

**สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง**

**เครื่องควบคุมมอเตอร์กระแสตรง**

**Controller for DC Motor**



โดย

นายเกียรติชัย ลีลาธนทรัพย์

นายนิพนธ์ วั่งชัยศรี

นายประสิทธิ์ ผาติบัณฑิต

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 34027  
วัน, เดือน, ปี..... 1 ต.ค. 2542

การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
เปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายงานเรื่อง เครื่องควบคุมมอเตอร์กระแสตรง

Controller for DC Motor

จัดทำโดย นายเกียรติชัย ตีลาธนทรัพย์ รหัส 38014039

นายนิพนธ์ วั่งชัยศรี รหัส 38014243

นายประสิทธิ์ ผาติบัณฑิต รหัส 38014275

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล

รายงานฉบับนี้ ได้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ .....  ..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล)

วันที่ 23 / 04 / 99

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เครื่องควบคุมมอเตอร์กระแสตรง

นายเกียรติชัย ลีลาชนทรัพย์

นายนิพนธ์ วังชัยศรี

นายประสิทธิ์ ผาติบัณฑิต

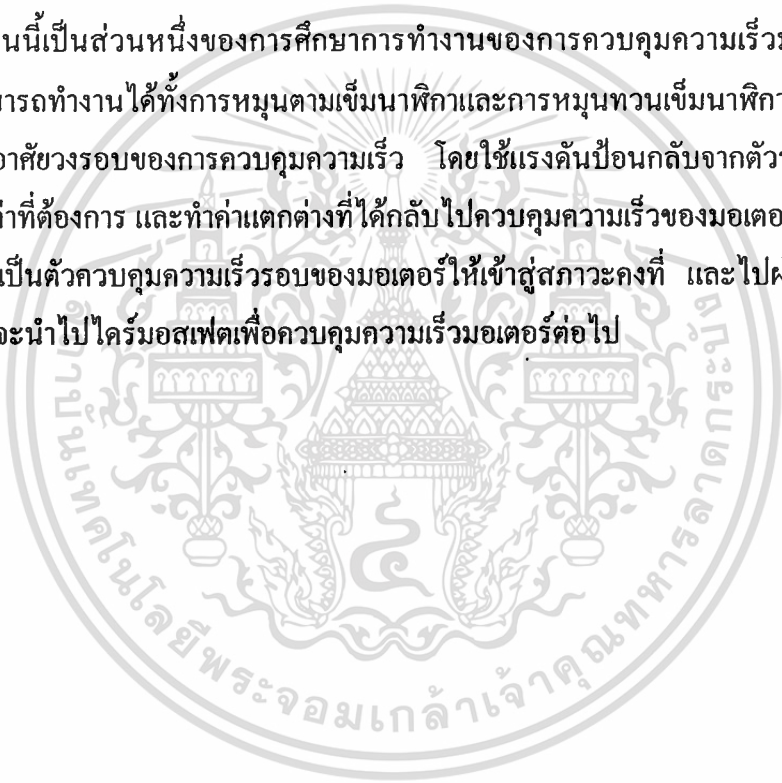
อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล

ปีการศึกษา 2541

### บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาการทำงานของการควบคุมความเร็วมอเตอร์กระแสตรง โดยให้สามารถทำงานได้ทั้งการหมุนตามเข็มนาฬิกาและการหมุนทวนเข็มนาฬิกา ซึ่งการทำงานในลักษณะนี้จะอาศัยวงจรของการควบคุมความเร็ว โดยใช้แรงดันป้อนกลับจากตัวรับรู้ความเร็วมาเปรียบเทียบกับค่าที่ต้องการ และทำค่าแตกต่างที่ได้กลับไปควบคุมความเร็วของมอเตอร์ด้วยวงจรควบคุมแบบพีไอ ที่เป็นตัวควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ให้เข้าสู่สถานะคงที่ และไปผ่านวงจรที่สร้างพัลส์วิดท์ เพื่อที่จะนำไปไคร้มอเตอร์เพื่อควบคุมความเร็วมอเตอร์ต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Controller for DC Motor

Mr. Kiatichai Leelathanasub

Mr. Nipon Vangchaisri

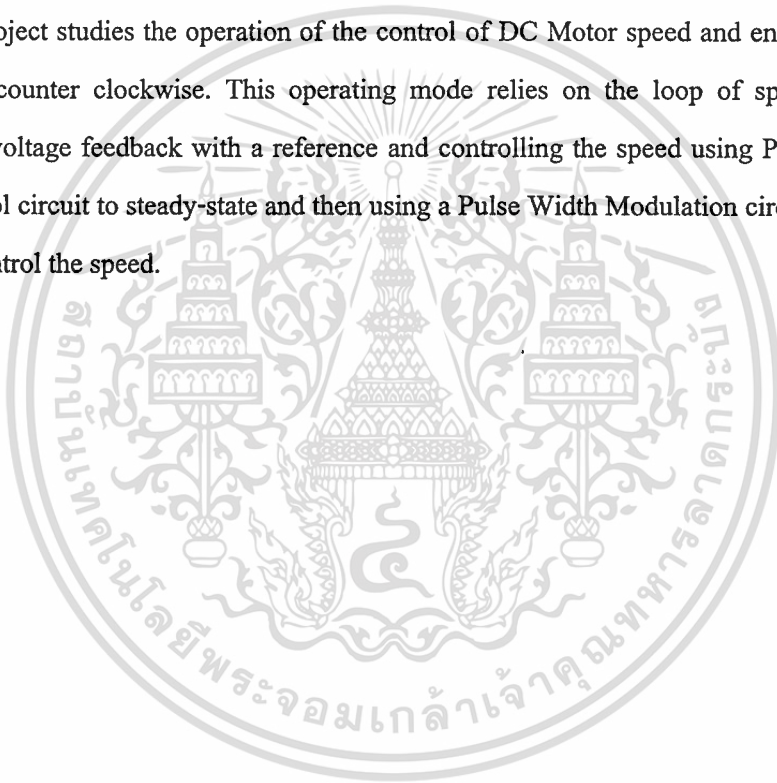
Mr. Prasit Phatibandit

Assoc.Prof. Somsak Cheirsirikul

Adviser 1998

### Abstract

This project studies the operation of the control of DC Motor speed and enabling rotations clockwise and counter clockwise. This operating mode relies on the loop of speed control by comparing the voltage feedback with a reference and controlling the speed using PI method to set the motor control circuit to steady-state and then using a Pulse Width Modulation circuit to drive the MOSFET to control the speed.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิติกรรมประกาศ

