวัดของบริษัท เนชั่นแนล เซมิคอนดัคเตอร์ เบอร์ LM121 และ LM 108 เป็นอุปกรณ์หลักส่วนรายละเอียดเกี่ยวกับอุปกรณ์ทั้ง 2 ชนิดนี้ อยู่ในภาคผนวก วงจรที่นำมาใช้งานคือวงจรที่ได้รับการออกแบบมาจากบริษัทแล้วดังรูป 3.9



รูปที่ 3.9

3.2.4.1 การชดเชยอุณหภูมิด้วยแรงเคลื่อนไฟฟ้าอ้างอิง

จากการศึกษาวงจรนี้ แรงดันอ้างอิงควรจะมีค่าคงที่ เนื่องจากเทอร์มิคเบิลเป็นอุปกรณ์ตรวจวัดที่อาศัยอุณหภูมิอ้างอิง หมายความว่าเราจะใช้แรงดันไฟฟ้าในการอ้างอิงแทนค่าด้วยอุณหภูมิอ้างอิงศูนย์องศา พิจารณาวงจรส่วนนี้ในรูป 3.10 โดยกำหนดให้ LM121 และ

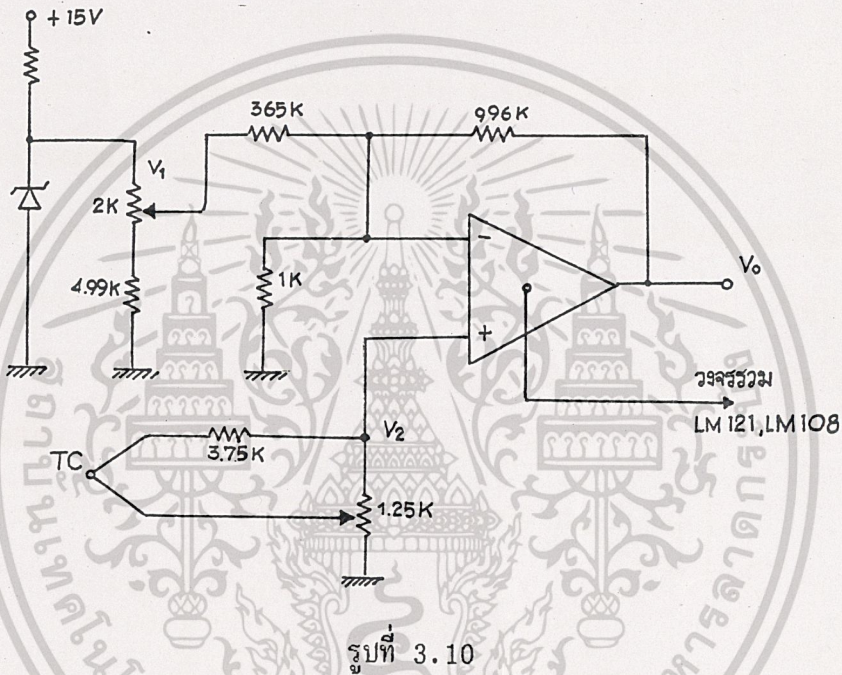
LM108 ต่อกันเป็นวงจรขยายสัญญาณเพียงอย่างเดียวจะได้วงจรอย่างง่ายดังรูป 3.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การพิจารณาผลขมมีและไม่มีการวัด

-1 พิจารณาเมื่อไม่มีการวัดใด ๆ เกิดขึ้น ผลจากการวัดในกรณีนี้ผลที่วัดจากค่าแตกต่างระหว่างอุณหภูมิที่ปลายโลหะทั้งสองจะต้องเป็นศูนย์ นั่นคือที่อุณหภูมิบรรยากาศสัมบูรณ์เอาต์พุตของเทอร์โมคัปเปิลจะต้องเป็นศูนย์ ดังนั้นแรงเคลื่อนไฟฟ้า V_o จะเป็นไปตามสมการ

$$-V_1/365K + -V_o/996k = 0$$



นั่นคือ V_o จะได้อ่า : $V_o = (-996K/365K) V_1$

ค่าควรจะเป็นของ V_o ที่อุณหภูมิห้องก็คือ $10\mu\text{ mV}$ ซึ่งเป็นค่าบวกแสดงว่าจะต้องแหล่งจ่ายแรงเคลื่อนไฟฟ้าจากวงจร LM121 ต่อรวมกับ LM108 จากการพิจารณาการเปรียบเทียบของวงจรที่กำหนดมา กำหนดให้รับค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเอาต์พุตเมื่อลัดวงจร LM113 ลงกราวด์ โดยปรับที่ค่าความต้านทานเปลี่ยนค่าได้ $10K$ โอห์ม ให้มีขนาด 2.98 V ซึ่งค่านี้เกิดจากค่าอุณหภูมิเคลวินคูณด้วย 10 mV นั่นคือบริษัทกำหนดค่าอุณหภูมิบรรยากาศไว้ที่ 25 องศาเซลเซียส (ได้จากการลบ 298 องศาเคลวินด้วย 273 องศาเคลวิน)

จากการวิเคราะห์ดังนี้ V_o จึงเป็นไปตามสมการ ไม่นิยามให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_o = 298 - (996/365)V_1 = 10\mu\text{ mV} = 250\text{ mV}$$

เมื่อกำหนดอุณหภูมิบรรยากาศเป็น 25 องศาเซลเซียส

จากวงจร V_1 สามารถแปรเปลี่ยนได้อยู่ในช่วง $0.86V - 1.2V$ โดยพิจารณาจากการเปลี่ยนค่าความต้านทานเปลี่ยนค่าได้ $2K$ โอห์ม ซึ่งจะทำให้เราเปลี่ยนค่าสัญญาณแรงเคลื่อนไฟฟ้าเอาท์พุทได้อยู่ในช่วง ๆ หนึ่ง พิจารณาจากสมการ

$$V_o = 2.98 - (996/365)1.2 \text{ เมื่อ } V_1 = 1.2 V$$

$$= -0.295V \text{ หรือ } -29.5^\circ C * 10 \text{ mV}/^\circ C$$

$$V_o = 2.98 - (996/365)0.86 \text{ เมื่อ } V_1 = 0.86V$$

$$= 0.633V \text{ หรือ } 63.3^\circ C * 10\text{mV} / ^\circ C$$

ซึ่งค่า V_1 ครอบคลุมค่าที่จะทำให้ $V_o = 25^\circ C * 10 \text{ mV}/^\circ C$

-2 พิจารณาในกรณีเมื่อมีการวัดค่าอุณหภูมิ ค่าสัญญาณ V_2 จะมากกว่าศูนย์ สมการของ V_o จะมีค่าดังนี้

$V_o = 2.98 + V_o$ จากเทอร์โมคัปเปิล และแรงเคลื่อนไฟฟ้าอ้างอิง
 V_o จากแรงเคลื่อนไฟฟ้าอ้างอิงและจากเทอร์โมคัปเปิลหาได้ดังนี้

กำหนดค่าให้ $V_{o1} = V_o$ จากแรงเคลื่อนไฟฟ้าอ้างอิงเทอร์โมคัปเปิล

$$(V_2 - V_1)/365k + V_2/1k + V_2 - V_{o1}/996k = 0$$

$$996(V_2 - V_1)/365 + 996V_2 + V_2 = V_{o1}$$

$$V_2 (996/365 + 1 + 996) - 996V_1/365 = V_{o1}$$

$$999.73V_2 - 2.73V_1 = V_{o1}$$

$$V_o = 2.98 - 2.73V_1 + 999.73V_2$$

ค่า $t * 10\text{mv}/^\circ\text{C}$

ค่า $2.98 - 2.73V_1$ คือค่าอุณหภูมิห้อง $t_c * 10 \text{ mV}/^\circ\text{C}$

ค่า $999.73V_2$ คือค่าอุณหภูมิที่อ่านได้จากเทอร์โมคัปเปิลจะพบว่า V_o นี้จากวงจะได้รับการชดเชยอุณหภูมิแล้ว แต่จำเป็นต้องที่ทุกค่าอุณหภูมิ นั่นคือ LM 113

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ การนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 แผนข้อมูลของ LM113 จะพบว่ามีอุณหภูมิ 85°C ค่ารีเวิร์สโวลท์ที่เจอจะมีค่าคงที่ที่ 1.22 v

3.2.4.2 การชดเชยอุณหภูมิในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิ

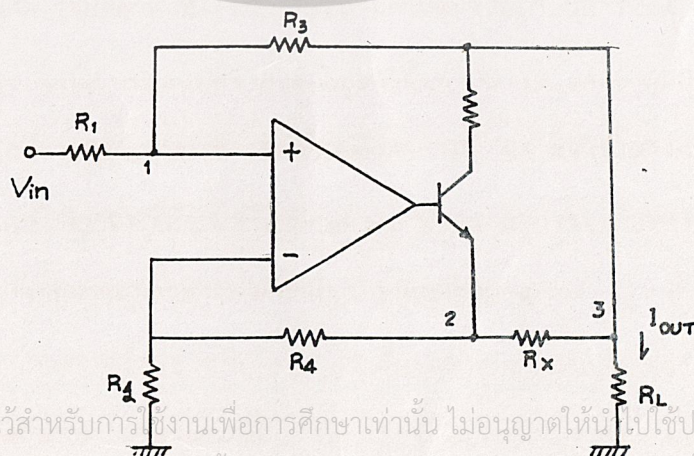
อุณหภูมิอ้างอิงศูนย์องศา ซึ่งแทนด้วยค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าอ้างอิงนั้น จากการศึกษาที่ผ่านมาแรงเคลื่อนไฟฟ้าอ้างอิงนั้นควรจะคงที่ตลอดการใช้งาน แต่เนื่องจากอุณหภูมิตemperatur เปลี่ยนแปลงได้ตลอดเวลา นั้นทำให้มีปัญหาก็อย่างเกิดขึ้นมา นั่นก็คือแรงเคลื่อนไฟฟ้าจะแปรเปลี่ยนตามอุณหภูมิตัวค่า $10 \text{ mV}/^{\circ}\text{C}$ จึงควรอย่างยิ่งที่จะมีวงจรชดเชยการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมินี้

ในวงจรที่ใช้ในโครงการนี้ อุปกรณ์ที่ใช้ในการชดเชยเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิก็คือ LM121 โดยอาศัยคุณสมบัติของ ออฟเซ็ทโวลท์เตจคริปท์ ค่าออฟเซ็ทโวลท์เตจคริปท์นี้จะมีการเปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิจากรายละเอียดข้อมูลนี้จากแผ่นข้อมูลของ LM121 ในภาคผนวก จะเห็นว่าค่าโวลท์ (voltage drift) มีค่าแปรผันโดยตรงกับ ค่าออฟเซ็ทโวลท์เตจโดยที่ค่า ออฟเซ็ทโวลท์เตจ สามารถเปลี่ยนอัตราส่วนของ $R_{\text{set}1} / R_{\text{set}2}$ ซึ่งสามารถปรับได้อย่างสะดวก

ในวงจรจะปรับค่าอัตราส่วนนี้ได้โดยค่าความต้านทานเปลี่ยนค่าไฟขนาด 10k โอห์มโดยจะต้องวัดใช้ค่าออฟเซ็ทโวลท์เตจคริปท์ที่มีขนาด $10\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ ตรงตามที่ต้องการ นั่นคือวงจรที่มีส่วนชดเชยการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิตัวแล้ว

