

เครื่องควบคุมความเร็ว ดี.ซี. มอเตอร์

D.C.MOTOR SPEED CONTROL



โดย
นายกฤษฎ จุฬพรรค์
นายศักดิ์สิทธิ์ ชัยพงษ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดมหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาเทคโนโลยีโทรคมนาคม
ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2542

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 37158
วัน, เดือน, ปี..... 4 ก.ย. 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ เครื่องควบคุมความเร็ว ดี.ซี.มอเตอร์

D.C. MOTOR SPEED CONTROL

จัดทำโดย นายกลชัย จุฬพรรค์ รหัสประจำตัว 40013322
นายศักดิ์สิทธิ์ ชัยพงษ์ รหัสประจำตัว 40013351

สาขาวิชา เทคโนโลยีโทรคมนาคม

อาจารย์ที่ปรึกษา ผู้ช่วยศาสตราจารย์ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์

ปีการศึกษา 2542

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
อนุมัติให้นับปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญา
อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ

(.....)

.....กรรมการ

(.....)

.....กรรมการ

(.....)

.....กรรมการ

(.....)

.....กรรมการ

(.....)

ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปริญญานิพนธ์

เรื่อง เครื่องควบคุมความเร็ว ดี.ซี. มอเตอร์

D.C. MOTOR SPEED CONTROL

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาทดลองการควบคุมความเร็ว ดี.ซี. มอเตอร์ ด้วยวิธี พัลส์ วิต มอดคูเลชัน
2. เพื่อพัฒนาระบบควบคุมความเร็วให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น
3. เพื่อนำไปประยุกต์ใช้ในงานด้านต่าง ๆ ทางอุตสาหกรรม
4. เพื่อศึกษาหาข้อบกพร่อง ของวงจรและนำมาแก้ไข

ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. มีความรู้ความเข้าใจหลักการ การควบคุมความเร็ว ดี.ซี.มอเตอร์ ด้วยวิธี พัลส์ วิต มอดคูเลชัน
2. สามารถออกแบบวงจรควบคุมความเร็ว ดี.ซี. มอเตอร์ แบบ ปรับแต่งค่าและแบบ อัตโนมัติ
3. สามารถออกแบบโปรแกรมควบคุมความเร็ว ดี.ซี.มอเตอร์โดยใช้ไมโคร คอนโทรลเลอร์ MCS-51
4. สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับงานจริงได้

เครื่องควบคุมความเร็ว ดี.ซี. มอเตอร์

นายกมลชัย จุฬพรรค์

นายศักดิ์สิทธิ์ ชัยพงษ์

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผู้ช่วยศาสตราจารย์ประคิษฐ์ วัชรพิบูลย์

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เสนอการควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวควบคุมความเร็วและทิศทางของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้วิธีการควบคุมความกว้างของพัลส์ คือใช้ พัลส์ วิต มอดดูเลชัน เพื่อควบคุมการทำงานของวงจรขับซึ่งใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง ส่วนการควบคุมจะเป็นการป้อนกลับโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เป็นตัวควบคุมการทำงานของระบบ โดยมีการตรวจจับความเร็วเพื่อนำค่าที่ได้ไปใช้ในการประมวลผล สำหรับควบคุมความเร็ว การหยุดหมุน และการเปลี่ยนทิศทางการหมุนของมอเตอร์

D.C. MOTOR SPEED CONTROL

MR.KONLACHAI CHULAPNUN

MR.SAKSIT CHAIYAPONG

ADVISOR

MR.PRADIT VACHRAPIBOOL

1999

ABSTACT

This paper presents D.C. Motor Speed Control Using Microcontroller (AT 89C51). Speed and direction of D.C. motor is controlled by Pulse Width Modulation to drive the power transistors..

The microcontroller control the system by detecting the speeds of the motor. These speeds are feedback for comparing to stopping and changing the direction of motor.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สามารถสำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีนั้น กลุ่มผู้จัดทำขอขอบคุณอาจารย์ที่ปรึกษาผู้ช่วยศาสตราจารย์ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์ที่ให้คำปรึกษาเกี่ยวกับข้อมูลรายละเอียดต่างๆ และขั้นตอนในการทำงาน ขอขอบคุณองค์การสื่อสารมวลชนแห่งประเทศไทยที่เอื้อเฟื้อสถานที่เครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆ ขอขอบคุณเพื่อนๆที่ให้กำลังใจ ขอขอบคุณบิดา มารดาและผู้มีพระคุณทุกท่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์	1
1.2 ชี้ความสามารถ	2
1.3 เนื้อหาโดยสังเขป	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	4
2.1 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	4
2.1.1 หลักการของมอเตอร์	4
2.1.2 แรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้าน	6
2.1.3 สมการแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์	8
2.1.4 ความเร็วของมอเตอร์	9
2.1.5 ตัวประกอบของการควบคุมความเร็ว	10
2.1.6 การควบคุมความเร็วของซีรี่ย์มอเตอร์	10
2.1.7 การสตาร์ทมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	15
2.2 ภาครับมอเตอร์	18
2.2.1 ทรานซิสเตอร์กำลัง	18
2.2.1.1 การเลือกใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง	18
2.2.1.2 การใช้ทรานซิสเตอร์กำลังเป็นสวิตช์	18

2.2.1.3 ความสัมพันธ์กับโหลดความต้านทาน	19
2.2.1.4 ความสัมพันธ์กับโหลดความเหนี่ยวนำ	20
2.2.1.5 ปรากฏการณ์ SECONDARY BREAKDOWN	21
2.3 พัลส์ วิต มอดดูเลชัน	28
2.3.1 ลักษณะของ P.W.M.	28
2.3.2 การสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณ P.W.M.	30
2.3.3 การทำงานของไอซี (P.W.M)	31
2.3.4 การใช้ ไอซี TL 494 ร่วมกับทรานซิสเตอร์ภายนอก	34
2.3.5 การใช้ ไอซี TL 494 ในงานที่ต้องการกระแสสูงมาก	35
2.4 ดิจิตอล ทู แอนะล็อก	38
2.5 ไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51	40
2.5.1 โครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51	40
2.5.2 การทำงานส่วนประกอบต่างๆในไมโครคอนโทรลเลอร์	41
2.5.3 หน้าที่และการใช้งานของสัญญาณต่างๆ	42
2.5.4 การจัดหน่วยความจำ MCS-51	44
2.5.5 การใช้งานตัวตั้งเวลา / ตัวนับ	47
บทที่ 3 การออกแบบและการคำนวณ	51
3.1การออกแบบและการคำนวณ D/A	51
3.2 ภาควแสดงผล(DISPLAY)	52
3.3 พังการทำงานโปรแกรมควบคุมความเร็ว	55

เรื่อง

หน้า

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การทดลอง	60
4.2 ผลการทดลอง	60
4.3 สรุปผลการทดลอง	61

เอกสารอ้างอิง	62
----------------------	----

ภาคผนวก ก วงจรและลายทองแดง	63
-----------------------------------	----

ภาคผนวก ข โปรแกรมควบคุมความเร็ว ดี.ซี. มอเตอร์	72
---	----

ภาคผนวก ค DATA SHEET	94
-----------------------------	----

สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 1.1	บล็อกไดอะแกรมของชุดควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยวงจรจับสัญญาณแบบ Pluse Width Modulation	2
รูปที่ 2.1	ลวดตัวนำที่มีความยาว 1 มิลลิเมตร I โหลดผ่านและวางอยู่ในสนามแม่เหล็ก	4
รูปที่ 2.2	การเปรียบเทียบพฤติกรรมของมอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า	5
รูปที่ 2.3	วงจรของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขั้น	6
รูปที่ 2.4	วงจรของขั้นที่มอเตอร์	8
รูปที่ 2.5	การใช้ฟิลด์ ไคเวอร์เตอร์ควบคุมความเร็วของซีรี่ส์มอเตอร์	11
รูปที่ 2.6	การใช้แอมเจอร์ ไคเวอร์เตอร์ควบคุมความเร็วของซีรี่ส์มอเตอร์	11
รูปที่ 2.7	การเปลี่ยนจุดต่อแยกของฟิลด์เพื่อควบคุมความเร็วของซีรี่ส์มอเตอร์	12
รูปที่ 2.8	การต่อขนานขดลวดฟิลด์เพื่อควบคุมความเร็วของซีรี่ส์มอเตอร์	12
รูปที่ 2.9	การปรับแต่งความต้านทานที่ต่ออนุกรมกับมอเตอร์เพื่อควบคุม ความเร็วของซีรี่ส์มอเตอร์	13
รูปที่ 2.10	การควบคุมความเร็วของซีรี่ส์มอเตอร์โดยต่อแบบอนุกรม-ขนาน	14
รูปที่ 2.11	วงจรสตาร์ทขั้นที่มอเตอร์โดยใช้ความต้านทาน R_s	16
รูปที่ 2.12	วงจรกลับทิศทางการหมุนของขั้นที่มอเตอร์โดยใช้สวิตช์สองขา สับสองข้าง	17
รูปที่ 2.13	แสดงคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์	19
รูปที่ 2.14	แสดงรูปคลื่นของทรานซิสเตอร์สวิตช์	20
รูปที่ 2.15	แสดงรูปคลื่นแรงดันกับกระแสของทรานซิสเตอร์เมื่อขับโหลด ความเหนี่ยวนำ	21

รูปที่ 2.16 แสดง SOA ของทรานซิสเตอร์	22
รูปที่ 2.17 การป้องกัน Secondary breakdown โดยต่อ JFET อนุกรมกับเบสของ ทรานซิสเตอร์	23
รูปที่ 2.18 แสดงกราฟความสัมพันธ์ของ IC และ VCE ของทรานซิสเตอร์	23
รูปที่ 2.19 พื้นที่ทำงานที่ปลอดภัยเมื่อป้อนไบแอสกลับ RBSOA	25
รูปที่ 2.20 วงจรสับเบอร์ต่อคร่อมทรานซิสเตอร์สวิตช์	26
รูปที่ 2.21 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของพัลส์วิดมอดูเลชัน	29
รูปที่ 2.22 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาไอซี TL 494	30
รูปที่ 2.23 แสดงความสัมพันธ์ของค่า RT,CT ในการกำหนดความถี่	31
รูปที่ 2.24 รูปคลื่นลักษณะการทำงาน IC # TL 494	32
รูปที่ 2.25 แสดงลักษณะการเลือกใช้อาต์พุตของ TL 494	33
รูปที่ 2.26 การใช้ TL 494 กับทรานซิสเตอร์ภายนอก	34
รูปที่ 2.27 ไอซี TL 494 ใช้งานที่ต้องการกระแสสูง	35
รูปที่ 2.28 วงจร TL 494 ที่ออกแบบเรียบร้อยแล้ว	37
รูปที่ 2.29 แสดงระบบดิจิทัลเชื่อมต่อสัญญาณแอนะล็อก	38
รูปที่ 2.30 การต่อใช้งานไอซี MC1408	39
รูปที่ 2.31 โครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51เบอร์ 8051	40
รูปที่ 3.1 DIGITAL TO ANALOG	51
รูปที่ 3.2 โครงสร้างของ MAX 7219	52
รูปที่ 3.3 แผนภูมิผังงานของโปรแกรมควบคุมความเร็ว	55
รูปที่ 3.4 แผนภูมิผังงานโปรแกรมควบคุมความเร็วอัตโนมัติ	56
รูปที่ 3.5 แผนภูมิผังงานของโปรแกรมควบคุมความเร็ว MANUAL MODE	57
รูปที่ 3.6 แผนภูมิผังงานแสดงโปรแกรม CONTROL SPEED	58
รูปที่ 3.7 แผนภูมิผังงานแสดงโปรแกรม CONTROL SPEED	59
รูปที่ ภก.ก.1 แสดงการต่อวงจรสมบูณ์เครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์	63

รูปที่ ภก.ก.2 วงจร MICROCONTROL และ DISPLAY	64
รูปที่ ภก.ก.3 วงจร DIGITAL TO ANALOG และ PULSE WIDTH MODULATION	65
รูปที่ ภก.ก.4 วงจร PULSE CONTROL และ DRIVE MOTOR	66
รูปที่ ภก.ก.5 วงจร POWER SUPPLY	67
รูปที่ ภก.ก.6 ตำแหน่งวางอุปกรณ์ด้านบนของเครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์	68
รูปที่ ภก.ก.7 ลายทองแดงของวงจรเครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์	69
รูปที่ ภก.ก.8 ตำแหน่งวางอุปกรณ์ภาค DRIVE MOTOR	70
รูปที่ ภก.ก.9 ลายทองแดงของวงจรภาค DRIVE MOTOR	71

สารบัญตาราง

	หน้า
ตาราง โค้ดพรีออนของ MAX 7219	54
ตารางผลการทดลอง	60



บทที่ 1

บทนำ

1.1ความเป็นมาและความสำคัญของปัญญานิพนธ์

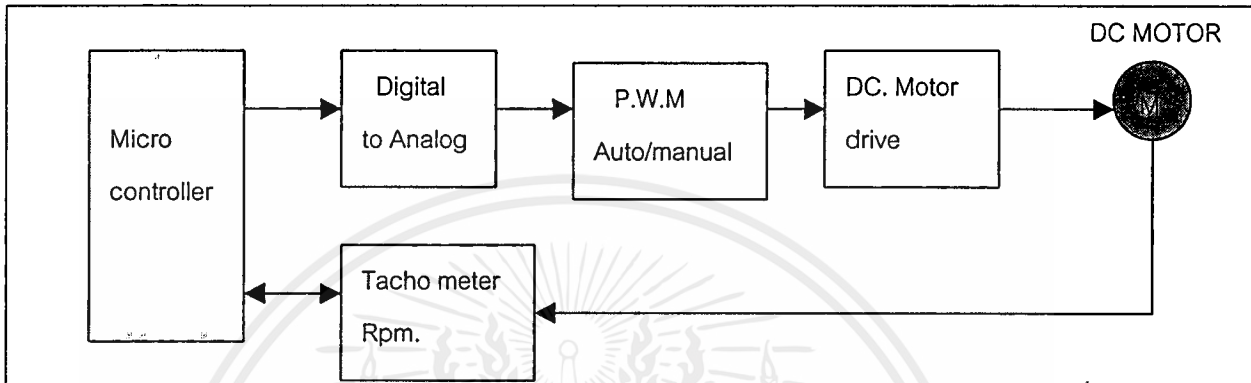
ปัจจุบันได้มีการนำ ดี.ซี.มอเตอร์มาใช้ขับเคลื่อนเครื่องจักรต่างๆ เช่น ลิฟท์ ปั่นจั่น มอเตอร์ รถไฟฟ้า เรือไฟฟ้า ซึ่งการควบคุมความเร็วจากเดิม ใช้การปรับแรงดันไฟฟ้า ซึ่งจะทำให้เกิดความสูญเสียเนื่องจากความร้อนและแรงบิดไม่คงที่ จึงได้มีแนวความคิดที่จะใช้ พัลส์ วิต มอดดูเลชั่น มาควบคุมความเร็วมอเตอร์ การที่จะทำให้มอเตอร์ไฟฟ้า ดี.ซี. หมุนที่ความเร็วตามที่ต้องการได้นั้น สามารถที่จะทำได้ 3 วิธีคือ

1. ปรับแต่งค่าของเส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้ว
2. ปรับแต่งค่าความต้านทาน R_a ในวงจรอาเมเจอร์
3. ปรับแต่งขนาดของแรงดันป้อน (voltage control)

ซึ่งในโครงงานนี้จะเลือกใช้วิธีที่ 3 โดยจะใช้วิธีการควบคุมสวิตช์ของวงจรขับ(POWER DRIVER) ซึ่งค่าความกว้างของพัลส์ต่างๆ จะทำให้ค่าขนาดแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์มีค่าแตกต่างกันไป ส่งผลให้สามารถปรับความเร็วของมอเตอร์ให้เป็นไปตามต้องการ ส่วนทิศทางการหมุนของมอเตอร์จะควบคุมโดยการเลือกชุดของวงจรขับชุดใดชุดหนึ่งให้ทำงานเพียงชุดเดียว โดยเมื่อวงจรขับชุดที่ 1 ทำงานมอเตอร์จะหมุนไปในทิศทางเดินหน้า และเมื่อวงจรขับชุดที่ 2 ทำงานมอเตอร์จะหมุนในทิศทางกลับหลัง การสับเปลี่ยนการทำงานระหว่างวงจรขับ 2 ชุด เพื่อให้การหมุนของมอเตอร์มี 2 ทิศทาง และการควบคุมความเร็วรอบในค่าที่ต้องการ รวมถึงการควบคุมความเร็วรอบให้คงที่ที่ให้คงที่ค่าใดค่าหนึ่งจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นตัวควบคุมการทำงาน

ในการควบคุมเพื่อให้มอเตอร์ทำงานเป็นไปตามที่ต้องการจะอาศัยการควบคุมหลักจากโปรแกรมที่ทำงานอยู่ภายใน ไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ MCS-51 เพื่อคอยจัดการทุกระบบ คือ ควบคุมความกว้างของพัลส์ที่ป้อนให้ วงจรขับ การรับค่าความเร็ว ควบคุมความเร็วของมอเตอร์ให้คงที่ที่โหลดต่างๆ การรับคำสั่งทางคีย์บอร์ด การแสดงผลทางหน้าจอเพื่อให้ผู้ใช้ได้ทราบการทำงานของโปรแกรม

จากการทำงานของระบบควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่กล่าวมาแล้วนั้นสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆในทางอุตสาหกรรมได้มากมายเช่นลิฟต์ ปั่นจั่น หรือนำไปประยุกต์ใช้ในการควบคุมความเร็วของ รถไฟฟ้า เรือไฟฟ้า เป็นต้น



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของชุดควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงโดยวงจรจับสัญญาณแบบ Pulse Width modulation (P.W.M.)

1.2 ขีดความสามารถ

ขีดความสามารถของเครื่องควบคุมความเร็ว ดี.ซี.มอเตอร์ ที่ได้สร้างขึ้นมานั้นสามารถนำเอาหลักการเดียวกันนี้ไปประยุกต์ใช้กับมอเตอร์ ดี.ซี.ที่มีขนาดใหญ่เพื่อนำไปใช้งานในด้านต่างๆต่อไป

คุณสมบัติของเครื่องควบคุมความเร็ว ดี.ซี.มอเตอร์ แบบพัลส์ วิต มอดดูเลชั่นมีดังนี้

1. สามารถลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดจากตัวควบคุมความเร็ว
2. สามารถปรับความเร็วรอบให้ได้ตรงตามที่ต้องการ
3. สามารถรักษาระดับความเร็วรอบให้คงที่
4. สามารถควบคุมความเร็วรอบได้ตั้งแต่ 500 rpm ถึง 5,000 rpm
5. ใช้กับไฟเลี้ยง ดี.ซี. 24 โวลท์

1.3 เนื้อหาโดยสังเขป

ในปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการรวบรวมข้อมูลรายละเอียดทั้งทฤษฎี หลักการทำงาน การออกแบบการสร้างวงจรที่ใช้งานและการสรุปปัญหา ซึ่งเนื้อหาโดยสังเขปของแต่ละบทมีดังนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปฏิญานิพนธ์ ชี้ความสามารถของ

โครงการ และเนื้อหาโดยสังเขปของแต่ละบท

บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการของ มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ภาควัดมอเตอร์ พัลส์ วิต มอดดูเลชัน

และไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

บทที่ 3 ทฤษฎีการทำงานของโครงการในส่วนของฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง บทสรุปการทดลอง

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

2.1 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (D.C.MOTOR)

2.1.1 หลักการของมอเตอร์ (Motor principle)

มอเตอร์ไฟฟ้า คือ เครื่องกลซึ่งเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าไปเป็น พลังงานกล โดยอาศัยหลักการ ดังนี้ คือ เมื่อมีกระแสไหลผ่านลวดตัวนำซึ่งวางอยู่ในสนามแม่เหล็ก จะมีแรงเกิดขึ้นที่ลวดตัวนำ ทำให้ลวดตัวนำเกิดการเคลื่อนที่ ดังแสดงในรูปที่ 2.1 ขนาดของแรงที่เกิดขึ้นหาได้จากสมการ

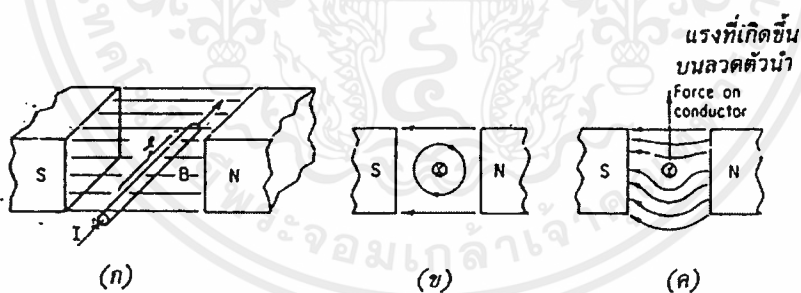
$$F = BIl \text{ นิวตัน}$$

เมื่อ F = แรงที่เกิดขึ้นที่ลวดตัวนำ เป็น นิวตัน

B = ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก เป็น เทสลา (เวเบอร์ / ตร.เมตร)

I = กระแสที่ไหลผ่านลวดตัวนำ เป็น แอมแปร์

l = ความยาวของลวดตัวนำในสนามแม่เหล็ก เป็น เมตร

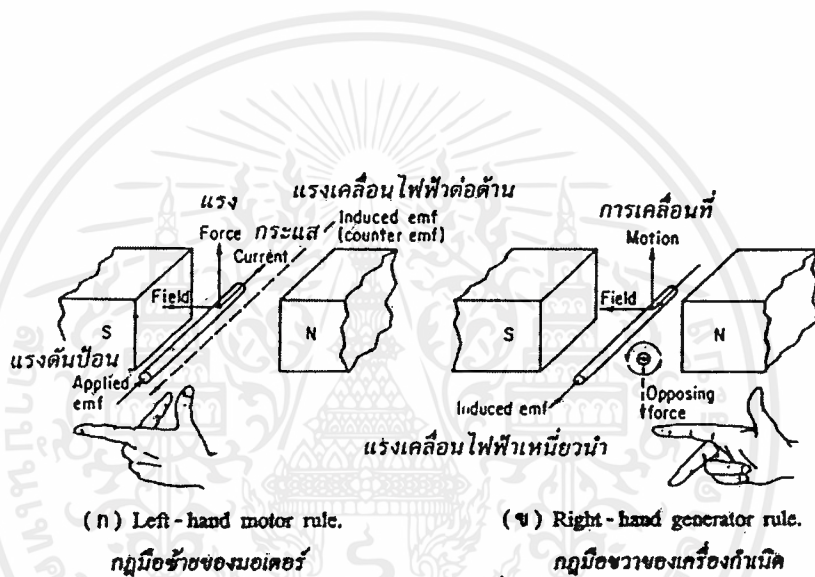


รูปที่ 2.1 ก. ลวดตัวนำที่มีความยาว l มีกระแส I ไหลผ่านและวางอยู่ในสนามแม่เหล็ก

ข. แสดงทิศทางของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นรอบตัวนำเมื่อเทียบกับทิศทางของสนามแม่เหล็ก

ค. ผลรวมของสนามแม่เหล็กทั้งสองแห่งทำให้ตัวนำเคลื่อนที่ด้วยแรง F

เราสามารถหาทิศทางของแรง F ที่เกิดขึ้นได้ โดยใช้กฎมือซ้ายของเฟลมมิง (Fleming 's left hand rule) ซึ่งใช้สำหรับหาทิศทางการหมุนของมอเตอร์นั่นเอง รูปที่ 2.2 ก. แสดงการใช้กฎมือซ้ายของเฟลมมิง หรือกฎมือซ้ายของมอเตอร์ (left - hand motor rule) เพื่อใช้หาทิศทางของแรงที่เกิดขึ้นบนลวดตัวนำ เมื่อเปรียบเทียบกับ รูปที่ 2.2 ข. แสดงการใช้กฎมือขวาของเฟลมมิงหรือกฎมือขวาของเครื่องกำเนิด (right - hand generator rule) เพื่อใช้หาทิศทางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (induced e.m.f. or counter e.m.f.) ในมอเตอร์



รูปที่ 2.2 การเปรียบเทียบพฤติกรรม (action) ของมอเตอร์และเครื่องกำเนิดไฟฟ้า

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงมีโครงสร้างและส่วนประกอบเหมือนกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้า กระแสตรงทุกประการ ดังนั้นจึงสามารถนำไปใช้งานแทนกันได้เป็นอย่างดี ดังนั้น การแบ่งชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงจึงคล้ายกับเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง คือ อาจแบ่งออกได้ 4 แบบคือ

ก. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกวงจรกระแสกระตุ้นสนามแม่เหล็ก

(Separately -excited D.C. motor)

ข. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบชั๊นท์ (D.C. shunt motor)

ค. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบซีรีย์ (D.C. series motor)

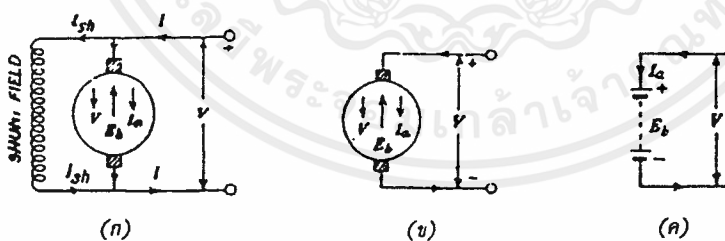
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ง. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบคอมเปานด์ (D.C. compound motor)

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกวงจรกระแสกระตุ้นสนามแม่เหล็กนั้น ต้องใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 2 ชุด เพื่อจ่ายให้แก่ขดลวดฟิลด์ และขดลวดอาเมเจอร์ จึงไม่นิยมใช้กันทั่วไปจะใช้งานในงานเฉพาะอย่าง เป็นกรณีพิเศษเท่านั้น แต่มอเตอร์ไฟฟ้า กระแสตรง แบบซันท์ จีรีส์และคอมเปานด์นั้นเป็นมอเตอร์ที่ต้องการแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้ากระแสตรงเพียงชุดเดียว จึงนิยมใช้กันมากกว่าแบบแรก

2.1.2 แรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้าน (back e.m.f. or counter e.m.f.)

เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้า (V) ให้กับอาเมเจอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง เมื่ออาเมเจอร์เริ่มหมุนลวดตัวนำในอาเมเจอร์ จะเคลื่อนที่ตัดกับเส้นแรงแม่เหล็กของขั้วแม่เหล็กจะเกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ขึ้นที่ลวดตัวนำ ทิศทางของแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นนี้หาได้โดยใช้กฎมือขวาของเฟลมมิงดังรูปที่ 2.2 จะพบว่ามีทิศทางตรงข้ามกับแรงดันป้อน ดังนั้น จึงเรียกระบบเคลื่อนไฟฟ้านี้ว่า แรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้าน (back e.m.f.) ใช้สัญลักษณ์ E_b ดังวงจรในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 ก) วงจรของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบซันท์

ข) วงจรของอาเมเจอร์

ค) วงจรสมมูลของอาเมเจอร์ เขียนแทนแรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้านด้วยแบตเตอรี่ E_b

เนื่องจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้านเกิดจากการที่ลวดตัวนำหมุนตัดเส้นแรงแม่เหล็กจากขั้วแม่เหล็กเช่นเดียวกับกรณีของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้น จึงมีสมการเช่นเดียวกับการหาแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า คือ

$$E_b = \frac{ZN}{60} \cdot \phi \frac{(P)}{(A)} \text{ โวลต์} \quad \dots\dots\dots 1$$

และเนื่องจาก $ZN / 60 A$ เป็นค่าคงที่ของมอเตอร์แต่ละตัว ดังนั้นจึงได้

$$E_b = K_1 \phi N \quad \dots\dots\dots 2$$

เมื่อ $K_1 =$ ค่าคงที่ของมอเตอร์ $= ZN / 60 A$

$N =$ ความเร็วรอบของมอเตอร์ เป็น รอบต่อนาที

$\phi =$ จำนวนเส้นแรงแม่เหล็กต่อหนึ่งขั้วเป็นเวเบอร์

จากวงจรในรูปที่ 2.3 เมื่อกำหนดให้

$V =$ แรงดันป้อน (applied voltage) เป็นโวลต์

$R_a =$ ความต้านทานในวงจรของอาร์เมเจอร์ เป็น โอห์ม

$I_a =$ กระแสอาร์เมเจอร์ เป็นแอมแปร์

$E_b =$ แรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้าน เป็น โวลต์

เราสามารถเขียนสมการกระแสอาร์เมเจอร์ ได้ดังนี้

$$I_a = \frac{V - E_b}{R_a} \quad \dots\dots\dots 3$$

หรือ $V = E_b + I_a R_a$

$$\therefore E_b = V - I_a R_a \quad \dots\dots\dots 4$$

จากสมการ 2 และ 3 จะสังเกตเห็นว่า แรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้าน E_b จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ ϕ และ N ดังนั้นถ้า ϕ คงที่ จะได้ $E_b \propto N$ นั่นคือ

เมื่อ N มีค่ามาก เช่น มอเตอร์หมุนตัวเปล่า (no-load) จะทำให้ E_b มีค่ามาก และกระแส I_a จะมีค่าลดลง ในทางตรงข้ามถ้า N มีค่าน้อย เช่น ขณะมอเตอร์หมุนขับโหลดเต็มพิกัด (full-load) จะทำให้ E_b มีค่าน้อยลง กระแส I_a จะมีค่าเพิ่มขึ้น เพื่อทำให้เกิดแรงบิด (torque) เหมาะสมกับขนาดของโหลดที่เพิ่มขึ้น และกระแส I_a จะมีค่ามากที่สุดเมื่อ N เท่ากับศูนย์ ซึ่งจะได้ E_b เท่ากับศูนย์ด้วยสภาพเช่นนี้จะเกิดขึ้นในขณะเริ่มหมุน (start) หมายถึง สับสวิตช์จ่ายแรงดันป้อนให้มอเตอร์แล้วมอเตอร์กำลังจะเริ่มหมุน

2.1.3. สมการแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์ (Voltage equation of a motor)

จากสมการที่ 4 เขียนสมการของแรงดันป้อน (applied voltage) V ที่เข้าอามเจอร์ของมอเตอร์ได้ดังนี้คือ

$$V = E_b + I_a R_a$$

เรียกสมการข้างบนว่า สมการแรงดันไฟฟ้าของมอเตอร์
ใช้กระแสอามเจอร์ I_a คุณเข้าไปทั้งสองข้างของสมการ

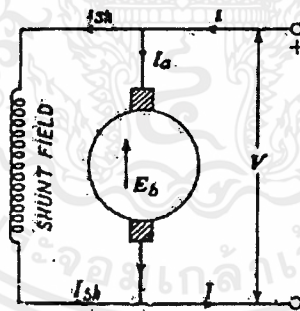
$$VI_a = E_b I_a + I_a^2 R_a \quad \dots\dots\dots 5$$

จากรูปที่ 4 จะได้

VI_a = กำลังอินพุตที่จ่ายให้กับอามเจอร์ (electrical input to the armature) เป็น วัตต์

$E_b I_a$ = กำลังไฟฟ้าส่วนที่เปลี่ยนรูปเป็นกำลังกลในอามเจอร์ (electrical equivalent of mechanical power developed in the armature) เป็น วัตต์

$I_a^2 R_a$ = การสูญเสียในขดลวดอามเจอร์ (Cu loss in the armature) เป็น วัตต์



รูปที่ 2.4 วงจรของขั้วมอเตอร์

จากสมการที่ 4 จะสังเกตเห็นว่า กำลังไฟฟ้าที่อามเจอร์ได้รับ (armature input) ส่วนหนึ่งจะสูญเสียไปในขดลวดอามเจอร์ คือ การสูญเสีย $I^2 R$ และอีกส่วนหนึ่งจะใช้สำหรับเปลี่ยนรูปเป็นกำลังกล

(mechanical power) ภายในอามเจอร์ ดังนั้นการหาประสิทธิภาพของมอเตอร์จึงอาจหาได้จากอัตราส่วนของกำลังกลที่เกิดขึ้นในอามเจอร์ต่อกำลังอินพุตของมัน คือ $E_b I_a / VI_a = E_b / V$

2.1.4 ความเร็วของมอเตอร์ (Speed of D.C. motor)

จากสมการของแรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้านในหัวข้อที่ 2

$$E_b = V - I_a R_a \quad \text{หรือ} \quad E_b = \frac{ZN}{60} * \phi \frac{(P)}{(A)}$$

$$\text{ดังนั้น} \quad \frac{ZN}{60} * \phi \frac{(P)}{(A)} = V - I_a R_a$$

$$\therefore N = (V - I_a R_a / \phi) * \frac{(60A)}{(ZP)} \text{ r.p.m.} \dots\dots\dots 6$$

$$\text{หรือ} \quad N = (E_b / \phi) * \frac{(60A)}{(ZP)}$$

$$\therefore N = K_s (E_b / \phi) \dots\dots\dots 7$$

จากสมการ 7 จะพบว่าความเร็วของมอเตอร์เป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้าน E_b และเป็นสัดส่วนผกผันกับเส้นแรงแม่เหล็ก ϕ หรือ $N \propto E_b / \phi$

กรณีชรีมอเตอร์

$$\begin{aligned} \text{ให้} \quad N_1 &= \text{ความเร็วของมอเตอร์เมื่อขับโหลดค่าหนึ่ง} \\ I_{a1} &= \text{กระแสอาเมเจอร์} \\ \phi_1 &= \text{เส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้ว} \end{aligned}$$

และ N_2, I_{a2} และ ϕ_2 เป็นค่าที่สอดคล้องกัน แต่โหลดของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงเป็นอีกค่าหนึ่ง ดังนั้นเราจะได้

$$\begin{aligned} N_1 &\propto E_{b1} / \phi_1 \quad E_{b1} = V - I_{a1} R_a \\ N_2 &\propto E_{b2} / \phi_2 \quad E_{b2} = V - I_{a2} R_a \\ \therefore \frac{N_2}{N_1} &= \frac{E_{b2}}{E_{b1}} * (\phi_1 / \phi_2) \dots\dots\dots 8 \end{aligned}$$

ก่อนที่ขั้วแม่เหล็กจะถึงจุดอิ่มตัว (saturation) ; $\phi \propto I_a$

$$\therefore \frac{N_2}{N_1} = \frac{E_{b2}}{E_{b1}} * \frac{I_{a1}}{I_{a2}} \quad \dots\dots\dots 9$$

กรณีชั้้นท์มอเตอร์

มีสมการของความเร็วนั้นเดียวกับซีรีส์มอเตอร์ ดังนั้น จากสมการที่ 8 ถ้าแรงดันป้อน V ของชั้้นท์มอเตอร์คงที่ จะได้ ϕ คงที่ด้วย ดังนั้น $\phi_1 = \phi_2$

$$\therefore \frac{N_2}{N_1} = \frac{E_{b2}}{E_{b1}} \quad \dots\dots\dots 10$$

2.1.5 ตัวประกอบของการควบคุมความเร็ว (Factor controlling motor speed)

จากสมการของความเร็วนั้น

$$N = [(V - I_a R_a) / \phi] * \frac{(60A)}{(ZP)} \quad \text{r.p.m.}$$

$$\therefore N = K_3 [(V - I_a R_a) / \phi] \quad \text{r.p.m.}$$

เมื่อ R_a = ความต้านทานของวงจรมอเตอร์

จากสมการของความเร็วนั้น จะสังเกตเห็นว่าเราสามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้โดย (ก) ปรับแต่งค่าของเส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้ว (flux control) (ข) ปรับแต่งค่าความต้านทาน R_a ในวงจรของมอเตอร์ (rheostatic control) และ (ค) ปรับแต่งขนาดของแรงดันป้อน (voltage control) วิธีดังกล่าวข้างต้นสามารถนำไปใช้กับมอเตอร์ไฟฟ้าแบบชั้้นท์ คอมเพาเนต และซีรีส์

2.1.6 การควบคุมความเร็วของซีรีส์มอเตอร์ (Speed control of Series motor)

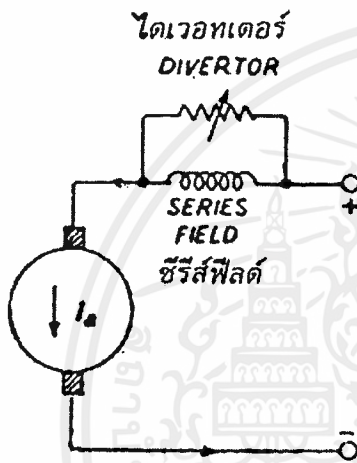
วิธีที่ใช้ ๆ กันมีดังนี้

2.1.6.1 วิธีปรับแต่งค่าของเส้นแรงแม่เหล็ก (Flux control method)

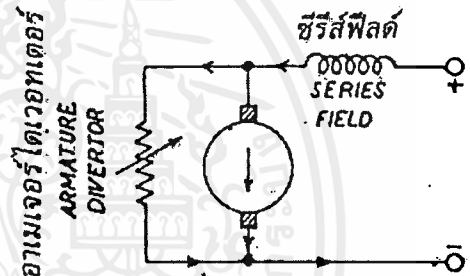
การเปลี่ยนแปลงค่าของเส้นแรงแม่เหล็กของซีรีส์มอเตอร์ สามารถกระทำดังต่อไปนี้

ก) ฟิวด์ไดเวอร์เตอร์ (Field diverter) โดยใช้ความต้านทานที่ปรับค่าได้ เรียกว่าฟิวด์ไดเวอร์เตอร์ (field diverter) ต่อขนานกับขดลวดซีรีส์ฟิวด์ดังรูปที่ 2.5 วิธีนี้สามารถปรับแต่งค่าของเส้นแรงแม่เหล็กให้ลดลงเพื่อให้ความเร็วของมอเตอร์เพิ่มขึ้นโดยปรับค่าความต้านทานของไดเวอร์เตอร์

ข) อาเมเจอร์ ไดเวอร์เตอร์ (Armature diverter) โดยใช้ไดเวอร์เตอร์ต่อขนานกับ อาเมเจอร์ สามารถปรับความเร็วของมอเตอร์ให้ต่ำกว่าปกติได้ เมื่อแรงบิดขับโหลดคงที่ ถ้ากระแส I_a ลดลงเนื่องจากอาเมเจอร์ ไดเวอร์เตอร์แล้ว เส้นแรงแม่เหล็ก Φ จะต้องเพิ่มขึ้น ($T \propto \Phi I_a$) การเพิ่มขึ้นของกระแสที่มอเตอร์ได้รับจากแหล่งจ่าย (ซึ่งทำให้เส้นแรงแม่เหล็กเพิ่มขึ้น) และความเร็วของมอเตอร์ลดลง ($N \propto 1/\Phi$) นั้นสามารถกระทำได้โดยการปรับแต่งค่าความต้านทานของไดเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 2.6



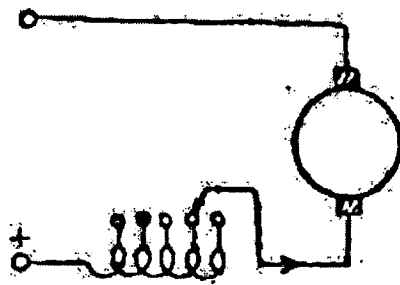
รูปที่ 2.5 การใช้ฟิลด์ ไดเวอร์เตอร์
ควบคุมความเร็วของซีรี่ย์มอเตอร์



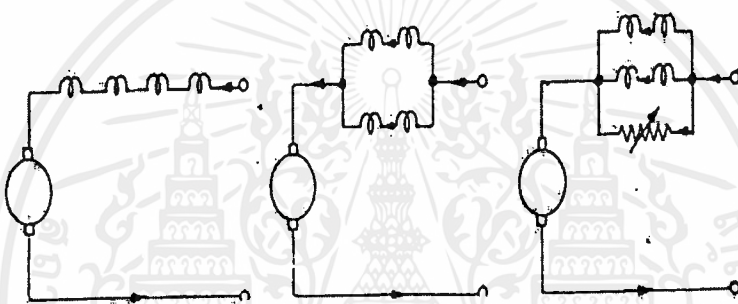
รูปที่ 2.6 การใช้อาเมเจอร์ไดเวอร์เตอร์
ควบคุมความเร็วของซีรี่ย์มอเตอร์

ค) เปลี่ยนจุดต่อแยกของฟิลด์ (Tapped field control) วิธีนี้ใช้บ่อยมากในรถลากไฟฟ้า electric traction) ดังรูปที่ 2.7 จำนวนรอบของขดลวดซีรี่ย์ฟิลด์สามารถเปลี่ยนแปลงได้ดังรูป ถ้าใช้ขดลวดฟิลด์ทั้งหมด มอเตอร์จะหมุนด้วยความเร็วต่ำสุด และสามารถปรับแต่งความเร็วให้สูงขึ้นได้โดยตัดบางส่วนของขดลวดซีรี่ย์ฟิลด์ออกจากวงจร

ง) การขนานขดลวดฟิลด์ (Paralleling field coils) วิธีนี้ใช้สำหรับมอเตอร์พัดลมหลายความเร็ว สามารถทำได้โดยจัดกลุ่มของขดลวดฟิลด์ ดังรูปที่ 2.8 ซึ่งเป็นมอเตอร์แบบ 4 ขั้ว 3 ความเร็ว



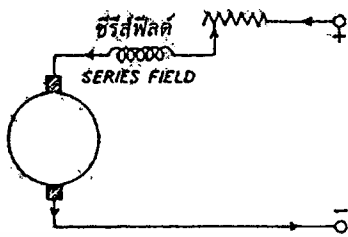
รูปที่ 2.7 การเปลี่ยนจุดต่อแยกของฟิลด์เพื่อควบคุมความเร็วของซีรี่ย์มอเตอร์



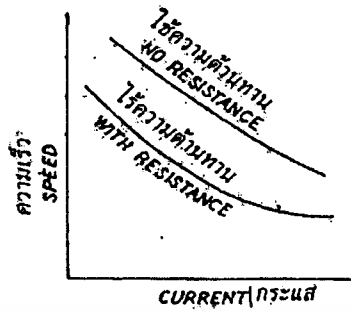
รูปที่ 2.8 การต่อขนานขดลวดฟิลด์เพื่อควบคุมความเร็วของซีรี่ย์มอเตอร์

2.1.6.2 การปรับแต่งค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมกับมอเตอร์ (Variable resistance in series with motor)

โดยการเพิ่มค่าความต้านทานอนุกรมกับอาเมเจอร์ ดังรูปที่ 2.9 เป็นผลให้แรงดันตกคร่อมอาเมเจอร์ลดลง ความเร็วรอบของอาเมเจอร์จะลดลงด้วย จะสังเกตเห็นว่า กระแสทั้งหมดของมอเตอร์จะไหลผ่านค่าความต้านทานดังกล่าว จึงมีข้อเสียตรงที่กำลังส่วนหนึ่งจะสูญเสียไปเนื่องจากค่าความต้านทานดังกล่าวด้วย



(ก)

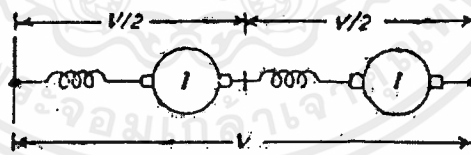


(ข)

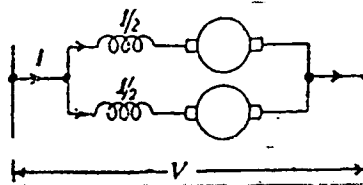
รูปที่ 2.9 การปรับแต่งค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมกับมอเตอร์เพื่อควบคุมความเร็วของซีรีส์มอเตอร์

2.1.6.3 การควบคุมความเร็วโดยต่อมอเตอร์แบบอนุกรม - ขนาน (Series parallel Control)

การควบคุมความเร็วระบบนี้ ใช้กันมากในรถรางไฟฟ้า (electric traction) โดยใช้มอเตอร์ชนิดเดียวกันสองตัวหรือมากกว่าหมุนขับโหลด เมื่อต้องการความเร็วต่ำจะนำมอเตอร์ทั้งสองมาต่ออนุกรมกัน ดังรูปที่ 2.9 ก. และถ้าต้องการความเร็วสูงจะต่อแบบขนาน ดังรูปที่ 2.9 ข.



