



ปีการศึกษา 2531

การควบคุมระบบด้วยคอมพิวเตอร์

โดย

นาย มนัส โสธาร์ตัน

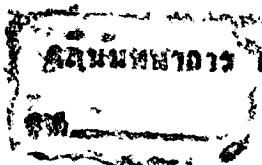
นาย วิทยา สวัสดิ์โรจน์

นาย วิวัฒน์ มินชัยนันท์

นาย สุทธิพงษ์ ฝั่งแพง

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ วิทยา ทิพย์สุวรรณพร



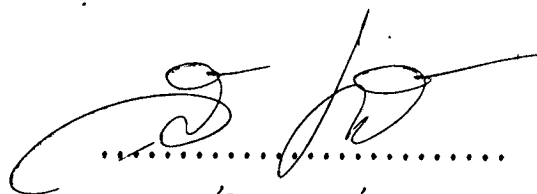
ปริญญาโท ปีการศึกษา 2531

เรื่อง การควบคุมระบบด้วยคอมพิวเตอร์

ผู้จัดทำ

- | | | |
|------------------|--------------|--------|
| 1. นาย มั่น | โสธารัตน์ | 296211 |
| 2. นาย วิทยา | สวัสดิ์โรจน์ | 296214 |
| 3. นาย วิวัฒน์ | มินชัยนันท์ | 296215 |
| 4. นาย สุทธิพงษ์ | พึ้งแพง | 296220 |

อาจารย์ที่ปรึกษา



(อาจารย์วิทยา วิทย์สุวรรณพร)

024736

การควบคุมระบบด้วยคอมพิวเตอร์

โดย

นาย มนัส โสธารัตน์

นาย วิทยา สวัสดิ์โรจน์

นาย วิวัฒน์ มินชัยนันท์

นาย สุรินทร์ พึ่งแพง

ภาคเทคโนโลยีการควบคุมทางอุตสาหกรรม

อาจารย์ วิทยา ทิพย์สุวรรณพร

อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2531

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันคอมพิวเตอร์ได้เข้ามามีบทบาทสำคัญในทุก ๆ ด้านของวงการอุตสาหกรรม
พาณิชย์กรรม นับวันจะยิ่งมีความสำคัญมากขึ้น และยิ่งมีการพัฒนาเทคโนโลยีให้ก้าวหน้าขึ้นไปเรื่อย ๆ
และทางด้านระบบควบคุมก็ได้มีการนำเอาคอมพิวเตอร์มาใช้ในการควบคุมระบบต่าง ๆ มากขึ้น และ
กว้างขวาง

ปฏิญานินพนธ์ฉบับนี้ จะได้กล่าวถึงวิธีการอันเป็นพื้นฐานในการนำเอาคอมพิวเตอร์
ของ IBM PCXT 16 BIT มาใช้เป็นเครื่องควบคุม (CONTROLLER) ว่าจะต้องทำอย่างไรบ้าง
โดยจะกล่าวเริ่มต้นตั้งแต่คุณสมบัติของตัวควบคุมแบบต่าง ๆ ที่นิยมใช้กันใ้ในกระบวนการทางอุตสาหกรรม
ในปัจจุบัน ในด้านการออกแบบได้กล่าวถึงการออกแบบวงจรเชื่อมต่อ (INTERFACE) คอมพิวเตอร์
กับวงจรภายนอก ที่เราจะใช้ส่งสัญญาณไปควบคุม Processe อีกทีหนึ่ง และการออกแบบโปรแกรม
เพื่อให้คอมพิวเตอร์สามารถทำงานเป็นตัวควบคุมหลาย ๆ ตัวได้

COMPUTOR CONTROLE SYSTEM

BY

Mr. Manat Soterut

Mr. Wittaya Sarwadroj

Mr. Vipat Minchainunt

Mr. Sutpong Phungpang

Department of Industuial Instrumentation Technology

Mr. Wittaya tipsuwannapon

Advisor

Academy Year 1988

ABSTRACT

Nowdays, Computer has an important role in every business and industrial. The advancement of computer technology has developed more and more and the control system become easily by the use of computer system in any control system

This Project will explain about " The basic method of how to use the computer (IBM PC/XT 16 BIT) as a controller ? " Begin with the property of all kind of controllers which are famous in the present industrial. Then the explanation is continue with the design of computer circuit intergace with external circuit which use to send the signal to control the process. The last topic is the programming design of computer which allows the computer to work as many controllers.

สารบัญ

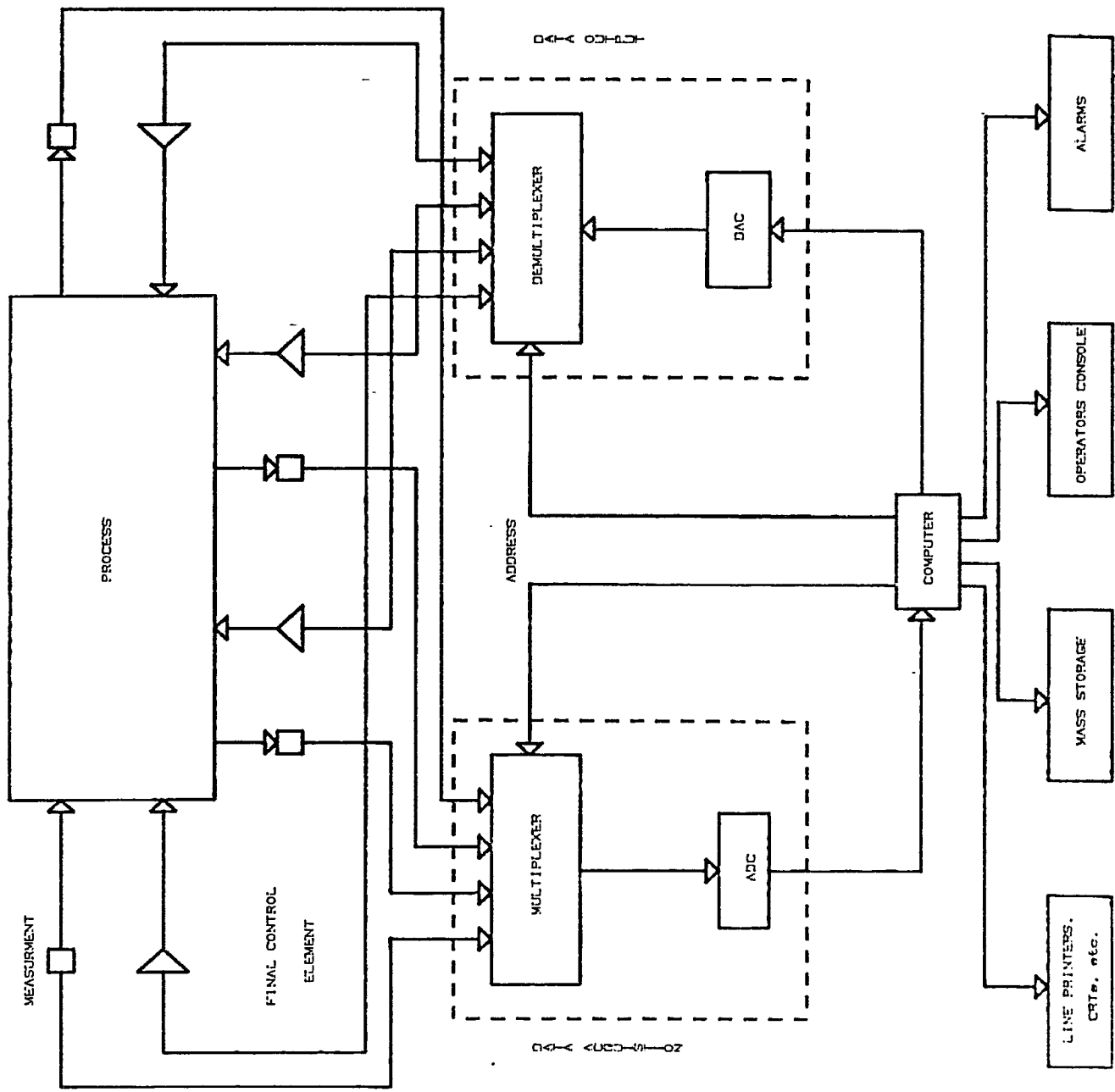
บทที่ 1	บทนำ	4
บทที่ 2	ระบบควบคุม	5
บทที่ 3	การออกแบบและคำนวณ	29
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	50
บทที่ 5	สรุปและวิจารณ์	57

โปรแกรม

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง



บทที่ 1 บทนำ

การควบคุมกระบวนการได้มีการพัฒนาโดยตลอด และเป็นไปอย่างรวดเร็วจากการวัดและควบคุมด้วยมือ มาเป็นระบบควบคุมอัตโนมัติ (AUTOMATIC CONTROL) จนในปัจจุบันได้มีการเริ่มนำเอาคอมพิวเตอร์ (COMPUTER) เข้ามาใช้ในการควบคุม ซึ่งคอมพิวเตอร์สามารถควบคุมระบบที่สลับซับซ้อนได้อย่างมีประสิทธิภาพมาก

การควบคุมอัตโนมัติในระบบกายภาพใด ๆ คือ การบังคับให้ระบบนั้นทำงานในลักษณะที่จะนำมาซึ่งผลงาน (OUTPUT) ที่มีคุณสมบัติสอดคล้องหรือเป็นไปตามเป้าหมาย (INPUT) ด้วยตัวของมันเอง ซึ่งก็ได้มีการพัฒนากันมาโดยตลอด และการพัฒนานี้ก็เป็นไปอย่างรวดเร็วจากการวัดและควบคุมด้วยมือมาเป็นระบบควบคุมอัตโนมัติ และในปัจจุบันก็ได้มีการพัฒนาจนกระทั่งได้นำเอาคอมพิวเตอร์เข้ามาใช้ในการควบคุม ซึ่งคอมพิวเตอร์สามารถควบคุมระบบที่ซับซ้อนได้ดีกว่าระบบเก่ามาก

เครื่องคอมพิวเตอร์สามารถทำงานให้มีคุณภาพของระบบได้ดีกว่า และก็ได้มีการเปรียบเทียบกัน โดยดูจากการตอบสนอง (RESPONSE) ระบบที่มีการตอบสนองที่แม่นยำกว่าระบบที่ให้การตอบสนองที่เฉื่อยชา (SLUGGISH) และระบบที่ให้การตอบสนองที่เสถียร (STABLE) ย่อมดีกว่าระบบที่ให้การตอบสนองที่รุนแรง (VIOLENT OR UNSTABLE RESPONSE) หรือควบคุมไม่ได้ จึงอาจกล่าวได้ว่า คุณภาพของระบบควบคุมอัตโนมัติไม่ว่าจะนำเอาเครื่องคอมพิวเตอร์เข้ามาใช้หรือไม่ นั้นคุณภาพของระบบควบคุมอัตโนมัติก็หมายถึง

1. ความแม่นยำ (ACCURACY)
2. ความรวดเร็ว (SPEED)
3. ความเสถียร (STABILITY)

ของการตอบสนอง (RESPONSE) ของระบบนั้น ๆ

ดังนั้นจึงสามารถนำคอมพิวเตอร์เพียงเครื่องเดียวควบคุมระบบที่ยุ่งยากได้ โดยคอมพิวเตอร์จะทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมอุปกรณ์ได้หลาย ๆ ตัว ในการที่จะนำคอมพิวเตอร์มาใช้ในการควบคุมระบบนั้น จะต้องมีความเข้าใจการทำงานของเครื่องคอมพิวเตอร์ทั้งส่วนของฮาร์ดแวร์ (HARDWARE) และส่วนของซอฟต์แวร์ (SOFTWARE) คือ ทางด้านโปรแกรม (PROGRAM) จึงสามารถทำการควบคุมระบบด้วยคอมพิวเตอร์ได้

บทที่ 2 ระบบควบคุม

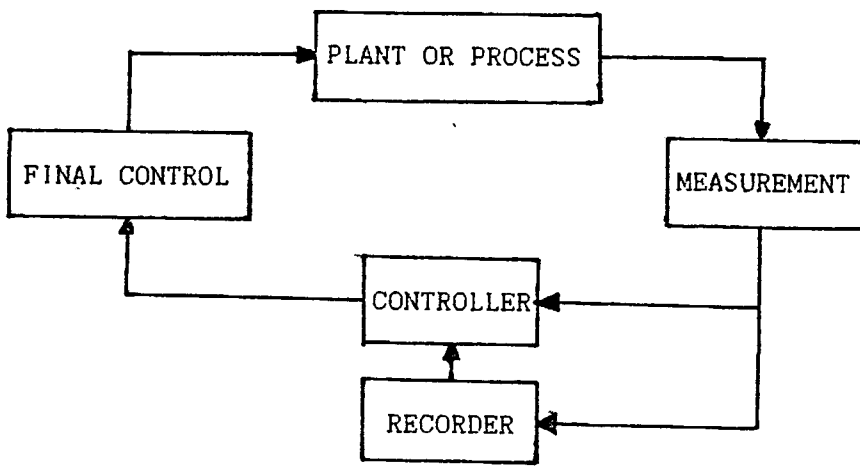
การควบคุมอัตโนมัติ (AUTOMATIC CONTROL) มีบทบาทที่สำคัญต่อความก้าวหน้าทางวิทยาศาสตร์และวิศวกรรมศาสตร์มาก เช่น ในกระบวนการทางอุตสาหกรรมที่จำเป็นต้องมีการควบคุมอุณหภูมิ ความดัน ความชื้น และอื่น ๆ หรือในการควบคุมเครื่องยนต์กลไกต่าง ๆ ให้ทำงานตามที่ต้องการ ตลอดจนมีบทบาทที่สำคัญยิ่งต่อการพัฒนาทางด้านอวกาศ อารุณาวีถิ เป็นต้น ความรู้ทางด้านทฤษฎี และการทดลองเกี่ยวกับการควบคุมอัตโนมัติ ก็จะทำให้สามารถควบคุมระบบให้มีสมรรถนะ (PERFORMANCE) ดีที่สุดและทำให้ผลผลิตมีคุณภาพดี ลดต้นทุนการผลิต ฯลฯ ดังนั้นนักวิทยาศาสตร์ และวิศวกรจึงควรจะต้องมีความเข้าใจในสาขานี้เป็นอย่างดี

2.1 การควบคุมในกระบวนการ

ในกระบวนการทางอุตสาหกรรม เพื่อให้ผลผลิตเป็นไปตามจุดมุ่งหมายนั้นจำเป็นต้องมีการควบคุมอุณหภูมิ ความดัน อัตราการไหล ระดับ ความชื้น และอื่น ๆ ให้เป็นไปตามที่ต้องการ การควบคุมในกระบวนการที่นิยมใช้ก็คือ การควบคุมอัตโนมัติที่มีการป้อนกลับ (CLOSED - LOOP OR FEED - BACK CONTROL SYSTEM) เพราะสามารถควบคุมระบบให้มีสมรรถนะที่ดีได้ และทำให้ผลผลิตมีคุณภาพดี ลดต้นทุนการผลิต ในรูปที่ 2.1 แสดงถึงส่วนต่าง ๆ ของระบบควบคุมกระบวนการที่มีการป้อนกลับ (CLOSED - LOOP OR FEED - BACK CONTROL SYSTEM)

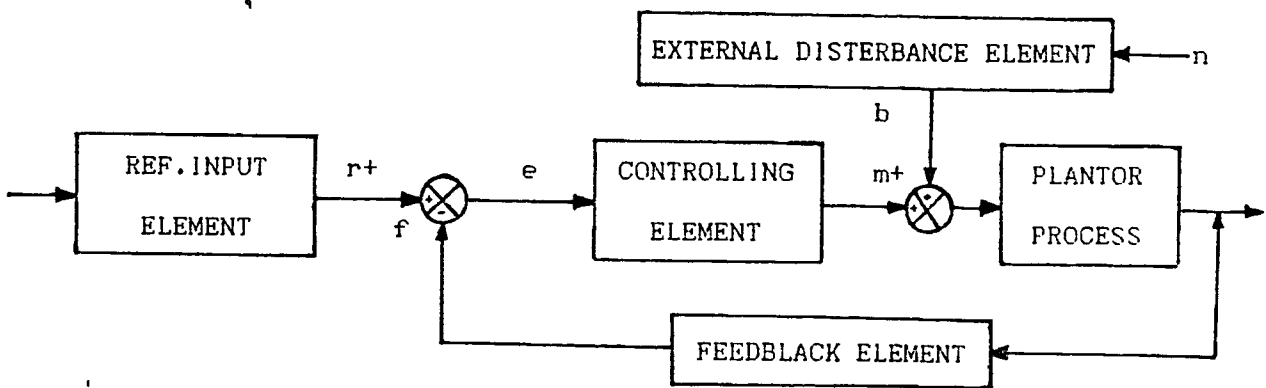
2.2 ระบบควบคุมแบบ CLOSED-LOOP OR FEED-BACK CONTROL SYSTEM

ระบบควบคุมแบบนี้เป็นระบบควบคุมแบบหนึ่งซึ่งมีสัญญาณเอาท์พุทจะมีผลโดยตรงต่อการควบคุม ดังนั้นระบบควบคุมแบบ CLOSED-LOOP ก็คือระบบควบคุมป้อนกลับนั่นเอง สัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน (ACTUATING ERROR SIGNAL) ซึ่งเป็นสัญญาณแตกต่างระหว่างสัญญาณอินพุทกับสัญญาณป้อนกลับ (FEED-BACK SIGNAL) จะถูกป้อนให้กับตัวควบคุม (CONTROLLER) เพื่อที่จะลดค่าความคลาดเคลื่อนให้น้อยลง และทำให้เอาท์พุทของระบบมีค่าตามที่ต้องการ สัญญาณป้อนกลับนี้อาจจะเป็นสัญญาณเอาท์พุทก็ได้ ซึ่งแสดงดังในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ระบบควบคุมที่มีการป้อนกลับ (CLOSED-LOOP OR FEED-BACK CONTROL SYSTEM)

จากรูปที่ 2.2 เป็นระบบควบคุมที่เอาท์พุทของระบบหรือ Controlled Variable (c) ถูกป้อนกลับมายังส่วนที่เป็นตัวควบคุม (CONTROLLER) ของระบบ เพื่อมาเปรียบเทียบกับ Reference Variable (r) โดยอาศัยเปรียบเทียบค่าตลอดเวลาและเนื่องจากโดยทั่วไปแล้ว ลักษณะของ Controlled Variable (c) และ Reference Variable (r) จะไม่เหมือนกัน ใน Feed-back loop จึงมักประกอบด้วย Feed-back Element ซึ่งทำหน้าที่ รับ วัด ขยาย ลดหรือเปลี่ยนรูป Controlled Variable (c) ให้เป็น Feed-back Variable (f) ในช่วง Transient Response ของระบบการควบคุมประเภทนี้ Error (หรือที่บางครั้งเรียกว่า Actuating Signal) ซึ่งมีสัญลักษณ์ e จะเปลี่ยนค่าตลอดเวลา ถึงแม้ว่า Reference Variable (r) จะไม่เปลี่ยนค่าก็ตาม เนื่องจาก Feed-back Variable (f) เปลี่ยนค่าตลอดเวลา เพราะ Controlled Variable (c) เปลี่ยนค่าตลอดเวลา ฉะนั้น ส่วนที่เป็น Plant หรือส่วนที่เป็นต้นกำลังของระบบ การควบคุมประเภทนี้โดยทั่วไปแล้วจะทำงานด้วยอัตราที่ไม่คงที่ (ยกเว้นในระบบควบคุมแบบ ออน-ออฟ หรือ ON-OFF CONTROL)



รูปที่ 2.2 BLOCK DIAGRAM ของระบบ CLOSED-LOOP OR FEED-BACK CONTROL SYSTEM

นิยามของคำต่าง ๆ ในระบบควบคุม

ในหัวข้อนี้จะให้นิยามหรือคำจำกัดความของคำต่าง ๆ ที่ใช้ในระบบควบคุมเบื้องต้น

1. PLANT หมายถึง ระบบที่ถูกควบคุม (CONTROLLED SYSTEM) หรือ หมายถึง วัตถุทางกายภาพที่ถูกควบคุม เช่น เต้าเผา เป็นต้น
2. SYSTEM หรือระบบ หมายถึง การรวบรวมอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ทำงานร่วมกัน เข้าด้วยกันเพื่อทำงานอย่างใดอย่างหนึ่ง คำว่าระบบนี้ไม่จำเป็นจะต้องหมายถึง ระบบทางกายภาพเท่านั้น แต่ยังสามารถหมายถึงระบบอื่น ๆ ด้วย เช่น ระบบทางเศรษฐศาสตร์ ระบบทางชีววิทยา เป็นต้น
3. DISTURBANCE หมายถึง สัญญาณที่ไม่ต้องการที่มารบกวน Plant หรือระบบที่จุดอื่น ๆ ทำให้เอาต์พุทของระบบเปลี่ยนแปลงไป ถ้า Disturbance เกิดขึ้นในระบบซึ่งก็อาจเกิดจากการเปลี่ยนแปลงค่าของพารามิเตอร์ (PARAMITTER) ต่าง ๆ แล้วจะเรียกว่า Internal Disturbance แต่ถ้า Disturbance เกิดขึ้นภายนอกระบบก็จะถือว่า Disturbance นั้นเป็นอินพุทอันหนึ่งของระบบ
4. FEED-BACK CONTROL SYSTEM หรือ ระบบควบคุมป้อนกลับ เป็นระบบควบคุมที่พยายามรักษาให้เอาต์พุทมีค่าตามที่ต้องการ โดยการนำเอาสัญญาณเอาต์พุทป้อนกลับมาเทียบกับสัญญาณอินพุท การป้อนกลับนี้จะเป็นการป้อนกลับแบบลบ (NEGATIVE FEED-BACK) เพื่อให้สัญญาณผลต่าง ๆ ระหว่างอินพุทกับเอาต์พุท จากนั้นนำเอาสัญญาณผลต่างนี้ไปใช้ในการควบคุม
5. PROCESS CONTROL SYSTEM หรือ AUTOMATIC REGULATING SYSTEM ซึ่งมีเอาต์พุทที่เป็นตัวแปร เช่น อุณหภูมิ ความดัน อัตราการไหล ระดับของของเหลว pH และอื่น ๆ นั้นจะเรียกว่า Process Control

System Process Control หรือการควบคุมกระบวนการนี้จะ
ประยุกต์ใช้อย่างกว้างขวางในงานอุตสาหกรรม

6. MEASUREMENT

หรือตัววัดคือ ตัววัดค่าตัวแปรที่ต้องการควบคุม เช่น เทอร์โมคัปเบิล
(THERMOCOUPLE) สำหรับวัดอุณหภูมิ แผ่นออริฟิซ (ORIFICE)
สำหรับวัดอัตราการไหล

7. TRANSMITTER

หรือตัวส่ง คือ ตัวแปลงค่าสัญญาณที่วัดได้ไปเป็นสัญญาณไฟฟ้าในกรณีที่ใช้
ใช้ตัวควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์ (ELECTRONIC) หรือ เป็นสัญญาณ
นิวเมติกส์ (PNEUMATIC SIGNAL) ในกรณีที่ใช้ตัวควบคุมแบบ
นิวเมติกส์ -จากนั้นจะส่งสัญญาณไฟฟ้าหรือนิวเมติกส์ นี้ไปยังตัวควบคุม
ที่อยู่ห่างไกลออกไป โดยทั่วไปตัวส่งสัญญาณแบบนิวเมติกส์จะสร้าง
สัญญาณที่มีค่าเปลี่ยนแปลงในช่วง 3-5 PSI สำหรับช่วงของการวัด
0-100 % นั่นก็คือ ถ้าค่าที่วัดได้มีค่า 0 % แล้วตัวส่งสัญญาณจะ
สร้างสัญญาณนิวเมติก 3 PSI ส่งไปยังตัวควบคุมและที่ 100 %
ก็จะส่งสัญญาณออกไป 15 PSI สำหรับในกรณีของตัวส่งสัญญาณแบบ
อิเล็กทรอนิกส์ นั้นจะสร้างสัญญาณเอาต์พุท (OUTPUT) ที่เป็น
แรงดันไฟฟ้าหรือกระแสออกมา โดยทั่วไปแล้วจะสร้างแรงดันไฟฟ้า
1-5 โวลต์ (VOLT) หรือกระแสไฟฟ้า 4-20 มิลลิแอมป์
(MILLIAMP) ออกมาเป็นสัดส่วนกับค่าของตัวแปรที่วัดค่าได้ในช่วง
0-100 %

8. CONTROLLER

หรือตัวควบคุม คือ ตัวเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้จากการวัดกับค่าเป้าหมาย
(SET POINT) แล้วทำการคำนวณหาค่าที่เหมาะสมเพื่อ
ส่งเป็นสัญญาณควบคุมออกไปควบคุมกระบวนการ แบบของการควบคุม
มีหลายแบบ เช่น ON-OFF Control, P-Control,
I-Control, PI-Control, PD-Control, PID-Control



9. FINAL CONTROL

หรือตัวควบคุมสุดท้าย คือ ตัวที่รับสัญญาณควบคุมจากตัวควบคุมแล้วทำการบังคับ หรือ ควบคุมปริมาณของพลังงาน หรือ วัสดุป้อนเข้ากระบวนการให้เป็นไปตามสัญญาณนั้น เช่น วาล์วควบคุม (CONTROL VALVE), รีเลย์ (RELAY), มอเตอร์ (MOTOR), ม៉ิมที่ปรับความเร็วได้ เป็นต้น

10. RECORDER

หรือตัวบันทึก คือ ตัวแสดงผลหรือบันทึกสัญญาณของการวัด

2.3 การทำงานของระบบควบคุม

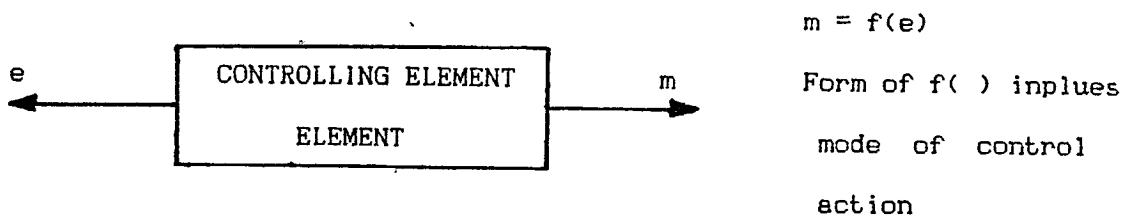
การทำงานของระบบควบคุมสัญญาณที่ได้จากตัววัด จะถูกแปลงสัญญาณให้เป็นสัญญาณมาตรฐานโดยตัวส่งสัญญาณ แล้วส่งต่อไปยังตัวควบคุมเพื่อทำการเปรียบเทียบกับค่าเป้าหมายที่กำหนดไว้ ตัวควบคุมจะทำการคำนวณเพื่อหาค่าที่เหมาะสมส่งให้ตัวควบคุมสุดท้าย (FINAL CONTROL) ทำการบังคับหรือควบคุมปริมาณของพลังงานและวัสดุที่ป้อนเข้ากระบวนการ เปลี่ยนแปลงไปตามสัญญาณนั้น ซึ่งจะเป็นผลทำให้ค่าที่เราวัดและควบคุม เช่น อัตราการไหล ระดับ และอื่น ๆ เปลี่ยนแปลงไปด้วย ตัววัดจะทำการวัดใหม่แล้วส่งสัญญาณกลับมาที่ตัวควบคุม ทำการเปรียบเทียบกับค่าเป้าหมายใหม่อีกเป็นเช่นนี้ไปเรื่อย ๆ จนกว่าจะได้ค่าเป้าหมายเท่ากับค่าที่วัดได้

2.4 กิริยาการควบคุม (CONTROL ACTION OR MODE OF CONTROL ACTION)

ตัวควบคุมอัตโนมัติ (AUTOMATIC CONTROL) ที่ใช้ในระบบควบคุมจะทำหน้าที่เปรียบเทียบค่าความแตกต่าง (ค่าความคลาดเคลื่อน) ระหว่างค่าของเอาต์พุตจริงของระบบกับค่าของอินพุตอ้างอิง (ค่าที่ต้องการ) จากนั้นจะสร้างสัญญาณควบคุมขึ้น เพื่อที่จะไปทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าลดลงจนเป็นศูนย์หรือมีค่าน้อยที่สุด ลักษณะของการสร้างสัญญาณควบคุมของตัวควบคุมอัตโนมัตินี้จะเรียกว่า Control Action

ชนิดของการควบคุมหรือ Control Action หมายถึง ชนิดหรือวิธีการทำงานของส่วนที่เป็นตัวควบคุมโดย Controlling Element หรือ Controller เพื่อที่แก้ไขความคลาดเคลื่อน (CORRECTIVE ACTION) ระหว่าง Output Variable (c) กับ Input Variable (r)

ของทั้งระบบซึ่งได้แก่ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณที่ออกจาก Controlling Element คือ Action Error หรือ Error Variable (e) ดังแสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 Controlling Element or Controller ของระบบควบคุมอัตโนมัติ

2.5 ชนิดต่าง ๆ ของตัวควบคุมอัตโนมัติที่ใช้ในงานอุตสาหกรรม

ตัวควบคุมอัตโนมัติที่ใช้ในงานอุตสาหกรรมสามารถจะจำแนกออกได้ตามลักษณะของกิริยาการควบคุม ดังนี้

1. ตัวควบคุมแบบสองตำแหน่ง (TWO POSITION) หรือ แบบ ON-OFF
2. ตัวควบคุมแบบ Proportional (P-CONTROL)
3. ตัวควบคุมแบบ Integral (I-CONTROL)
4. ตัวควบคุมแบบ Proportional + Integral (PI-CONTROL)
5. ตัวควบคุมแบบ Proportional + Derivative (PD-CONTROL)
6. ตัวควบคุมแบบ Proportional + Integral + Derivative (PID-CONTROL)

ตัวควบคุมอัตโนมัติที่ใช้ในงานอุตสาหกรรมนั้น ส่วนใหญ่จะใช้ไฟฟ้าหรือแรงดันของของไหล เช่น น้ำมันหรือลมเป็นแหล่งจ่ายกำลัง ดังนั้นตัวควบคุมอัตโนมัติจึงอาจจะแบ่งออกตามลักษณะของกำลังงานในการทำงานของระบบได้ เช่น ตัวควบคุมแบบนิวเมติกส์ (PNEUMATIC) ตัวควบคุมแบบไฮดรอลิก (HYDRONLIC) หรือตัวควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์ (ELECTRONIC) เป็นต้น การตัดสินใจว่าจะเลือกใช้ตัวควบคุมแบบไหนจะต้องพิจารณาจากธรรมชาติของระบบ สภาพการทำงาน ความปลอดภัย ความเที่ยงตรง ความไวใจได้ ราคา ขนาดและน้ำหนัก และอื่น ๆ

ข้อมูลที่สำคัญและเป็นประโยชน์มากแก่การวิเคราะห์ วิจัยระบบควบคุมอัตโนมัติได้แก่ชนิดของการควบคุม (CONTROL ACTION OR MODE OF CONTROL ACTION) และแบบของระบบควบคุม

(SYSTEM TYPE) เพราะเป็นข้อมูลที่ทำให้ทราบถึงลักษณะการทำงานของระบบโดยทั่วไปทำให้สามารถทำนาย (PREDICT) คุณสมบัติและการตอบสนองของระบบอย่างประมาณได้ ตัวควบคุมแต่ละแบบจะมีคุณสมบัติแตกต่างกัน ดังนั้นในการใช้งานจึงควรเลือกใช้ตัวควบคุมให้ถูกต้องเพื่อจะได้ผลผลิตที่ดีที่สุด

2.5.1 กิริยาการควบคุมแบบสองตำแหน่งหรือแบบ ออน-ออฟ
(TWO POSITION OR ON-OFF CONTROL)

ในการควบคุมแบบนี้จะควบคุมอุปกรณ์ที่ทำงานเพียง 2 สถานะเท่านั้น คือ สถานะทำงาน และ สถานะไม่ทำงาน ตัวกระทำจะทำงานในตำแหน่งที่คงที่เพียงสองตำแหน่งในบางครั้งจึงมีชื่อเรียกอย่างง่าย ๆ ว่า ON หรือ OFF แล้วแต่ปริมาณของ Actuating Error (e) ว่ามากกว่าหรือน้อยกว่าศูนย์ การควบคุมแบบสองตำแหน่งนี้จะเป็นการควบคุมแบบง่าย ๆ และราคาไม่แพง ดังนั้นจึงนิยมใช้กันอย่างกว้างขวางในงานควบคุมทางอุตสาหกรรม

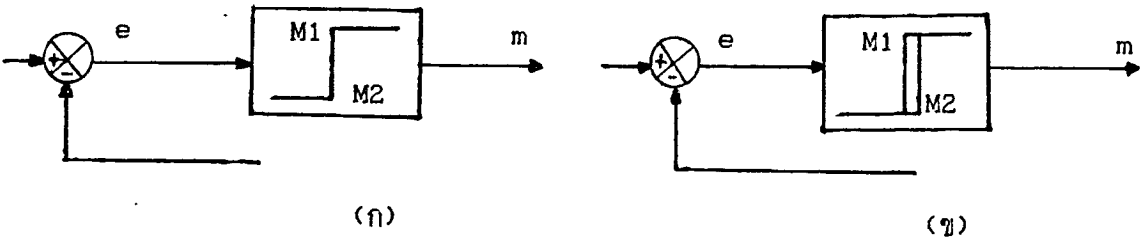
กำหนดสัญญาณเอาท์พุทของตัวควบคุมเป็น $m(t)$ และสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนเป็น $e(t)$ ฉะนั้นในการควบคุมแบบสองตำแหน่งนี้ สัญญาณ $m(t)$ จะมีค่าอยู่เพียงค่าสูงสุด และค่าต่ำสุดเท่านั้น โดยจะขึ้นอยู่กับค่าความคลาดเคลื่อนว่ามีค่าเป็นบวกหรือเป็นลบ นั่นคือ

$$m(t) = M1 \quad \text{สำหรับ} \quad e(t) > 0 \quad + \quad \dots\dots\dots 2.1$$

$$m(t) = M2 \quad \text{สำหรับ} \quad e(t) < 0 \quad - \quad \dots\dots\dots 2.2$$

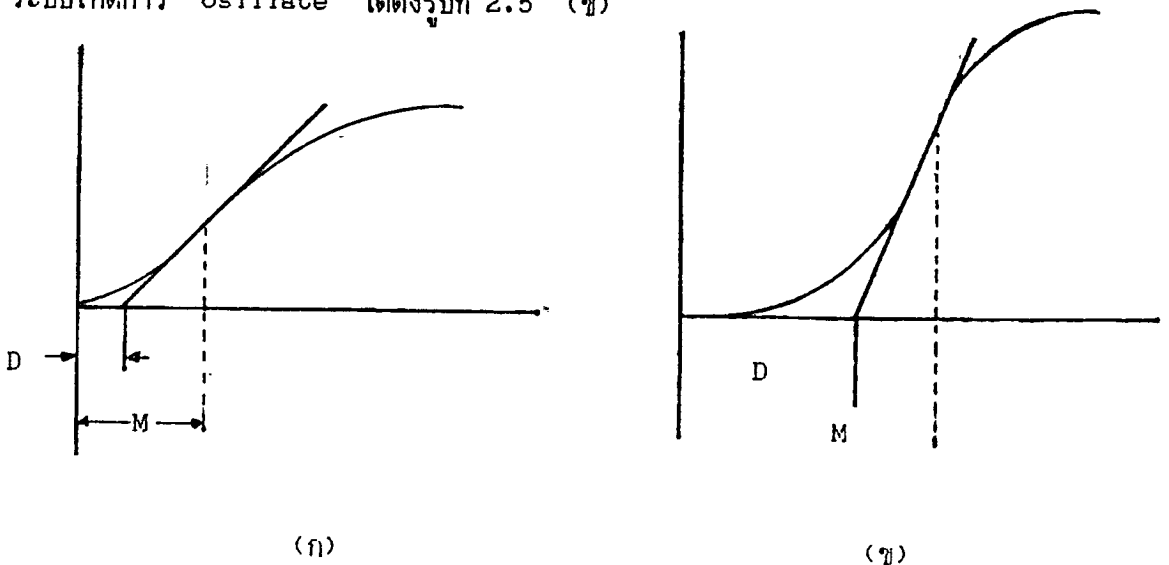
โดยที่ M1 และ M2 เป็นค่าคงที่ คือ ค่า Maximum และ Minimum ของ $m(t)$ ตามลำดับ ค่าที่น้อยที่สุด M2 นั้นโดยทั่วไปจะมีค่าเป็นศูนย์หรือมีค่าเท่ากับ -M1 ตัวควบคุมแบบสองตำแหน่งนี้ ส่วนใหญ่จะเป็นอุปกรณ์ไฟฟ้า ที่นิยมใช้กันมากได้แก่ Solenoid Valve แบบไฟฟ้า สมการที่ 2.1 และ 2.2 อาจแทนด้วย Block Diagram ได้ด้วยสัญลักษณ์ของ Control ชนิดนี้ ดังแสดงในรูปที่ 2.4 (ก) ข้อมูลสำคัญของการควบคุมแบบ ON-OFF นี้คือ ย้ายตำแหน่งหรือเปลี่ยนตำแหน่งของ Controlling Error ซึ่งจะเห็นว่าหาก Differential Gap ซึ่งได้แก่ปริมาณของ Actuating Error $e(t)$ ที่จะทำให้เกิดการ Switching คือ ย้ายตำแหน่งหรือเปลี่ยนตำแหน่งของ Controlling Element ซึ่งจะเห็นว่าหาก Differential Gap มีมาก ความแม่นยำของระบบจะเสียไป แต่หาก Differential Gap มีค่าต่ำ ถึงแม้ว่าความแม่นยำของการควบคุมจะดี แต่