3.3 ส่วนจ่ายสัญญาณเอาต์พุต

ในวงจรจะควบคุมของโครงการนี้ ได้ออกแบบให้จ่าย สัญญาณเอาต์พุต ขนาดมาตรฐาน ในกรณีที่ผู้ต้องการสัญญาณกระแสเอาต์พุตขนาดมาตรฐานไปใช้งาน โครงการนี้จึงสร้างส่วนแปลงสัญญาณแรงเคลื่อนไฟฟ้าไปเป็นสัญญาณไฟฟ้าไว้ด้วยโดยมีวงจรและการทำงานดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ node 1 : กำหนด V_1 ที่จุดนี้จะได้สมการดังนี้

$$(V_1 - V_{in})/R_1 + (V_1 - V_3)/R_3 = 0 \quad - (1)$$

$$V_1 = (V_{in}R_3 + V_3R_1)/(R_3 + R_1)$$

ที่ node 1 : $V_1/R_2 + (V_3 - V_2)/R_4 = 0$

$$V_2 = (R_4/R_2 + 1)V_1 \quad - (2)$$

ที่ node 3 : $(V_3 - V_1)/R_3 + (V_3 - V_2)/R_x + I_{out} = 0$

$$R_x = (R_3 + V_3 - V_2)/(V_1 - V_3 - R_3I_{out}) \quad - (3)$$

ตามค่าที่กำหนดมาในวงจร $R_1 = R_2 = 100K \text{ OHM}$, $R_3 = 9.975 \text{ K OHM}$, $R_4 = 10 \text{ K OHM}$ จากค่าต่าง ๆ ที่กำหนดให้สามารถที่จะหาความสัมพันธ์จากสมการ 1,2,3 ได้ว่า

$$V_1 = (9.975V_{in} + 100V_3)/109.975 \quad - (4)$$

$$V_2 = 1.1V_1 \quad - (5)$$

$$R_x = 9.975K (V_3 - V_2)/(V_1 - V_3 - 9.975K I_{out}) \quad - (6)$$

เนื่องจาก R_2 สามารถที่จะเลือกใช้ได้หลายค่า ตามที่ออกแบบอุปกรณ์ ที่ต้องการสัญญาณกระแส อุปกรณ์นั้น ๆ อาจมีค่าความตามอินพุต (input resistance) ไม่เท่ากัน เช่น R_2 อาจจะมีค่า 50 โอห์ม , 100 โอห์ม , หรือ 330 โอห์ม ก็ได้ แต่กระแสที่จ่ายออกจากส่วนเอาต์พุตควรมีค่าคงที่ เช่น เมื่อส่วนควบคุมจ่ายกระแส 10mA เมื่อนำไปใช้อุปกรณ์ที่มีค่า R_c 50 โอห์ม กระแสที่จ่ายให้กับอุปกรณ์เท่ากับ 10 mA ถ้าอุปกรณ์นั้นมีค่า R_2 330 โอห์ม ค่ากระแสที่จ่ายให้กับอุปกรณ์ ที่ควรจะมีค่า 10 mA พิจารณาวงจรและสมการ 4,5,6 เมื่อเปลี่ยนค่า R_2 จะทำให้ค่า V_3 เปลี่ยนค่าไป พิจารณาการเปลี่ยนค่า R_2 เพื่อที่จะกำหนด R_x ให้กัวงจร จากการคำนวณ จะได้ค่าต่าง ๆ ตามตาราง

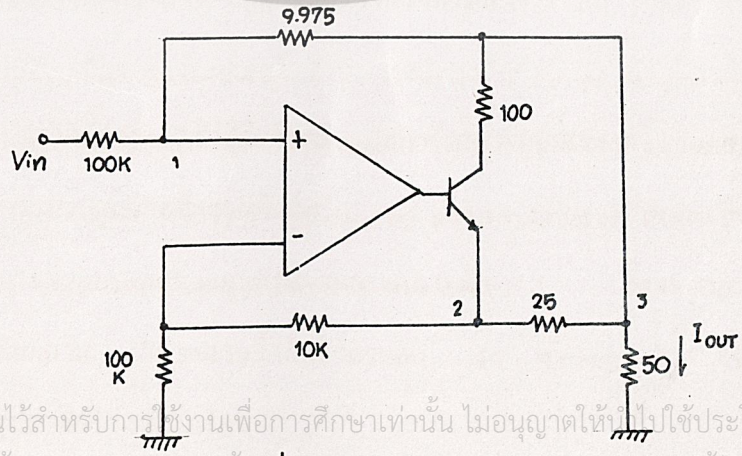
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

R_L	V_{in}	I_{out} (mA)	V_3	V_1	V_2	R_x
50	5	20	1	1.36	1.490	25.0
50	3.75	15	0.75	1.02	1.124	25.0
50	2.50	10	0.50	0.68	0.749	25.0
100	5.00	20	2.00	2.27	2.499	25.0
100	2.50	10	1.00	1.136	1.250	25.0
100	1.25	5	0.50	0.568	0.624	25.0
400	2.50	20	8.00	7.728	8.501	25.0
400	2.50	10	4.00	3.864	4.250	25.0
500	5.00	20	10.0	9.546	10.50	25.0
500	2.50	10	5.00	4.733	5.251	25.0

จากตาราง I_{out} กำหนดให้แปรผันตรงกับค่า V_{in} จะอยู่ในช่วง 1-5 v I_{out} ควรจะอยู่ในช่วง 4-20 mA ซึ่ง V_{in} และ I_{out} ควรจะมีค่าตามที่ตารางกำหนด

พิจารณาค่า R_x จากตารางจะเห็นว่ามีความคงที่ ที่ $R_x = 25$ โอห์ม

พิจารณาวงจรเพื่อความแน่ใจอีกครั้ง โดยการให้ค่าตามค่าที่ทดลอง ลองป้อน V_{in} และหา I_{out} ว่าจะเป็นไปอย่างที่ต้องการหรือไม่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาที่ 3.11 อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \text{ที่ node 1: } V_3 &= (R_3/R_1 + 1)V_1 - (R_3V_{in})/R_1 \\ &= 1.09975V_1 - 0.09975V_{in} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \text{ที่ node 2: } V_2 &= (R_4/R_2 + 1)V_1 \\ &= 1.1V_1 \end{aligned} \quad (2)$$

$$\text{ที่ node 3: } (V_3 - V_1)/R_3 + (V_3 - V_2)/R_x + V_3/R_L = 0$$

$$\text{แทนค่าต่าง ๆ จะได้ } V_1 = 599.5V_3 - 399V_2 \quad (3)$$

แก้สมการทั้ง 3 หาค่าความสัมพันธ์ระหว่าง V_3 กับ V_{in} จะได้

$$V_3 = 0.2V_{in} \quad \text{ซึ่งเป็นค่าที่ตรงกับในตาราง}$$

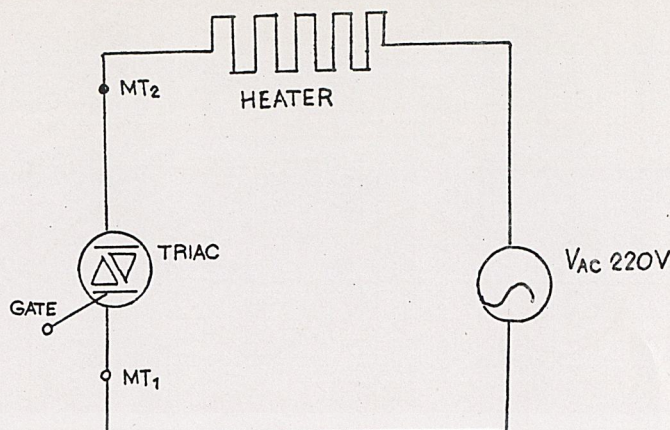
3.4 ส่วนควบคุมการจ่ายกำลัง

เนื่องจากการควบคุมการจ่ายกำลังโดยทั่วไปใช้ที่อุปกรณ์สร้างความร้อนเป็นแบบ เปิด - ปิด (on - off control) ซึ่งก็เป็นการเพียงพอแล้วสำหรับการควบคุมอุณหภูมิ ซึ่งโดยทั่วไปการควบคุมอุณหภูมิ ซึ่งโดยทั่วไปการควบคุมอุณหภูมิมักจะมีการตอบสนองการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิเป็นไปอย่างช้า ๆ แต่สำหรับโครงการนี้ เนื่องจากได้ออกแบบให้สัญญาณควบคุมไปใช้ในอุปกรณ์อื่น ๆ ด้วยเช่น วาล์วควบคุม (control valve) ซึ่งจะมีการควบคุมแบบ P, P-I, หรือ P-I-D ซึ่งจะกล่าวในส่วนควบคุม แต่ในส่วนควบคุมการจ่ายกำลังนี้ถ้าเป็นการควบคุมแบบเปิด - ปิด ก็สามารถจะใช้ รีเลย์ (relay) เป็นตัวควบคุมการจ่ายกำลังเพียงพอแล้ว ในโครงการนี้ได้ใช้การควบคุมส่วนจ่ายกำลังแบบการควบคุมเฟส (phase control) เป็นการควบคุมพลังงานไฟฟ้าที่จ่ายให้กับอุปกรณ์สร้างความร้อน

การควบคุมเฟส (Phase control)

การควบคุมเฟสที่คี่นั้น จะใช้วิธีที่เรียกว่า อนาล็อกเฟสคอลโทรล (analog phase control) เป็นการควบคุมจ่ายสัญญาณพัลส์ทริก (pulse trig) ซึ่งจะเป็นการนำสัญญาณไปควบคุมการใช้การจ่ายกระแสของอุปกรณ์จากกระแสไฟฟ้า ซึ่งจะจ่ายให้ถึงอุปกรณ์สร้างความร้อนในลำดับต่อไป โครงการนี้ได้ใช้ไทรแอก (triac) ในการควบคุม

เอกสารจ่ายกระแสให้กับอุปกรณ์สร้างความร้อน การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

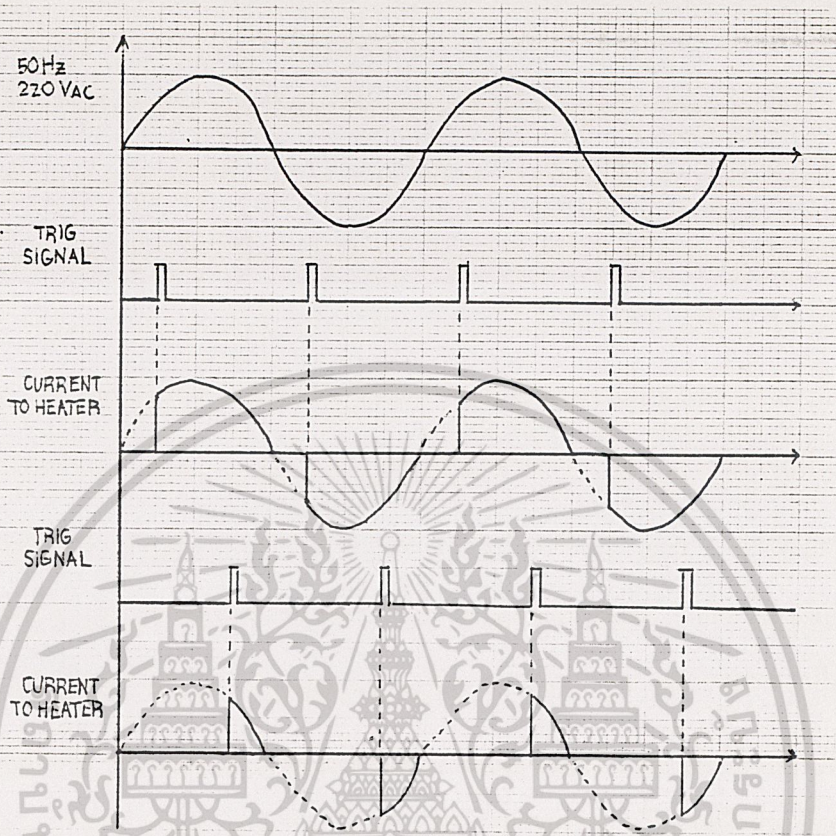


รูปที่ 3.12

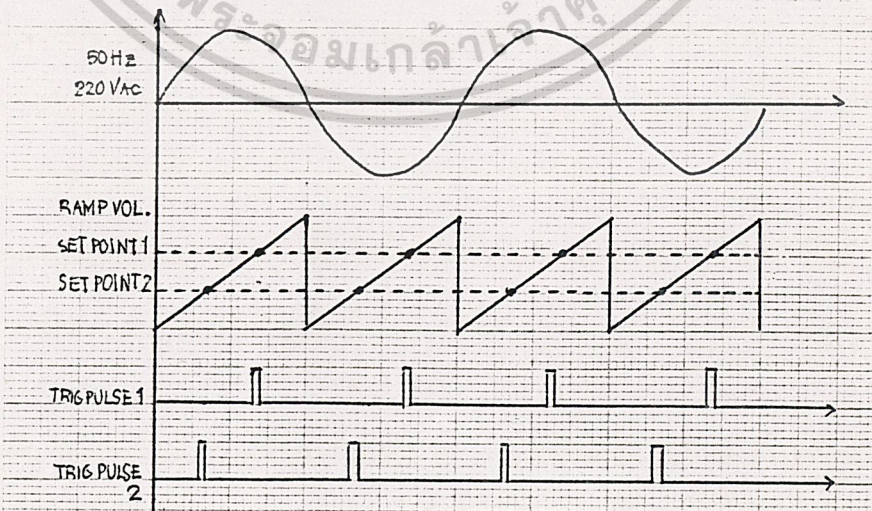
จากรูปที่ 3.12 เป็นส่วนควบคุมการจ่ายกระแสเปรียบเทียบกับสัญญาณ ทริกนี้เข้ามาที่ เกท (gate) ของไทรแอก ซึ่งสามารถเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง สัญญาณทริก เฟส ที่จ่ายกระแสผ่านอุปกรณ์สร้างความร้อนได้ดังรูป 3.13

จากรูปที่ 3.13 จะเห็นว่าสามารถควบคุมกระแสไฟที่จ่ายให้กับส่วนที่สร้างความร้อน โดยการควบคุมของทริก ซึ่งอยู่ในช่วง 0 ถึง π และ $\pi - 2\pi$ ถ้ามุมของการทริกน้อย (α) นั่นคือการจ่ายกระแสจะจ่ายกระแสได้สูง ในทางตรงกันข้ามเมื่อมุมของทริกกว้าง (β) ไทรแอกจะจ่ายกระแสในช่วง $\pi - \beta$ ซึ่งจะทำให้กระแสผ่านส่วนสร้างความร้อนได้น้อยลง