คณะผู้จัดทำโปรเจกต์นี้ขอขอบพระคุณอาจารย์สมศักดิ์ เชียรศิริกุล ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาโปรเจกต์นี้ในการให้คำแนะนำ ความคิดเห็นต่างๆ และเอื้อเฟื้อสถานที่และอุปกรณ์ในการทดลองและประกอบชิ้นงาน ขอขอบคุณพี่ๆ และเพื่อนๆ ทุกคนที่ให้คำแนะนำต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับโปรเจกต์นี้และช่วยพิมพ์รายงานฉบับนี้ ทำให้การจัดพิมพ์หนังสือสำเร็จได้ตามวัตถุประสงค์ขอขอบคุณไว้ ณ ที่นี้

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

บทคัดย่อ	หน้า
Abstract	I
กิตติกรรมประกาศ	II
สารบัญ	III
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมา	1
1.2 วัตถุประสงค์	1
1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและเนื้อหา	2
2.1 การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	2
2.2 PI Controller	10
2.3 Servo Amplifier	12
2.4 ติเนียร์เซอร์โวแอมพลิไฟเออร์	15
2.5 Bidirectional Servo Amplifier	16
2.6 พัลส์วิคท์โมดูลชันแอมพลิไฟเออร์	18
บทที่ 3 การออกแบบวงจร	22
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	48
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	61
บรรณานุกรม	63
ภาคผนวก	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมา

ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์มีอยู่ด้วยกันหลายวิธี ทั้งการควบคุมด้วยค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่มอเตอร์ได้รับ หรือจะใช้วิธีควบคุมจำนวนเส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้วมอเตอร์ ซึ่งในแต่ละวิธีจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันไป (จะกล่าวโดยละเอียดในบทที่ 2) สำหรับในปัจจุบัน ได้มีการผลิตอุปกรณ์พาวเวอร์อิเล็กทรอนิกส์มากขึ้น เช่น พาวเวอร์ทรานซิสเตอร์, พาวเวอร์มอสเฟต และเอสซีอาร์ (SCR) เป็นต้น ซึ่งในโครงการนี้เรานำอุปกรณ์พาวเวอร์มอสเฟต มาต่อเป็นวงจรเพื่อที่จะนำไปจ่ายกระแสตรงให้กับมอเตอร์ได้ตามต้องการ ส่วนในด้านของวงจรควบคุมนั้นเราจะใช้หลักการควบคุมแบบป้อนกลับ และใช้การควบคุมแบบพีไอ เพื่อให้สามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ให้คงที่ทั้งในขณะที่ไม่มีการละและขณะที่ใส่ภาระเข้าไป

### 1.2 วัตถุประสงค์

1. สามารถปรับความเร็วของมอเตอร์
2. สามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ให้คงที่ได้ในขณะมีภาระ
3. สามารถแสดงผลของความเร็วมอเตอร์ ได้ทาง 7-segment

### 1.3 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

โครงการนี้เป็นประโยชน์ต่อผู้ที่ต้องการศึกษาการทำงานของระบบควบคุมในแต่ละวงจร เพราะในโครงการนี้จะทำการแยกวงจรในแต่ละส่วนออกจากกัน เพื่อให้สามารถศึกษาและเข้าใจการทำงาน ได้ดียิ่งขึ้น

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและเนื้อหา

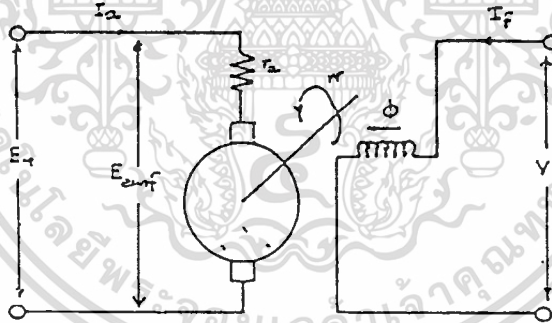
#### 2.1 การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (Speed control of DC. Motor)

##### บทนำ

ในการที่จะศึกษาถึงวิธีการในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (DC. Motor) นั้น ก่อนอื่นเราจะต้องทราบเสียก่อนว่าตัวแปรต่าง ๆ ที่จะมีผลต่อความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงนั้นมีอะไรบ้าง และตัวแปรแต่ละตัวที่มีอิทธิพลต่อความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่เราทราบแล้วนั้นจะมีข้อดีและข้อเสียอย่างไร ในการที่จะนำไปใช้เพื่อที่จะควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

##### ตัวแปรที่มีผลต่อความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกขดกระตุ้น (Separately Excited)

เพื่อที่เราจะสามารถหาตัวแปรที่จะมีผลต่อความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงได้นั้น เราจะเริ่มพิจารณาจากวงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ดังแสดงได้ในรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 แสดงวงจรสมมูลของ Separately Excited DC. Motor

จากรูปเราจะได้สมการดังนี้

$$E_m = I_a * R_a + E_{emf} \quad \text{--- (2.1)}$$

และจากสมการแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงจะได้ว่า

$$E_{emf} = K_a * \phi * N \quad \text{--- (2.2)}$$

ดังนั้นจะได้ว่า

$$E_m = I_a * R_a + K_a * \phi * N \quad \text{--- (2.3)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $E_m$	= แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่มอเตอร์ได้รับ	( โวลท์ )
$E_{cmf}$	= แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำขึ้นในอาร์เมเจอร์	( โวลท์ )
$I_a$	= กระแสไฟฟ้าที่ไหลในอาร์เมเจอร์	( แอมป์ )
$R_a$	= ความต้านทานของขดอาร์เมเจอร์	( โอห์ม )
$K_a$	= ค่าคงที่	
	= $(Z * P) / (60 * a)$	
$Z$	= จำนวนตัวนำทั้งหมดในอาร์เมเจอร์ที่ต่ออนุกรมกัน	
$P$	= จำนวนขั้วแม่เหล็กของมอเตอร์	
$a$	= จำนวนแผง ( Path ) ที่ขนานกัน	
	= จำนวนเส้นแรงแม่เหล็ก/ขั้วมอเตอร์	( เวเบอร์ )
$N$	= ความเร็วรอบของมอเตอร์	( รอบ / นาที )

จากสมการที่ (2.3) เราสามารถหาความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงได้ดังนี้

เพราะเหตุว่า

$$K_a * \phi * N = E_m - I_a * R_a \quad \text{--- (2.4)}$$

เพราะฉะนั้นเราจะได้ว่า

$$N = (E_m - I_a * R_a) / (K_a * \phi) \quad \text{--- (2.5)}$$

เนื่องจากว่าเทอม  $I_a * R_a$  นั้นมีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับ  $E_m$  ทั้งนี้ก็เพราะว่า ค่าของความต้านทานของอาร์เมเจอร์ ( $R_a$ ) นั้นมีค่าน้อยมาก โดยที่ขนาดของความต้านทานจะยังมีค่าน้อย เมื่อขนาดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงนั้นมีขนาดใหญ่มากขึ้น ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$N = E_m / (K * \phi) \quad \text{--- (2.6)}$$