ระบบก็จะทำงานคือ ON-OFF บ่อยครั้งนี้อาจทำให้ลิกหรือและอายุการใช้งานลดลง และในบางกรณี Differential Gap นั้นเป็นผลจากการเสียดทานที่ไม่ได้คาดคิดไว้ก่อน แต่ในบางครั้งก็ต้องทำให้มีช่วง Differential Gap เพื่อป้องกันการ ON-OFF บ่อยเกินไปเหมือนกัน Differential Gap นี้แสดงให้เห็นดังรูปที่ 2.4 (ข)



รูปที่ 2.4 แสดง BLOCK DIAGRAM ของตัวควบคุมแบบสองตำแหน่งหรือแบบ ON-OFF

ค่า D ในรูป คือ Delay Time M คือ เวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงสูงสุด ช่วง Differential Gap นี้เอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ ON-OFF จะสามารถนำมาประยุกต์ใช้ได้ ดีที่สุดกับกระบวนการที่มีความจุมากและไม่มี Dead Time รูปที่ 2.5 (ก) เป็นระบบควบคุมที่มี Dead Time น้อย และอัตราการเพิ่มขึ้นของเอาท์พุทเป็นไปอย่างช้า ๆ จึงเป็นระบบที่สามารถควบคุมได้อย่างมีประสิทธิภาพด้วยตัวควบคุมแบบ ON-OFF ถ้าเป็นระบบที่มี Dead Time มาก ๆ จะทำให้ระบบเกิดการ Oscillate ได้ดังรูปที่ 2.5 (ข)



รูปที่ 2.5 แสดง CURVE ของผลตอบสนองของกระบวนการที่มี TIME CONSTANT หลาย ๆ ค่า

2.5.2 ตัวควบคุมแบบ PROPORTIONAL (PROPORTIONAL CONTROL OR P-CONTROL)

สำหรับตัวควบคุมแบบนี้จะมีการกระทำที่เป็นสัดส่วนกันและเป็นความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุทของตัวควบคุม $m(t)$ และสัญญาณผิดพลาด $e(t)$

$$m(t) = K_p \cdot e(t) \dots\dots\dots 2.3$$

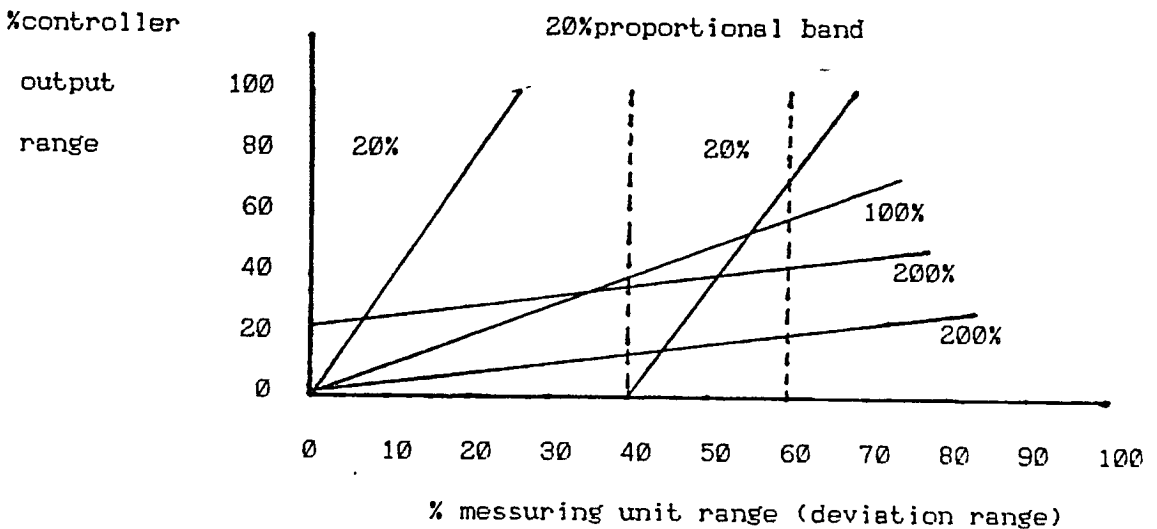
$m(t)$ เป็นการเปลี่ยนแปลงของ Manipulating Variable (จาก Refferential Operation Condition)

K_p จะอยู่ในเทอมของ Proportional Sensitivity หรือ Gain หรือ กำลังขยายของ Proportional controller

$e(t)$ เป็นการเปลี่ยนแปลงของ Error หรือ Actuating Error (จาก Refferential Operation Condition)

แต่โดยทั่วไปตัวควบคุมแบบนี้จะอยู่ในเทอมของ Proportional โดยที่ Proportional Band จะเป็นเปอร์เซ็นต์ส่วนกลับของอัตราขยาย K_p

$$P_b = 1/K_p \cdot 100 \% \dots\dots\dots 2.4$$

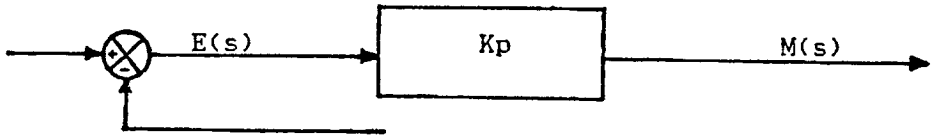


รูปที่ 2.6 แสดง PROPORTIONAL BAND

ตัวควบคุมแบบ Proportional จึงต้องเป็นแอมพลิฟลายที่สามารถปรับค่าของ Gain ได้ รูปที่ 2.7 แสดงถึง BLOCK DIAGRAM ของตัวควบคุมแบบ Proportional ที่กล่าวมานี้

Transfer Function

$$M(s)/E(s) = K_p \dots\dots\dots 2.5$$



รูปที่ 2.7 แสดง BLOCK DIAGRAM ของตัวควบคุมแบบ Proportional

2.5.3 ตัวควบคุมแบบ Integral (INTEGRAL CONTROL OR I-CONTROL)

ในตัวควบคุมแบบ Integral นั้นค่าของเอาท์พุทของตัวควบคุม $m(t)$ จะมีความสัมพันธ์กับค่าความคลาดเคลื่อน $e(t)$ ดังนี้

$$d m(t)/dt = K_i e(t) \dots\dots\dots 2.6$$

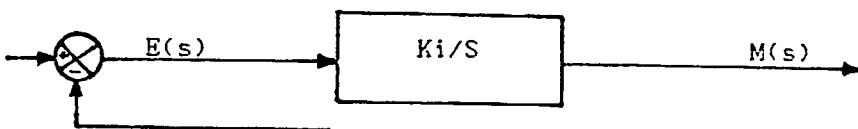
$$m(t) = K_i \int e(t) dt \dots\dots\dots 2.7$$

โดยที่ K_i เป็นค่าคงที่ที่สามารถปรับค่าได้

Transfer Function ของตัวควบคุมแบบ Integral คือ

$$M(s)/E(s) = K_i/S \dots\dots\dots 2.8$$

การควบคุมแบบ Integral นี้บางครั้งจะเรียกว่า Reset Control รูปที่ 5.8 เป็น Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ Integral



รูปที่ 2.8 Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ Integral

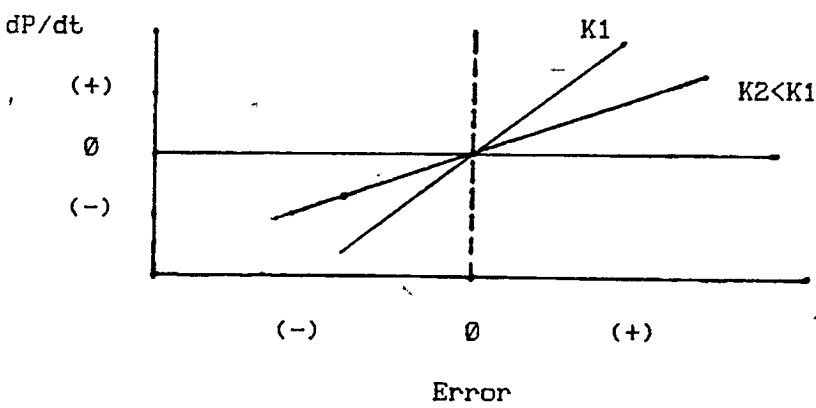
การควบคุมแบบนี้การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณควบคุมต่อเวลาจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อนดังนั้นจึงเป็นข้อดีคือ สามารถกำจัดหรือลดค่าของ offset อันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดได้

จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

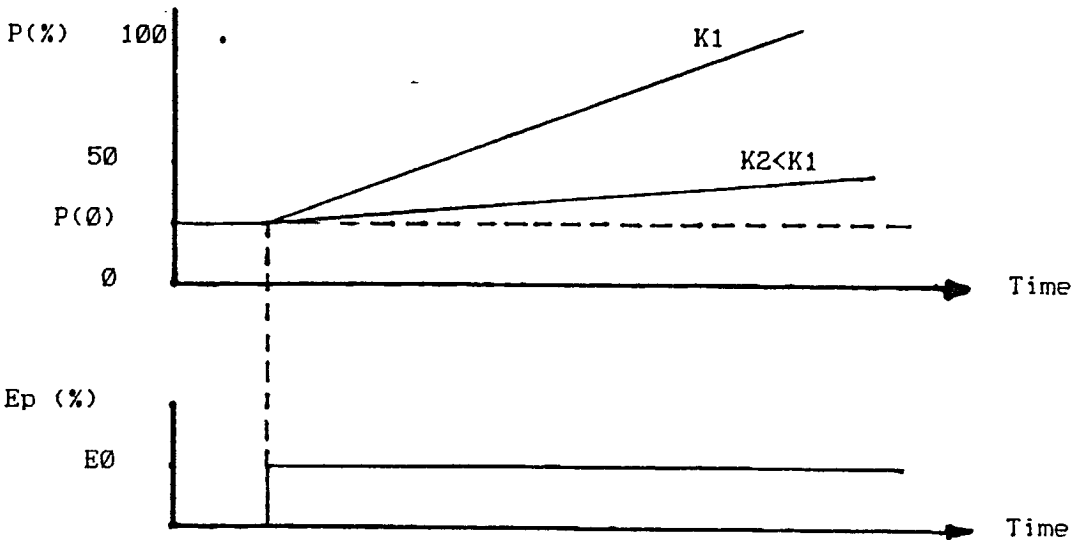
$$P = -1/T_i \dots\dots\dots 2.9$$

โดยที่ P เป็นสัญญาณควบคุม

T_i เป็น reset time มีหน่วยเป็นนาที ($T = /K_i$)



A. The rate of output change depends upon gain and error



B. Illustration of integral mode response to a constant error

รูปที่ 2.9 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบ Integral

2.5.4 ตัวควบคุมแบบ Proportional + Integral (PI-CONTROL)

กิริยาการควบคุมของตัวควบคุมแบบ Proportional + Integral นั้นสามารถจะแสดงได้ด้วยสมการต่อไปนี้

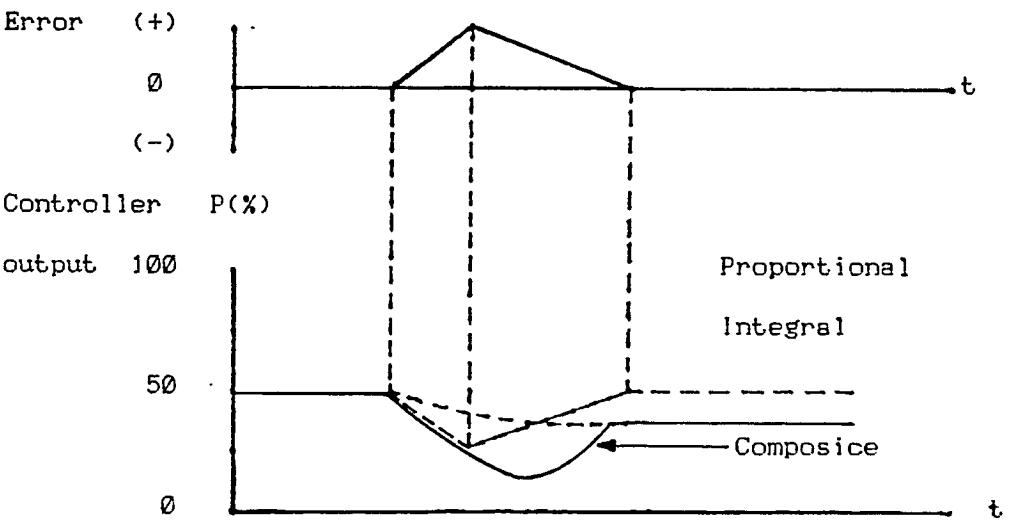
$$m(t) = K_p e(t) + K_p / T_i \int e(t) \cdot dt \quad \dots\dots\dots 2.10$$

$$M(s)/E(s) = K_p (1 + 1/T \cdot s) \quad \dots\dots\dots 2.11$$

โดยที่ K_p เป็นค่าของ Proportional Sensitivity หรือ Gain
 T_i เป็นค่าของ Integral Time

ทั้ง K_p และ T_i เป็นค่าที่ปรับได้ โดยที่การปรับ T_i นี้จะเป็นการปรับกิริยาการควบคุมแบบ Integral ส่วนการปรับค่าของ K_p นี้จะมีผลต่อส่วน Proportional และส่วน Integral ของกิริยาควบคุม และค่าของส่วนกลับของ T_i นี้จะเรียกว่า Reset Rate รูปที่ 2.11 (ก) แสดงถึง Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ Proportional + Integral ถ้าสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน $e(t)$ เป็นสัญญาณแบบ Unit Step ดังแสดงในรูปที่ 2.11 (ข) แล้ว สัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PI จะแสดงได้ดังรูปที่ 2.11 (ค) รูปแบบของสมการอีกรูปแบบหนึ่งเป็นดังนี้

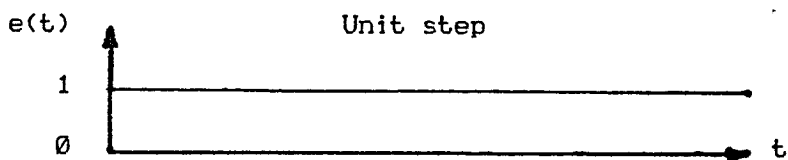
$$P = K_p \cdot (E_p + K_i \int E_p \cdot dt) \quad \dots\dots\dots 2.12$$



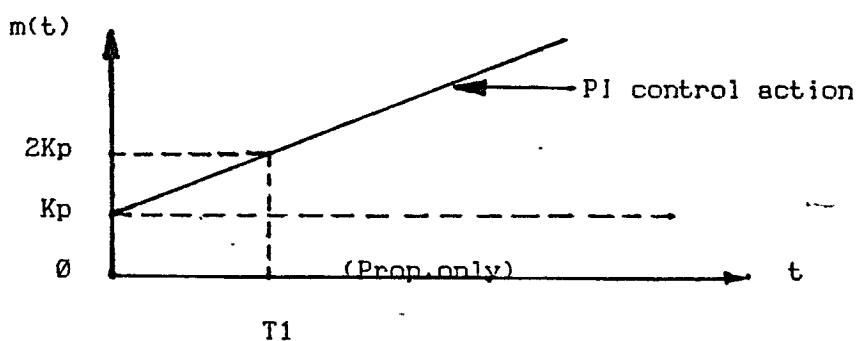
รูปที่ 2.10 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบ PI

$$E(s) \qquad K_p(1 + T_i.s)/T_i.s \qquad M(s)$$

(ก)



(ข)



(ค)

- รูปที่ 2.10 (ก) Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ Proportional + Integral
 (ข) อินพุตของตัวควบคุมซึ่งเป็นแบบ Unit Step
 (ค) เอาท์พุทของตัวควบคุมแบบ PI เมื่ออินพุตเป็น Unit Step

ผลของ Integral จะสามารถแก้ไข Offset ที่เกิดจาก Proportional Action ให้หมดไป

2.5.5 การควบคุมแบบ Derivative (Derivative Control or D-Control)

การควบคุมแบบ Derivative ของระบบในลักษณะที่เป็นสัดส่วนกับ อัตราการเปลี่ยนแปลงของ Actuation Error (e) กล่าวคือ

$$m = K_d \frac{de}{dt} \dots\dots\dots 2.13$$

K_d คือ Constant of Proportionality ซึ่งเรียกว่า Derivative Gain

การควบคุมแบบนี้มีประโยชน์มาก เพราะทำหน้าที่เสมือนเป็นตัวเฝ้าความเคลื่อนไหวของ Actuating Error หรือ Error โดยจะให้การแก้ไขทันทีที่สภาพของ Error เปลี่ยนไป จึงเท่ากับเป็นการแก้ความคลาดเคลื่อนของระบบล่วงหน้า (Anticipator Effect) แต่ในทางปฏิบัติ ไม่ใช้การควบคุมชนิดเดียวในระบบควบคุมอัตโนมัติ (Pure Derivative Control) แต่จะถูกนำไปใช้ร่วมกับการควบคุมชนิดอื่น ๆ

2.5.6 กิริยาการควบคุมแบบ Proportional + Derivative (PD-Control)

กิริยาการควบคุมของตัวควบคุมแบบ Proportional + Derivative จะอยู่ในรูปของสมการดังต่อไปนี้

$$m(t) = K_p e(t) + K_p T_d \frac{de(t)}{dt} \dots\dots\dots 2.14$$

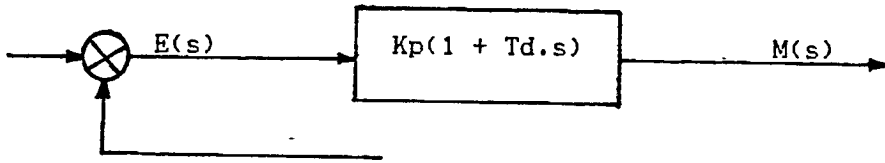
Transfer Function คือ

$$M(s)/E(s) = K_p (1 + T_d \cdot S) \dots\dots\dots 2.15$$

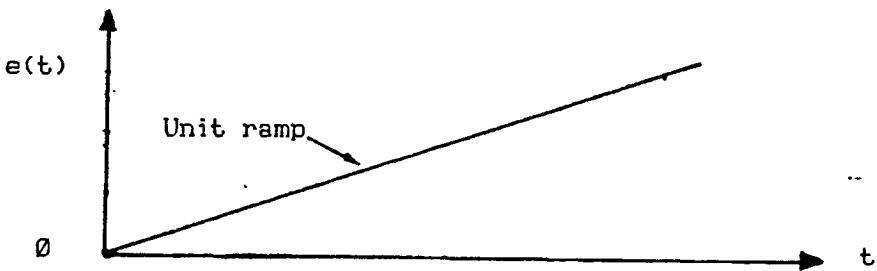
โดยที่ K_p เป็นค่าของ Proportional Sensitivity หรือ Gain
 T_d เป็นค่าของ Derivative Time

ค่าของ K_p และ T_d นั้นจะเป็นค่าที่สามารถปรับได้ และในบางครั้งจะเรียกว่า กิริยาการควบคุมแบบ Derivative ว่า Rate Control ทั้งนี้เพราะขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของตัวควบคุมจะเป็นสัดส่วนกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน รูปที่ 2.12 (ก) แสดงถึง Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ PD ถ้าสัญญาณค่าความคลาดเคลื่อน $e(t)$ เป็น

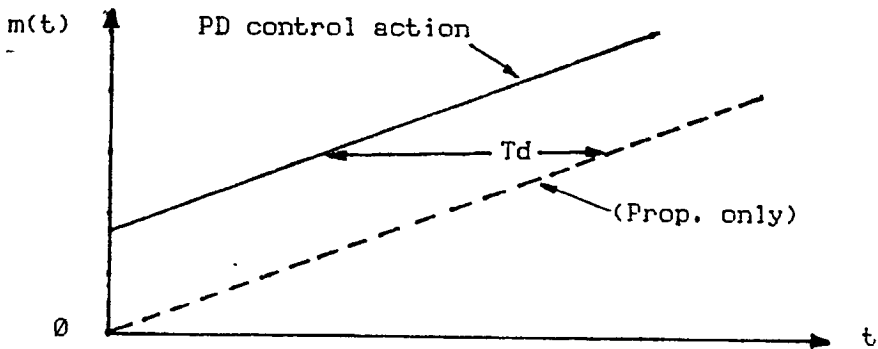
Unit Ramp ดังแสดงในรูปที่ 2.12 (ข) แล้ว สัญญาณเอาต์พุต $m(t)$ ของตัวควบคุมแบบ PD จะเป็นดังรูปที่ 2.12 (ค) จากรูปที่ 2.12 จะเห็นว่ากิริยาการควบคุมแบบ Derivative มีคุณลักษณะของการคาดการณ์ล่วงหน้า โดยที่ T_d จะเป็นช่วงเวลาซึ่งกิริยาการควบคุมแบบ Derivative ล้ำหน้ากิริยาการควบคุมแบบ Proportional แต่อย่างไรก็ตามกิริยาการควบคุมแบบ Derivative จะคาดการณ์ล่วงหน้าไม่ได้ถ้าการกระทำนั้นยังไม่เกิดขึ้น



(ก)



(ข)

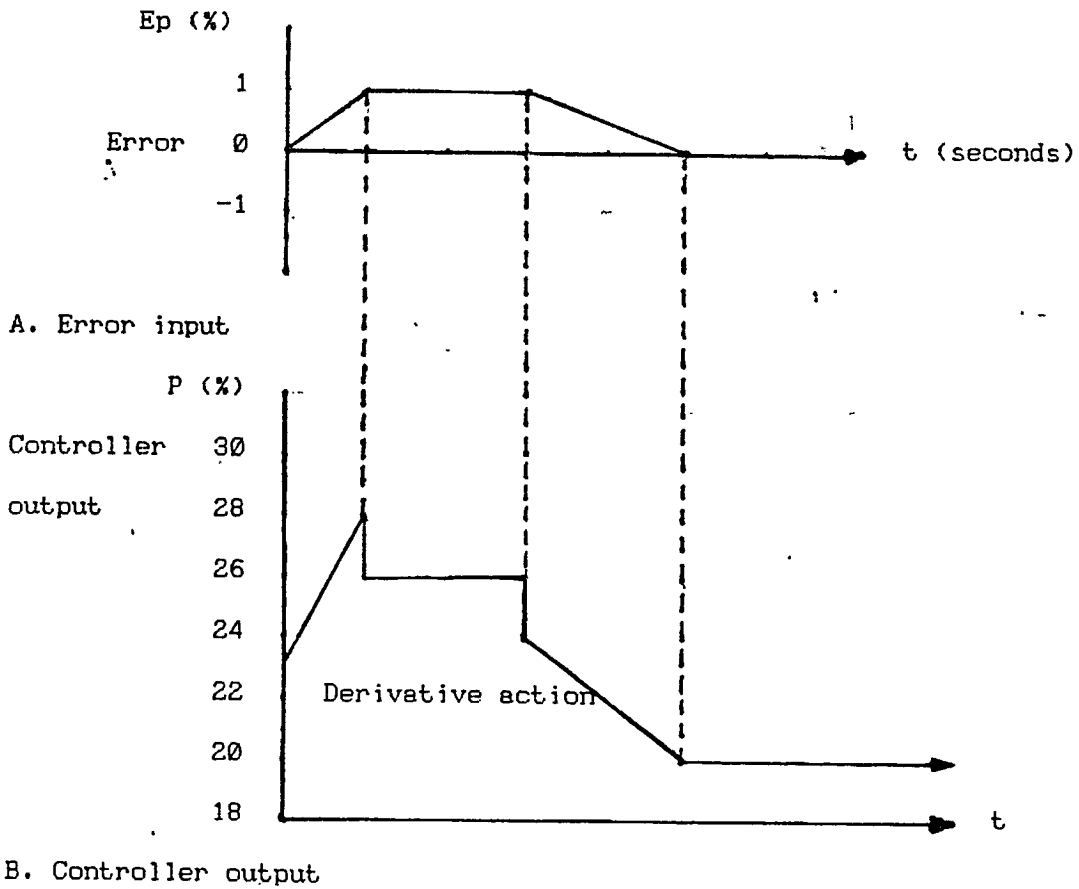


(ค)

- รูปที่ 2.12 (ก) Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ Proportional + Derivative
 (ข) อินพุตของตัวควบคุมซึ่งเป็นแบบ Unit Ramp
 (ค) เอาต์พุตของตัวควบคุมแบบ PD

ถึงแม้ว่ากิริยาการควบคุมแบบ Derivative มีข้อดี คือ คุณลักษณะของการคาดการณ์ล่วงหน้า แต่มันก็มีข้อเสีย คือ มันจะขยายสัญญาณรบกวน (Noise) และอาจจะเป็นสาเหตุให้เกิด Saturation ในตัวกระทำได้ นอกจากนี้ตัวควบคุมแบบ Derivative ยังไม่สามารถจะใช้ตัวเดียวโดด ๆ ได้เพราะกิริยาการควบคุมของมันจะมีผลเฉพาะช่วงของ Transient เท่านั้น รูปแบบของสมการเป็นดังนี้

$$P = K_p (E_p + K_d \cdot dE_p/dt) \dots\dots\dots 2.16$$



รูปที่ 2.13 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบ PD

ตัวควบคุมแบบ Derivative จะสร้างสัญญาณที่เป็นสัดส่วนกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าที่วัดได้ เหมาะสมสำหรับระบบที่มี Time Lag มาก ๆ

2.5.7 ตัวควบคุมแบบ Proportional + Integral + Derivative (PID-Control)

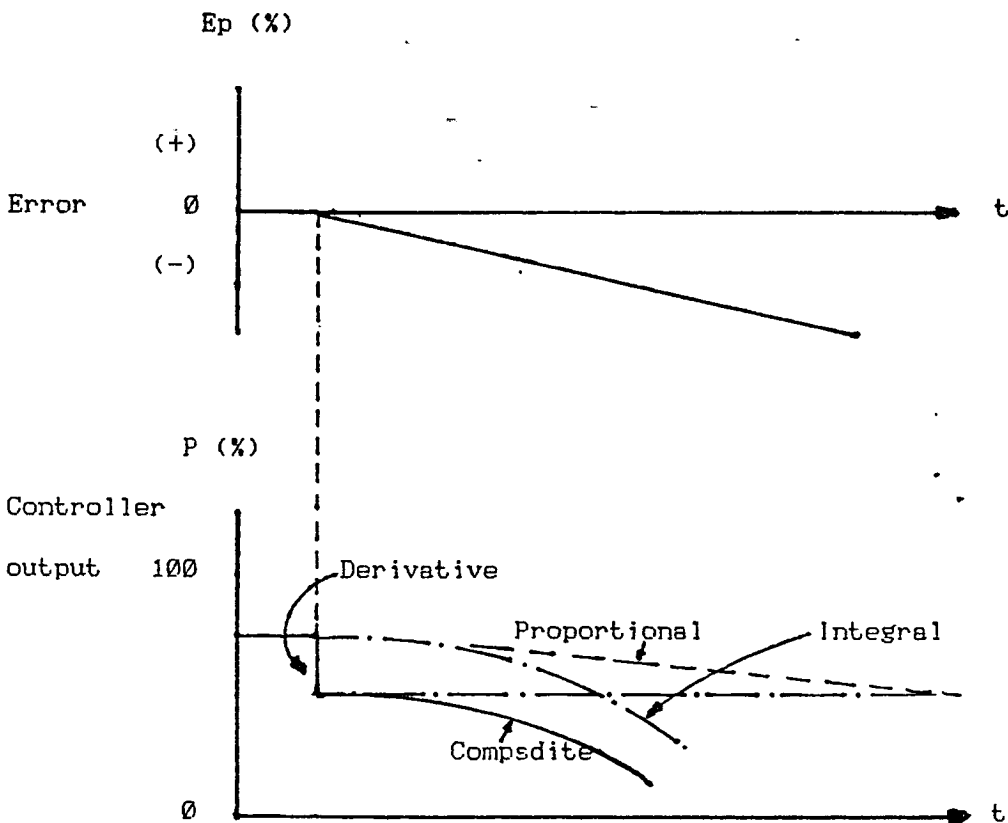
ตัวควบคุมแบบนี้ได้จากการรวมเอาวิธีการควบคุมแบบ Proportional, วิธีการควบคุมแบบ Integral, และวิธีการควบคุมแบบ Derivative เข้าด้วยกัน วิธีการควบคุมแบบ PID ของตัวควบคุมอัตโนมัตินี้สามารถจะแสดงในรูปของสมการต่อไปนี้

$$m(t) = K_p \cdot e(t) + K_p \cdot T_d \cdot \frac{de(t)}{dt} + K_p / T_i \int e(t) \cdot dt \quad \dots\dots\dots 2.17$$

$$P = K_p (E_p + K_i \int E_p \cdot dt + K_d \cdot dE_p / dt) \quad \dots\dots\dots 2.18$$

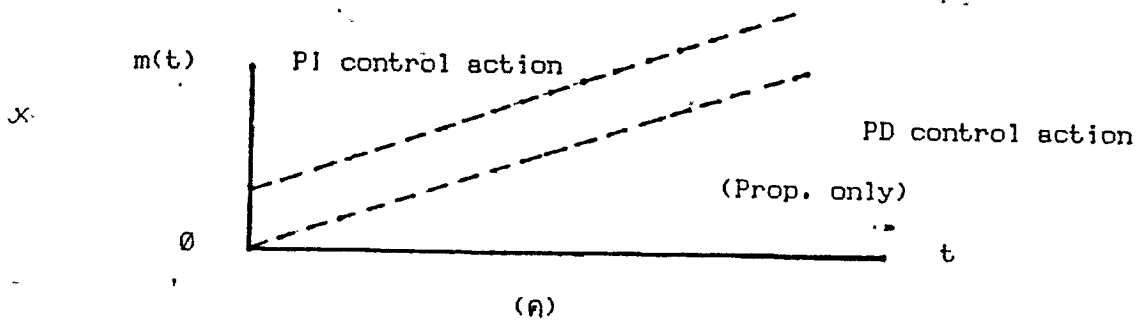
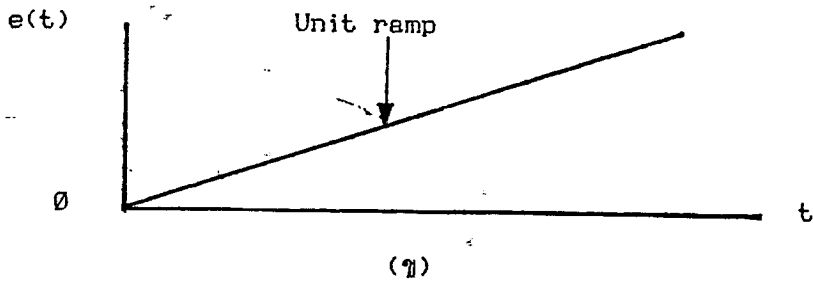
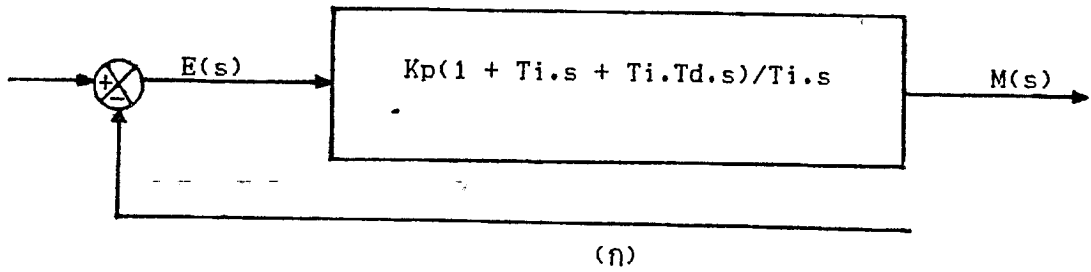
Transfer Function คือ

$$M(s)/E(s) = K_p \{ 1 + T_d \cdot S + 1/(T_i \cdot S) \} \quad \dots\dots\dots 2.19$$



รูปที่ 2.14 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบ PID

Block Diagram ตลอดจนอินพุทและเอาต์พุทของตัวควบคุมแบบ PID แสดงได้ดังรูปที่ 2.15

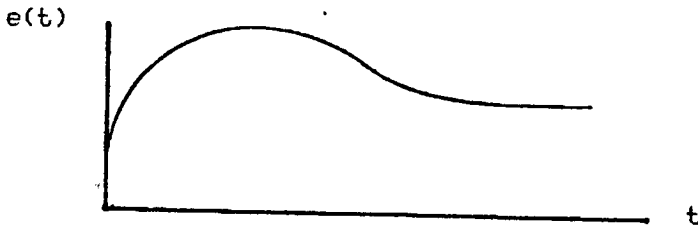


- รูปที่ 2.15 (ก) Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ PID
 (ข) สัญญาณอินพุทแบบ Unit Ramp
 (ค) สัญญาณเอาต์พุทของตัวควบคุม

2.6 ระบบการควบคุมด้วยคอมพิวเตอร์ (Computer Control System)

เป็นการนำคอมพิวเตอร์มาทำงานแทนเครื่องควบคุมแบบทั่วไป ซึ่งมักจะเป็นแบบอนาล็อก (Analog) กรณีที่นำคอมพิวเตอร์ 1 เครื่อง มาทำงานแทนเครื่องควบคุมแบบอนาล็อกหลาย ๆ เครื่อง จะถูกเรียกว่า Direct Digital Control System (DDC)

ระบบ Digital Control ที่ดีจะต้องขึ้นอยู่กับการสุ่มข้อมูล (SAMPLED-DATA) ใน Analog Controller สัญญาณอินพุทของ Controller (DEVIATION : $e(t)$) จะเป็นสัญญาณในลักษณะสัญญาณข้อมูลต่อเนื่อง (CONTINUOUS DATA SIGNAL) ดังในรูปที่ 2.16 โดยสัญญาณนั้นจะถูกส่งเข้าไปเพื่อ Operate โดยวงจร Electronics ภายใน Controller ตลอดเวลาการทำงาน



รูปที่ 2.16 สัญญาณข้อมูลต่อเนื่อง (CONTINUOUS DATA SIGNAL)

แต่ในระบบ Digital Control นั้นตัว controller ไม่สามารถรับสัญญาณข้อมูลต่อเนื่องในลักษณะนี้ได้ เพราะหลักการทำงานของ Digital Controller นั้นทำงานเป็นขั้นตอนดังนี้

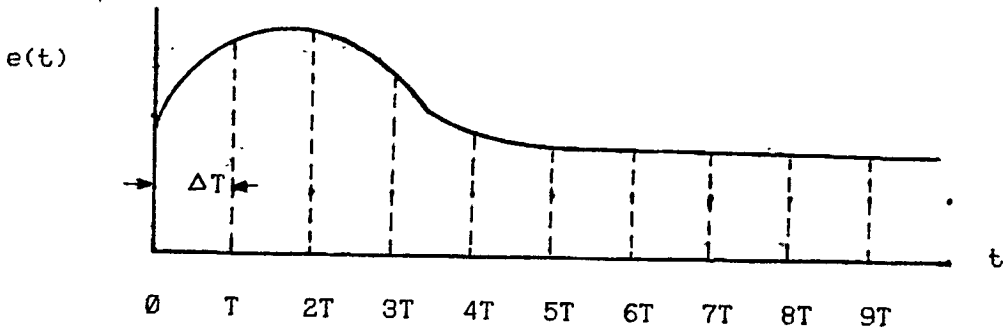
1. รับสัญญาณ Analog เข้าที่ส่วนอินพุท ณ เวลาใดเวลาหนึ่งที่กำหนดไว้
2. แปลงสัญญาณ Analog เป็นสัญญาณ Digital แล้วนำไปคำนวณและ Execute ในทาง Digital Control ภายในส่วนของการคำนวณภายใน Controller เป็นระยะเวลาหนึ่ง
3. นำผลลัพธ์ที่ได้จาก Controller ที่เป็น Digital มาแปลงเป็นสัญญาณ Analog เพื่อเป็นสัญญาณเอาต์พุทของ Controller ที่จะนำไปควบคุมที่ Final Control Element แล้วเริ่มรับสัญญาณ Analog เข้าใหม่ที่เวลาใดเวลาหนึ่งต่อมา
4. แล้วเริ่มทำงานใหม่ตั้งแต่ต้นเช่นนี้ไปตลอดการทำงาน

จากหลักการเบื้องต้นที่กล่าวมาจะเห็นได้ว่า Controller แบบนี้จะไม่สามารถรับสัญญาณอินพุทได้ตลอดเวลา เพราะจะต้องใช้เวลาในการเปลี่ยน Analog to Digital และทำการคำนวณแล้วแปลงกลับจาก Digital to Analog แล้วส่งออกจึงจะรับสัญญาณอินพุทใหม่เข้ามาได้ ทำให้มีช่วงเวลาการทำงานเท่ากันทุกครั้งตลอดสัญญาณอินพุท จะมีลักษณะดังรูปที่ 2.17 (ก)

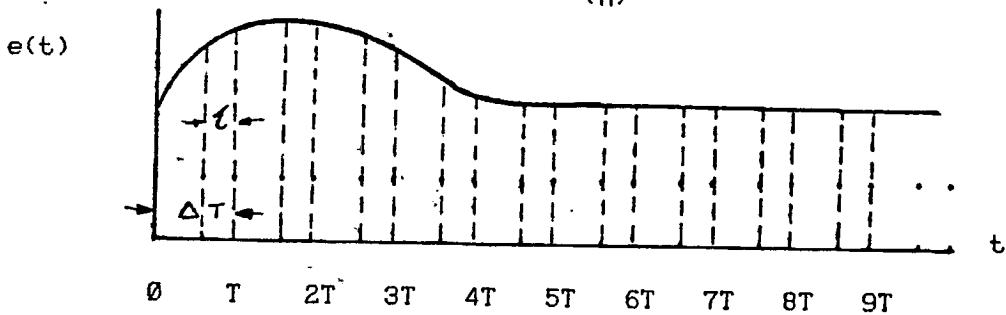
สัญญาณอินพุทของ Controller ในรูปที่ 2.17 เราเรียกว่า สัญญาณ e ข้อมูลสุ่ม (SAMPLED DATA SIGNAL OR SAMPLING SIGNAL) และช่วงห่างของเวลาที่ใช้ครั้งที่นี้เรียกว่าช่วง