ในการที่จะควบคุมกระแสนี้ได้ให้เป็นไปตามที่ต้องการ จำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องมีส่วนตรวจสัญญาณศูนย์โวลท์ขนาด 220 V_{ac} เพื่อเป็นจุดอ้างอิงในการสร้างสัญญาณทริกที่มุมของการทริกต่าง ๆ ที่ต้องการในส่วนการเลือกมุมทริกจะต้องมีส่วนสร้างสัญญาณเรมป์ (ramp voltage) เปรียบเทียบกับเซ็ทพอยท์ (set point) ที่เราต้องการในช่วงแรงเคลื่อนไฟฟ้าต่ำสุด ถึงสูงสุดของเรมป์โวลท์เตจซึ่งแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงเคลื่อนไฟฟ้า 220 V_{ac} , เรมป์โวลท์เตจ, และสัญญาณดังรูป 3.14



รูปที่ 3.13



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ใช้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้มีการนำไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อเรื่องและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.14

จากรูปที่ 3.14 สามารถที่จะเลือกมุมทริกให้สัมพันธ์กับแรงเคลื่อนไฟฟ้า 220 Vac ได้ โดยใช้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเปรียบเทียบระหว่างเซ็ทพอยน์ท์โวลท์ที่แตกกับ แรมป์โวลท์ที่แตก ซึ่งมุมทริกนี้ สามารถเลือกได้ว่าต้องการอยู่มุมไหนของมุมเฟส และในช่วง จะทำให้สามารถทริก ได้ทั้งการเคลื่อนไฟฟ้าด้านลบ เป็นไปตามที่ต้องการเพื่อใช้ควบคุมจ่ายกระแสต่อไป

ในส่วนการควบคุมมุมทริกในโครงการนี้ได้อาศัย ไอซีเบอร์ TCA785 ซึ่งเป็นไอซีที่สร้าง ขึ้นมาเพื่อใช้ในการควบคุมทริกนี้เพื่อควบคุมการจ่ายพลังงานผ่านไทรสเตอร์ (thyristor) หรือ ไตรแอก (triac) แผนภาพวงจรภายใน TCA 765 นี้ได้แสดงไว้ในรูปที่ 3.15 ส่วนของวงจร ึ่งหมดได้รับการจ่ายพลังงานจากแหล่งภายในซึ่งการควบคุมแรงเคลื่อนไฟฟ้านี้ให้คงที่โดยสามารถ รับแรงเคลื่อนไฟฟ้าได้ในช่วง 8-18 โวลท์ โดยป้อนเข้าที่ขา 16 อ้างวิจารณ์ที่ ขา 1การ ควบคุมให้มุมทริกมีความสัมพันธ์กับเฟสสลับ 220 Vac สำหรับ TCA785 สามารถที่จะป้อนไป 220 Vac เข้าที่ขา 5 ได้โดยตรง โดยต่อความต้านทานขนาด 220K โอห์มเพื่อจำกัดขาเข้าของ ไอซี วงจรภายในซีโรดีเท็คเตอร์ (Zero detector) จะตรวจรับเฟสของแรงเคลื่อนไฟฟ้าสลับ โดยตรวจ ด้วยสัญญาณศูนย์ก่อนจะส่งผ่านสัญญาณ ไปยังส่วนซิงโครไนซ์รีจิสเตอร์ (Synchronization register) เพื่อนำไปจุดเริ่มของแรงเคลื่อนไฟฟ้าฟันเลื่อย (sawtooth voltage or ramp voltage)

การสร้างแรงเคลื่อนไฟฟ้าเลื่อยนี้สามารถควบคุมวงจรง่ายนอก โดยการใช้องค์ความ ต้านทานและตัวเก็บประจุในรูปที่ 3.16 คือความต้านทาน R9 และ ตัวประจุ C10 ตัวเก็บประ จุ C10 จะกำหนดความชันแรงเคลื่อนไฟฟ้าเลื่อย เมื่อจ่าย C10 เพิ่มขึ้นความชันของแรงเคลื่อน ไฟฟ้าฟันเลื่อยจะน้อยลง ค่า C10 นี้จะอยู่ในช่วง 500 μ F- 1 μ F ค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าฟันเลื่อยนี้ สร้างจากการกำหนดกระแสที่ป้อนให้กับ C10 พิจารณาสมการ

$$i = C \cdot dV/dt$$

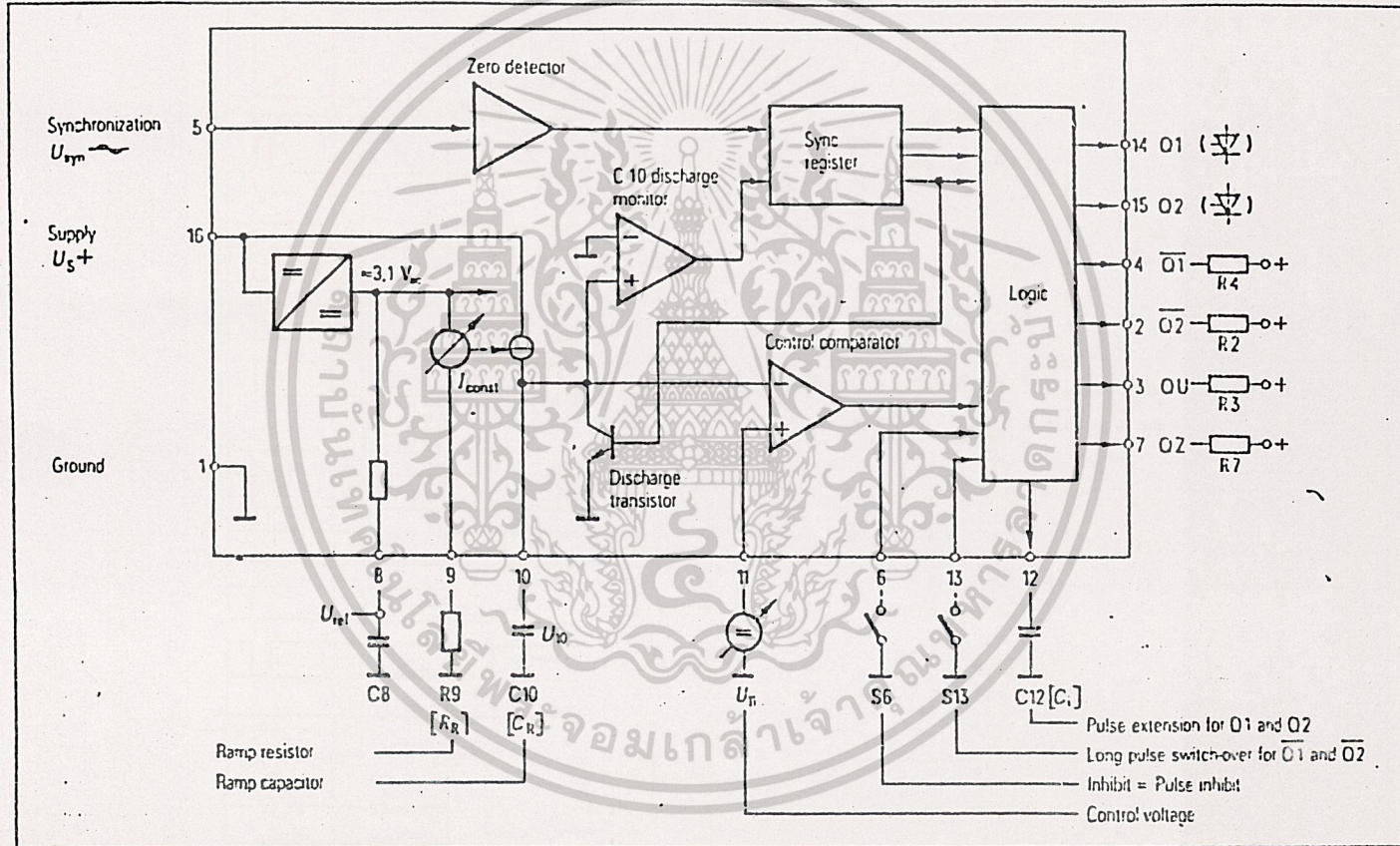
$$dV = i/C \cdot dt$$

$$V = i \cdot t/C$$

จะเห็นว่าความสัมพันธ์ของสมการจะอธิบาย ความสัมพันธ์ระหว่างแรงเคลื่อนไฟฟ้าและ

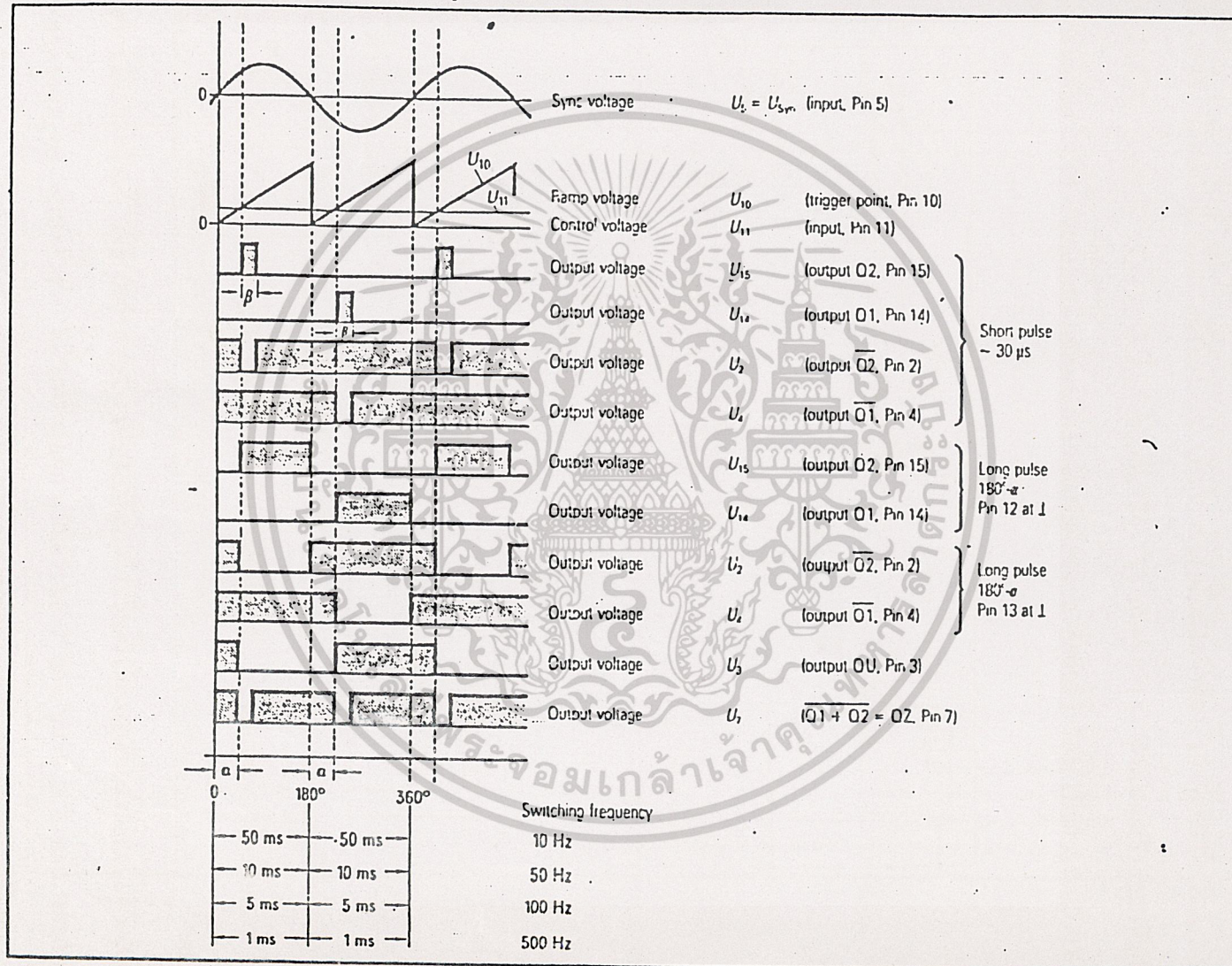
ตัวเก็บประจุ C10 ได้เป็นอย่างดี กระแสที่ป้อนเข้าสู่ตัวเก็บประจุนี้สามารถเปลี่ยนค่าได้ โดย เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปยังผู้อื่นโดยเด็ดขาด
ไม่ว่าเปลี่ยนค่าความต้านทาน R9 ซึ่งตามกำหนดของ TCA785 R9 มีค่า 3 โอห์ม ถึง 300k โอห์ม ใช้