นั่นก็คือ

$$N \propto E_m \quad \text{--- (2.7)}$$

และนอกจากนี้เราจะได้ว่า

$$N \propto 1 / \phi \quad \text{--- (2.8)}$$

เอกสารนี้ จากสมการที่ (2.7) และ (2.8) เราจะเห็นได้ว่า ตัวแปรที่จะมีอิทธิพลต่อความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงนั้นก็คือ ให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 1) ค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่มอเตอร์ได้รับ ( $E_m$ )
- 2) จำนวนเส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้วของมอเตอร์ ( $\phi$ )

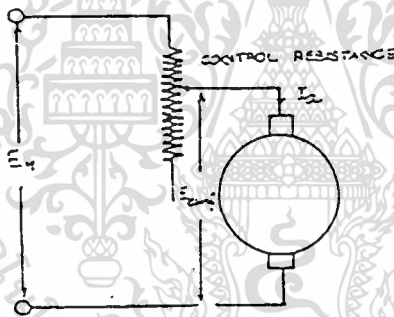
ดังนั้นการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสดังนั้น จึงสามารถทำได้ 2 แบบด้วยกัน

คือ

- 1) การควบคุมแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์ ( $E_m$ ) โดยการควบคุมความเร็วแบบนี้ จะเรียกว่า “ การควบคุมแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์ ( Armature voltage control ) ”
- 2) การควบคุมจำนวนเส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้ว ( $\phi$ ) โดยการควบคุมแบบนี้ จะเรียกว่า “ การควบคุมโดยใช้เส้นแรงแม่เหล็ก ( Flux control ) ”

จากสมการที่ ( 2.5 ) ถ้าเราพิจารณาถึงการเปลี่ยนแปลงค่าของความต้านทานที่อาร์เมเจอร์ เรา ก็สามารถที่จะเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์ได้เช่นกัน โดยที่เราจะเรียกการควบคุมในลักษณะนี้ ว่า

“ การควบคุมโดยใช้ความต้านทาน ( Rheostatic control ) ” ดังแสดงในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงการควบคุมความเร็วโดยใช้ความต้านทาน

ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ในลักษณะนี้ เราจะใช้เมื่อต้องการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ให้ต่ำหรือช้ากว่าความเร็วที่พิกัด ( Rated speed ) ของมอเตอร์ที่ต้องการควบคุมนั้น โดยที่แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์มีค่าคงที่อยู่ที่ โดยที่ความต้านทานที่ต่ออนุกรมเข้าไปนี้ จะไปมีผลทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์เปลี่ยนแปลงไป ซึ่งก็คือการควบคุมแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์ในทางอ้อมนั่นเอง ( Indirect voltage control of armature ) ดังนั้นในที่นี้จึงมิได้แบ่งการควบคุมในลักษณะนี้เป็นหัวข้อหนึ่งในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ เนื่องจากการควบคุมความเร็วแบบนี้ เราจะต้องต่อความต้านทานอนุกรมเข้าไปในวงจร ดังนั้นเมื่อเราเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานในขณะที่แรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์มีค่าคงที่อยู่นั้น ก็เท่ากับว่าเราเปลี่ยนแปลงค่าของกระแสตัวเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากว่า

$$T = KI * \phi * I_a \quad \text{--- (2.9)}$$

โดยที่

$$T = \text{แรงบิดที่เกิดขึ้นที่เพลาของมอเตอร์} \quad (\text{นิวตัน - เมตร})$$

$$\begin{aligned} KI &= \text{ค่าคงที่ในสมการของแรง} \\ &= K / (2 * \Pi) \\ &= [(Z * P) / (60 * a)] / (2 * \Pi) \end{aligned}$$

โดยที่

$$\phi = \text{จำนวนเส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้ว} \quad (\text{เวเบอร์})$$

$$I_a = \text{กระแสที่ไหลในอาร์เมเจอร์} \quad (\text{แอมป์})$$

จากสมการที่ (2.9) เราจะได้ว่า

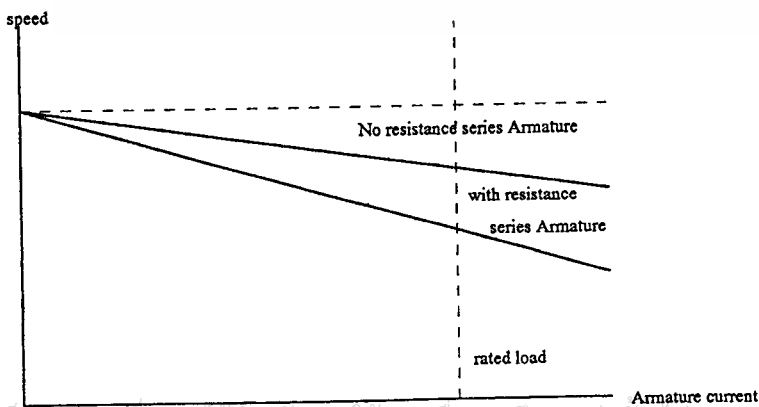
$$T \propto \phi \quad \text{--- (2.10)}$$

และ

$$T \propto I_a \quad \text{--- (2.11)}$$

ดังนั้นเมื่อเราเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานที่ต่ออนุกรมเข้าไปในวงจรอาร์เมเจอร์ ก็จะทำให้แรงบิดที่มอเตอร์เปลี่ยนแปลงไปด้วย ทั้งนี้ก็เพราะว่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลในอาร์เมเจอร์เปลี่ยนแปลงไปในขณะที่จำนวนเส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้วคงที่อยู่

เนื่องจากความเร็วของมอเตอร์แปรผันโดยตรงกับค่าความต้านทานที่อาร์เมเจอร์ ดังนั้นเมื่อเราเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วกระแสไฟฟ้าที่ไหลในวงจรอาร์เมเจอร์ เราจะได้กราฟที่มีลักษณะที่เป็นเส้นตรง ดังแสดงในรูปที่ 2.3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 2.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วกับกระแสอาร์เมเจอร์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ห้ามทำซ้ำหรือดัดแปลงโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ในลักษณะนี้จะไม่ดี ทั้งนี้ก็เพราะว่า