รูปที่ 2.9 ก) เมื่อต่อมอเตอร์ทั้งสองตัวแบบอนุกรมจะได้ความเร็วต่ำ



รูปที่ 2.9 ข) เมื่อต่อมอเตอร์ทั้งสองตัวแบบขนานจะได้ความเร็วสูง

เมื่อต่อแบบอนุกรมมอเตอร์ทั้งสองตัวจะมีกระแสไหลผ่านเท่ากัน ดังนั้น แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมมอเตอร์แต่ละตัว $= V / 2$ คือเป็นครึ่งหนึ่งของแรงดันป้อน เมื่อต่อแบบขนาน แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมมอเตอร์แต่ละตัว $= V$ กระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์แต่ละตัวคือ $I/2$

ก. เมื่อต่อมอเตอร์แบบขนาน (When in parallel)

จากสมการของความเร็ว $N \propto E_b / \phi \propto E_b / I$ (เป็นซีรืส์มอเตอร์)

เนื่องจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้าน E_b มีค่าประมาณเท่ากับแรงดันป้อน V

$$\therefore \text{ความเร็ว } N \propto \frac{V}{I/2} \propto \frac{2V}{I}$$

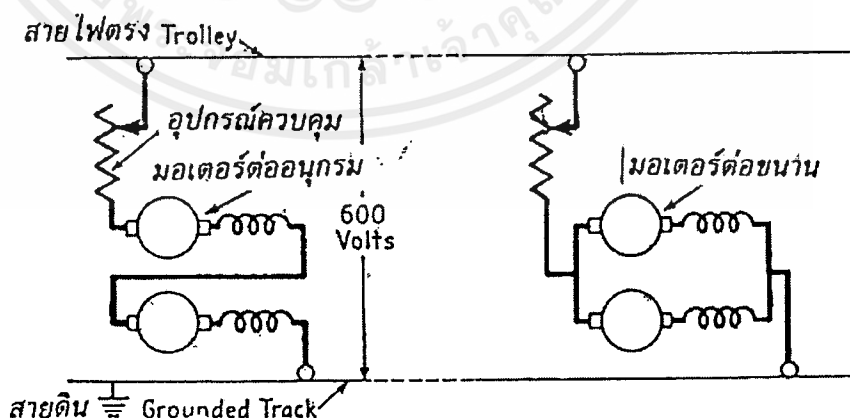
$$\text{ดังนั้น แรงบิด } T \propto \phi I \propto I^2 (\phi \propto I) \quad \dots\dots\dots 11$$

$$T \propto (I/2)^2 \propto I^2 / 4 \quad \dots\dots\dots 12$$

ข. เมื่อต่อแบบอนุกรม (When in series)

$$\text{จากสมการความเร็ว } N \propto (E_b / \phi) \propto \frac{V/2}{I} \propto \frac{V}{2I} \quad \dots\dots\dots 13$$

นั่นคือ ความเร็วของการต่อแบบอนุกรมเป็น $1/4$ เท่าของการต่อแบบขนานในทำนองเดียวกัน $T \propto \phi I \propto I^2$ จะได้แรงบิดของการต่อแบบอนุกรมเป็น 4 เท่าของการต่อแบบขนาน ตามปกติการควบคุมความเร็วของระบบนี้จะรวมความต้านทานที่ปรับค่าได้ (variable resistance) เข้าไปในวงจรด้วย ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 การควบคุมความเร็วของซีรืส์มอเตอร์โดยต่อแบบอนุกรม - ขนาน

แต่วิธีที่ใช้ในโครงการนี้ จะเป็นการใช้ พัลส์วidthมอดดูเลชั่น (Pulse Width Modulation) มาควบคุมการสวิตช์ของวงจรขับซึ่งค่าความกว้างของพัลส์จะทำให้ขนาดของแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์มีค่าแตกต่างกันไป ทำให้สามารถปรับความเร็วของมอเตอร์ได้

2.1.7 การสตาร์ทมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (D.C. motor starters)

2.1.7.1 ความจำเป็นในการใช้อุปกรณ์เริ่มเดิน (Necessity of a starter)

จากสมการของกระแสอาเมเจอร์ กระแสอาเมเจอร์ของมอเตอร์หาได้จากสมการ

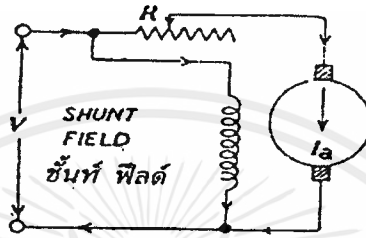
$$I_a = (V - E_b) / R_a$$

เมื่อ V เป็นแรงดันป้อน , E_b เป็นแรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้าน และ R_a เป็นค่าความต้านทานของอาเมเจอร์ เมื่อทำการสตาร์ทมอเตอร์ ขณะอาเมเจอร์ยังอยู่กับที่ จะไม่มีแรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้านเกิดขึ้นในอาเมเจอร์ จึงมีแรงดันไฟฟ้าเต็มพิกัดตกคร่อมอาเมเจอร์ ทำให้มีกระแสจำนวนมากไหลผ่านอาเมเจอร์เนื่องจากความต้านทานของอาเมเจurn้อยมาก ตัวอย่างเช่นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงขนาดพิกัด 5 h.p. (3.73 k W.) 440 V. / 0.25 Ω = 1,760 A. ซึ่งกระแสนี้สูงถึง 1,750 / 60 = 35.2 เท่าของกระแสโหลดเต็มพิกัด กระแสจำนวนมากนี้จะทำให้ฟิวส์ขาดและเป็นอันตรายต่อคอมมิวเตเตอร์และแปรงถ่าน เพื่อหลีกเลี่ยงเหตุการณ์ดังกล่าวจึงจำเป็นต้องใช้ความต้านทานมาต่ออนุกรมกับอาเมเจอร์ (ในช่วงเวลาที่ทำการสตาร์ทมอเตอร์เป็นเวลาประมาณ 5 -10 วินาที) เพื่อช่วยจำกัดกระแสในขณะสตาร์ทให้อยู่ในค่าที่ปลอดภัย ความต้านทานเริ่มเดิน (arting resistance) R_s จะถูกตัดออกจากวงจรของอาเมเจอร์เมื่อมอเตอร์มีความเร็วเพิ่มขึ้นและมีแรงเคลื่อนไฟฟ้าต่อต้านเกิดขึ้น

ในมอเตอร์ขนาดเล็ก สามารถสตาร์ทโดยตรงกับแรงดันป้อนเต็มพิกัด โดยไม่เกิดอันตรายใดๆ แก่มอเตอร์ ทั้งนี้เพราะว่า

1. มอเตอร์ขนาดเล็กมีความต้านทานสูงกว่ามอเตอร์ขนาดใหญ่ ดังนั้นจึงมีกระแสขณะสตาร์ทไม่สูงมาก
2. เนื่องจากเป็นมอเตอร์ขนาดเล็ก อาเมเจอร์มีน้ำหนักเบาจึงมีโมเมนต์ของแรงเฉื่อยต่ำ (low moment of inertia) จึงทำให้มอเตอร์สามารถเร่งความเร็วรอบให้สูงขึ้นได้อย่างรวดเร็ว

3. กระแสขณะสตาร์ทจำนวนมากเกิดขึ้นในช่วงระยะเวลาสั้น ๆ ไม่เพียงพอที่จะทำให้เกิดผลกระทบต่อโวลต์เตจเรกูเรชั่นในสายส่ง



รูปที่ 2.11 วงจรสตาร์ทชั้ตมอเตอร์โดยใช้ความต้าน R_s

ในรูปที่ 2.11 เป็นวงจรสำหรับสตาร์ทชั้ตมอเตอร์โดยใช้ความต้านเริ่มเดิน (starting resistance) R_s ต่ออนุกรมกับอาร์เมเจอร์ สำหรับขดลวดฟیلด์ต่อคร่อมกับแรงดันป้อนโดยตรง ดังนั้น กระแสที่ไหลผ่านขดลวดชั้ตที่ฟیلด์จึงไม่เกี่ยวข้องกับค่าความต้านทาน R_s แต่ถ้านำความต้านทาน R_s ไปต่ออนุกรมกับวงจรของอาร์เมเจอร์ กระแสชั้ตที่ฟیلด์จะมีค่าลดลงในขณะสตาร์ท เป็นเหตุให้แรงบิดเริ่มหมุน T_s ของมอเตอร์ลดลง ($T \propto \Phi I_a$)

2.1.7.2 การกลับทิศทางการหมุน

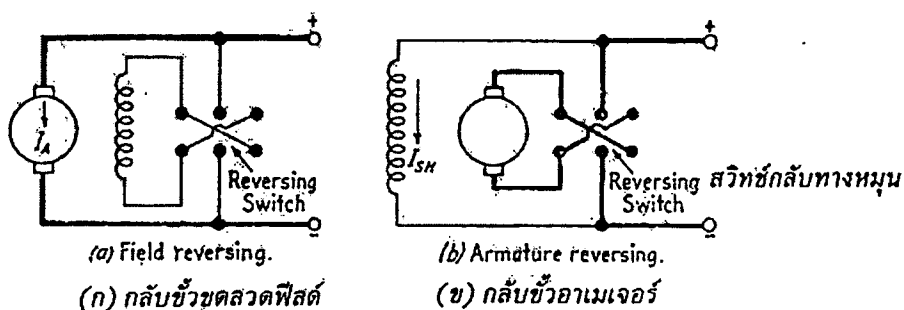
การกลับทิศทางการหมุนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงมี 2 วิธี คือ

ก. เปลี่ยนทิศทางการไหลที่ไหลผ่านอาร์เมเจอร์

ข. เปลี่ยนทิศทางการไหลที่ไหลผ่านวงจรขดลวดฟیلด์

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงไม่สามารถกลับทิศทางการหมุนได้โดยการสลับขั้วสายของมอเตอร์ทั้งนี้เพราะจะทำให้กระแสที่ไหลผ่านทั้งอาร์เมเจอร์และขดลวดฟیلด์เปลี่ยนทิศทางพร้อมกันเป็นผลให้มอเตอร์หมุนในทิศทางเดิม

ในรูปที่ 2.12 แสดงการกลับทิศทางการหมุนของชั้ตมอเตอร์ทั้งสองวิธีดังกล่าวข้างต้น โดยใช้สวิตช์สองขาสับสองทาง (DPDT switch) รูปที่ 2.12 ก. เป็นวงจรกลับทางหมุนโดยใช้สวิตช์เปลี่ยนทางกระแสที่ไหลผ่านชั้ตที่ฟیلด์ สำหรับรูปที่ 2.12 ข. เป็นวงจรกลับทางหมุนโดยใช้สวิตช์เปลี่ยนทิศทางการไหลที่ไหลผ่าน อาร์เมเจอร์



รูปที่ 2.12 วงจรกลับทิศทางการหมุนของชั้นท์มอเตอร์โคบใช้สวิทช์สองขาสับสองข้าง ก) กลับขั้วขดลวดฟิลด์ ข) กลับขั้วอาเมเจอร์



2.2 ภาคขับมอเตอร์ (MOTOR DRIVER)

2.2.1 การเลือกใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง

พารามิเตอร์พื้นฐานของทรานซิสเตอร์สำหรับการออกแบบวงจรขับ

- 1.ความสามารถในการทนแรงดันขณะเปิดวงจร
- 2.ความสามารถในการทนกระแสขณะปิดวงจร

พารามิเตอร์ทั้งสองจะขึ้นอยู่กับชนิดของ วงจรขับ ด้วยอุปกรณ์ที่นิยมนำมาใช้เป็นสวิตช์ อิเล็กทรอนิกส์นั้น ได้แก่ ทรานซิสเตอร์, มอสเฟต และ ไอจีบีที ซึ่งอุปกรณ์สวิตช์นั้นต่างมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกัน ในปัจจุบันทรานซิสเตอร์จะมีราคาที่ถูกกว่ามอสเฟต ในขณะที่มอสเฟต นั้นมี การใช้งานที่ง่ายกว่าทรานซิสเตอร์ ทั้งนี้เนื่องจาการออกแบบวงจรขับเกทไม่มีความซับซ้อนมาก เกินไปเมื่อเทียบกับวงจรขับเบสของทรานซิสเตอร์และอีกสิ่งหนึ่งที่สำคัญมากก็คือการทำงานของ ทรานซิสเตอร์นั้นถูกจำกัดด้วยความถี่คัทออฟ (Cut off) ของตัวมันเอง (ประมาณ 500 kHz) แต่ มอสเฟตกลับสามารถทำงานได้ด้วยความถี่สูงๆ ถึง 200 kHz ที่เดียว และแน่นอนว่าการทำงานที่ ความถี่สูงๆ ขนาดของอุปกรณ์ต่างๆย่อมมีขนาดเล็กลง

2.2.2 การใช้ทรานซิสเตอร์กำลังเป็นสวิตช์

ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ต้องใช้กระแสในการขับเบสเพื่อควบคุมจำนวนการไหลของ กระแสคอลเลกเตอร์โดยจำนวนการไหลของกระแสนี้จะขึ้นอยู่กับอัตราขยายกระแสของทราน ซิสเตอร์ตามความสัมพันธ์

$$\beta = I_C / I_B$$

14

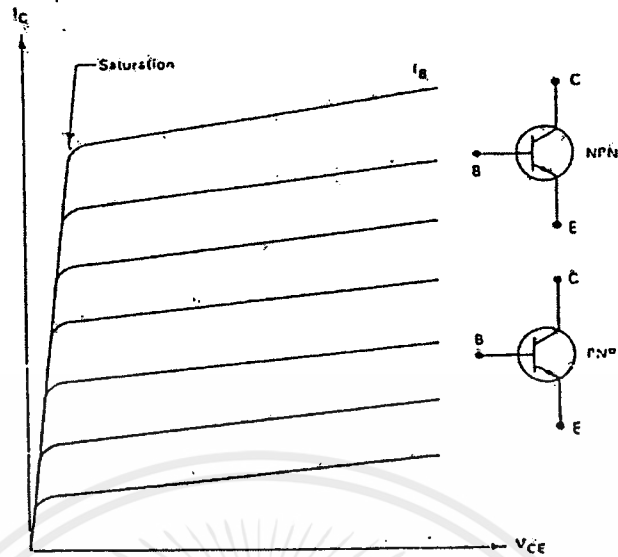
เมื่อ I_C คือ กระแสคอลเลกเตอร์, Ampere

I_B คือ กระแสเบส , Ampere

การทำงานของทรานซิสเตอร์จะแบ่งการทำงานเป็น 2 สภาวะ

1 สภาวะเชิงเส้น (Linear) มักใช้ในงานด้านวงจรขยาย

2 สภาวะอิ่มตัว (Saturation) มักใช้ในงานเป็นสวิตช์ปิด-เปิดวงจร



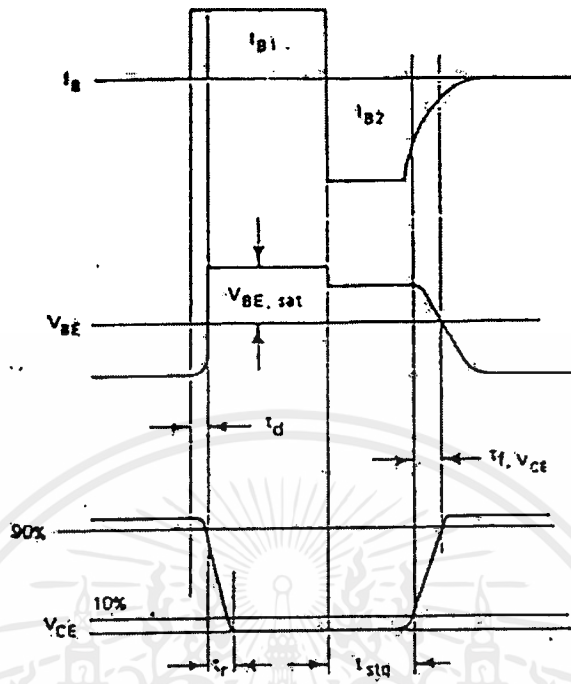
รูปที่ 2.13 แสดงคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์

ในรูปที่ 2.13 แสดงกราฟลักษณะสมบัติความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสของ ทรานซิสเตอร์ จากกราฟแสดงถึงบริเวณอิ่มตัว ซึ่ง ณ ที่บริเวณนี้จะพบว่ากระแสเลตส์จำนวนหนึ่ง สามารถทำให้ทรานซิสเตอร์เปิดวงจร (นำกระแสเต็มที่) เกิดกระแสคอลเลคเตอร์จำนวนมากไหล ผ่านในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์มีค่าต่ำมาก

ในความเป็นจริงแล้วการนำทรานซิสเตอร์มาทำเป็นสวิตช์นั้นสามารถควบคุมได้ที่ขาเบส ของทรานซิสเตอร์ โดยใช้กระแสขั้วที่ขาเบสเพื่อให้ทรานซิสเตอร์เปิดวงจร และถ้ากลับทิศทางของ กระแสเบสก็จะทำให้ทรานซิสเตอร์เปิดวงจร

2.2.3 คำจำกัดความที่เกี่ยวข้องกับทรานซิสเตอร์ (โหลดชนิดความต้านทาน)

พิจารณารูป 2.14 เป็นรูปสัญลักษณ์แรงดันตกคร่อมระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ (V_{BE}) และ คอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ (V_{CE}) ของทรานซิสเตอร์ NPN โดยควบคุมที่ I_B



รูปที่ 2.14 แสดงรูปคลื่นของทรานซิสเตอร์สวิตช์

เวลาหน่วง (Delay Time, t_d) คือ ช่วงเวลาจากการจ่ายกระแสเบส I_{B1} ไปยังจุดที่ทำให้ V_{CE} ตกลงถึง 90% ของค่าแรงดันเริ่มต้น

เวลาขอบขาขึ้น (Rise Time, T_r) คือ ช่วงเวลาเมื่อ V_{CE} ตกลง ถึง 10% ของค่าแรงดันเมื่อ 90%

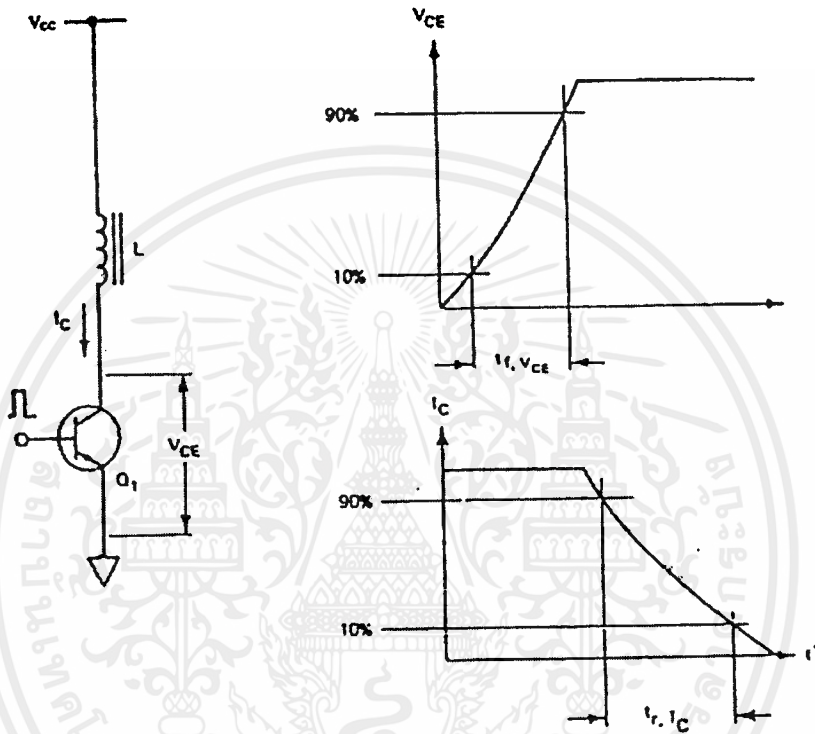
เวลาสะสม (Storage Time, $T_{s\sigma}$) คือ ช่วงเวลาเริ่มจากการกลับทิศทางของกระแส I_{B2} เป็นผลทำให้ขนาดของแรงดัน V_{CE} เพิ่มขึ้น 10% ของค่าแรงดันครั้งสุดท้ายที่ OFF

เวลาขอบขาลง (Fall Time, T_r, v_{ce}) คือ ช่วงเวลาเมื่อแรงดัน V_{CE} ที่เพิ่มขึ้นตั้งแต่ 10% จนถึง 90%

2.2.4 ความสัมพันธ์กับโหลดความเหนียวน้ำ (Inductive Load)

จากที่กล่าวมาแล้วในเรื่องของคำจำกัดความต่างๆ ช่วงเวลาในการสวิตช์ของทรานซิสเตอร์ในเทอมของแรงดัน V_{CE} เมื่อโหลดที่ใช้เป็นความต้านทาน อย่างไรก็ตาม เมื่อนำทรานซิสเตอร์ไปขับโหลดที่เป็นความเหนียวน้ำ รูปสัญญาณที่ได้ก็น่าจะแตกต่างกัน เนื่องจากคุณสมบัติของความ

เหนียวนาที่ถึงแม้จะจ่ายแรงดันให้กับความเหนียวมาแล้วก็ตาม กระแสก็ยังไม่สามารถไหลได้ในทันทีทันใด ดังนั้นในช่วงที่ทรานซิสเตอร์เปิดวงจร เราจะพบว่าแรงดันของทรานซิสเตอร์จะมีค่าเท่ากับแรงดัน V_{CE} แหล่งจ่ายก่อนที่กระแสจะลดลงดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 แสดงรูปคลื่นแรงดันกับกระแสของทรานซิสเตอร์เมื่อขับโหลดความเหนียว

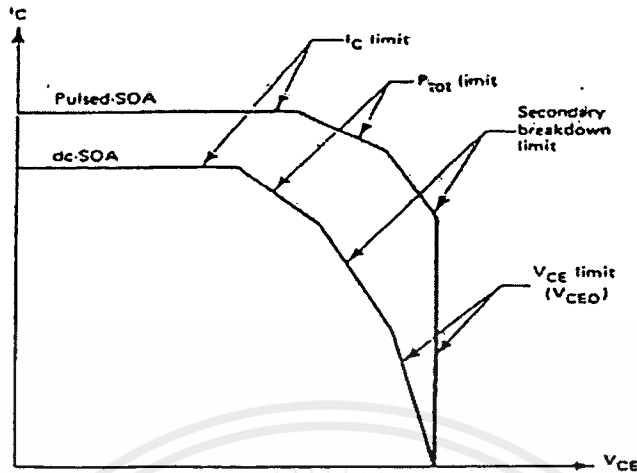
2.2.5 ปรากฏการณ์ Secondary breakdown ของทรานซิสเตอร์

2.2.5.1 Secondary breakdown เมื่อป้อนไบแอสตรง

วิศวกรหรือผู้ออกแบบวงจร ขับวงจรจะต้องพิจารณา และระมัดระวังเกี่ยวกับข้อจำกัดต่างๆ ของทรานซิสเตอร์สวิตซ์ซึ่งให้รอบคอบเสียก่อน ไม่ว่าจะเห็นช่วงที่ทรานซิสเตอร์ปิดหรือเปิดวงจรก็ตาม ปัญหาแรกที่คุณผู้ออกแบบมักพบบ่อยๆ ก็คือปรากฏการณ์ Secondary breakdown เมื่อป้อนไบแอสตรง

โดยปกติแล้วทางโรงงานหรือผู้ผลิตนั้นจะกำหนดกราฟในลักษณะของพื้นที่ทำงานที่ปลอดภัย (Safe Operating Area, SOA) ดังแสดงในกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_C กับแรงดัน V_{CE}

รูป 2.16

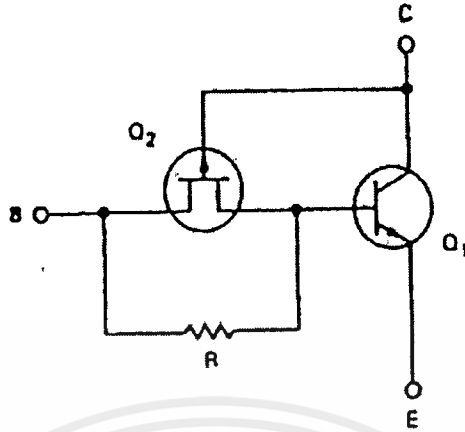


รูปที่ 2.16 แสดง SOA ของทรานซิสเตอร์

ซึ่งพื้นที่ในกราฟนั้นจะบอกให้ผู้ออกแบบทราบว่าขอบเขตในการทำงานที่ปลอดภัยของทรานซิสเตอร์มีข้อจำกัดสูงสุดในย่านใดบ้างกราฟนี้จะใช้พิจารณาเมื่อเส้น load line ขณะได้รับไบแอสตรงอยู่ในพื้นที่ SOA จึงจะปลอดภัย

ปรากฏการณ์ Secondary breakdown เมื่อป้อนไบแอสตรง จะเกิดเมื่อผู้ออกแบบกำหนดจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์เกินนอกเหนือจากขอบเขตพื้นที่ SOA ทำให้ความร้อนที่ตัวทรานซิสเตอร์กำลังสูงขึ้น สัมประสิทธิ์อุณหภูมิ (temperature coefficient) ของรอยต่อระหว่างเสกกับอิมิตเตอร์เป็นลบ ความร้อนจะเพิ่มขึ้น เมื่อมีกระแสไหลเพิ่มขึ้นก่อให้เกิดการกำลังสูญเสียสูงขึ้นตามจนกระทั่งค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของแรงดัน breakdown ระหว่างคอลเลกเตอร์กับอิมิตเตอร์เป็นจนกระทั่งค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของแรงดันระหว่างคอลเลกเตอร์กับอิมิตเตอร์เป็นลบด้วยถ้าปรากฏการณ์ดังกล่าวนี้ ยังไม่มีการแก้ไข จะทำให้รอยต่อระหว่าง คอลเลกเตอร์กับอิมิตเตอร์ พังทลายส่งผล ให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ เนื่องจากความร้อนที่เพิ่มขึ้นอย่างไม่มีขีดจำกัด

จากผลเสียที่ได้ของปรากฏการณ์ Secondary breakdown เมื่อป้อนไบแอสตรงดังที่กล่าวมาแล้ว จึงทำให้มีผู้ค้นคว้าที่จะหลีกเลี่ยงมิให้เกิดขึ้น เช่น โรงงาน National Semiconductor ได้ปรับปรุงขั้นตอนการผลิตทรานซิสเตอร์ ให้สามารถทำงานที่ระดับกำลังงานและแรงดันคอลเลกเตอร์สูงสุดโดยไม่เกิดความเสียหายในรูปที่ 2.18 แสดงวงจรภายในของทรานซิสเตอร์ที่ถูกพัฒนาขึ้น

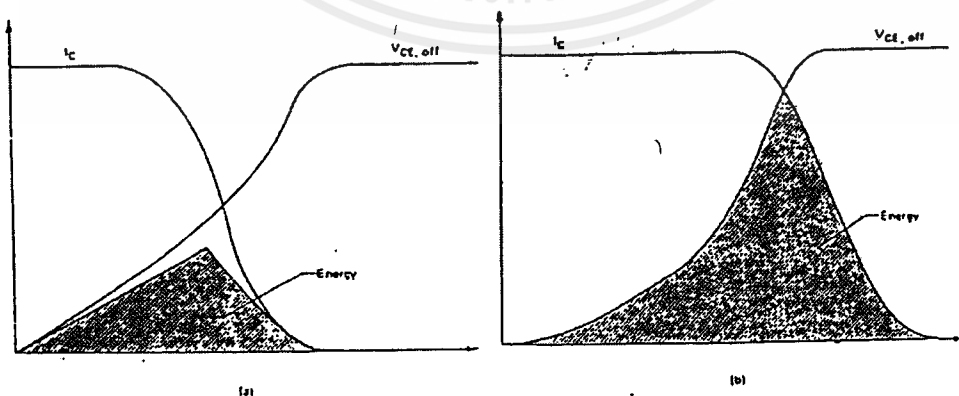


รูปที่ 2.17 การป้องกันการ Secondary breakdown โดยต่อ JFET อนุกรมกับเบสของทรานซิสเตอร์
เทคนิคในการแก้ไขนี้จะเพิ่ม JFET อนุกรมกับขาเบสของทรานซิสเตอร์กำลัง โดยที่ JFET จะทำหน้าที่เหมือนกับ ballast resistor ซึ่งค่าความต้านทานนี้จะเปลี่ยนแปลงตามแรงดันระหว่างคอลเลคเตอร์กับเบส ทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะที่ อุณหภูมิที่ตัวทรานซิสเตอร์จึงจะไม่สูงขึ้น

2.2.5.2 Secondary breakdown เมื่อป้อนไบแอสกลับ

จากที่ได้กล่าวมาแล้ว ในเรื่องช่วงเวลาสะสม และค่าสูญเสียเมื่อนำทรานซิสเตอร์กำลังไปใช้ในงานสวิตช์นั้น ถ้าหากช่วงเวลาสะสมมีค่ามากเกินไปจะทำให้หม้อแปลงเกิดการอิ่มตัวเป็นผลให้ย่านการเรกกูเลตถูกจำกัดให้แคบลง

สำหรับค่าสูญเสียในการสวิตช์ ข้อมจะส่งผลโดยตรงกับ ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายทำให้ผู้ ออกแบบที่ต้องการแหล่งจ่ายประสิทธิภาพสูง ต้องคำนึงถึงค่าพารามิเตอร์ทั้งสองด้วย



รูปที่ 2.18 แสดงกราฟความสัมพันธ์ของ IC และ VCE ของทรานซิสเตอร์

a) เมื่อโหลดแบบความต้านทาน

b) เมื่อโหลดแบบความเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 2.18 แสดงลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์กำลังที่แรงดันสูงขณะเปิดวงจรเมื่อใช้กับโหลดความต้านทานและโหลดความเหนี่ยวนำสังเกตพบว่าเมื่อโหลดที่ใช้เป็นโหลดความเหนี่ยวนำจะทำให้เกิดพลังงาน (Energy) สูงกว่า เมื่อเทียบกับโหลดความต้านทาน (พิจารณาพื้นที่แรงเงาแสดงถึงพลังงานที่เกิดขึ้นนั่นเอง) ซึ่งพลังงานที่เกิดขึ้นนี้จะเป็นสาเหตุทำให้เกิด ปรากฏการณ์ Secondary breakdown ได้

กำลังงานขณะเกิด Secondary breakdown เมื่อป้อนไบแอสกลับ (ESB) สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$ESB = 1/2 L_{eff} I_C^2$$

.....15

เมื่อ

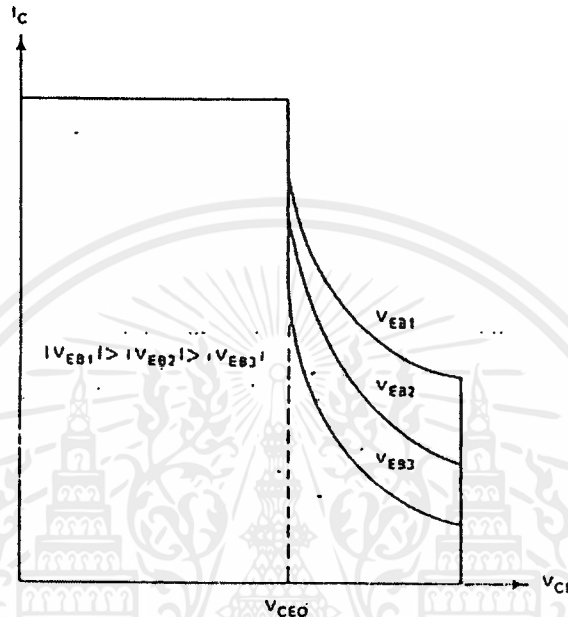
$$L_{eff} = \frac{V_{CEX} \cdot L}{V_{CEX} - V_{CC}}$$

.....16

โดยที่ ESB มีหน่วยเป็นจูล (Joule) ซึ่งในการทดสอบทรานซิสเตอร์จะปลดขาเบสออกหรือเพิ่มความต้านทานขาเบสออกหรือเพิ่มความต้านทานขาเบสให้สูงขึ้น และกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทำงานใกล้กับแรงดัน breakdown, V_{cex} เมื่อหาความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ ESB (จะมีย่านกว้างมากระหว่างมิลลิจูลถึงจูล)

พื้นที่ทำงานที่ปลอดภัยเมื่อป้อนไบแอสกลับ (Reverse-Bias Safe Operating Area RBSOA) แสดงในรูปที่ 2.20 คล้ายกับที่ได้กล่าวมาแล้วในกรณีของกราฟ SOA สำหรับกราฟของ RBSOA แสดงเมื่อแรงดัน VCE ต่ำกว่าแรงดัน VCEO เป็นพื้นที่ที่ปลอดภัยจากแรงดันไบแอสกลับ VBE แต่ก็ยังถูกจำกัดด้วยอัตราทนกระแสคอลเลคเตอร์ IC ของตัวทรานซิสเตอร์ เมื่อใดที่แรงดัน VCE มีค่าสูงเกินกว่าแรงดัน VCEO พบว่ากระแสคอลเลคเตอร์จะลดลงอย่างสัมพันธ์กับแรงดันไบแอสกลับที่ป้อนเข้าไป