3.15



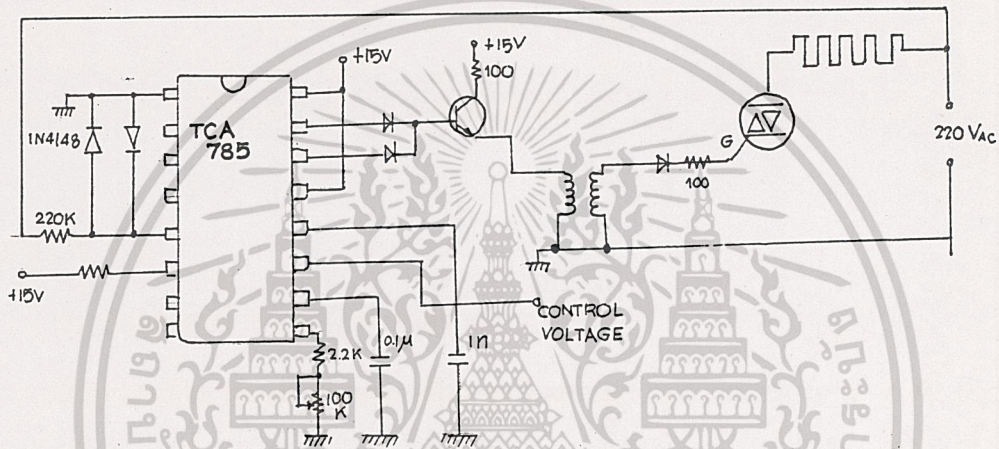
Block diagram of the TCA 785 integrated phase control

รูปที่ 3.16



TCA 785 waveforms

ค่า R_g และ C_{10} นี้ยังเป็นค่าที่กำหนดเวลาในการจ่ายกระแสออกจากตัวเก็บประจุ ซึ่งถ้าจะพิจารณาจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าพื้นเลื้อยก็คือช่วงความชันแรงเคลื่อนไฟฟ้าเป็นลบนั่นเอง ค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้านี้จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าควบคุมที่จะป้อนเข้าที่ขา 11 ของ TCA 785 ถ้าค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้านี้ขา 11 เท่ากับแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ขา 10 จะทำให้ TCA785 สร้างพัลส์ทริก (pulse trig) ให้เอาท์พุตออกมาที่ขา 14 และขา 15 ค่าความกว้างของพัลส์ถูกกำหนดด้วย C_{12} รูปแบบของคลื่นและความสัมพันธ์ของเอาท์พุตของ 785 เป็นดังรูป 3.16

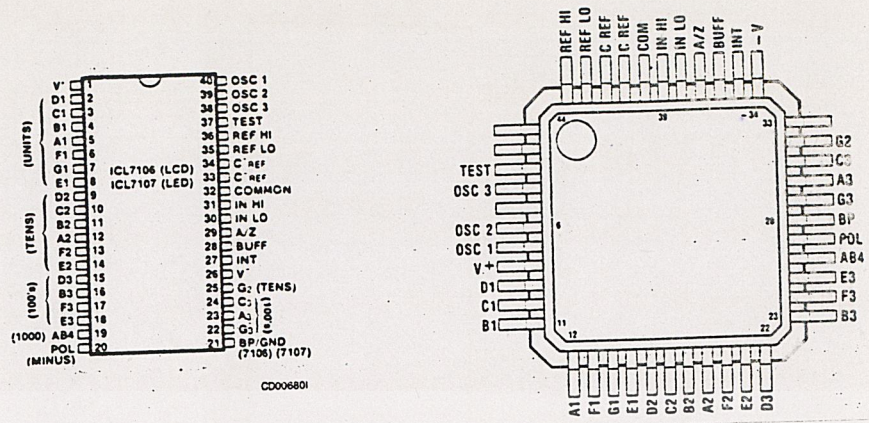


รูปที่ 3.17 วงจรใช้งาน TCA 785 ในโครงการนี้

3.5 ส่วนแสดงผลตัวเลข

ในการแสดงอุณหภูมิและการตั้งจุดเซ็ทพอยน์ท์ (setpoint) ของอุณหภูมิที่เราต้องการจากส่วนขยายสัญญาณเทอร์โมคัปเปิลเลขาหส่วนควบคุมสัญญาณ วงจรแสดงผลได้หลาย ๆ วิธีที่แสดงผลที่โครงการนี้เลือกใช้คืออ่านค่าออกมาเป็นตัวเลขเจ็ดส่วน (7-segment) โดยใช้อุปกรณ์หลักในส่วนนี้ ไอซีเบอร์ 7107 เป็นไอซีที่ถูกสร้างขึ้นมาเพื่อแปลค่าอนาล็อกเป็นดิจิตอล (analog to digital) แล้วแสดงออกมาเป็นตัวเลข 7 ส่วน ขนาด 3.5 หลักระ โดยค่าในหลักที่ 4 จะแสดงค่าได้เพียงค่า 1 และ ค่า -1 ขนาดและรูปร่างแสดงอยู่ในรูปที่ 3.18 คุณสมบัติของไอซีเบอร์นี้ ได้แสดงอยู่ในแผ่นข้อมูลในภาคผนวกแล้ว ในที่นี้จะออกมา

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
เฉพาะคุณสมบัติสำคัญเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



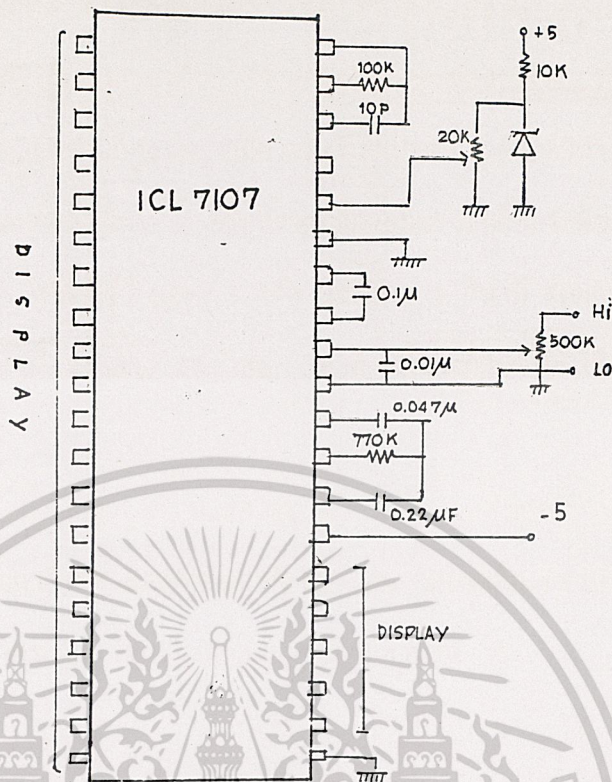
รูปที่ 3.18

คุณสมบัติไอซี 7107

1. อ่านค่าศูนย์ เมื่อรับอินพุตศูนย์โวลท์
 2. แสดงสัญญาณบวก หรือลบ ได้อย่างเที่ยงตรง
 3. มีขนาดสัญญาณขนาดต่ำ และมีค่าปริมาณ 15 Vp-p
 4. ค่าแหล่งจ่ายพลังงานแรงเคลื่อนไฟฟ้าบวกได้รับได้สูงสุด + 6V
 5. ค่าแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าลบได้รับได้สูงสุด -9V
 6. ช่วงอุณหภูมิใช้ปริมาณ 0 ถึง 70 °C
 7. ค่ากำลังงานที่ใช้สูงสุดไม่เกิน 800 mW
 8. แสดงผลตัวเลขด้วยตัวเลขสูงสุด 1999 หรือตัวเลขต่ำสุด -1999
 9. ตั้งกระแสไฟฟ้าผ่านตัวเลข 7 ส่วน โดยแต่ละส่วนรับกระแสไฟฟ้าขนาด 5-8 mA
- แรงเคลื่อนไฟฟ้าตารวมแต่ละส่วนของตัวเลข 7 ส่วน มีขนาด 3 โวลท์

การต่อวงจรการทำงานของ IC7107 แสดงดังรูปที่ 3.19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

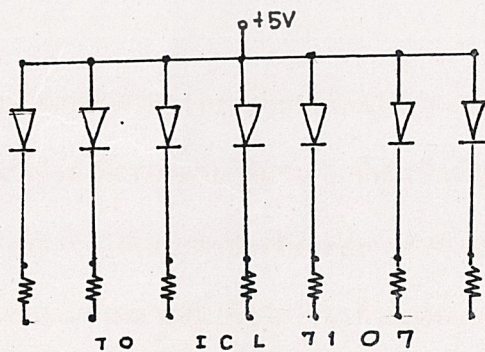


รูปที่ 3.19

การเลือกอุปกรณ์สำหรับไอซีเบอร์ 7107

1. ตัวเลข 7 ส่วน เลือกใช้แบบขนาด 2 mA ถึง 8 mA ในการรับ LED ในแต่ละส่วนตามคุณสมบัติของ ไอซี ICL 7107 ดังนั้นตัวเลข 7 หลักระบบคอมมอนทุกส่วนของตัวเลข 7 ส่วน อาโนด (common anode) ซึ่งการเชื่อมต่ออาโนด (anode) เข้าด้วยกัน

ผังรูป 3.20



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.20

2. อุปกรณ์สร้างนาฬิกา (timing)

ค่าความต้านทานและค่าเก็บตัวประจุที่ขา 39 และขา 38 ของ ICL 7107 จะกำหนดความถี่ให้กับ ICL7107 โดยที่ความถี่สูงจะทำให้ความเร็วในการอ่านค่าต่อวินาทีเพิ่มขึ้นและนอกจากนี้ความถี่ที่เหมาะสมจะลดค่าความคลาดเคลื่อนจากสัญญาณที่แรงเคลื่อนไฟฟ้ากระแสสลับด้วย ความถี่ 48 KHz จะทำให้แสดงผล 3 ครั้ง ในเวลา 1 วินาที ลดผลกระทบของสัญญาณรบกวนจากแรงความถี่แรงเคลื่อนไฟฟ้า 50 Hz โดยที่ ความถี่สัญญาณนาฬิกาที่เลือกใช้มีขนาดตามสมการ

$$f = 0.45/RC$$

ค่าความต้านทานที่เลือกใช้ จะต้องกำหนดให้เหมาะสม โดยจะต้องทราบว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าตกคร่อม LED มีขนาดเท่าไร จึงเลือกขนาดของความต้านทานได้

3.6 วงจรการควบคุม

3.6.1 ส่วนขยายสัญญาณผิดพลาด

เราสามารถหาการเกิดสัญญาณผิดพลาดได้จากสมการ

$$E = SP - PV$$

เมื่อพิจารณาความสัมพันธ์ข้างต้นจะเห็นว่า อุปกรณ์ที่สามารถนำมาใช้แล้วให้ผลเป็นไปตามสมการข้างต้นคือจะได้สัญญาณเอาต์พุตที่เป็นผลแตกต่างระหว่างสัญญาณอินพุต อุปกรณ์ดังกล่าวก็คือออปแอมป์ (Operational Amplifier)

จากความสัมพันธ์ของสมการสามารถออกแบบวงจรได้ดังรูป 3.21

3.6.2 ส่วนการควบคุมแบบสัดส่วน (proportional)

เนื่องจากความสัมพันธ์ของค่าผิดพลาดกับสัญญาณเอาต์พุตเป็นดังสมการ

$$V_{out} = K_p \cdot V_{error}$$

ค่าการขยายแบบสัดส่วนสามารถคำนวณได้จากวงจรที่ได้ออกแบบในรูปที่ 3.22

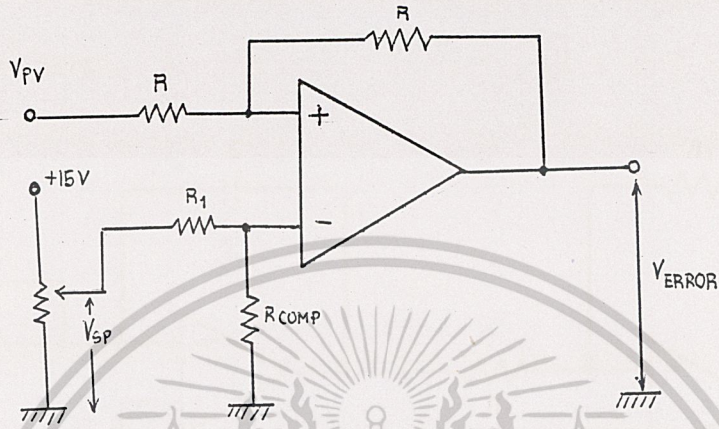
สามารถคำนวณค่าการขยายได้ดังนี้ การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(0 - V_{out})/R_2 = V_{error} / R_1$$