การสุ่ม (SAMPLING PERIOD OR SIMPLING INTERVAL)

ในทางปฏิบัติในสัญญาณ Sampling จะไม่เป็นดังรูปที่ 2.17 (ก) เพราะเราไม่สามารถจะ Sampling ให้เกิดขึ้นทันทีทันใดที่เวลาใดเวลาหนึ่งดังรูปที่ 2.17 (ข) เป็นสัญญาณ Sampling ในทางปฏิบัติ จะมีลักษณะเป็น Pulse Train ที่มี Period เป็น (SAMPLING PERIOD) และมีความกว้างของ Pulse เป็น ดังแสดงในรูปที่ 2.17 (ข)



(ก)



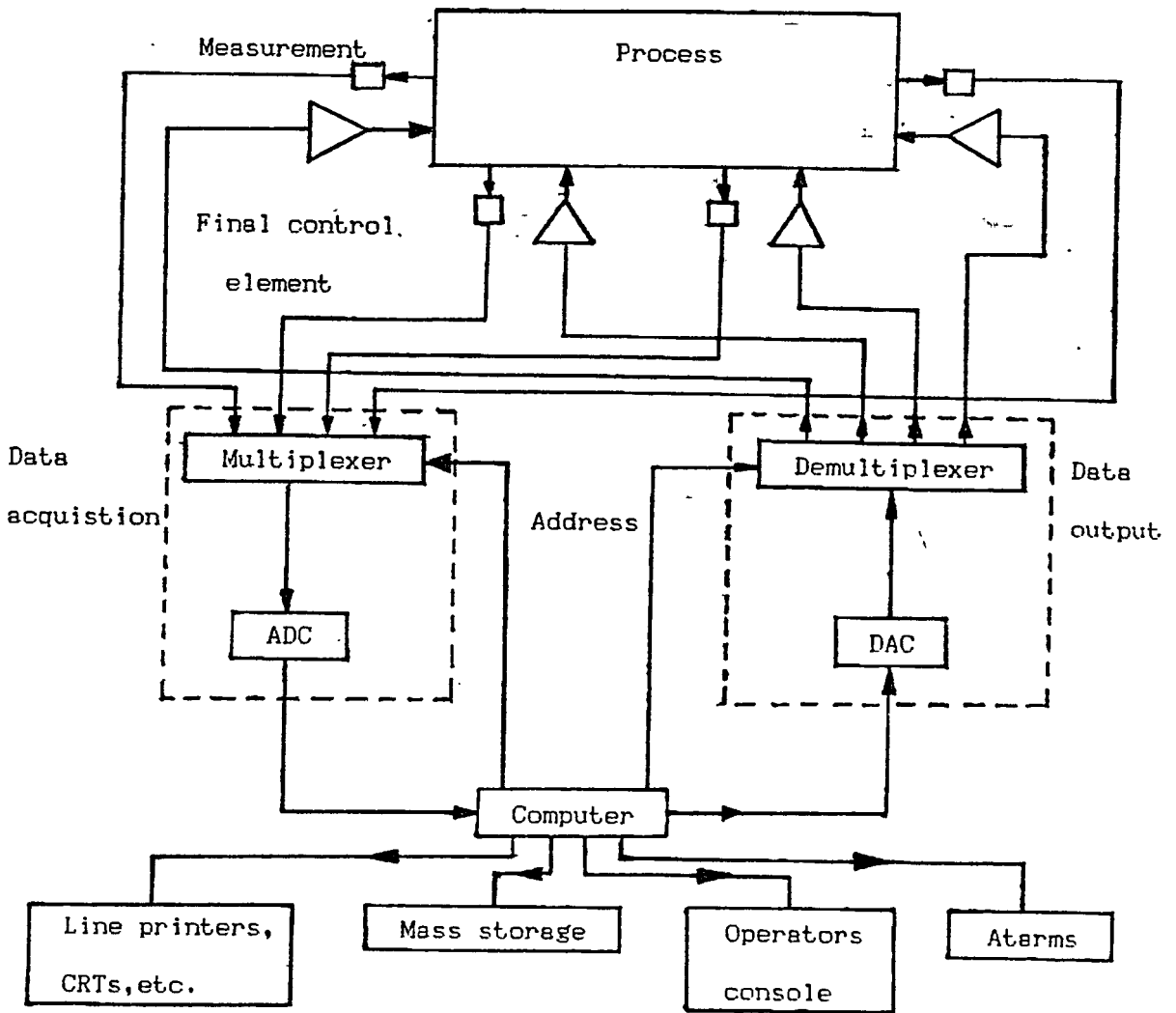
(ข)

รูปที่ 2.17 ลักษณะสัญญาณอินพุทของ Digital Controller

หลักการทั่วไปของ Direct Digital Control System (DDC) ก็คือ ตัววัดแต่ละตัวจะทำการวัดตัวแปรที่ต้องการควบคุม คอมพิวเตอร์จะทำการอ่านข้อมูลเข้ามา โดยมีวงจรมultiplexer เป็นตัวเลือกสัญญาณอนาล็อก (Analog Signal) ที่อ่านเข้ามาจะทำการแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอล (Digital Signal) ด้วยวงจร ADC (Analog to Digital Converter) ข้อมูลที่ได้นี้จะถูกเปรียบเทียบกับค่าเป้าหมาย แล้วทำการคำนวณโดยการคำนวณนี้โปรแกรมของคอมพิวเตอร์สามารถจะกระทำได้ว่าการควบคุมจะเป็นแบบ Proportional, Integral หรือ Derivative ก็ได้ ค่าที่คำนวณได้จะส่งเป็นสัญญาณควบคุม โดยจะมี DAC (Digital to Analog Converter) ทำการเปลี่ยนจากสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก และขณะเดียวกันคอมพิวเตอร์จะเป็นตัวเลือกว่าจะให้ส่งสัญญาณไปควบคุมส่วนไหนของระบบ โดยผ่านทางวงจรมัลติเพลกเซอร์ (Demultiplexer) ด้วยความสามารถของคอมพิวเตอร์ที่ทำงานได้แม่นยำและรวดเร็วมาก เรา

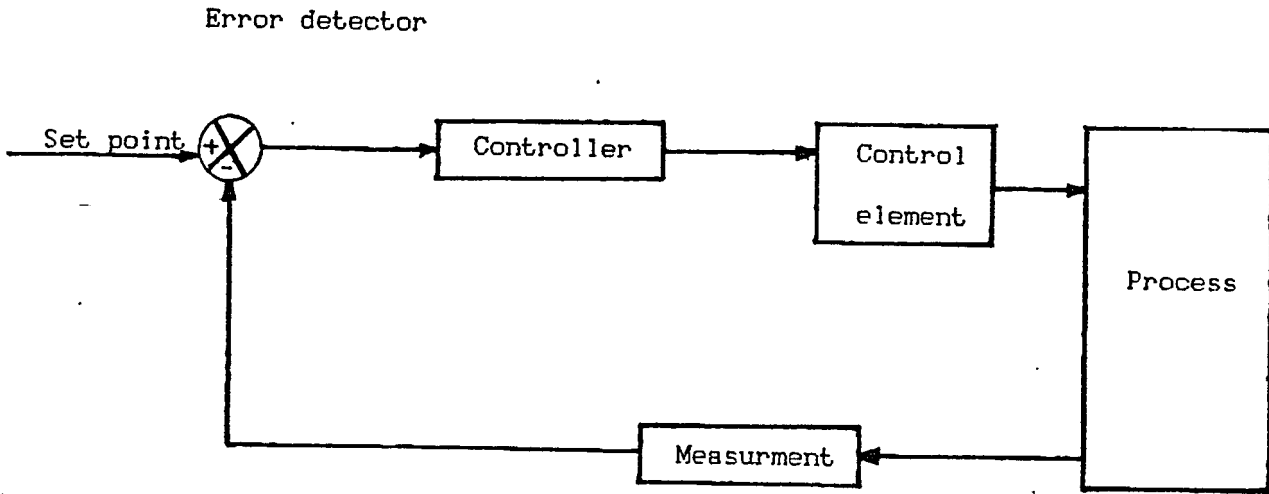
จึงสามารถควบคุมระบบได้หลาย ๆ ส่วนในเวลาพร้อม ๆ กัน โดยใช้คอมพิวเตอร์เพียงตัวเดียว

ช่วงเวลา ^{นี้คือ} ช่วงเวลาในการ Sampling ซึ่งถ้าพิจารณาในรูปก็คือ ช่วงเวลาการ on และ off สวิตช์ที่แต่ละ Sampling period (T) นั้นเอง แต่เมื่อพิจารณาให้ดีจะเห็นว่าถ้าช่วงเวลา นานเกินไปก็จะทำให้มีลักษณะเป็น Continuous Data ได้ ซึ่งไม่สามารถใช้กับ Digital Controller ได้ ดังนั้นช่วงเวลานี้จะต้องสั้นพอที่จะทำให้ Digital Controller สามารถรับและนำไปคำนวณได้อย่างไม่เกิดการคลาดเคลื่อนในการใช้งานจริง ๆ ช่วงเวลาควรจะมีค่าเป็น Microsec (us) หรืออย่างมากเป็น Milisec (ms) ซึ่งเราสามารถทำได้โดยใช้ Integrated Circuit (IC) ที่ทำหน้าที่เป็น Analog Switch เพื่อให้ on และ off ในช่วงเวลาเป็นไปได้



รูปที่ 2.18 Direct Digital Control System (DDC)

Process Control Loop



รูปที่ 2.19 แสดง Block Diagram ของ Process Control System

Processes	process block จะแสดงถึง process ทั้งหมด
Measurement	measurement block จะแสดงถึงการกระทำที่จำเป็นในการกำหนดการ แสดงค่าของ controlled variable output ของ block นี้จะเป็น voltage, current or digital signal ก็ได้
Error Detector	การเปรียบเทียบของ measured variable กับ set point
Control Element	เป็น block สุดท้ายใน control loop เป็นส่วนที่เปลี่ยน (CONVERT) สัญญาณ controller ไปเป็น variable ที่แท้จริงใน controlling variable วิธีการปฏิบัติ final control element ของ process จำ ต้องนำมาเปลี่ยน process variable

2.7 ตัวควบคุมแบบดิจิตอล (Digital Controller)

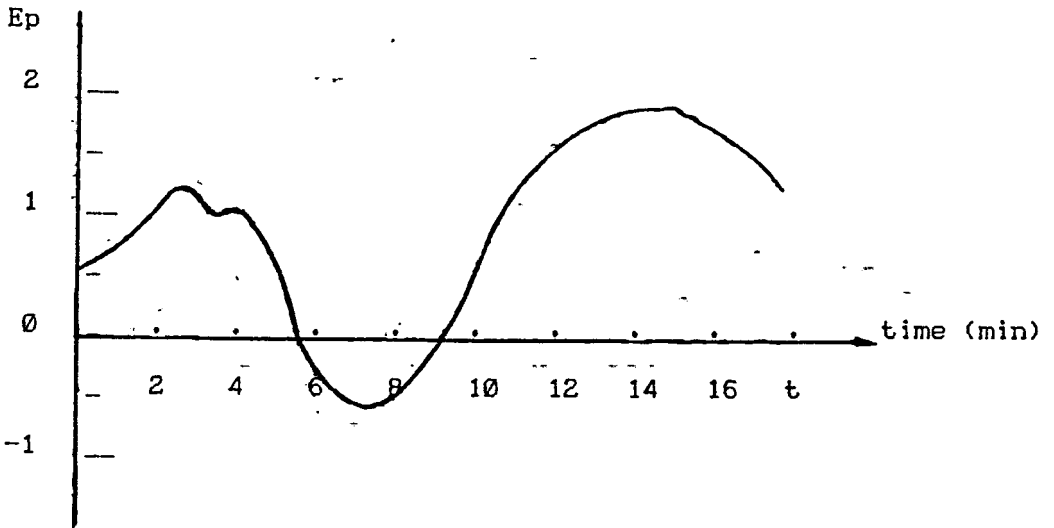
เป็นการกระทำทางงานโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ซึ่งหลักการของการควบคุมแบบต่าง ๆ เมื่อเป็นตัวควบคุมแบบดิจิตอลเป็นดังนี้

2.7.1 แบบ Proportional

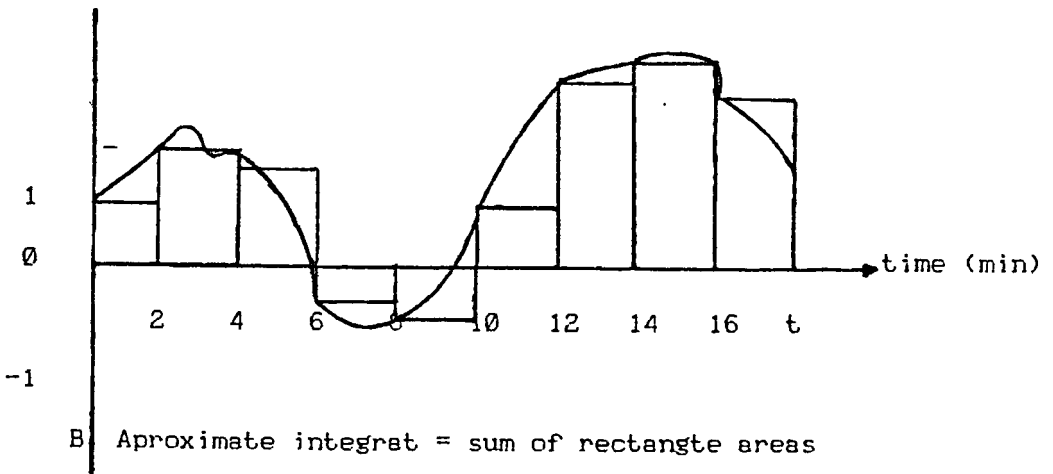
สมการของการควบคุมแบบ Proportional คือ

$$P = K_p \cdot E_p + P_o \dots\dots\dots 2.20$$

จากสมการที่ 2.20 จะเห็นว่าสามารถเขียนโปรแกรมได้โดยง่าย โดยเพียงแต่กำหนดค่าอัตราการขยายที่เหมาะสมเท่านั้น



A. Exact integral $E_p \cdot dt = \text{net area} = (\text{area above}) - (\text{area below})$



รูปที่ 2.20

2.7.2 แบบ Integral

สมการของการควบคุมแบบ Integral คือ

$$P = K_i \int E_p dt + P_o \dots\dots\dots 2.21$$

การควบคุมแบบนี้ จะกระทำได้โดยการรวมพื้นที่ทั้งหมด โดยเริ่มตั้งแต่แรกจนถึงเวลาสุดท้ายก่อนส่งสัญญาณออกควบคุมแต่ละครั้ง ดังสมการที่ 2.21

$$E_d dt = \text{พื้นที่ทั้งหมด} = (\text{พื้นที่เมื่อ } E_p > 0) - (\text{พื้นที่เมื่อ } E_p < 0)$$

2.7.3 แบบ Derivative

สมการของการควบคุมแบบ Derivative คือ

$$P = K_d dE_d/dt + P_o \dots\dots\dots 2.22$$

การควบคุมจะกระทำได้โดยการเปรียบเทียบระหว่างค่าผิดพลาดปัจจุบันกับค่าผิดพลาดครั้งที่แล้ว

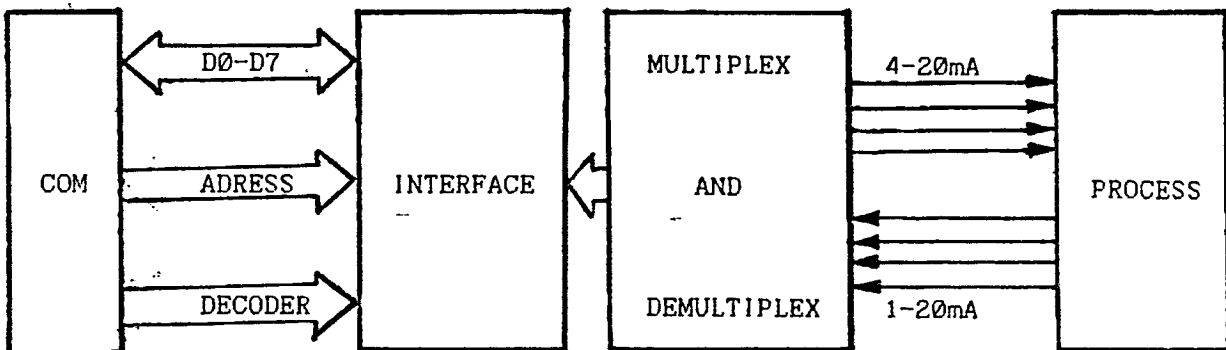
$$dE_p/dt = (E_{pi} - E_{pi-1}) / t \dots\dots\dots 2.23$$

บทที่ 3 การออกแบบและคำนวณ

บทนี้จะได้กล่าวถึงแนวความคิดในการออกแบบว่าจะนำ ไมโครคอมพิวเตอร์ (Micro Computer) มาใช้ในการควบคุมได้อย่างไร นั้นเราจะต้องมีแนวทางในการออกแบบว่าจะต้องมีหลักการอย่างไร ส่วนไหนที่จะติดต่อกับคอมพิวเตอร์ ส่วนไหนจะต้องติดต่อกับ Process และที่สำคัญคือ ทำอย่างไรให้คอมพิวเตอร์รับรู้สัญญาณทางด้าน Process และเมื่อได้ค่าของสัญญาณนี้แล้วคอมพิวเตอร์จะต้องนำไปเปรียบเทียบและส่งสัญญาณกลับไปควบคุมทางด้าน Process ให้ได้อีกตามที่เรากำลังต้องการ ดังนั้นส่วนที่เราจะทำการสร้างและออกแบบขึ้นมาให้เข้ากับคอมพิวเตอร์และ Process ก็จะมีด้วยกัน 3 ส่วน คือ

1. ส่วนของการออกแบบวงจรเชื่อมต่อ (Interface)
2. ส่วนของการออกแบบเปลี่ยนสัญญาณที่เข้า Multiplex และ Demultiplex
3. ส่วนของโปรแกรม (Program)

ดังแสดงในรูปที่ 3.1 เป็น Block Diagram



รูปที่ 3.1 แสดงถึง Block Diagram

3.1 การออกแบบระบบควบคุม

สิ่งที่ต้องการเป็นอันดับแรกสำหรับระบบควบคุมก็คือระบบนั้น ๆ จะต้องเป็นระบบที่เสถียรภาพ ซึ่งจะต้องพิจารณาถึงเสถียรภาพสัมบูรณ์ (Absolute Stability) และเสถียรภาพสัมพัทธ์ (Relative Stability) ด้วย ระบบที่มีเสถียรภาพสัมพัทธ์ดีนั้นความเร็วของผลตอบสนองของระบบ

บบจะต้องเร็วพอสมควร และการหน่วงก็ควรมีค่าไม่น้อยจนเกินไป นอกจากนี้แล้วระบบยังจะต้องสามารถลดค่าความคลาดเคลื่อนของระบบให้มีค่าเป็นศูนย์หรือมีค่าน้อยที่สุดที่ยอมรับได้ แต่อย่างไรก็ตามความต้องการทั้งสองกรณีนี้ คือ ต้องการให้เสถียรภาพสัมพัทธ์ และ มีความเที่ยงตรงสูงที่ภาวะคงที่นั้นเป็นสิ่งที่มักจะขัดแย้งกันเสมอ เช่น ถ้าออกแบบให้ระบบมีเสถียรภาพสัมพัทธ์ ค่าความเที่ยงตรงที่ภาวะคงที่ก็อาจจะลดน้อยลง เป็นต้น ดังนั้นจึงจำเป็นจะต้องหาวิธีการที่จะประนีประนอมความต้องการทั้งสองกรณีนี้ให้ยอมรับได้

3.2 การออกแบบวงจรเชื่อมต่อ (Interface)

Micro Computer ที่นำมาใช้ในการควบคุมนี้จะใช้ของ IBM PCXT 16 BIT ที่นิยมใช้กันโดยทั่วไปในท้องตลาด มีหน่วยความจำ ROM 40 Kbyte RAM 256 Kbyte และยังสามารถขยายได้ถึง 640 Kbyte และหน่วยความจำสำรอง มีฮาร์ดดิสก์ (Harddisk) 10 Mbyte และฟลอปปีดิสก์ (Floppy disk) แบบ 2 หน้า ความจุ 360 Kbyte ส่วนช่องขยายมีสล๊อต (Slot) 8 Slot และใช้ 3 Slot สำหรับการควบคุม Floppy Diskette, ควบคุมจอภาพ (Monitor), และการควบคุมการสื่อสารข้อมูลแบบอซิงโครนัส (Asynchronous) ซอฟต์แวร์ (Software) ใน ROM มีไบออสโปรแกรมตรวจสอบระบบและเบสิก (Basic)

เพื่อให้คอมพิวเตอร์ติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอกได้ เราเพียงแต่สร้างวงจรเชื่อมต่อเท่านั้น (Interface) มีชื่อเกตสล๊อตแบบ 62 ขา ส่วนวงจร Interface ที่จะต้องออกแบบและสร้างขึ้นนี้ต้องการเพียงอ่าน และ เขียนข้อมูลจากกระบวนการ โดยที่สามารถจะเลือกได้ว่าจะกระทำที่พอร์ต (Port) อะไร รูปที่ 3.1 แสดงความคิดในการสร้างวงจรเชื่อมต่อสัญญาณที่จำเป็นต้องใช้ และ Multiplex และ Demultiplex

เราทำการเลือกใช้ Slot ที่เหลือภายใน IBM PCXT อีก 5 Slot Slot ใดก็ได้ยกเว้น Slot ที่ 8 ซึ่งมีการกำหนดสัญญาณในแต่ละขาไม่เหมือนกัน ซึ่งคอมพิวเตอร์สามารถติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอกได้ทุก Slot

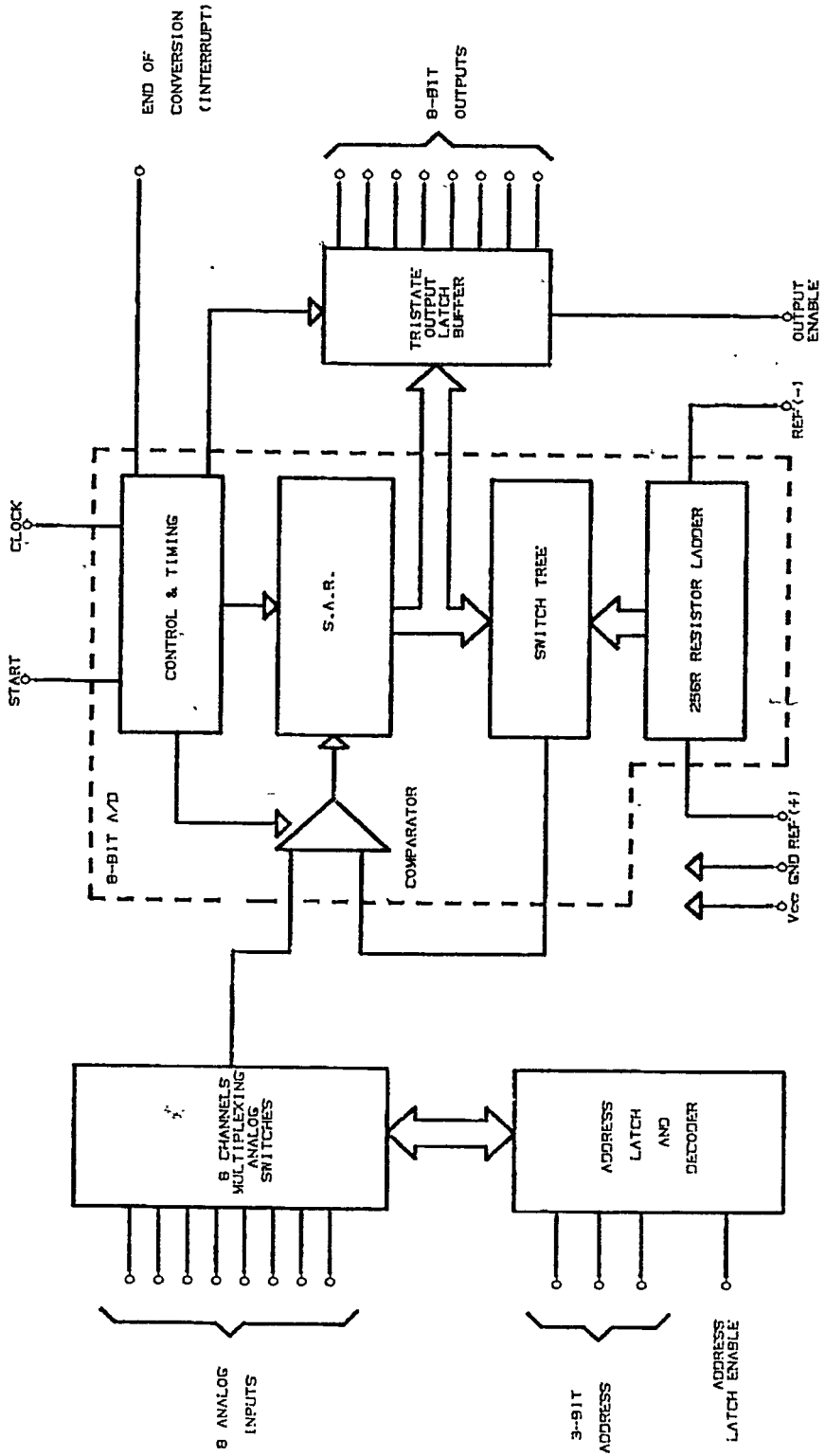
3.2.1 สัญญาณที่ใช้ในการติดต่อ

ใน Slot ที่ใช้นี้จะนำเอาสัญญาณสำหรับการติดต่อจากคอมพิวเตอร์มาใช้เพียง 24 ขา เท่านั้น ซึ่งแต่ละขาก็มีหน้าที่ต่าง ๆ กันดังนี้

ขา	B13	10W	เป็นสัญญาณการเขียน input output จะ Active Low-Level เป็นสัญญาณ output อย่างเดียว
ขา	B14	10R	เป็นสัญญาณการอ่าน input output จะ Active Low เป็นสัญญาณ output อย่างเดียว
ขา	B20	CLK	เป็นสัญญาณนาฬิกา (Clock) ของระบบมีความถี่ 4.77 MHz มีช่วงควาบ 120 nSec เป็นสัญญาณ output อย่างเดียว
ขา	B29	+5VDC	เป็นไฟเลี้ยงให้กับการ์ด (Card) ที่ต่อเป็นไฟกระแสตรง 5 volt ค่าผิดพลาด บวก (+) ลบ (-) 5 %
ขา	B31	GND	เป็น Ground ของ Gard ที่นำมาเสียบเข้ากับ -Slot
ขา	A1-A9	D0-D7	เป็น Bus ข้อมูลบิต 0-7 และเป็นสัญญาณ output หรือ input ก็ได้
ขา	A11	+AEN	เป็นสัญญาณการอินาเบิลแอดเดรส (Addressenable) เป็นสัญญาณ output อย่างเดียว
ขา	A22-A31	A9-A0	เป็น Address Bus ซึ่งปกติใน Slot จะมีอยู่ตั้งแต่ A19-A0 แต่ที่เราจะนำมาใช้เพียง A9-A0 เท่านั้นก็พอแล้ว และเป็นสัญญาณ output อย่างเดียว

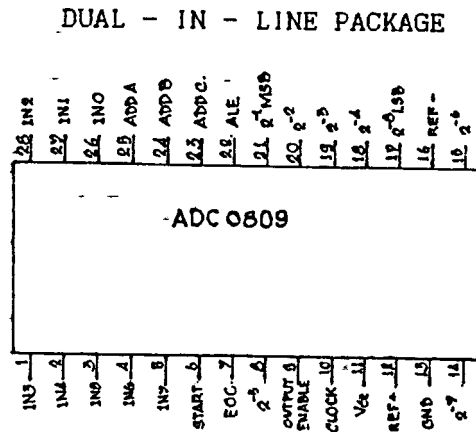
3.2.2 วงจรเปลี่ยนสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล (Analog to Digital Converter)

วงจรนี้จะใช้ IC #ADC 0809 ซึ่งจะทำการแปลงสัญญาณอนาล็อก 0-5 โวลต์ เป็นสัญญาณดิจิตอลขนาด 8 บิต เพื่อนำสัญญาณนี้มาใช้กับคอมพิวเตอร์ และสามารถต่อกับอุปกรณ์อนาล็อกได้ถึง 8 ตัว โดยมีวงจรมัลติเพลกซ์ (Multiplex) คอยเลือกที่จะรับสัญญาณจากตัวไหนเข้ามา ในรูปที่ 3.2 แสดงถึง Block Diagram ของ IC #ADC 0809

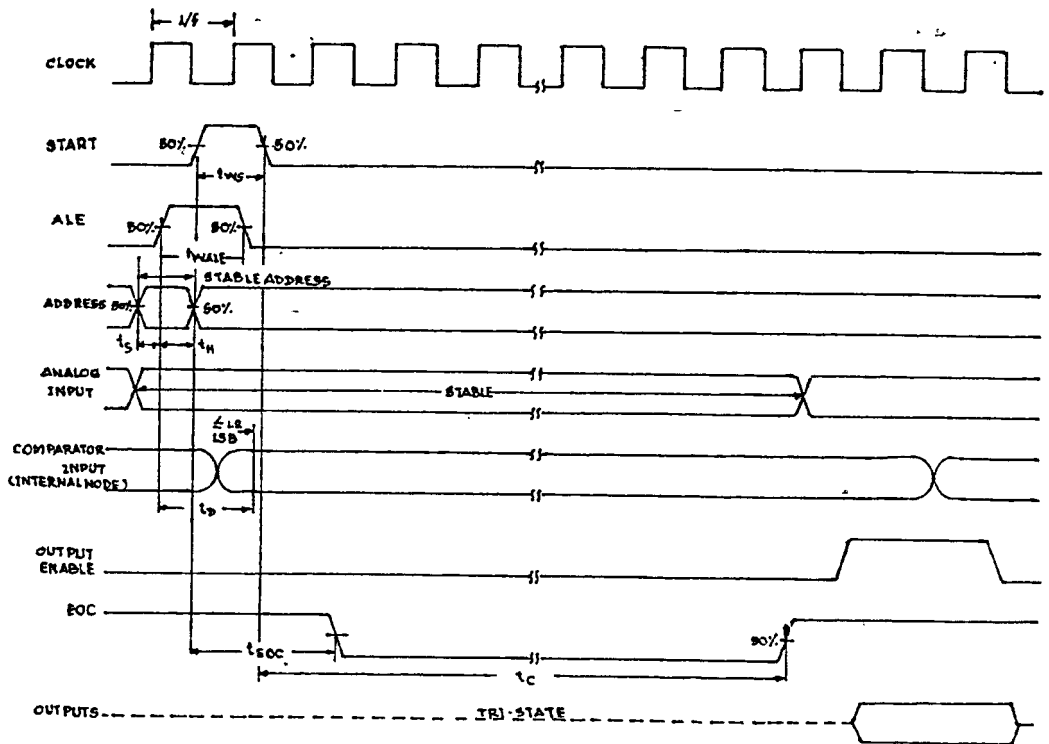


รูปที่ 3.2 แสดง BLOCK DIAGRAM ของ ไอซี เบอร์ ADC0809

ในรูปที่ 3.3 แสดงถึง Connection Diagram ของ IC #ADC 0809 ซึ่งจะบอกถึงจุดต่อต่าง ๆ ของขาไอซี



รูปที่ 3.3 แสดงถึง Connection Diagram ของ IC #ADC 0809



รูปที่ 3.4 แสดง Timing Diagram ของ IC #ADC 0809

IC #ADC 0809 8 BIT Compatible A/D Converter แบบ 8 BIT Converter มาใช้งานเป็น Ship IC CMOS แบบ 8 BIT Analog-to-Digital Converter และ เลือกได้ถึง 8 Channel Multiplex ซึ่งเราสามารถที่จะทำการเลือก Analog Input ของ Channel ต่าง ๆ ได้ตามต้องการ ระดับของ Voltage สามารถแบ่งได้ถึง 256 ส่วน คือ ตั้งแต่ 00H ถึง FFH ดังนั้นค่าของความละเอียดจึงขึ้นอยู่กับ Range ของ Voltage ที่กำหนดให้เป็น Reference กล่าวคือ ถ้า Range ของ Voltage มีช่วงเปลี่ยนแปลงสำหรับการวัดค่ามากเท่าใด ก็จะทำให้ความละเอียดลดน้อยลงไปตามส่วน ดังนั้นในการใช้งานเพื่อให้ได้ความละเอียดที่มากพอ จึงต้องมีการกำหนดค่า Reference Voltage ให้เหมาะสมกับช่วงที่ต้องการจะทำการวัดค่าระดับของ Voltage นั้น

ในการเปลี่ยนแปลง Analog Input แต่ละค่าให้ทำการ Active ที่ขา Output Enable (OE) เพื่อที่จะอ่านค่า Output ที่ออกจากตัว IC #ADC 0809 ซึ่งเป็นสัญญาณ Digital แล้ว เราสามารถทำการตรวจสอบว่า Voltage ที่ออกไปทางด้าน Output D0-D7 ที่เป็น Digital ได้โดยการนำสัญญาณ Digital ที่ออกมาเป็นเลขฐานสิบหก แปลงให้เป็นเลขฐานสิบ แล้วจึงนำไปคำนวณหาค่า ดังตัวอย่างต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \text{เมื่อป้อนค่า Analog Input} &= 5 \text{ Volt} \text{ ผล Digital Output อ่านค่าได้ FEH} \\ \text{FEH เมื่อทำเป็นเลขฐานสิบ} &= (10 * 16) + (14 * 16) \\ &= 254 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{Digital Output Converse to Analog} &= (254 * 5) / 255 \\ &= 4.98 \text{ Volt} \end{aligned}$$

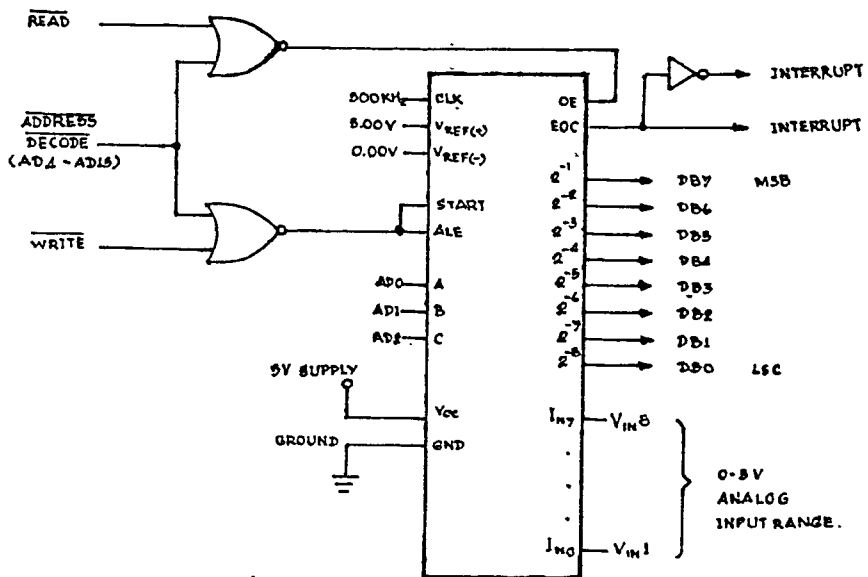
สำหรับการเลือก Channel Input ให้เหมาะสมกับ A0, A1, A2 ดูจากตาราง 3.1

เนื่องจากในการออกแบบวงจร Interface นี้เราจะใช้ Analog Input เพียง 4 Channel เท่านั้น ดังนั้น A2 (C) จึงทำให้อยู่ในสถานะ Low (0) ตลอดโดยต่อลงกับ Ground ของระบบไว้ จึงเหลือเพียง A0 (B), A1 (A) เท่านั้น ในการเลือก Channel ดังในตารางที่ 3.1 ตั้งแต่ค่าที่ IN0, IN1, IN2, IN3 ดังตัวอย่างเช่น เมื่อสัญญาณ A0, A1 มาเป็น Low (L) ก็จะทำให้เลือกเอา Channel IN0 เข้ามาก่อน สัญญาณ Analog Input ก็จะเข้ามาและเมื่อทำการ Active Output Enable (OE) ก็จะได้สัญญาณ Digital ออก

มาทางด้าน D0-D7 เป็นเลขฐานสิบหกโดยใช้ LED ต่อไว้เพื่อให้แสดงผลให้เห็น จะได้ทำการ
 ปรับค่าของสัญญาณให้ได้ความเที่ยงตรงก่อน จึงจะนำเอาสัญญาณนี้ไปต่อเข้ากับคอมพิวเตอร์ภายหลัง ใน
 รูปที่ 3.5 แสดงถึง Typical Application ของ IC #ADC 0809