- 1) เป็นวิธีการที่สิ้นเปลือง เพราะจะมีกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปอย่างมากในตัวต้านทาน โดยที่จะสูญเสียไปในรูปของความร้อน และขณะเดียวกัน เราจะต้องหาความต้านทานที่มีขนาดใหญ่มาช่วย เพราะเหตุว่ากระแสที่ไหลผ่านอาร์เมเจอร์มีค่ามาก
  - 2) เป็นวิธีที่ค่อนข้างจะแพง
  - 3) เสถียรภาพของวงจรไม่ดี ( Unstable )
- ด้วยเหตุผลดังกล่าว จึงทำให้การควบคุมในลักษณะนี้ไม่เป็นที่นิยมกันในปัจจุบัน

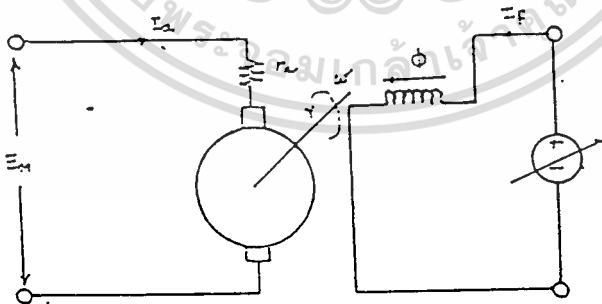
### การควบคุมความเร็วโดยการควบคุมจำนวนเส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้ว

( Field current control )

ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ในลักษณะของการควบคุมจำนวนเส้นแรงแม่เหล็กนี้ เราสามารถทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงกระแสในขดสนามของมอเตอร์ ทั้งนี้เนื่องจากว่า

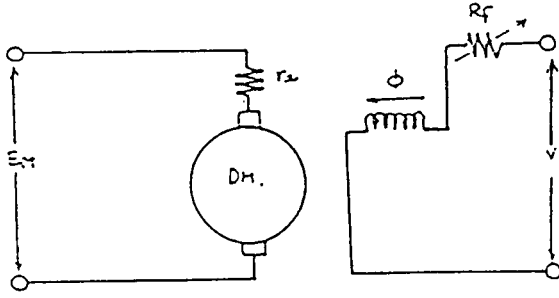
$$\phi \propto I_f$$

ด้วยเหตุนี้จึงอาจเรียกการควบคุมแบบนี้ว่า “ Field current control ” ซึ่งในการควบคุมแบบนี้ อาจทำได้ 2 แบบ ด้วยกัน ดังสามารถแสดงได้ดังในรูปที่ 2.4 และ 2.5



รูปที่ 2.4 แสดงการควบคุมกระแสในขดสนาม โดยการเปลี่ยนแปลงแรงเคลื่อนไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 แสดงการควบคุมกระแสในขดสนาม โดยการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน

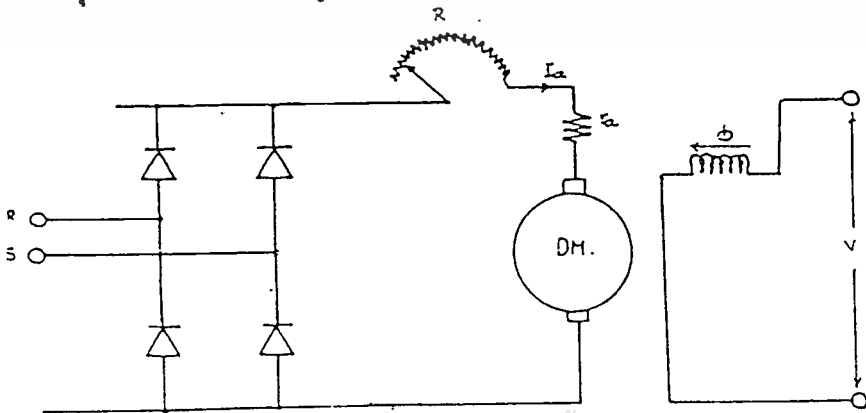
จากรูปที่ 2.4 และ 2.5 จะเห็นว่าเราสามารถเปลี่ยนแปลงกระแสที่ขดสนามได้ 2 วิธีด้วยกัน ดังนั้นเราจึงสามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้ 2 กรณีด้วยกัน ทั้งนี้ในการที่จะเลือกใช้วิธีใดนั้นขึ้นอยู่กับความสะดวกของผู้ที่ต้องการจะทำการควบคุมในลักษณะนี้ อย่างไรก็ตาม การควบคุมความเร็วในลักษณะนี้ ก็ไม่เป็นที่นิยมกันมากนักในปัจจุบัน ทั้งนี้ก็เพราะว่าการควบคุมในลักษณะนี้จะควบคุมความเร็วที่มากกว่าพิกัดได้เท่านั้น และการควบคุมแบบนี้ก็จะมีผลทำให้แรงบิดของมอเตอร์ต่ำลงไปด้วย ดังนั้นจึงทำให้การควบคุมแบบนี้ไม่เป็นที่นิยมกันมากนัก

การควบคุมความเร็วโดยการควบคุมแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์  
( Armature voltage control )

ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ในปัจจุบันนี้ การควบคุมในลักษณะนี้เป็นการควบคุมที่นิยมกันมากที่สุด ทั้งนี้เพราะการควบคุมในลักษณะนี้ เราสามารถที่จะควบคุมความเร็วได้ตั้งแต่ความเร็วของมอเตอร์มีค่าเป็นศูนย์ จนกระทั่งถึงพิกัดความเร็ว ( Rated speed ) ของมอเตอร์ได้ ดังนั้นการควบคุมในลักษณะนี้จึงมีผู้นิยมใช้กันมากที่สุด โดยในสมัยก่อนนั้นจะใช้วิธีการควบคุมดังนี้คือ