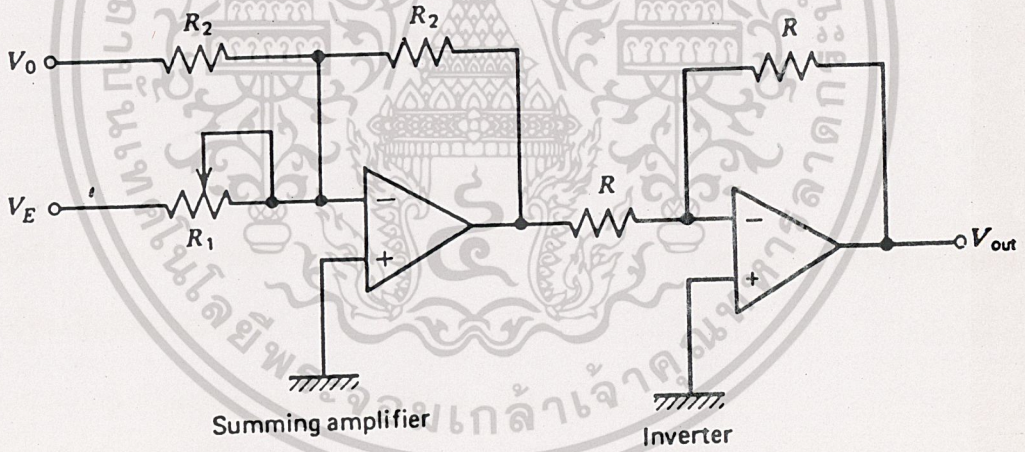
$$V_{out} = (-R_2/R_1)V_{error}$$

$$V_{out} = -K_p V_{error}$$

ได้ว่า $K_p = R_2/R_1$



รูปที่ 3.21



รูปที่ 3.22

3.6.3 การควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral)

ความสัมพันธ์เป็นไปตามสมการ

$$dV_{out}/dt = K_i \cdot V_{error}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สามารถออกแบบวงจรได้ดังรูป 3.23 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ประกอบการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าการตีพิมพ์ครั้งนี้จะนำเอกสารที่จัดทำขึ้นนี้ไปใช้หาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

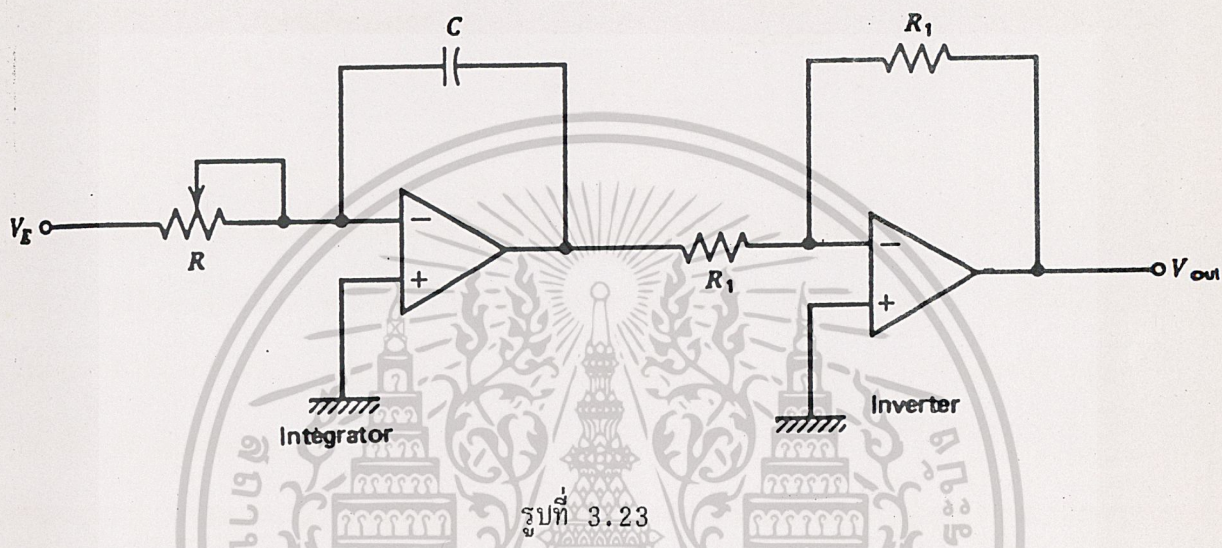
$$V_{error} / R_i = C \cdot dV_{out}/dt$$

by take Laplace Transform

$$V_{error}(S)/R_i = C \cdot V_{out}(S)$$

$$V_{out}(S)/V_{error}(S) = 1/RCS$$

เมื่อ $K_i = 1/RC$



3.6.4 การควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative)

การสร้างวงจรก็จะเหมือนกับการควบคุมแบบอื่น ๆ สำหรับสมการของการควบคุมแบบอนุพันธ์จะเป็นไปตามสมการ

$$dV_{error}/dt = K_d \cdot V_{out}$$

เมื่อออกแบบเป็นดังรูป 3.24 แล้วสามารถหาค่าต่าง ๆ ได้จากวงจรคือจะได้

$$C \cdot dV_{error}/dt = -V_{out}/R$$

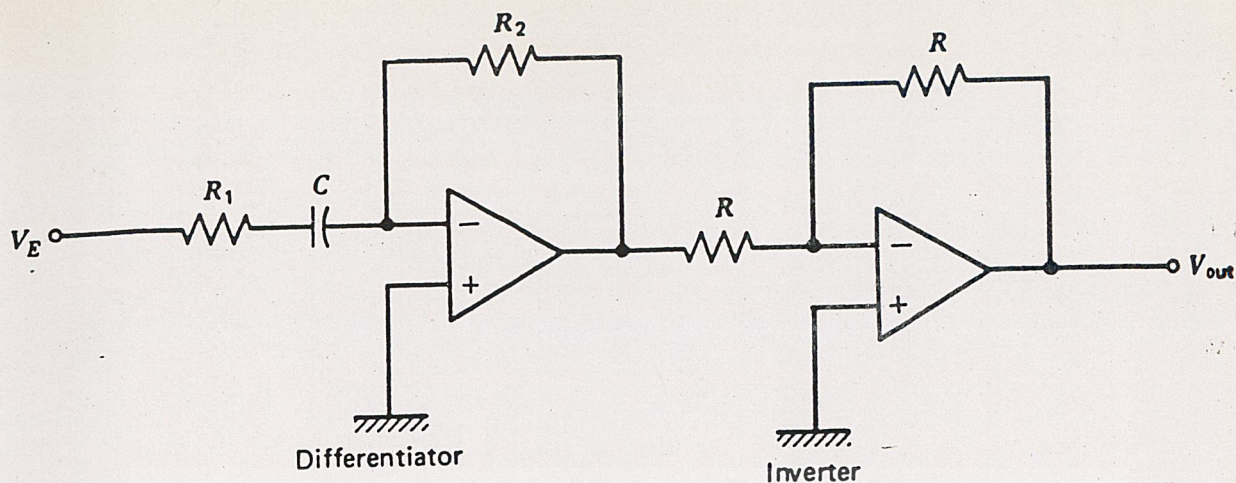
by take Laplace Transform

$$CS \cdot V_{error}(S) = -V_{out}(S)/R$$

$$V_{out}(S)/V_{error}(S) = RCS$$

เมื่อ $K_d = RC$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.24

3.6.5 การควบคุมแบบสัดส่วน, อินทิกรัลและอนุพันธ์ (P-I-D)

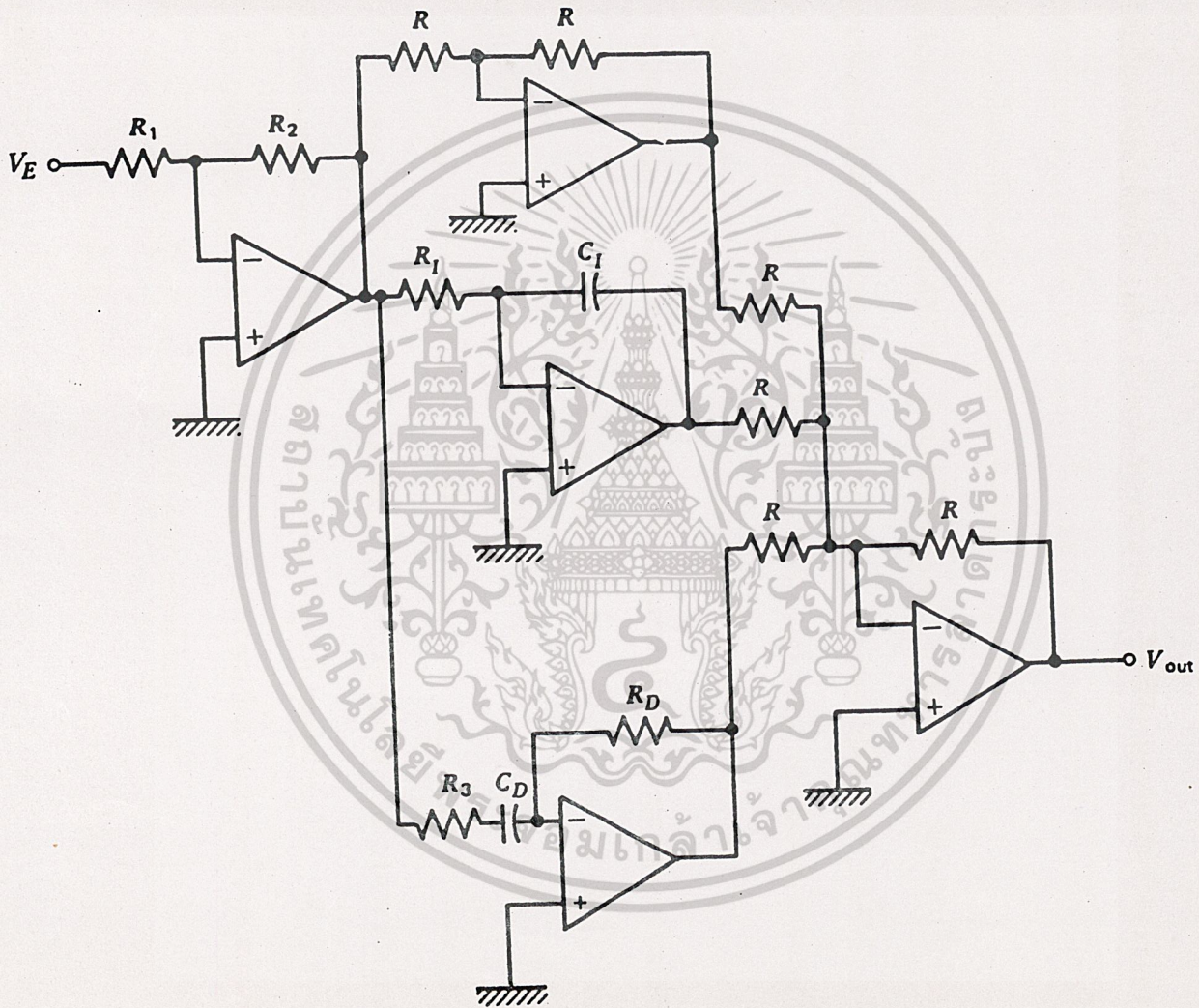
เป็นการนำเอาวงจรที่ได้ออกแบบมาแล้วมาประกอบเข้าด้วยกันแบบขนาน ผลที่ได้จะเป็น สมการที่ได้จากการนำเอาสมการทั้ง 3 มารวมกันได้เป็นความสัมพันธ์ดังที่ได้กล่าวแล้วในบทที่ 2 คือ จะได้สมการ

$$V_{out} = K_p \cdot V_{error} + K_i \int V_{error} + K_d \cdot dV_{error}/dt$$

วงจรที่ได้นำมาควบคุมในโครงงานนี้จะเป็นดังรูป 3.25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.25



บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การทดลองก่อนการบรรจุลงกล่อง

เมื่อนำวงจรส่วนต่าง ๆ ที่ได้ออกแบบมาประกอบเข้าด้วยกัน แล้วนำมาทดสอบกับส่วนสร้างความร้อนของหม้อต้มน้ำ เฉพาะส่วนแปลงพลังงานไฟฟ้าเป็นพลังงานความร้อน (heater) ซึ่งถ้าในส่วนนี้มาทดลองโดยไม่มีภาระ (load) จะทำให้การควบคุมความร้อนไม่ได้ผลดีเท่าที่ควร เนื่องจากมีภาระที่ทำให้ผลตอบสนองแบบไม่เป็นเส้นตรง (nonlinear)

การตั้งค่า K_p และค่า K_i จะตั้งให้มีค่าน้อย ๆ เพื่อให้ T_i มีค่ามากเพื่อที่จะควบคุมการจ่ายพลังงานในรูปการควบคุมเฟสคงที่ที่มีมุมจุดชนวนและจุดอุณหภูมิที่ต้องการจุดหนึ่ง ถ้าเพิ่มค่า K_i หรือ K_p จะทำให้การเข้าสู่จุดที่ต้องการทำได้ยากจะเกิดการสั่นรอบจุดที่ต้องการกล่าวคืออุณหภูมิอยู่ในช่วง + 20 ถึง 30 องศาเซลเซียส จากจุดที่ต้องการ