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

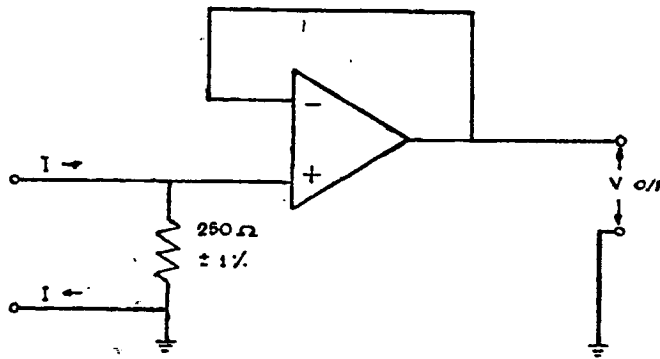
ตารางที่ 3.1 การเลือก Channel Input



รูปที่ 3.5 TYPICAL APPLICATION ของ IC #ADC 0809

3.2.3 วงจรและการทำงาน

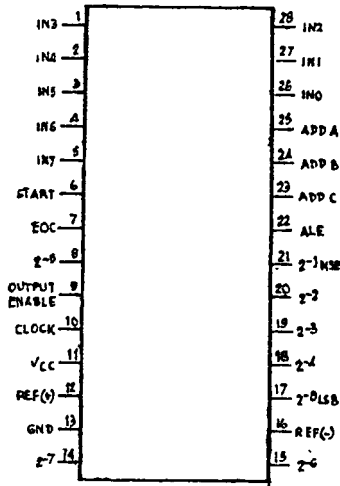
ลักษณะของวงจรที่ได้ออกแบบไว้เพื่อเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ ไอบีเอ็ม ซึ่งลักษณะการทำงานจะรับสัญญาณไฟฟ้าในรูปของกระแส ซึ่งจะ เป็นระดับสัญญาณมาตรฐาน 4-20 มิลลิแอมป์ เป็นสัญญาณแบบอนาล็อกเมื่อต้องการให้คอมพิวเตอร์รับรู้ข้อมูลของการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่เป็นสัญญาณอนาล็อกนี้ให้อยู่ในรูปสัญญาณดิจิตอล สัญญาณอนาล็อกที่เป็นสัญญาณไฟฟ้าในรูปของกระแส ก่อนที่จะแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอล จะถูกเปลี่ยนในรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าในระดับสัญญาณมาตรฐาน 1-5 โวลต์ ก่อนที่จะแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอลอีกครั้งหนึ่ง โดยใช้วงจรแปลงกระแสเป็นแรงดัน (Current to Voltage Converter I/V) ซึ่งจะมีลักษณะวงจรตามรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 ลักษณะวงจรแปลงกระแสเป็นแรงดันไฟฟ้า

จากลักษณะของวงจรจะเหมือนกับวงจรโวลต์เตจฟอลโลเวอร์ (Voltage Follower) สัญญาณอินพุต คือ แรงดันที่ตกคร่อมค่าความต้านทาน 250 โอห์ม ซึ่งเมื่อมีสัญญาณกระแส 4-20 มิลลิแอมป์ เข้ามาจะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมค่าความต้านทาน 1-5 โวลต์ และแรงดันเอาต์พุตของวงจรก็จะมีค่า 1-5 โวลต์ ด้วย

ส่วนต่อไปคือการเอาระดับสัญญาณอนาล็อก 1-5 โวลต์ เปลี่ยนเป็นระดับสัญญาณดิจิตอล โดยใช้ ไอซี เบอร์ ADC0809 ซึ่งจะทำหน้าที่แปลงระดับสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล คุณสมบัติของ ไอซี เบอร์นี้นอกจากแปลงระดับสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อกแล้ว ตัวไอซีเองยังเป็นมัลติเพลกเซอร์ 8 แชนแนล (Multiplexer 8 Channal) ซึ่งเราสามารถจะต่อสัญญาณเข้าได้ถึง 8 ลูบ ในการเปลี่ยนเป็นสัญญาณดิจิตอล ซึ่งในการเลือกสัญญาณแต่ละลูบจะถูกเลือกตามแอดเดรสที่กำหนดที่ตัวไอซี ซึ่งจะมีลักษณะโครงสร้างตามรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 โครงสร้างไอซีแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล

3.2.4 การทำงานของวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิตอล

การทำงานของตัว ADC0809 จะให้ระดับสัญญาณดิจิตอลได้ 8 บิต ซึ่งจะกำหนดเป็นการเปลี่ยนแปลงของระดับข้อมูลได้ถึง $2^8 = 256$ ระดับ ซึ่งแสดงว่าระดับสัญญาณ 8 บิต นี้จะแปรค่ามีความสัมพันธ์กับสัญญาณอนาล็อกได้ถึง 256 ระดับ ซึ่งระดับค่าของแรงดันอินพุตที่จ่ายให้กับ ADC0809 ซึ่งจะสามารถกำหนดช่วงของสัญญาณ (Span) ได้ โดยกำหนดจากระดับแรงดันอ้างอิงทางบวก (REF +) และระดับอ้างอิงทางลบ (REF -) จากลักษณะของวงจรที่รับสัญญาณแรงดัน 1-5 โวลต์ เพื่อเปลี่ยนเป็นสัญญาณดิจิตอล (00H-FFH) ในรูปของเลขฐานสิบหก ดังนั้นจะกำหนดค่าอ้างอิงทางบวกที่ระดับไฟ 5 โวลต์ และค่าอ้างอิงทางลบที่ระดับไฟ 1 โวลต์ ในการหาค่าการเปลี่ยนแปลงแต่ละครั้งต่อการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุต จะคำนวณได้จากสมการ

$$\text{ระดับสัญญาณที่เปลี่ยนแปลง} = \{ V(I/P) - V(REF-) \} / \{ V(REF+) - V(REF-) \} * 255$$

จากค่าที่คำนวณได้จะเป็นค่าระดับการเปลี่ยนแปลงต่อการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณอินพุต ซึ่งจะเป็นค่าที่อยู่ในรูปของเลขฐานสิบ เมื่อแปลงเป็นเลขฐานสิบหก หรือ ฐานสอง ก็จะทำให้รู้ระดับสัญญาณดิจิตอลที่เข้าสู่คอมพิวเตอร์

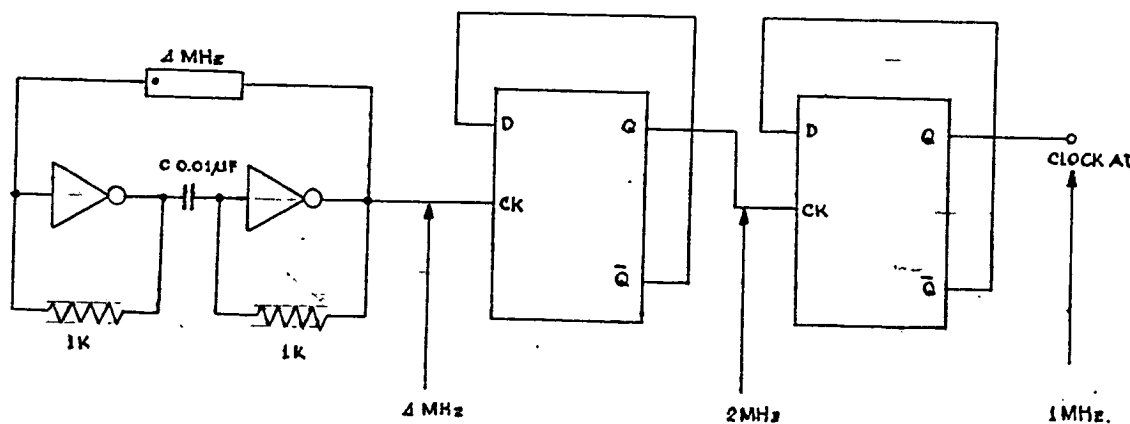
SIGNAL PIN PIN SIGNAL

GND	B1	A1	IO CH CK
RESET DRU	B2	A2	D7
+5V DC	B3	A3	D6
IRQ2	B4	A4	D5
-5V DC	B5	A5	D4
DRQ2	B6	A6	D3
-12V DC	B7	A7	D2
NOT USED	B8	A8	D1
+12V DC	B9	A9	D0
GND	B10	A10	IO CH_RDY
MEMM	B11	A11	AEN
MEMR	B12	A12	A19
IOW	B13	A13	A18
IOR	B14	A14	A17
DACK 3	B15	A15	A16
DRQ3	B16	A16	A15
DACK 1	B17	A17	A14
DRQ1	B18	A18	A13
DACK 0	B19	A20	A12
CLK	B20	A21	A11
IRQ7	B21	A22	A10
IRQ6	B22	A23	A9
IRQ5	B23	A24	A8
IRQ4	B24	A25	A7
IRQ3	B25	A26	A6
DACK 2	B26	A27	A5
T/C	B27	A28	A4
ALE	B28	A29	A3
+5V DC	B29	A30	A2
OSC	B30	A31	A1
GND	B31	A31	A0

PIN AND SIGNAL DEFINITIONS FOR THE CARD SLOTS.

รูปที่ 3.8 แสดงถึงสล๊อตและสัญญาณที่ขาสล๊อตของเครื่องคอมพิวเตอร์ IBM

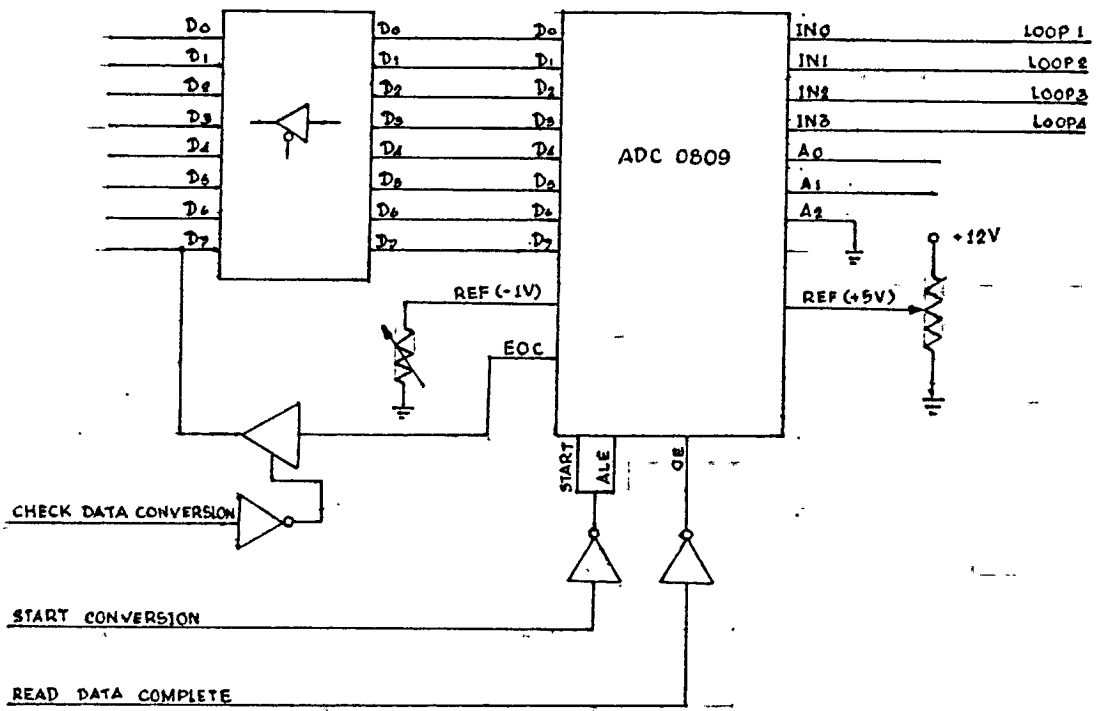
ช่วงการทำงานในการแปลงสัญญาณของตัว ADC0809 จะใช้สัญญาณนาฬิกา ในการแปลงสัญญาณ สัญญาณนาฬิกาที่ใช้จะอยู่ในช่วง 10 กิโลเฮิร์ต ถึง 1.28 เมกกะเฮิร์ต จากส่วนของวงจรเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์ส่วนนี้จะทำเป็นการ์ด (Card) เสียบกับสล๊อต (Slot) ของเครื่องคอมพิวเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.8 จากการออกแบบเพื่อไม่ให้รบกวนสัญญาณนาฬิกาของเครื่องคอมพิวเตอร์ จึงสร้างวงจรมีความถี่ 4.0 เมกกะเฮิร์ต ขึ้น ซึ่งลักษณะวงจรจะเป็นดังรูปที่ 3.9 แต่ตัว ADC0809 ต้องการสัญญาณนาฬิกาความถี่ไม่เกิน 1.28 เมกกะเฮิร์ต ดังนั้นจึงมีวงจรหารความถี่ให้เหลือ 1 เมกกะเฮิร์ต เพื่อให้ตัว ADC0809 ทำงานได้ ดังวงจรตามรูปที่ 3.8 และสัญญาณนาฬิกา 1 เมกกะเฮิร์ต นี้ยังนำเอาไปใช้ในส่วนของวงจรมัลติเพลกเซอร์ที่จะกล่าวต่อไป



รูปที่ 3.9 วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา (CLOCK) และวงจรหาร

แต่การทำงานของตัว ADC0809 นี้มีปัญหาการทำงานเกิดขึ้นคือ ช่วงเวลาที่แปลงข้อมูลจากอนาล็อกเป็นดิจิตอลจะใช้เวลานานกว่าช่วงเวลาการอ่านข้อมูลของเครื่องคอมพิวเตอร์ ซึ่งในกรณีนี้ที่มีคำสั่งอ่านข้อมูลจากตัว ADC0809 เข้าสู่เครื่องคอมพิวเตอร์ แต่ตัว ADC0809 ทำการแปลงสัญญาณไม่ทัน ซึ่งจะทำให้ตัวคอมพิวเตอร์รับข้อมูลผิดพลาดได้ ในการแก้ปัญหานี้จะทำได้โดยใช้หลักการทางฮาร์ดแวร์ (Hard Ware) และซอฟต์แวร์ (Soft Ware) ที่สอดคล้องกัน ซึ่งจะดูได้จากลักษณะวงจรตามรูปที่ 3.10

จากลักษณะวงจรการทำงานของตัว ADC0809 เมื่อเริ่มให้ทำการแปลงสัญญาณ ในกรณีแรกจะต้องกำหนด (Set) สัญญาณ START และ ALE โดยจะพิจารณาได้จาก ไทม์มิงไดอะแกรม

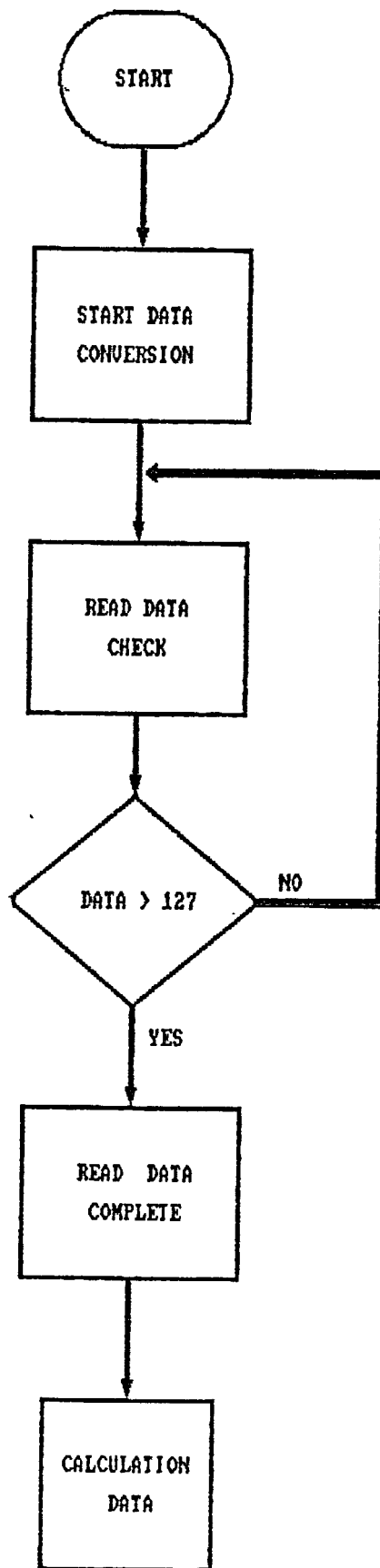


รูปที่ 3.10 วงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล (ANALOG TO DIGITAL CONVERTER)

(Timing Diagram) ของตัว ADC0809 ในรูปที่ 3.4 (เอกสารอ้างอิงของอุปกรณ์) ในการกำหนดสัญญาณ START และ ALE เราจะใช้การกำหนดทางโปรแกรม ในการเริ่ม START นี้จะสอดคล้องกับสัญญาณ IOW และการเลือกพล็อต (Plot Select) ซึ่งเป็นลักษณะการกำหนดพล็อตของวงจร จากโครงสร้างทางด้านหน่วยความจำของเครื่อง (Memory) ลักษณะที่กำหนดติดต่อกับอุปกรณ์เชื่อมต่อนี้จะเลือกที่พล็อต 300H-307H ซึ่งจะใช้ทั้งหมด 8 พล็อต ในการต่อวงจรตีโคด (Decode) พล็อตออกเป็นสัญญาณควบคุมจะต้องสอดคล้องกับสัญญาณ IOW และ IOR ของเครื่องคอมพิวเตอร์ด้วย

การแบ่งพล็อตต่อสัญญาณควบคุม

IOR	PORT 300 - PROT 303	สัญญาณควบคุม	READ DATA COMPLETE
	PORT 304 - PROT 307	สัญญาณควบคุม	READ DATA CHECK
IOW	PORT 300 - PORT 303	สัญญาณควบคุม	WRITE START CONVERSION
	PORT 304 - PORT 307	สัญญาณควบคุม	WRITE DATA CONTROL



รูปที่ 3.11 แสดงฟลอซาทนาการแปลงสัญญาณ

ลักษณะการแกไขช่วงเวลาการแปลงสัญญาณของตัว ADC0809 จะพิจารณาได้จากฟลิวชาท (Flow Chart) ตามรูปที่ 3.11

จากฟลิวชาทแสดงขั้นตอนการเริ่มให้ตัว ADC0809 แปลงข้อมูลจากอนาล็อกเป็นดิจิตอลเข้าสู่คอมพิวเตอร์พิจารณาจากรูปที่ 3.10 ประกอบ ขึ้นแรกโปรแกรมจะกำหนดสัญญาณ START ตรงกับพล็ตที่ต้องการอ่านข้อมูลโดยกำหนดให้มีสัญญาณพัลส์เป็น "1" ขึ้นที่ขา START และ ALE ในตอนนี้ตัว ADC0809 จะรับรู้การเริ่มแปลงข้อมูลและจำแอดเดรสที่กำหนดเลขที่ต้องการ เมื่อสัญญาณ START นี้กลับเป็น "0" อีกครั้งหนึ่งก็จะเริ่มการแปลงสัญญาณในตอนนี้ขา EOC ของ ADC จะมีสภาวะเป็น "0" และขานี้จะใช้เป็นขาตรวจสอบการแปลงสัญญาณของ ADC ว่าพร้อมที่จะให้คอมพิวเตอร์ โดยถ้าข้อมูลได้ถูกแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอลเรียบร้อยแล้ว จะทำให้ EOC กลับมีสภาวะเป็น "1" ในการตรวจสอบข้อมูลนี้จะต่อขา EOC เข้ากับบิต 7 ของบัสข้อมูล และจะมีการเรียกตรวจสอบตลอดเวลาหลังการมีคำสั่งเริ่มแปลงข้อมูลโดยสัญญาณ Read Data Check ถ้าการแปลงข้อมูลยังไม่สมบูรณ์ ข้อมูลที่อ่านได้ค่าบิต 7 จะเป็น "0" ทำให้ค่าที่อ่านได้ไม่เกิน 127 ก็จะสั่งให้อ่านข้อมูลตรวจสอบต่อไป เมื่อการแปลงสัญญาณสมบูรณ์แล้วขา EOC เป็น "1" และจะทำให้บิต 7 เป็น "1" ก็จะทำให้ค่าที่ตรวจสอบตอนนี้เกิน 127 หลังจากนั้นจะมีคำสั่งอ่านข้อมูลเข้าสู่คอมพิวเตอร์โดยสัญญาณ Read Data Complete ข้อมูลที่ได้ก็จะผ่านทาง ไอซี เบอร์ 74244 เมื่อคอมพิวเตอร์รับข้อมูลจริงก็จะเอาค่าข้อมูลที่ได้อ่านไปประมวลผลเป็นระดับสัญญาณส่งออกไปเป็นสัญญาณควบคุมระบบ (Signal Control System) อีกครั้งหนึ่ง

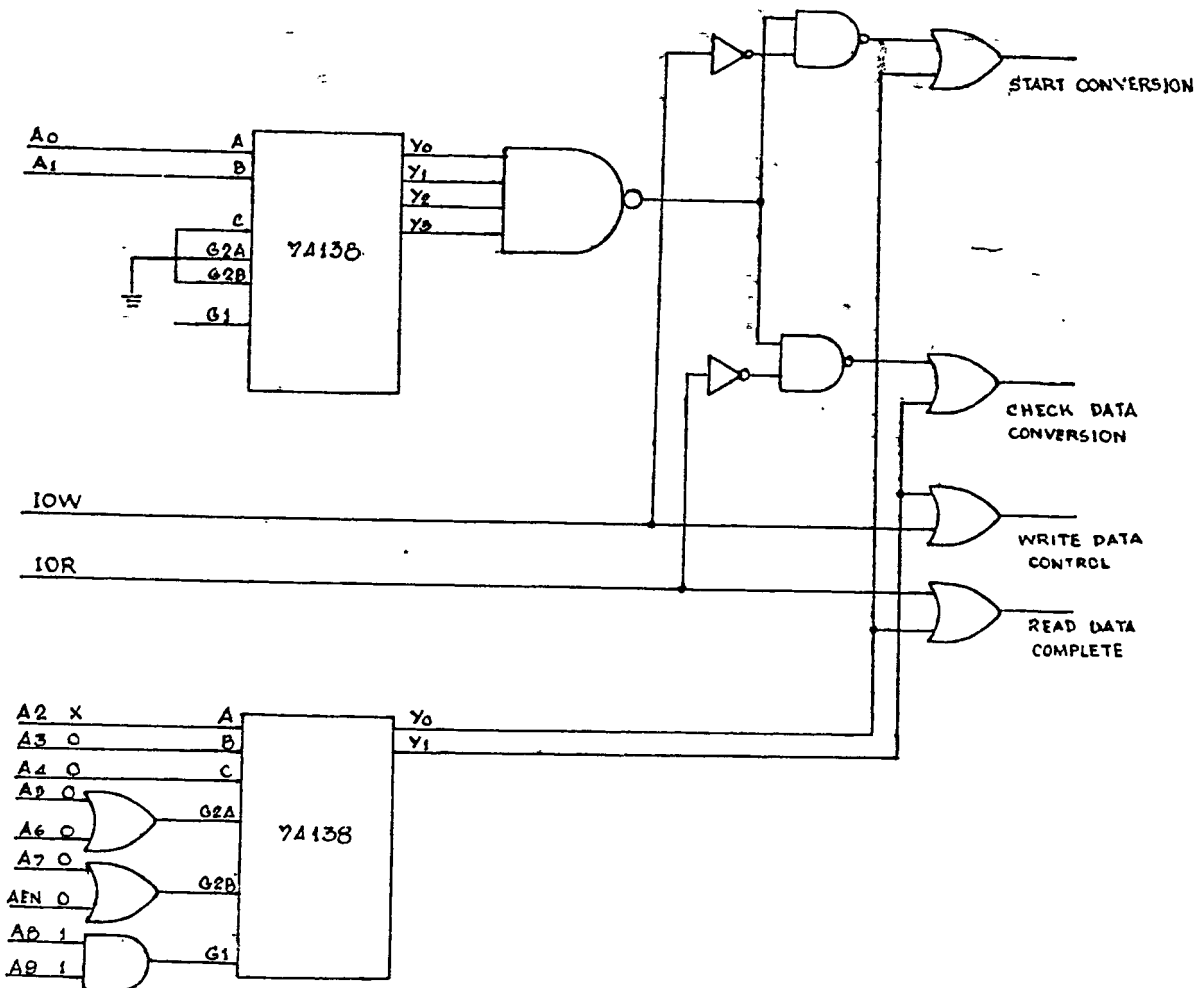
จากลักษณะของตัว ADC0809 เป็นมัลติเพลกเซอร์การเลือกสัญญาณลุ่ม มัลติเพลกต่าง ๆ จะขึ้นอยู่กับการจัดระดับความซับซ้อนในส่วนของโปรแกรมควบคุม

ลักษณะของการดีโคดพล็ต (Decode Port) และสัญญาณควบคุม (Signal Control)

จากรูปลักษณะของวงจรที่กล่าวมาแล้ว เราได้เลือกพล็ตที่ต้องการติดต่อกับคอมพิวเตอร์ ซึ่งจะอยู่ในหน่วยความจำในช่วง 300H - 307H ซึ่งจากพล็ตเหล่านี้จะได้ใช้สัญญาณของแอดเดรสที่จะดีโคดตั้งแต่ A0 - A9 ซึ่งสภาวะสัญญาณที่ดีโคดจะกำหนดได้เป็นดังนี้

AEN	A9	A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0
0	1	1	0	0	0	0	0	X	X	X

ลักษณะการตีโค้ดของวงจรนี้จะใช้หลักการของการตีโค้ด แบบตำแหน่งคงที่ (Fixed Decode) โดยสถานะแอดเดรสที่แน่นอนในการตีโค้ด คือ A3 -A9 และ AEN เมื่อสถานะของสัญญาณเหล่านี้เป็นตามสถานะที่กำหนดก็จะตีโค้ดเป็นสัญญาณควบคุมตามรูปที่ 3.12 ในกรณีที่ต้องเอาสัญญาณ AEN ของคอมพิวเตอร์นำมาตีโค้ดด้วยเพื่อแสดงว่าระบบควบคุม (Control Bus) และบัสข้อมูล (Data Bus) เป็นของขบวนการ DMA (Direct Memory Access) หรือจากส่วนของโปรแกรมซึ่งจะกล่าวได้ว่าถ้า AEN มีสถานะเป็น "1" แสดงว่าบัสควบคุมและบัสข้อมูลอยู่ในขบวนการ DMA ถ้าไม่มีตีโค้ดสัญญาณเหล่านี้ถ้าคอมพิวเตอร์อยู่ในขบวนการ DMA ซึ่งอาจจะสร้างสัญญาณ IOR หรือ IOW ในการเรียกข้อมูลเข้าสู่คอมพิวเตอร์ ซึ่งจะมีผลกระทบต่อวงจรจะทำให้ข้อมูลที่อ่านได้ขณะนั้นเกิดการผิดพลาดได้



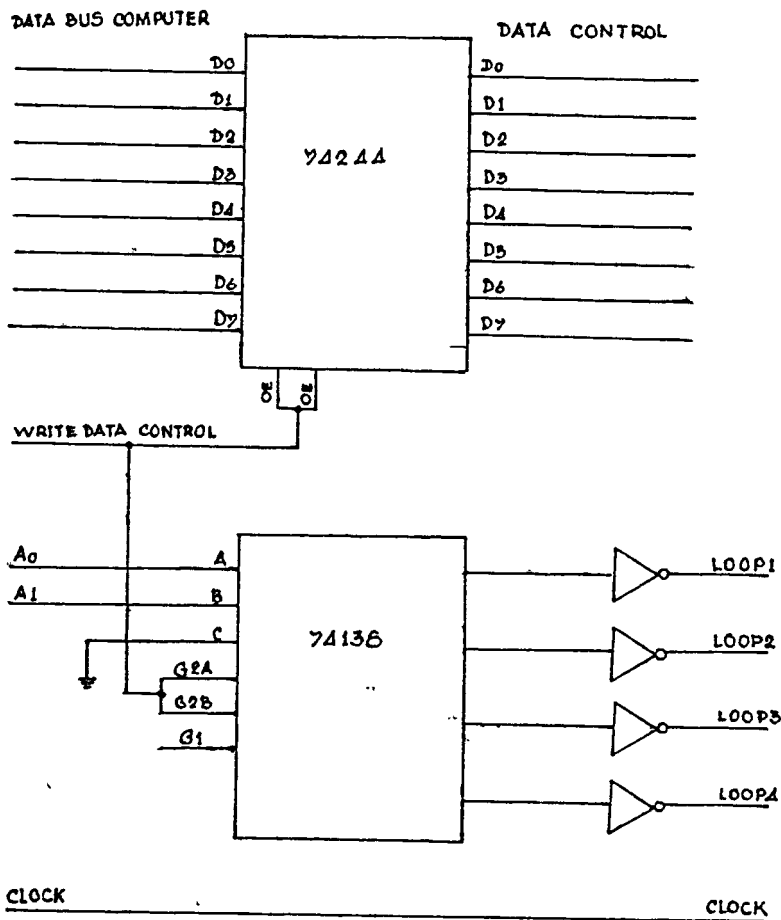
รูปที่ 3.12 วงจร DECODE AND SIGNAL CONTROL

ลักษณะการทำงานของวงจรจะใช้ ไอซี เบอร์ 74138 เป็นตัวดีโคด ซึ่งจะดูลักษณะการทำงานของไอซีเบอร์นี้ได้จากเอกสารอ้างอิง ลักษณะของวงจร A0 และ A1 จะเป็นแอดเดรสกำหนดลูนของสัญญาณทั้งทางด้านอินพุตและเอาพุต ในหลักการดีโคดแบบตำแหน่งคงที่ จะกำหนดสถานะของ A3 - A9 และ AEN ส่วนแอดเดรส A2 จากวงจรถ้า $A2 = 0$ แสดงว่าลีสต์ที่กำหนดอยู่ในขณะนั้นจะเป็นลีสต์ 300H - 303H สัญญาณ Y0 ของไอซีเบอร์ 74138 จะอยู่ในสภาวะ "0" ซึ่งเมื่อนำเอาสัญญาณนี้ไปรวมกับสัญญาณ IOW และ IOR จะทำให้ได้สัญญาณควบคุมเป็น Write Start Conversion และ Read Data Complete เมื่อ $A2 = 1$ แสดงว่าลีสต์ที่กำหนดจะอยู่ในช่วง 304H - 307H สัญญาณจากตัวไอซีเบอร์ 74318 มีสภาวะเป็น "0" จะเปลี่ยนจาก Y0 เป็น Y1 และเมื่อนำไปรวมกับสัญญาณ IOW และ IOR ก็จะทำให้ได้สัญญาณควบคุมขึ้นเป็น Write Data Control และ Read Data Check

จากหลักการทำงานที่กล่าวมาเป็นการอ้างถึงการอ่านข้อมูลเข้าสู่ตัวคอมพิวเตอร์ผ่านวงจรมีการแปลงสัญญาณจากอนาล็อกเป็นดิจิตอล และการสร้างสัญญาณควบคุมอ้างอิงกับโปรแกรมในขั้นตอนของการอ่านข้อมูล ขึ้นต่อไปคือการเอาข้อมูลที่ได้เข้าสู่คอมพิวเตอร์ และคอมพิวเตอร์จะประมวลผลทางโปรแกรม และส่งค่าที่ประมวลผลออกมาในรูปดิจิตอล ซึ่งจะต้องสร้างระบบดีมัลติเพลกเซอร์ เนื่องจากการควบคุมระบบเป็นแบบหลายลูน และส่วนของวงจรมีการแปลงค่าสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อก ให้อยู่ในรูปสัญญาณมาตรฐานอีกครั้งหนึ่ง ซึ่งสัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณควบคุมออกไปสู่ตัวควบคุมสุดท้าย (Final Control Element) อีกครั้งหนึ่ง

3.2.5 ดีมัลติเพลกเซอร์ (DEMULTIPLEXER)

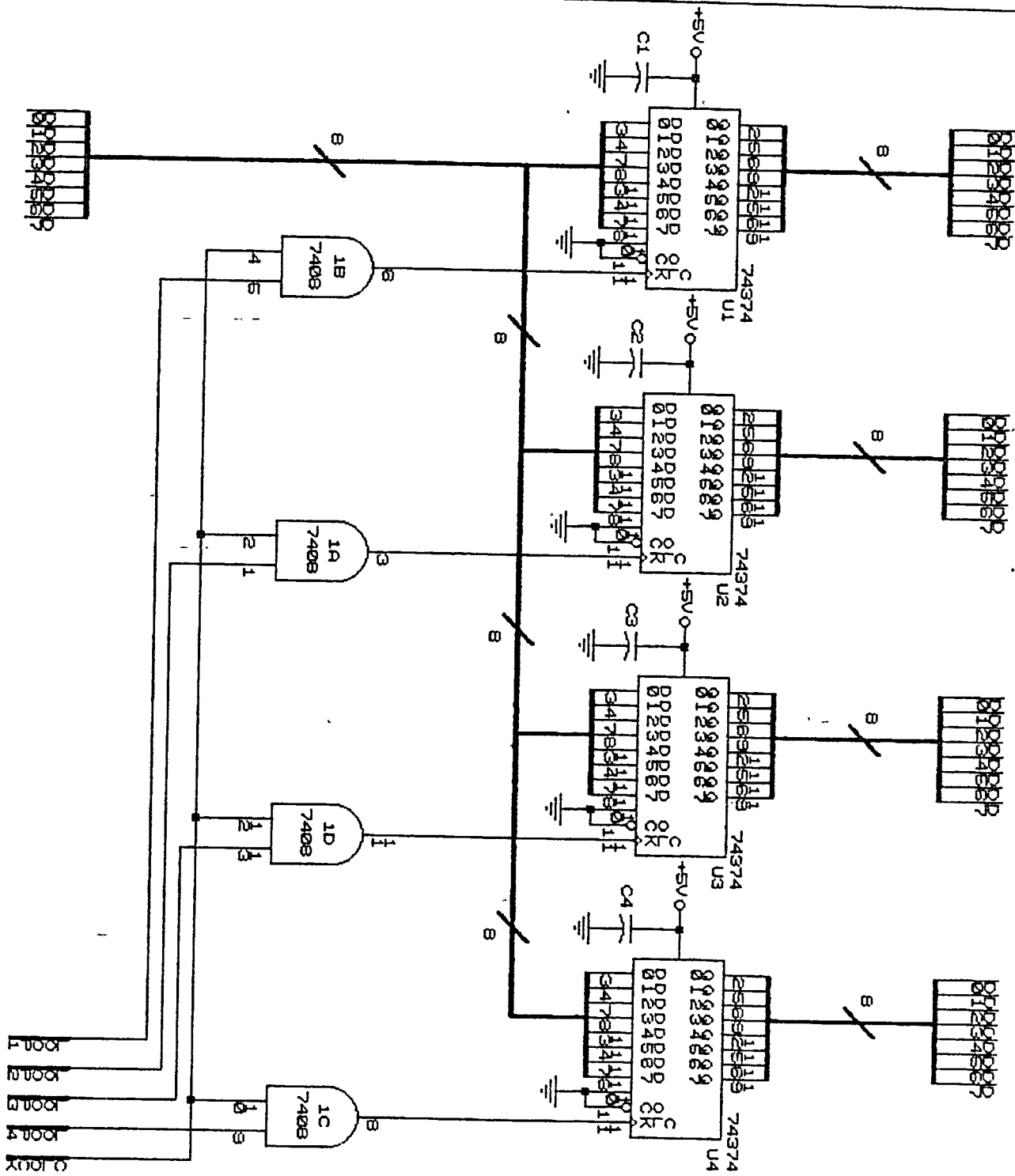
หลักการทำงานของส่วนนี้จะเกี่ยวข้องกับการส่งข้อมูลออกไปควบคุมอุปกรณ์ภาคสุดท้ายของระบบควบคุม จากระบบคอมพิวเตอร์ที่มีบัสข้อมูลเพียงชุดเดียว แต่เมื่อต้องการส่งสัญญาณควบคุมออกไปหลาย ๆ ลูน จึงต้องมีการถอดรหัสสัญญาณซึ่งเกิดขึ้นจากการกำหนดของโปรแกรม สัญญาณที่มีส่วนต่อระบบควบคุมหลาย ๆ ลูนนี้ คือ แอดเดรสของลีสต์ที่ต้องการกำหนดข้อมูลควบคุม และสัญญาณควบคุมที่จะควบคุมให้การทำงานของอุปกรณ์ทำงานพร้อมกับสัญญาณของโปรแกรมที่กำหนดให้ ซึ่งจะพิจารณาการทำงานได้จากวงจรรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.12 วงจรดีมัลติเพล็กซ์เลอร์ (DEMULTIPLEXER)

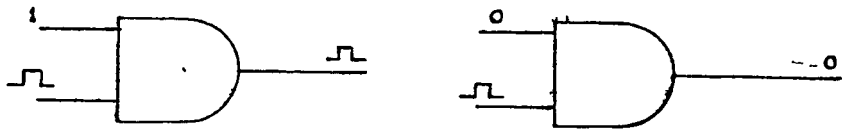
จากวงจรการทำงานของวงจรพิจารณาเมื่อมีคำสั่งส่งข้อมูลควบคุม สัญญาณควบคุมการเขียนข้อมูลก็จะ แอคทีฟ และจะกำหนดบัสลือตที่จะส่งสัญญาณออกไปโดยการถอดรหัสสัญญาณ แอดเดรส A0 และ A1 ซึ่งจะเป็นสัญญาณควบคุมลือตที่จะกระจายออกไป ซึ่งจะถอดรหัสสัญญาณด้วย ไอซี เบอร์ 74139 จะดูได้จากเอกสารอ้างอิงท้ายเล่ม สัญญาณควบคุมการเขียนข้อมูลเป็นสัญญาณที่เกิดจากการถอดรหัส แอดเดรสหลักและร่วมกับสัญญาณ IOW ของตัวคอมพิวเตอร์ ซึ่ง IOW จะ แอคทีฟ เมื่อมีคำสั่งส่งข้อมูลควบคุมของโปรแกรม ส่วนสัญญาณนาฬิกาที่ส่งออกไปนี้เป็นสัญญาณที่จะ เปลี่ยนค่าของตัวควบคุมแต่ละค่า เมื่อข้อมูลบนบัสข้อมูลของคอมพิวเตอร์ เปลี่ยนไปโดยจะมีวงจรรับและแปรค่าข้อมูลส่งไปยังเอาท์พุทในแต่ละลูปอีกครั้งหนึ่ง