1) ใช้ความต้านทานต่อเข้าไปในวงจรอาร์เมเจอร์

ในการควบคุมแบบนี้แสดงได้ดังรูปที่ 2.6



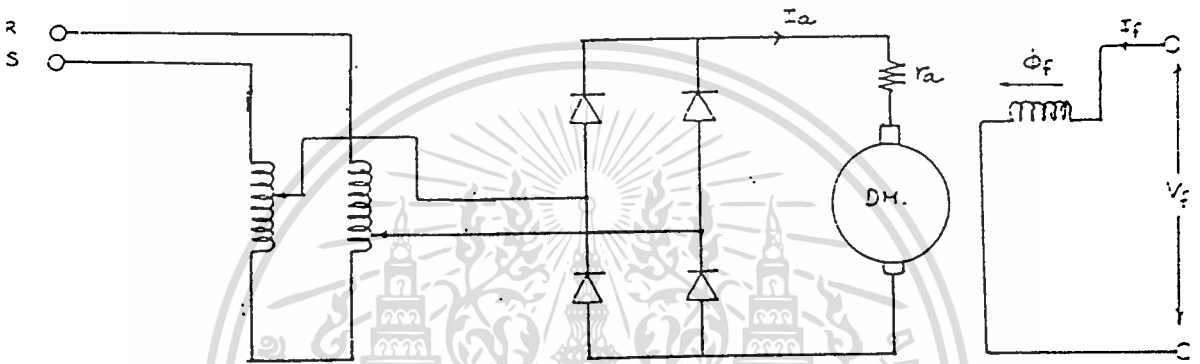
รูปที่ 2.6 แสดงการควบคุมโดยการต่อความต้านทานอนุกรมกับอาร์เมเจอร์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการควบคุมแบบนี้ จะมีข้อเสียอยู่มาก คือจะมีการสูญเสียมาก จึงทำให้ประสิทธิภาพของวงจรต่ำมาก และถ้าหากมอเตอร์ที่เราต้องการที่จะควบคุมความเร็วมีขนาดใหญ่มาก จะทำให้ความต้านทานที่จะต้องใช้มีขนาดใหญ่มาก ซึ่งทำให้หายากมาก และขณะเดียวกันก็จะมีราคาแพงมากด้วย ดังนั้นในปัจจุบันเราจึงไม่นิยมใช้กัน

## 2) การเปลี่ยนแปลงแรงเคลื่อนไฟฟ้าโดยใช้วาริแอค (Variac)

ในการควบคุมแบบนี้ แสดงได้ดังรูปที่ 2.7



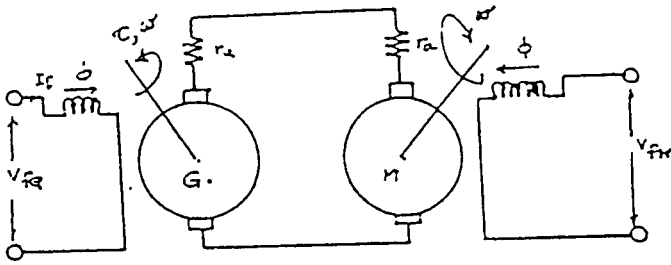
รูปที่ 2.7 แสดงการควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยใช้ Variac

การควบคุมความเร็วในลักษณะนี้ จะทำให้ประสิทธิภาพดีกว่าในกรณีแรกมาก แต่อย่างไรก็ตาม การควบคุมความเร็วในลักษณะนี้ก็ยังมีปัญหาในเรื่องที่ว่า ในกรณีที่มอเตอร์มีขนาดใหญ่แล้ว Variac ที่ใช้จะต้องมีขนาดที่ใหญ่มาเช่นเดียวกัน ซึ่งจะทำให้หายาก และราคาก็แพงมากด้วย ดังนั้นในปัจจุบันจึงไม่เป็นที่นิยมใช้กันเช่นเดียวกับในกรณีแรก

## 3) การควบคุมแรงเคลื่อนไฟฟ้าโดยใช้มอเตอร์ - เจเนอเรเตอร์ (Motor - Generator Set)

ในการควบคุมแบบนี้ เราทำได้โดยการใช้แรงดันไฟฟ้าจากเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง มาจ่ายให้กับมอเตอร์ที่ต้องการจะควบคุมความเร็ว และจะทำการปรับแรงเคลื่อนไฟฟ้าโดยการเปลี่ยนแปลงกระแสที่ขดสนาม (Field winding) ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง ตัวที่ทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายไฟ ดังแสดงได้ดังรูปที่ 2.8

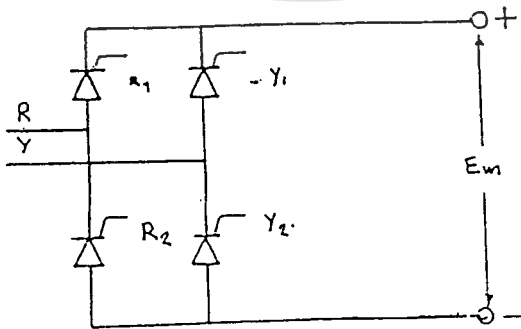
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8 แสดง Motor - Generator Set

แต่การควบคุมในลักษณะนี้ เราจะเห็นได้ว่าเป็นวิธีการที่สิ้นเปลืองมาก ทั้งนี้ก็เพราะว่าเราจะต้องใช้มอเตอร์แบบอินดักชัน 3 เฟสมาหมุนเครื่องกำเนิดไฟฟ้า โดยที่ในการควบคุมมอเตอร์ตัวหนึ่ง อาจจะใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้า 1 ตัว หรือใช้เครื่องกำเนิดไฟฟ้า 1 ตัว ต่อมอเตอร์หลาย ๆ ตัว แต่ขนาดของเครื่องกำเนิดไฟฟ้างี้จะต้องใหญ่ ถ้ามองในด้านประสิทธิภาพแล้ว จะเห็นว่าประสิทธิภาพของระบบจะค่อนข้างต่ำมาก เพราะเหตุว่าจะมีการสูญเสียถึง 2 ทางด้วยกัน นั่นคือ การสูญเสียในเครื่องกำเนิดไฟฟ้าที่หนึ่ง แล้วก็มาสูญเสียในมอเตอร์ไฟฟ้าอีกทีหนึ่ง ดังนั้นจึงทำให้ประสิทธิภาพที่ได้ค่อนข้างจะต่ำ และการซ่อมบำรุงรักษาจะสูง เพราะมีทั้งมอเตอร์ไฟฟ้าและเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ในขณะเดียวกันก็มีความใหญ่และน้ำหนักมากด้วย จึงทำให้ไม่เป็นที่นิยมใช้กันมากนัก

สำหรับในปัจจุบันนี้ การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงนั้น ส่วนใหญ่จะหันมาใช้อุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์กันมากขึ้น โดยที่อุปกรณ์ที่นิยมกันมาก ก็คือ เอสซีอาร์ (SCR) ซึ่งจะต่อเป็นวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.9

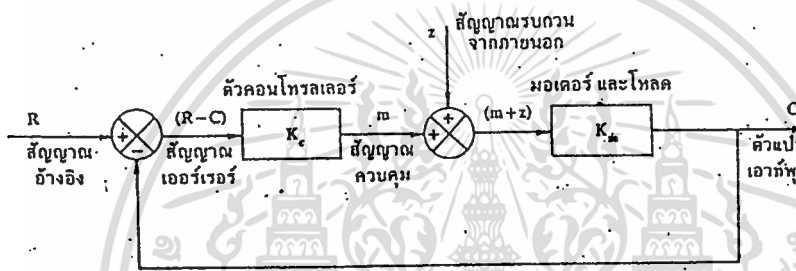


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 2.9 แสดงการต่อวงจร Full bridge rectifier ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการควบคุมแรงดันไฟฟ้า  $E_m$  นั้น เราจะอาศัยวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์มาทำการทริก ด้วยมุม  $\alpha$  ที่แตกต่างกัน เราก็จะสามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้า  $E_m$  ได้