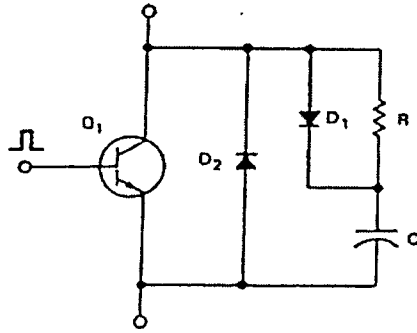
ดังนั้นจึงเป็นเหตุผลว่าแรงดันไบแอสกลับ V_{EB} ที่มีค่าสูงๆจะเป็นสาเหตุให้เกิดการพังทลายของรอยต่อระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ ขณะเปิดวงจร ผู้ออกแบบมักจะใช้ไดโอด หรือวงจร snubber (snubber) เป็นตัวป้องกันปรากฏการณ์ดังกล่าว



รูปที่ 2.19 พื้นที่ทำงานที่ปลอดภัยเมื่อป้อนไบแอสกลับ RBSOA

ย้อนกลับมาพิจารณาวงจรขับเบสอีกครั้ง โดยปกติแล้วกระแสเบสย้อนกลับ I_{B2} นั้นถ้ายังมีค่ามากเท่าใด ก็จะทำให้ช่วงเวลาสะสมน้อยลง แต่การที่ทำให้เกิดกระแสย้อนกลับมีค่ามาก นั้น ย่อมส่งผลอันตรายโดยตรงกับทรานซิสเตอร์ โดยเฉพาะการพังทลายของรอยต่อระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ได้ ในทางปฏิบัติแล้วมีวิธีป้องกันมิให้เกิดปรากฏการณ์เช่นนี้ได้โดย

- 1) ใช้ค่าแรงดัน V_{CE} ต่ำๆ ขณะที่ทรานซิสเตอร์เปิดวงจร
- 2) ลดกระแสคอลเลกเตอร์ขณะที่แรงดันคอลเลกเตอร์เพิ่มขึ้น โดยทั่วไปแล้วมักนิยมใช้วิธีที่ 2 เป็นวิธีป้องกันมากกว่าเพราะสามารถออกแบบวงจรป้องกันได้โดยไม่ยุ่งยากนัก ซึ่งวงจรในการแก้ปัญหานี้ก็คือวงจร snubber ดังแสดงในรูป 2.20



รูปที่ 2.20 วงจร snubber ต่อคร่อมทรานซิสเตอร์สวิตชิง

จากรูปที่ 2.20 แสดงการใช้วงจร RC snubber เพื่อป้องกันทรานซิสเตอร์สวิตชิงเสียหายเมื่อเปิดวงจร การทำงานดังนี้ เมื่อทรานซิสเตอร์ Q1 เปิดวงจรตัวเก็บประจุ C จะเก็บประจุผ่านไดโอด D1 ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุ C เท่ากับ $V_{CC} - V_D$

เมื่อทรานซิสเตอร์ Q1 ปิดวงจรตัวเก็บประจุ C จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R ทำให้พลังงานสูญเสียในรูปของความร้อนจึงเกิดขึ้นที่ วงจร snubber แทนทรานซิสเตอร์สวิตชิง ทำให้ทรานซิสเตอร์ปลอดภัยจากความเสียหายได้

ในการออกแบบวงจร snubber ทางปฏิบัตินั้นจะใช้รูป 2.19 เป็นรูปอ้างอิงสมการของพลังงานที่เกิดขึ้นระหว่างที่ทรานซิสเตอร์เปิดวงจรสามารถเขียนได้ดังนี้

$$E = \frac{C V_{CE}^2}{2} = \frac{I_C V_{CE} (T_R + T_F)}{2}$$

.....17

เมื่อ I_C คือ กระแสคอลเลกเตอร์ I_C สูงสุด, Ampere

V_{CE} คือ แรงดันระหว่างคอลเลกเตอร์กับอีมิเตอร์สูงสุด, V

T_r คือ เวลาขอบขาขึ้น, us

t_f คือ เวลาขอบขาลง, us

แก้สมการ 17 เพื่อหาค่าตัวเก็บประจุ C ได้

$$C = \frac{I_C (t_r + t_f)}{V_{CE}}$$

.....18

เนื่องจากตัวเก็บประจุ C เก็บประจุ ขณะที่ทรานซิสเตอร์เปิดวงจร และคายประจุผ่านตัวต้านทาน R ขณะช่วงเวลาทรานซิสเตอร์ปิดวงจร (t_{on}) แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเขียนได้ดังนี้

$$VC = VCE^{-(t_{on} / RC)} \quad \text{.....19}$$

ในทฤษฎีจะถือว่าเมื่อตัวเก็บประจุได้เก็บประจุจนเต็มทีนั้นจะมีแรงดันใกล้เคียงกับแรงดัน VCE ดังนั้นจึงต้องเลือกค่า- (t_{on} / RC) มีค่าเข้าใกล้ ซึ่งมักจะเลือกค่า RC โดยให้ตัวเก็บประจุสามารถคายประจุ ณ ช่วงเวลาสิ้นสุดของการปิดวงจร (t_{on})

จากในการแก้ปัญหาวงจรไฟฟ้าเบื้องต้น เราทราบว่าสามารถแทนช่วงเวลาคงที่สำหรับตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุจนหมดผ่านตัวต้านทานโดย $T = RC$ สมมติว่าในกรณีนี้ตัวเก็บประจุจะเริ่มคายประจุ เมื่อสิ้นสุด $3T$

ดังนั้นค่าความต้านทานสูงสุดที่ใช้ในการคายประจุหาได้จาก

$$R = t_{on} / 3C$$

.....20

ค่าความต้านทาน R ที่คำนวณได้จากสมการ 20 สามารถนำมาหากระแสขณะคายประจุผ่านทรานซิสเตอร์ขณะปิดวงจร โดยจำกัดค่ามิให้เกิน 25 เปอร์เซ็นต์ ของกระแสคอลเลกเตอร์ $0.25 I_C$ โดยหาจากสมการ

$$I_{dis} = VCE / R$$

.....21

ถ้าค่าความต้านทานที่คำนวณได้มีค่าต่ำเกินไป ทำให้กระแส I_{dis} มีค่าสูงกว่า $0.25 I_C$ ดังนั้นค่าความต้านทาน R จะต้องเลือกอีกครั้ง เพื่อให้เหมาะสมตรงกับเงื่อนไข

ขั้นตอนต่อไปเป็นการคำนวณหากำลังไฟฟ้าของตัวต้านทาน

$$P_R = VCE / R$$

.....22

เมื่อ f คือ ความถี่ที่ใช้งานของ CONVERTER , kHz

2.3 พัลส์ วิต มอดดูเลชั่น Pulse Width Modulation (P.W.M.)

ในการควบคุมความเร็วมอเตอร์ให้คงที่หรือวงจรสวิตชิงซ์พหลายที่ควบคุมแรงดันคงที่นิยมใช้เทคนิคการควบคุมความกว้างของพัลส์ (PWM.) ซึ่งเป็นการควบคุมโดยเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาทีอุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์ เช่นทรานซิสเตอร์ ,เพาเวอร์มอสเฟต , ไอจีบีที(IGBT) หรืออื่นๆ นั้นนำกระแส

2.3.1 ลักษณะของ PWM. โดยทั่วไปมีอยู่ 3 ลักษณะคือ

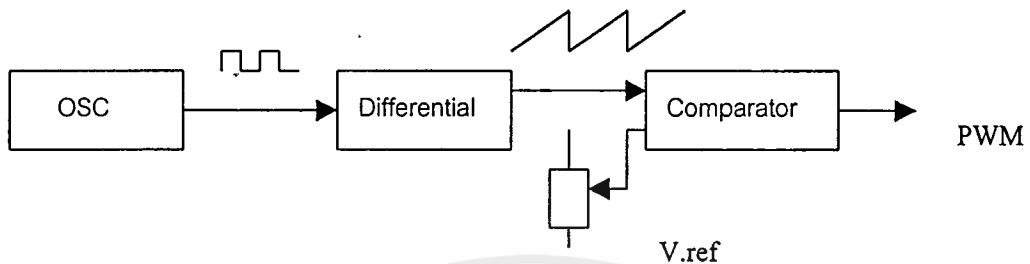
2.3.1.1 เปลี่ยนแปลงทั้งความถี่และความกว้างของพัลส์ (Variation of both frequency and pulse width)

2.3.1.2 เปลี่ยนความถี่ โดยความกว้างของพัลส์คงที่ (Constant pulse width with variable frequency)

2.3.1.2 เปลี่ยนแปลงความกว้างของพัลส์ โดยความถี่คงที่ (Constant frequency with variable pulse width)

การทำงานทั้ง 3 ลักษณะมีข้อดีข้อเสียต่างกันไป การทำงานในลักษณะที่2 และลักษณะที่3 จะดีกว่าลักษณะที่1 เนื่องจากสามารถกำหนดความถี่หรือช่วงเวลา ton ที่ทำให้สวิตชิงซ์หรืออุปกรณ์ควบคุมทำงานอย่างมีประสิทธิภาพ แต่แบบที่ 1 นั้นความถี่และความกว้างของพัลส์กำหนดขึ้นจากวงจรจึงอาจไม่ใช่ความถี่ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการทำงานก็ได้ ดังนั้นวงจร PWM ส่วนใหญ่จึงใช้การทำงานในลักษณะที่ 2หรือลักษณะที่ 3 เสียเป็นส่วนใหญ่ ในปัจจุบันได้มีผู้ผลิตไอซีในงาน PWM ออกมาจำหน่ายโดยได้พัฒนาให้เป็นวงจรสำเร็จรูปใน IC ตัวเดียวเหมาะสำหรับใช้งานในด้านแหล่งจ่ายไฟตรงโดยเฉพาะ ซึ่งการใช้งานของไอซีเหล่านี้สามารถใช้งานได้ง่าย โดยต่ออุปกรณ์เพิ่มเติมภายนอกเพียงเล็กน้อย เพื่อใช้เป็นตัวกำหนดจุดการทำงานของไอซี PWM นั้นๆ เพื่อให้การทำงานของวงจรมีความสมบูรณ์ขึ้น อาจมีการเพิ่มเติมนวงจรสำหรับระบบต่างๆ เช่นวงจรเปรียบเทียบสำหรับป้องกันกระแส หรือแรงดัน

หลักการเบื้องต้นของพัลส์วิดมอด

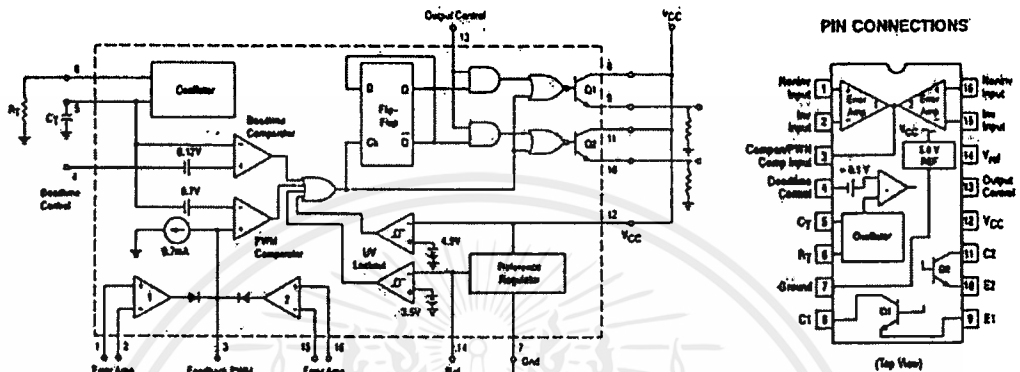


รูปที่ 2.21 แสดงรูปคลื่นสัญญาณเอาต์พุตของพัลส์วิดมอดูละชั้น

วงจรสร้างสัญญาณ Pulse width modulation (P.W.M.) เป็นตัวกำเนิดสัญญาณความถี่และควบคุมความกว้างของ สัญญาณพัลส์ตามที่ค่าคำสั่งจ่ายให้กับวงจร จากรูป กำหนดค่าคำสั่งเท่ากับ U_{in} ซึ่งเป็นระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปฟันเลื่อยที่ถูกสร้างขึ้นภายในวงจร P.W.M. หน้าที่ของวงจร P.W.M. คือ สร้างสัญญาณรูปฟันเลื่อย และเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปฟันเลื่อยกับระดับแรงดัน U_{in} ซึ่งจะได้เอาต์พุตเป็นสัญญาณพัลส์ที่เปลี่ยนแปลงค่า DUTY CYCLE ตามผลการเปรียบเทียบสัญญาณเอาต์พุตนี้จะนำไปผ่านวงจรขับมอเตอร์เพื่อควบคุมความเร็วของมอเตอร์ต่อไป ส่วนสัญญาณ Dead time control ที่เห็นในรูปเป็นสัญญาณอินพุตอีกขาหนึ่ง IC # TL494 มีไว้ในกรณีที่ต้องการควบคุม dead time โดยมีคุณสมบัติเดียวกันกับขา U_{in}

2.3.2 การสร้างวงจรกำเนิดสัญญาณ P.W.M.

ไอซีเบอร์ TL494 ที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอเตอร์ โดยทำงานด้วยโหมคควบคุมจากแรงดัน มีโครงสร้างดังรูป



รูปที่ 2.22 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขา ไอซี TL 494 ที่มา :MOTOROLA

การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจร TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่ที่ คาบเวลาการทำงานของพัลส์กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี คาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$\text{Single-ended} \quad f_{osc} = 1.1/RT.CT$$

$$\text{Push-pull} \quad f_{osc} = 1.1/2RT.CT$$

การหาค่า R_T, C_T หาได้ดังนี้

การคำนวณหาค่า R_T, C_T

กำหนดให้ f_{osc} เท่ากับ ความถี่ของสัญญาณพัลส์

R_T, C_T

เท่ากับ ค่าพารามิเตอร์ของวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์

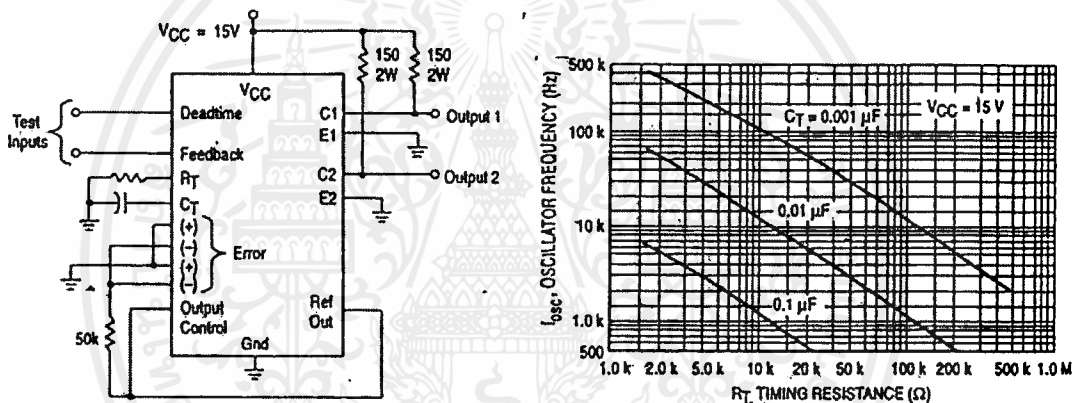
$$f_{osc} = 1.1/R_T C_T$$

ความถี่ที่ใช้ในการขับมอเตอร์ จะเลือกใช้ที่ 10 KHz เหตุผลในการเลือกความถี่ในย่านนี้ เพื่อต้องการให้กระแสของมอเตอร์มีริบเปิ้ลน้อย เราสามารถเลือกความถี่ให้มีค่ามากกว่านี้ แต่ผลตามมามีสัญญาณรบกวนมาก จากคู่มือของ IC TL 494 จะหาค่า R_T และค่า C_T จากสูตรดังนี้

$$R_T = 1.1 / f_{osc} \cdot C_T \dots\dots\dots (1)$$

พิจารณาเลือก $C_T = 1 \text{ nF}$ และความถี่ที่ 10 KHz จะได้ R_T มีค่า

$$R_T = 110 \text{ k}\Omega.$$

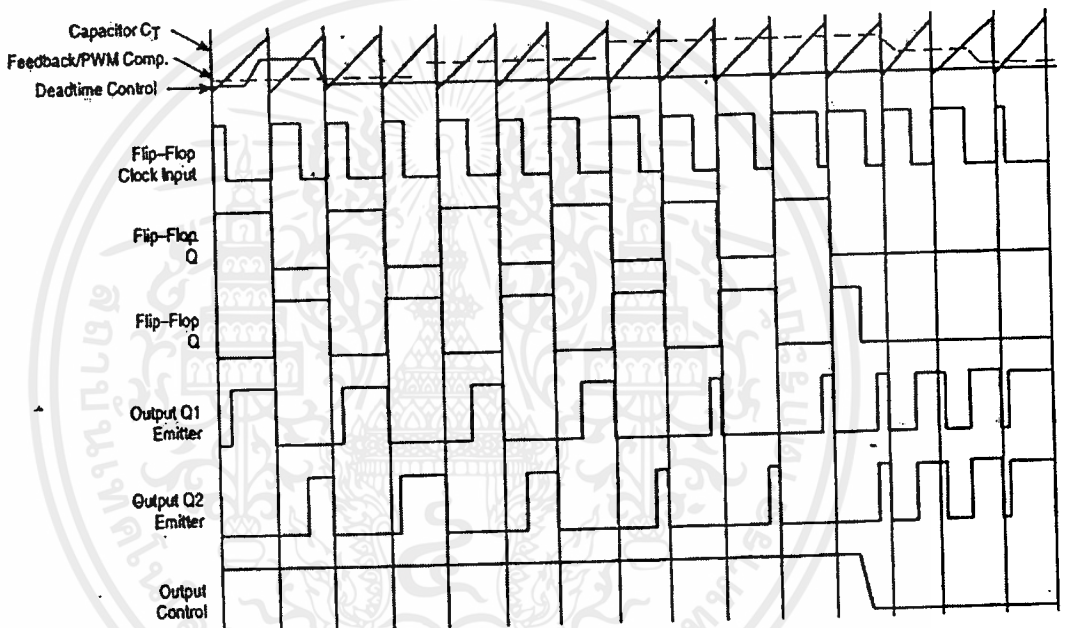


รูปที่ 2.23 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_T, C_T ในการกำหนดความถี่ (ที่มา : Motorola)

2.3.3 การทำงานของไอซี

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 5 กับ แรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง(Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกท ที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา C_k ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ Low เท่านั้น ซึ่ง C_k จะเป็น Low ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูง ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลงความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี้สามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุต คอมมอนโมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{CC}-2)$ โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในสถานะ High (Active High) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี



รูปที่ 2.24 รูปคลื่นลักษณะการทำงาน IC # TL 494

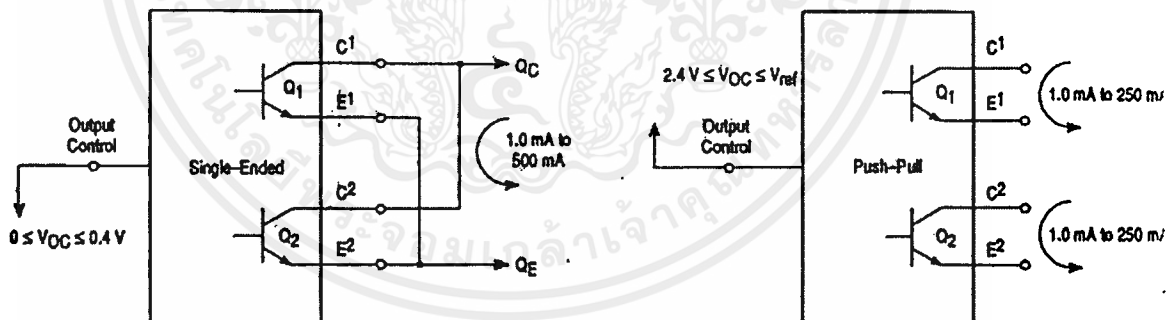
การกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_D

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเพื่อ t_D ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเพื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{on} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่า

คาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (output control) เข้ากับขา 14 (+5 V_{ref}) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

การเลือกใช้ Q₁ และ Q₂ ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q₁ และ Q₂ ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือ สลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ C_k ดิซชาร์จเอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา C_k จะมีสถานะเป็น High และหยุดการทำงานของ Q₁ และ Q₂ ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น High โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5V_{ref}) Q₁ และ Q₂ จะสลับการทำงานของ Flip-Flop เพื่อให้ขับเคลื่อนเวอร์เตอร์แบบ พูช-พูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น Low โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q₁ และ Q₂ เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา)

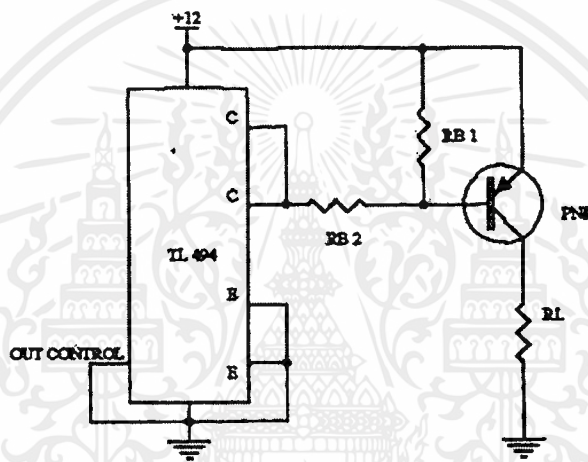


รูปที่ 2.25 แสดงลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $7 \leq V_{cc} \leq 40$ โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5$ โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง $\pm 1.5\%$ ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0° ถึง 70°C

2.3.4 การใช้ IC TL494 ร่วมกับทรานซิสเตอร์ภายนอก

การใช้ IC TL494 ในงานสวิตช์ที่ต้องการกระแสสูงๆ โดยทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์ภายนอก สังเกตว่าทรานซิสเตอร์ภายนอกที่ใช้ในวงจรจะใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด PNP, NPN ถ้าเป็นชนิด PNP โดยมีตัวต้านทาน R_{B1}, R_{B2} เป็นส่วนไบอัส ซึ่งทรานซิสเตอร์ที่อยู่ภายใน IC TL494 จะทำหน้าที่เป็นตัวสวิตช์ต่อระหว่างขาเบสของทรานซิสเตอร์กับกราวด์และเปิดวงจร



รูปที่ 2.26 การใช้ TL 494 กับทรานซิสเตอร์ภายนอก

ถ้าทรานซิสเตอร์ภายในเปิดวงจรก็ไม่มีกระแสไหลเข้าไปยังตัวต้านทานไบอัสทำให้ทรานซิสเตอร์ภายนอกเปิดวงจรด้วย แต่ถ้าทรานซิสเตอร์ภายในเปิดวงจรทำให้ตัวต้านทาน R_{B2} ถูกต่อลงกราวด์ และเกิดกระแสไหลผ่านตัวต้านทานทั้งสอง (R_{B1}, R_{B2}) เกิดเป็นวงจรแบ่งแรงดัน และทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสในที่สุด

ในการออกแบบค่าตัวต้านทาน R_{B1}, R_{B2} นั้นจะสมมติให้กระแส $I_{b \text{ leader}}$ ไหลผ่าน R_{B1} และรวมกับกระแสเบสของทรานซิสเตอร์สวิตช์ผ่าน R_{B2} (สามารถเลือกกระแส $I_{b \text{ leader}}$ ได้ประมาณ 1 ใน 10 ของกระแสเบสทรานซิสเตอร์สวิตช์)

สำหรับการเลือกกระแสเบสของทรานซิสเตอร์จะใช้กระแสค่าสูงสุดของคอลเลคเตอร์ IC $I_{C \text{ max}}$ ค่าอัตราขยาย β น้อยที่สุดของทรานซิสเตอร์ หาได้จาก DATASHEET, β_{min} สมการในการหากระแสเบส

$$I_{B \min} = I_{C \max} / \beta_{\min}$$

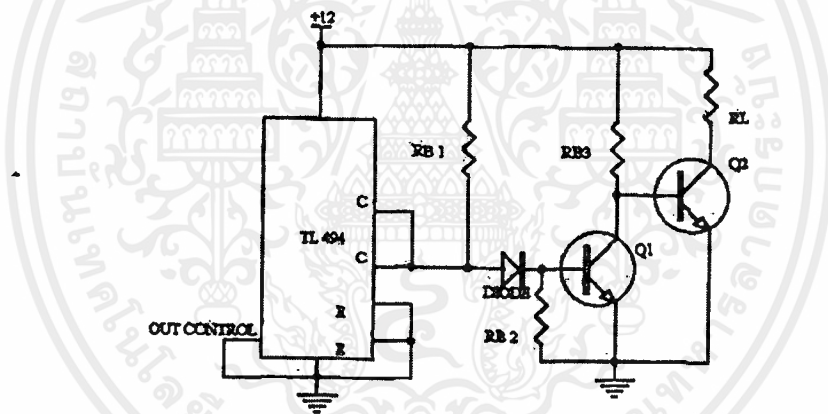
แรงดันตกคร่อม RB1 $V_{be}=0.7\text{ v}$ เพื่อให้แน่ใจว่าทรานซิสเตอร์นำกระแส กระแสที่ไหลผ่าน RB1 คือกระแส $I_{b \text{ leader}}$

$$\text{คำนวณ RB1} = V_{be} / I_{b \text{ leader}}$$

ในทางปฏิบัติจะเลือกใช้ค่า RB1 ที่มากกว่าจากการคำนวณเพื่อให้แน่ใจว่าแรงดันตกคร่อมระหว่างขาเบสกับอีมีเตอร์อย่างน้อยที่ 0.7 V สมการคำนวณค่า RB2

$$R_{b2} = \frac{V_{dc \text{ supply}} - V_{be} - V_{sat}}{I_{bleeder} + I_{bmin}}$$

2.3.5 การใช้ไอซี TL 494 ในงานที่ต้องการกระแสสูงมาก



รูปที่ 2.27 ใช้งานที่ต้องการกระแสสูง

ทรานซิสเตอร์ภายนอกใช้ทรานซิสเตอร์ชนิด NPN จำนวน 2 ตัว โดยมีทรานซิสเตอร์ Q1 เป็นตัวกลับสัญญาณ โดยมี RB1, RB2 เป็นตัวไบอัส ซึ่งไดโอด D2 คั่นอยู่ Q2 เป็นทรานซิสเตอร์สวิชชิง โดยมี R3 เป็นตัวต้านทานไบอัส ส่วนทรานซิสเตอร์ภายใน ไอซี จะต่อในลักษณะขนานกัน โดยขาคอลเล็กเตอร์ทั้งสองต่อเข้าที่ V_{cc} ผ่านทาง RB1 และขา E ของทรานซิสเตอร์ภายใน ไอซี ต่อลงกราวนด์

ในการออกแบบตัวต้านทานเหล่านี้ขั้นแรกพิจารณาที่ RB3 ก่อนซึ่งตัวต้านทานเป็นตัวจำกัดกระแสของทรานซิสเตอร์ Q2 ให้มีขนาดที่พอเพียงให้ทรานซิสเตอร์ Q2 อิ่มตัว ถ้า $I_{C2 \max}$

คือกระแสคอลเล็กเตอร์สูงสุดที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q2 และ $\beta_{\min}$ คืออัตราขยายกระแสต่ำสุดของทรานซิสเตอร์ Q2

ดังนั้นกระแสต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวต้านทาน IR3 หาได้จาก

$$I_{R3} = I_{B2} = I_{C2 \max} / \beta_{\min}$$

กระแสนี้ทำให้ทรานซิสเตอร์ Q2 อิ่มตัวอย่างแน่นอน เมื่อปิดวงจรแรงดันตกคร่อม $R_{B3} =$ แรงดัน $V_{CC} -$ แรงดัน $V_{BE} \text{ Q2}(0.7V)$

$$V_{R_{B3}} = [V_{CC} - V_{BE2}] \beta_{\min} / I_{C2 \max}$$

เป็นค่าความต้านทาน R_{B3} สูงสุด ในทางปฏิบัติควรเลือกค่าของตัวต้านทานนี้ต่ำกว่าค่าที่คำนวณได้ เพื่อให้แน่ใจว่ามีกระแสไหลผ่านเพียงพอ เพื่อให้ทรานซิสเตอร์อิ่มตัวทันที

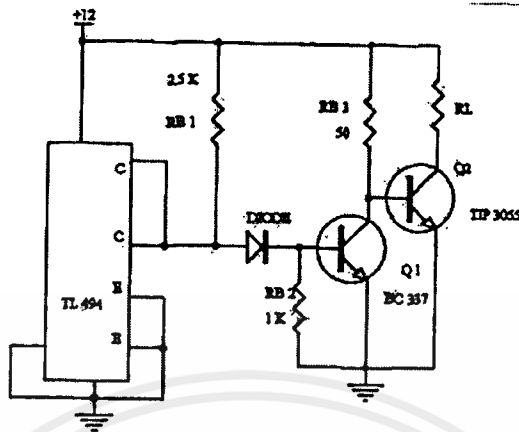
$$\text{ดังนั้น } R_{B3} = \frac{[12 - 10.7]20}{4} = 56.5 \Omega \text{ เลือกใช้ค่า } 50 \Omega$$

ขั้นต่อไปพิจารณาทรานซิสเตอร์ Q1 ซึ่งทรานซิสเตอร์ Q2 จะปิดวงจรก็ต่อเมื่อทรานซิสเตอร์ภายในไอซี TL 494 ปิดวงจร โดยที่ทรานซิสเตอร์ Q1 จะทำให้การทำงานของทรานซิสเตอร์ภายใน กับทรานซิสเตอร์สวิตช์ภายนอก(Q2) ทำงานตรงกันข้ามกัน R_{B2} ต้องลงกราวด์ เพื่อเป็นทางผ่านของประจุสะสมให้ไหลลงกราวด์เมื่อ Q1 ON

$$\text{เลือก } R_{B2} = 1 \text{ k}\Omega$$

ตัวต้านทาน R_{B1} ทำหน้าที่จำกัดกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ Q1 ให้มีขนาดเพียงพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ Q1 saturate กระแส $I_{C1} = I_{B2}$

$$I_{B1 \min} = \frac{I_{C1 \max}}{\beta_{1 \min}} = \frac{I_{C2 \max}}{\beta_{1 \min} \beta_{2 \min}}$$



รูปที่ 2.28 วงจรที่ออกแบบเรียบร้อยแล้ว

$$I_{RB1} \text{ คือกระแสเบสของทรานซิสเตอร์} = I_{RB1min} + I_{RB2} = \frac{I_{C2max}}{\beta_{1min}\beta_{2min}} + \frac{0.7}{1 \text{ k}\Omega}$$

$$\frac{1 \text{ k}\Omega}{\beta_{1min}\beta_{2min}}$$

$$\text{ดังนั้น } R_{B1} = \frac{V_{cc} - V_D - V_{BE1}}{\frac{I_{C2max}}{\beta_{1min}\beta_{2min}} + \frac{0.7}{1 \text{ k}\Omega}}$$

$$\frac{12 - 0.7 - 0.7}{\frac{6}{100 \times 20} + \frac{0.7}{1 \text{ K}}} = \frac{10.6}{3 \text{ mA} \times 0.7 \text{ mA}}$$

$$\frac{1 \text{ k}\Omega}{\beta_{1min}\beta_{2min}}$$

$$\text{ดังนั้น } R_{B1} = \frac{12 - 0.7 - 0.7}{\frac{6}{100 \times 20} + \frac{0.7}{1 \text{ K}}} = \frac{10.6}{3 \text{ mA} \times 0.7 \text{ mA}}$$

$$\frac{6}{100 \times 20} + \frac{0.7}{1 \text{ K}} = 3 \text{ mA} \times 0.7 \text{ mA}$$

$$= 2.865 \text{ K}\Omega \text{ เลือกใช้ } 2.5 \text{ K}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 ดิจิตอล ทุ แอนะลอก (DIGITAL TO ANALOG)

ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์หลักเสียไม่ได้ที่จะต้องมีการเชื่อมโยงกันระหว่างสัญญาณแอนะลอก และสัญญาณดิจิตอลเนื่องจากอุปกรณ์ตรวจจับสัญญาณต่างๆซึ่งอุปกรณ์ดังกล่าวนี้ทำหน้าที่แปลง ปริมาณทางฟิสิกส์ให้เป็นพลังงานไฟฟ้า กล่าวสั้นๆ คือแปลงปริมาณทางฟิสิกส์เป็นแรงดันไฟฟ้า เช่น ตัวแปลงสัญญาณอุณหภูมิเป็นแรงดันสามารถแปลงอุณหภูมิ 1°C ต่อ 10 mV หรือตัวตรวจจับ ความเร็วรอบ สามารถแปลงความเร็วรอบ 100 รอบต่อวินาทีเป็นแรงดัน 100 mV เป็นต้น

ตัวตรวจจับเหล่านั้นให้ปริมาณแรงดันไฟฟ้าออกมา แรงดันไฟฟ้านี้คือสัญญาณแอนะลอกซึ่ง เปลี่ยนแปลงไปตามปริมาณทางฟิสิกส์ที่ตรวจจับได้ สัญญาณเหล่านี้เมื่อนำมาประมวลผลด้วยเครื่อง คอมพิวเตอร์จะต้องมี การแปลงสัญญาณ แอนะลอกเป็นดิจิตอลเพื่อให้คอมพิวเตอร์ประมวลผลได้ และเมื่อคอมพิวเตอร์ประมวลผลแล้ว ต้องการจะส่งสัญญาณกลับออกมาเป็นแอนะลอกจึงต้องมีวงจร แปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นแอนะลอก ดังแผนภาพกรอบในรูปที่ 14.1 เป็นระบบดิจิตอลที่รับแรง ดันแอนะลอกในย่าน $0-3\text{ V}$ มาแปลงเป็นสัญญาณดิจิตอลด้วยตัวแปลงแอนะลอกเป็นดิจิตอล และส่ง สัญญาณดิจิตอลเข้าวงจรประมวลผลด้วยระบบดิจิตอล(Digital processing unit) เมื่อประมวลผลแล้ว ถ้าต้องการแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นแอนะลอกด้วยวงจรตัวแปลงดิจิตอลเป็นแอนะลอก จะได้แรง ดันแอนะลอกด้านออก $0-3\text{ V}$ เหมือนกับสัญญาณแรงดันด้านเข้า



รูปที่ 2.29 แสดงระบบดิจิตอลเชื่อมต่อสัญญาณแอนะลอก

ชนิดของวงจร ดิจิตอล ทุ แอนะลอก (D/A)

D/A แบบโครงข่ายตัวต้านทาน

1. D/A แบบ R/2R แลคเคอร์

เนื่องจากแบบโครงข่ายมีปัญหาเรื่องค่าความต้านทานที่ LSB จะมีค่าสูงมากและใช้ค่าความต้านทานหลายค่า จึงนิยมใช้วงจร D/A แบบ R/2R แลคเคอร์ในรูปแบบไอซีสำเร็จรูปที่นิยมใช้กันแพร่หลายมี 2 ชนิดด้วยกันคือชนิดซิมอสและไบโพลาร์เช่นซิมอส D/A 6 bit # MC144100 และขนาด 4 บิตเบอร์ MC 144111 หรือชนิดไบโพลาร์ขนาด 8 บิต เบอร์ DAC – 08 หรือเบอร์ MC10322 และ MC 10324

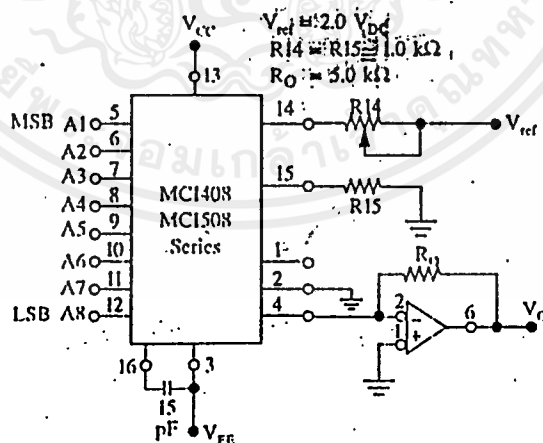
โปรเจกต์นี้ใช้วงจร D/A แบบ R/2R แลคเคอร์เบอร์ DAC0808 ของ MOTOROLA ขนาด 8 บิตหรือเบอร์ MC1408 ของ philip MC1408 เป็นวงจรแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นอนาลอกขนาด 8 บิตแปะตัวถังแบบ DIP 12 ขาใช้งานในย่านอุณหภูมิ 0 ถึง +75 องศาเซลเซียส มีค่าผิดพลาดต่ำประมาณ $\pm 0.19\%$ มีเวลาในการทำงานแต่ละระบบของการแปลงสัญญาณเท่ากับ 300 ns รับสัญญาณอินพุตได้ทั้ง TTL และ CMOS แรงดันอนาลอกเอาต์พุตอยู่ในย่าน $+0.4V$ ถึง $+5V$ มีความเร็วในการทำงานสูงมีอัตราสัณฐาน $4.0 \text{ mA}/\mu\text{s}$ ใช้กับแหล่งจ่ายไฟ $+5V$ และ $-5.0V$ ถึง $-15.0V$ ให้กระแสอนาลอก ด้านเอาต์พุตเมื่อต้องการเปลี่ยนกระแสขาออก สามารถใช้ออปแอมป์ขยายสัญญาณแปลงกระแสเป็นแรงดันได้

เมื่อนำไอซี MC1408 มาต่อใช้งานวงจรเบื้องต้นดังแสดงในรูป โดยป้อนข้อมูลดิจิทัล 8 บิตเข้าที่ A1 – A8 จ่ายแรงดันไบอัส (V_{cc}) ที่ขา 13 ขา 2 ต่อลงดิน ขา 14 ต่อแรงดันอ้างอิงด้านบวก (V_{ref+}) โดยปรับที่ R14 และขา 15 ต่อลงดิน ต่อ C ที่ขา 16 กับ ขา 3 ในคู่มือกำหนด $C = 15 \text{ pF}$ $R_{14} = R_{15} = 1K$ ปรับ $V_{ref+} = +2V$ แรงดันเอาต์พุตคือแรงดันตกคร่อม $R_L = I_o R_L$ และ I_o หาได้จากสมการ