จากลักษณะของวงจรบัสข้อมูลจะถูกต่อแยกกระจายออกเป็น 4 ลูป โดยผ่าน ไอซี 74374 ซึ่งในแต่ละลูปหรือแต่ละพอร์ท จรวควบคุมโดยสัญญาณจากการถอดรหัสสัญญาณของ A0 และ A1 ตามคำสั่งของโปรแกรมที่กำหนด การทำงานของวงจร ไอซี เบอร์ 74374 เป็น ไอซี แบบ ตี-ฟลิป-ฟลอป



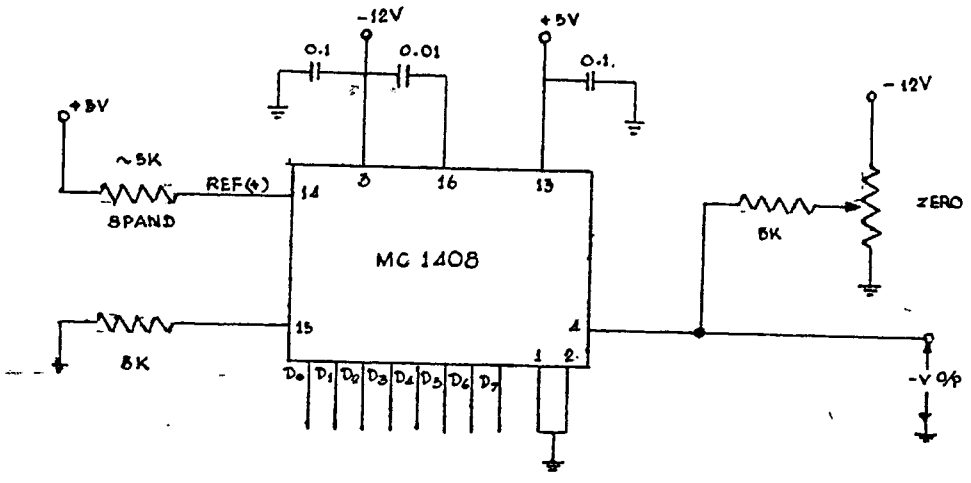
รูปที่ 3.14 แสดงวงจร ถอดรหัส ด้วย ไอซี เบอร์ 74374

(D-Flip Flop) ซึ่งลักษณะของตัวเองจะสามารถ แล้ช (Latch) ข้อมูลได้ สัญญาณที่ได้ทาง เอาท์พุทของ ไอซีเบอร์นี้จะเปลี่ยนแปลงเมื่อได้รับสัญญาณนาฬิกาที่ขา 11 ของตัว ไอซี แล้วจะ แล้ช ข้อมูลเมื่อขา 11 ของไอซี 74374 นี้ได้รับสถานะลอจิกเป็น "๑" จากขา 11 ของไอซี 74374 ที่ต่อกับ เอาท์พุทของ แอนด์เกต (AND Gate) ที่มีอินพุทเป็นสัญญาณควบคุมกับสัญญาณนาฬิกา เพื่อเป็นการ สร้างสถานะให้ไอซี 74374 นี้เปลี่ยนข้อมูลเมื่อได้รับสัญญาณควบคุมเป็น "1" สัญญาณนาฬิกาที่แอนดอยู่ก็ จะส่งออกทางเอาท์พุทของ แอนด์ เกท ขับให้ไอซีเปลี่ยนสัญญาณด้านเอาท์พุทตามสัญญาณอินพุทของบัสข้อมูลได้ เมื่อสัญญาณควบคุมกลับมาเป็น ลอจิก "๑" ตามคุณสมบัติของ ไอซี เบอร์ 74139 ที่ต่อผ่าน อิน เวิเตอร์ (Inverter) ก็จะทำให้สัญญาณนาฬิกาไม่สามารถจะทำให้ ไอซี 74374 เปลี่ยนสถานะได้ และนอกจากนี้จะทำให้เกิดการ แล้ช ข้อมูลทางด้านเอาท์พุทค้างเอาไว้ เพื่อเป็นสัญญาณควบคุมอุปกรณ์ ทางด้านเอาท์พุท แต่ละครั้งของการประมวลผลจากค่าที่วัดได้ของลูนันทางโปรแกรม ซึ่งลักษณะวงจร การเปลี่ยนค่าเอาท์พุทและแล้ช จะพิจารณาได้จากรูปที่ 3.15



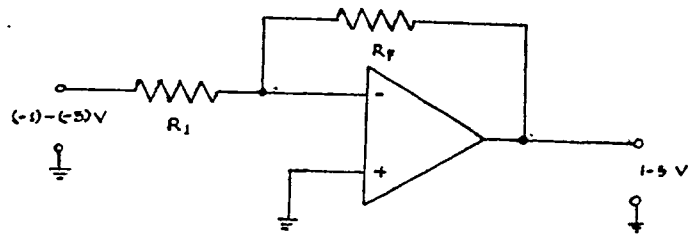
รูปที่ 3.14 ลักษณะเอาท์พุทของแอนด์เกต

จากสัญญาณ ดิจิตอลพัลส์ ที่ได้ในแต่ละลูนของ ไอซีเบอร์ 74374 นี้เป็นลักษณะสัญญาณทาง คอมพิวเตอร์ ซึ่งยังเป็นลักษณะสัญญาณ ไบนารี (Binary) 8 บิต ซึ่งเป็นสัญญาณดิจิตอล แต่อุปกรณ์ ภายนอกที่ต้องการจะรับรู้สัญญาณควบคุมนั้น จะรับสัญญาณควบคุมเป็นสัญญาณมาตรฐาน ในกรณีจะกำหนดสัญญาณมาตรฐาน 4-2๐ มิลลิแอมป์ ซึ่งจะเรียกได้ว่าเป็นระดับสัญญาณทางด้าน อนาล็อก ดังนั้นในการที่จะส่งค่าสัญญาณควบคุมจากคอมพิวเตอร์ไปควบคุมอุปกรณ์เอาท์พุทนี้ จะต้องมีการแปลงสัญญาณจาก ดิจิตอลเป็นอนาล็อก 4-2๐ มิลลิแอมป์ โดยจะสอดคล้องกับสัญญาณควบคุมดิจิตอล ซึ่งลักษณะของวงจรจะเป็นดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 ลักษณะวงจรการแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นอนาล็อก

การทำงานของวงจรไอซีที่ใช้ในการเปลี่ยนระดับสัญญาณจากดิจิตอลเป็นอนาล็อก จะเรียกว่า DAC (Digital to Analog Converter) ซึ่งจะใช้ไอซีเบอร์ เอ็มซี 1408 ซึ่งจากวงจรเราจะให้ค่าสัญญาณอ้างอิงบวก มีค่าเท่ากับ 5 โวลต์ และสัญญาณอ้างอิงลบมีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ จากการทำงานของวงจรในตอนที่ต้องการจะให้การแปลงค่าสัญญาณของไอซี เอ็มซี 1408 อยู่ในช่วง "-0" ถึง "-5" โวลต์ โดยมีความสัมพันธ์กับสัญญาณดิจิตอล 00H-FFH คืออยู่ในช่วง 256 ระดับของสัญญาณ แต่สัญญาณมาตรฐานที่ต้องการคือ 1-5 โวลต์ ในกรณีเช่นนี้จึงมีการจ่ายไฟ -1 โวลต์ ให้ทางด้านเอาต์พุตของ เอ็มซี 1408 เมื่อต้องการให้ค่าเริ่มต้นของข้อมูลจากคอมพิวเตอร์ที่ระดับ 00H ให้ค่าเอาต์พุตออกมาเป็น -1 โวลต์ และเมื่อสัญญาณดิจิตอลเป็น FFH ก็จะแปลงค่าเป็นสัญญาณดิจิตอลได้ -5 โวลต์ แต่เมื่อสัญญาณอนาล็อกที่ได้จาก เอ็มซี 1408 เป็นค่าระดับไฟ "-1" ถึง "-5" โวลต์ เมื่อต้องการทำให้เป็นสัญญาณมาตรฐาน 1-5 โวลต์ โดยการผ่านวงจรขยายสัญญาณ อินเฟรทเทอร์ (Inverting Amplifier) ต้องการกลับระดับสัญญาณจาก "-1" ถึง "-5" โวลต์ เป็นสัญญาณ 1-5 โวลต์ ซึ่งจะมีลักษณะของวงจะเป็นดังรูปที่ 3.17



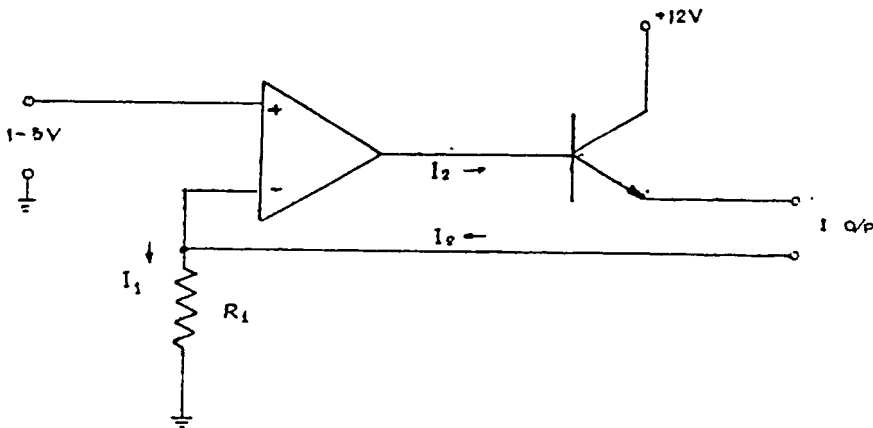
รูปที่ 3.17 วงจรขยายสัญญาณและกลับระดับสัญญาณ

ในกรณีที่ต้องการสัญญาณเอาต์พุตเท่ากับอินพุต จะพิจารณาว่า $R_1 = R_f$ จากคุณสมบัติของวงจรนี้

$$Z_{in} = R_1 \dots\dots\dots 3.1$$

ถ้าเลือกค่า R_1 และ R_f มีค่าต่ำจะทำให้กระแสอินพุตสูง และทำให้ระดับสัญญาณที่แปลงจาก เอ็มซี 1408 เปลี่ยนค่าไป ดังนั้นการเลือกค่า R_1 และ R_f ที่จะทำให้มีผลกระทบต่อสัญญาณอินพุตน้อยที่สุด โดยจะเลือกเป็นค่าสูงมาก ๆ เป็น เม็กกะโอห์ม แต่เมื่อยังเกิดค่าสัญญาณผิดพลาดขึ้นอีกเรายังสามารถปรับแต่งค่าสัญญาณได้โดยค่า R ปรับค่าทางสัญญาณอ้างอิงบวก จะเป็น R ปรับค่า ชแป็น (Span) และ R ด้านเอาต์พุตจะเป็น R ปรับค่าศูนย์ (Zero) ซึ่งจะทำให้สัญญาณ 1-5 โวลต์ จากวงจรขยายสัญญาณและกลับระดับสัญญาณ เทียงตรงมากขึ้น

จากลักษณะวงจรถูกกล่าวมาเราสามารถแปลงระดับสัญญาณจากดิจิตอล เป็น อนาล็อก ในรูปสัญญาณมาตรฐาน 1-5 โวลต์ แต่ในกรณีสัญญาณที่ต้องการไปควบคุมส่วนสุดท้ายของการควบคุม ซึ่งต้องการในรูปของกระแส 4-20 มิลลิแอมป์ จากลักษณะของวงจรภาคสุดท้ายนี้จะเป็นลักษณะของวงจรเปลี่ยนแรงเคลื่อนไฟฟ้ากลับเป็นกระแสไฟฟ้า (Voltage to Current Converter V/I) จากลักษณะของวงจรที่ได้ออกแบบไว้จะใช้รูปแบบของวงจรขยายสัญญาณแบบ นอล อินเฟิตริง (NON Inverting Amplifier) เพื่อสร้างเป็นลูนของกระแส 4-20 มิลลิแอมป์ ซึ่งจะพิจารณาได้จากวงจรรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 วงจรขยายสัญญาณแบบ นอล อินเฟิตริง

จากลักษณะของวงจร

$$Z_{in} = R_1 \dots\dots\dots 3.2$$

$$I_1 = V_{in}/R_1 \dots\dots\dots 3.3$$

ถ้าทำให้ I_2 เป็นลู่ของกระแส 4-20 มิลลิแอมป์

จากคุณสมบัติของวงจกระแส I_1 จะเท่ากับ I_2 ถ้าต้องการให้ $I_2 = 4-20$ มิลลิแอมป์ จะต้องให้ $I_1 = 4-20$ มิลลิแอมป์ ด้วย

เมื่อ $I_1 = 4-20$ มิลลิแอมป์

$$R_1 = V_{in}/I_1 \dots\dots\dots 3.4$$

ถ้า $V_{in} = 1$ โวลต์ , $I_1 = 4$ มิลลิแอมป์ จะได้

$$\begin{aligned} R_1 &= 1/(4/1000) \\ &= 250 \text{ โอห์ม} \end{aligned}$$

ถ้า $V_{in} = 5$ โวลต์ , $I_1 = 20$ มิลลิแอมป์ จะได้

$$\begin{aligned} R_1 &= 5/(20/1000) \\ &= 250 \text{ โอห์ม} \end{aligned}$$

จากวงจรถ้าจะให้ค่าผิดพลาดน้อยที่สุดการพิจารณาเลือกค่า R_1 จะต้องให้มิตค่าผิดพลาดน้อยที่สุดจึงพิจารณาเลือกใช้ $R_1 = 250$ โอห์ม บวกลบ 1%

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

ในการทดลองตอนแรกนั้นได้ทำการทดลองวงจรแต่ละภาค จนกระทั่งได้ผลของแต่ละภาค ตามที่ต้องการจนครบหมดทุกภาคในส่วนของฮาร์ดแวร์ จากนั้นจึงจะตำเอาวงจรภาคต่าง ๆ มาต่อร่วมกันให้เป็นวงจรที่สมบูรณ์ แล้วทำการทดลองอีกครั้งหนึ่งก่อนที่จะทำการเชื่อมต่อเข้ากับเครื่องคอมพิวเตอร์ เมื่อผลที่ออกมาถูกต้องแล้วเราก็จะเริ่มทำการเชื่อมต่อเข้ากับคอมพิวเตอร์ และการทดลองส่วนสุดท้ายคือการนำเอาโปรแกรมทางด้านซอฟต์แวร์เข้ามาใช้ในการควบคุม ซึ่งโปรแกรมนี้อาจใช้ภาษาปาสคาลในการเขียนโปรแกรม การควบคุมนี้จะใช้การส่งงานที่คีย์บอร์ดของเครื่องคอมพิวเตอร์โดยตรง ซึ่งจะทำให้การเลือกกลุ่มและบ่อนค่าเซทพอยนท์ให้ และส่งข้อมูลออกมาทางด้านฮาร์ดแวร์ก็จะเริ่มทำงาน อ่านค่าอินพุตเข้ามา และทำตามกระบวนการทางด้านฮาร์ดแวร์จนกระทั่งส่งผลออกมาทางด้านเอาต์พุต เพื่อที่จะไปควบคุมระบบที่ต้องการได้อย่างมีประสิทธิภาพแน่นอน หรือใกล้เคียงมากที่สุด และให้มีค่าผิดพลาดน้อยที่สุดประมาณ $\pm 1\%$

การทดลองภาคเปลี่ยนอนาล็อกเป็นดิจิตอล

ภาคนี้จะรับอินพุตที่เป็นสัญญาณอนาล็อกเข้ามาเพื่อเปลี่ยนเป็นสัญญาณดิจิตอลด้วย ไอซีเบอร์ ADC0809 ซึ่งสัญญาณที่เปลี่ยนออกมามีด้วยกัน 8 บิต คือ D0 -D7 ในการทดลองส่วนนี้เราจะใช้ LED เป็นตัวแสดงผลทางด้านเอาต์พุตของวงจรที่จะส่งให้กับเครื่องคอมพิวเตอร์ โดยแสดงอยู่ในเลขฐานสอง และทำการดูสถานะของ LED โดยอ่านค่าจากสถานะที่ LED ติด และอ่านค่าออกมาเป็นเลขฐานสิบหรือฐานสิบหก แล้วนำไปบันทึกลงในตาราง 1.1 เพื่อที่จะได้เทียบกับค่าอินพุตที่เรากำหนดขึ้นโดยการสุ่มตัวอย่างค่าอินพุตที่เราจะบ่อนให้ และได้ทำการแปลงเป็นเลขฐานสิบและฐานสิบหกไว้แล้ว จากค่าเอาต์พุตที่ได้มีค่าถูกต้องตรงกับอินพุตก็แสดงว่าการส่งข้อมูลเพื่อที่จะให้คอมพิวเตอร์รับข้อมูลเข้าไปเพื่อที่จะไปประมวลผลนั้นถูกต้อง และจะต้องทำการทดลองค่าทุกกลุ่มแล้วบันทึกผลการทดลองของทุกกลุ่มลงในตาราง เพื่อที่จะได้เปรียบเทียบผลที่ในแต่ละลุนด้วย

LOOP		L1	L2	L3	L4	HEX	DEC
%	VOLT						
0	1	00	00	00	00	00	000
10	1.4	1A	1A	1A	1A	1A	25
20	1.8	34	34	34	33	33	51
30	2.2	4D	4D	4D	4D	4D	77
40	2.6	67	66	67	66	66	102
50	3.0	81	80	80	80	80	128
60	3.4	9A	9A	9A	9A	9A	153
70	3.8	B3	B4	B4	B3	B3	179
80	4.2	CD	CD	CD	CE	CD	204
90	4.6	E6	E7	E7	E7	E6	230
100	5.0	FF	FF	FF	FF	FF	255

ตารางที่ 1.1 แสดงค่าอินพุตอนาล็อกที่เปลี่ยนเป็นเอาต์พุตดิจิทัล

ภาคการเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อก

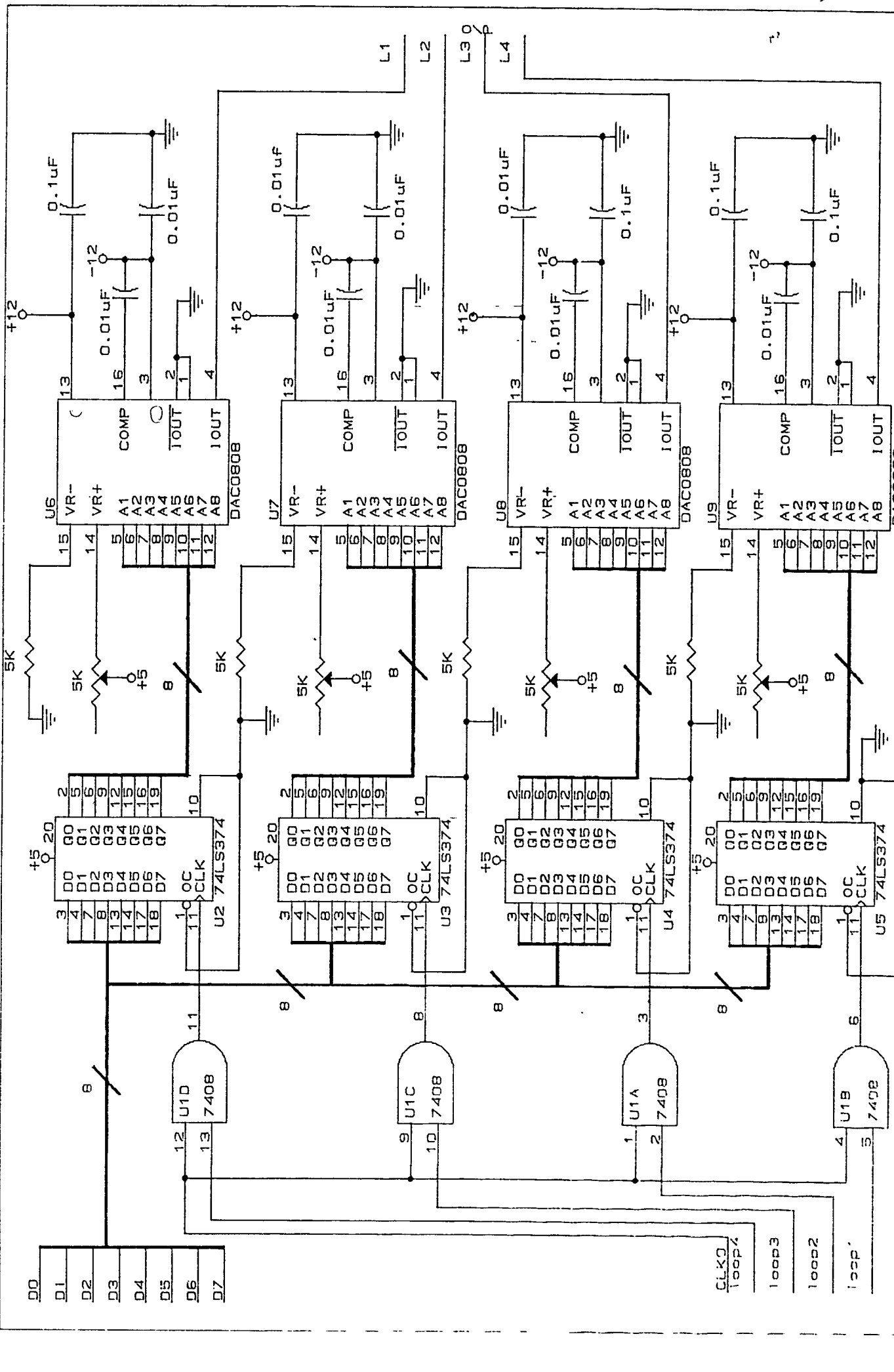
ในภาคนี้ก่อนที่จะรับข้อมูลเข้ามาจะต้องผ่านวงจรส่วนดีมัลติเพรคเซอร์ก่อน เพื่อทำการถอดรหัสสัญญาณ เพราะเราสามารถทำการควบคุมได้หลาย ๆ ลูน และจะต้องเกิดจากการกำหนดของโปรแกรมด้วย แต่สัญญาณที่ออกจากวงจรดีมัลติเพรคเซอร์นั้นจะเป็นสัญญาณไบนารี 8 บิต ซึ่งเป็นสัญญาณดิจิทัลและจะผ่านเข้าวงจรเปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาล็อกโดย ไอซีเบอร์ MC1408 ซึ่งจะได้ค่าออกมาเป็นลบ $(-1) - (-5)$ โวลต์ และจะต้องผ่านวงจร อินเวอร์ตติ้ง แอมป์ เพื่อทำการกลับระดับสัญญาณให้เป็นบวก $1 - 5$ โวลต์ แล้วผ่านวงจรแปลงสัญญาณจากแรงดันเป็นกระแส ดังในรูปที่ 3.18 ซึ่งจะให้ค่าออกมา $4 - 20$ มิลลิแอมป์ ซึ่งเราได้ทำการทดลองป้อนค่าต่าง ๆ ให้กับวงจรภาคนี้ทั้งหมดตั้งแต่ $0\% - 100\%$ แล้วทำการบันทึกค่าลงในตารางที่ 1.2 และเช่นเดียวกันเราจะต้องทดลองผลทุกลูนเพื่อนำมาเปรียบเทียบค่าในแต่ละลูนด้วย

จากการทดลองในข้างต้นได้นำวงจรทางด้านฮาร์ดแวร์มาประกอบเข้าด้วยกันเพื่อทำการทดลองจริงกับเครื่องคอมพิวเตอร์ผลที่ได้เป็นไปตามตารางทั้งสอง แสดงว่าทุกการของวงจรที่ออกแบบมานี้สามารถเชื่อมต่อกับเครื่องคอมพิวเตอร์ได้ตามที่ต้องการ โดยทำการทดลองกับโปรแกรมที่เขียนไว้เพื่อทดสอบวงจรทั้งหมดก่อนเพื่อเป็นการใช้ระบบทางด้านฮาร์ดแวร์ เมื่อป้อนข้อมูลเข้าไปตามตารางที่ 1.1 ซึ่งเป็นอินพุท โดยให้ทำการ เปิด-ปิด วาวล์แบบ ON-OFF ผลที่ได้วาวล์สามารถ เปิด-ปิด ได้ตามที่ต้องการซึ่งแสดงว่าวงจรทางด้านฮาร์ดแวร์สามารถทำการติดต่อและควบคุมได้โดยคอมพิวเตอร์

จากการทดลองทางด้านฮาร์ดแวร์เสร็จเรียบร้อยแล้ว เราก็จะเข้ามาถึงส่วนสุดท้ายของการทดลองโดยการนำเอาโปรแกรมที่ทำการออกแบบไว้ ซึ่งจะเป็นการคำนวณและการแสดงผลออกมาทางจอมอนิเตอร์ โดยการต่อวงจรทั้งหมดเข้าด้วยกัน และเพื่อให้ควบคุมวาวล์ในการ เปิด-ปิด เป็นแบบ PID โดยทำการเลือกจุดชี้ทวนอยนทจากตารางที่ 1.1 หลาย ๆ ค่า ผลที่ได้ออกมาสามารถควบคุมวาวล์ และระดับน้ำไว้ได้ตามเปอร์เซ็นต์ที่ต้องการตลอดเวลา

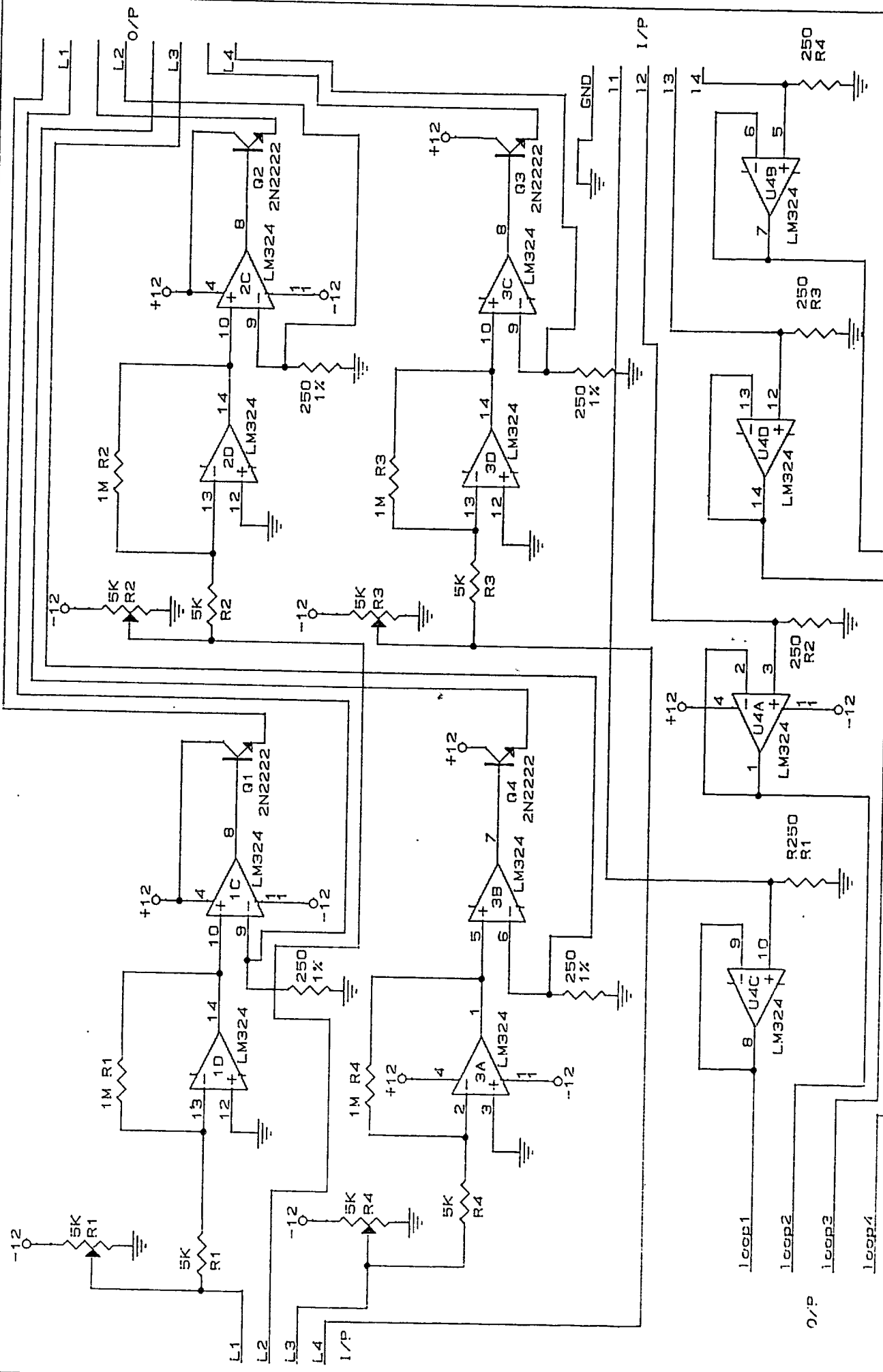
LOOP		L1	L2	L3	L4
%	mAMP				
0	4	4	4	4	4
10	5.6	5.7	5.7	5.6	5.9
20	7.2	7.2	7.2	7.2	7.2
30	8.8	8.8	8.8	8.8	8.8
40	10.4	10.5	10.5	10.6	10.5
50	12.0	12.1	12.1	12.1	12.0
60	13.6	13.8	13.8	13.8	13.7
70	15.2	15.4	15.4	15.4	15.4
80	16.8	17.1	17.1	17.1	16.9
90	18.4	18.7	18.6	18.7	18.5
100	20.0	20.3	20.3	20.3	20.1

ตารางที่ 1.2 แสดงค่าอินพุตดิจิทัลที่เปลี่ยนเป็นเอาต์พุตอนาล็อกที่ 4 - 20 มิลลิแอมป์



D0
 D1
 D2
 D3
 D4
 D5
 D6
 D7

CLK0
 loop4
 loop3
 loop2
 loop1



การทำโครงการนี้เป็นการออกแบบวงจรทางด้านฮาร์ดแวร์ และโปรแกรมทางด้านซอฟต์แวร์ เพื่อให้ใช้ได้กับคอมพิวเตอร์ในยุคปัจจุบัน ซึ่งส่วนใหญ่แล้วจะเป็นเครื่อง ไอบีเอ็ม พีซี/เอ็กซ์ที และอุปกรณ์ในการสร้างนี้ก็สมารถที่จะหาซื้อได้ตามท้องตลาดได้ง่าย

จากการทดลองปัญหาที่เกิดขึ้นนั้นที่สำคัญก็ คือ วงจรเชื่อมต่อ วงจรเปลี่ยนแรงเคลื่อนไฟฟ้า ให้เป็นกระแส และโปรแกรม ซึ่งคณะผู้จัดทำได้ทำการแก้ไขทั้ง 3 ส่วนเป็นเวลา 3 เดือน เพื่อต้องการให้ผลที่ได้ออกมาดีที่สุด

ปัญหาส่วนของวงจรเชื่อมต่อเป็นปัญหาสำคัญมากเพราะจะต้องสามารถติดต่อกับคอมพิวเตอร์ เพื่อส่งข้อมูลที่ทำการเปลี่ยนจากสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล ซึ่งจะมีปัญหาในช่วงเวลาเพราะการเปลี่ยนสัญญาณนี้ใช้เวลาในการเปลี่ยนนานกว่าการที่คอมพิวเตอร์อ่านข้อมูลเข้า ซึ่งก็จะทำให้คอมพิวเตอร์รับเอาข้อมูลที่ผิดพลาดเข้าไป ซึ่งได้แก้ไขแล้วโดยการให้มีการเช็คข้อมูลก่อนที่จะส่งผ่านไปให้คอมพิวเตอร์ ที่กล่าวมานี้เป็นด้านเอาพุทในการติดต่อกับคอมพิวเตอร์ ส่วนด้านอินพุทก็มีปัญหาเช่นกัน คือในส่วนนี้จะมีสัญญาณจากเครื่องคอมพิวเตอร์เข้ามาจน ซึ่งจะทำให้ไม่สามารถทำการควบคุมพร้อมกันได้ 4 ลูบตามที่ได้ทำการออกแบบไว้ แต่ก็ได้ทำการแก้ไขได้จนสามารถควบคุมได้ครบ 4 ลูบได้

ปัญหาส่วนของวงจรเปลี่ยนแรงเคลื่อนไฟฟ้าเป็นกระแส เกิดจากอุปกรณ์ที่ใช้ในส่วนสุดท้าย คือ ส่วนของเอาพุท ซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์เป็นตัวส่งสัญญาณกระแสไปยังระบบภายนอก ซึ่งทรานซิสเตอร์นี้เกิดการเสียหายได้ง่าย

ส่วนของวงจรชุดนี้สามารถที่จะทำการขยายลูบในการใช้งานเพิ่มขึ้นได้เป็น 8 ลูบ และเพิ่มวงจรดีมีลติเพลคเซอร์ขึ้นเป็น 8 ลูบเช่นกัน และการทำโครงการนี้ผู้จัดทำหวังว่าจะได้เป็นแนวทางในการค้นคว้าและทดลองเพื่อให้ได้มีการพัฒนากันไป เพราะในปัจจุบันนี้คอมพิวเตอร์ได้มีบทบาทมากในวงการอุตสาหกรรมต่าง ๆ

```

PROGRAM PID CONTROL (input,output);
CONST bell = #07; {ctrl}
VAR numofloop,out : char;
    x1,x2,x3,x4,a1,b1,c1,d1,display : integer;
    e : real ;
{PROCEDURE PID;
VAR e,c,s,T,KP,KI,KD,EP,E1,ED,OUTPUT,AL,X1 : real;
BEGIN
    E := (C - (S* 2.55)) * 100/255;
    WRITELN ('      ', 'ERROR = ', ' ', E);
    E1 := E + 0.5 * (E + EP); READ (E1);
    EP := E1;WRITELN;
    WRITELN ('      OUTPUT = ', ' ', E1);
    OUTPUT := KP * (E + KI * E1 * T) + (KD * ED/T) + AL;
    WRITELN;
    WRITELN ('      OUTPUT = ', ' ', OUTPUT);
END;}

```

```

{PROCEDURE GAIN;
VAR kp,ki,kd : integer;
BEGIN
CLRSCR;
WRITELN ('      ***** ');
WRITELN;
WRITELN ('      GAIN RESET ');
WRITELN;
WRITELN ('      ***** ');
WRITELN;
WRITE('>');
WRITE('  KP = ');READLN(kp);

```

```
WRITE(' KI = ');READLN(ki);
WRITE(' KD = ');READLN(kd);
Writeln;
REPEAT UNTIL KEYPRESSED;
END;}
```

```
{PROCEDURE SETPOINT;
```

```
VAR E,C,S,EP,EI,ED,EO,T,KP,KD,KI : REAL;
```

```
BEGIN
```

```
Writeln;
```

```
Writeln(' ***** ');
```

```
Writeln;
```

```
Writeln(' SET POINT ');
```

```
Writeln;
```

```
Writeln(' ***** ');
```

```
Writeln;
```

```
WRITE('>');
```

```
READLN(S);DELAY(500);
```

```
PROT {$0304} := 128;
```

```
PROT {$0305} := 128;
```

```
PROT {$0306} := 128;
```

```
PROT {$0307} := 128;
```

```
EP := 0; EI := 0; ED := 0; E := 0;
```

```
CLRSCR;
```

```
Writeln(' ***** ');
```

```
Writeln;
```

```
Writeln(' GAIN RESET ');
```

```
Writeln;
```

```
Writeln(' ***** ');
```

```

WRITELN;
WRITE('>');
WRITE(' KP = ');READLN(kp);
WRITE(' KI = ');READLN(ki);
WRITE(' KD = ');READLN(kd);
WRITELN;
IF KEYPRESSED THEN
REPEAT
E := (C - (S * 2.55)) * 100/255;
WRITELN(' ', 'ERROR = ', E);
EI := EI + 0.5 * (E + EP);READ(EI);
EP := EI;
WRITELN;
WRITELN(' OUTPUT = ', EI);
OUTPUT := KP * (E + KI * EI * T) + (KD * ED/T) + AL;
WRITELN;
WRITELN(' OUTPUT = ', OUTPUT);
END;}

```

```

PROCEDURE LOOP1;
VAR x1,a1,EI,ep,ed,eo,kp,ki,kd,t,s,c : REAL;
    CH : CHAR;
BEGIN
CLRSCR;
REPEAT
PORT{0300} := 00;
x1 := 0;
REPEAT
x1 := PROT{0304};

```

REPEAT

x1 := PROT{\$0304};

IF x1 > 127 THEN

WRITELN('INPUT', ' ', x1, ' ', 'OUTPUT', ' ', ' ', EI);

ELSE

BEGIN

WRITE(' ');

END;

UNTIL (X1 > 127) OR (CH = '0');

READ(CH);

UNTIL (CH = 'B');

a1 := PROT{\$0300}; UNTIL (CH = '0');

WRITELN;

WRITELN(' ***** ');

WRITELN;

WRITELN(' SET POINT ');

WRITELN;

WRITELN(' ***** ');

WRITELN;

WRITE('>');

READLN(S); DELAY(500);

PROT{\$0304} := 128;

PROT{\$0305} := 128;

PROT{\$0306} := 128;

PROT{\$0307} := 128;

EP := 0; EI := 0; ED := 0; E := 0;

CLRSCR;

```

WRITELN('          *****          ');
WRITELN;
WRITELN('          GAIN RESET          ');
WRITELN;
WRITELN('          *****          ');
WRITELN;
WRITE('>');
WRITE('  KP = ');READLN(kp);
WRITE('  KI = ');READLN(ki);
WRITE('  KD = ');READLN(kd);
WRITELN;
WRITELN;READ(KBD);
BEGIN
WHILE (CH = 'A') DO
REPEAT
E := (x1 - (S * 2.55)) * 100/255;
WRITELN('  ', 'ERROR = ', ' ', E);
EI := E1 + 0.5 * (E + EP);READ(E1);
EP := E1;WRITELN;
WRITELN('  OUTPUT = ', ' ', E1);
{ OUTPUT := KP * (E + KI * EI * T) + (KD * ED/T) + AL};
{ WRITELN};
{ WRITELN('  OUTPUT = ', ' ', OUTPUT)};
UNTIL (CH = 'B');
END;
{PROCEDURE ERROR2;
VAR E,C,S : REAL;
BEGIN

```

```
WRITELN;
WRITELN(' ***** ');
WRITELN;
WRITELN(' SET POINT ');
WRITELN;
WRITELN(' ***** ');
WRITELN;
READ(S);
E := (C - (S * 2.55)) * 100/255;
WRITELN(E);
END;}
```

```
{PROCEDURE LOOP2;
VAR x2,b1 : INTEGER;
BEGIN
REPEAT;
  PROT{0301} := 00;
  x2 := 0;
  REPEAT
    x2 := PROT{0305};
    IF x2 > 127 THEN
      WRITELN('LOOP2')
    ELSE
      BEGIN
        WRITELN('x2 = ', x2);
      END;
  UNTIL x2 > 127;
  b1 := PROT{0301};
  WRITELN('x2 = ', x2, 'b1 = ', b1);
```

```
DELAY(500);
UNTIL KEYPRESSED;
CLRSCR;
END;}
```

```
{PROCEDURE ERROR3;
```

```
VAR E,C,S : REAL;
```

```
BEGIN
```

```
WRITELN;
```

```
WRITELN(' ***** ');
```

```
WRITELN;
```

```
WRITELN(' SET POINT ');
```

```
WRITELN;
```

```
WRITELN(' ***** ');
```

```
WRITELN;
```

```
READ(S);
```

```
E := (S - (S * 2.55)) * 100/255;
```

```
WRITELN(E);
```

```
END;}
```

```
{PROCEDURE LOOP3;
```

```
VAR x3,c1 : INTEGER;
```

```
BEGIN
```

```
REPEAT;
```

```
PORT{0302} := 00;
```

```
x3 := 0;
```

```
REPEAT
```

```
x3 := PROT{0306};
```

```
IF x3 > 127 THEN
```

```
WRITELN('LOOP3')
```

```
ELSE
```

```
BEGIN
```

```
WRITELN('x3 = ', x3);
```

```
END;
```

```
UNTIL x3 > 127;
```

```
c1 := PORT{$0302};
```

```
WRITELN(' x3 = ', x3, ' ', 'c1 = ', c1);
```

```
DELAY (500);
```

```
UNTIL KEYPRESSED;
```

```
CLRSCR;
```

```
END;}
```

```
{PROCEDURE ERROR4;
```

```
VAR E,C,S : REAL;
```

```
BEGIN
```

```
WRITELN;
```

```
WRITELN(' ***** ');
```

```
WRITELN;
```

```
WRITELN(' SET POINT ');
```

```
WRITELN;
```

```
WRITELN(' ***** ');
```

```
WRITELN;
```

```
READ(S);
```

```
E := (C - (S * 2.55)) * 100/255;
```

```
WRITELN(E);
```

```
END;}
```

```

PROCEDURE LOOP4;
VAR x4,d1 : INTEGER;
BEGIN
REPEAT
PORT{0303} := 00;
X4 := 0;
REPEAT
X4 := PORT{0307};
IF X4 > 127 THEN
WRITELN ('LOOP4')
ELSE
BEGIN
WRITELN('X4 = ', X4);
END;
UNTIL X4 > 127 ;
D1 := PORT{0303};
WRITELN('X4 = ',X4,' ', 'D1 =',D1);
DELAY (5000);
UNTIL KEYPRESSED;
CLRSCR;
END;

BEGIN
CLRSCR;
WRITELN;
WRITELN;
WRITELN;
WRITELN;

```

```

WRITELN('          *****          ');
WRITELN('          *          *          ');
WRITELN('          *    DISPLAY MODE    *          ');
WRITELN('          *          *          ');
WRITELN('          *****          ');
WRITELN;
WRITELN;
WRITELN('          (1) DATA RECORDER DISPLAY          ');
WRITELN;
WRITELN('          (2) GRAPHIC DISPLAY          ');
READ(KDD,DISPLAY);
WRITELN;
WRITELN;
WRITELN;
CLRSCR;
WRITELN;
WRITELN;
WRITELN;
OUT := ' ';
WHILE OUT <> 'Y' DO
    BEGIN
        WRITELN('          *****          ');
        WRITELN;
        WRITELN('          SELECT LOOP FOR 1,2,3 OR 4          ');
        WRITELN;
        WRITELN('          *****          ');
        READ(NUMOFLOOP);
        IF NUMOFLOOP <> '0' THEN
            BEGIN

```

x1 := 0;

x2 := 0;

x3 := 0;

x4 := 0;

CASE NUMOFLOOP OF

'1' : LOOP1;

'2' : LOOP2;

'3' : LOOP3;

'4' : LOOP4;

ELSE - -

WRITELN(BELL, 'INCORRECTED REENTER PLEASE');

END;

END;

END;

END.