### 2.2 PI Controller

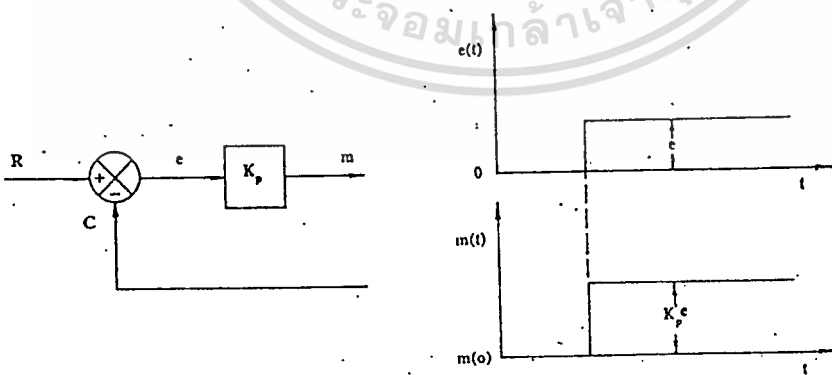
ในระบบการคอนโทรลมอเตอร์ จุดมุ่งหมายของตัวคอนโทรลเลอร์คือเพื่อที่จะปรับตัวแปรเอาต์พุทของระบบให้เข้าสู่ค่าที่กำหนดไว้ และจะต้องรักษาค่าตัวแปรดังกล่าวให้อยู่ที่ค่าที่กำหนดนั้น ซึ่งระบบการคอนโทรลมอเตอร์แบบพื้นฐานแสดงได้ในรูปที่ 2.10 ตัวคอนโทรลเลอร์จะปรับตัวแปรเอาต์พุท  $C$  โดยใช้สัญญาณควบคุม  $m$  เพื่อไปทำให้สัญญาณเออร์เรอร์ (R-C) มีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ สัญญาณรบกวนจากภายนอกที่กระทำต่อระบบจะเข้ามารวมกับตัวแปรได้ผลรวมเป็น  $(m+z)$



รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของรูปการคอนโทรลมอเตอร์

#### 1. Proportional Control

สัญญาณตัวแปรเพื่อการแก้ไขของตัวคอนโทรลเลอร์จะเป็นสัดส่วนกับสัญญาณเออร์เรอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 ตัวคอนโทรลเลอร์แบบ Proportional

--- (2.12)

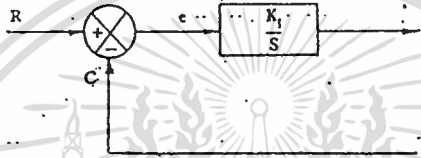
$$m = K_p e + m(o)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เมื่อ  $K_p$  คือค่าลักษณะของตัวคอนโทรลเลอร์แบบ Proportional

$m(0)$  คือเอาต์พุตของตัวคอนโทรลเลอร์เมื่อเออร์เรอร์เป็นศูนย์  
 ปรีออปฟอร์ซันต์คอนโทรล จะใช้งานได้เฉพาะในระบบที่ไม่มี การเปลี่ยนแปลงโหลดมากนัก หรือระบบที่มีกระบวนการที่มีไทม์แล็กน้อยๆ หมายถึงระบบจะต้องมีปรีออปฟอร์ซันต์แบนด์น้อย ( $K_p$  มีค่ามาก)ซึ่งจะทำให้ค่าออฟเซ็ทเออร์เรอร์ลดลง

## 2. Integral Control

การคอนโทรลแบบอินทิกรัล ค่าสัญญาณควบคุม ( $m$ ) จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่าอินทิกรัลของสัญญาณเออร์เรอร์ ( $e$ ) จึงสามารถแก้ค่าออฟเซ็ทได้ การควบคุมแบบนี้บางที่เรียกว่ารีเซ็ตแอ็คชัน (Reset Action)



รูปที่ 2.12 ตัวคอนโทรลเลอร์แบบ Integral

$$\frac{dm}{dt} = K_i e \quad \text{--- (2.13)}$$

เมื่อ  $K_i$  : ค่าคงที่มีหน่วย (%/วินาที /%)

$T_i = 1/K_i$  : อินทิกรัลไทม์ มีหน่วยเป็น (วินาที)

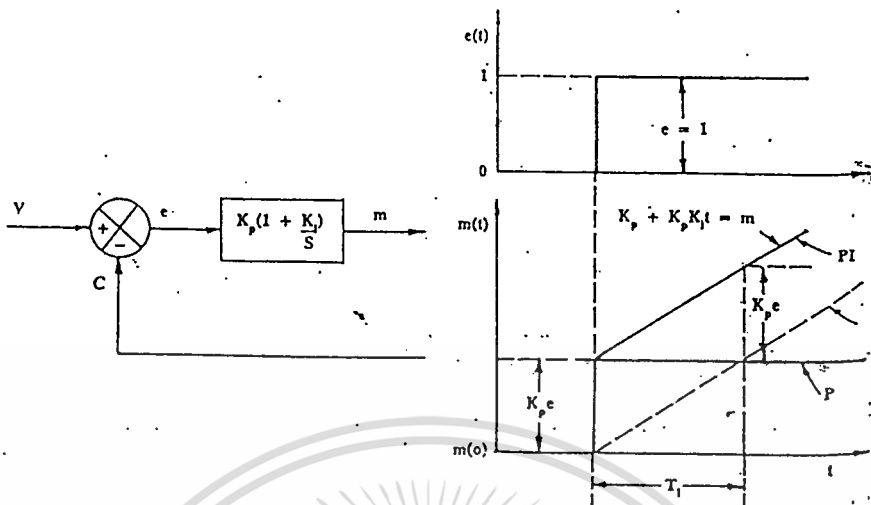
$T_i$ (อินทิกรัลไทม์) คือเวลาที่ใช้ในการเพิ่มค่าของสัญญาณควบคุม ( $m$ ) จนกว่าสัญญาณผลต่างจะหมดไป ดังนั้นถ้าค่า  $T_i$  น้อย action จะเกิดเร็ว ทำให้สัญญาณ  $e = 0$  เร็วแต่มีข้อเสียที่ว่า ถ้าค่า  $T_i$  น้อยเกินไปอาจทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ (unstable) ได้ แต่ถ้าให้  $T_i$  มากเกินไป ค่า stabilizing time ของกระบวนการจะยาวนานเกินไป