จากการทดลองถ้าตั้งอุณหภูมิไว้ที่ระดับหนึ่ง เมื่อเริ่มเปิดเครื่องจะทำให้ TCA785 จุดชนวนเต็มคลื่น จ่ายพลังงานเต็มทีในช่วงระยะเวลาหนึ่งหลังจากนั้นมุมจุดชนวนจะเพิ่มขึ้น จนเป็น 180 องศาไม่มีการจ่ายพลังงาน การเข้าสู่ระดับอุณหภูมิที่ต้องการไม่สามารถทำได้

การควบคุมภาระที่ไม่เป็นเส้นตรง ทำได้โดยการปรับค่า K_p น้อย ๆ และ T_i มีค่ามาก ๆ ลดจุดอุณหภูมิลงมาให้มากกว่าอุณหภูมิของบรรยากาศประมาณ 20 องศาเซลเซียส เปิดเครื่องควบคุมรอให้อุณหภูมิของอุปกรณ์สร้างความร้อน เข้าสู่ระดับอุณหภูมิที่ตั้งไว้ หลังจากนั้นจึงค่อย ๆ เพิ่มจุดอุณหภูมิที่ต้องการไปที่ละ 20-40 องศาเซลเซียส จนกว่าจะถึงจุดอุณหภูมิที่ต้องการ ทุกครั้งที่เพิ่มอุณหภูมิจะต้องรอให้ระบบเข้าสู่สภาวะคงที่ก่อนเสมอ

4.2 สรุปผลการทดลอง

- 1 ในส่วนการทำงานของวงจร สามารถทำงานได้ตามจุดประสงค์ที่ได้ตั้งไว้กล่าวคือสามารถควบคุมการจ่ายพลังงานไฟฟ้าเพื่อให้อุปกรณ์สร้างความร้อน (heater) สร้างปริมาณความร้อนที่วัดออกมาในรูปของอุณหภูมิได้ตามที่ต้องการนั้น ในช่วงอุณหภูมิห้องถึงอุณหภูมิประมาณ 1000 องศาเซลเซียส กระแสที่จ่ายให้กับอุปกรณ์สร้างความร้อนสูงสุดประมาณ 10 แอมป์ใช้

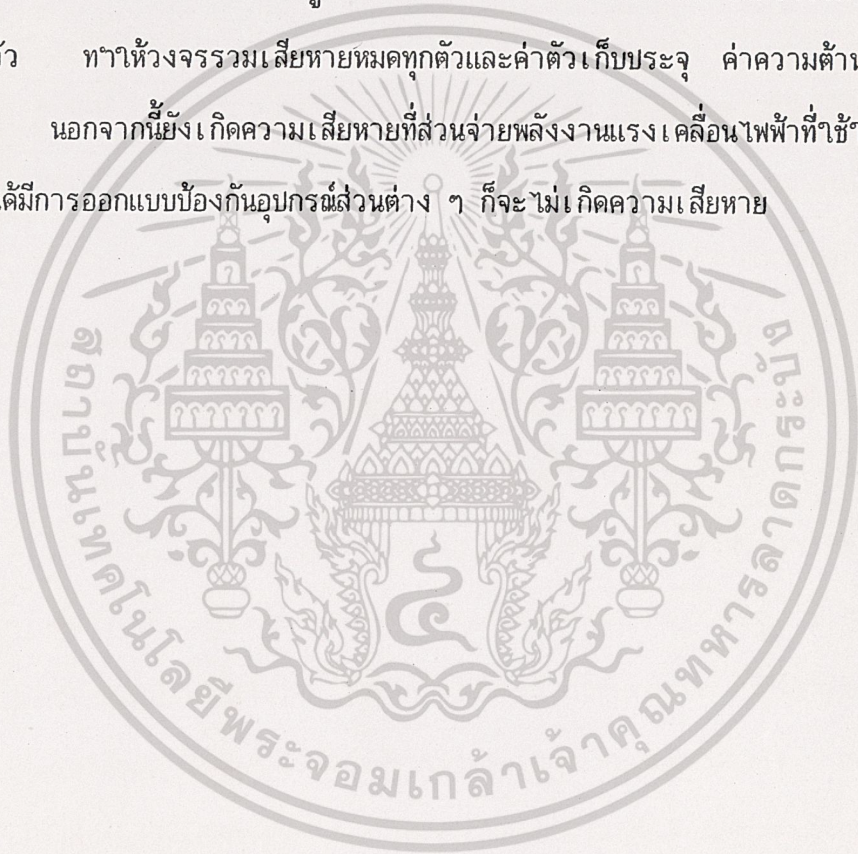
นั่นคืออุปกรณ์สร้างความร้อนจากัด กำลังสูงสุดที่ 2 กิโลวัตต์

-2 ในส่วนของวงจรบางส่วนยังไม่สมบูรณ์ เช่น ส่วนรับ จ่ายสัญญาณเข้าภายในและ ออกสู่ภายนอก ส่วนป้องกันวงจรรวม (IC) ต่าง ๆ ในวงจรยังไม่มี สายวงจรบนบอร์ดบางส่วน ยังไม่เหมาะสม

สำหรับผู้สนใจที่จะศึกษาและพัฒนาโครงการนี้ควรจะคำนึงถึงสิ่งต่าง ๆ ดังกล่าวด้วย

หมายเหตุ

เนื่องจากความไม่รอบคอบของผู้จัดทำโครงการ จึงทำให้เกิดการลัดวงจรภายในบอร์ดที่ จัดทำไว้แล้ว ทำให้วงจรรวมเสียหายหมดทุกตัวและค่าตัวเก็บประจุ ค่าความต้านทานบางค่า เปลี่ยนไป นอกจากนี้ยังเกิดความเสียหายที่ส่วนจ่ายพลังงานแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ใช้ในวงจรด้วย ดังนั้นหากได้มีการออกแบบป้องกันอุปกรณ์ส่วนต่าง ๆ ก็จะไม่เกิดความเสียหาย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL7106/ICL7107

3 1/2-Digit LCD/LED Single-Chip A/D Converter



GENERAL DESCRIPTION

The Intersil ICL7106 and 7107 are high performance, low power 3 1/2-digit A/D converters containing all the necessary active devices on a single CMOS I.C. Included are seven-segment decoders, display drivers, a reference, and a clock. The 7106 is designed to interface with a liquid crystal display (LCD) and includes a backplane drive; the 7107 will directly drive an instrument-size light emitting diode (LED) display.

The 7106 and 7107 bring together an unprecedented combination of high accuracy, versatility, and true economy. It features auto-zero to less than 10 μ V, zero drift of less than 1 μ V/ $^{\circ}$ C, input bias current of 10 pA max., and rollover error of less than one count. True differential inputs and reference are useful in all systems, but give the designer an uncommon advantage when measuring load cells, strain gauges and other bridge-type transducers. Finally, the true economy of single power supply operation (7106), enables a high performance panel meter to be built with the addition of only 10 passive components and a display.

FEATURES

- Guaranteed Zero Reading for 0 Volts Input on All Scales
- True Polarity at Zero for Precise Null Detection
- 1pA Typical Input Current
- True Differential Input and Reference
- Direct Display Drive — No External Components Required — LCD ICL7106
— LED ICL7107
- Low Noise—Less Than 15 μ V p-p
- On-Chip Clock and Reference
- Low Power Dissipation—Typically Less Than 10mW
- No Additional Active Circuits Required
- New Small Outline Surface Mount Package Available
- Evaluation Kit Available

ORDERING INFORMATION

PART NUMBER	TEMPERATURE RANGE	PACKAGE
ICL7106CDL	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C	40 pin ceramic DIP
ICL7106CPL	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C	40 pin plastic DIP
ICL7106CJL	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C	40 pin CERDIP
ICL7106CM44	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C	44 pin Surface Mount
ICL7107CJL	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C	40 pin CERDIP
ICL7107CDL	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C	40 pin ceramic DIP
ICL7107CPL	0 $^{\circ}$ C to +70 $^{\circ}$ C	40 pin plastic DIP
ICL7106EV/Kit ICL7107EV/Kit		Evaluation kits contain IC, display, circuit board, passive components and hardware.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL7106/ICL7107



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage	
ICL7106, V ⁺ to V ⁻	15V
ICL7107, V ⁺ to GND	+6V
ICL7107, V ⁻ to GND	-9V
Analog Input Voltage (either input)(Note 1) ... V ⁺ to V ⁻	
Reference Input Voltage (either input)	V ⁺ to V ⁻
Clock Input	
ICL7106	TEST to V ⁺
ICL7107	GND to V ⁺

Power Dissipation*(Note 2)	
Ceramic Package	1000mW
Plastic Package	800mW
Operating Temperature	0°C to +70°C
Storage Temperature	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10sec)	300°C

Stresses above those listed under Absolute Maximum Ratings may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device 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.

Note 1: Input voltages may exceed the supply voltages provided the input current is limited to $\pm 100\mu\text{A}$.

Note 2: Dissipation rating assumes device is mounted with all leads soldered to printed circuit board.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Note 3)

CHARACTERISTICS	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Zero Input Reading	V _{IN} = 0.0V Full Scale = 200.0mV	-000.0	=000.0	+000.0	Digital Reading
Ratiometric Reading	V _{IN} = V _{REF} V _{REF} = 100mV	999	999/1000	1000	Digital Reading
Rollover Error (Difference in reading for equal positive and negative inputs near Full Scale)	-V _{IN} = +V _{IN} = 200.0mV	-1	±.2	+1	Counts
Linearity (Max. deviation from best straight line fit)	Full scale = 200.0mV or full scale = 2.000V (Note 6)	-1	±.2	+1	Counts
Common Mode Rejection Ratio (Note 4)	V _{CM} = ±1V, V _{IN} = 0V Full Scale = 200.0mV		50		μV/V
Noise (Pk-Pk value not exceeded 95% of time)	V _{IN} = 0V Full Scale = 200.0mV		15		μV
Leakage Current Input	V _{IN} = 0 (Note 6)		1	10	pA
Zero Reading Drift	V _{IN} = 0 0° < T _A < 70°C (Note 6)		0.2	1	μV/°C
Scale Factor Temperature Coefficient	V _{IN} = 199.0mV 0° < T _A < 70°C (Ext. Ref. Oppm/°C) (Note 6)		1	5	ppm/°C
V ⁺ Supply Current (Does not include LED current for 7107)	V _{IN} = 0		0.8	1.8	mA
V ⁻ Supply Current (7107 only)			0.6	1.8	mA
Analog Common Voltage (With respect to Pos. Supply)	25kΩ between Common & Pos. Supply	2.4	2.8	3.2	V
Temp. Coeff. of Analog Common (With respect to Pos. Supply)	25kΩ between Common & Pos. Supply		80		ppm/°C
7106 ONLY Pk-Pk Segment Drive Voltage Pk-Pk Backplane Drive Voltage (Note 5)	V ⁺ to V ⁻ = 9V	4	5	6	V
7107 ONLY Segment Sinking Current (Except Pin 19 & 20)	V ⁺ = 5.0V Segment voltage = 3V	5	8.0		mA
(Pin 19 only)		10	16		mA
(Pin 20 only)		4	7		mA

NOTES: 3. Unless otherwise noted, specifications apply to both the 7106 and 7107 at T_A = 25°C, f_{clock} = 48kHz. 7106 is tested in the circuit of Figure 4. 7107 is tested in the circuit of Figure 5.

4. Refer to "Differential Input" discussion.

5. Back plane drive is in phase with segment drive for 'off' segment, 180° out of phase for 'on' segment. Frequency is 20 times conversion rate. Average DC component is less than 50mV.