ภาคผนวก



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

General Description

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

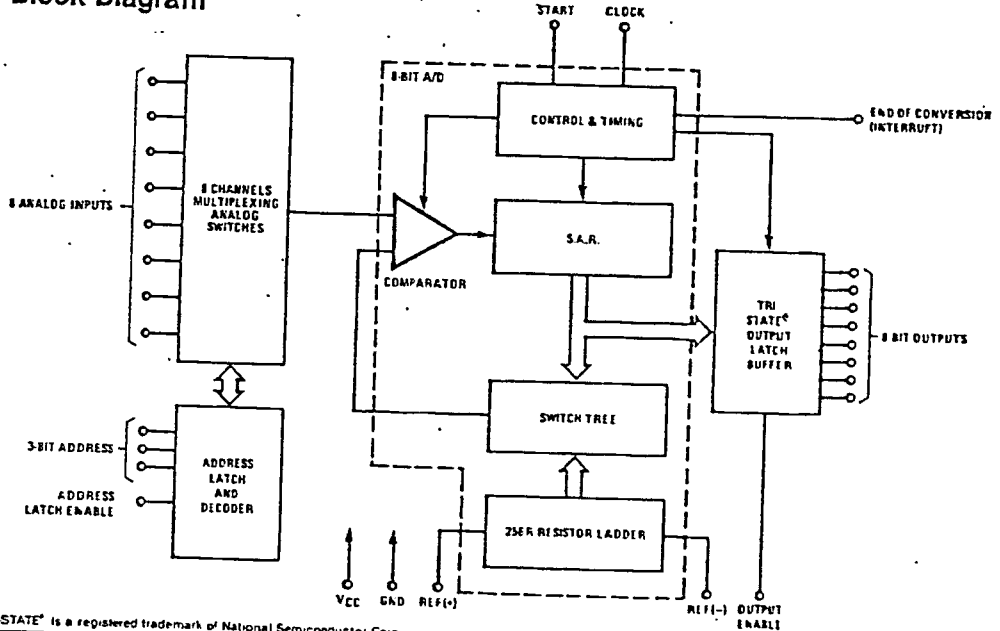
The device eliminates the need for external zero and full-scale adjustments. Easy interfacing to microprocessors is provided by the latched and decoded multiplexer address inputs and latched TTL TRI-STATE[®] outputs.

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

Features

- Resolution — 8-bits
- Total unadjusted error — $\pm 1/2$ LSB and ± 1 LSB
- No missing codes
- Conversion time — 100 μ s
- Single supply — 5 V_{DC}
- Operates ratiometrically or with 5 V_{DC} or analog span adjusted voltage reference
- 8-channel multiplexer with latched control logic
- Easy interface to all microprocessors, or operates "stand alone"
- Outputs meet T²L voltage level specifications
- 0V to 5V analog input voltage range with single 5V supply
- No zero or full-scale adjust required
- Standard hermetic or molded 28-pin DIP package
- Temperature range — -40°C to +85°C or -55°C to +125°C
- Low power consumption — 15 mW
- Latched TRI-STATE[®] output

Block Diagram



TRI-STATE[®] is a registered trademark of National Semiconductor Corp.

Absolute Maximum Ratings (Notes 1 and 2)

Supply Voltage (V_{CC}) (Note 3)	6.5V
Voltage at Any Pin Except Control Inputs	-0.3V to ($V_{CC} + 0.3V$)
Voltage at Control Inputs (START, OE, CLOCK, ALE, ADD A, ADD B, ADD C)	-0.3V to +15V
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Package Dissipation at $T_A = 25^\circ\text{C}$	875 mW
Solder Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

Operating Ratings (Notes 1 and 2)

Temperature Range (Note 1) ADC0808CJ	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ -55°C $\leq T_A \leq$ +125°C
ADC0808CCJ, ADC0808CCN, ADC0809CCN	-40°C $\leq T_A \leq$ +85°C
Range of V_{CC} (Note 1)	4.5 V_{DC} to 6.0 V_{DC}

Electrical Characteristics

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

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

Electrical Characteristics

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



Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ANALOG MULTIPLEXER					
$I_{OFF(+)}$ OFF Channel Leakage Current	$V_{CC} = 5V$, $V_{IN} = 5V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ T_{MIN} to T_{MAX}		10	200	nA μA
$I_{OFF(-)}$ OFF Channel Leakage Current	$V_{CC} = 5V$, $V_{IN} = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ T_{MIN} to T_{MAX}	-200 -1.0	-10		nA μA
CONTROL INPUTS					
$V_{IN(1)}$ Logical "1" Input Voltage			$V_{CC} - 1.5$		V
$V_{IN(0)}$ Logical "0" Input Voltage				1.5	V
$I_{IN(1)}$ Logical "1" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN} = 15V$			1.0	μA
$I_{IN(0)}$ Logical "0" Input Current (The Control Inputs)	$V_{IN} = 0$	-1.0			μA
I_{CC} Supply Current	$f_{CLK} = 640$ kHz		0.3	3.0	mA

Electrical Characteristics (Continued)

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

Parameter		Conditions	Min	Typ	Max	Units
DATA OUTPUTS AND EOC (INTERRUPT)						
$V_{OUT(1)}$	Logical "1" Output Voltage	$I_O = -360 \mu A$	$V_{CC} - 0.4$			V
$V_{OUT(0)}$	Logical "0" Output Voltage	$I_O = 1.6 \text{ mA}$			0.45	V
$V_{OUT(EOC)}$	Logical "0" Output Voltage EOC	$I_O = 1.2 \text{ mA}$			0.45	V
I_{OUT}	TRI-STATE [®] Output Current	$V_O = 5V$ $V_O = 0$	-3		3	μA μA

Electrical Characteristics

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

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

Note 1: Absolute maximum ratings are those values beyond which the life of the device may be impaired.

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

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

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

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

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

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

Functional Description

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

TABLE I

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

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

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

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

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

CONVERTER CHARACTERISTICS

The Converter

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

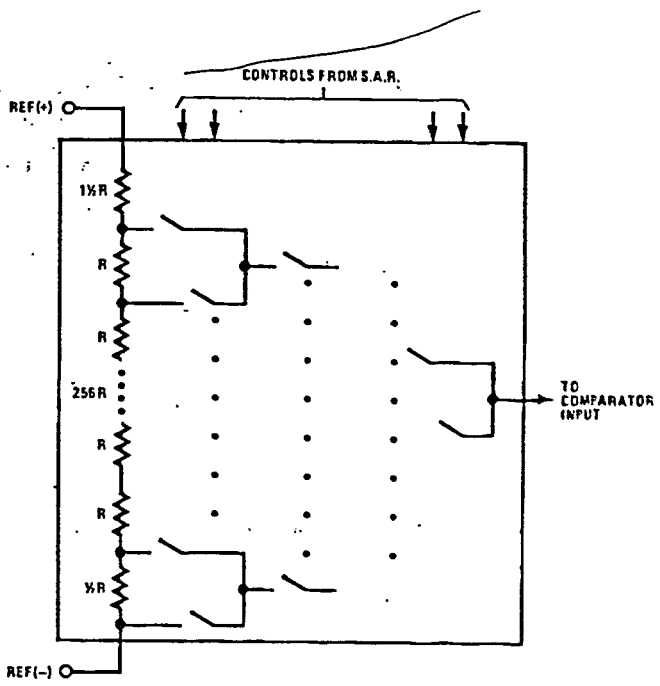


FIGURE 1. Resistor Ladder and Switch Tree

Functional Description (Continued)

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

The most important section of the A/D converter is the comparator. It is this section which is responsible for the ultimate accuracy of the entire converter. It is also the

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

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

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

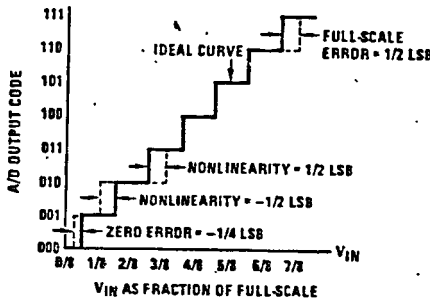


FIGURE 2. 3-Bit A/D Transfer Curve

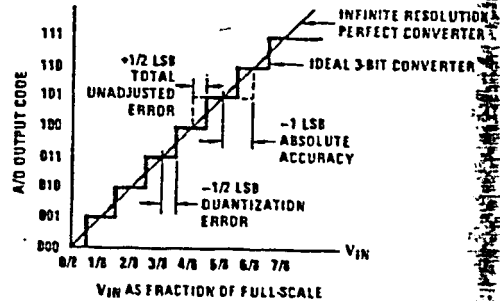


FIGURE 3. 3-Bit A/D Absolute Accuracy Curve

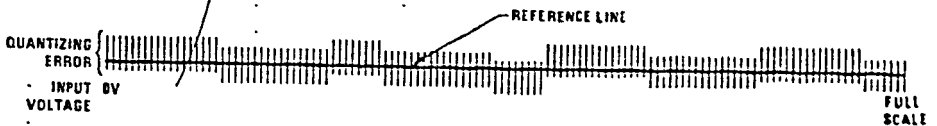
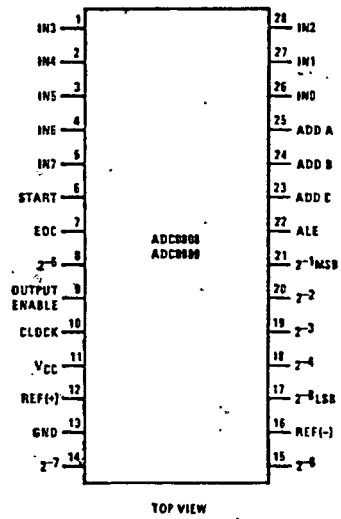


FIGURE 4. Typical Error Curve

Connection Diagram

Dual-In-Line Package



TOP VIEW

Timing Diagram

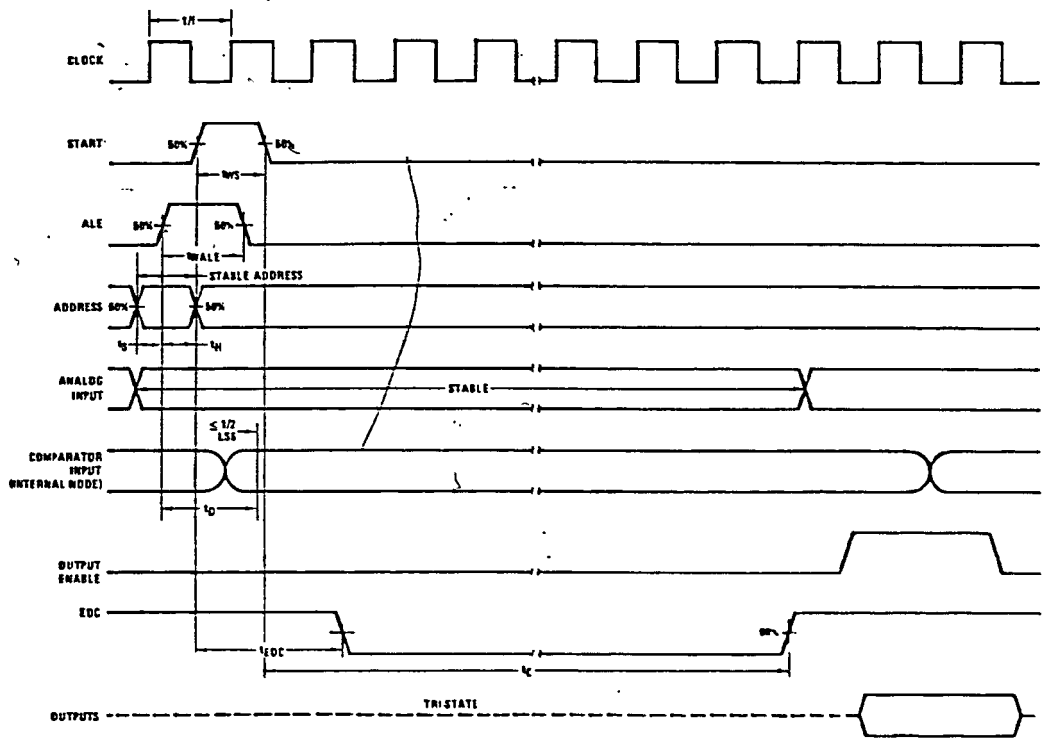


FIGURE 6

Typical Performance Characteristics

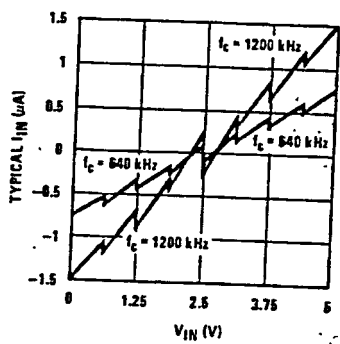


FIGURE 6. Comparator I_{IN} vs V_{IN} ($V_{CC} = V_{REF} = 5V$)

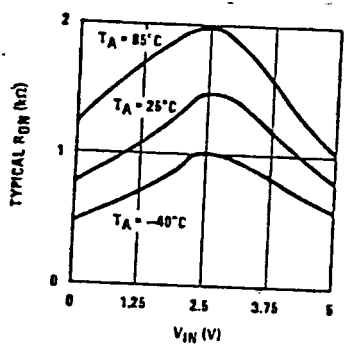


FIGURE 7. Multiplexer R_{ON} vs V_{IN} ($V_{CC} = V_{REF} = 5V$)

TRI-STATE® Test Circuits and Timing Diagrams

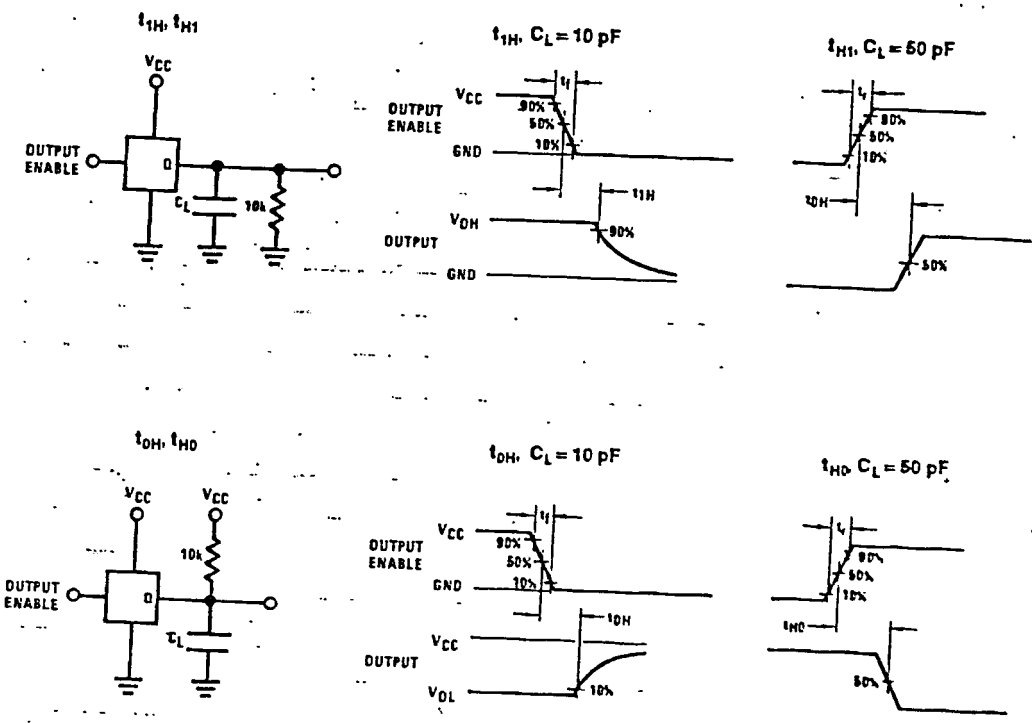


FIGURE 8

Applications Information

OPERATION

2.1.0 Ratiometric Conversion

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

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

- V_{IN} = Input voltage into the ADC0808
- V_{IS} = Full-scale voltage
- V_Z = Zero voltage
- D_X = Data point being measured
- D_{MAX} = Maximum data limit
- D_{MIN} = Minimum data limit

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

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

2.0 Resistor Ladder Limitations

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

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

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

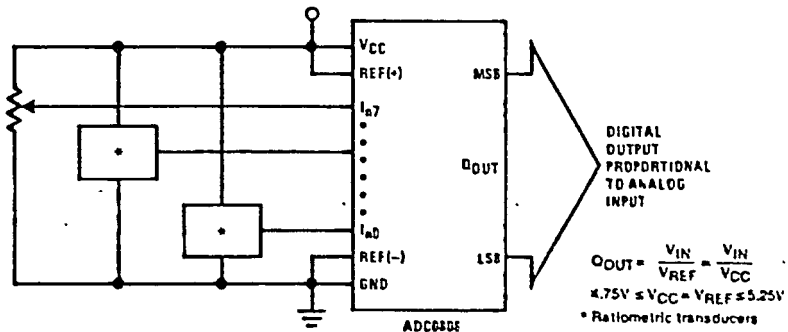


FIGURE 9. Ratiometric Conversion System

Applications Information (Continued)

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

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

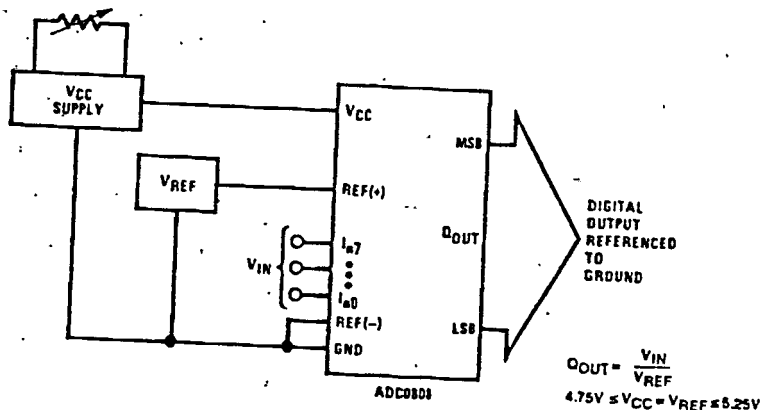


FIGURE 10. Ground Referenced Conversion System Using Trimmed Supply

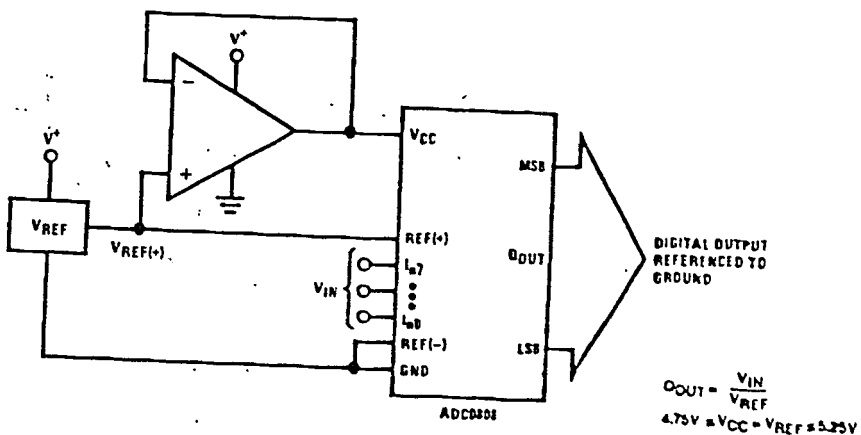


FIGURE 11. Ground Referenced Conversion System with Reference Generating V_{CC} Supply

Applications Information (Continued)

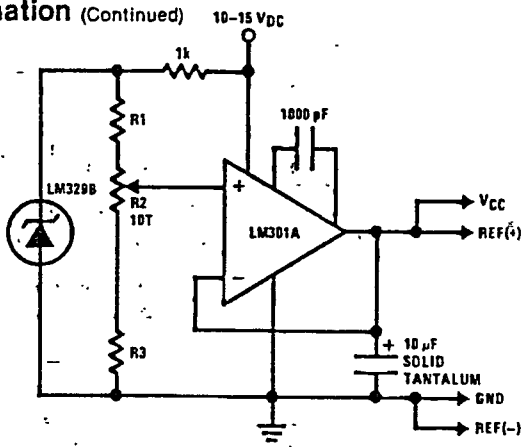


FIGURE 12. Typical Reference and Supply Circuit

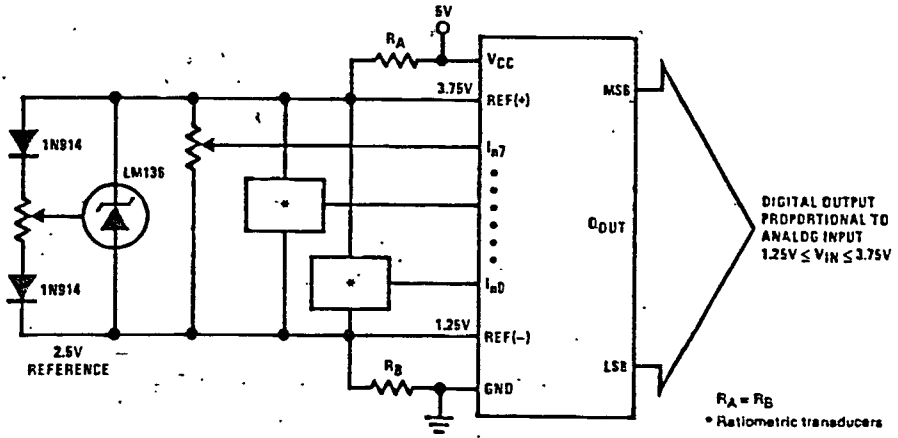


FIGURE 13. Symmetrically Centered Reference

3.0 Converter Equations

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

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

The center of an output code N is given by:

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

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

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

- where: V_{IN} = Voltage at comparator input
- $V_{REF(+)}$ = Voltage at Ref(+)
- $V_{REF(-)}$ = Voltage at Ref(-)
- V_{TUE} = Total unadjusted error voltage (typically $V_{REF(+)} + 512$)

4.0 Analog Comparator Inputs

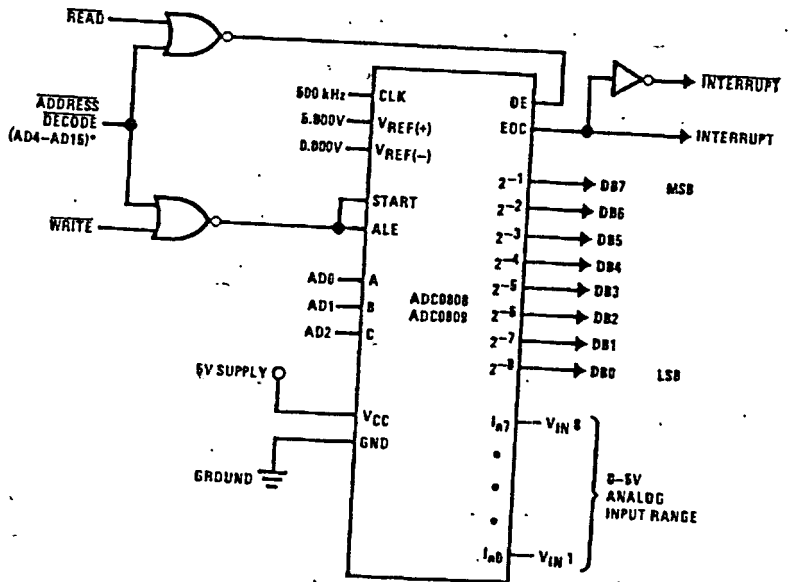
The dynamic comparator input current is caused by the periodic switching of on-chip stray capacitances. These are connected alternately to the output of the resistor ladder/switch tree network and to the comparator input as part of the operation of the chopper stabilized comparator.

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

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

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

Typical Application



* Address latches needed for 8085 and SC/MP interfacing the ADC0808 to a microprocessor

MICROPROCESSOR INTERFACE TABLE

PROCESSOR	READ	WRITE	INTERRUPT (COMMENT)
8080	MEMR	MEMW	INTR (Thru RST Circuit)
8085	RD	WR	INTR (Thru RST Circuit)
Z-80	RD	WR	INT (Thru RST Circuit, Mode 0)
SC/MP	NRDS	NWDS	SA (Thru Sense A)
6800	VMA-2-R/W	VMA-2-R/W	IROA or IROB (Thru PIA)

Ordering Information

TEMPERATURE RANGE		- 40°C to + 85°C		- 55°C to + 125°C
Error	± 1/2 Bit Unadjusted	ADC0808CCN	ADC0808CCJ	ADC0808CJ
	± 1 Bit Unadjusted	ADC0809CCN		
Package Outline		N28A Molded DIP	J28A Hermetic DIP	J28A Hermetic DIP

8-BIT MULTIPLYING D/A CONVERTER

MC1508-8/1408-8/1408-7

DESCRIPTION

The MC1508/MC1408 series of 8-bit monolithic digital-to-analog converters provide high speed performance with low cost. They are designed for use where the output current is a linear product of an 8-bit digital word and an analog reference voltage.

FEATURES

- Fast settling time—70ns (typ)
- Relative accuracy $\pm 0.19\%$ (max error)
- Non-inverting digital inputs are TTL and CMOS compatible
- High speed multiplying rate 4.0mA/ μ s (input slew)
- Output voltage swing +5.5V to -5.0V
- Standard supply voltages +5.0V and -5.0V to -15V
- Military qualifications pending

APPLICATIONS

- Tracking A-to-D converters
- 2½-digit panel meters and DVM's
- Waveform synthesis
- Sample and hold
- Peak detector
- Programmable gain and attenuation
- CRT character generation
- Audio digitizing and decoding
- Programmable power supplies
- Analog-digital multiplication
- Digital-digital multiplication
- Analog-digital division
- Digital addition and subtraction
- Speech compression and expansion
- Stepping motor drive
- Modems
- Servo motor and pen drivers

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS $T_A = +25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

PARAMETER	RATING	UNIT
VCC	Power supply voltage	
VEE	Positive	-5.5
V _{5-V12}	Negative	-16.5
V _O	Digital input voltage	-5.5 0
I ₁₄	Applied output voltage	-0.5 -5.2
V _{14, V15}	Reference current	5.0
	Reference amplifier inputs	VCC, VEE
P _D	Power dissipation (package limitation)	
	Ceramic package	1000
	Plastic package	500
T _A	Operating temperature range	
	MC1508	-55 to -125
	MC1408	0 to -75
T _{stg}	Storage temperature range	-65 to -150

CIRCUIT DESCRIPTION

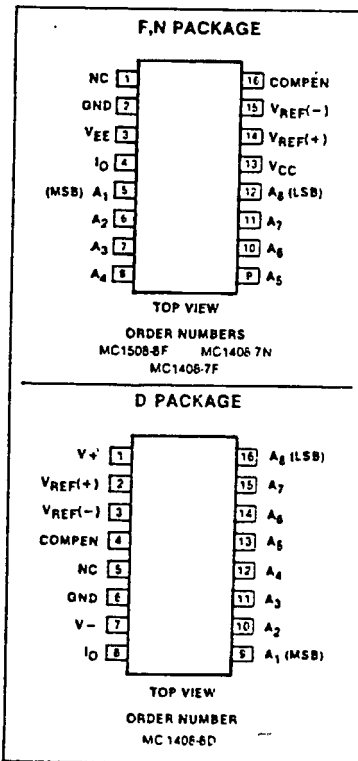
The MC1508/MC1408 consists of a reference current amplifier, an R-2R ladder, and 8 high speed current switches. For many applications, only a reference resistor and reference voltage need be added.

The switches are non-inverting in operation; therefore, a high state on the input turns on the specified output current component.

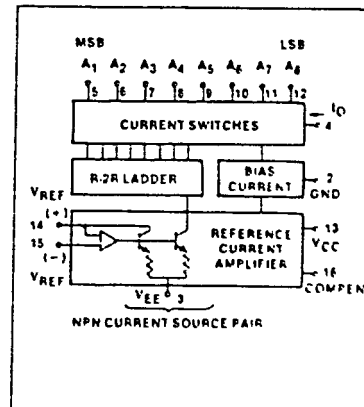
The switch uses current steering for high speed, and a termination amplifier consisting of an active load gain stage with unity gain feedback. The termination amplifier holds the parasitic capacitance of the ladder at a constant voltage during switching, and provides a low impedance termination of equal voltage for all legs of the ladder.

The R-2R ladder divides the reference amplifier current into binary-related components, which are fed to the switches. Note that there is always a remainder current which is equal to the least significant bit. This current is shunted to ground, and the maximum output current is 255/256 of the reference amplifier current, or 1.992mA for a 2.0mA reference amplifier current if the NPN current source pair is perfectly matched.

PIN CONFIGURATION



BLOCK DIAGRAM



8-BIT MULTIPLYING D/A CONVERTER

MC1508-8/1408-8/1408-7

DC ELECTRICAL CHARACTERISTICS¹ Pin 3 must be 3V more negative than the potential to which R₁₅ is returned.
 V_{CC} = +5.0Vdc, V_{EE} = -15Vdc, $\frac{V_{ref}}{R_{14}} = 2.0mA$ unless otherwise specified.
 MC1508: T_A = -55°C to 125°C. MC1408: T_A = 0°C to 75°C

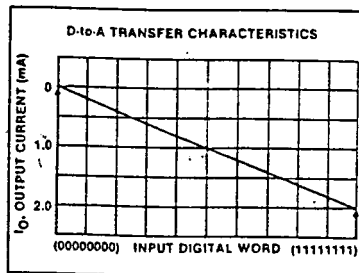
PARAMETER	TEST CONDITIONS	MC1508-8			MC1408-8			MC1408-7			UNIT
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
E _r Relative accuracy	Error relative to full scale I _o , Figure 3			±0.19			±0.19			±0.39	%
t _s Setting time ¹	To within 1/2 LSB, includes t _{PLH} , T _A = +25°C, Figure 4		70			70		70			ns
t _{PLH} Propagation delay time Low-to-high	T _A = +25°C, Figure 4										ns
t _{PHL} Propagation delay time High-to-low			30	100		30	100		30	100	
T _{ClO} Output full scale current drift			-20			-20			-20		PPM °C
V _{IH} Digital input logic level (MSB) High	Figure 5	2.0			2.0			2.0			Vdc
V _{IL} Digital input logic level (MSB) Low				0.8			0.6			0.6	
I _{IH} Digital input current (MSB) High	Figure 5	0		0.04	0		0.04	0		0.04	mA
I _{IL} Digital input current (MSB) Low				-0.4			-0.4			-0.4	
I _{IS} Reference input bias current	Pin 15, Figure 5		-1.0	-5.0		-1.0	-5.0		-1.0	-5.0	µA
I _{OR} Output current range	Figure 5										mA
	V _{EE} = -5.0V V _{EE} = -7.0V to -15V	0 0	2.0 2.0	2.1 4.2	0 0	2.0 2.0	2.1 4.2	0 0	2.0 2.0	2.1 4.2	
I _O Output current	Figure 5 V _{ref} = 2.000V, R ₁₄ = 1000Ω All bits low	1.9	1.99	2.1	1.9	1.99	2.1	1.9	1.99	2.1	mA
I _{O(min)} Off-state	All bits low		0	4.0		0	4.0		0	4.0	µA
V _O Output voltage compliance	E _r ≤ 0.19% at T _A = -25°C, Figure 5 V _{EE} = -5V V _{EE} below -10V			-0.55, +0.5 -5.0, +0.5			-0.55, +0.5 -5.0, +0.5			-0.55, +0.5 -5.0, +0.5	Vdc
SRI _{ref} Reference current slew rate	Figure 6		4.0			4.0			4.0		mA µs
PSRR(-) Output current power supply sensitivity	I _{ref} = 1mA		0.5	2.7		0.5	2.7		0.5	2.7	µA/V
I _{CC} Power supply current Positive	All bits low, Figure 5		-13.5	-22		-13.5	-22		-13.5	-22	mA
I _{EE} Power supply current Negative			-7.5	-13		-7.5	-13		-7.5	-13	
V _{CCR} Power supply voltage range Positive	T _A = +25°C, Figure 5	+4.5	-5.0	-5.5	+4.5	-5.0	-5.5	+4.5	-5.0	-5.5	Vdc
V _{VEER} Power supply voltage range Negative		-4.5	-15	-16.5	-4.5	-15	-16.5	-4.5	-15	-16.5	
P _D Power dissipation	All bits low, Figure 5										mW
	V _{EE} = -5.0Vdc V _{EE} = -15Vdc		105 190	170 305		105 190	170 305		105 190	170 305	
	All bits high, Figure 5										mW
	V _{EE} = -5.0Vdc V _{EE} = -15Vdc		90 160			90 160			90 160		

NOTES
 1 A bits switched

8-BIT MULTIPLYING D/A CONVERTER

MC1508-8/1408-8/1408-7

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS



FUNCTIONAL DESCRIPTION

Reference Amplifier Drive and Compensation

The reference amplifier input current must always flow into pin 14 regardless of the setup method or reference supply voltage polarity.