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

$$\text{Where } K = \frac{V_{ref}}{R_{14}}$$

And $A_n = "1"$ if A_n is high level $A_n = "0"$ if A_n is low level



รูปที่ 2.30

MC1408 ให้กระแสเอาต์พุตสูงสุดที่ 1.991 mA ที่ 8 บิต อินพุตสูงสุด = 11111111 และให้กระแสเอาต์พุตต่ำสุด 0 mA เมื่อ 8 บิตอินพุตมีค่าต่ำสุด = 00000000 การต่อวงจรให้จ่ายแรงดันอนาลอกได้อย่างมีประสิทธิภาพต้องใช่วงจรรขยายแรงดันด้วยออปแอมป์ต่อที่ขาเอาต์พุตขา 4 เพื่อแปลงกระแสเป็นแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

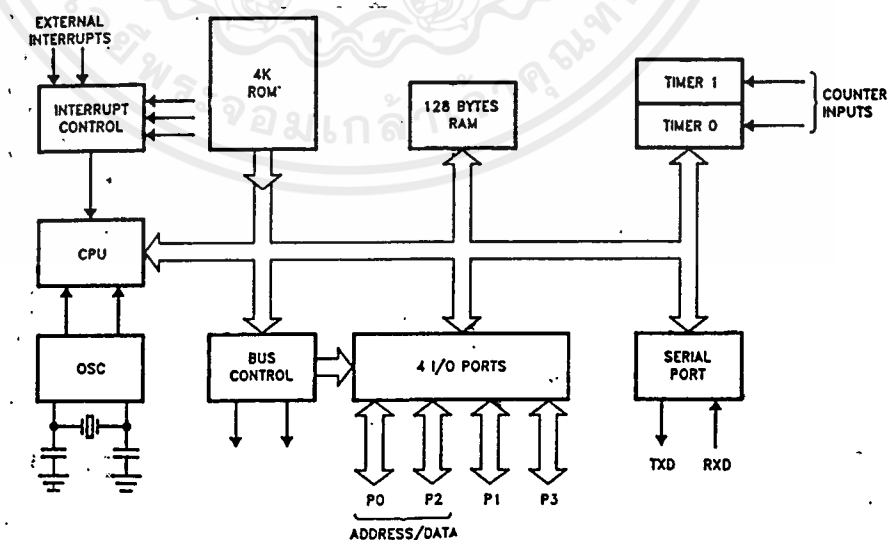
2.5 ไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51

ไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 8 บิตที่มีอุปกรณ์สนับสนุนประกอบอยู่ภายใน หลายอย่างได้แก่ หน่วยความจำ สำหรับเก็บข้อมูล หน่วยความจำสำหรับเก็บโปรแกรม ตัวตั้งเวลา/ตัวนับ อุปกรณ์รับส่งข้อมูลแบบอนุกรม เนื่องจากโครงสร้างของไมโครคอนโทรลเลอร์มีอุปกรณ์สนับสนุนประกอบอยู่ภายในนี้เอง ทำให้การใช้งานง่ายขึ้นและมีประสิทธิภาพมากขึ้นโดยไม่ต้องมีการเชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอกเพิ่มเติมมากเหมือนกับตัวไมโครโปรเซสเซอร์ทั่วไป

2.5.1 โครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

โครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 เบอร์ 8051 ประกอบด้วยอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังนี้

- หน่วยความจำภายในสำหรับเก็บข้อมูลขนาด 128 ไบต์ (Internal data memory 128 byte)
- หน่วยความจำภายในสำหรับเก็บโปรแกรมขนาด 4 กิโลไบต์ (Internal program memory 4 Kbytes)
- อุปกรณ์ควบคุมการอินเทอร์รัพต์ (Interrupt Control Unit)
- ตัวตั้งเวลาและตัวนับขนาด 16 บิต 2 ชุด (Timer/Counter0 and timer/Counter1)
- พอร์ตควบคุมการสื่อสารอนุกรมแบบ Full Duplex ซึ่งสามารถรับและส่งข้อมูลพร้อมกันได้
- พอร์ตขนานสำหรับติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอกจำนวน 4 พอร์ต ๆ ละ 8 บิต
- วงจรผลิตสัญญาณนาฬิกาภายใน



รูปที่ 2.31 โครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 เบอร์ 8051

2.5.2 การทำงานส่วนประกอบต่างๆในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51เป็นดังต่อไปนี้

2.5.2.1 หน่วยความจำสำหรับเก็บโปรแกรม (Internal Program Memory)

หน่วยความจำสำหรับเก็บโปรแกรมทำหน้าที่เก็บโปรแกรมที่ผู้ใช้เขียนขึ้นเพื่อควบคุมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์โดยหน่วยความจำจะเป็นแบบ ROM มีความจุ 4 Kbytes(ตำแหน่ง 0000H - 0FFFH)ในการใช้งานเราสามารถกำหนดให้ไมโครคอนโทรลเลอร์เลือกใช้โปรแกรมที่เก็บอยู่ภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์หรือโปรแกรมที่เก็บอยู่ในหน่วยความจำ(EEPROM)ที่อยู่ภายนอกก็ได้การเลือกการติดต่อทำได้โดยการป้อนสัญญาณควบคุมให้ที่ขาEA(External Access) การติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมภายนอกจะติดต่อได้ทั้งหมด 64 Kbytes (ตำแหน่ง 0000H-FFFFH)

หากตำแหน่งของโปรแกรมมีค่าเกินกว่าตำแหน่งของหน่วยความจำภายใน(โปรแกรมยาวเกินกว่า 4 Kbytes) ตัวไมโครคอนโทรลเลอร์จะทำการติดต่อกับโปรแกรมที่อยู่ในหน่วยความจำภายนอกอัตโนมัติ

2.5.2.2 หน่วยความจำข้อมูลภายใน (Internal Data Memory)

หน่วยความจำข้อมูลภายในทำหน้าที่เก็บข้อมูลทั่วไปและทำหน้าที่เป็นสแต็ก (Stack) บางส่วน หน่วยความจำข้อมูลภายในของเบอร์ 8051 มีอยู่ 128 ไบต์ โดยอยู่ในตำแหน่ง 00H-7FH

2.5.2.3 อุปกรณ์ควบคุมการอินเทอร์รัพต์ (Interrupt Control Unit)

เป็นส่วนที่ทำหน้าที่ควบคุมการอินเทอร์รัพต์ของไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งมีการร้องขออินเทอร์รัพต์ได้จาก 5 แหล่งกำเนิด คือ สัญญาณจากภายนอก 2 สัญญาณ จากตัว Timer0, Timer1 จากอุปกรณ์รับส่งข้อมูลแบบอนุกรม 1 สัญญาณ สัญญาณอินเทอร์รัพต์ที่เกิดขึ้นเราสามารถควบคุมให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตอบรับหรือไม่ตอบรับก็ได้ ยังสามารถจัดลำดับความสำคัญของการอินเทอร์รัพต์ (Interrupt priority) จากสัญญาณต่าง ๆ ได้เป็น 2 ระดับแตกต่างกัน

2.5.2.4 ตัวตั้งเวลาและตัวนับ (Timer/Counter)

ในไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ 8051 ประกอบด้วยรีจิสเตอร์ตัวตั้งเวลา/ตัวนับ ขนาด 16 บิต จำนวน 2 ชุด คือ Timer0 และ Timer1 โดย Timer ทั้งหมดสามารถกำหนดให้ทำงานในลักษณะของตัวนับหรือตัวจับเวลาที่ได้รับการทำงานในโหมดของตัวตั้งเวลา ค่าในรีจิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นทุกๆเมกซ์ซินไซเกิล

โดย 1 แมชชีนไซเกิลประกอบด้วยสัญญาณนาฬิกา 12 ลูก การทำงานในโหมดการนับ ค่าของการนับจะเพิ่มขึ้นเมื่อมีสัญญาณเข้ามาที่ขา T0 หรือ T1 เปลี่ยนจาก 1 เป็น 0 ความเร็วในการนับสูงสุดคือ 1/24 เท่าของสัญญาณนาฬิกา โดยสัญญาณที่เข้ามา ที่ขา T0 หรือ T1 จะมี Duty Cycle เท่าใดก็ได้

2.5.2.5 พอร์ตอินพุตเอาต์พุต

MCS-51 ประกอบด้วยพอร์ตอินพุตเอาต์พุตแบบ 2 ทิศทาง(Bidirectional)จำนวน 4 พอร์ต แต่ละพอร์ตมีอุปกรณ์แลตช์ข้อมูลและเอาต์พุตไครเวอร์ประกอบอยู่ทางด้านเอาต์พุตและทางด้านอินพุตจะมีบัฟเฟอร์(พอร์ตทั้ง 4 เป็นรีจิสเตอร์พิเศษชื่อ P0,P1,P2และP3) เราสามารถใช้งานแต่ละพอร์ตเป็นอินพุตหรือเอาต์พุตได้ตามต้องการ

2.5.3 หน้าที่และการใช้งานของสัญญาณต่าง ๆ เป็นดังนี้

VCC สำหรับต่อกับไปเลี้ยง 5 โวลต์

VSS สำหรับต่อกับกราวด์

XTAL1 เป็นอินพุตของภาคขยายสัญญาณแบบอินเวอร์สของวงจรผลิตสัญญาณนาฬิกา

XTAL2 เป็นเอาต์พุตของภาคขยายสัญญาณแบบอินเวอร์สของวงจรผลิตสัญญาณนาฬิกา

ALE/PROG: (Address Latch Enable)เป็นสัญญาณเอาต์พุตซึ่งไมโครคอนโทรลเลอร์จะส่งออกไปเป็นพัลส์เพื่อแลตช์ค่าตำแหน่งไบต์ค่าที่อยู่ที่อยู่พอร์ต P0 ในขณะที่ติดต่อกับหน่วยความจำภายนอก

PSEN (Program Store Enable)เป็นเอาต์พุต สำหรับส่งสัญญาณสตrobe (พัลส์ต่ำ) เพื่ออ่านข้อมูลจากหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก(External Program Memory)

EA External Access เป็นสัญญาณอินพุตให้ไมโครคอนโทรลเลอร์เลือกติดต่อกับโปรแกรมที่เก็บอยู่ในหน่วยความจำภายนอก ขาสัญญาณ EA = 1 เลือกใช้หน่วยความจำภายใน

Port 0 เป็นพอร์ตอินพุตเอาต์พุต 2 ทางแบบ Open drain ขนาด 8 บิต P0.1 - P0.7 พอร์ต P0 จะทำงานอีกหน้าที่หนึ่งคือเป็นมัลติเพล็กซ์ของสัญญาณตำแหน่งด้านค่าและสัญญาณข้อมูลในการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกการทำงานในลักษณะนี้จะใช้การพูลอัพ(Pull up)จากภายในพอร์ตP0

Port 1 เป็นพอร์ตอินพุต/เอาต์พุตแบบ 2 ทาง ขนาด 8 บิต ที่มีพูลอัพอยู่ภายในในกรณีเอาต์พุตจะต่อกับเมื่อต้องการใช้เป็นอินพุตต้องเริ่มต้นด้วยการส่งค่าลอจิก 1 ออกไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่พอร์ตนี้ก่อน เพื่อทำให้เกิดพุลล์ภายใน เมื่อมีสัญญาณอินพุตเป็น 0 เข้ามาจะทำให้พอร์ตจ่ายกระแสออกเนื่องจากการพุลล์อยู่ภายใน

Port 2 การทำงานเหมือนกับ port 1 และยังสามารถทำการติดต่อกับ หน่วยความจำข้อมูลภายนอกที่มีการอ้างตำแหน่งแบบ 16 บิตโดยพอร์ต P2 จะส่งตำแหน่งไบต์สูง 8 บิตออกไปซึ่งทำงานในลักษณะนี้จะมีการพุลล์ภายใน

Port 3 เป็นพอร์ตอินพุต/เอาต์พุต 2 ทางขนาด 8 บิตที่มีพุลล์อยู่ภายใน ในกรณีเอาต์พุตสามารถต่อกับอินพุตของ TTL ตระกูล LS ได้ 4 ตัว เมื่อต้องการทำเป็นอินพุตต้องเริ่มต้นด้วยการส่งค่าลอจิก 1 ออก ไปที่พอร์ตก่อนเพื่อให้เกิดการพุลล์ภายในเมื่อสัญญาณอินพุตเข้ามาเป็น 0 จะทำให้พอร์ต P3 จ่ายกระแสออกเนื่องจากการพุลล์ภายใน นอกจากนี้ พอร์ต P3 ยังทำหน้าที่เป็นสัญญาณอื่น ๆ อีกดังนี้

PORT	SIGNAL	FUNCTION
P3.0	RXD	อินพุตของพอร์ตอนุกรม
P3.1	TXD	เอาต์พุตของพอร์ตอนุกรม
P3.2	$\overline{INT0}$	สัญญาณอินเตอร์รัพจากภายนอกตัวที่ 0
P3.3	$\overline{INT1}$	สัญญาณอินเตอร์รัพจากภายนอกตัวที่ 1
P3.4	T0	สัญญาณอินพุตจากภายนอกของตัวตั้งเวลา 0
P3.5	T1	สัญญาณอินพุตจากภายนอกของตัวตั้งเวลา 1
P3.6	$\overline{WR}$	สัญญาณการเขียนข้อมูลออกไปภายนอก
P3.7	$\overline{RD}$	สัญญาณการอ่านข้อมูลจากภายนอกเข้ามา

เมื่อต้องการใช้งานพอร์ต P3 ให้ทำหน้าที่เป็นสัญญาณต่างๆจะต้องเริ่มต้นด้วยการส่งค่าลอจิก 1 ออกไปเลขที่ที่พอร์ต P3 ก่อนเพื่อให้เกิดการพุลล์ภายใน หากเรากำหนดให้มีค่าลอจิก 0 จะทำให้สัญญาณที่ขาต่าง ๆ มีค่าเป็น 0 ตลอดเวลา

2.5.4 การจัดหน่วยความจำของ MCS 51

หน่วยความจำสำหรับเก็บโปรแกรมจะเป็นที่เก็บชุดคำสั่งต่าง ๆ และข้อมูลที่โปรแกรมใช้งาน หน่วยความจำสำหรับเก็บโปรแกรมแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนคือ

- 1) หน่วยความจำโปรแกรมภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ (Internal Program Memory)
- 2) หน่วยความจำโปรแกรมภายนอก (External Program Memory)

8051 มีหน่วยความจำที่เก็บโปรแกรมได้ 4 Kbytes ซึ่งหน่วยความจำจะเป็นลักษณะของ ROM สามารถติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมที่อยู่ภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์หรือโปรแกรมที่เก็บอยู่ภายนอกก็ได้ โดยมีจำนวนข้อมูลทั้งหมด 64 Kbytes ในการใช้งานเรากำหนดให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ใช้หน่วยความจำโปรแกรมภายในหรือภายนอกได้โดยการควบคุมสัญญาณที่ขา EA (External Access) หากทำให้ EA เป็น 1 จะเป็นการเลือกใช้หน่วยความจำภายใน หากทำให้ EA = 0 เป็นการใช้หน่วยความจำภายนอก การเลือกใช้หน่วยความจำโปรแกรมจะทำให้เฉพาะหน่วยความจำในตำแหน่ง 0000H – 0FFFFH เท่านั้น หากโปรแกรมอยู่ในตำแหน่งที่เกินกว่า 0FFFFH ขึ้นไปไมโครจะติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกโดยอัตโนมัติ

หน่วยความจำข้อมูล (Data Memory)

หน่วยความจำข้อมูลทำหน้าที่เก็บข้อมูลต่างๆ ในขณะที่โปรแกรมทำงานและทำหน้าที่เป็นสแต็กบางส่วน ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS - 51 จัดแบ่งหน่วยความจำข้อมูลออกเป็น 2 ส่วนคือ

- 2.1 หน่วยความจำข้อมูลภายใน (Internal Data Memory)
- 2.2 หน่วยความจำข้อมูลภายนอก (External Data Memory)

หน่วยความจำข้อมูลภายใน (Internal Data Memory) มีหน่วยความจำข้อมูลภายใน 128 ไบต์ พื้นที่ของหน่วยความจำข้อมูลภายในที่ตำแหน่ง 00H - 7FH ยังสามารถแบ่งออกเป็นส่วยย่อยได้อีกดังแสดง ในรูป

7FH
30H
20H-2FH BIT ADDRESS
18H-1FH Bank 3
10H-17H Bank 2
08H-0FH Bank 1
00H-07H Bank 0

1) พื้นที่ในตำแหน่ง 00H-1FH จำนวน 32 ไบต์จะแบ่งออกเป็น 4 กลุ่มที่เรียกว่าแบงก์ (Bank) ในแต่ละแบงก์มี 8 ตำแหน่งดังแสดงในรูป พื้นที่ในแต่ละแบงก์ถูกใช้เป็นที่รีจิสเตอร์ที่ใช้งานทั่วไป (รีจิสเตอร์ R0-R7) โดย R0 อยู่ในตำแหน่งแรกของแบงก์ และ R7 อยู่ในตำแหน่งสุดท้ายของแบงก์ ในการใช้งานจะมีรีจิสเตอร์ R0-R7 อยู่ชุดเดียวแต่เราสามารถกำหนดการเลือกใช้พื้นที่ของรีจิสเตอร์ R0-R7 ในแบงก์ต่างๆการเลือกตำแหน่งที่ใช้งานของรีจิสเตอร์ R0-R7จะกำหนดจากบิต RS0และRS1 ที่อยู่ในตัวรีจิสเตอร์ PSW ซึ่งได้กล่าวต่อไป

2) พื้นที่ในตำแหน่ง 20H-2FH เป็นส่วนที่สามารถใช้งานในลักษณะไบต์หรือบิตได้ คือเราสามารถอ้างตำแหน่งแบบบิตได้โดยตรงซึ่งมีจำนวนทั้งหมด 128 บิต ตำแหน่งของบิตคือ 00H-7FH โดยตำแหน่งบิต 00 คือข้อมูลของบิตต่ำสุดในตำแหน่ง 20H และข้อมูลบิตสูงสุดในตำแหน่ง 2FH คือตำแหน่งของบิต 7FH การใช้การอ้างตำแหน่งแบบบิตจะทำให้การทำงานได้รวดเร็วขึ้น

3) พื้นที่บริเวณตำแหน่ง 30H-7FH เป็นพื้นที่ที่ใช้งานทั่วไปการติดต่อกับข้อมูลในตำแหน่งต่าง ๆ ส่วนนี้สามารถอ้างตำแหน่งข้อมูลได้ในลักษณะของไบต์เท่านั้น ในพื้นที่ส่วนนี้เราอาจใช้เป็นสแต็กก็ได้

รีจิสเตอร์เฉพาะ (Special Function Register)

ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 มีรีจิสเตอร์ต่าง ๆ ที่ทำหน้าที่เฉพาะอย่างซึ่งเรียกว่า Special Function Register (SFR) อยู่หลายตัวซึ่งอยู่ในตำแหน่งของหน่วยความจำตั้งแต่ 80H ขึ้นไปการติดต่อกับรีจิสเตอร์เหล่านี้เราสามารถอ้างถึงตำแหน่งที่อยู่ได้โดยตรง(Direct addressing) และบางตัวสามารถอ้างตำแหน่งข้อมูลแบบบิตได้

ACC : แอคคิวมูเลเตอร์มีขนาด 8 บิตทำหน้าที่เช่นเดียวกับแอคคิวมูเลเตอร์ของซีพียูอื่น ๆ คือใช้เป็นตัวกระทำร่วมทางคณิตศาสตร์ของเลข 2 จำนวน เช่น การบวก ลบ คูณ หาร

Register B : เป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้งานเฉพาะในคำสั่งการคูณ (MUL) และการหาร (DIV) เท่านั้น โดยจะทำงานร่วมกับแอคคิวมูเลเตอร์ในการเก็บผลลัพธ์ของการคูณและเศษที่ได้จากการหาร

SP : (Stack Pointer) มีขนาด 8 บิต ทำหน้าที่ชี้ตำแหน่งสแต็ก ซึ่งไมโครคอนโทรลเลอร์ใช้พื้นที่ของหน่วยความจำภายในเป็นสแต็กโดยตำแหน่งเริ่มต้นหลังจากการรีเซต จะเป็น 07 การทำงานของ SP จะเพิ่มขึ้นหรือลดลงอย่างอัตโนมัติเมื่อมีการเก็บข้อมูลลงในสแต็กหรือนำข้อมูลออกจากสแต็ก การเก็บข้อมูลลงในสแต็กจะเก็บได้ครั้งละ 8 บิต โดยใช้คำสั่ง PUSH โดยค่าของ SP จะเพิ่มขึ้น 1 แล้วเก็บข้อมูลลงในสแต็กที่ตำแหน่ง

SP ซ็อยซึ่งจะทำให้ตำแหน่งแรกของการเก็บข้อมูลของสแตกคือ 08 การนำข้อมูลออกจาก สแตก ทำได้จากการทำคำสั่ง POP โดยจะดึงข้อมูลออกจากสแตกในตำแหน่งที่ SP ซ็อยออกไปกำหนดให้กับหน่วยความจำที่รับข้อมูล แล้วค่าของสแตกจะลดลง 1 หลังจากมีการนำข้อมูลออกจากสแตกไปแล้ว

- DPTR** : (Data Pointer) เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 16 บิตใช้สำหรับเป็นตัวชี้ตำแหน่งของหน่วยความจำภายนอกหรือตำแหน่งของอุปกรณ์อินพุตเอาต์พุตที่ไม่โครคอนโทรลเลอร์ต้องการติดต่อด้วยและใช้เป็นตัวกำหนดตำแหน่งเริ่มต้น (Base) ของตารางในการทำงานเกี่ยวกับ Look up table รีจิสเตอร์ DPTR ประกอบด้วยรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต 2 ตัวคือรีจิสเตอร์ DPH ซึ่งเราสามารถเลือกการใช้งานในลักษณะ 8 บิต 2 ตัวหรือ 16 บิต 1 ตัวก็ได้
- P0-P3** : พอร์ต P0 - พอร์ต P3 เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 ซึ่งค่าที่อยู่ในรีจิสเตอร์เหล่านี้จะเป็นค่าเดียวกับค่าของสัญญาณที่ขาต่าง ๆ ของพอร์ต ดังนั้นการส่งข้อมูลออกไปที่พอร์ตจะทำได้โดยการกำหนด ค่าให้กับรีจิสเตอร์ P0 - P3
- SBUF** : เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิต ทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์ของการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม
- IP** : (Interrupt Priority Control) เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิตทำหน้าที่ควบคุมการจัดลำดับความสำคัญของการอินเตอร์รัพต์
- IE** : (Interrupt Enable) เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิตทำหน้าที่ควบคุมการส่งสัญญาณและการตอบรับอินเตอร์รัพต์ของไมโครคอนโทรลเลอร์
- TMOD** : (Timer Mode Control) เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิตใช้สำหรับควบคุมการเลือกโหมดการทำงานของ Timer/Counter0 และ Timer/Counter1
- TCON** : (Timer Control) เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิตใช้สำหรับควบคุมการทำงานของ Timer/Counter0 และ Timer/Counter1
- SCON** : (Serial Control) เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิตใช้สำหรับควบคุมการทำงานของพอร์ตอนุกรม
- PCON** : เป็นรีจิสเตอร์ทำหน้าที่ควบคุมการใช้กำลังไฟของตัวไมโครคอนโทรลเลอร์
- PSW** : (Program Status Word) เป็นรีจิสเตอร์ขนาด 8 บิตทำหน้าที่แสดงสถานะการทำงานของโปรแกรม หรือเรียกว่าแฟลก ซึ่งจะมีการเปลี่ยนแปลงหลังจากมีการทำงานในคำสั่งต่างๆ ที่มีผลต่อแฟลกและยังใช้เป็นตัวเลือกตำแหน่งเบงค์ของรีจิสเตอร์(Register Bank)R-0R7 อีกด้วยผลของบิตต่าง ๆ สามารถนำไปเป็นเงื่อนไขในการกระโดด (Jump) ได้ ค่าของบิตต่างๆใน PSW สามารถเซตและเคลียด้วยคำสั่งทางซอฟต์แวร์ได้ แฟลกต่างๆ ของรีจิสเตอร์PSW จะอยู่ในตำแหน่งของบิตต่าง ๆ ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PSW.7	PSW.6	PSW.5	PSW.4	PSW.3	PSW.2	PSW1	PSW.0
CY	AC	FO	RS1	RS0	OV	-	P

CY (Carry Flag) : เป็นแฟลกตัวทดทำหน้าที่หลายอย่าง เช่น เป็นตัวทดในกรณีของการบวกทำหน้าที่เป็นตัวยืม ในกรณีของการลบ ใช้เป็นตัวร่วมกับแอดคิwmุเลเตอร์ในการหมุนบิตและเราสามารถนำค่าของ CY เป็นเงื่อนไขของการกระโดด (Jump) ได้

AC (Auxiliary Carry Flag) : เป็นแฟลกตัวทดช่วยระหว่างบิตที่ 3 และบิตที่ 4 ซึ่งแฟลกนี้จะถูกเซตเป็น 1 หากทำการบวกเลขแล้วมีการทดจากบิตที่ 3 ไปยังบิตที่ 4 หากไม่มีการทดแฟลกนี้จะเป็น 0 แฟลก AC จะใช้สำหรับการทำงานในลักษณะของเลข BCD ซึ่งจะถูกใช้โดยซีพียู

FO (Flag 0) : เป็นแฟลกที่ใช้งานทั่วไปซึ่งเราสามารถใช้เป็นแฟลกสถานะ (Status Flag) ของโปรแกรมได้โดยการเซตหรือรีเซตด้วยคำสั่งทางซอฟต์แวร์

RS1-RS0 (Register Bank Select) : เป็นตัวกำหนดการเลือกพื้นที่ใช้งานของกลุ่มรีจิสเตอร์ R0-R7 ซึ่งเป็นรีจิสเตอร์ที่ใช้งานทั่วไป

OV (Overflow Flag) : เป็นแฟลกที่แสดงค่าโอเวอร์โฟลว์ซึ่งจะถูกเซตหรือเคลียจากการทำงานของคำสั่งทางคณิตศาสตร์ การเปลี่ยนแปลงของแฟลกจะพิจารณาในลักษณะของเลข บิตเครื่องหมาย (8 bits sign number) โดยบิตซ้ายมือสุดเป็นเครื่องหมาย (0 = บวก 1 = ลบ) เลขลบจัดเก็บในลักษณะของเลข 2's complement

P (Parity Flag) : เป็นแฟลกที่แสดงจำนวนบิตที่เป็น 1 ในแอดคิwmุเลเตอร์ โดยแฟลก P จะถูกเซตเป็น 1 เมื่อแอดคิwmุเลเตอร์มีจำนวนบิตที่เป็น 1 เป็นคี่ (odd) และแฟลก P จะถูกเคลียเป็น 0 เมื่อแอดคิwmุเลเตอร์มีจำนวนบิตที่เป็น 1 เป็นคู่ (even) ดังนั้นจำนวนบิตในแอดคิwmุเลเตอร์ร่วมกับแฟลก P จะมีจำนวนบิตที่เป็น 1 ทั้งหมดเป็นจำนวนคู่

2.5.5 การใช้งานตัวตั้งเวลา/ตัวนับ

โครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เบอร์ 8051 มีตัวตั้งเวลา/ตัวนับ (Timer/COUNTER) ประกอบอยู่ภายใน 2 ตัวคือ Timer0 และ Timer1 การใช้งานของ Timer เราสามารถกำหนดการใช้งานในลักษณะของตัวตั้งเวลาหรือในลักษณะของตัวนับก็ได้ ภายในตัว Timer แต่ละตัวจะมีวงจรมีขนาด 8 บิต แบบนับขึ้น (Count up Counter) อยู่ 2 จากโปรแกรม การกำหนดการทำงานของ Timer ทำโดยการกำหนดค่าให้กับรีจิสเตอร์ TMOD และ TCON การทำงานของ Timer แต่ละตัวจะทำงานเป็นอิสระกันจากกัน

การทำงานในโหมดของตัวจับเวลา จะใช้สัญญาณนาฬิกาที่อยู่ภายในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งทราบความถี่ค่าของ เวลาเริ่มต้นที่อยู่ในรีจิสเตอร์ TH และ TL จะเพิ่มขึ้น 1 ในทุกแมชชีนไซเคิล (ความถี่สัญญาณนาฬิกาหารด้วย 12) เมื่อค่าของรีจิสเตอร์ TH และ TL เพิ่มขึ้นเป็น 1 ทุกบิตแล้วจะวนกลับไปเป็น 0 ใหม่อีกช่วงนี้เรียกว่าเป็นโอเวอร์โฟลว (Overflow) ซึ่งเป็นช่วงของการคำนวณได้จากค่าเริ่มต้นใน TH และ TL ไปจนถึงค่าสูงสุดคือ 0000H (หรือ 65536) ตัวอย่างเช่น ไมโครคอนโทรลเลอร์ใช้สัญญาณนาฬิกา 12 MHz ซึ่งมีค่าแมชชีนไซเคิลเท่ากับ 1 Sec หากต้องการให้ Timer ตั้งเวลา 50 Sec ค่าเริ่มต้นของรีจิสเตอร์ TH และ TL จะคำนวณได้จาก

$$\begin{aligned} \text{TH, TL} &= 65536 - 50 = 65486 \\ &= \text{FFCEH} \end{aligned}$$

หมายเหตุ ค่าเริ่มต้นสามารถหาได้จาก ค่า 2's complement ของจำนวนที่ต้องการนับก็ได้เช่นกันดังในตัวอย่าง เลข 2's complement ของ 50 (32H) คือ FFCEH

การทำงานในโหมดของการนับ ค่าของการนับที่อยู่ในรีจิสเตอร์ TH และ TL จะเพิ่มขึ้นเมื่อสัญญาณจากภายนอกเข้ามาที่ขา T0 (หรือ T1) มีการเปลี่ยนแปลงจาก 1 ไป 0 ความสามารถในการนับของตัวนับจะนับได้กับความถี่ไม่สูงกว่า 1/24 เท่าของสัญญาณนาฬิกา โดยสัญญาณพัลส์ที่เข้ามาจะมีช่วงห่างเท่าใดก็ได้ที่กำหนดค่าเริ่มต้นของการนับกำหนดในรีจิสเตอร์ TH และ TL ดังนั้นจำนวนของการนับจะได้จากค่าที่เหลืออยู่ในรีจิสเตอร์ TH และ TL เช่นเดียวกับในโหมดตั้งเวลา

การทำงานของ Timer0 และ Timer1 ในโหมดตั้งเวลาหรือโหมดตัวนับแบ่งการทำงานได้เป็น 4 โหมดคือ โหมด 0,1,2 และ 3 ส่วนการทำงานของ Timer2 มี 3 โหมดคือ Capture, Auto reload และ Baudrate generator รีจิสเตอร์ที่ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของตัวตั้งเวลา/ตัวนับมี 2 ตัว คือ รีจิสเตอร์ TCON และ รีจิสเตอร์ TMOD

รีจิสเตอร์ TCON (Timer/Counter Control Register)

เป็นรีจิสเตอร์ที่ทำหน้าที่เฉพาะ (อยู่ในตำแหน่ง 88H สามารถอ้างตำแหน่งแบบบิตได้) สำหรับควบคุมการทำงานของ Timer และเลือกลักษณะสัญญาณอินเตอร์รัพท์จากภายนอก โดยรีจิสเตอร์นี้จะทำหน้าที่เป็นแฟล็กแสดงสถานะการทำงาน 4 บิตที่เซตและเคลียด้วยการทำงานของฮาร์ดแวร์ ส่วนที่เหลืออีก 4 บิต เป็นบิตควบคุมการทำงานของ Timer ซึ่งเราเซตและเคลียด้วยคำสั่งซอฟต์แวร์จากการใช้คำสั่งการเซตบิตหรือการโอนย้ายข้อมูลก็ได้

การทำงานของ Timer/Counter มีหลายโหมด

จะแสดงการทำงานในโหมด 1ทำงานของ Timer/Counter 1 ในโหมด 1 (16 บิต)การทำงานของ Timer ในโหมด 1 จะมีลักษณะคล้ายกับการทำงานในโหมด 0 แตกต่างกันที่ ค่าของการนับสูงสุดคือ 16 บิต ใช้รีจิสเตอร์ TH และ TL ตัวละ 8 บิตการกำหนดค่าการนับกำหนดค่าเริ่มต้นในรีจิสเตอร์TH และ TL ซึ่งอยู่ในช่วง 000H-FFFFH หากกำหนดให้ค่าในรีจิสเตอร์ TH และ TL เป็น 0000 จะได้ค่าของการนับจะเป็น 65536 และหากกำหนดค่าเริ่มต้นในรีจิสเตอร์ TH และ TL เป็น FFFFH ค่าของการ นับคือ 1 ค่าเริ่มต้นของ TH และ TL คิดจาก ค่า 2's complement ของค่าที่ต้องการนับ

ตัวอย่าง 7.1 การใช้ Timer 1 เป็นตัวกำหนดคาบเวลาของสัญญาณพัลส์ความกว้าง 100 ไมโครวินาที

ออกที่ขา P1.0 เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ใช้สัญญาณนาฬิกาความถี่ 12 Mhz

หลักการ ใช้ Timer 1 ในโหมด 1 ทำงานในลักษณะของการตั้งเวลา มีค่า 100 ไมโครวินาที และควบคุมการทำงานด้วยซอฟต์แวร์ และให้มีการส่งสัญญาณอินเตอร์รัพท์เมื่อครบเวลาแล้วซึ่งจะได้ค่าของการกำหนดในรีจิสเตอร์ TMOD และ TCON ดังนี้

ค่าของบิต	รีจิสเตอร์	การทำงาน
C/T = 0 GATE = 0 M1,M0 = 0 1	TMOD	ทำงานเป็นตัวตั้งเวลา ควบคุมจากบิต TR1 เลือกการทำงาน โหมด 1 ค่านับ 16 บิต
TR1 = 1	TCON	ให้ Timer 1ทำงาน
EA = 1 ET = 1	IE	ให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ตอบ รับอินเตอร์รัพท์ ให้ Timer 1ส่งการร้องขออิน เตอร์รัพท์

;Application of timer 1 and intertrupt for gnerate pulse width

```
ORG          0000H
LJMP        MAIN
```

; timer1 interrupt service start at 001BH

```
ORG          001BH
```

```

        CLR      P1.0
        CLR      TR1
        RETI
    ORG 0050H
MAIN:    CLR P1.0
        LCALL PULSE_GEN
L1:      SJMP L1

```

; Subprogram for generates pulse width 100 uS

; Set timer1

```

PULSE_GEN:  MOV TL0,#9CH
            MOV TH0,#0FFH      ;time
            MOV TMOD,#1000000H ;set mode of timer 1
            SETB EA            ;enable interrupt
            SETB ET1           ;set enable interrupt of timer1
            SETB P1.0          ;set output pulse
            SETB TR1           ;run timer 1
            RET
            END

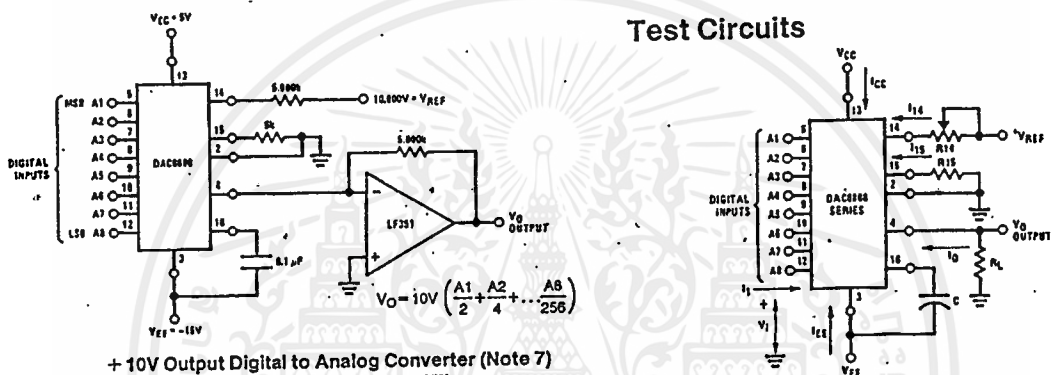
```

บทที่ 3

การออกแบบและการคำนวณ

3.1 การออกแบบและวิธีคำนวณ D/A

การนำ IC MC 1408 ไปออกแบบให้สามารถแปลงอินพุต 00000000 B เป็น 0 โวลต์และเมื่ออินพุต 11111111 B เป็น 10 โวลต์(ให้เอาท์พุตขั้วบวก)



รูปที่ 3.1 DIGITAL TO ANALOG

$$I_o = K \left\{ \frac{A1}{2} + \frac{A2}{4} + \frac{A3}{8} + \frac{A4}{16} + \frac{A5}{32} + \frac{A6}{64} + \frac{A7}{128} + \frac{A8}{256} \right\}$$

$$\text{Where } K = \frac{V_{ref}}{R_{14}}$$

And $A_n = "1"$ if A_n is high level $A_n = "0"$ if A_n is low level

$$I_o = \frac{V_{ref}}{R_{14}} \left\{ \frac{A1}{2} + \frac{A2}{4} + \frac{A3}{8} + \frac{A4}{16} + \frac{A5}{32} + \frac{A6}{64} + \frac{A7}{128} + \frac{A8}{256} \right\}$$

$$I_{ref(+)} = \frac{V_{ref}}{R_{14}}, \quad I_{ref(-)} = \frac{V_{ref}}{R_{15}} \quad \text{และ} \quad V_o = -(-I_o R_L) \quad \text{เมื่อ} \quad R_{14} = R_{15} = R_L = 5K\Omega$$

$$-I_o = -[\{I_{ref(+)} - I_{ref(-)}\} \left\{ \frac{A1}{2} + \frac{A2}{4} + \frac{A3}{8} + \frac{A4}{16} + \frac{A5}{32} + \frac{A6}{64} + \frac{A7}{128} + \frac{A8}{256} \right\} + I_{ref(-)}]$$

$$V_o = [(V_{ref(+)} - V_{ref(-)}) \left\{ \frac{A1}{2} + \frac{A2}{4} + \frac{A3}{8} + \frac{A4}{16} + \frac{A5}{32} + \frac{A6}{64} + \frac{A7}{128} + \frac{A8}{256} \right\} + V_{ref(-)}]$$