6. Not tested, guaranteed by design.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL7106/ICL7107

DISPLAY FONT

0123456789

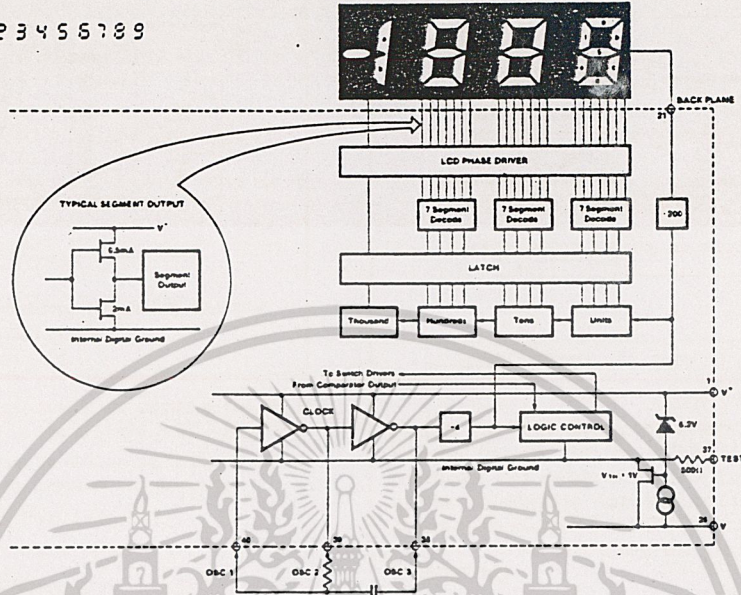


Figure 8: Digital Section 7106

LC004501

0123456789

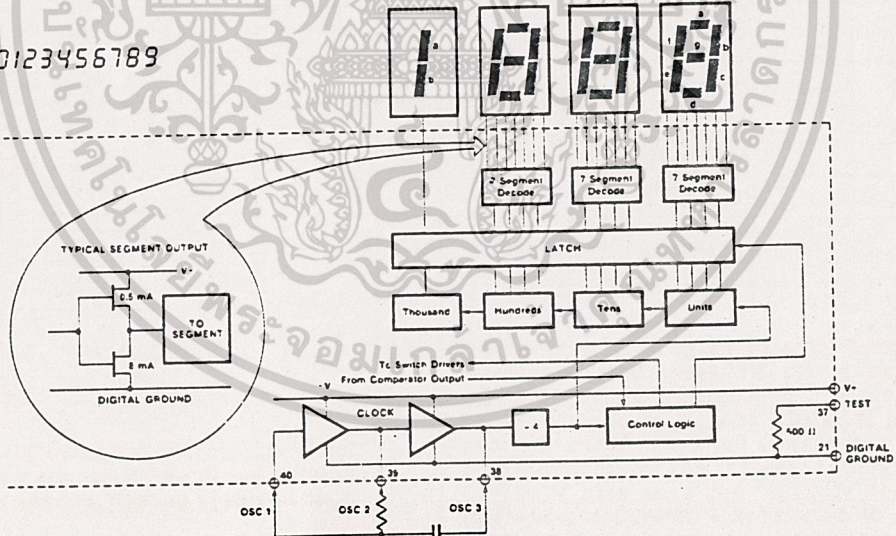


Figure 9: Digital Section 7107

LC004611

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ICL7106/ICL7107

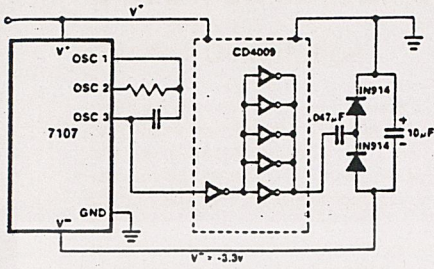


Figure 11: Generating Negative Supply from +5V

In fact, in selected applications no negative supply is required. The conditions to use a single +5V supply are:

1. The input signal can be referenced to the center of the common mode range of the converter.
2. The signal is less than ± 1.5 volts.
3. An external reference is used.

TYPICAL APPLICATIONS

The 7106 and 7107 may be used in a wide variety of configurations. The circuits which follow show some of the possibilities, and serve to illustrate the exceptional versatility of these A/D converters.

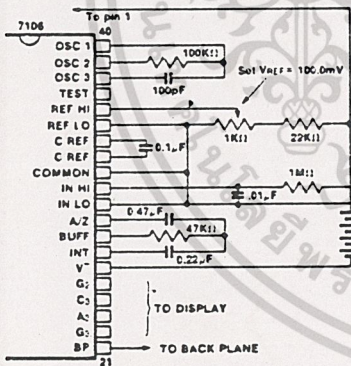


Figure 12: 7106 using the internal reference. Values shown are for 200.0 mV full scale, 3 readings per second, floating supply voltage (9V battery).

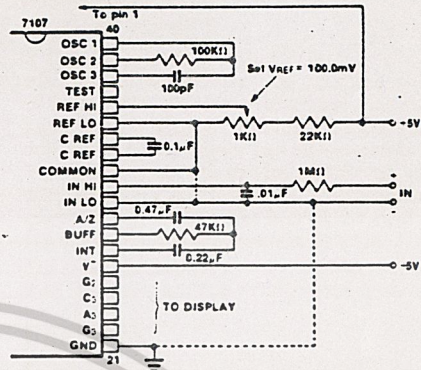


Figure 13: 7107 using the internal reference. Values shown are for 200.0mV full scale, 3 readings per second. IN LO may be tied to either COMMON for inputs floating with respect to supplies, or GND for single ended inputs. (See discussion under Analog COMMON.)

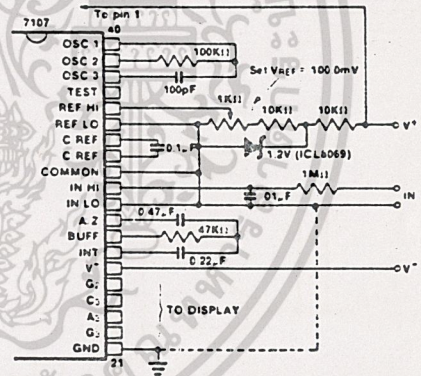


Figure 14: 7107 with an external band-gap reference (1.2V type). IN LO is tied to COMMON, thus establishing the correct common mode voltage. If COMMON is not shorted to GND, the input voltage may float with respect to the power supply and COMMON acts as a pre-regulator for the reference. If COMMON is shorted to GND, the input is single ended (referred to supply ground) and the pre-regulator is over-ridden.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM221/LM321/LM321A Precision Preamplifiers

General Description

The LM121 series are precision preamplifiers designed to operate with general purpose operational amplifiers to drastically decrease dc errors. Drift, bias current, common mode and supply rejection are more than a factor of 50 better than standard op amps alone. Further, the added dc gain of the LM121 decreases the closed loop gain error.

The LM121 series operates with supply voltages from $\pm 3V$ to $\pm 20V$ and has sufficient supply rejection to operate from unregulated supplies. The operating current is programmable from $5 \mu A$ to $200 \mu A$ so bias current, offset current, gain and noise can be optimized for the particular application while still realizing very low drift. Super-gain transistors are used for the input stage so input error currents are lower than conventional amplifiers at the same operating current. Further, the initial offset voltage is easily nulled to zero.

The extremely low drift of the LM121 will improve accuracy on almost any precision dc circuit. For example, instrumentation amplifier, strain gauge amplifiers and thermocouple amplifiers now using chopper amplifiers can be made with

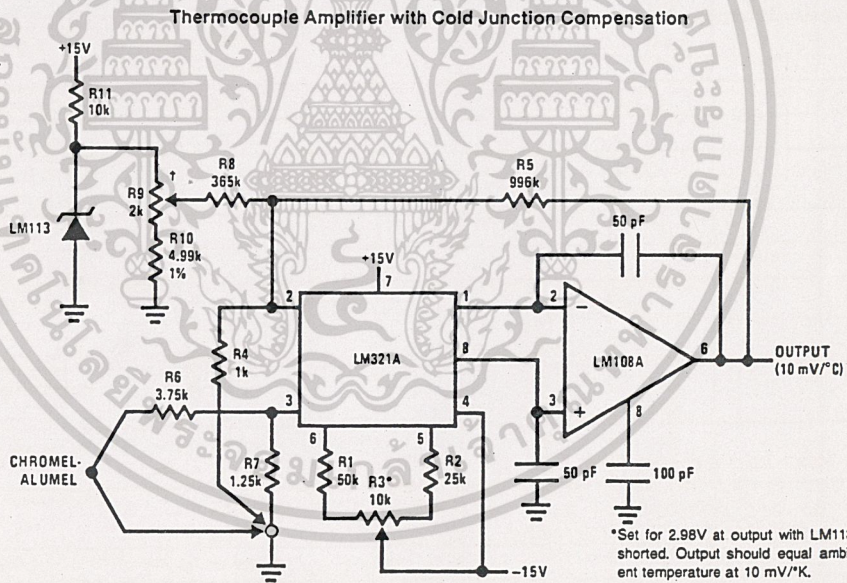
the LM121. The full differential input and high common-mode rejection are another advantage over choppers. For applications where low bias current is more important than drift, the operating current can be reduced to low values. High operating currents can be used for low voltage noise with low source resistance. The programmable operating current of the LM121 allows tailoring the input characteristics to match those of specialized op amps.

The LM221 is specified over a $-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$ range and the LM321 over a $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$ temperature range.

Features

- Guaranteed drift of LM321A— $0.2 \mu V/^{\circ}C$
- Guaranteed drift of LM221 series— $1 \mu V/^{\circ}C$
- Offset voltage less than $0.4 mV$
- Bias current less than $10 nA$ at $10 \mu A$ operating current
- CMRR 126 dB minimum
- 120 dB supply rejection
- Easily nulled offset voltage

Typical Applications



Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	± 20V	Operating Temperature Range	0°C to +70°C
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	LM321A	-65°C to +150°C
Differential Input Voltage (Notes 2 and 3)	± 15V	Storage Temperature Range	300°C
Input Voltage (Note 3)	± 15V	Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	ESD rating to be determined.

Electrical Characteristics (Note 4) LM321A

Parameter	Conditions	LM321A			Units
		Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}, 6.4\text{k} \leq R_{\text{SET}} \leq 70\text{k}$		0.2	0.4	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C},$ $R_{\text{SET}} = 70\text{k}$ $R_{\text{SET}} = 6.4\text{k}$		0.3	0.5 5	nA nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C},$ $R_{\text{SET}} = 70\text{k}$ $R_{\text{SET}} = 6.4\text{k}$		5 50	15 150	nA nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C},$ $R_{\text{SET}} = 70\text{k}$ $R_{\text{SET}} = 6.4\text{k}$	2 0.2	8		MΩ MΩ
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_{\text{SET}} = 70\text{k}$		0.8	2.2	mA
Input Offset Voltage	$6.4\text{k} \leq R_{\text{SET}} \leq 70\text{k}$		0.5	0.65	mV
Input Bias Current	$R_{\text{SET}} = 70\text{k}$ $R_{\text{SET}} = 6.4\text{k}$		15 150	25 250	nA nA
Input Offset Current	$R_{\text{SET}} = 70\text{k}$ $R_{\text{SET}} = 6.4\text{k}$		0.5 5	1 10	nA nA
Input Offset Current Drift	$R_{\text{SET}} = 70\text{k}$		3		pA/°C
Average Temperature	$R_S \leq 200\Omega, 6.4\text{k} \leq R_{\text{SET}} \leq 70\text{k}$				
Coefficient of Input Offset Voltage	Offset Voltage Nulled		0.07	0.2	μV/°C
Long Term Stability			3		μV/yr
Supply Current			1	3.5	mA
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V},$ (Note 5) $R_{\text{SET}} = 70\text{k}$ $R_{\text{SET}} = 6.4\text{k}$		± 13 -7, -13		V V
Common-Mode Rejection Ratio	$R_{\text{SET}} = 70\text{k}$ $R_{\text{SET}} = 6.4\text{k}$		126 120	140 130	dB dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_{\text{SET}} = 70\text{k}$ $R_{\text{SET}} = 6.4\text{k}$		118 114	126 120	dB dB
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, R_{\text{SET}} = 70\text{k},$ $R_L > 3\text{M}\Omega$		12	20	V/V
Noise	$R_{\text{SET}} = 70\text{k}, R_{\text{SOURCE}} = 0$		8		nV/√Hz

Note 1: The maximum junction temperature of the LM321A is 85°C. For operating at elevated temperature, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient, or 45°C/W, junction to case. For the flat package, the derating is based on a thermal resistance of 185°C/W when mounted on a ¼ inch thick epoxy glass board with ten, 0.03 inch wide, 2 ounce copper conductors. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W junction to ambient.

Note 2: The inputs are shunted with back-to-back diodes in series with a 500Ω resistor for overvoltage protection. Therefore, excessive current will flow if a differential input voltage in excess of 1V is applied between the inputs.

Note 3: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 4: These specifications apply for $-5 \leq V_S \leq \pm 20\text{V}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, unless otherwise specified. With the LM221A, however all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$, and for the LM321A the specifications apply over a 0°C to +70°C temperature range.

Note 5: External precision resistor —0.1%— can be placed from pins 1 and 8 to 7 increase positive common-mode range.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage	±20V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW
Differential Input Voltage (Notes 2 and 3)	±15V
Input Voltage (Note 3)	±15V

Operating Temperature Range

LM221	-25°C to +85°C
LM321, LM321A	0°C to +70°C

Storage Temperature Range

-65°C to +150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)

260°C

ESD rating to be determined.