Connections for a positive reference voltage are shown in Figure 1. The reference voltage source supplies the full reference current. For bipolar reference signals, as in the multiplying mode, R_{15} can be tied to a negative voltage corresponding to the minimum input level. R_{15} may be eliminated with only a small sacrifice in accuracy and temperature drift.

The compensation capacitor value must be increased with increasing values of R_{14} to maintain proper phase margin. For R_{14} values of 1.0, 2.5, and 5.0K ohms, minimum capacitor values are 15, 37, and 75pF. The capacitor may be tied to either V_{EE} or ground, but using V_{EE} increases negative supply rejection. (Fluctuations in the negative supply have more effect on accuracy than do any changes in the positive supply).

A negative reference voltage may be used if R_{14} is grounded and the reference voltage is applied to R_{15} , as shown in Figure 2. A high input impedance is the main advantage of this method. The negative reference voltage must be at least 3.0V above the V_{EE} supply. Bipolar input signals may be handled by connecting R_{14} to a positive reference voltage equal to the peak positive input level at pin 15.

Capacitive bypass to ground is recommended when a DC reference voltage is used. The 5.0V logic supply is not recommended as a reference voltage, but if a well regulated 5.0V supply which drives

logic is to be used as the reference, R_{14} should be formed of two series resistors and bypassing the junction of the two resistors with 0.1 μ F to ground. For reference voltages greater than 5.0V, a clamp diode is recommended between pin 14 and ground.

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

Output Voltage Range

The voltage at pin 4 must always be at least 4.5 volts more positive than the voltage of the negative supply (pin 3) when the reference current is 2mA or less, and at least 8 volts more positive than the negative supply when the reference current is between 2mA and 4mA. This is necessary to avoid saturation of the output transistors, which would cause serious degradation of accuracy.

Signetics' MC1508/MC1408 does not need a range control because the design extends the compliance range down to 4.5 volts (or 8 volts—see above) above the negative supply voltage without significant degradation of accuracy. Signetics' MC1508/MC1408 can be used in sockets designed for other manufacturers' MC1508/MC1408 without circuit modification.

Output Current Range

Any time the full scale current exceeds 2mA, the negative supply must be at least 6 volts more negative than the output voltage. This is due to the increased internal voltage drops between the negative supply and the outputs with higher reference currents.

Accuracy

Absolute accuracy is the measure of each output current level with respect to its intended value, and is dependent upon relative accuracy, full scale accuracy and full scale current drift. Relative accuracy is the measure of each output current level as a fraction of the full scale current after zero scale current has been nulled out. The relative accuracy of the MC1508/MC1408 is essentially constant over the operating temperature range because of the excellent temperature tracking of the monolithic resistor ladder. The reference current may drift with temperature, causing a change in the absolute accuracy of output current; however, the MC1508/MC1408 has a very low full scale current drift over the operating temperature range.

The MC1508/MC1408 series is guaranteed accurate to within $\pm 1/2$ LSB at $+25^\circ\text{C}$ at a full scale output current of 1.99mA. The relative accuracy test circuit is shown in Figure 3. The 12-bit converter is calibrated to a full scale output current of 1.99219mA; then the MC1508/MC1408's full scale current is trimmed to the same value with R_{14} , so that a zero value appears at the error amplifier output. The counter is activated and the error band may be displayed on the oscilloscope, detected by comparators, or stored in a peak detector.

Two 8-bit D-to-A converters may not be used to construct a 16-bit accurate D-to-A converter. Sixteen-bit accuracy implies a total of $\pm 1/2$ part in 65,536, or $\pm 0.00076\%$, which is much more accurate than the $\pm 0.19\%$ specification of the MC1508/MC1408.

Monotonicity

A monotonic converter is one which always provides an analog output greater than or equal to the preceding value for a corresponding increment in the digital input code. The MC1508/MC1408 is monotonic for all values of reference current above 0.5mA. The recommended range for operation is a DC reference current between 0.5mA and 4.0mA.

Settling Time

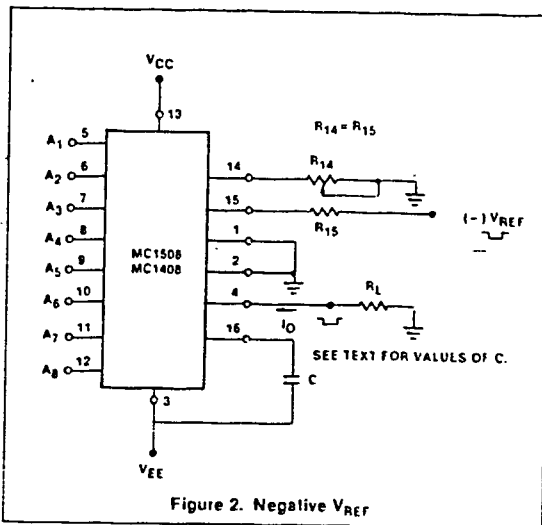
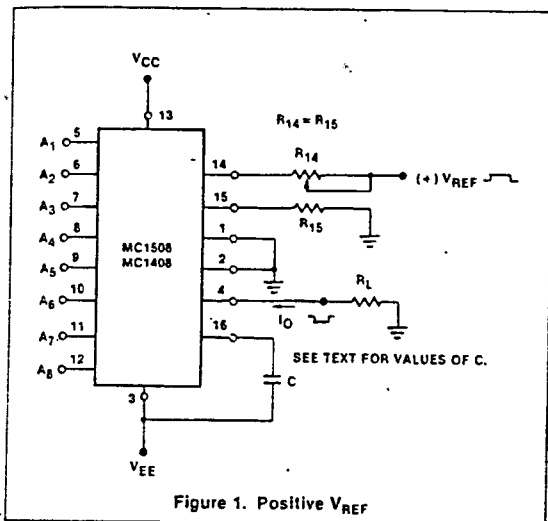
The worst case switching condition occurs when all bits are switched on, which corresponds to a low-to-high transition for all input bits. This time is typically 70ns for settling to within $1/2$ LSB for 8-bit accuracy. This time applies when $R_L < 500$ ohms and $C_O < 25$ pF. The slowest single switch is the least significant bit, which typically turns on and settles in 65ns. In applications where the D-to-A converter functions in a positive going ramp mode, the worst case condition does not occur and settling times less than 70ns may be realized.

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

8-BIT MULTIPLYING D/A CONVERTER

MC1508-8/1408-8/1408-7

TEST CIRCUITS



8-BIT MULTIPLYING D/A CONVERTER

MC1508-8/1408-8/1408-7

TEST CIRCUITS (Cont'd)

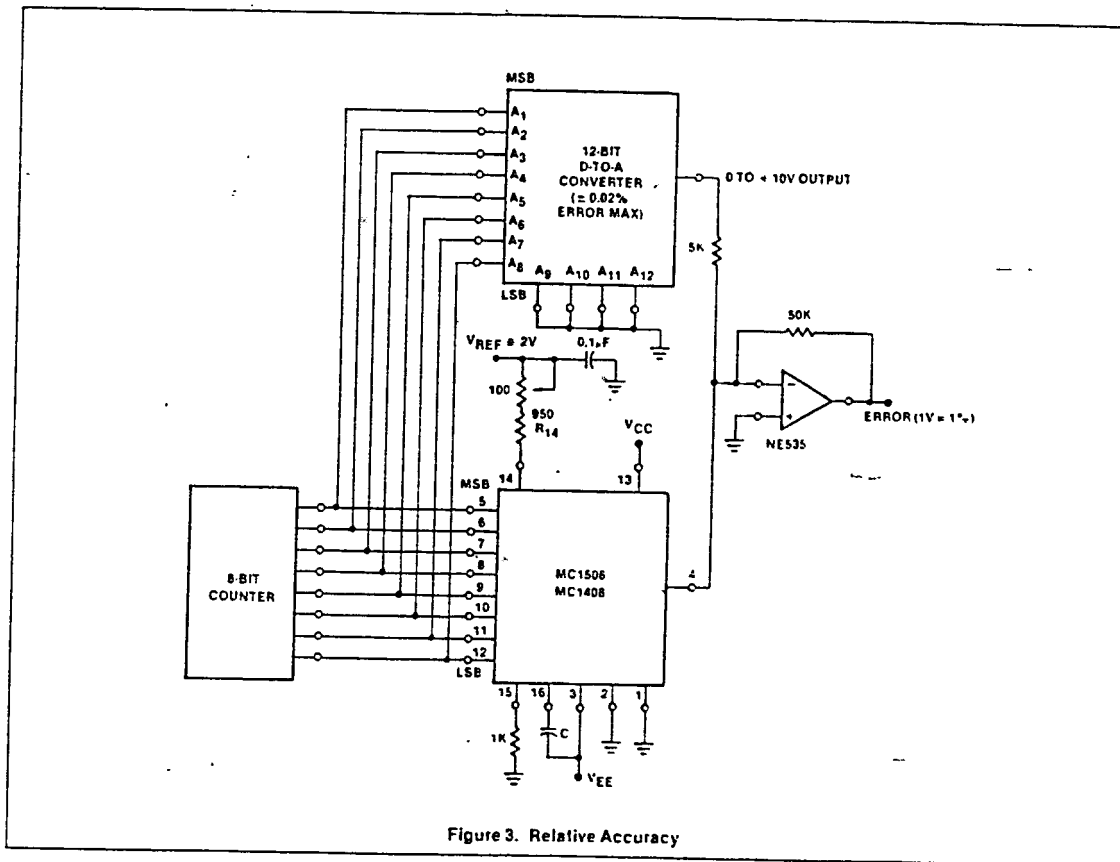


Figure 3. Relative Accuracy

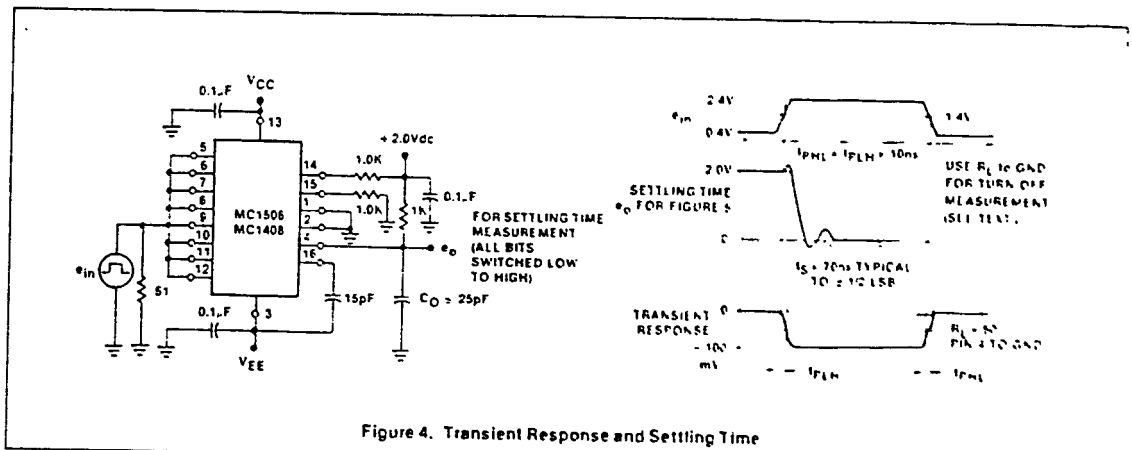
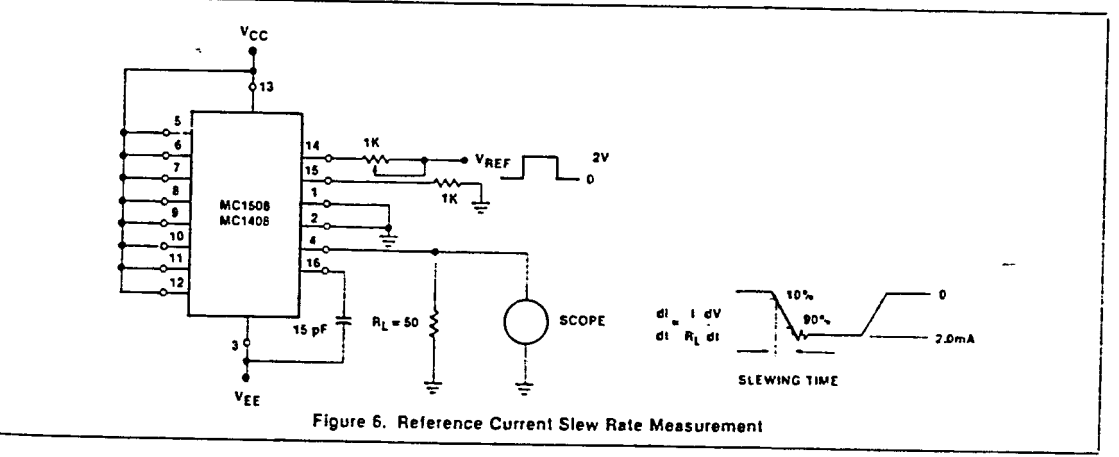
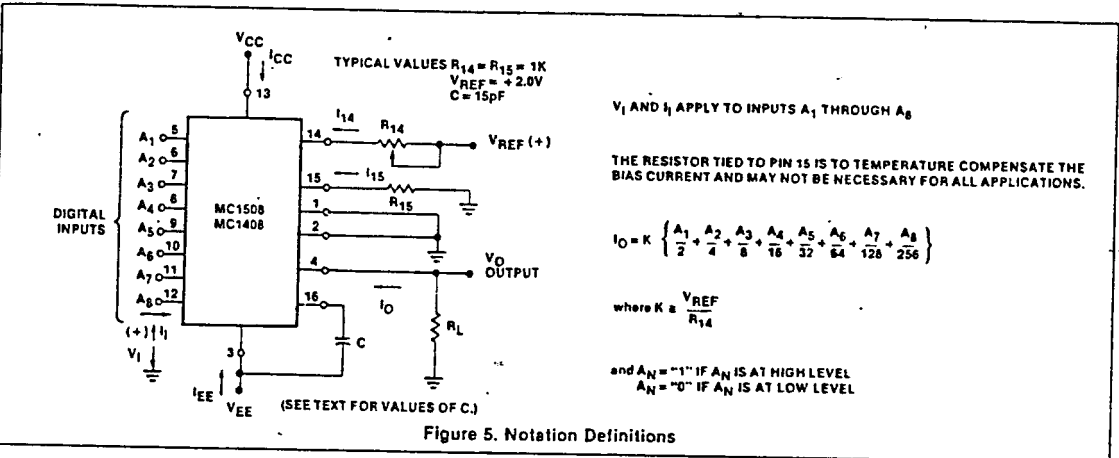


Figure 4. Transient Response and Settling Time

8-BIT MULTIPLYING D/A CONVERTER

MC1508-8/1408-8/1408-7

TEST CIRCUITS (Cont'd)



8-BIT HIGH SPEED MULTIPLYING D/A CONVERTER

DAC-08 SERIES

FORMERLY: NE5007/5008-F, N
SE5008-F

DESCRIPTION

The DAC-08 series of 8-bit monolithic multiplying Digital-to-Analog Converters provide very high speed performance coupled with low cost and outstanding applications flexibility.

Advanced circuit design achieves 85ns settling times with very low glitch and at low power consumption. Monotonic multiplying performance is attained over a wide 20 to 1 reference current range. Matching to within 1 LSB between reference and full scale currents eliminates the need for full scale trimming in most applications. Direct interface to all popular logic families with full noise immunity is provided by the high swing, adjustable threshold logic inputs.

Dual complementary outputs are provided, increasing versatility and enabling differential operation to effectively double the peak-to-peak output swing. True high voltage compliance outputs allow direct output voltage conversion and eliminate output op amps in many applications.

All DAC-08 series models guarantee full 8-bit monotonicity and linearities as tight as 0.1% over the entire operating temperature range are available. Device performance is essentially unchanged over the $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$ power supply range, with 33mW power consumption attainable at $\pm 5V$ supplies.

The compact size and low power consumption make the DAC-08 attractive for portable and military/aerospace applications.

FEATURES

- Fast settling output current—70ns
- Full scale current prematched to ± 1 LSB
- Direct interface to TTL, CMOS, ECL, HTL, PMOS
- Relative accuracy to 0.1% maximum over temperature range
- High output compliance -10V to +18V
- True and complemented outputs
- Wide range multiplying capability
- Low FS current drift— ± 10 ppm/ $^{\circ}C$
- Wide power supply range— $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$
- Low power consumption—33mW at $\pm 5V$

APPLICATIONS

- 8-bit, $1\mu s$ A-to-D converters
- Servo-motor and pen drivers
- Waveform generators
- Audio encoders and attenuators
- Analog meter drivers
- Programmable power supplies
- CRT display drivers
- High speed modems
- Other applications where low cost, high speed and complete input/output versatility are required
- Programmable gain and attenuation
- Analog-Digital Multiplication
- Stepping motor drive

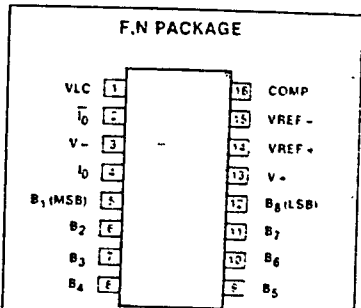
ORDERING INFORMATION

RELATIVE ACCURACY 0 to 70 $^{\circ}C$ - 55 to 125 $^{\circ}C$

0.39% FS	DAC-08CN	
	DAC-08CF	
0.19% FS	DAC-08EN	
	DAC-08EF	DAC-08F
	DAC-08ED	
0.1% FS	DAC-08HF	DAC-08AF
	DAC-08HN	

$T_A = 25^{\circ}C$ unless otherwise noted

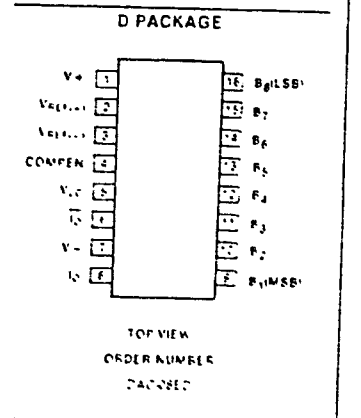
PIN CONFIGURATION



TOP VIEW

ORDER NUMBER

DAC-08CF	SE5007F
DAC-08CF	SE5007F
DAC-08CF-N	NE5007F-N
DAC-08CF-N	NE5007F-N



TOP VIEW

ORDER NUMBER

DAC-08CF

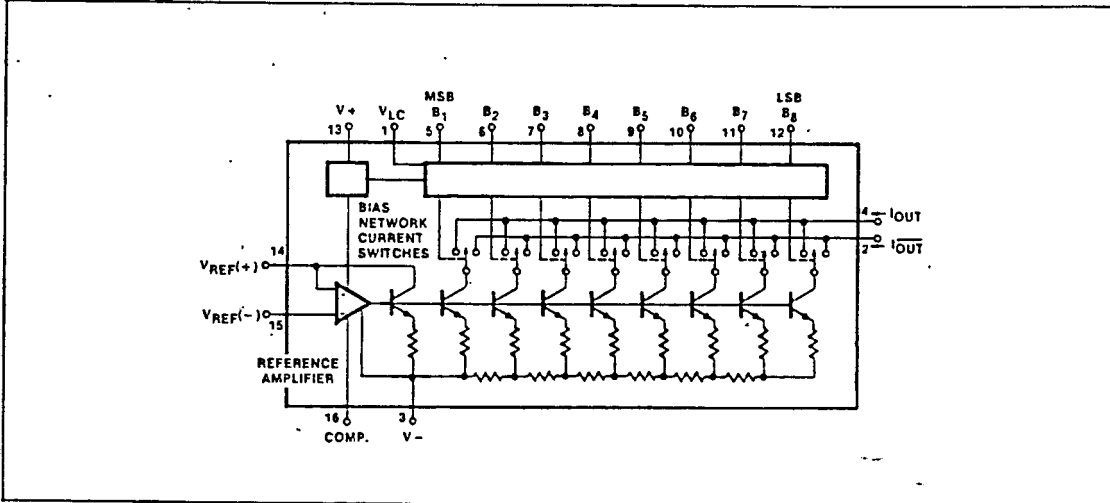
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

PARAMETER	RATING	UNIT	
T_A Operating temperature range	DAC-08, DAC-08A	-55 to -125	$^{\circ}C$
	DAC-08C, E, H	0 to -70	
t_{stg} Storage temperature	-65 to -150	$^{\circ}C$	
PD Power dissipation	500	mW	
	Lead soldering temperature (60sec)	300	$^{\circ}C$
V+ to V- supply	36	V	
	V_LC Logic inputs	V- to V- plus 36V	
V_LC Logic threshold control	V- to V-		
	Analog current outputs	See output current or output voltage performance curve	
V_{14}, V_{15} Reference inputs	V- to V-		
	V_{12} to V_{13} Reference input differential voltage	± 18	V
I_{14} Reference input current	5.0	mA	

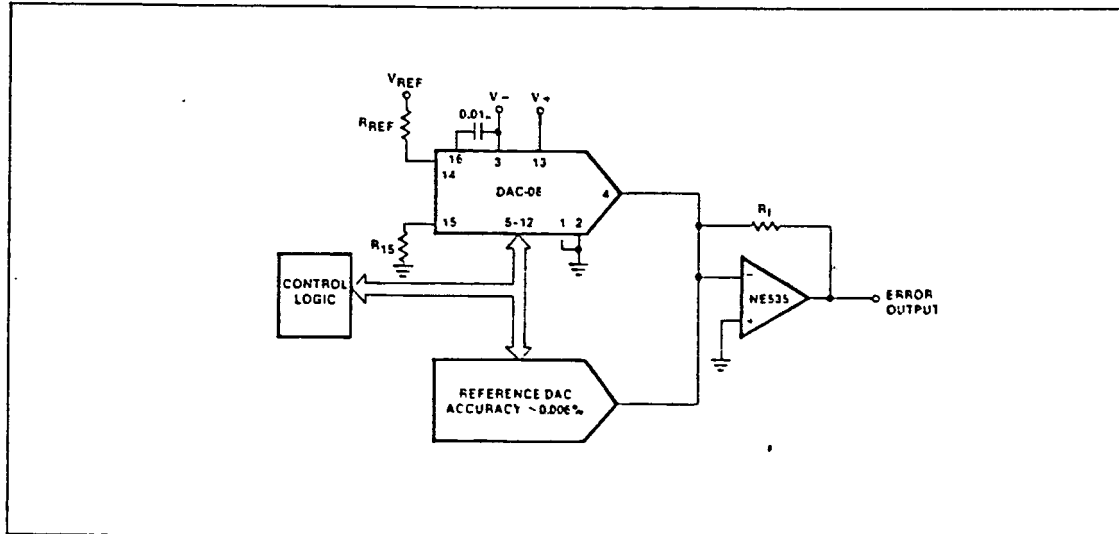
8-BIT HIGH SPEED MULTIPLYING D/A CONVERTER

DAC-08 SERIES

BLOCK DIAGRAM



TEST CIRCUIT



8-BIT HIGH SPEED MULTIPLYING D/A CONVERTER

DAC-08 SERIES

ELECTRICAL CHARACTERISTICS Pin 3 must be at least 3V more negative than the potential to which R_{15} is returned.

$V_{CC} = \pm 15V$, $I_{REF} = 2.0mA$, Output characteristics refer to both IOUT and IOUT unless otherwise noted. DAC-08C, E, H: $T_A = 0^\circ C$ to $70^\circ C$. DAC-08/08A: $T_A = -55^\circ C$ to $125^\circ C$.

PARAMETER		TEST CONDITIONS	DAC-08C			DAC-08E DAC-08			DAC-08H DAC-08A			UNIT
			Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Resolution	Monotonicity*		8	8	8	8	8	8	8	8	8	Bits
			8	8	6	6	6	6	6	6	6	6
Relative accuracy		Over temperature range			± 0.39			± 0.19			± 0.1	%FS
Differential nonlinearity					± 0.39			± 0.19			± 0.19	%FS
t_s	Settling time	To $\pm 1/2$ LSB, all bits switched on or off, $T_A = 0^\circ C$		70	135		70	135		70	135	ns
t_{PLH}	Propagation delay Low-to-high	$T_A = 25^\circ C$, each bit, All bits switched		35	60		35	60		35	60	ns
t_{PHL}			High-to-low									
t_{CIFS}	Full scale tempco			± 10			± 10			± 10	± 50	ppm/°C
V_{OC}	Output voltage compliance	Full scale current change $< 1/2$ LSB	-10		-18	-10		-16	-10		-16	V
I_{FS4}	Full scale current	$V_{REF} = 10.000V$, $R_{14}, R_{15} = 5.000k\Omega$	1.94	1.99	2.04	1.94	1.99	2.04	1.964	1.992	2.000	mA
I_{FSS}	Full scale symmetry	$I_{FS4} - I_{FS2}$		± 2.0	± 16		± 1.0	± 6.0		± 1.0	± 4.0	μA
I_{ZS}	Zero scale current			0.2	4.0		0.2	2.0		0.2	1.0	μA
I_{FSR}	Full scale output current range	$R_{14}, R_{15} = 5.000k\Omega$ $V_{REF} = +15.0V, V_- = -10V$ $V_{REF} = +25.0V, V_- = -12V$	2.1 4.2			2.1 4.2			2.1 4.2			mA
V_{IL}	Logic input levels Low	$V_{LC} = 0V$			0.8			0.6			0.8	V
V_{IH}			High	2.0		2.0		2.0		2.0		2.0
I_{IL}	Logic input current Low	$V_{LC} = 0V$ $V_{IN} = -10V$ to $-0.8V$ $V_{IN} = 2.0V$ to $18V$		-2.0	-1.0		-2.0	-1.0		-2.0	-1.0	μA
I_{IH}			High	0.002		0.002		0.002		0.002		0.002
V_{IS}	Logic input swing	$V_- = -15V$	-10		-16	-10		-16	-10		-16	V
V_{THR}	Logic threshold range	$V_S = 15V$	-10		-13.5	-10		-13.5	-10		-13.5	V
I_{z}	Reference bias current			-1.0	-3.0		-1.0	-3.0		-1.0	-3.0	μA
di/dt	Reference input slew rate		4.0	6.0		4.0	6.0		4.0	6.0	mA/μs	
$PSSI_{FS-}$	Power supply sensitivity Positive	$I_{REF} = 1mA$ $V_- = 4.5$ to $5.5V, V_- = -15V$, $V_- = 13.5$ to $16.5V, V_- = -15V$	0.0003	0.01		0.0003	0.01		0.0003	0.01		%FS/FS
	Negative	$V_- = -4.5$ to $-5.5V, V_- = -15V$, $V_- = -13.5$ to $-16.5V, V_- = -15V$	0.002	0.01		0.002	0.01		0.002	0.01		%FS/FS
I_{+}	Power supply current Positive	$V_S = \pm 5V, I_{REF} = 1.0mA$		2.3	3.6		2.3	3.6		2.3	3.6	mA
			Negative		-4.3	-5.6		-4.3	-5.6		-4.3	-5.6
I_{-}	Positive	$V_S = \pm 5V, -15V, I_{REF} = 2.0mA$		2.4	3.6		2.4	3.6		2.4	3.6	mA
			Negative		-6.4	-7.6		-6.4	-7.6		-6.4	-7.6
I_{-}	Positive	$V_S = \pm 15V, I_{REF} = 2.0mA$		2.5	3.6		2.5	3.6		2.5	3.6	mA
			Negative		-6.5	-7.6		-6.5	-7.6		-6.5	-7.6
P_D	Power dissipation	$\pm 5V, I_{REF} = 1.0mA$	33	46		33	46		33	46		mW
		$-5V, -15V, I_{REF} = 2.0mA$	106	136		106	136		106	136		mW
		$\pm 15V, I_{REF} = 2.0mA$	135	174		135	174		135	174		mW

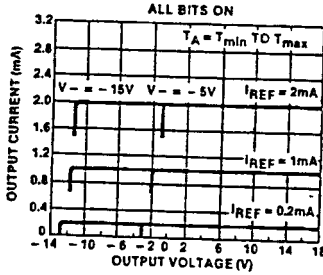
NOTE *NE5007 must have a minimum reference current of 8.0A

8-BIT HIGH SPEED MULTIPLYING D/A CONVERTER

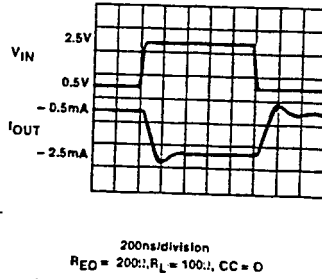
DAC-08 SERIES

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

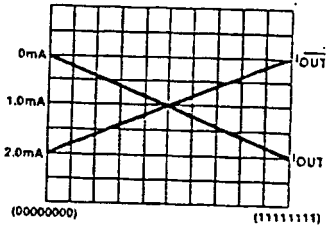
OUTPUT CURRENT vs OUTPUT VOLTAGE (OUTPUT VOLTAGE COMPLIANCE)



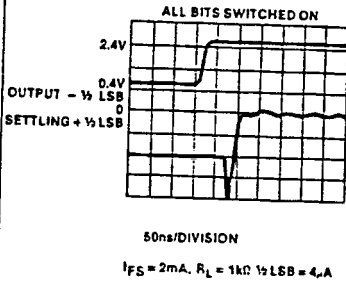
FAST PULSED REFERENCE OPERATION



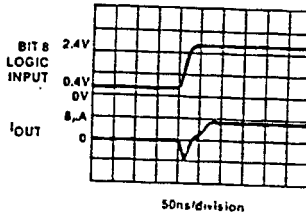
TRUE AND COMPLEMENTARY OUTPUT OPERATION



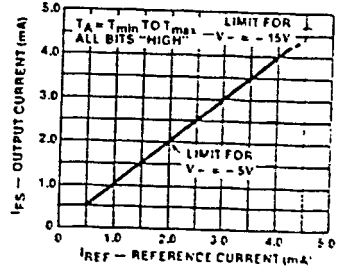
FULL SCALE SETTLING TIME



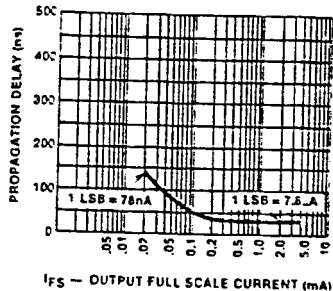
LSB SWITCHING



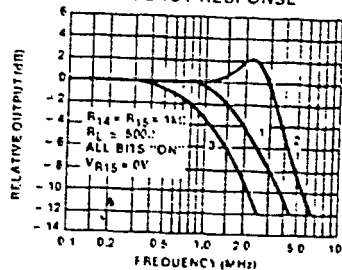
FULL SCALE CURRENT vs REFERENCE CURRENT



LSB PROPAGATION DELAY vs IFS



REFERENCE INPUT FREQUENCY RESPONSE



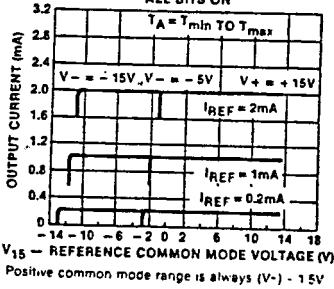
CURVE 1 $CC = 15pF$, $V_{IN} = 20V$ P.P. centered at +10V
 CURVE 2 $CC = 15pF$, $V_{IN} = 50mV$ P.P. centered at +200mV
 CURVE 3 $CC = 2pF$, $V_{IN} = 100mV$ P.P. centered at 0V and applied thru 50 Ω connected to pin 14 + 20V applied to R_{14}

8-BIT HIGH SPEED MULTIPLYING D/A CONVERTER

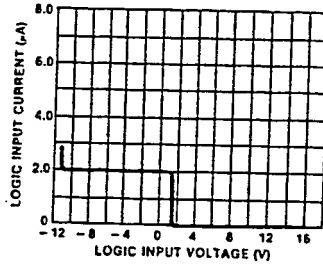
DAC-08 SERIES

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS (Cont'd)

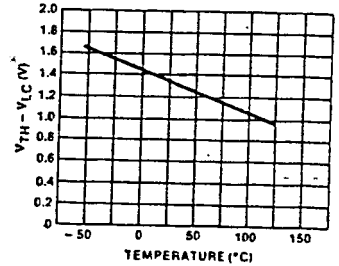
REFERENCE AMP. COMMON MODE RANGE ALL BITS ON



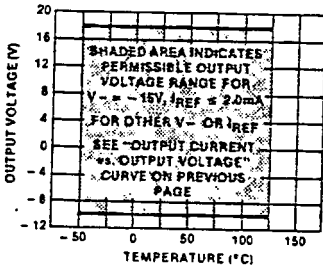
LOGIC INPUT CURRENT vs INPUT VOLTAGE



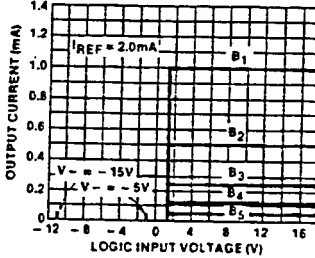
$V_{TH} - V_{LC}$ vs TEMPERATURE



OUTPUT VOLTAGE COMPLIANCE vs TEMPERATURE



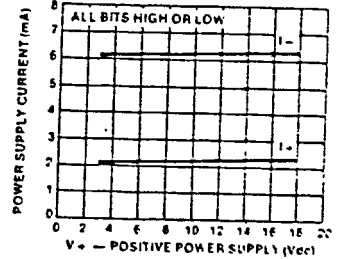
BIT TRANSFER CHARACTERISTICS



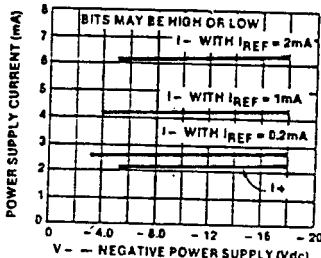
NOTE

B_5 through B_1 have identical transfer characteristics. Bits are fully switched, with less than 1% LSB error at less than $\pm 100mV$ from actual threshold. These switching points are guaranteed to lie between 0E and 2G volts over the operating temperature range ($V_{LC} - 1.5V$).

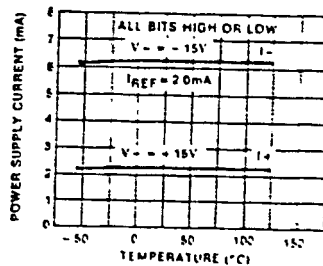
POWER SUPPLY CURRENT vs V_+



POWER SUPPLY CURRENT vs V_-



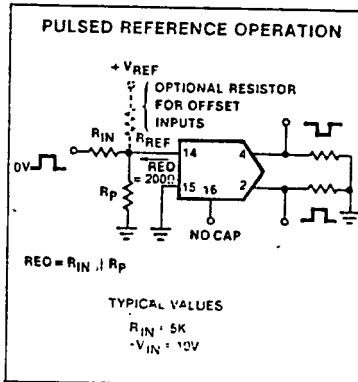
POWER SUPPLY CURRENT vs TEMPERATURE



8-BIT HIGH SPEED MULTIPLYING D/A CONVERTER

DAC-08 SERIES

TYPICAL APPLICATION



FUNCTIONAL DESCRIPTION

Reference Amplifier Drive and Compensation

The reference amplifier input current must always flow into pin 14 regardless of the setup method or reference supply voltage polarity.

Connections for a positive reference voltage are shown in Figure 1. The reference voltage source supplies the full reference current. For bipolar reference signals, as in the multiplying mode, R15 can be tied to a negative voltage corresponding to the minimum input level. R15 may be eliminated with only a small sacrifice in accuracy and temperature drift.

The compensation capacitor value must be increased as R14 value is increased. This is in order to maintain proper phase margin. For R14 values of 1.0, 2.5, and 5.0K ohms, minimum capacitor values are 15, 37, and 75pF, respectively. The capacitor may be tied to either V_{EE} or ground, but using V_{EE} increases negative supply rejection. (Fluctuations in the negative supply have more effect on accuracy than do any changes in the positive supply.)

A negative reference voltage may be used if R14 is grounded and the reference voltage is applied to R15, as shown in Figure 2. A high input impedance is the main advantage of this method. The negative reference voltage must be at least 3.0V above the V_{EE} supply. Bipolar input signals may be handled by connecting R14 to

a positive reference voltage equal to the peak positive input level at pin 15.

When using a DC reference voltage, capacitive bypass to ground is recommended. The 5.0V logic supply is not recommended as a reference voltage, but if a well regulated 5.0V supply which drives logic is to be used as the reference, R14 should be formed of two series resistors with the junction of the two resistors bypassed with 0.1 μ F to ground. For reference voltages greater than 5.0V, a clamp diode is recommended between pin 14 and ground.

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

Output Voltage Range

The voltage at pin 4 must always be at least 4.5 volts more positive than the voltage of the negative supply (pin 3) when the reference current is 2mA or less, and at least 8 volts more positive than the negative supply when the reference current is between 2mA and 4mA. This is necessary to avoid saturation of the output transistors, which would cause serious accuracy degradation.

Output Current Range

Any time the full scale current exceeds 2mA, the negative supply must be at least 8 volts more negative than the output voltage. This is due to the increased internal voltage drops between the negative supply and the outputs with higher reference currents.