ถ้ากำหนดให้ $V_{ref(+)} = 10 \text{ V}$

$V_{ref(-)} = 0 \text{ V}$

เพราะฉะนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

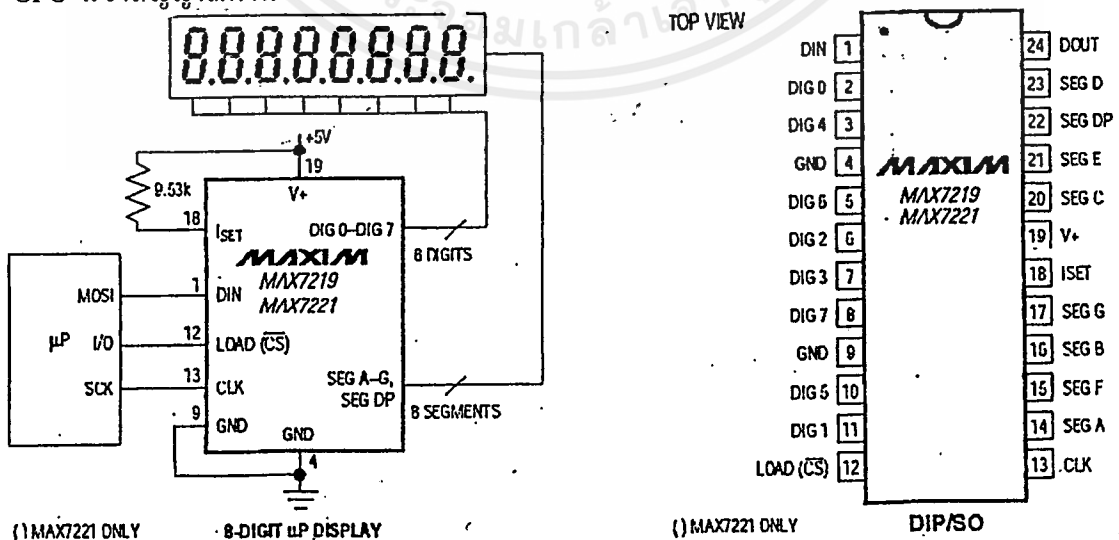
$$V_o = [(5V - 0V) \{ \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} \} + 0V] = 10V$$

เมื่อ $A_1, \dots, A_8 = 0$ เพราะฉะนั้น $V_o = 0V = V_{ref(-)}$
 เมื่อ $A_1, \dots, A_8 = 1$ เพราะฉะนั้น $V_o = 10V = V_{ref(+)}$

3.2 ภาคแสดงผล (DISPLAY)

ระบบแสดงผลนับเป็นส่วนประกอบที่มีความสำคัญอีกส่วนหนึ่งของระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ เพราะการทำงานต่างๆ ถ้าขาดการแสดงผลที่ดีแล้วย่อมเป็นการยากที่จะทราบสถานะการทำงานที่ถูกต้องแก่ผู้ใช้งานซึ่งวงจรแสดงผลที่ดีต้องสามารถแสดงผลได้ชัดเจน มีขนาดเหมาะสมกับการใช้งาน สามารถสื่อสารความเข้าใจต่อผู้ใช้งานได้ง่ายสามารถเปลี่ยนแปลงรูปแบบการแสดงผลได้หลายลักษณะ วงจรที่นิยมแพร่หลายคือวงจรแสดงผลที่ใช้หลอดแสดงผลแบบ LED หลายส่วน (Segment) เป็นส่วนประกอบหลัก

ภาคแสดงผลใช้ Chips Support ของ MAXIM เบอร์ MAX 7219 สำหรับทำหน้าที่ Scan Display โดยเฉพาะทำให้ง่ายและสะดวกในการเขียนโปรแกรมมากยิ่งขึ้นหมดห่วงเรื่องการแสดงผลที่ไม่ต่อเนื่องและการกระตุกหน้าจอแสดงผลและยังมีความสามารถพิเศษที่ปรับระดับความสว่างของหน้าจอแสดงผลได้ถึง 16 ระดับโปรแกรมสามารถเลือกการแสดงผลด้วยโปรแกรมว่าจะแสดงผลด้วยรหัส BCD หรือตามค่าข้อมูลที่กำหนดให้ และใช้การสั่งงานให้แสดงผลเพียงครั้งเดียว เพราะหลังจากได้รับคำสั่งเรียบร้อยแล้ว MAX 7219 จะทำการสแกนคิสเพลย์ให้เองโดยอัตโนมัติจนกว่าต้องการเปลี่ยนค่าการแสดงผลใหม่จึงส่งค่าใหม่ให้ MAX 7219 อีกครั้งหนึ่ง การเชื่อมต่อ CPU มีขาสัญญาณดังนี้



รูปที่ 3.2 โครงสร้างของ MAX 7219

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

+ VCC เป็นแรงดันอินพุตตั้งแต่ +4 V ถึง +5V

- ISET ใช้ต่อผ่านรีซิสเตอร์ไปยังขา + VCC เพื่อกำหนดกระแสให้กับ 7 SEGMENT ในการปรับความสว่างของภาคแสดงผล ปกติใช้ค่ารีซิสเตอร์ใช้ค่าประมาณ 9.53Ω ที่กระแส 40 mA นอกจากนี้ภาคแสดงผลยังสามารถปรับความสว่างทาง Soft ware ได้อีก 16 ระดับรายละเอียดใน datasheet

- DIN เป็นขาสัญญาณอินพุตใช้สำหรับรับข้อมูลจาก CPU โดยข้อมูลที่ส่งมาทางขา DIN นี้จะถูกเลื่อนเข้าสู่ Shift Register ภายในขนาด 16 บิต(D15...D0) ของ MAX 7219 ซึ่งสัญญาณที่ส่งเข้ามาทาง DIN จะต้องสัมพันธ์กับสัญญาณ CLK ด้วย

- CLK เป็นขาสัญญาณ Pulse ที่ส่งมาจาก CPU เพื่อทำการ Sync กับสัญญาณ Data ระหว่าง CPU กับ MAX 7219 โดยเมื่อสัญญาณนี้มีสถานะเป็นช่วงขอบขาขึ้น (Rising Edge) สัญญาณ Data จากขา DIN จะถูกเลื่อนเข้าสู่ Shift Register ภายในของ MAX 7219 และเมื่อสัญญาณนี้มีสถานะเป็นช่วงขอบขาลง(Falling Edge) ข้อมูลที่อยู่ใน Shift Register ตำแหน่งสุดท้ายของ MAX 7219 (D15) จะเลื่อนออกมายังขาสัญญาณ DOUT ของ MAX 7219 ด้วยเช่นกัน

- LOAD เป็นขาสัญญาณ อินพุตใช้สำหรับ Load ข้อมูลที่ถูกเลื่อนเข้ามาเก็บไว้ใน Shift Register ของ MAX 7219 แล้วเข้าไปยังหน่วยความจำภายในสำหรับแสดงผลของ MAX 7219 เพื่อทำการ Scan Display โดยข้อมูลจะถูก Load ในช่วงที่สัญญาณนี้เป็นขอบขาขึ้น (Rising Edge)

- DOUT เป็นขาสัญญาณเอาต์พุตของ MAX 7219 ซึ่งเป็นสัญญาณที่ถูกเลื่อนออกมาจาก Shift Register ภายในของ MAX 7219 เอง โดยสัญญาณนี้จะใช้สำหรับนำไปต่อกับขาสัญญาณ DIN ของ MAX 7219 ตัวถัดไปในกรณีที่ต้องการต่ออนุกรมเพื่อเพิ่มจำนวนการแสดงผลให้ได้มากหลักขึ้น

การสร้างรหัสแสดงผล

การควบคุมการแสดงผลสามารถกำหนดได้จากโปรแกรมว่าจะใช้การแสดงผลด้วยรหัส BCD มาตรฐานหรือต้องการสร้างรหัสการแสดงผลเอง ถ้าต้องการการแสดงผลด้วยรหัส BCD ก็ไม่ต้องยุ่งยากอะไรเพราะเราเพียงแต่ส่งรหัส BCD พร้อมกับหลักการแสดงผลที่ต้องการเท่านั้นก็สามารถแสดงผลตัวเลขได้ตามต้องการแล้ว แต่สำหรับงานบางลักษณะอาจต้องการรูปแบบการแสดงผลที่รหัส BCD ไม่สามารถทำได้จึงต้องการแสดงผลแบบอิสระตามรหัสที่กำหนดให้เองจากผู้ใช้ ซึ่งวิธีการสร้างรหัสแสดงผลของ 7 – Segment นั้นทำได้โดยการแทนค่าส่วนที่ดับด้วย “0” และแทนส่วนที่ติดด้วย “1” ดังนี้

สำหรับไอซี MAX 7219 นั้นจะมี Code Font ของตัวเองทำให้ง่ายต่อการป้อนโค้ดเข้าไปใน REGISTER DATA ได้โดยตรงดังแสดง Code Font ในตารางดังต่อไปนี้

ตารางโค้ดฟรอนของ MAX 7219

7-SEGMENT CHARACTER	REGISTER DATA						ON SEGMENTS = 1							
	D7*	D6-D4	D3	D2	D1	D0	DP*	A	B	C	D	E	F	G
0		X	0	0	0	0		1	1	1	1	1	1	0
1		X	0	0	0	1		0	1	1	0	0	0	0
2		X	0	0	1	0		1	1	0	1	1	0	1
3		X	0	0	1	1		1	1	1	1	0	0	1
4		X	0	1	0	0		0	1	1	0	0	1	1
5		X	0	1	0	1		1	0	1	1	0	1	1
6		X	0	1	1	0		1	0	1	1	1	1	1
7		X	0	1	1	1		1	1	1	0	0	0	0
8		X	1	0	0	0		1	1	1	1	1	1	1
9		X	1	0	0	1		1	1	1	1	0	1	1
—		X	1	0	1	0		0	0	0	0	0	0	1
E		X	1	0	1	1		1	0	0	1	1	1	1
H		X	1	1	0	0		0	1	1	0	1	1	1
L		X	1	1	0	1		0	0	0	1	1	1	0
P		X	1	1	1	0		1	1	0	0	1	1	1
blank		X	1	1	1	1		0	0	0	0	0	0	0

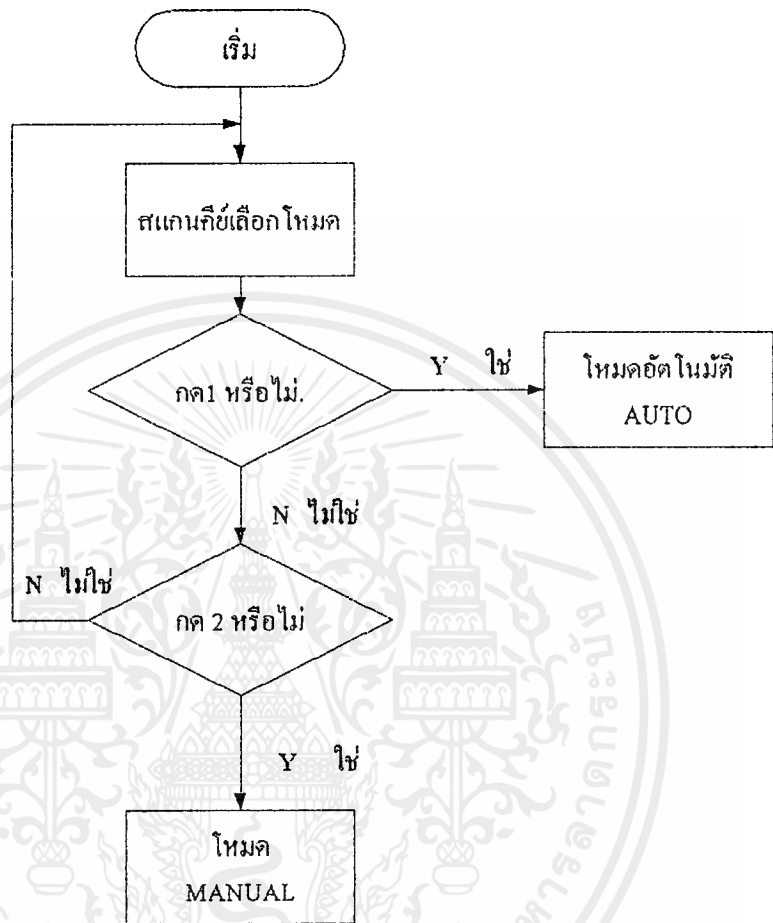
*The decimal point is set by bit D7 = 1

บิต-ข้อมูล	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
ส่วนแสดงผล	Dot	A	B	C	D	E	F	G

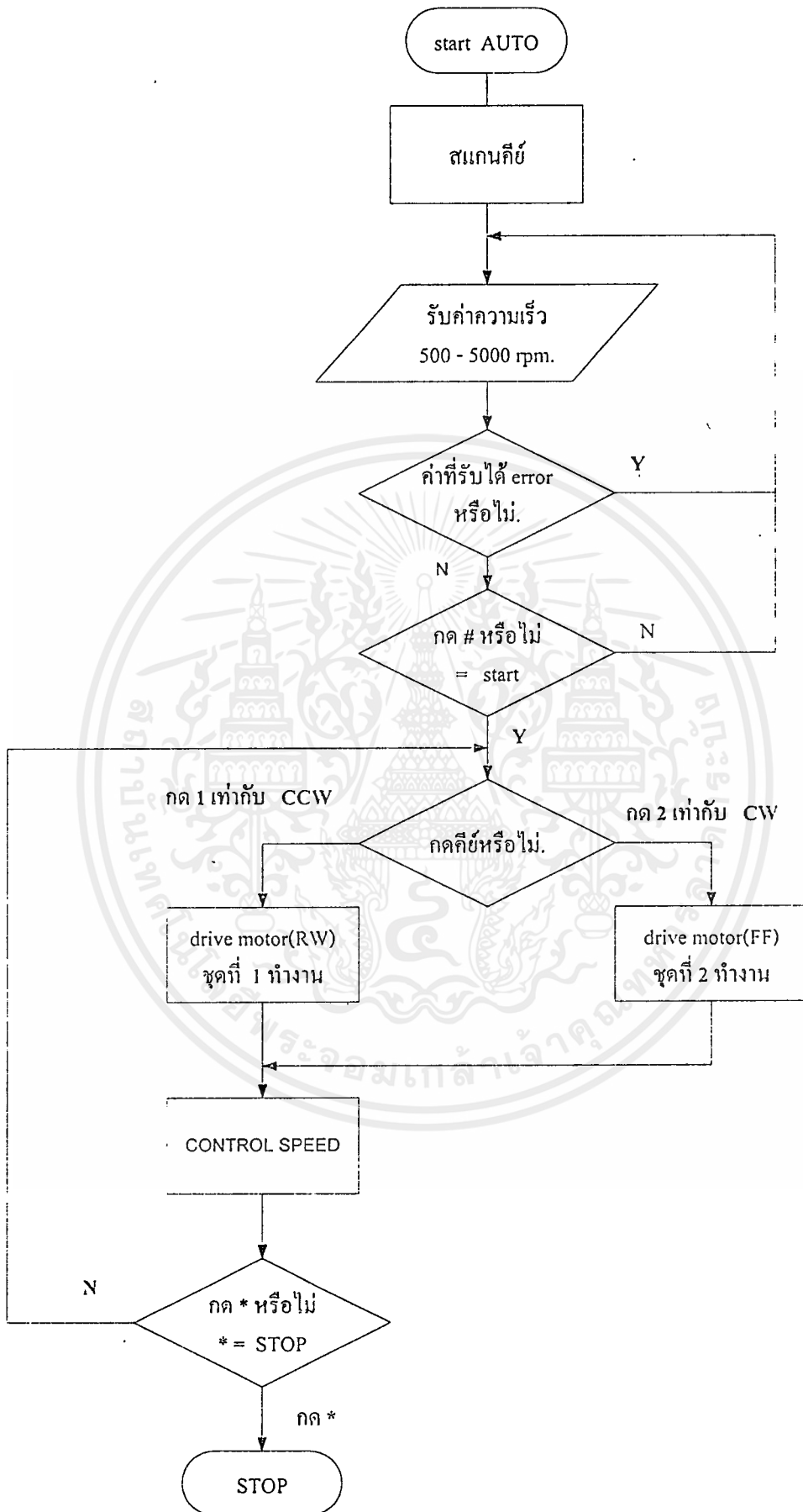
ตัวอย่างการสร้างรหัสแสดงผลของ 7 - Segment

การแสดงผล	รหัสแสดงผล	การแสดงผล	รหัสแสดงผล
0	7EH	8	7FH
1	30H	9	7BH
2	6DH	A	77H
3	79H	B	1FH
4	33H	C	4EH
5	5BH	D	3DH
6	5FH	E	4FH
7	70H	F	47H

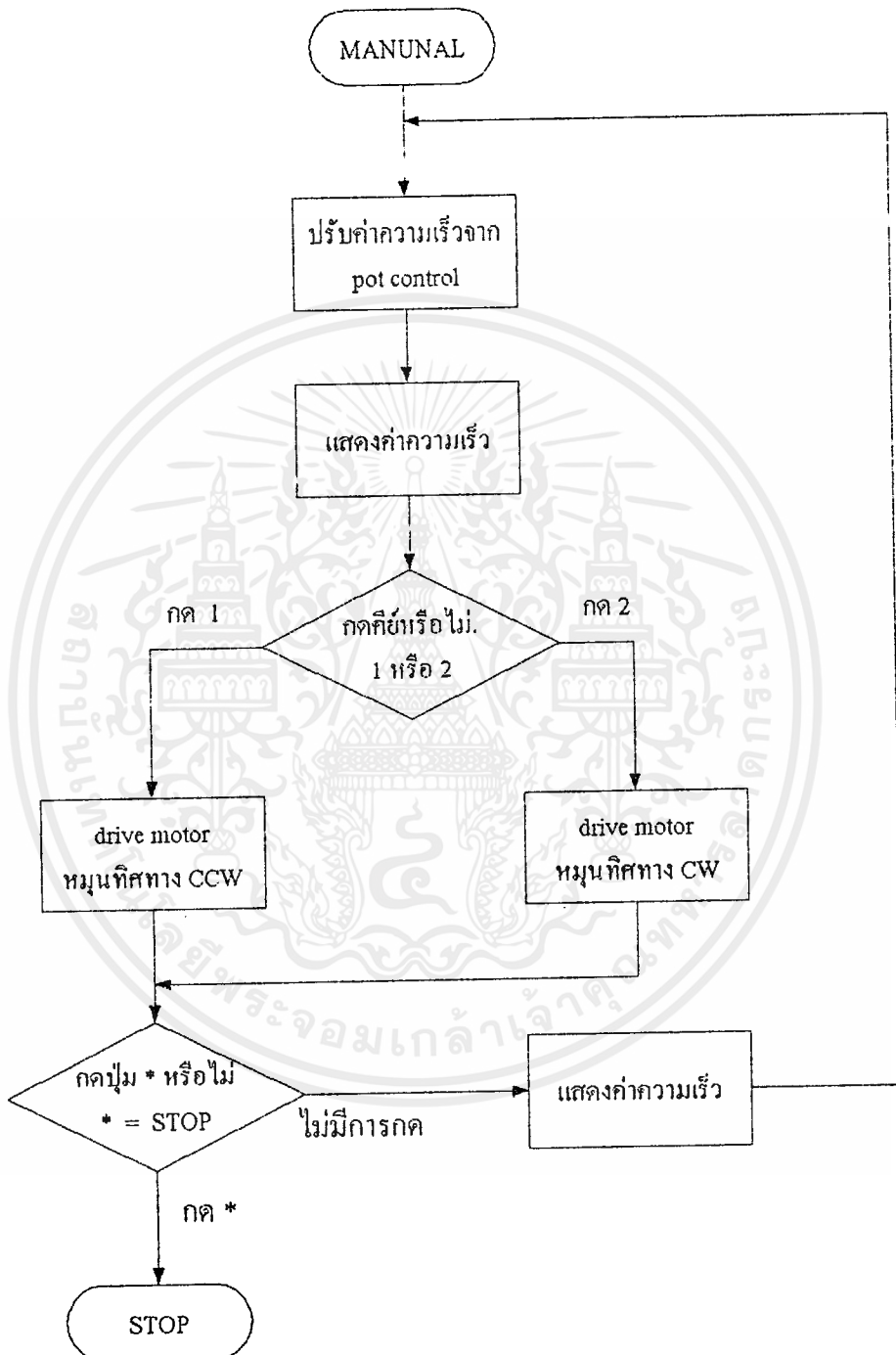
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แผนภูมิผังงานของโปรแกรมควบคุมความเร็ว

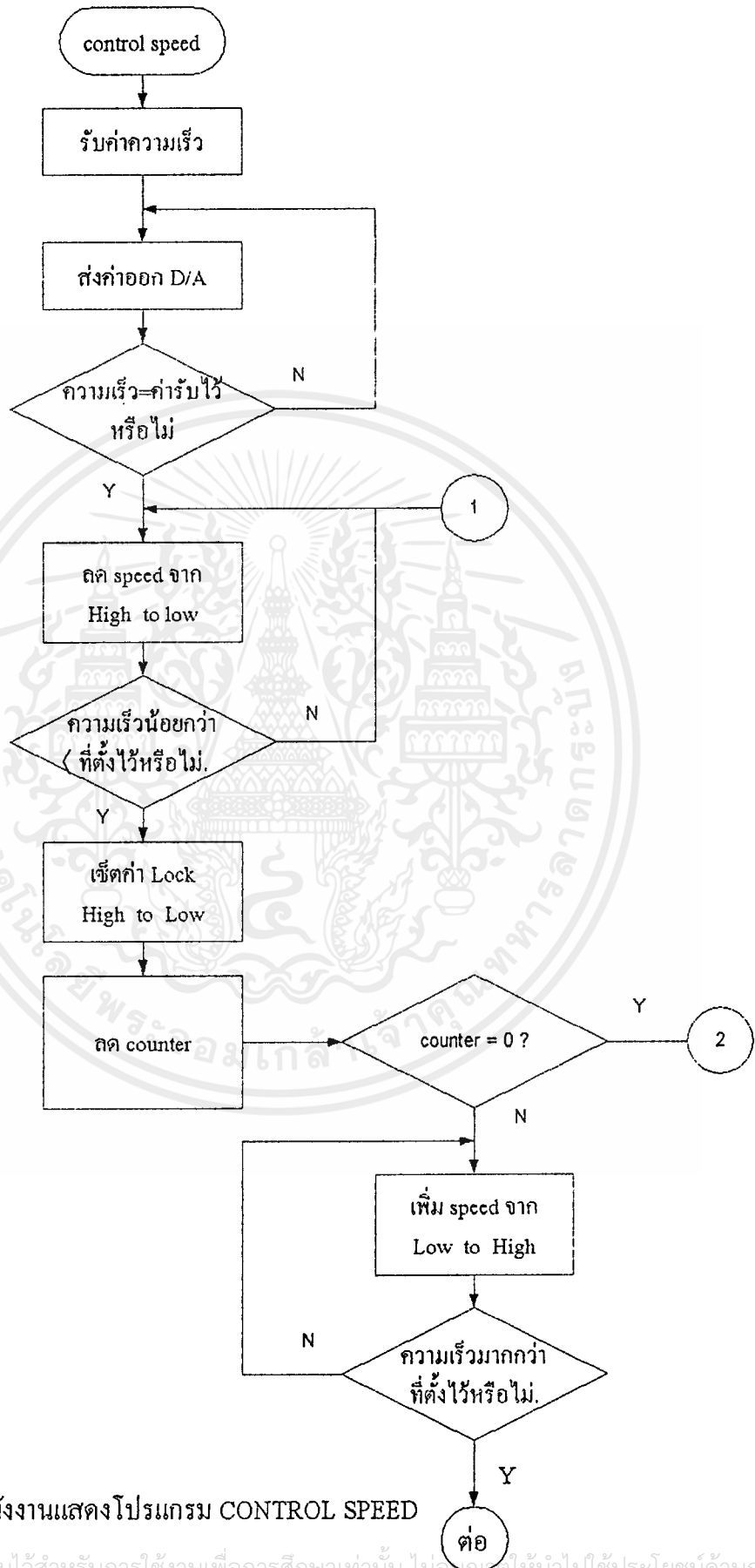


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้รูปที่ 3.4 แผนภูมิผังงานโปรแกรมควบคุมความเร็วอัตโนมัติ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



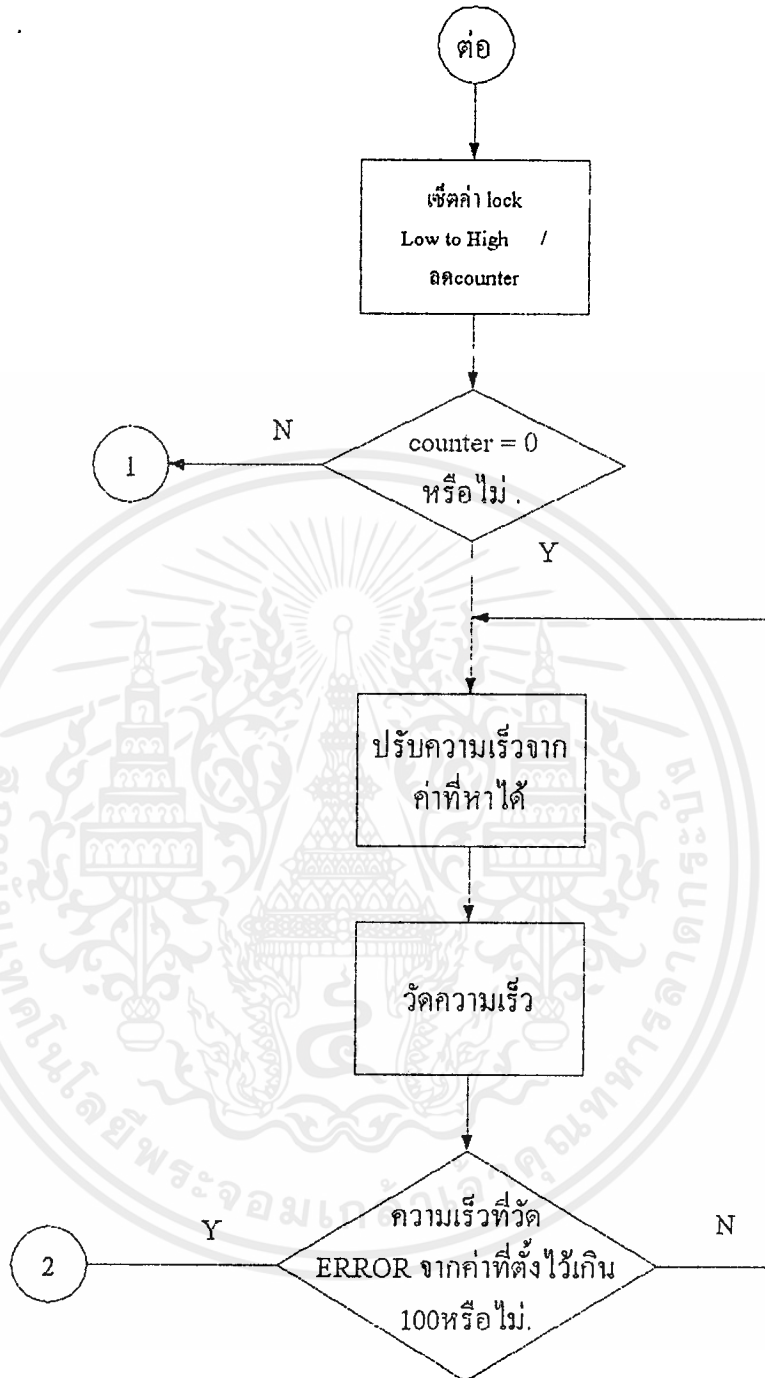
รูปที่ 3.5 แผนภูมิผังงานของโปรแกรมควบคุมความเร็ว MANUAL MODE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 แผนภูมิผังงานแสดงโปรแกรม CONTROL SPEED

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 แผนภูมิผังงานแสดงโปรแกรม CONTROL SPEED

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การทดลอง

การทดลองการวัดความเร็วรอบของ D.C. MOTORเปรียบเทียบระหว่างเครื่องวัดความเร็วรอบจากโปรเจก กับ เครื่องมือวัด TACHO METER

ขั้นตอนการทดลอง

- 1. เลือกโหมดเครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์ไปที่โหมด MANUAL
- 2. ปรับสปีดความเร็วมอเตอร์
- 3.ใช้ DIGITAL TACHOMETER วัดความเร็วของมอเตอร์
- 4. อ่านค่าความเร็วจาก เครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์
- 5. บันทึกค่าความเร็วรอบที่วัดได้จากทั้ง 2 วิธี ลงในตารางการทดลอง

4.2 ผลการทดลอง

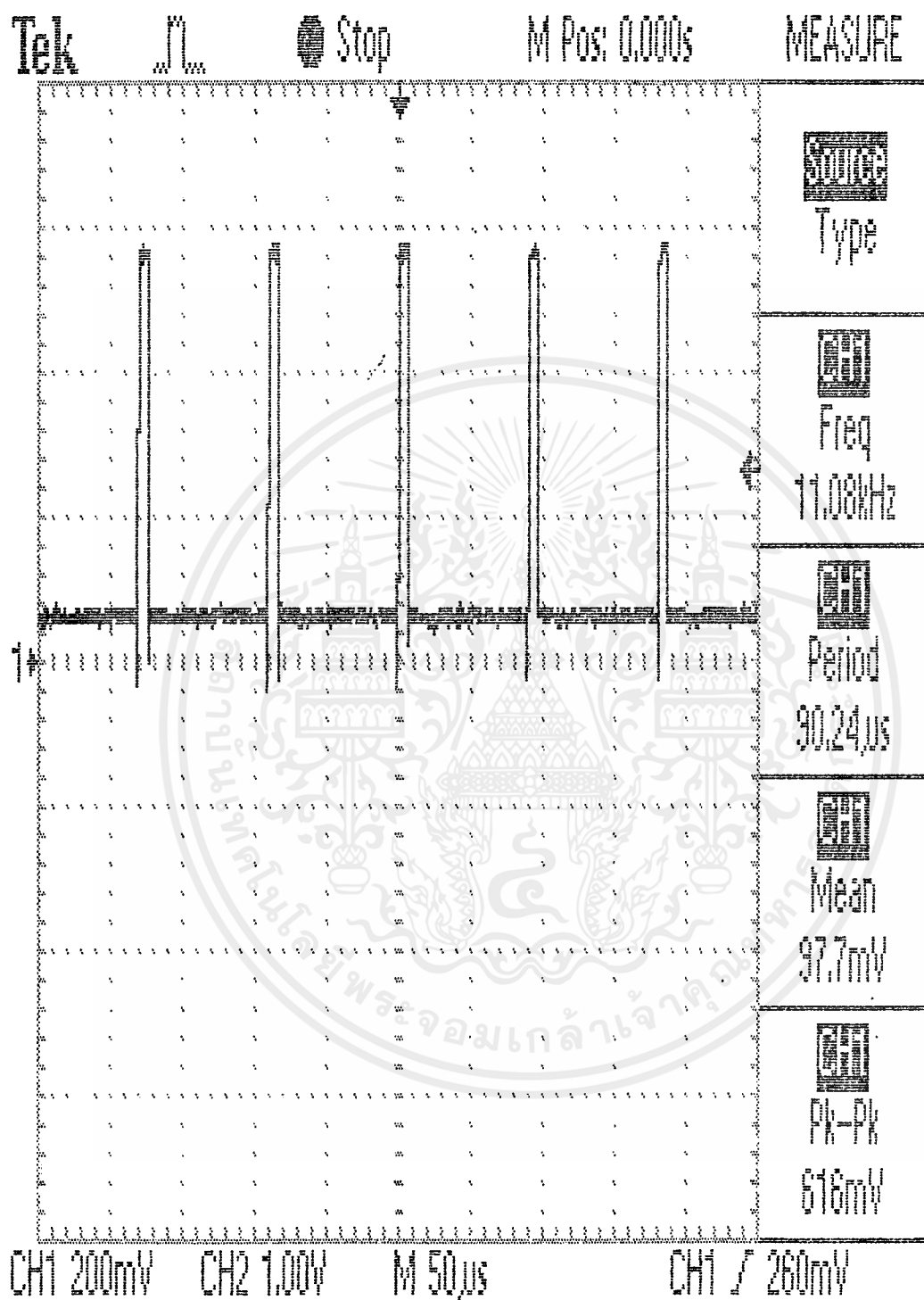
ผลการทดลองการวัดความเร็วรอบของ DC MOTOR เปรียบเทียบระหว่างเครื่องวัดความเร็วรอบจากโปรเจก กับ เครื่องมือวัด TACHO METER

ลำดับที่วัด	วัดความเร็วรอบจาก DIGITAL TACHO METER (RPM.)	วัดความเร็วรอบจากโปรเจก (โหมคม) หน่วยเป็น RPM.
1	549	500
2	600	598
3	707	709
4	836	838
5	897	900
6	998	1002
7	1108	1111
8	1268	1270
9	1313	1315

ลำดับที่วัด	วัดความเร็วรอบจาก DIGITAL TACHO METER (RPM.)	วัดความเร็วรอบจากโปรเจก (โหมด M) หน่วยเป็น RPM.
10	1509	1512
11	1903	1900
12	2015	2013
13	2313	2318
14	2814	2819
15	3020	3022
16	3293	3300
17	3493	3500
18	4011	4011
19	4989	5002

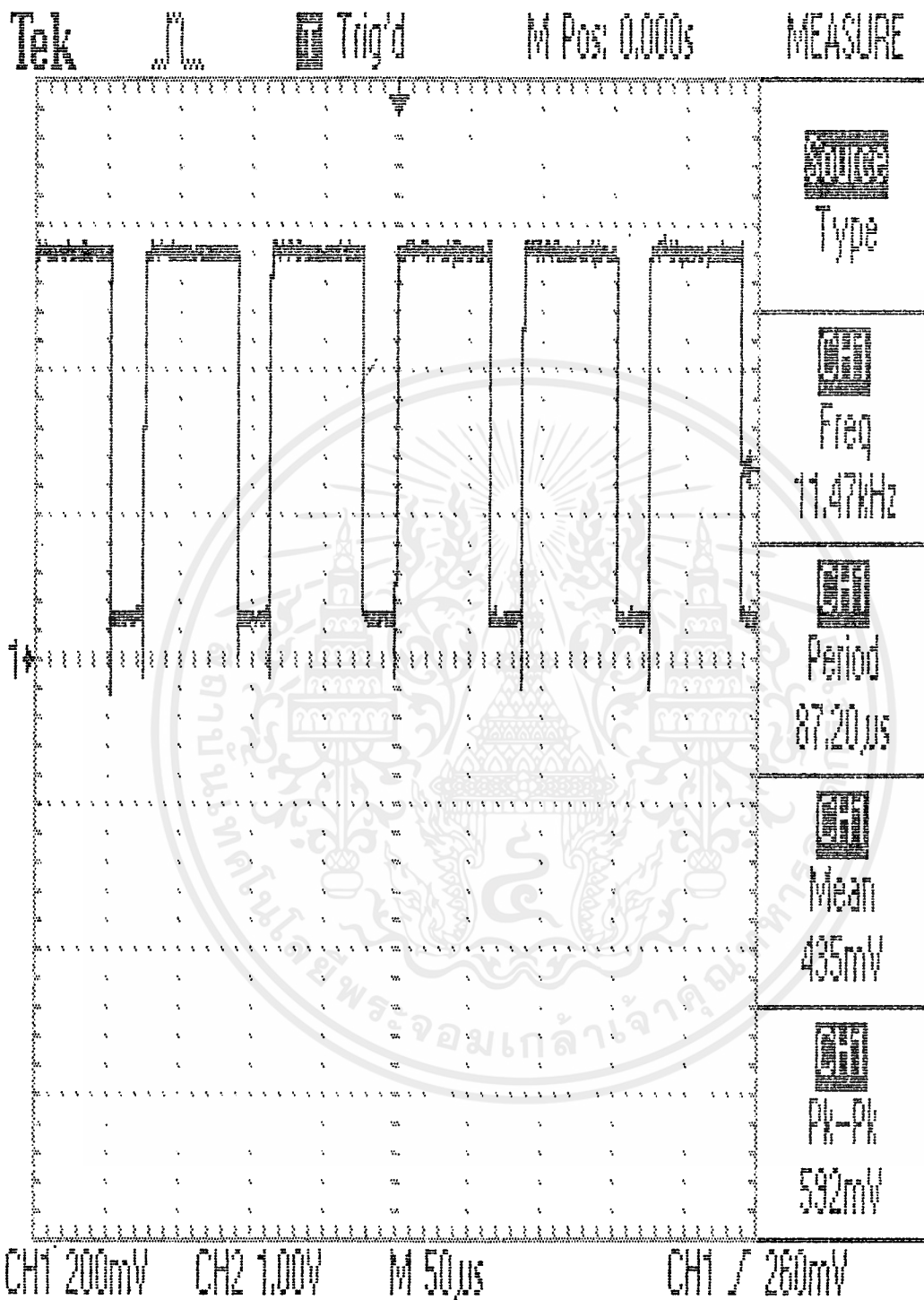
4.3 สรุปผลการทดลอง

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าความเร็วรอบที่ได้จากเครื่องควบคุมความเร็ว ดี.ซี. มอเตอร์ใน โหมด M (Manual) มีค่าใกล้เคียง กับค่าที่ได้จากเครื่องมือวัด TACHO METER มาก โดยมีค่าความคลาดเคลื่อนเฉลี่ยประมาณ 2 รอบ / นาที แสดงว่าเครื่องควบคุมความเร็ว ดี.ซี. มอเตอร์ที่สร้างขึ้นมา สามารถควบคุมความเร็วได้ตามต้องการ