## 3. Proportional – Integral Control (PI Control)

การคอนโทรลแบบนี้เราจะหาสัญญาณควบคุม ( $m$ ) ได้ตามสมการที่ 2.14

$$m = K_p e + K_p K_i \int_0^t e dt + m(0) \quad \text{--- (2.14)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 ตัวคอนโทรลเลอร์แบบ PI Control

ข้อดีของ PI คอนโทรล คือจะทำให้คุณสมบัติของทั้งแบบปรีอพออร์ชันนัลและแบบอินติกรัลซึ่งสามารถทำให้ค่าออฟเซ็ทในแบบปรีอพออร์ชันนัลหมดไป และ  $K_p$  กำลังขยายของการอินติเกรตสามารถจะปรับค่าได้อย่างอิสระ

ข้อเสียของ PI คอนโทรล คือ ระบบอาจจะไม่เสถียรภาพกรณีค่า  $T_i$  น้อย และไม่เหมาะสมกับกระบวนการที่มีไทม์แล็กมากๆ เพราะการตอบสนองของแปรกระบวนการช้ามากไม่สามารถแก้ไขผิดพลาดได้ทันเวลา

ระบบ PI คอนโทรลจะใช้ได้กับระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงโพลดมากๆ ได้ แต่โพลดควรจะต้องเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ เมื่อเทียบกับ  $T_i$  เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการออสซิลเลท เนื่องจากโอเวอร์ชูทของการอินติกรัล และระบบมักจะให้โอเวอร์ชูทสูงก่อนที่จะเข้าสู่เซ็ทติงใหม่

### 2.3 Servo Amplifier

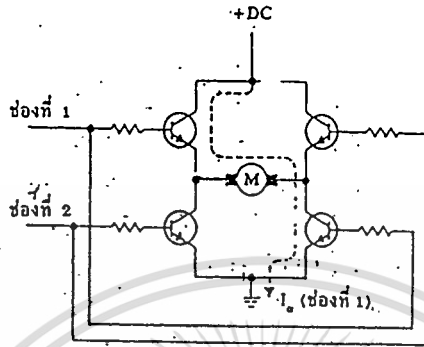
เซอร์โวแอมพลิไฟเออร์สามารถให้เอาต์พุต โวลต์เตจหรือกระแสที่มีค่าเป็นบวกและลบได้ ดังนั้นมันจะทำงานได้ใน 4 ควอดแดรนต์ (quadrants) ซึ่งสามารถจัดประเภทของเซอร์โวแอมพลิไฟเออร์ออกได้เป็น 3 ประเภทคือ

1. ลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์
2. SCR แอมพลิไฟเออร์
3. สวิตชิงแอมพลิไฟเออร์

แต่ในที่นี้จะกล่าวเพียง ลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์กับสวิตชิงแอมพลิไฟเออร์เท่านั้น  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

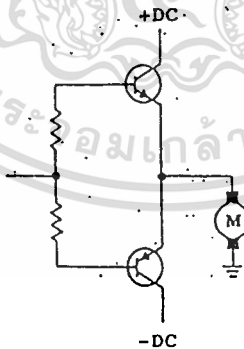
## 1. ลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์

เซอร์โวแอมพลิไฟเออร์แบบทรานซิสเตอร์จัดออกได้ตามหลักการออกแบบภาคเอาต์พุต ออกได้เป็น 2 แบบ คือแบบ “H” และ “T” มีลักษณะวงจรพื้นฐานดังแสดงในรูปที่ 2.14 และ 2.15



รูปที่ 2.14 ภาคเอาต์พุตแบบ “H” (ใช้เพาเวอร์ซัพพลายตัวเดียว)

วงจรภาคเอาต์พุตแบบ “H” หรือแบบบริดจ์ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 4 ตัว ใช้ซีพียูเพาเวอร์ซัพพลายเพียงตัวเดียว ภาคเอาต์พุตแบบนี้มีข้อดี คือ ง่าย เพาเวอร์ซัพพลายใช้เพียงขั้วเดียว (+DC) และการป้องกัน โวลต์เดจย้อนกลับจะมีการแบ่งส่วนกันระหว่างทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามเป็นการยากที่จะให้วงจรภาคเอาต์พุตแบบนี้ทำงานเป็นลิเนียร์ และกระทำการป้องกันกลับของกระแสและโวลต์เดจจากมอเตอร์กระทำได้ยาก เนื่องจากมอเตอร์อยู่ในสภาวะลอยตัว



รูปที่ 2.15 ภาคเอาต์พุตแบบ “T” (ต้องใช้เพาเวอร์ซัพพลายสองตัว)

วงจรภาคเอาต์พุตแบบ “T” จะต้องใช้เพาเวอร์ซัพพลายสองชุด (+DC และ -DC) และทรานซิสเตอร์สองตัวที่เป็นคอมพลิเมนต์กัน แต่สามารถใคร่ให้เป็นลิเนียร์ได้ง่ายและสามารถป้องกันการย้อนกลับของโวลต์เดจและกระแสได้ง่าย การไบอัสเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ต้องให้ความระมัดระวังเป็นพิเศษ เพราะถ้าหากทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวนำกระแสในเวลาเดียวกัน จะทำให้เกิดการลัดวงจรระหว่างเพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองชุด

เอาต์พุตเพาเวอร์ของลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์ จะถูกจำกัดด้วยปริมาณความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาคเอาต์พุตเอง เนื่องจากเพาเวอร์ที่สูงเกินไปในภาคเอาต์พุตจะเท่ากับผลคูณของกระแสและ โวลต์ที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์

## 2. สวิตซ์ชิงแอมพลิไฟเออร์

ลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์ที่ใช้ในระบบคอนโทรลความเร็วจะมีปัญหาเกี่ยวกับความร้อนที่เกิดขึ้นในภาคเอาต์พุต ซึ่งจำเป็นต้องใช้พัดลมระบายความร้อนในลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์ที่มีขนาดมากกว่า 100 ถึง 200 วัตต์ (ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของอากาศและการออกแบบฮีตซิงค์)

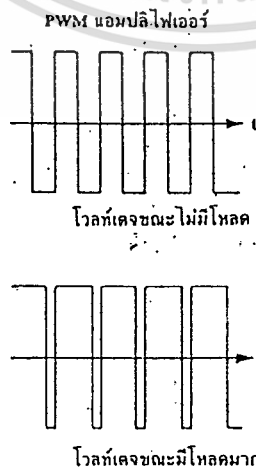
สวิตซ์ชิงแอมพลิไฟเออร์สามารถแก้ปัญหาความร้อนที่เกิดขึ้นในภาคเอาต์พุตได้ โดยภาคเอาต์พุตของสวิตซ์ชิงแอมพลิไฟเออร์จะทำงานเป็นสวิตซ์อย่างรวดเร็วจากสถานะที่ไม่นำกระแสไฟฟ้าไปสู่สถานะการนำกระแสเต็มที่ ดังนั้นจะทำให้ภาคเอาต์พุตทำงานในย่านที่มีการสูญเสียน้อยที่สุด