Electrical Characteristics (Note 4) LM221, LM321

Parameter	Conditions	LM221			LM321			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $6.4\text{k} \leq R_{\text{SET}} \leq 70\text{k}$			0.7			1.5	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_{\text{SET}} = 70\text{k}$			1			2	nA
	$R_{\text{SET}} = 6.4\text{k}$			10			20	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_{\text{SET}} = 70\text{k}$			10			18	nA
	$R_{\text{SET}} = 6.4\text{k}$			100			180	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_{\text{SET}} = 70\text{k}$	4			2			M Ω
	$R_{\text{SET}} = 6.4\text{k}$	0.4			0.2			M Ω
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_{\text{SET}} = 70\text{k}$			1.5			2.2	mA
Input Offset Voltage	$6.4\text{k} \leq R_{\text{SET}} \leq 70\text{k}$			1.0			2.5	mV
Input Bias Current	$R_{\text{SET}} = 70\text{k}$			30			28	nA
	$R_{\text{SET}} = 6.4\text{k}$			300			280	nA
Input Offset Current	$R_{\text{SET}} = 70\text{k}$			3			4	nA
	$R_{\text{SET}} = 6.4\text{k}$			30			40	nA
Input Offset Current Drift	$R_{\text{SET}} = 70\text{k}$		3		3			pA/°C
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage	$R_S \leq 200\Omega$, $6.4\text{k} \leq R_{\text{SET}} \leq 70\text{k}$ Offset Voltage Nullled			1			1	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Long Term Stability			5		5			$\mu\text{V}/\text{yr}$
Supply Current				2.5			3.5	mA
Input Voltage Range	$V_S = \pm 15\text{V}$, (Note 5) $R_{\text{SET}} = 70\text{k}$	±13			±13			V
	$R_{\text{SET}} = 6.4\text{k}$	+7, -13			+7, -13			V
Common-Mode Rejection Ratio	$R_{\text{SET}} = 70\text{k}$	120			114			dB
	$R_{\text{SET}} = 6.4\text{k}$	114			114			dB
Supply Voltage Rejection Ratio	$R_{\text{SET}} = 70\text{k}$	120			114			dB
	$R_{\text{SET}} = 6.4\text{k}$	114			114			dB
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_{\text{SET}} = 70\text{k}$, $R_L > 3\text{M}\Omega$	16			12			V/V
Noise	$R_{\text{SET}} = 70\text{k}$, $R_{\text{SOURCE}} = 0$		8			8		nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$

Note 1: The maximum junction temperature of the LM221 is 100°C. The maximum junction temperature of the LM321 is 85°C. For operating at elevated temperature, devices in the TO-5 package must be derated based on a thermal resistance of 150°C/W, junction to ambient, or 45°C/W, junction to case. For the flat package, the derating is based on a thermal resistance of 185°C/W when mounted on a 1/4 inch thick epoxy glass board with ten, 0.03 inch wide, 2 ounce copper conductors. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W junction to ambient.

Note 2: The inputs are shunted with back-to-back diodes in series with a 500 Ω resistor for overvoltage protection. Therefore, excessive current will flow if a differential input voltage in excess of 1V is applied between the inputs.

Note 3: For supply voltages less than ±15V, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 4: These specifications apply for $\pm 5 \leq V_S \leq \pm 20\text{V}$ and $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$, unless otherwise specified. With the LM221, however all temperature specifications are limited to $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$, and for the LM321 the specifications apply over a 0°C to $+70^\circ\text{C}$ temperature range.

Note 5: External precision resistor —0.1%— can be placed from pins 1 and 8 to 7 increase positive common-mode range.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Frequency Compensation

UNIVERSAL COMPENSATION

The additional gain of the LM321 preamplifier when used with an operational amplifier usually necessitates additional frequency compensation. When the closed loop gain of the op amp with the LM321 is less than the gain of the LM321 alone, more compensation is needed. The worst case situation is when there is 100% feedback—such as a voltage follower or integrator—and the gain of the LM321 is high. When high closed loop gains are used—for example $A_V = 1000$ —and only an addition gain of 200 is inserted by the LM321, the frequency compensation of the op amp will usually suffice.

The frequency compensation shown here is designed to operate with any unity-gain stable op amp. Figure 1 shows the basic configuration of frequency stabilizing network. In operation the output of the LM321 is rendered single ended by a $0.01 \mu\text{F}$ bypass capacitor to ground. Overall frequency compensation then is achieved by an integrating capacitor around the op amp.

$$\text{Bandwidth at unity-gain} \approx \frac{12}{2\pi R_{\text{SET}} C}$$

$$\text{for } 0.5 \text{ MHz bandwidth } C = \frac{4}{10^6 R_{\text{SET}}}$$

For use with higher frequency op amps such as the LM118 the bandwidth may be increased to about 2 MHz.

If the closed loop gain is greater than unity, "C" may be decreased to:

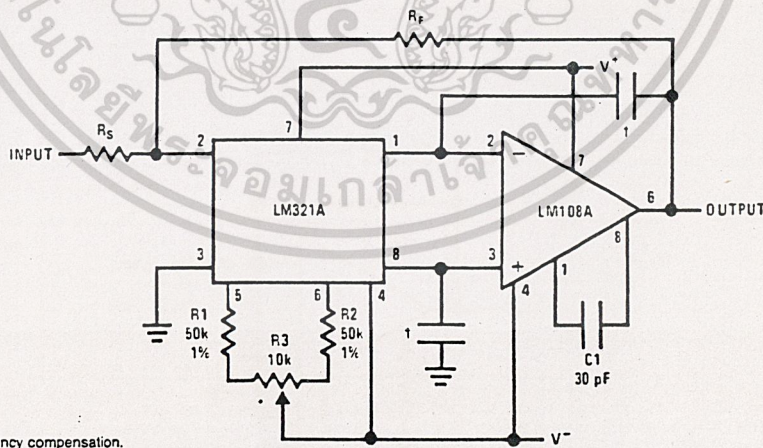
$$C = \frac{4}{10^6 A_{\text{CL}} R_{\text{SET}}}$$

ALTERNATE COMPENSATION

The two compensation capacitors can be made equal for improved power supply rejection. In this case the formula for the compensation capacitor is:

$$C = \frac{8}{10^6 A_{\text{CL}} R_{\text{SET}}}$$

Typical Applications



*Offset adjust.

†See table for frequency compensation.

FIGURE 1. Low Drift Op Amp Using the LM321A as a Preamp

Table I shows typical values for the two compensating capacitors for various gains and operating currents.

TABLE I

Closed Loop Gain	Current Set Resistor				
	120 k Ω	60 k Ω	30 k Ω	12 k Ω	6 k Ω
$A_V = 1$	68	130	270	680	1300
$A_V = 5$	15	27	56	130	270
$A_V = 10$	10	15	27	68	130
$A_V = 50$	1	3	5	15	27
$A_V = 100$	-	1	3	5	10
$A_V = 500$	-	-	1	1	3
$A_V = 1000$	-	-	-	-	-

This table applies for the LM108, LM101A, LM741, LM118. Capacitance is in pF.

DESIGN EQUATIONS FOR THE LM321 SERIES

$$\text{Gain } A_V \approx \frac{1.2 \times 10^6}{R_{\text{SET}}}$$

Null Pot Value should be 10% of R_{SET}

$$\text{Operating Current} \approx \frac{2 \times 0.65V}{R_{\text{SET}}}$$

$$\text{Positive Common-Mode Limit} \approx V^+ - \left[0.6 - \frac{0.65V \times 50k}{R_{\text{SET}}} \right]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM108/LM208/LM308 Operational Amplifiers

General Description

The LM108 series are precision operational amplifiers having specifications a factor of ten better than FET amplifiers over a -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$ temperature range.

The devices operate with supply voltages from $\pm 2\text{V}$ to $\pm 20\text{V}$ and have sufficient supply rejection to use unregulated supplies. Although the circuit is interchangeable with and uses the same compensation as the LM101A, an alternate compensation scheme can be used to make it particularly insensitive to power supply noise and to make supply bypass capacitors unnecessary.

The low current error of the LM108 series makes possible many designs that are not practical with conventional amplifiers. In fact, it operates from $10\text{ M}\Omega$ source resistances,

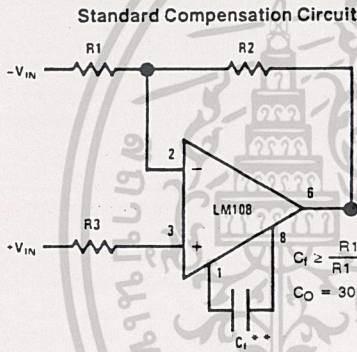
introducing less error than devices like the 709 with $10\text{ k}\Omega$ sources. Integrators with drifts less than $500\ \mu\text{V}/\text{sec}$ and analog time delays in excess of one hour can be made using capacitors no larger than $1\ \mu\text{F}$.

The LM108 is guaranteed from -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$, the LM208 from -25°C to $+85^{\circ}\text{C}$, and the LM308 from 0°C to $+70^{\circ}\text{C}$.

Features

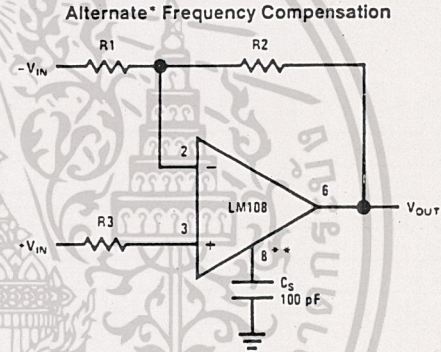
- Maximum input bias current of $3.0\ \text{nA}$ over temperature
- Offset current less than $400\ \text{pA}$ over temperature
- Supply current of only $300\ \mu\text{A}$, even in saturation
- Guaranteed drift characteristics

Compensation Circuits



TL/H/7758-1

**Bandwidth and slew rate are proportional to $1/C_1$

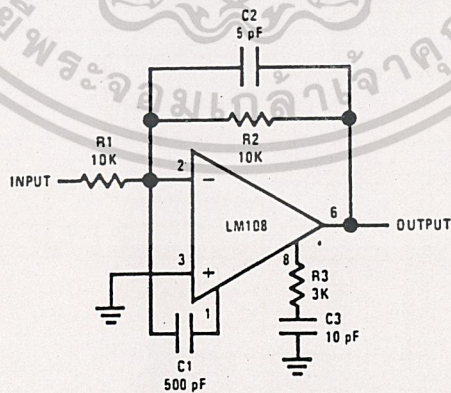


TL/H/7758-2

*Improves rejection of power supply noise by a factor of ten.

**Bandwidth and slew rate are proportional to $1/C_s$

Feedforward Compensation



TL/H/7758-3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.
(Note 5)

	LM108/LM208	LM308
Supply Voltage	± 20V	± 18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW
Differential Input Current (Note 2)	± 10 mA	± 10 mA
Input Voltage (Note 3)	± 15V	± 15V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range (LM108)	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
(LM208)	-25°C to +85°C	
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	260°C	260°C
DIP	300°C	300°C
H Package Lead Temp (Soldering 10 seconds)		
Soldering Information		
Dual-In-Line Package		
Soldering (10 seconds)	260°C	
Small Outline Package		
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	
Infrared (15 seconds)	220°C	

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.
ESD rating to be determined.

Electrical Characteristics (Note 4)

Parameter	Condition	LM108/LM208			LM308			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.7	2.0		2.0	7.5	mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.05	0.2		0.2	1	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.8	2.0		1.5	7	nA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$	30	70		10	40		M Ω
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		0.3	0.6		0.3	0.8	mA
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}, V_S = \pm 15\text{V}$ $V_{OUT} = \pm 10\text{V}, R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	50	300		25	300		V/mV
Input Offset Voltage				3.0			10	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage			3.0	15		6.0	30	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Current				0.4			1.5	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current			0.5	2.5		2.0	10	$\text{pA}/^\circ\text{C}$
Input Bias Current				3.0			10	nA
Supply Current	$T_A = +125^\circ\text{C}$		0.15	0.4				mA
Large Signal Voltage Gain	$V_S = \pm 15\text{V}, V_{OUT} = \pm 10\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$	25			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 15\text{V}, R_L = 10\text{ k}\Omega$	± 13	± 14		± 13	± 14		V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

อ.สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์

อ.ขนิษฐา (พิ้ง)

อ.วิทยา

เพื่อน ๆ ภาค ELEC, เครื่องกล

เพื่อน ๆ ABAC

น้อง ๆ สนิมสรฯ ที่น่ารักทุก ๆ คน

น้องอ้อม

บุคคลดังกล่าวข้างต้น

ได้มีส่วนร่วมในการทำให้โครงการและปริิญาานิพนธ์ชิ้นนี้

สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ทางผู้จัดทำจึงขอแสดงความขอบคุณมา ณ ที่นี้ด้วย

สมชาย สมบูรณ์ศักดิ์

สรุติ ไพโรจน์กุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

เอกสารอ้างอิงที่เป็นภาษาไทยและภาษาอังกฤษ

1. สมศักดิ์ กীরตวิศิเศรษฐ์, "เครื่องมือวัดอุตสาหกรรม", สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยีไทย - ญี่ปุ่น, พิมพ์ครั้งที่ 3, 2532
2. Walter G.Jung, "IC OP-AMP COOKBOOK", Howard W.Sams & Co.,Inc.
first edition/fourth printing, 1977
3. Curtis D. Johnson, "PROCESS CONTROL INSTRUMENTATION TECHNOLOGY",
John Wiley & sons,Inc., Third edition, 1988
4. J.Michael Jacob, "INDUSTRIAL CONTROL ELECTRONICS", Prentice-Hall
International,Inc., 1989

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้