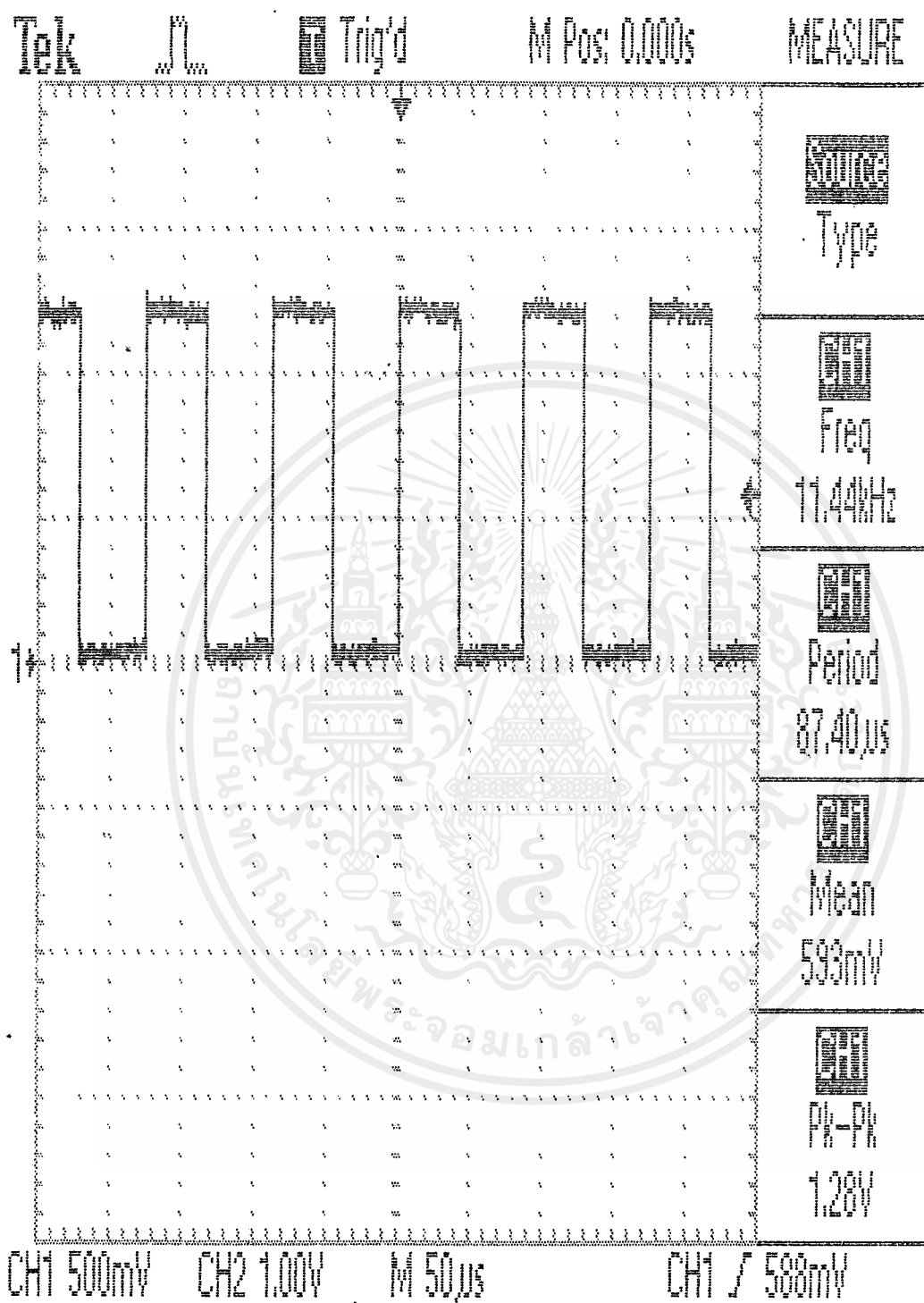
รูปที่ 4.1 สัญญาณพัลส์เอาต์พุตของวงจร PWM. ที่ $V_{in} = 0$ โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 สัญญาณพัลส์เอาต์พุตของวงจร PWM. ที่ $V_{in} = 3$ โวลต์

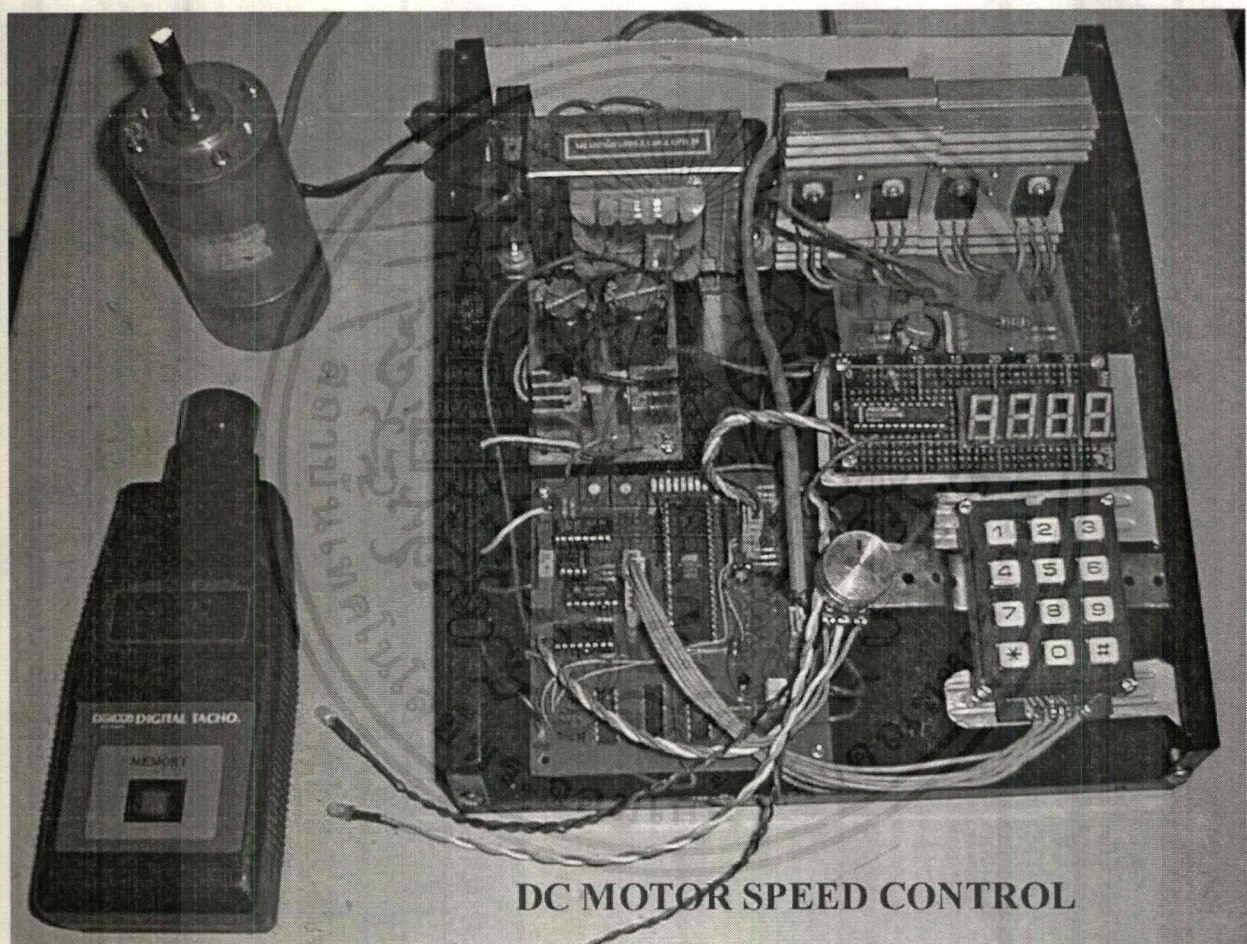
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.3 สัญญาณพัลส์เอาต์พุตของวงจร PWM IC#MC14060 ที่ $V_{in} = 2.5$ โวลต์

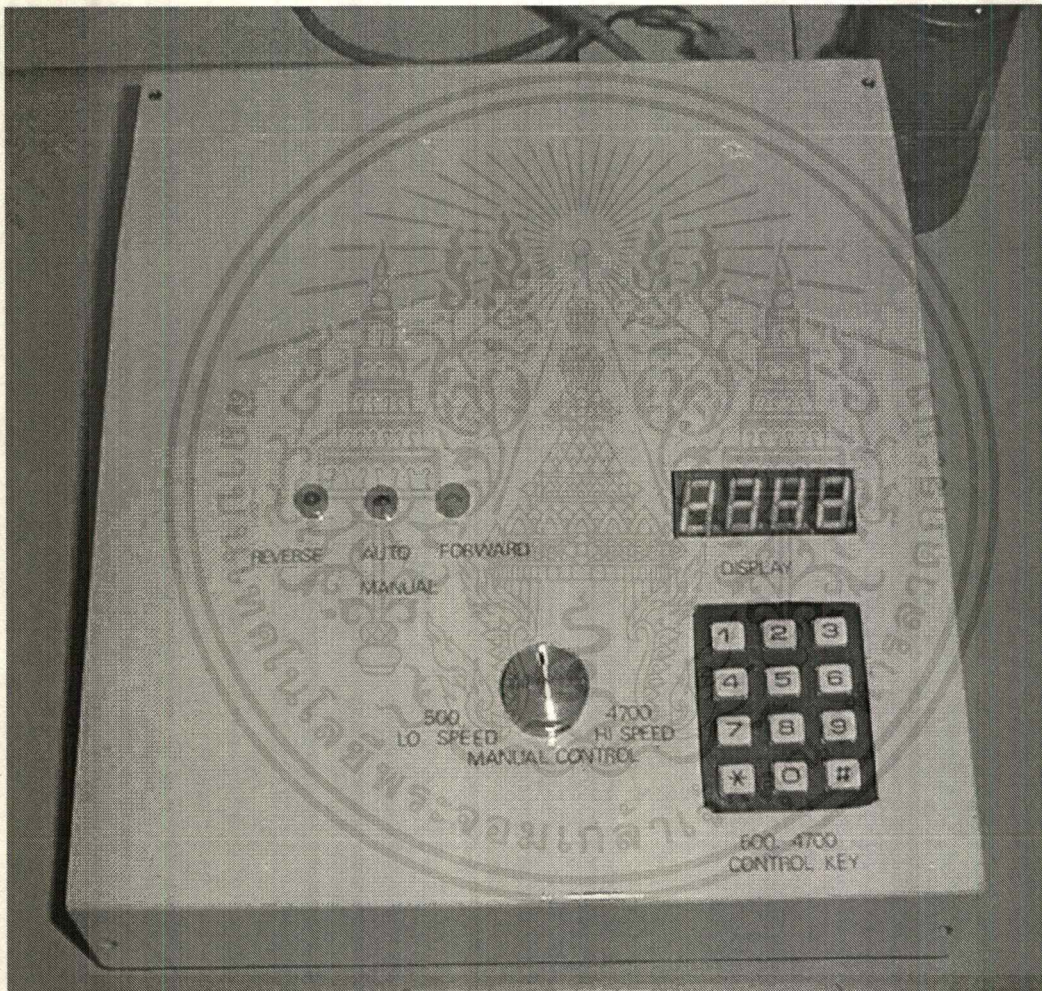
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.4 รูปการทดลองวัดความเร็วรอบมอเตอร์เทียบกับ DIGITAL TACHO METER



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.5 รูปเครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. รัชชัย อรรถวิบูลย์กุล. เครื่องกลไฟฟ้า 1 ทฤษฎีเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรง.

กรุงเทพมหานคร : ศูนย์ส่งเสริมอาชีวะ

2. สุวัฒน์ ดัน. เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย. พิมพ์ครั้งที่ 2.

กรุงเทพมหานคร : เอนเทลไทย, 2538

3. สมบูรณ์ มาลานนท์. แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์. กรุงเทพมหานคร : ฟิสิกส์เซ็นเตอร์

4. คู่มือไอซีไมโครโปรเซสเซอร์. กรุงเทพฯ : อีทีที จำกัด

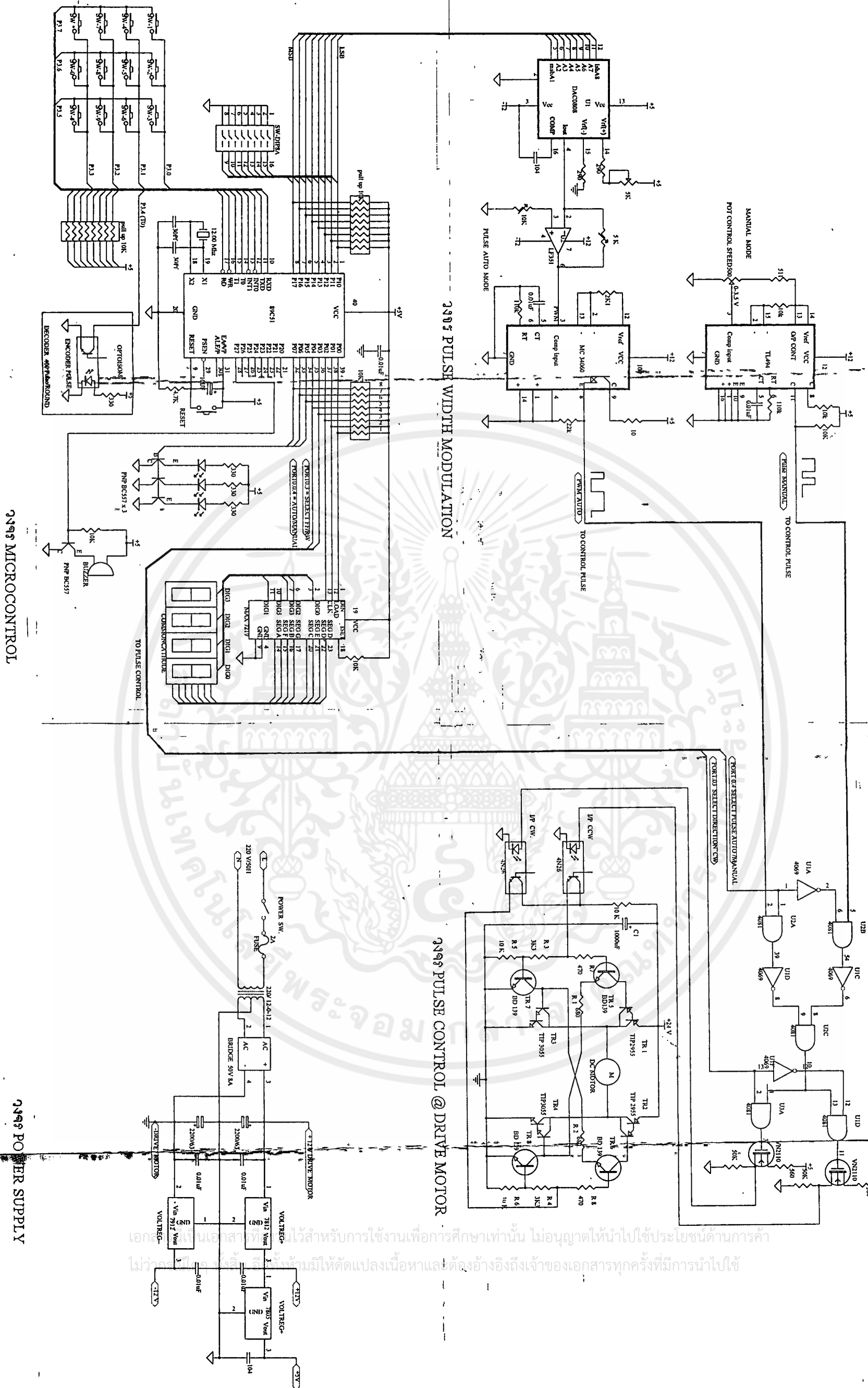
5. อุดม จินประดับ. ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51. พิมพ์ครั้งที่ 1. กรุงเทพมหานคร :

ศูนย์ผลิตตำราสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ, 2541

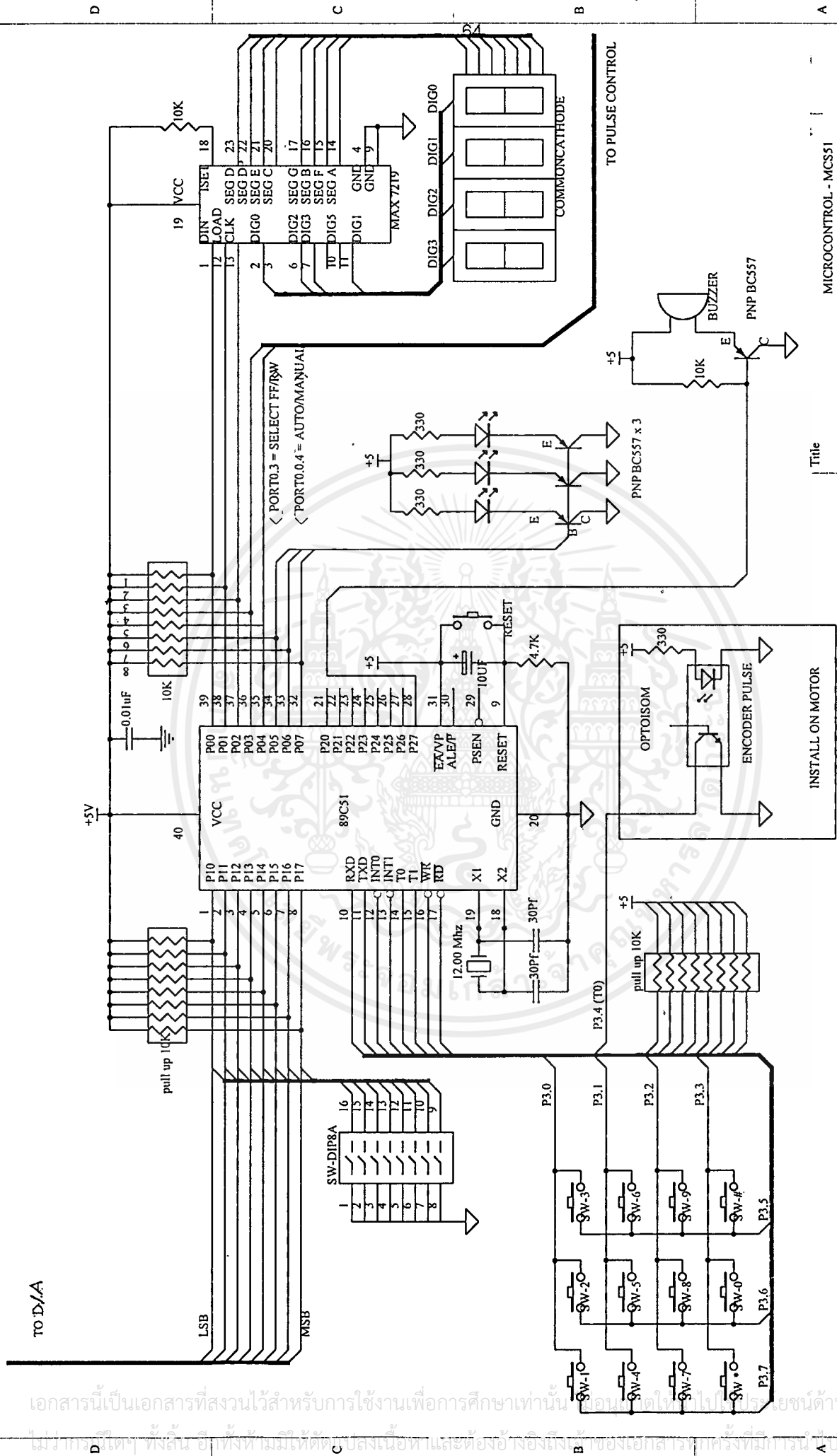


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ ๑๑.๑. ๑ แสดงการต่อวงจรตามรูปที่ ๑ เครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์

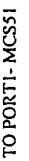


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าจะในรูปแบบใดก็ตาม หากมีให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



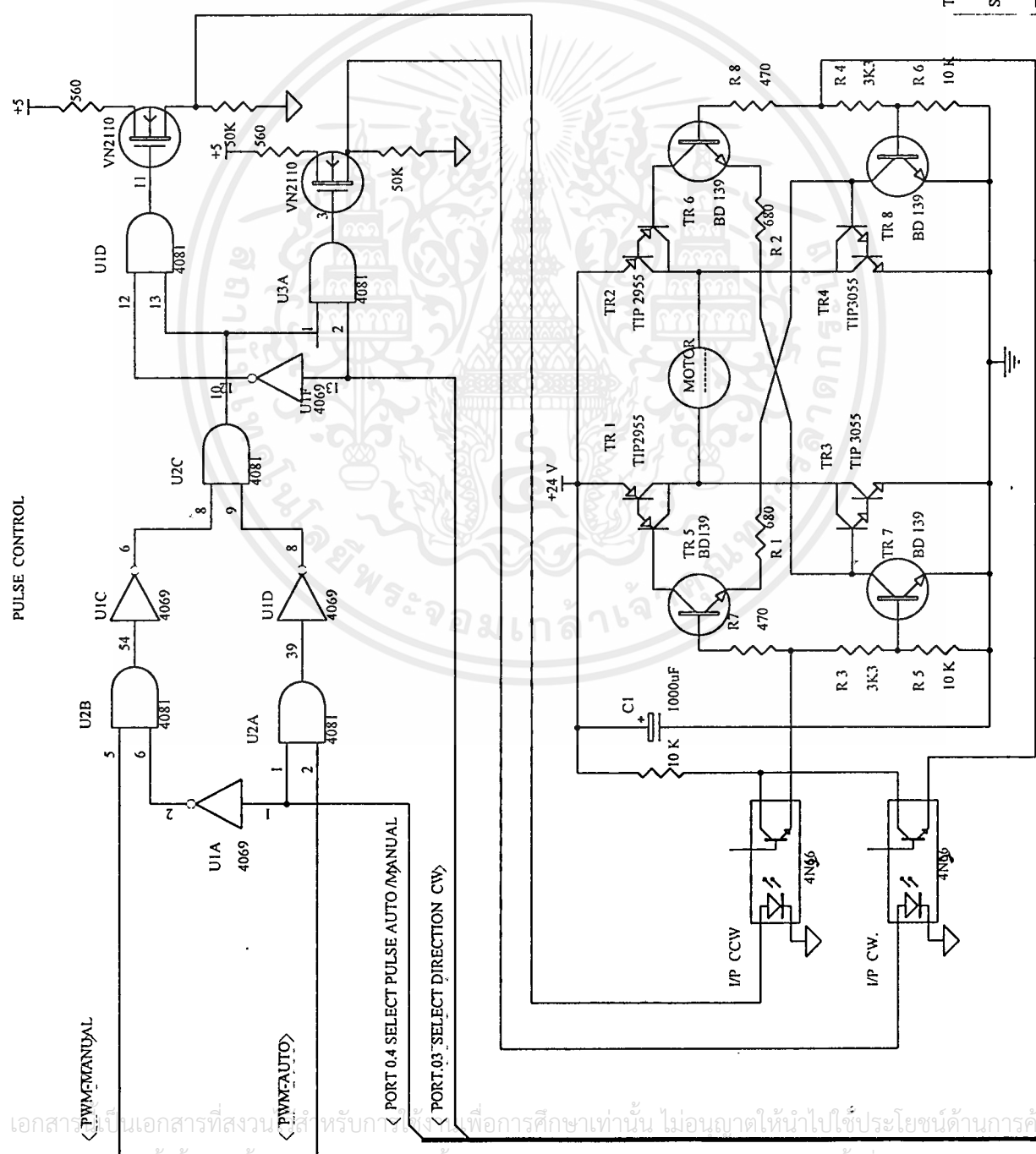
Title	MICROCONTROL - MCS51		
	Size	Number	Revision
A4	31-Oct-1999		Sheet of
Date:			Drawn By:
File:			C:\MYDOCU\IMCRO 2.SCH

รูปที่ ๓.๒ วงจร MICROCONTROL และ DISPLAY



ไม่ว่า **D** ใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ **C** บดบังเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึง **B** ของเอกสาร [ครั้งที่มีการนำ **A** ไปใช้]

รูปที่ ๒.๒ ภา.ก.๔ วงจร PULSE CONTROL และ DRIVE MOTOR



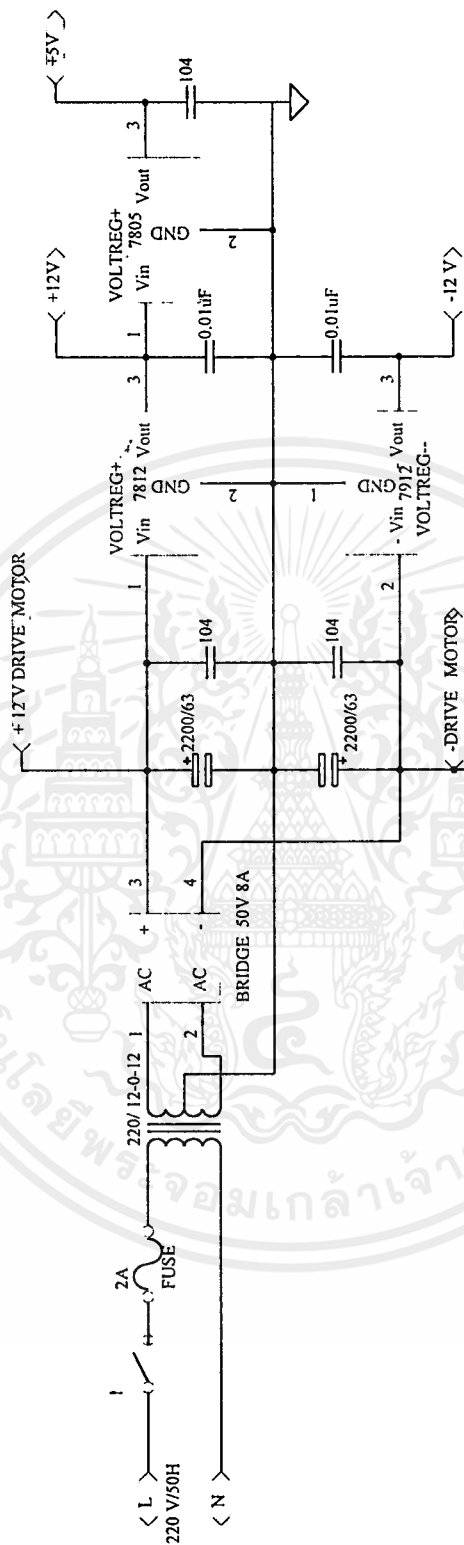
Title
Size
Date
File

Number
31-Oct-1999
C:\CLIENTSHEET_1.SCH

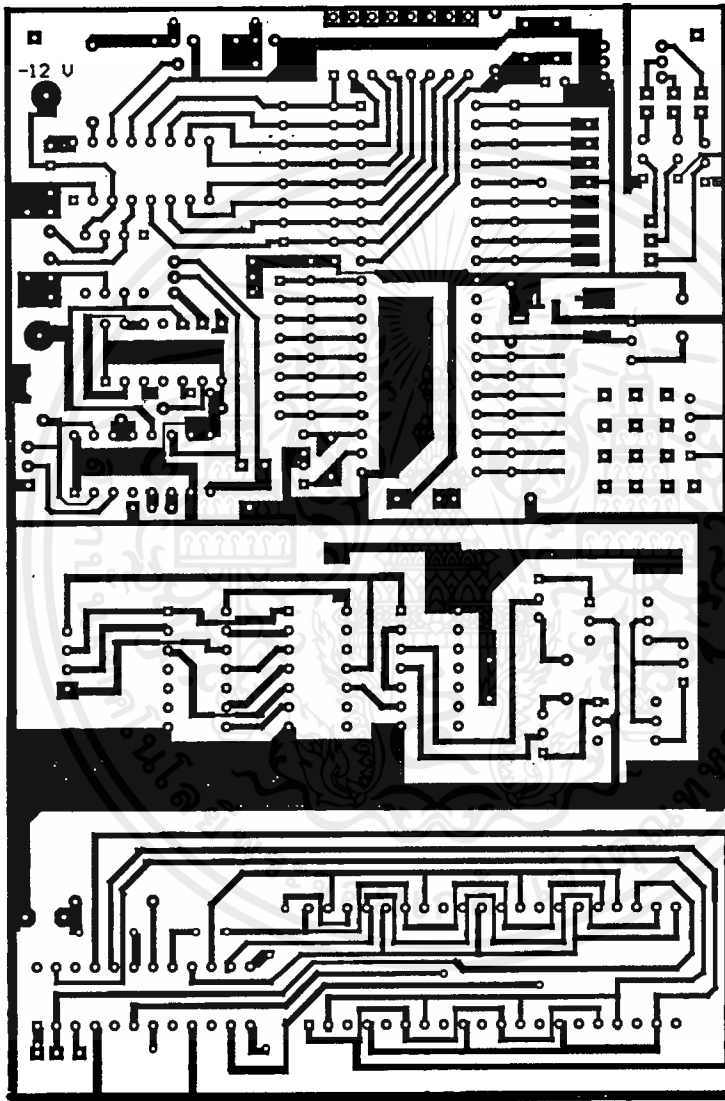
PULSE @ DRIVE MOTOR
Revision
Sheet of
Drawn By

รูปที่ ภก.ก.5 วงจร POWER SUPPLY

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

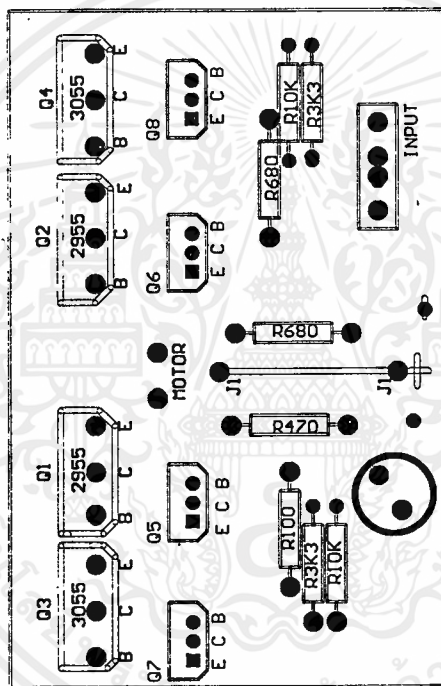


POWER SUPPLY			
Title	Size	Number	Revision
	A4		
	Date:	31-Oct-1999	Sheet of
	File:	C:\MYDOCU\I\POWERSUP\SCH	Drawn By:



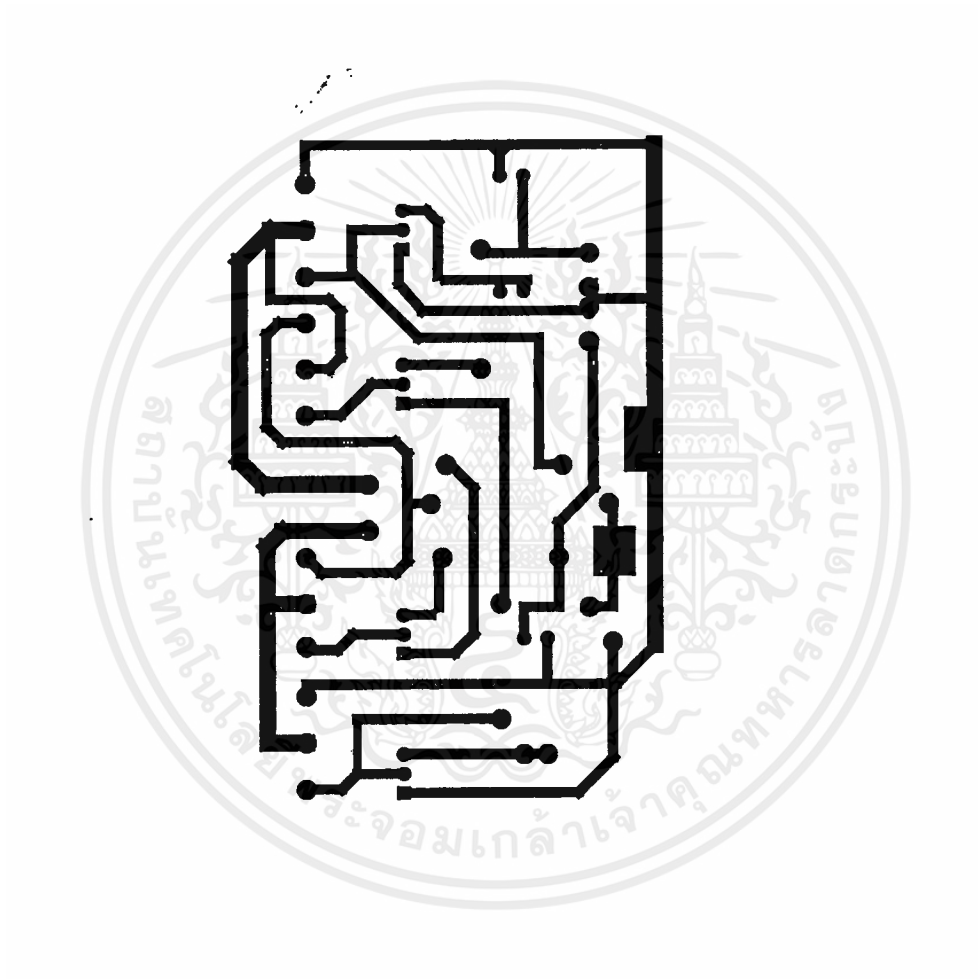
รูปที่ ภก.ก.7 ลายทองแดงของวงจรเครื่องควบคุมความเร็วมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ภก.ก.8 ตำแหน่งวางอุปกรณ์ภาค DRIVE MOTOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ ภก.ก.9 สายทองแดงของวงจรภาค DRIVE MOTOR

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข

โปรแกรมควบคุมความเร็ว ดี.ซี. มอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

;-----COMMAND-----
-----

$TITLE(AUTOMATIC DC MOTOR CONTROL)

$MOD51

$LIST

$NOPRINT

;*****
;*****

;NAME      **** (DCMOTOR.ASM)
;DETIAL    **** CONTROL SPEED DC MOTOR USE PWM
;CPU       **** AT89C51
;ASSEMBLER **** ASM51.EXE
;ENCODER   **** 400 PULASE / R
;CONTROL DAC **** 8 BIT DAC TO CONTROL PWM
;DISPLAY   **** MAX7129CNG TO DRIVE 7SEGMENT
;*****
;*****

;-----PORT DEFINE-----
-----

SPEAKER      BIT P2.7
ENCODER      BIT P3.4
DATAM        BIT P0.0
LOAD         BIT P0.1
CLOCKM       BIT P0.2
FF_LED       BIT P0.5
RW_LED       BIT P0.6
AUTO_LED     BIT P0.7
FF_CONTROL   BIT P0.3
AUTO_CONTROL BIT P0.4

```

```
*****
```

```
*****
```

```
;-----INTERNAL MEMORY DEFINE-----
```

```
-----
```

```
DACPORT          DATA P1
```

```
DIG1             DATA 30H
```

```
DIG2             DATA 31H
```

```
DIG3             DATA 32H
```

```
DIG4             DATA 33H
```

```
SPEED_MSB        DATA 34H
```

```
SPEED_LSB        DATA 35H
```

```
SPEED_READMSB    DATA 36H
```

```
SPEED_READLSB    DATA 37H
```

```
LOCK_HIGH        DATA 38H
```

```
LOCK_LOW         DATA 39H
```

```
COUNTER_LOCK     DATA 3AH
```

```
;-----
```

```
-----
```

```
MAXSPEED         EQU 5000
```

```
MINSPEED         EQU 500
```

```
MAXERROR         EQU 100
```

```
;-----FLAG EQU-----
```

```
-----
```

```
ZOV              BIT 20H.0
```

```
OVER_LF          BIT 20H.1
```

```
KEY_F            BIT 20H.2
```

```
;-----
```

```
-----
```

```
ORG 0
```

INIT_AREA:

```
MOV DACPORT,#0
CALL INIT_7219
SETB SPEAKER
SETB FF_CONTROL
SETB AUTO_CONTROL
CALL SETTLED
SETB ENCODER
```

LOOP_START:

```
CALL INIT_7219
MOV DIG4,#0EH
MOV DIG3,#0FH
MOV DIG2,#0FH
MOV DIG1,#0AH
CALL SCAN

CALL CHECK_KEY
JNB KEY_F,LOOP_START
MOV B,A
ORL A,#0
JZ LOOP_START
CLR C
SUBB A,#3
JNC LOOP_START
MOV DIG1,B
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

CALL SCAN
MOV A,#250
CALL DELAY_MS
MOV A,DIG1
CJNE A,#1,PROC_MANUAL_CONTROL
JMP PROC_AUTO_CONTROL
;#####
#####
PROC_MANUAL_CONTROL:  CLR AUTO_CONTROL
CALL SETTLED

LOOP_MANUAL:
CALL INIT_7219
CALL READ_SPEED
CALL SHOW_SPEED
JMP LOOP_MANUAL
;#####
#####
PROC_AUTO_CONTROL:
CALL INIT_7219
CALL IN_SPEED
CALL OVER_SHOOT

LOOP_AUTOSPEED:
CALL FINE_CENTER
CALL SOUND
CALL LOCK_SPEED
JMP LOOP_AUTOSPEED
;-----
-----

```

CHECK_KEY:

```
CLR KEY_F
MOV P3,#00011111B
MOV A,P3
ANL A,#00001111B
CJNE A,#00001111B,INKEY_P
RET
```

INKEY_P: SETB KEY_F

```
CALL INKEY
RET
```

OVER_SHOOT:

```
MOV A,DACPORT
ADD A,#10
MOV DACPORT,A
CALL READ_SPEED
CALL SHOW_SPEED
MOV DPH,#HIGH MINSPEED
MOV DPL,#LOW MINSPEED
MOV R2,SPEED_READMSB
MOV R3,SPEED_READLSB
CALL SUB16
JNC OVER_SHOOT
```

EXIT_OVER_SHOOT:

```
RET
```

```

LOCK_SPEED:
    CALL IN_LOAD
    JB OVER_LF,EXIT_LOCK_SPEED
    CALL READ_SPEED
    CALL SHOW_SPEED
    CALL COMPARE_SPEED
    JB ZOV,LOCK_SPEED
    JC LOCK_TOLOW
LOCK_TOHIGH:    MOV DACPORT,LOCK_HIGH
    JMP LOCK_SPEED
LOCK_TOLOW:    MOV DACPORT,LOCK_LOW
    JMP LOCK_SPEED
EXIT_LOCK_SPEED:
    CALL SOUND
    RET
EXIT_CONTROL:
    MOV SP,#9
    MOV 9,#0
    MOV 8,#0
    RET
;-----
-----
IN_LOAD:
    CALL READ_SPEED
    CALL SHOW_SPEED
    CALL COMPARE_SPEED
    JB ZOV,EXIT_CLF

```

```

JNC CHECK_OVERLOAD
CALL INVCOMPARE_SPEED
CHECK_OVERLOAD:      MOV DPH,#HIGH MAXERROR
                     MOV DPL,#LOW MAXERROR
                     CALL SUB16
                     JC OVER_L
EXIT_CLF:             CLR OVER_LF
                     RET
OVER_L:
                     SETB OVER_LF
                     RET
;-----
;-----
FINE_CENTER:
                     MOV COUNTER_LOCK,#7
                     CALL READ_SPEED
                     CALL COMPARE_SPEED
                     JC STEP_HTOH      ;DEC SPEED DOW
N
                     JMP STEP_LTOH      ;UP SPEED

STEP_HTOH:
                     DEC DACPORT
                     MOV A,#50
                     CALL DELAY_MS
                     CALL READ_SPEED
                     CALL SHOW_SPEED
                     CALL COMPARE_SPEED

```