Accuracy

Absolute accuracy is the measure of each output current level with respect to its intended value, and is dependent upon relative accuracy, full scale accuracy and full scale current drift. Relative accuracy is the measure of each output current level as a fraction of the full scale current after zero scale current has been nulled out. The relative accuracy of the DAC08 series is essentially constant over the operating temperature range due to the excellent temperature tracking of the monolithic resistor ladder. The reference current may drift with temperature, causing a change in the absolute accuracy of

output current. However, the DAC08 series has a very low full scale current drift over the operating temperature range.

The DAC08 series is guaranteed accurate to within $\pm 1/2$ LSB at +25°C at a full scale output current of 1.992mA. The relative accuracy test circuit is shown in Figure 3. The 12-bit converter is calibrated to a full scale output current of 1.99219mA, then the DAC08 full scale current is trimmed to the same value with R14 so that a zero value appears at the error amplifier output. The counter is activated and the error band may be displayed on the oscilloscope, detected by comparators, or stored in a peak detector.

Two 8-bit D-to-A converters may not be used to construct a 16-bit accurate D-to-A converter. Sixteen-bit accuracy implies a total of $\pm 1/2$ part in 65,536, or $\pm 0.00076\%$, which is much more accurate than the $\pm 0.19\%$ specification of the DAC08 series.

Monotonicity

A monotonic converter is one which always provides analog output greater than or equal to the preceding value for a corresponding increment in the digital input code. The DAC08 series is monotonic for all values of reference current above 0.5mA. The recommended range for operation is a DC reference current between 0.5mA and 4.0mA.

Settling Time

The worst case switching condition occurs when all bits are switched on, which corresponds to a low-to-high transition for all input bits. This time is typically 70ns for settling to within 1/2 LSB for 8-bit accuracy. This time applies when $R_{IN} < 500$ ohms and $C_{IN} < 25$ pF. The slowest single switch is the least significant bit, which typically turns on and settles in 65ns. In applications where the DAC functions in a positive going ramp mode, the worst case condition does not occur and settling times less than 70ns may be realized.

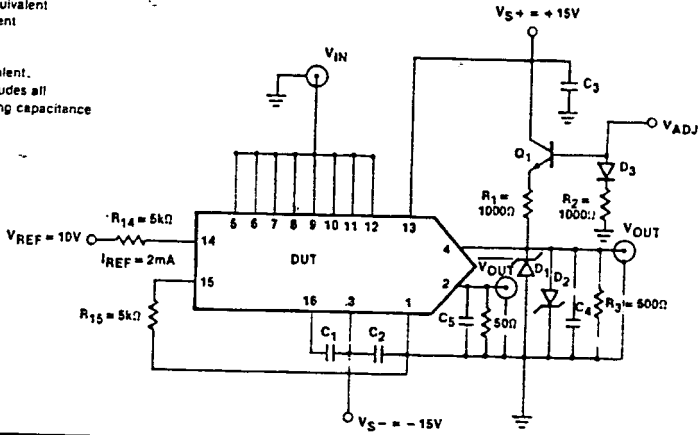
Extra care must be taken in board layout since this usually is the dominant factor in satisfactory test results when measuring settling time. Short leads, 100pF supply bypassing for low frequencies, minimum scope lead length, and avoidance of ground loops are all mandatory.

8-BIT HIGH SPEED MULTIPLYING D/A CONVERTER

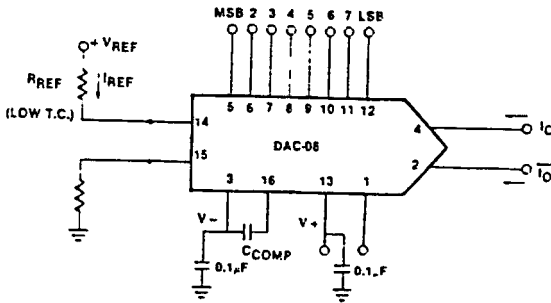
DAC-08 SERIES

SETTLING TIME AND PROPAGATION DELAY

- D₁, D₂ = 1N6263 or equivalent
- D₃ = 1N914 or equivalent
- C₁ = 0.01 μf
- C₂, C₃ = 0.1 μf
- O₁ = 2N3904 or equivalent.
- C₄, C₅ = 15pf and includes all probe and fixturing capacitance

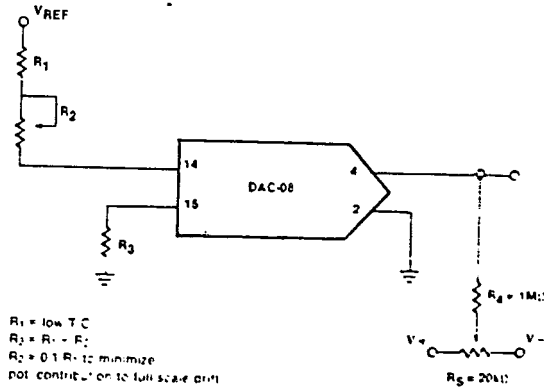


BASIC DAC-08 CONFIGURATION



$$I_{FS} = \frac{-V_{REF}}{R_{REF}} \lambda \frac{255}{256} \quad I_{O-} = I_{FS} \text{ for all } I_{O+} \text{ states}$$

RECOMMENDED FULL SCALE AND ZERO SCALE ADJUST

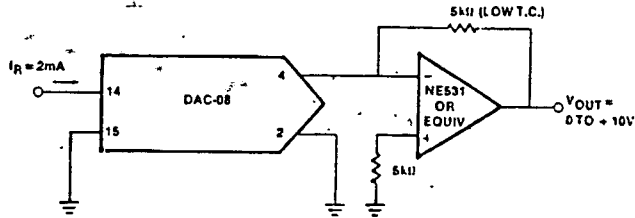


- R₁ = low T.C
- R₂ = R₁ - F
- R₃ = 0.1 R₁ to minimize not contribution to full scale drift

8-BIT HIGH SPEED MULTIPLYING D/A CONVERTER

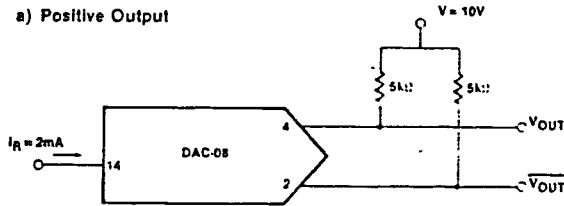
DAC-08 SERIES

UNIPOLAR VOLTAGE OUTPUT FOR LOW IMPEDANCE OUTPUT

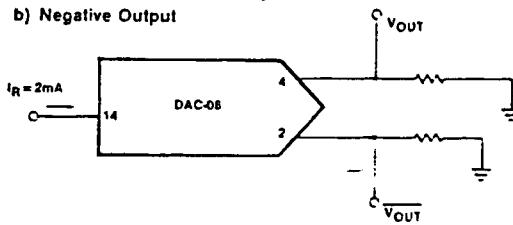


UNIPOLAR VOLT OUTPUT FOR HIGH IMPEDANCE OUTPUT

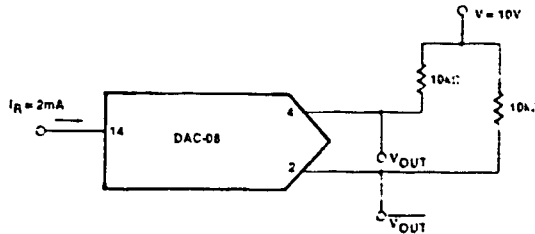
a) Positive Output



b) Negative Output



BASIC BIPOLAR OUTPUT OPERATION (OFFSET BINARY)



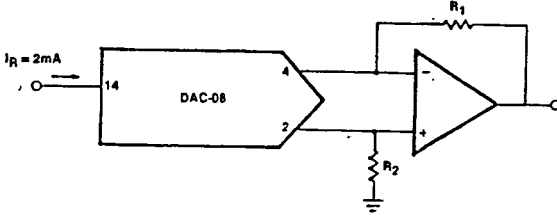
CODE CHART

	B ₁	B ₂	B ₃	B ₄	B ₅	B ₆	B ₇	B ₈	V _{OUT}	$\overline{V_{OUT}}$
POS full scale	1	1	1	1	1	1	1	1	9.920V	+10.00V
POS full scale - 1LSB	1	1	1	1	1	1	1	0	9.840V	+9.920V
- Zero scale - 1LSB	1	0	0	0	0	0	0	0	0.280V	+0.160V
Zero scale	1	0	0	0	0	0	0	0	0.000V	+0.000V
Zero scale - 1LSB	0	1	1	1	1	1	1	0	0.280V	-0.160V
Neg full scale - 1LSB	0	0	0	0	0	0	0	1	9.840V	-9.920V
Neg full scale	0	0	0	0	0	0	0	1	10.00V	-10.00V

8-BIT HIGH SPEED MULTIPLYING D/A CONVERTER

DAC-08 SERIES

SYMMETRICAL OFFSET BINARY (BIPOLAR)



$V_{OUT} = 0 \text{ to } \pm V$
 $\pm V$ Range:
 $\pm 5V$ for $R_1 = R_2 = 2.5K$
 $\pm 10V$ for $R_1 = R_2 = 5.0K$

3 DIGIT BCD CONVERTER

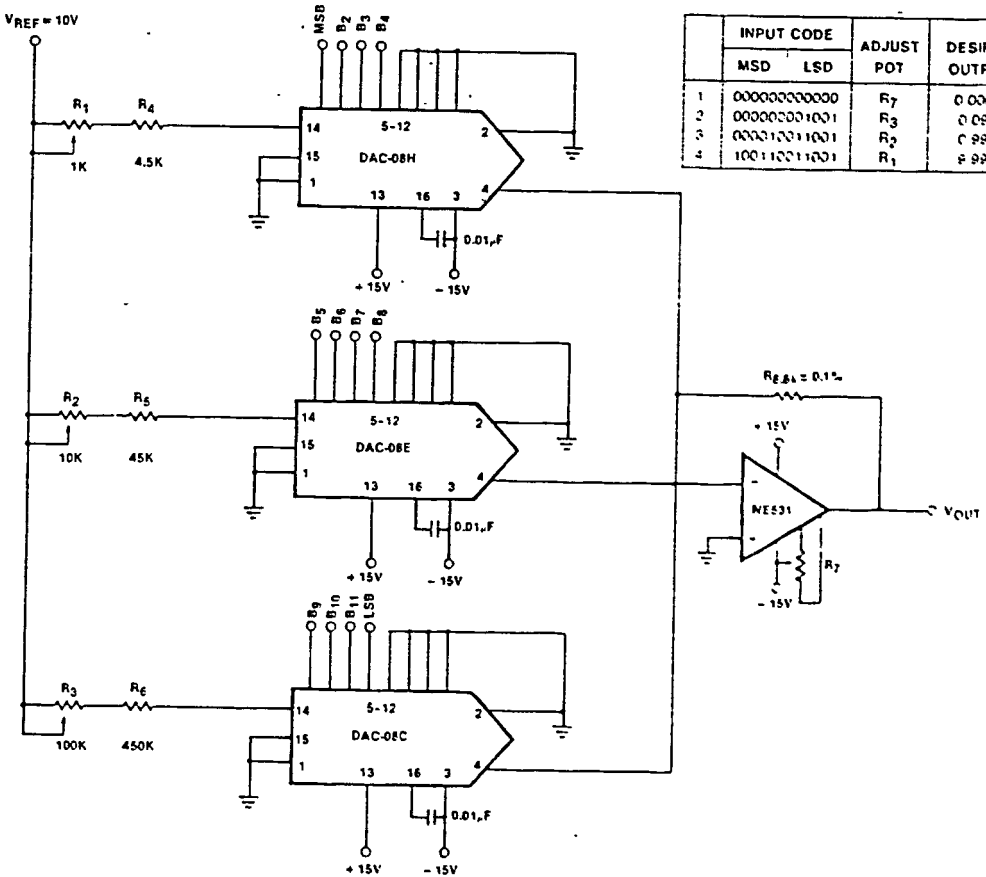
A 3 digit BCD converter, using inexpensive 8-bit binary DACs, can achieve $\pm 0.1\%$ accuracy. The circuit shown in Figure 20 utilizes three DACs, one for each decade, to provide 0 to 999 output steps. DAC 1 contains the first four significant digits controlling the hundreds digit; DAC 2 controls the tens digit and DAC 3 steps 0 to 9. The feedback resistor (R_7) sets the zero scale at 0.00V.

The input coding is the popular 8-4-2-1 coding; i.e. the weighting ratios are 8, 4, 2 and 1. The full scale (999) BCD code is input code 100110011001.

Full scale adjustment procedure.

In the sequence below, switch on the following code combinations and adjust the indicated potentiometer for the proper output.

3 DIGIT BCD CONVERTER WITH $\pm 0.1\%$ ACCURACY



	INPUT CODE		ADJUST POT	DESIRED OUTPUT
	MSD	LSD		
1	000000000000		R_7	0.000V
2	000000001001		R_3	0.09V
3	000010011001		R_5	0.99V
4	100110011001		R_1	9.99V

TTL
MSI

TYPES SN54LS373, SN54LS374, SN54S373, SN54S374, SN74LS373, SN74LS374, SN74S373, SN74S374 OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

BULLETIN NO. DL-S 12350, OCTOBER 1975-REVISED JUNE 1978

- Choice of 8 Latches or 8 D-Type Flip-Flops In a Single Package
- 3-State Bus-Driving Outputs
- Full Parallel-Access for Loading
- Buffered Control Inputs
- Clock/Enable Input Has Hysteresis to Improve Noise Rejection
- P-N-P Inputs Reduce D-C Loading on Data Lines ('S373 and 'S374)
- SN54LS363 and SN74LS364 Are Similar But Have Higher V_{OH} For MOS Interface

'LS373, 'S373
FUNCTION TABLE

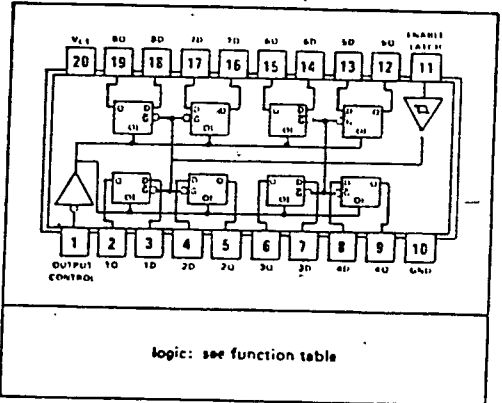
OUTPUT CONTROL	ENABLE G	D	OUTPUT
L	H	H	H
L	H	L	L
L	L	X	Q_0
H	X	X	Z

'LS374, 'S374
FUNCTION TABLE

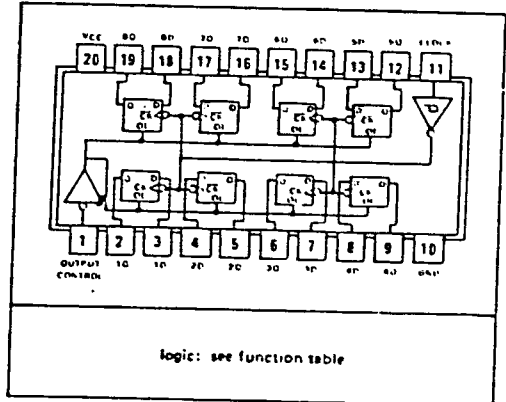
OUTPUT CONTROL	CLOCK	D	OUTPUT
L	↑	H	H
L	↑	L	L
L	L	X	Q_0
H	X	X	Z

See explanation of function tables on page 3-8.

SN54LS373, SN54S373 ... J PACKAGE
SN74S373 ... J OR N PACKAGE
SN74LS373 ... J, N OR NS PACKAGE
(TOP VIEW)



SN54LS374, SN54S374 ... J PACKAGE
SN74S374 ... J OR N PACKAGE
SN74LS374 ... J, N OR NS PACKAGE
(TOP VIEW)



description

These 8-bit registers feature totem-pole three-state outputs designed specifically for driving highly-capacitive or relatively low-impedance loads. The high-impedance third state and increased high-logic-level drive provide these registers with the capability of being connected directly to and driving the bus lines in a bus-organized system without need for interface or pull-up components. They are particularly attractive for implementing buffer registers, I/O ports, bidirectional bus drivers, and working registers.

The eight latches of the 'LS373 and 'S373 are transparent D-type latches meaning that while the enable (G) is high the Q outputs will follow the data (D) inputs. When the enable is taken low the output will be latched at the level of the data that was setup.

TEXAS INSTRUMENTS
INCORPORATED

POST OFFICE BOX 5012 • DALLAS, TEXAS 75222

TYPES SN54LS373, SN54LS374, SN54S373, SN54S374, SN74LS373, SN74LS374, SN74S373, SN74S374 OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

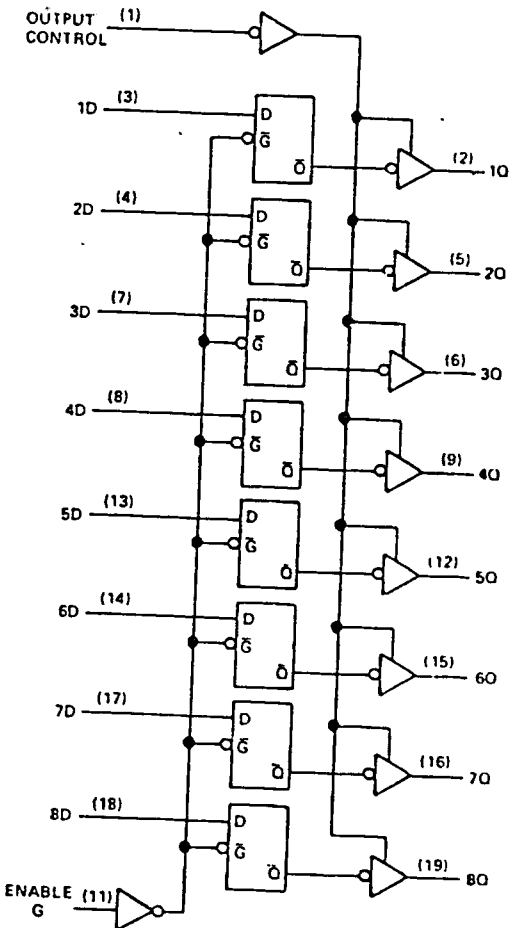
description (continued)

The eight flip-flops of the 'LS374 and 'S374 are edge-triggered D-type flip-flops. On the positive transition of the clock the Q outputs will be set to the logic states that were setup at the D inputs.

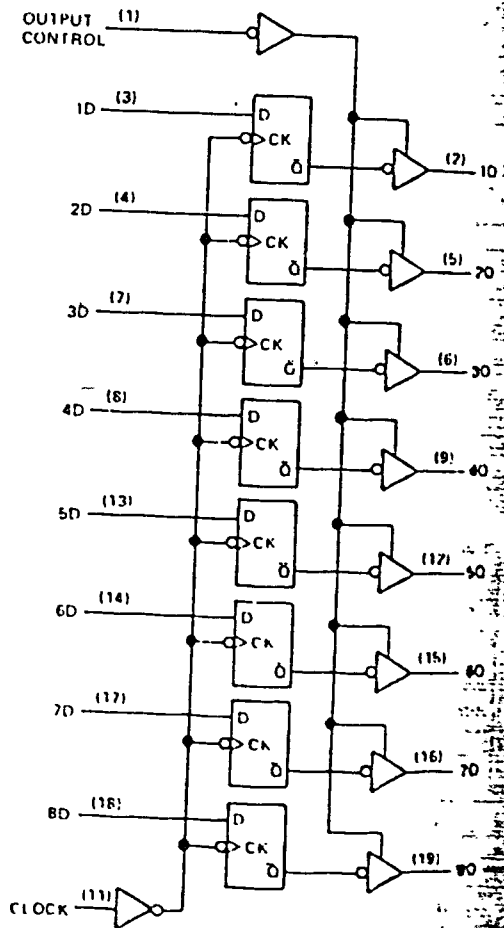
Schmitt-trigger buffered inputs at the enable/clock lines simplify system design as ac and dc noise rejection is improved by typically 400 mV due to the input hysteresis. A buffered output control input can be used to place the high outputs in either a normal logic state (high or low logic levels) or a high impedance state. In the high-impedance state the outputs neither load nor drive the bus lines significantly.

The output control does not affect the internal operation of the latches or flip-flops. That is, the old data can be retained or new data can be entered even while the outputs are off.

'LS373, 'S373
TRANSPARENT LATCHES



'LS374, 'S374
POSITIVE-EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

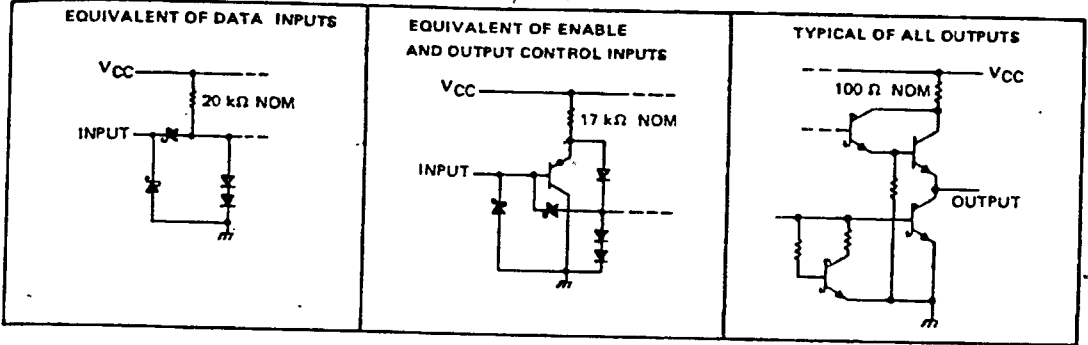


TYPES SN54LS373, SN54LS374, SN74LS373, SN74LS374 OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

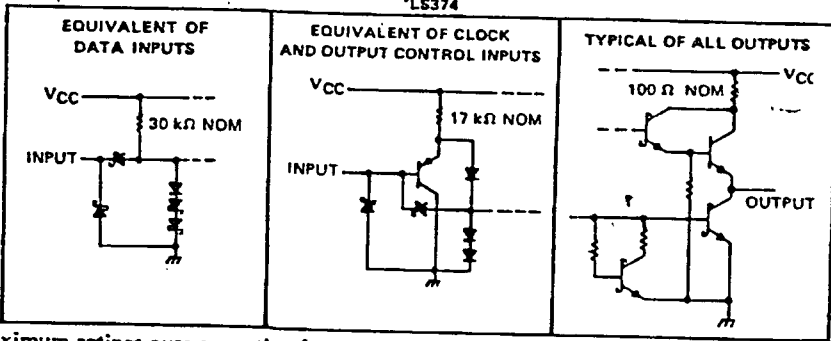
REVISED DECEMBER 1980

schematic of inputs and outputs

'LS373



'LS374



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V _{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage	7 V
Off-state output voltage	5.5 V
Operating free-air temperature range: SN54LS'	-55°C to 125°C
SN74LS'	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

recommended operating conditions

	SN54LS'			SN74LS'			UNIT
	MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V _{CC}	4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I _{OH}				-1			mA
Low-level output current, I _{OL}				24			mA
Width of clock/enable pulse, t _w	High	15		15			ns
	Low	'LS373	15	15			
		'LS374	25	25			
Data setup time, t _{su}	'LS373	5:		5:			ns
	'LS374	20:		20:			
Data hold time, t _h	'LS373	20:		20:			ns
	'LS374	0:		0:			
Operating free-air temperature, T _A	-55		125	0		70	C

† The arrow indicates the transition of the clock/enable input used for reference: 1 for the low-to-high transition, ↓ for the high to low transition.

TYPES SN54S373, SN54S374, SN74S373, SN74S374

OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

REVISED AUGUST 1977

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	SN54LS*		SN74LS*		UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	MIN	
V _{IH} High-level input voltage		2		2		V
V _{IL} Low-level input voltage				0.7		V
V _{IK} Input clamp voltage		-1.5		-1.5		V
V _{OH} High-level output voltage	V _{CC} = MIN, I _I = -18 mA			0.8		V
	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{IL} = V _{ILmax} , I _{OH} = MAX	2.4	3.4	2.4	3.1	V
V _{OL} Low-level output voltage	V _{CC} = MIN, V _{IH} = 2 V, V _{HL} = V _{ILmax}	I _{OL} = 12 mA I _{OL} = 24 mA		0.25	0.4	V
I _{OZH} Off-state output current, high-level voltage applied	V _{CC} = MAX, V _{IH} = 2 V, V _O = 2.7 V			0.35 0.5		μA
I _{OZL} Off-state output current, low-level voltage applied	V _{CC} = MAX, V _{IH} = 2 V, V _O = 0.4 V			-20		μA
I _I Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX, V _I = 7 V	0.1				mA
I _{IH} High-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 2.7 V			20		μA
I _{IL} Low-level input current	V _{CC} = MAX, V _I = 0.4 V			-0.4		mA
I _{OS} Short-circuit output current§	V _{CC} = MAX	-30	-130	-30	-130	mA
I _{CC} Supply current	V _{CC} = MAX, Output control at 4.5 V	*LS373 *LS374		24	40	mA
				27	40	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

‡ All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

§ Not more than one output should be shorted at a time and duration of the short circuit should not exceed one second.

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C

PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	*LS373			*LS374			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
t _{max}			C _L = 45 pF, R _L = 667 Ω, See Notes 2 and 3				25 50			MHz
t _{PLH}	Data	Any Q		12 18						ns
t _{PHL}				12 18						
t _{PLH}	Clock or enable	Any Q		20 30			15 28			ns
t _{PHL}				18 30			19 28			
t _{PZH}	Output Control	Any Q		15 28			20 28			ns
t _{PZL}			25 36			21 28				
t _{PHZ}	Output Control	Any Q	12 20			12 20			ns	
t _{PLZ}			15 25			14 25				

NOTES: 2. Maximum clock frequency is tested with all outputs loaded.

3. See load circuits and waveforms on page 3-11.

t_{max} = maximum clock frequency

t_{PLH} = propagation delay time, low-to-high-level output

t_{PHL} = propagation delay time, high-to-low-level output

t_{PZH} = output enable time to high level

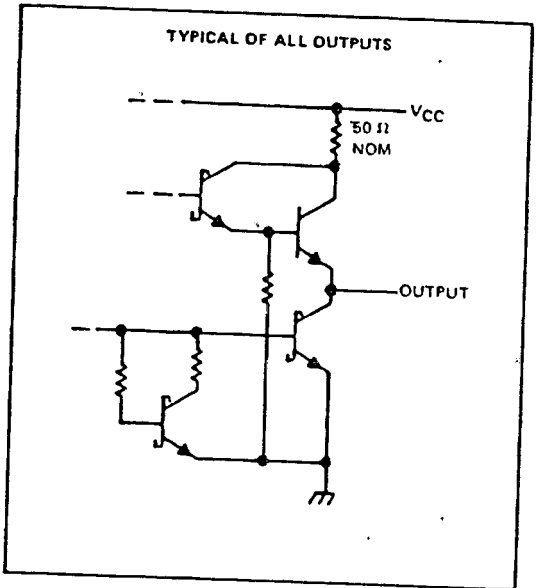
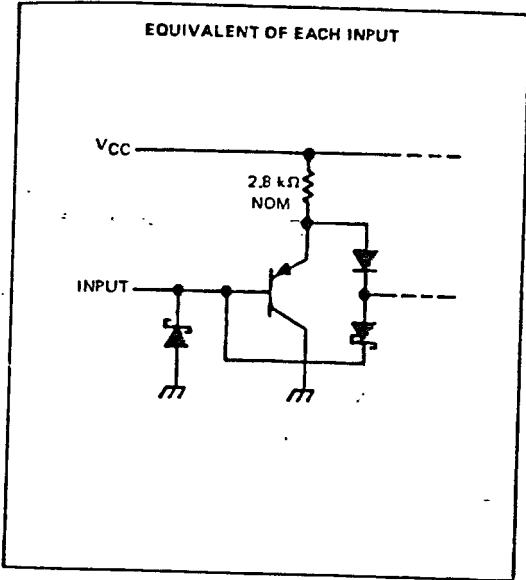
t_{PZL} = output enable time to low level

t_{PHZ} = output disable time from high level

t_{PLZ} = output disable time from low level

TYPES SN54LS373, SN54LS374, SN74LS373, SN74LS374 OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

schematic of inputs and outputs



absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	7 V
Input voltage	5.5 V
Off-state output voltage	5.5 V
Operating free-air temperature range: SN54S'	-55°C to 125°C
SN74S'	-65°C to 150°C
Storage temperature range	0°C to 70°C

NOTE 1: Voltage values are with respect to network ground terminal.

recommended operating conditions

		SN54S'			SN74S'			UNIT
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX	
Supply voltage, V_{CC}		4.5	5	5.5	4.75	5	5.25	V
High-level output current, I_{OH}				-2			-6.5	mA
Low-level output current, I_{OL}				20			20	mA
Width of clock/enable pulse, t_w	High	6			6			ns
	Low	7.3			7.3			ns
Data setup time, t_{SU}	'S373	0↓			0↓			ns
	'S374	5↑			5↑			ns
Data hold time, t_h	'S373	10↓			10↓			ns
	'S374	2↑			2↑			ns
Operating free-air temperature, T_A		-55		125	0		70	°C

↑↓ The arrow indicates the transition of the clock/enable input used for reference ↑ for the low-to-high transition, ↓ for the high to low transition.

TYPES SN54LS374, SN54S374, SN74LS374, SN74S374 OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS†		MIN	TYP‡	MAX	UNIT	
V _{IH}	High-level input voltage			2			V	
V _{IL}	Low-level input voltage						V	
V _{IK}	Input clamp voltage					0.8	V	
V _{OH}	High-level output voltage	SN54S*	V _{CC} = MIN., I _I = -18 mA			-1.2	V	
			V _{CC} = MIN., V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.8 V, I _{OH} = MAX	2.4	3.4		V	
V _{OL}	Low-level output voltage	SN74S*	V _{CC} = MIN., V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.8 V, I _{OL} = 20 mA	2.4	3.1		V	
			V _{CC} = MAX., V _{IH} = 2 V, V _{IL} = 0.8 V, I _{OL} = 20 mA			0.5	V	
I _{OZH}	Off-state output current, high-level voltage applied	V _{CC} = MAX., V _{IH} = 2 V, V _O = 2.4 V				50	μA	
I _{OZL}	Off-state output current, low-level voltage applied	V _{CC} = MAX., V _{IH} = 2 V, V _O = 0.5 V				-50	μA	
I _I	Input current at maximum input voltage	V _{CC} = MAX., V _I = 5.5 V				1	mA	
I _{IH}	High-level input current	V _{CC} = MAX., V _I = 2.7 V				50	μA	
I _{IL}	Low-level input current	V _{CC} = MAX., V _I = 0.5 V				-250	μA	
I _{OS}	Short-circuit output current‡	V _{CC} = MAX		-40		-100	mA	
I _{CC}	Supply current	V _{CC} = MAX	*S373			-105	160	mA
			*S374			90	140	mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
‡ All typical values are at V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C.

§ Not more than one output should be shorted at a time and duration of the short circuit should not exceed one second

switching characteristics, V_{CC} = 5 V, T_A = 25°C

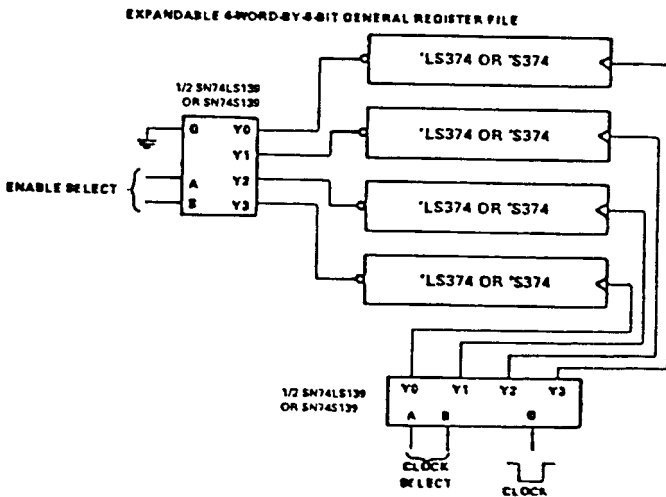
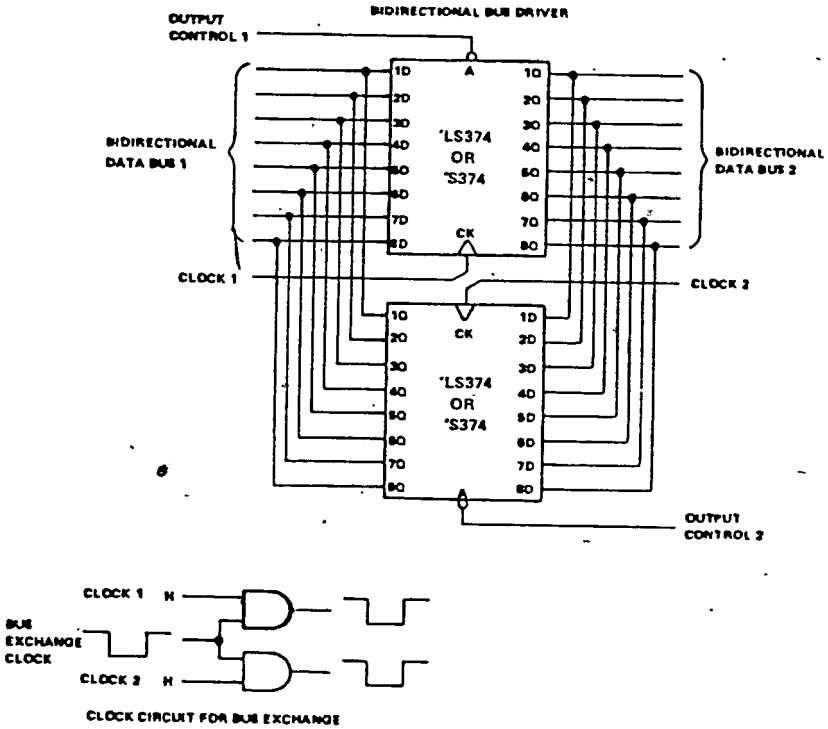
PARAMETER	FROM (INPUT)	TO (OUTPUT)	TEST CONDITIONS	*S373			*S374			UNIT
				MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
f _{max}			C _L = 15 pF, R _L = 280 Ω, See Notes 2 and 4							MHz
t _{PLH}	Data	Any 0		7	12		75	100		
t _{PHL}	Clock or enable	Any 0		7	12					
t _{PLH}	Output	Any 0		7	14		8	15		
t _{PZH}	Control	Any 0	C _L = 5 pF, R _L = 280 Ω, See Note 3	12	18		11	17		ns
t _{PZL}	Output	Any 0		8	15		8	15		
t _{PHZ}	Output	Any 0		11	18		11	18		
t _{PLZ}	Control	Any 0		6	9		5	9		
				8	17		7	17		ns

NOTES: 2. Maximum clock frequency is tested with all outputs loaded.
4. See load circuits and waveforms on page 3 10

f_{max} = maximum clock frequency
t_{PLH} = propagation delay time, low to high-level output
t_{PHL} = propagation delay time, high to low-level output
t_{PZH} = output enable time to high level
t_{PZL} = output enable time to low level
t_{PHZ} = output disable time from high level
t_{PLZ} = output disable time from low level

TYPES SN54S373, SN54S374, SN74S373, SN74S374 OCTAL D-TYPE TRANSPARENT LATCHES AND EDGE-TRIGGERED FLIP-FLOPS

TYPICAL APPLICATION DATA



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาโทฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยดี คณะผู้จัดทำขอขอบคุณ อ.วิทยา ทิพย์สุวรรณ อาจารย์ที่ปรึกษา และ อ.วิริยะ กองรัตน์ ที่ให้คำแนะนำทางด้านการเขียนโปรแกรม รวมทั้งเพื่อน ๆ ทุกคน ที่ให้ความช่วยเหลือและคำปรึกษาทุก ๆ ด้าน รวมทั้งให้กำลังใจจนปริญญาโทฉบับนี้สำเร็จโดยสมบูรณ์

ผู้จัดทำ

นาย วิทยา สวัสดิ์โรจน์

นาย มนัส โสธารัตน์

นาย วิวัฒน์ มินชัยนันท์

นาย สุทธิพงษ์ นิ่งแพง

หนังสืออ้างอิง

1. ยืน ภู่วรรณ, ดร. ชัยยงค์ วงศ์ชัยวัฒน์, ดร. ไพศาล สงวนหม, "เทคโนโลยีไมโครคอมพิวเตอร์ 16 บิต", บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด, พิมพ์ครั้งที่ 2, 2530.
2. กิตติ ตรีเศรษฐ, "อุปกรณ์วัดและความคมในกระบวนการ", คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า วิทยาเขตเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พิมพ์ครั้งที่ 1, 2526.
3. กิตติ ตรีเศรษฐ, "พื้นฐานวิศวกรรมระบบควบคุม", คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า วิทยาเขตเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พิมพ์ครั้งที่ 1, 2526.
4. บุญเลิศ เอี่ยมทัศน์, "เรียนรู้ภาษาปาสคาล", บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด, พิมพ์ครั้งที่ 2, 2529.
5. Lewis C. Eggebrecht, "Interfacing to the IBM Personal Computer", Harvard W. Sams & Co., Inc., พิมพ์ครั้งที่ 1, 1983.
6. James W. Coffron, "The IBM PC Connection".
7. The Bipolar Digital Integrated Circuits Data Book for Design Engineers 1987, TTL & Interface Circuits.
8. "Linear Databook", National Semiconductor, 1982.
9. Curtis D. Johnson, "Process Control Instrumentation Technology", พิมพ์ครั้งที่ 2, 1982.
10. David G. Kay, "Programming for People / Pascal", Mayfield Publishing Company, พิมพ์ครั้งที่ 1, 1985.