```

JC STEP_HTOL
                                ;SPEED CROSS C

ENTER

                                ;SPEED LOWER C

ENTER

MOV LOCK_LOW,DACPORT
DJNZ COUNTER_LOCK,STEP_LTOH
JMP EXIT_FINE_CENTER
;*****
STEP_LTOH:
    INC DACPORT
    MOV A,#50
    CALL DELAY_MS
    CALL READ_SPEED
    CALL SHOW_SPEED
    CALL COMPARE_SPEED
    JNC STEP_LTOH
                                ;SPEED CROSS C

ENTER

                                ;SPEED HIGHER

CENTER

MOV LOCK_HIGH,DACPORT
DJNZ COUNTER_LOCK,STEP_HTOL
;*****
EXIT_FINE_CENTER:
    RET

```

SET_LOCATE:

```
CALL CHECK_KEY
JNB KEY_F,NOKEY
JB ACC.7,NOKEY
JB ACC.6,EXIT_CONTROL
CJNE A,#1,AU_RW
SETB FF_CONTROL
CALL SETLED
JMP NOKEY
```

AU_RW: CJNE A,#2,NOKEY

```
CLR FF_CONTROL
CALL SETLED
```

NOKEY:

```
RET
```

;-----

*****--

LOOP_SPEED:

```
MOV A,#200
CALL DELAY_MS
CALL READ_SPEED
CALL SHOW_SPEED
CALL COMPARE_SPEED
JC DEC_SPEED
```

INC_SPEED: INC DACPORT

```
JMP LOOP_SPEED
```

DEC_SPEED: DEC DACPORT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
JMP LOOP_SPEED
```

```
-----
```

```
-----
```

```
SHOW_SPEED:
```

```
MOV DPH,SPEED_READMSB
```

```
MOV DPL,SPEED_READLSB
```

```
CALL HTOD
```

```
MOV A,R2
```

```
ANL A,#0F0H
```

```
SWAP A
```

```
MOV DIG4,A
```

```
MOV A,R2
```

```
ANL A,#0FH
```

```
MOV DIG3,A
```

```
MOV A,R3
```

```
ANL A,#0F0H
```

```
SWAP A
```

```
MOV DIG2,A
```

```
MOV A,R3
```

```
ANL A,#0FH
```

```
MOV DIG1,A
```

```
CALL INIT_7219
```

```
CALL SCAN
```

```
-----
```

```
-----
```

```
COMPARE_SPEED:
```

```
MOV DPH,SPEED_MSB
```

```
MOV DPL,SPEED_LSB
```

```

MOV R2,SPEED_READMSB
MOV R3,SPEED_READLSB
CALL SUB16
RET

```

INVCOMPARE_SPEED:

```

MOV DPH,SPEED_READMSB
MOV DPL,SPEED_READLSB
MOV R2,SPEED_MSB
MOV R3,SPEED_LSB
CALL SUB16
RET

```

IN_SPEED: MOV DIG1,#0

MOV DIG2,#0

MOV DIG3,#0

MOV DIG4,#0

PAUTO: CALL SCAN

AUTO_INKEY: CALL INKEY

JB ACC.7,SETUP_SPEED

JB ACC.6,AUTO_INKEY

MOV DIG4,DIG3

MOV DIG3,DIG2

MOV DIG2,DIG1

MOV DIG1,A

JMP PAUTO

SETUP_SPEED:

MOV R1,#0

```

MOV A,DIG4
SWAP A
ORL A,DIG3
MOV R2,A
MOV A,DIG2
SWAP A
ORL A,DIG1
MOV R3,A
CALL DTOH
MOV SPEED_MSB,DPH
MOV SPEED_LSB,DPL
MOV R2,#HIGH (MAXSPEED+1)
MOV R3,#LOW (MAXSPEED+1)
CALL SUB16
JNC IN_SPEED      ;OVER SPEED
MOV DPH,SPEED_MSB
MOV DPL,SPEED_LSB
MOV R2,#HIGH MINSPEED
MOV R3,#LOW MINSPEED
CALL SUB16
JC IN_SPEED
RET

```

;----- SUB 16 BIT -----

;IN DPTR SUB TO R2,R3

;OUT R2,R3,C

SUB16:

CLR ZOV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


```

    MOV A,DPH
    ORL A,DPL
    JNZ SUB16_NOTZERO
    SETB ZOV
SUB16_NOTZERO:
    MOV A,DPL
    CLR C
    SUBB A,R3    ;SUB LSB
    MOV R3,A
    MOV A,DPH
    SUBB A,R2
    MOV R2,A
    RET
;-----*****
*****-----
;-----
-----
SETLED:
    MOV C,FF_CONTROL
    CPL C
    MOV FF_LED,C
    CPL C
    MOV RW_LED,C
    MOV C,AUTO_CONTROL
    CPL C
    MOV AUTO_LED,C
    RET
;-----*****
*****-----

```


;PROGRAM INPUT KEY

INKEY:

MOV DPTR,#TABLE_KEY

MOV P3,#11111110B

CALL SCAN_COLUMN

MOV P3,#11111101B

CALL SCAN_COLUMN

MOV P3,#11111011B

CALL SCAN_COLUMN

MOV P3,#11110111B

CALL SCAN_COLUMN

JMP INKEY

SET_DATA:

CALL SOUND

MOV A,#0

MOVC A,@A+DPTR

JNB P3.5,\$

JNB P3.6,\$

JNB P3.7,\$

DEC SP

DEC SP

RET

SCAN_COLUMN:

JNB P3.7,SET_DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

INC DPTR
JNB P3.6,SET_DATA
INC DPTR
JNB P3.5,SET_DATA
INC DPTR
RET
TABLE_KEY:    DB 1,2,3,4,5,6,7,8,9,7FH,0,0FFH
;-----
-----

```

SOUND:

```

MOV R6,#0FFH
SOUNDC2:
CPL SPEAKER
MOV A,#150
DJNZ ACC,$
DJNZ R6,SOUNDC2
SETB SPEAKER
RET
;-----
-----

```

;READ SPED TIME BASE 150ms

READ_SPEED:

CALL SET_LOCATE

```

CLR TR0
CLR TF0
MOV TMOD,#5
MOV TH0,#0
MOV TL0,#0

```

```

                SETB ENCODER
                SETB TR0
;-----
;-----

                MOV A,#150
LOOP_150mS:
                MOV B,#249
                DJNZ B,$
                MOV B,#249
                DJNZ B,$
                DJNZ ACC,LOOP_150mS
;-----
;-----

                CLR TR0
                MOV SPEED_READMSB,TH0
                MOV SPEED_READLSB,TL0
                RET
;-----
;-----

; ***** DTOH SUB *****
; DECIMAL TO HEX
; IN = R1,R2,R3
; OUT = DPTR
; REG = A,R0,R1,R2,R3,R4,R5,DPTR

DTOH:  MOV  R4,#16
DTOH1: MOV  R5,#3      ;SHIFT & SUB
        MOV  R0,#1      ;INDEX TO R1
        CLR  C

```

DTOH2: MOV A,@R0

RRC A

PUSH PSW ;-[

JNB ACC.7,DTOH3

CLR C

SUBB A,#30H

DTOH3: JNB ACC.3,DTOH4

CLR C

SUBB A,#03H

DTOH4: MOV @R0,A

INC R0

POP PSW ;-]

DJNZ R5,DTOH2

MOV A,DPH

RRC A

MOV DPH,A

MOV A,DPL

RRC A

MOV DPL,A

DJNZ R4,DTOH1

RET

; ***** HTOD SUB *****

; HEX TO DECIMAL

; IN = DPTR

; OUT = R1,R2,R3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


```
; REG = A,R0,R1,R2,R3,R4,R5,DPTR
```

```
HTOD: CLR A ;CLEAR OUTPUT
```

```
MOV R1,A
```

```
MOV R2,A
```

```
MOV R3,A
```

```
MOV R4,#16 ;SHIFT 16 BIT
```

```
HTOD1: MOV A,DPL
```

```
RLC A
```

```
MOV DPL,A
```

```
MOV A,DPH
```

```
RLC A
```

```
MOV DPH,A
```

```
MOV R5,#3 ;ADD DECIMAL
```

```
MOV R0,#3 ;INDEX TO R3
```

```
HTOD2: MOV A,@R0
```

```
ADDC A,ACC
```

```
DA A
```

```
MOV @R0,A
```

```
DEC R0
```

```
DJNZ R5,HTOD2
```

```
DJNZ R4,HTOD1
```

```
RET
```

```
-----  
-----
```

```
;LOAD DATA FORM DISPLAY MEMORY TO 7 SEGMENT
```

```
SCAN:
```

```
MOV R7,#4
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

MOV R0,#DIG1
LOOP_SCAN:
    PUSH 07
    MOV 06,@R0
    CALL SEND_AD
    POP 07
    DEC R7
    INC R0
    CJNE R0,#DIG4+1,LOOP_SCAN
    RET
;-----
;-----
;-----
;-----
INIT_7219:
    MOV R7,#0CH ;SHUTDOWN ON
    MOV R6,#01H ;1=ON 0=OFF
    CALL SEND_AD
;
    MOV R7,#0AH
    MOV R6,#0FH
    CALL SEND_AD ;INTEN MODE 0FH IS MAX
;
    MOV R7,#09H ;DECODE MODE
    MOV R6,#0FFH ;DECODE CODE_B FONT
    CALL SEND_AD
;
    MOV R7,#0BH ;SCAN LIMIT
    MOV R6,#03H ;SCAN TOTEL 7 DEG 1,2,3,4,5,6,7

```

```

CALL SEND_AD
;
MOV R7,#0FH
MOV R6,#00H ;TEST MODE OFF
CALL SEND_AD
RET

```

```
SEND_AD:
```

```

    SETB LOAD ;SET LOAD "1" ;
    MOV B,#08 ;
SENAD1: MOV A,R7 ;
    RLC A ;
    MOV R7,A ;
    MOV DATAM,C ;SEND ADDRESS BYTE 8 BIT ;
    CALL MAKE_CLK ;SHIFT ;
    DJNZ B,SENAD1 ;
    ;SEND DATA BYTE 8 BIT ;
    MOV B,#08H ;
SENAD2: MOV A,R6 ;
    RLC A ;
    MOV R6,A ;
    MOV DATAM,C ;
    CALL MAKE_CLK ;
    DJNZ B,SENAD2 ;
    CLR LOAD ;
    SETB LOAD ;LATCH BIT ;
    CLR LOAD ;
    RET ;

```

```
MAKE_CLK:                                ;  
    SETB  CLOCKM      ;MAKECLOCK PLUSE 01    ;  
    CLR   CLOCKM      ;  
    RET              ;
```

DELAY_MS:

```
    PUSH ACC  
    PUSH B  
    MOV B,#248  
DD:  
    DJNZ B,$  
    DJNZ B,$  
    DJNZ ACC,DD  
  
    POP B  
    POP ACC  
    RET
```

END





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

General Description

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

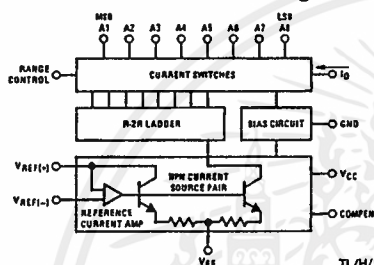
The DAC0808 will interface directly with popular TTL, DTL or CMOS logic levels, and is a direct replacement for the

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

Features

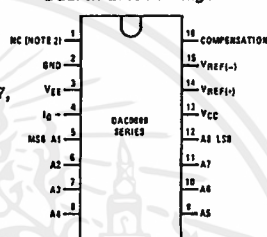
- Relative accuracy: $\pm 0.19\%$ error maximum (DAC0808)
- Full scale current match: ± 1 LSB typ
- 7 and 6-bit accuracy available (DAC0807, DAC0806)
- Fast settling time: 150 ns typ
- Noninverting digital inputs are TTL and CMOS compatible
- High speed multiplying input slew rate: $8 \text{ mA}/\mu\text{s}$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

Block and Connection Diagrams



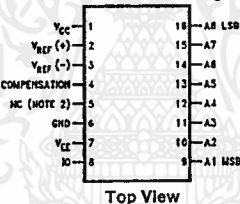
Order Number
DAC0808, DAC0807,
or DAC0806
See NS Package
Number J16A,
M16A or N16A

Dual-In-Line Package



TL/H/5687-2

Small-Outline Package



Top View

TL/H/5687-13

Ordering Information

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

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

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Power Supply Voltage	
V_{CC}	+18 V_{DC}
V_{EE}	-18 V_{DC}
Digital Input Voltage, V_{5-V12}	-10 V_{DC} to +18 V_{DC}
Applied Output Voltage, V_O	-11 V_{DC} to +18 V_{DC}
Reference Current, I_{14}	5 mA
Reference Amplifier Inputs, V_{14}, V_{15}	V_{CC}, V_{EE}
Power Dissipation (Note 3)	1000 mW
ESD Susceptibility (Note 4)	TBD

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

Operating Ratings

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
DAC0808LC Series	$0 \leq T_A \leq +75^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics

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

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
E_r	Relative Accuracy (Error Relative to Full Scale I_O)	(Figure 4)				%
	DAC0808LC (LM1408-6)				± 0.19	%
	DAC0807LC (LM1408-7), (Note 5)				± 0.39	%
	DAC0806LC (LM1408-6), (Note 5)				± 0.78	%
	Settling Time to Within $\frac{1}{2}$ LSB (Includes t_{PLH})	$T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 6), (Figure 5)		150		ns
t_{PLH}, t_{PHL}	Propagation Delay Time	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Figure 5)		30	100	ns
TCI_O	Output Full Scale Current Drift			± 20		ppm/ $^\circ\text{C}$
MSB V_{IH} V_{IL}	Digital Input Logic Levels High Level, Logic "1" Low Level, Logic "0"	(Figure 3)	2		0.8	V_{DC} V_{DC}
MSB	Digital Input Current High Level Low Level	(Figure 3) $V_{IH} = 5V$ $V_{IL} = 0.8V$		0 -0.003	0.040 -0.8	mA mA
I_{15}	Reference Input Bias Current	(Figure 3)		-1	-3	μA
	Output Current Range	(Figure 3) $V_{EE} = -5V$ $V_{EE} = -15V, T_A = 25^\circ\text{C}$	0 0	2.0 2.0	2.1 4.2	mA mA
I_O	Output Current	$V_{REF} = 2.000V$, $R_{14} = 1000\Omega$, (Figure 3)	1.9	1.99	2.1	mA
	Output Current, All Bits Low	(Figure 2)		0	4	μA
	Output Voltage Compliance (Note 2) $V_{EE} = -5V, I_{REF} = 1\text{ mA}$ V_{EE} Below -10V	$E_r \leq 0.19\%$, $T_A = 25^\circ\text{C}$			-0.55, +0.4 -5.0, +0.4	V_{DC} V_{DC}

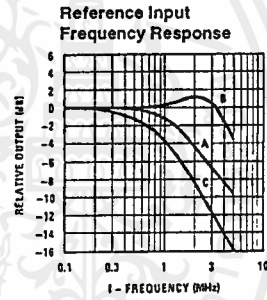
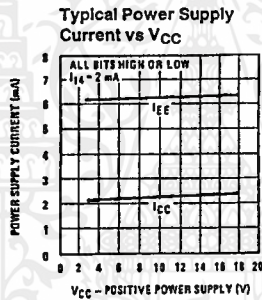
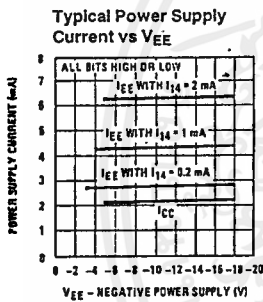
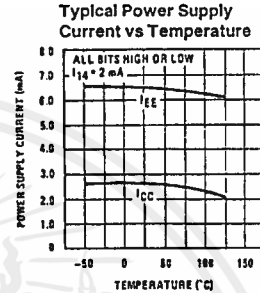
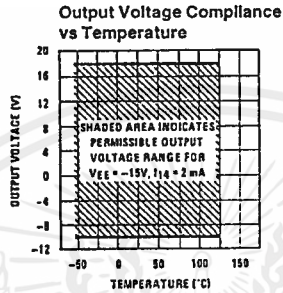
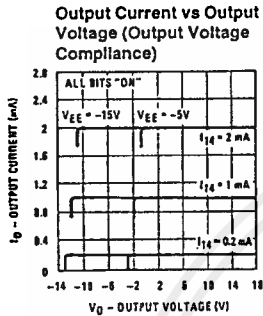
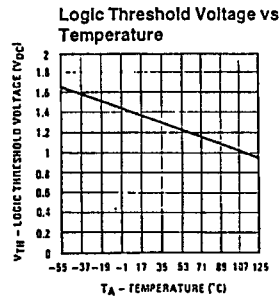
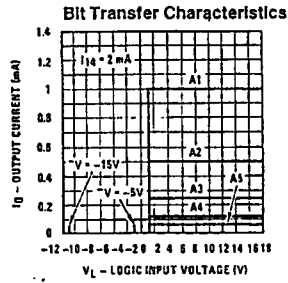
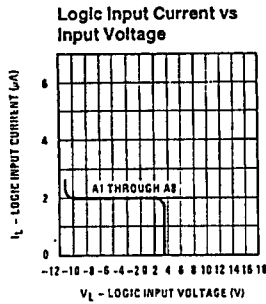
($V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V$, $V_{REF}/R_{14} = 2mA$, DAC0808: $T_A = -55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$, DAC0808C, DAC0807C, DAC0806C, $T_A = 0^{\circ}C$ to $+75^{\circ}C$, and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

Note 7: Pin-out numbers for the DAL080X represent the dual-in-line package. The small outline package pinout differs from the dual-in-line package.

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

Typical Performance Characteristics

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



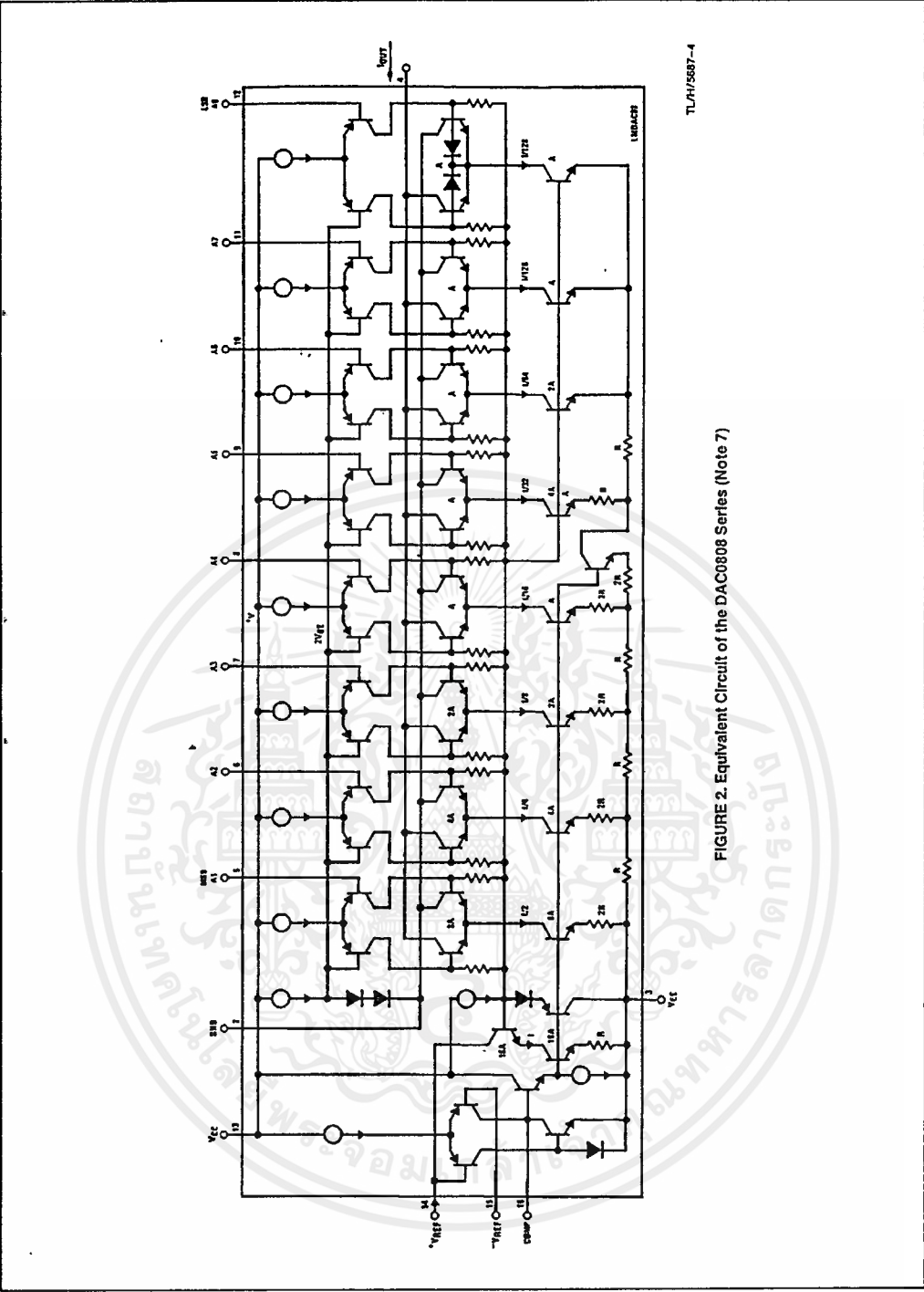
TL/H/5687-5

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

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

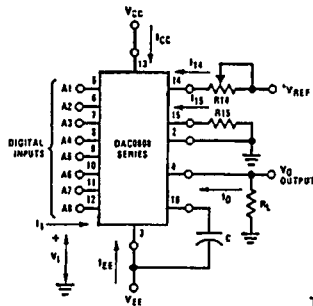
Curve B: Small Signal Bandwidth Method of Figure 7, $R_L = 250\Omega$, $V_{REF} = 50 mV_{p-p}$ offset 200 mV above ground.

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits



TL/H/5687-6

FIGURE 3. Notation Definitions Test Circuit (Note 7)

V_1 and I_1 apply to inputs A1-A8.

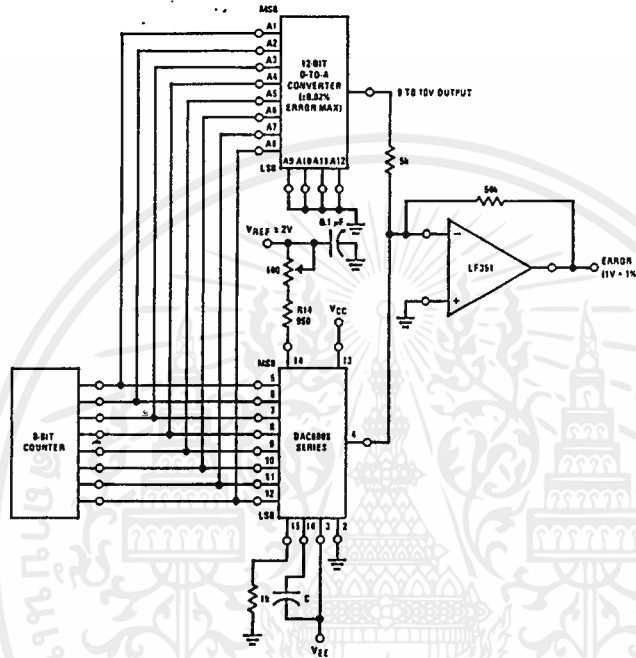
The resistor tied to pin 15 is to temperature compensate the bias current and may not be necessary for all applications.

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

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

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

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



TL/H/5687-7

FIGURE 4. Relative Accuracy Test Circuit (Note 7)

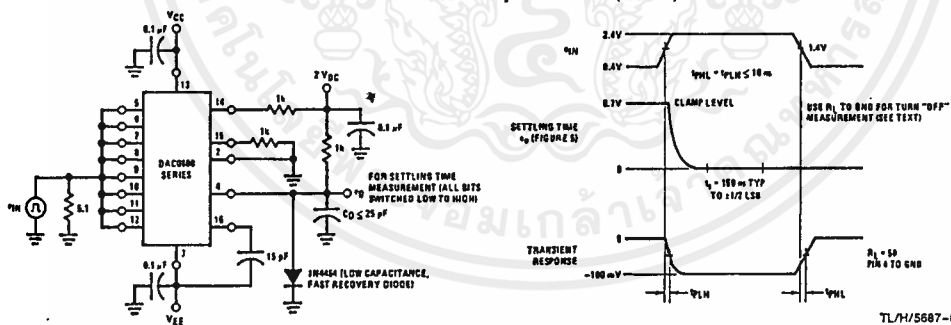


FIGURE 5. Transient Response and Settling Time (Note 7)

TL/H/5687-8

Test Circuits (Continued)

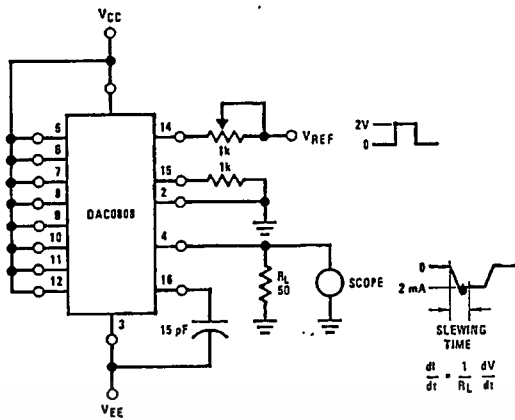


FIGURE 6. Reference Current Slew Rate Measurement (Note 7)

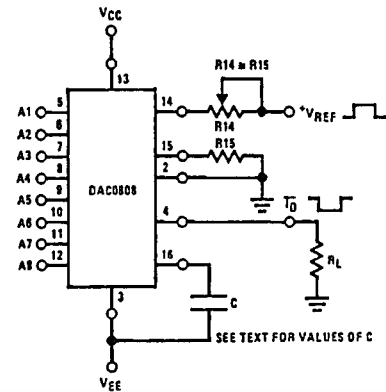


FIGURE 7. Positive V_{REF} (Note 7)

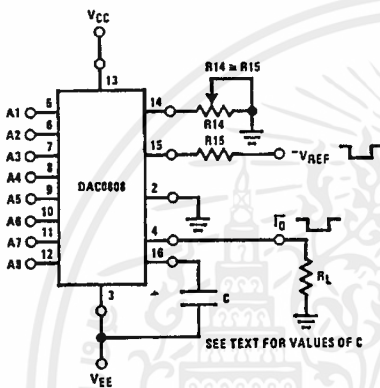


FIGURE 8. Negative V_{REF} (Note 7)

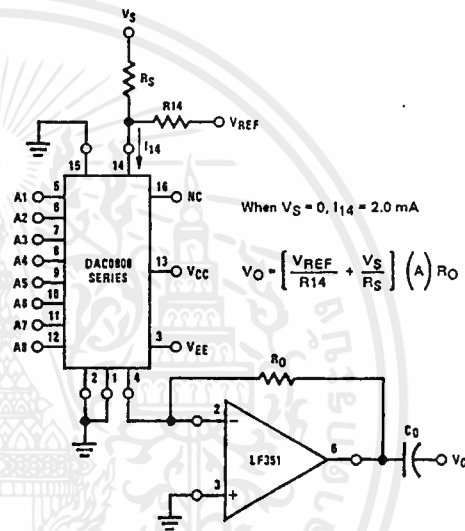


FIGURE 9. Programmable Gain Amplifier or Digital Attenuator Circuit (Note 7)

Application Hints

REFERENCE AMPLIFIER DRIVE AND COMPENSATION

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

R_{15} can be tied to a negative voltage corresponding to the minimum input level. It is possible to eliminate R_{15} with only a small sacrifice in accuracy and temperature drift.

The compensation capacitor value must be increased with increases in R_{14} to maintain proper phase margin; for R_{14} values of 1, 2.5 and 5 k Ω , minimum capacitor values are 15, 37 and 75 pF. The capacitor may be tied to either V_{EE} or ground, but using V_{EE} increases negative supply rejection.



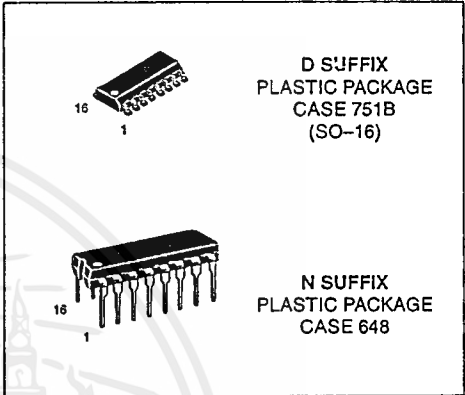
SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

TL494

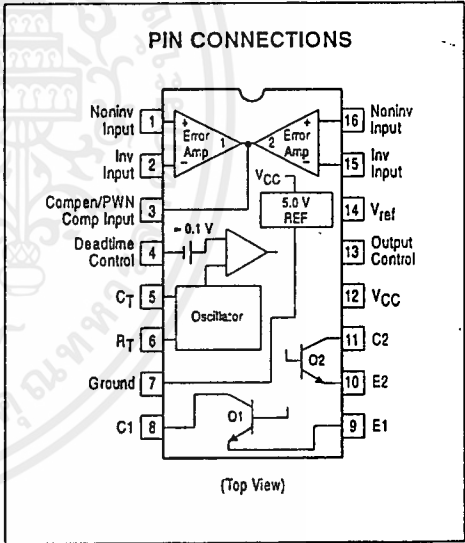
SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	42		V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	42		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I _{C1} , I _{C2}	500		mA
Amplifier Input Voltage Range	V _{I/R}	-0.3 to +42		V
Power Dissipation @ T _A ≤ 45°C	P _D	1000		mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R _{θJA}	80		°C/W
Operating Junction Temperature	T _J	125		°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-55 to +125		°C
Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I	T _A	0 to +70 -25 to +85		°C
Derating Ambient Temperature	T _A	45		°C

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.



Device	Operating Temperature Range	Package
TL494CD	T _A = 0° to +70°C	SO-16
TL494CN		Plastic
TL494IN	T _A = -25° to +85°C	Plastic

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	–	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	I _{C1} , I _{C2}	–	–	200	mA
Amplified Input Voltage	V _{in}	–0.3	–	V _{CC} – 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	I _{fb}	–	–	0.3	mA
Reference Output Current	I _{ref}	–	–	10	mA
Timing Resistor	R _T	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C _T	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f _{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ, unless otherwise noted.)
For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

REFERENCE SECTION

Reference Voltage (I _O = 1.0 mA)	V _{ref}	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation (V _{CC} = 7.0 V to 40 V)	Reg _{line}	–	2.0	25	mV
Load Regulation (I _O = 1.0 mA to 10 mA)	Reg _{load}	–	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current (V _{ref} = 0 V)	I _{SC}	15	35	75	mA

OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current (V _{CC} = 40 V, V _{CE} = 40 V)	I _{C(off)}	–	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current (V _{CC} = 40 V, V _C = 40 V, V _E = 0 V)	I _{E(off)}	–	–	–100	μA
Collector–Emitter Saturation Voltage (Note 2) Common–Emitter (V _E = 0 V, I _C = 200 mA) Emitter–Follower (V _C = 15 V, I _E = –200 mA)	V _{sat(C)} V _{sat(E)}	– –	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State (V _{OC} ≤ 0.4 V) High State (V _{OC} = V _{ref})	I _{OCL} I _{OCH}	– –	10 0.2	– 3.5	μA mA
Output Voltage Rise Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	t _r	– –	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	t _f	– –	25 40	100 100	ns

NOTE: 2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$, unless otherwise noted.)

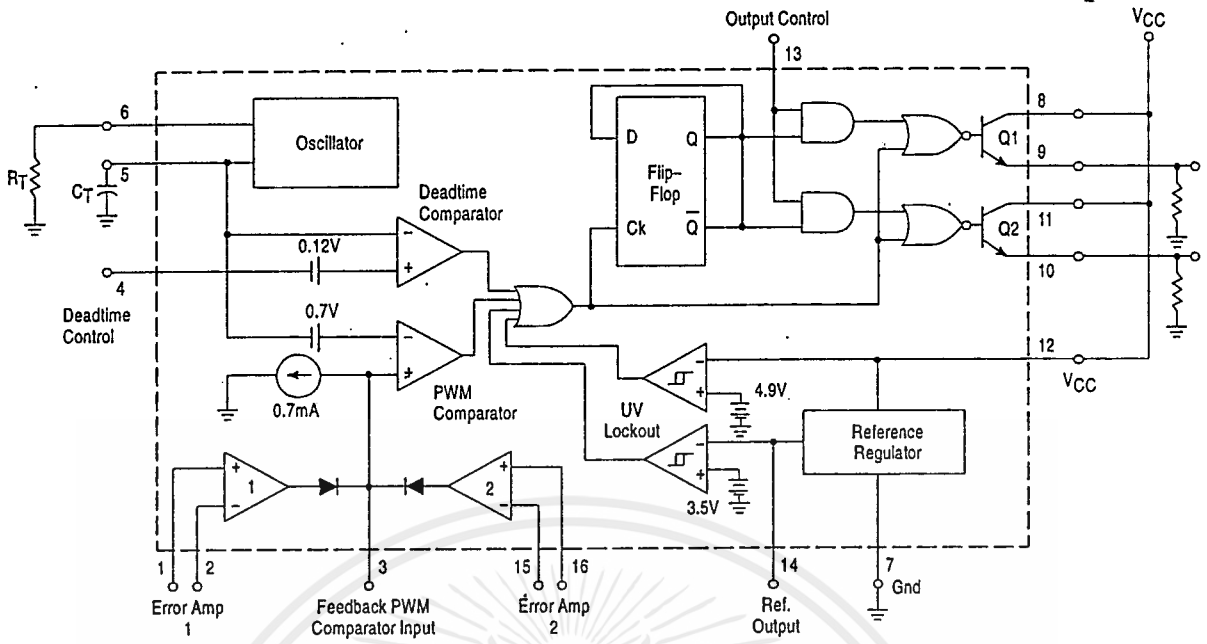
For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
ERROR AMPLIFIER SECTION					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	–	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	–	–0.1	–1.0	μA
Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	V_{ICR}	–0.3 to $V_{CC} - 2.0$			V
Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\text{ V}$, $V_O = 0.5\text{ V}$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	–	dB
Unity–Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\text{ V}$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	f_{C-}	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity–Gain ($V_O = 0.5\text{ V}$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	ϕ_m	–	65	–	deg.
Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	CMRR	65	90	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$, $V_O = 2.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	PSRR	–	100	–	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	–	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	2.0	–4.0	–	mA
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	V_{TH}	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current ($V_{Pin\ 3} = 0.7\text{ V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	–	mA
DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$ to 5.25 V)	I_{IB} (DT)	–	–2.0	–10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push–Pull Mode ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$) ($V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 30\text{ k}\Omega$)	DC_{max}	45 –	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{th}	– 0	2.8 –	3.3 –	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency ($C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 30\text{ k}\Omega$)	f_{osc}	–	40	–	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 30\text{ k}\Omega$)	$\sigma_{f_{osc}}$	–	3.0	–	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to 40 V , $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc} (\Delta V)$	–	0.1	–	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$)	$\Delta f_{osc} (\Delta T)$	–	–	12	%
UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION					
Turn–On Threshold (V_{CC} Increasing, $I_{ref} = 1.0\text{ mA}$)	V_{th}	5.5	6.43	7.0	V
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\text{ V}$) ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	I_{CC}	– –	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$, $V_{Pin\ 4} = 2.0\text{ V}$) ($V_{CC} = 15\text{ V}$) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, σ

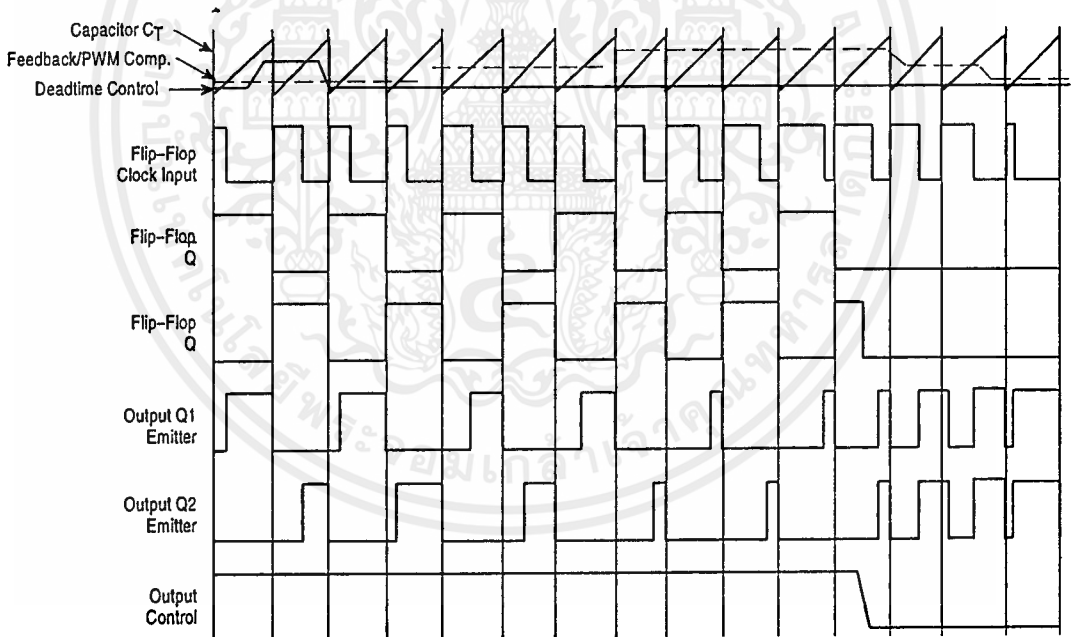
$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



Description

The TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T . The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T \cdot C_T}$$

For more information refer to Figure 3.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the deadtime control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The deadtime control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output deadtime to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional deadtime may be imposed on the output by setting the deadtime-control input to a fixed voltage, ranging between 0 V to 3.3 V.

Functional Table

Input/Output Controls	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Grounded	Single-ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ V_{ref}	Push-pull Operation	0.5

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a common mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2V)$, and

may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active-high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the deadtime comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of $\pm 5.0\%$ with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0° to 70°C.

Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

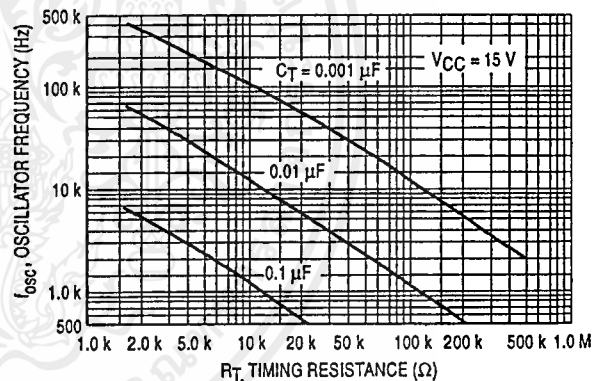


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

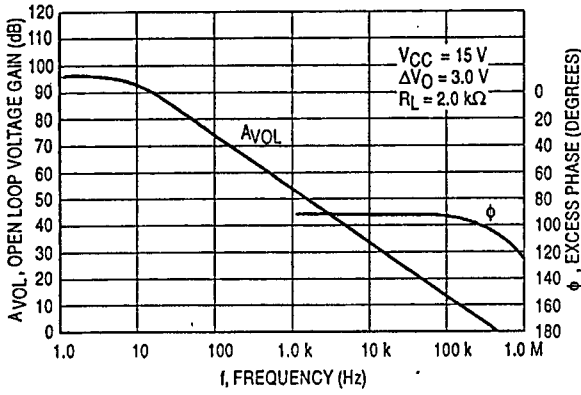


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

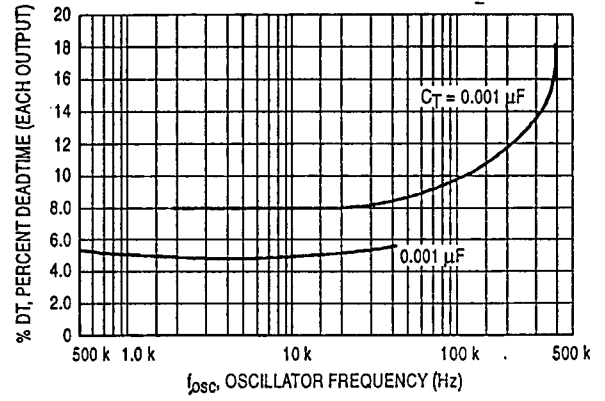


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

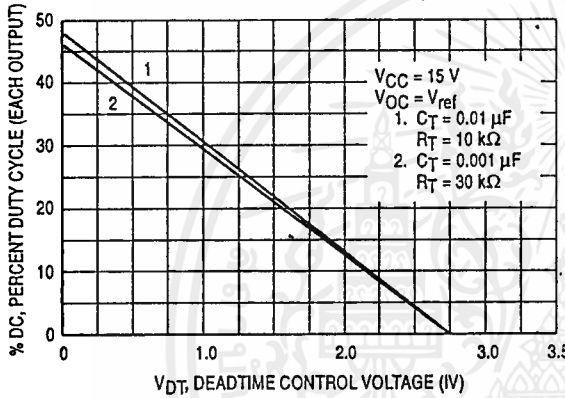


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

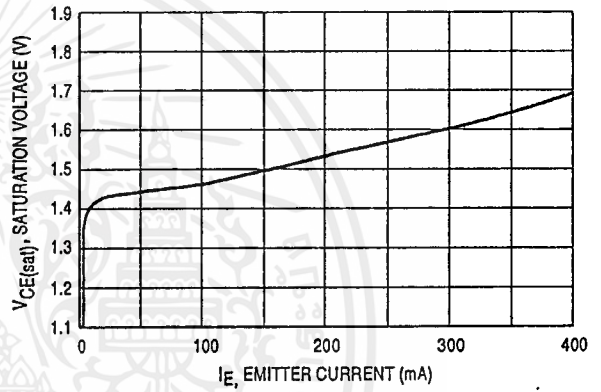


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

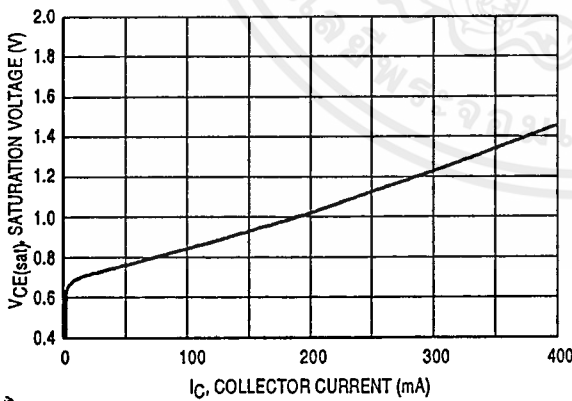
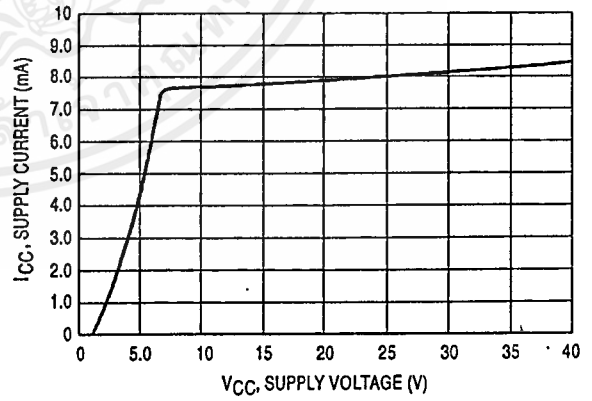


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage



LF351 Wide Bandwidth JFET Input Operational Amplifier

General Description

The LF351 is a low cost high speed JFET input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET IITM technology). The device requires a low supply current and yet maintains a large gain bandwidth product and a fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF351 is pin compatible with the standard LM741 and uses the same offset voltage adjustment circuitry. This feature allows designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM741 designs.

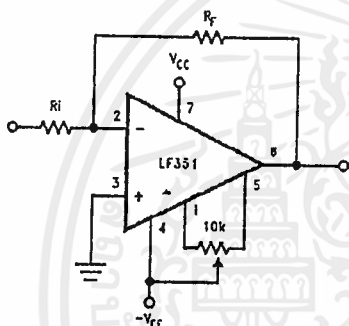
The LF351 may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample-and-hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The device has low noise and offset voltage drift, but for applications where these requirements are critical, the LF355 is recommended. If maximum supply

current is important, however, the LF351 is the better choice.

Features

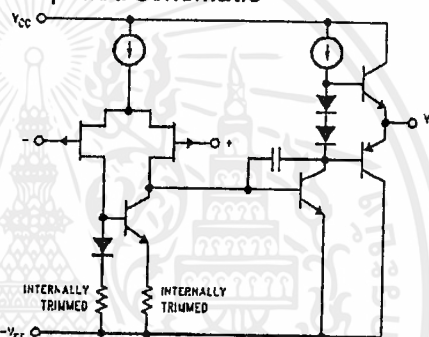
■ Internally trimmed offset voltage	10 mV
■ Low input bias current	50 pA
■ Low input noise voltage	25 nV/√Hz
■ Low input noise current	0.01 pA/√Hz
■ Wide gain bandwidth	4 MHz
■ High slew rate	13 V/μs
■ Low supply current	1.8 mA
■ High input impedance	10 ¹² Ω
■ Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20$ Vp-p, BW = 20 Hz–20 kHz	<0.02 %
■ Low 1/f noise corner	50 Hz
■ Fast settling time to 0.01 %	2 μs

Typical Connection



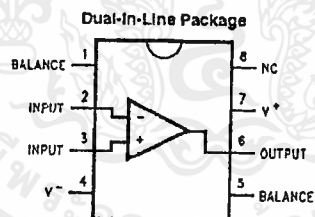
TL/H/5848-11

Simplified Schematic



TL/H/5848-12

Connection Diagrams



TL/H/5648-13

Order Number LF351M or LF351N
See NS Package Number M08A or N08E

Complementary Silicon Power Transistors

... designed for general-purpose switching and amplifier applications.

- DC Current Gain — $h_{FE} = 20-70$ @ $I_C = 4.0$ Adc
- Collector-Emitter Saturation Voltage — $V_{CE(sat)} = 1.1$ Vdc (Max) @ $I_C = 4.0$ Adc
- Excellent Safe Operating Area

MAXIMUM RATINGS

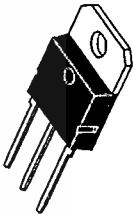
Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	60	Vdc
Collector-Emitter Voltage	V_{CER}	70	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}	7.0	Vdc
Collector Current — Continuous	I_C	15	Adc
Base Current	I_B	7.0	Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D	90 0.72	Watts W/ $^\circ\text{C}$
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.39	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	35.7	$^\circ\text{C/W}$

NPN
TIP3055
PNP
TIP2955

15 AMPERE
POWER TRANSISTORS
COMPLEMENTARY
SILICON
60 VOLTS
90 WATTS



CASE 340D-02

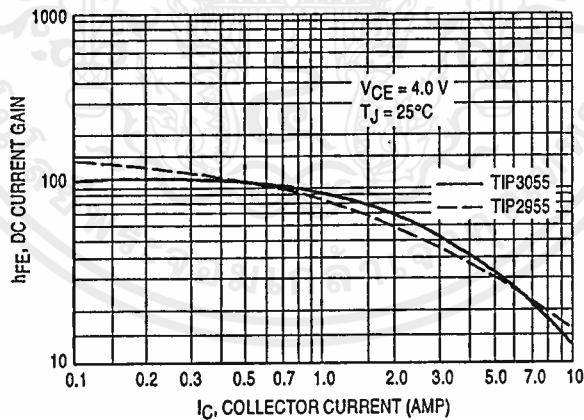


Figure 1. DC Current Gain

REV 1

© Motorola, Inc. 1996



MOTOROLA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS				
Collector-Emitter Sustaining Voltage (1) (I _C = 30 mA _{dc} , I _B = 0)	V _{CE(sus)}	60	—	V _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 70 V _{dc} , R _{BE} = 100 Ohms)	I _{CER}	—	1.0	mA _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 30 V _{dc} , I _B = 0)	I _{CEO}	—	0.7	mA _{dc}
Collector Cutoff Current (V _{CE} = 100 V _{dc} , V _{BE(off)} = 1.5 V _{dc})	I _{CEV}	—	5.0	mA _{dc}
Emitter Cutoff Current (V _{BE} = 7.0 V _{dc} , I _C = 0)	I _{EBO}	—	5.0	mA _{dc}
ON CHARACTERISTICS (1)				
DC Current Gain (I _C = 4.0 A _{dc} , V _{CE} = 4.0 V _{dc}) (I _C = 10 A _{dc} , V _{CE} = 4.0 V _{dc})	h _{FE}	20 5.0	70 —	—
Collector-Emitter Saturation Voltage (I _C = 4.0 A _{dc} , I _B = 400 mA _{dc}) (I _C = 10 A _{dc} , I _B = 3.3 A _{dc})	V _{CE(sat)}	— —	1.1 3.0	V _{dc}
Base-Emitter On Voltage (I _C = 4.0 A _{dc} , V _{CE} = 4.0 V _{dc})	V _{BE(on)}	—	1.8	V _{dc}
SECOND BREAKDOWN				
Second Breakdown Collector Current with Base Forward Biased (V _{CE} = 30 V _{dc} , t = 1.0 s; Nonrepetitive)	I _{s/b}	3.0	—	A _{dc}
DYNAMIC CHARACTERISTICS				
Current Gain — Bandwidth Product (I _C = 0.5 A _{dc} , V _{CE} = 10 V _{dc} , f = 1.0 MHz)	f _T	2.5	—	MHz
Small-Signal Current Gain (V _{CE} = 4.0 V _{dc} , I _C = 1.0 A _{dc} , f = 1.0 kHz)	h _{fe}	15	—	kHz

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.
NOTE: For additional design curves, refer to electrical characteristics curves of 2N3055.

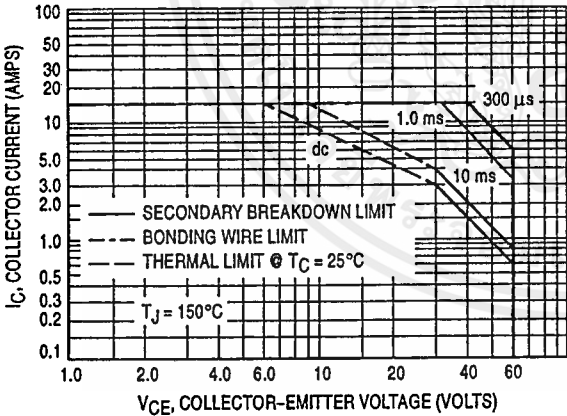


Figure 2. Maximum Rated Forward Bias Safe Operating Area

There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate I_C – V_{CE} limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 2 is based on T_C = 25°C; T_{J(pk)} is variable depending on power level. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% but must be derated for temperature.

Serially Interfaced, 8-Digit LED Display Drivers

General Description

The MAX7219/MAX7221 are compact, serial input/output common-cathode display drivers that interface microprocessors (μ Ps) to 7-segment numeric LED displays of up to 8 digits, bar-graph displays, or 64 individual LEDs. Included on-chip are a BCD code-B decoder, multiplex scan circuitry, segment and digit drivers, and an 8x8 static RAM that stores each digit. Only one external resistor is required to set the segment current for all LEDs. The MAX7221 is compatible with SPI™, QSPI™, and Microwire™, and has slew-rate-limited segment drivers to reduce EMI.

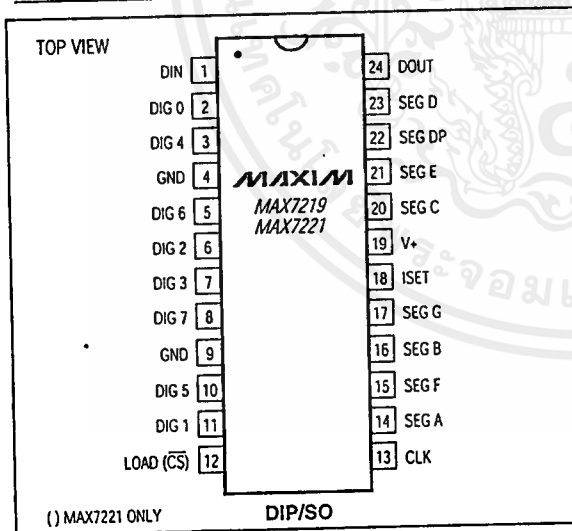
A convenient 3-wire serial interface connects to all common μ Ps. Individual digits may be addressed and updated without rewriting the entire display. The MAX7219/MAX7221 also allow the user to select code-B decoding or no-decode for each digit.

The devices include a 150 μ A low-power shutdown mode, analog and digital brightness control, a scan-limit register that allows the user to display from 1 to 8 digits, and a test mode that forces all LEDs on.

Applications

Bar-Graph Displays
7-Segment Displays
Industrial Controllers
Panel Meters
LED Matrix Displays

Pin Configuration



Features

- ◆ 10MHz Serial Interface
- ◆ Individual LED Segment Control
- ◆ Decode/No-Decode Digit Selection
- ◆ 150 μ A Low-Power Shutdown (Data Retained)
- ◆ Digital and Analog Brightness Control
- ◆ Display Blanked on Power-Up
- ◆ Drive Common-Cathode LED Display
- ◆ Slew-Rate Limited Segment Drivers for Lower EMI (MAX7221)
- ◆ SPI, QSPI, Microwire Serial Interface (MAX7221)
- ◆ 24-Pin DIP and SO Packages

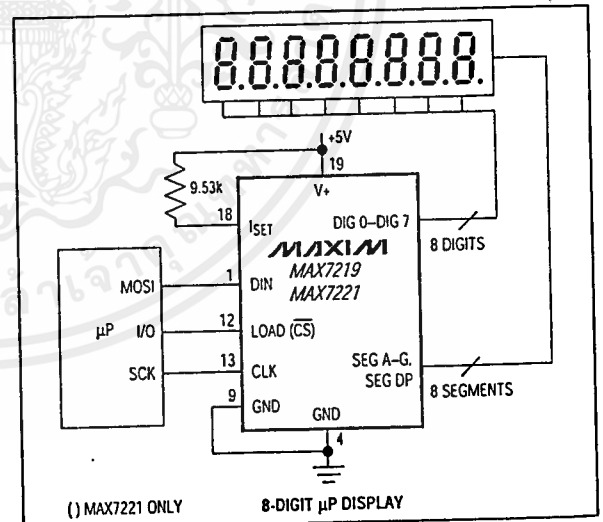
Ordering Information

PART	TEMP. RANGE	PIN-PACKAGE
MAX7219CNG	0°C to +70°C	24 Narrow Plastic DIP
MAX7219CWG	0°C to +70°C	24 Wide SO
MAX7219C/D	0°C to +70°C	Dice*
MAX7219ENG	-40°C to +85°C	24 Narrow Plastic DIP
MAX7219EWG	-40°C to +85°C	24 Wide SO
MAX7219ERG	-40°C to +85°C	24 Narrow CERDIP

Ordering Information continued at end of data sheet.

*Dice are specified at $T_A = +25^\circ\text{C}$.

Typical Application Circuit



SPI and QSPI are trademarks of Motorola Inc. Microwire is a trademark of National Semiconductor Corp.

MAXIM

Maxim Integrated Products 1

For free samples & the latest literature: <http://www.maxim-ic.com>, or phone 1-800-998-8800.
For small orders, phone 408-737-7600 ext. 3468.

Serially Interfaced, 8-Digit LED Display Drivers

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Voltage (with respect to GND)
V+-0.3V to 6V
DIN, CLK, LOAD, CS-0.3V to 6V
All Other Pins.....-0.3V to (V+ + 0.3V)
Current
DIG0-DIG7 Sink Current.....500mA
SEGA-G, DP Source Current.....100mA
Continuous Power Dissipation (TA = +85°C)
Narrow Plastic DIP0.87W
Wide SO0.76W
Narrow CERDIP.....1.1W

Operating Temperature Ranges
MAX7219C_G/MAX7221C_G0°C to +70°C
MAX7219E_G/MAX7221E_G-40°C to +85°C
Storage Temperature Range-65°C to +160°C
Lead Temperature (soldering, 10sec)+300°C

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

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V+ = 5V ±10%, RSET = 9.53kΩ ±1%, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Operating Supply Voltage	V+		4.0		5.5	V
Shutdown Supply Current	I+	All digital inputs at V+ or GND, TA = +25°C			150	µA
Operating Supply Current	I+	RSET = open circuit			8	mA
		All segments and decimal point on, ISEG_ = -40mA		330		
Display Scan Rate	fosc	8 digits scanned	500	800	1300	Hz
Digit Drive Sink Current	IDIGIT	V+ = 5V, VOUT = 0.65V	320			mA
Segment Drive Source Current	ISEG	TA = +25°C, V+ = 5V, VOUT = (V+ - 1V)	-30	-40	-45	mA
Segment Current Slew Rate (MAX7221 only)	ΔISEG/Δt	TA = +25°C, V+ = 5V, VOUT = (V+ - 1V)	10	20	50	mA/µs
Segment Drive Current Matching	ΔISEG			3.0		%
Digit Drive Leakage (MAX7221 only)	IDIGIT	Digit off, VDIGIT = V+			-10	µA
Segment Drive Leakage (MAX7221 only)	ISEG	Segment off, VSEG = 0V			1	µA
Digit Drive Source Current (MAX7219 only)	IDIGIT	Digit off, VDIGIT = (V+ - 0.3V)	-2			mA
Segment Drive Sink Current (MAX7219 only)	ISEG	Segment off, VSEG = 0.3V	5			mA

Serially Interfaced, 8-Digit LED Display Drivers

MAX7219/MAX7221

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

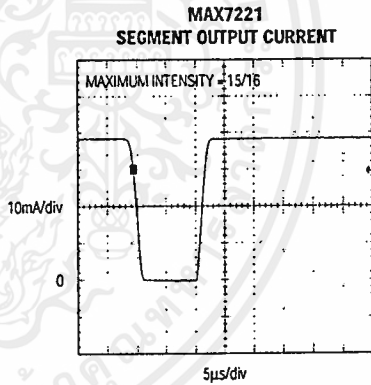
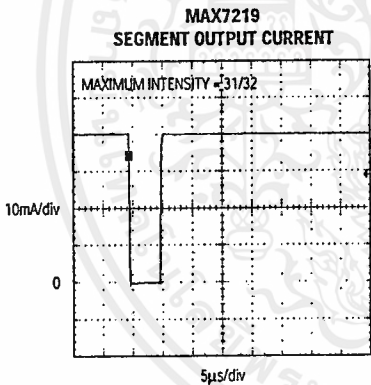
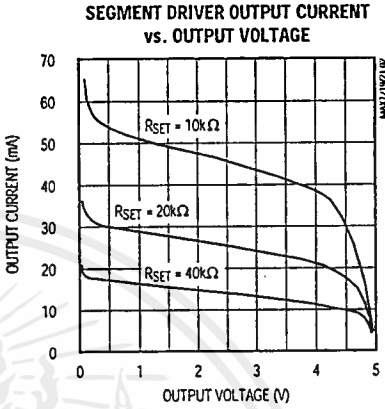
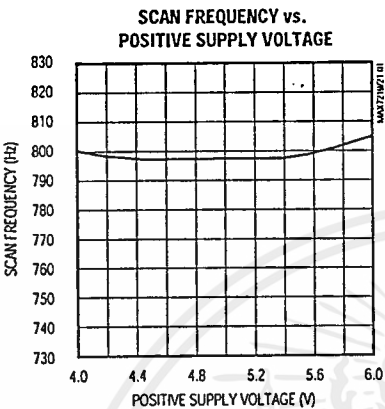
(V+ = 5V ±10%, RSET =9.53kΩ ±1%, TA = TMIN to TMAX, unless otherwise noted.)

PARAMETER	SYMBOL	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
LOGIC INPUTS						
Input Current DIN, CLK, LOAD, $\overline{CS}$	I_{IH}, I_{IL}	$V_{IN} = 0V \text{ or } V+$	-1		1	μA
Logic High Input Voltage	V_{IH}		3.5			V
Logic Low Input Voltage	V_{IL}				0.8	V
Output High Voltage	V_{OH}	DOUT, $I_{SOURCE} = -1mA$	$V+ - 1$			V
Output Low Voltage	V_{OL}	DOUT, $I_{SINK} = 1.6mA$			0.4	V
Hysteresis Voltage	ΔV_I	DIN, CLK, LOAD, $\overline{CS}$		1		V
TIMING CHARACTERISTICS						
CLK Clock Period	t_{CP}		100			ns
CLK Pulse Width High	t_{CH}		50			ns
CLK Pulse Width Low	t_{CL}		50			ns
$\overline{CS}$ Fall to SCLK Rise Setup Time (MAX7221 only)	t_{CSS}		25			ns
CLK Rise to $\overline{CS}$ or LOAD Rise Hold Time	t_{CSH}		0			ns
DIN Setup Time	t_{DS}		25			ns
DIN Hold Time	t_{DH}		0			ns
Output Data Propagation Delay	t_{DO}	$C_{LOAD} = 50pF$			25	ns
Load-Rising Edge to Next Clock Rising Edge (MAX7219 only)	t_{LDCK}		50			ns
Minimum $\overline{CS}$ or LOAD Pulse High	t_{CSW}		50			ns
Data-to-Segment Delay	t_{DSPD}				2.25	ms

Serially Interfaced, 8-Digit LED Display Drivers

Typical Operating Characteristics

(V+ = +5V, TA = +25°C, unless otherwise noted.)

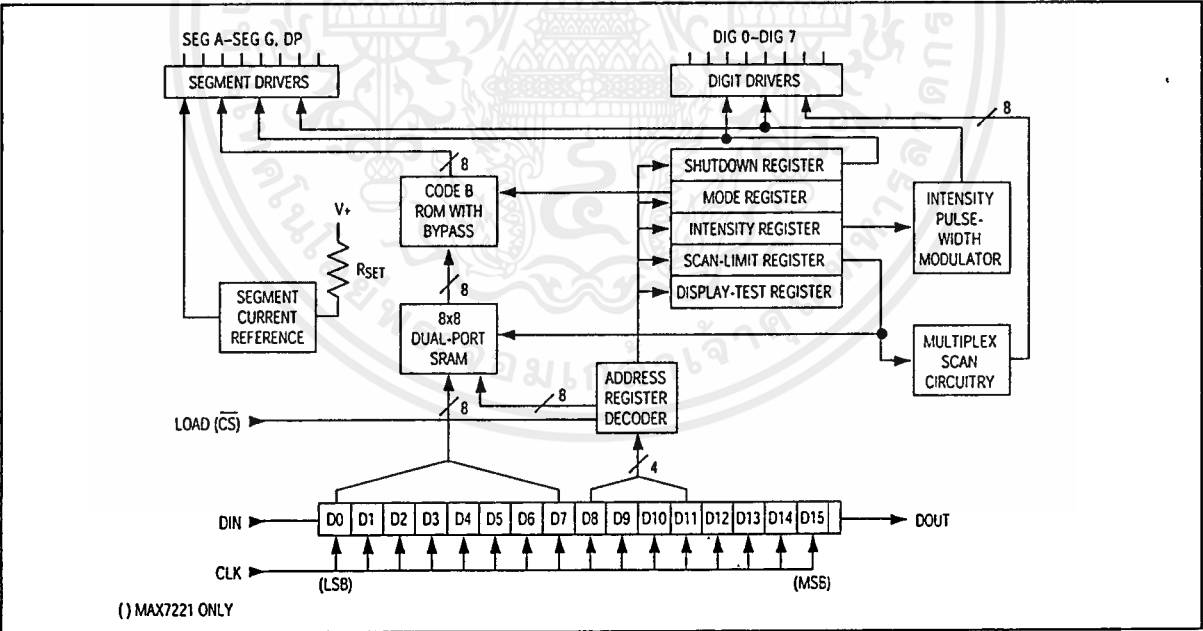


Serially Interfaced, 8-Digit LED Display Drivers

Pin Description

PIN	NAME	FUNCTION
1	DIN	Serial-Data Input. Data is loaded into the internal 16-bit shift register on CLK's rising edge.
2, 3, 5-8, 10, 11	DIG 0-DIG 7	Eight-Digit Drive Lines that sink current from the display common cathode. The MAX7219 pulls the digit outputs to V+ when turned off. The MAX7221's digit drivers are high-impedance when turned off.
4, 9	GND	Ground (both GND pins must be connected)
12	LOAD (MAX7219)	Load-Data Input. The last 16 bits of serial data are latched on LOAD's rising edge.
	$\overline{CS}$ (MAX7221)	Chip-Select Input. Serial data is loaded into the shift register while $\overline{CS}$ is low. The last 16 bits of serial data are latched on $\overline{CS}$'s rising edge.
13	CLK	Serial-Clock Input. 10MHz maximum rate. On CLK's rising edge, data is shifted into the internal shift register. On CLK's falling edge, data is clocked out of DOUT. On the MAX7221, the CLK input is active only while $\overline{CS}$ is low.
14-17, 20-23	SEG A-SEG G, DP	Seven Segment Drivers and Decimal Point Drive that source current to the display. On the MAX7219, when a segment driver is turned off it is pulled to GND. The MAX7221 segment drivers are high-impedance when turned off.
18	ISSET	Connect to VDD through a resistor (RSET) to set the peak segment current (Refer to <i>Selecting RSET Resistor</i> section).
19	V+	Positive Supply Voltage. Connect to +5V.
24	DOUT	Serial-Data Output. The data into DIN is valid at DOUT 16.5 clock cycles later. This pin is used to daisy-chain several MAX7219/MAX7221's and is never high-impedance.

Functional Diagram



MAXIM

MAX7219/MAX7221

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Serially Interfaced, 8-Digit LED Display Drivers

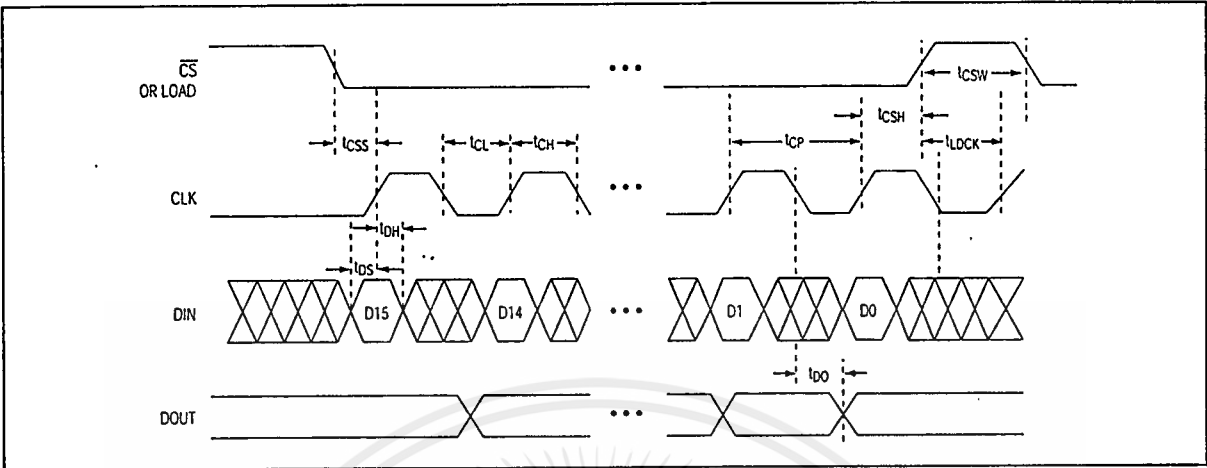


Figure 1. Timing Diagram

Table 1. Serial-Data Format (16 Bits)

D15	D14	D13	D12	D11	D10	D9	D8	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
X	X	X	X	ADDRESS				MSB	DATA						LSB

Detailed Description

MAX7219/MAX7221 Differences

The MAX7219 and MAX7221 are identical except for two parameters: the MAX7221 segment drivers are slow-rate limited to reduce electromagnetic interference (EMI), and its serial interface is fully SPI compatible.

Serial-Addressing Modes

For the MAX7219, serial data at DIN, sent in 16-bit packets, is shifted into the internal 16-bit shift register with each rising edge of CLK regardless of the state of LOAD. For the MAX7221, CS must be low to clock data in or out. The data is then latched into either the digit or control registers on the rising edge of LOAD/CS. LOAD/CS must go high concurrently with or after the 16th rising clock edge, but before the next rising clock edge or data will be lost. Data at DIN is propagated through the shift register and appears at DOUT 16.5 clock cycles later. Data is clocked out on the falling edge of CLK. Data bits are labeled D0–D15 (Table 1). D8–D11 contain the register address. D0–D7 contain the data, and D12–D15 are "don't care" bits. The first received is D15, the most significant bit (MSB).

Digit and Control Registers

Table 2 lists the 14 addressable digit and control registers. The digit registers are realized with an on-chip, 8x8 dual-port SRAM. They are addressed directly so that individual digits can be updated and retain data as long as V+ typically exceeds 2V. The control registers consist of decode mode, display intensity, scan limit (number of scanned digits), shutdown, and display test (all LEDs on).

Shutdown Mode

When the MAX7219 is in shutdown mode, the scan oscillator is halted, all segment current sources are pulled to ground, and all digit drivers are pulled to V+, thereby blanking the display. The MAX7221 is identical, except the drivers are high-impedance. Data in the digit and control registers remains unaltered. Shutdown can be used to save power or as an alarm to flash the display by successively entering and leaving shutdown mode. For minimum supply current in shutdown mode, logic inputs should be at ground or V+ (CMOS-logic levels).

Typically, it takes less than 250µs for the MAX7219/MAX7221 to leave shutdown mode. The display driver can be programmed while in shutdown mode, and shutdown mode can be overridden by the display-test function.

Serially Interfaced, 8-Digit LED Display Drivers

MAX7219/MAX7221

Table 2. Register Address Map

REGISTER	ADDRESS					HEX CODE
	D15–D12	D11	D10	D9	D8	
No-Op	X	0	0	0	0	X0
Digit 0	X	0	0	0	1	X1
Digit 1	X	0	0	1	0	X2
Digit 2	X	0	0	1	1	X3
Digit 3	X	0	1	0	0	X4
Digit 4	X	0	1	0	1	X5
Digit 5	X	0	1	1	0	X6
Digit 6	X	0	1	1	1	X7
Digit 7	X	1	0	0	0	X8
Decode Mode	X	1	0	0	1	X9
Intensity	X	1	0	1	0	XA
Scan Limit	X	1	0	1	1	XB
Shutdown	X	1	1	0	0	XC
Display Test	X	1	1	1	1	XF

Initial Power-Up

On initial power-up, all control registers are reset, the display is blanked, and the MAX7219/MAX7221 enter shutdown mode. Program the display driver prior to display use. Otherwise, it will initially be set to scan one digit, it will not decode data in the data registers, and the intensity register will be set to its minimum value.

Decode-Mode Register

The decode-mode register sets BCD code B (0-9, E, H, L, P, and -) or no-decode operation for each digit. Each bit in the register corresponds to one digit. A logic high selects code B decoding while logic low bypasses the decoder. Examples of the decode mode control-register format are shown in Table 4.

When the code B decode mode is used, the decoder looks only at the lower nibble of the data in the digit registers (D3–D0), disregarding bits D4–D6. D7, which sets the decimal point (SEG DP), is independent of the decoder and is positive logic (D7 = 1 turns the decimal point on). Table 5 lists the code B font.

When no-decode is selected, data bits D7–D0 correspond to the segment lines of the MAX7219/MAX7221. Table 6 shows the one-to-one pairing of each data bit to the appropriate segment line.

Table 3. Shutdown Register Format (Address (Hex) = XC)

MODE	ADDRESS CODE (HEX)	REGISTER DATA							
		D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Shutdown Mode	XC	X	X	X	X	X	X	X	0
Normal Operation	XC	X	X	X	X	X	X	X	1

Table 4. Decode-Mode Register Examples (Address (Hex) = X9)

DECODE MODE	REGISTER DATA								HEX CODE
	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
No decode for digits 7–0	0	0	0	0	0	0	0	0	00
Code B decode for digit 0 No decode for digits 7–1	0	0	0	0	0	0	0	1	01
Code B decode for digits 3–0 No decode for digits 7–4	0	0	0	0	1	1	1	1	0F
Code B decode for digits 7–0	1	1	1	1	1	1	1	1	FF

MAXIM

Serially Interfaced, 8-Digit LED Display Drivers

Table 5. Code B Font

7-SEGMENT CHARACTER	REGISTER DATA						ON SEGMENTS = 1							
	D7*	D6-D4	D3	D2	D1	D0	DP*	A	B	C	D	E	F	G
0		X	0	0	0	0		1	1	1	1	1	1	0
1		X	0	0	0	1		0	1	1	0	0	0	0
2		X	0	0	1	0		1	1	0	1	1	0	1
3		X	0	0	1	1		1	1	1	1	0	0	1
4		X	0	1	0	0		0	1	1	0	0	1	1
5		X	0	1	0	1		1	0	1	1	0	1	1
6		X	0	1	1	0		1	0	1	1	1	1	1
7		X	0	1	1	1		1	1	1	0	0	0	0
8		X	1	0	0	0		1	1	1	1	1	1	1
9		X	1	0	0	1		1	1	1	1	0	1	1
—		X	1	0	1	0		0	0	0	0	0	0	1
E		X	1	0	1	1		1	0	0	1	1	1	1
H		X	1	1	0	0		0	1	1	0	1	1	1
L		X	1	1	0	1		0	0	0	1	1	1	0
P		X	1	1	1	0		1	1	0	0	1	1	1
blank		X	1	1	1	1		0	0	0	0	0	0	0

*The decimal point is set by bit D7 = 1

Table 6. No-Decode Mode Data Bits and Corresponding Segment Lines

STANDARD 7-SEGMENT LED

	REGISTER DATA							
	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
Corresponding Segment Line	DP	A	B	C	D	E	F	G

Intensity Control and Interdigit Blanking

The MAX7219/MAX7221 allow display brightness to be controlled with an external resistor (RSET) connected between V+ and ISET. The peak current sourced from the segment drivers is nominally 100 times the current entering ISET. This resistor can either be fixed or variable to allow brightness adjustment from the front panel. Its minimum value should be 9.53Ω, which typically sets the segment current at 40mA. Display brightness can also be controlled digitally by using the intensity register.

Digital control of display brightness is provided by an internal pulse-width modulator, which is controlled by the lower nibble of the intensity register. The modulator scales the average segment current in 16 steps from a maximum of 31/32 down to 1/32 of the peak current set by RSET (15/16 to 1/16 on MAX7221). Table 7 lists the intensity register format. The minimum interdigit blanking time is set to 1/32 of a cycle.

Serially Interfaced, 8-Digit LED Display Drivers

MAX7219/MAX7221

Table 7. Intensity Register Format (Address (Hex) = XA)

DUTY CYCLE		D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	HEX CODE
MAX7219	MAX7221									
1/32 (min on)	1/16 (min on)	X	X	X	X	0	0	0	0	X0
3/32	2/16	X	X	X	X	0	0	0	1	X1
5/32	3/16	X	X	X	X	0	0	1	0	X2
7/32	4/16	X	X	X	X	0	0	1	1	X3
9/32	5/16	X	X	X	X	0	1	0	0	X4
11/32	6/16	X	X	X	X	0	1	0	1	X5
13/32	7/16	X	X	X	X	0	1	1	0	X6
15/32	8/16	X	X	X	X	0	1	1	1	X7
17/32	9/16	X	X	X	X	1	0	0	0	X8
19/32	10/16	X	X	X	X	1	0	0	1	X9
21/32	11/16	X	X	X	X	1	0	1	0	XA
23/32	12/16	X	X	X	X	1	0	1	1	XB
25/32	13/16	X	X	X	X	1	1	0	0	XC
27/32	14/16	X	X	X	X	1	1	0	1	XD
29/32	15/16	X	X	X	X	1	1	1	0	XE
31/32	15/16 (max on)	X	X	X	X	1	1	1	1	XF

Table 8. Scan-Limit Register Format (Address (Hex) = XB)

SCAN LIMIT	REGISTER DATA								HEX CODE
	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0	
Display digit 0 only*	X	X	X	X	X	0	0	0	X0
Display digits 0 & 1*	X	X	X	X	X	0	0	1	X1
Display digits 0 1 2*	X	X	X	X	X	0	1	0	X2
Display digits 0 1 2 3	X	X	X	X	X	0	1	1	X3
Display digits 0 1 2 3 4	X	X	X	X	X	1	0	0	X4
Display digits 0 1 2 3 4 5	X	X	X	X	X	1	0	1	X5
Display digits 0 1 2 3 4 5 6	X	X	X	X	X	1	1	0	X6
Display digits 0 1 2 3 4 5 6 7	X	X	X	X	X	1	1	1	X7

*See Scan-Limit Register section for application.

Scan-Limit Register

The scan-limit register sets how many digits are displayed, from 1 to 8. They are displayed in a multiplexed manner with a typical display scan rate of 800Hz with 8 digits displayed. If fewer digits are displayed, the scan rate is $8f_{osc}/N$, where N is the number of digits

scanned. Since the number of scanned digits affects the display brightness, the scan-limit register should not be used to blank portions of the display (such as leading zero suppression). Table 8 lists the scan-limit register format.