เพาเวอร์ที่สูงเกินไปในสวิตซ์ชิงแอมป์มีสาเหตุมาจากสองประการคือ

1. Forward Voltage ตกคร่อมเอาต์พุตทรานซิสเตอร์มีค่าประมาณ 1 หรือ 2 โวลต์
2. Transition time คือเวลาที่ใช้ในการสวิตซ์จากสถานะ ON ไปสู่สถานะ OFF การคอนโทรลเพาเวอร์ด้วยสวิตซ์ชิงแอมพลิไฟเออร์กระทำได้ 3 วิธี

### ก. พัลส์-วิดท์โมดูเลชัน PWM (Pulse-Width-Modulation)

ระบบPWMปกติจะใช้ ดีซีซัพพลายและแอมพลิไฟเออร์เป็นตัวสวิตซ์ซัพพลายโวลต์แดงให้ON และOFFมีความถี่คงที่และมีส่วนของมุม ON ที่ปรับค่าได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.16 ดังนั้นเราสามารถปรับค่าโวลต์แดงที่จ่ายให้โหลดได้ ปริมาณของเพาเวอร์ที่ส่งผ่านให้โหลดจะขึ้นอยู่กับสวิตซ์ชิงเรท (switching rate) และอินดักเตนซ์ของโหลด เมื่อโหลดเพิ่มขึ้นความถี่ของ PWM แอมพลิไฟเออร์จะคงที่ แต่จะเปลี่ยน Duty Cycle ไปตามโหลด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่าในรูปแบบที่ 2.16 แสดงให้เห็นว่า PWM แอมพลิไฟเออร์จะเปลี่ยนค่าความถี่ที่เกิดไปตามโหลด การนำไปใช้

เมื่อ โหลดเพิ่มความถี่ของ PWM แอมพลิไฟเออร์จะคงที่ แต่จะเปลี่ยนค่าความถี่ที่เกิดไปตาม โหลด

#### ข. พัลส์-ฟรีควนซีโมดูเลชัน (PFM)

ระบบ PFM จะมีการคอนโทรลให้ส่วนของมุม ON ที่คงที่ และส่วนของความถี่ในการสวิทช์ที่ปรับค่าได้ การคอนโทรลในแบบที่ปรับค่าความถี่ของพัลส์ในช่วงที่กว้างมากจะทำให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับการสูญเสียเพาเวอร์ เมื่อเพิ่มโหลดเพิ่มขึ้น ความถี่ของ PFM แอมพลิไฟเออร์จะลดลงดังในรูป 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงให้เห็นว่าทั้งความถี่และ Duty Cycle ของ PFM แอมพลิไฟเออร์จะเปลี่ยนไปตามโหลด

#### ค. ซิติคอนโทรลเร็คตีไฟเออร์ (SCR)

วงจร SCR สำหรับการคอนโทรลดีซีตามปกติมักจะใช้ร่วมกับเอซิจัฟฟลายโวลต์เคจเร็คตีไฟแล้ว และวงจรเร็คตีไฟสามารถจะอยู่ก่อนหน้าหรือหลังส่วนของการคอนโทรลของแอมพลิไฟเออร์

#### 2.4 ลิเนียร์เซอร์โวลแอมพลิไฟเออร์

ลิเนียร์เซอร์โวลแอมพลิไฟเออร์โดยปกติสร้างขึ้นเพื่อใช้เป็นอุปกรณ์ขยายแบบลิเนียร์ เช่นเดียวกับ Op-Amp หรือคิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟที่ใช้ไปกระตุ้นภาคเพาเวอร์ให้ไปขับมอเตอร์ ภาคเพาเวอร์จะมีการป้อนกลับแบบปิดลูปเพื่อทำให้พารามิเตอร์ที่ต้องการ ได้แก่ มอเตอร์โวลต์เคจ กระแสของมอเตอร์หรือพารามิเตอร์ทั้งสองดังกล่าวมีความเป็นลิเนียร์ ในกรณีนี้ความไม่เป็นลิเนียร์และครีฟที่เกิดขึ้นจากอณูภูมิในภาคเพาเวอร์จะลดลงโดยอัตราขยายลูปของระบบ นอกจากนั้น Op-Amp ยังมักใช้เป็นเสมือนการชดเชยหรือใช้เป็นซัมมิงแอมพลิไฟ ทำหน้าที่เหมือนกับจุดรวมของสัญญาณบั้งคับและสัญญาณป้อนกลับของระบบ ซึ่งได้แก่สัญญาณที่ได้จากอนาลอกทาโคมิเตอร์ (ในระบบการคอนโทรลความเร็ว) และสร้างสัญญาณเออร์เรอร์ ซึ่งจะถูกขยายโดยภาคเพาเวอร์เพื่อไปแก้พารามิเตอร์ที่ต้องการคอนโทรลให้มีค่าที่ถูกต้อง

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลิเนียร์แอมพลิไฟจะเป็นตัวควบคุมโวลต์เตจหรือกระแสของมอเตอร์โดยการคอนโทรลขนาดของโวลต์เตจที่จ่ายให้กับมอเตอร์ ดังนั้นมันจะเป็นตัวที่ลดโวลต์เตจเอาไว้ซึ่งเท่ากับผลต่างของแหล่งจ่ายโวลต์เตจและโวลต์เตจที่มอเตอร์ใช้งานจริงในขณะที่มีกระแสที่เหมาะสมไหลผ่านกำลังงานจะสูญเสียในเอาต์พุททรานซิสเตอร์เป็นจำนวนมาก โดยเฉพาะขณะที่มอเตอร์วิ่งที่ความเร็วต่ำแรงบิดสูง เพราะขณะนั้นโวลต์เตจย้อนกลับของมอเตอร์ต่ำกระแสจึงสูง นี่เป็นความแตกต่างที่เห็นได้ชัดเมื่อเทียบกับสวิทช์ซิงแอมพลิไฟ สวิทช์ซิงแอมพลิไฟควบคุมโวลต์เตจของมอเตอร์โดยปรับ Duty Cycle ของโวลต์เตจที่จ่ายให้กับมอเตอร์และให้มันทำงานทุกๆภาวะอิมตัวหรือที่ภาวะ off ดังนั้นการสูญเสียของกำลังงานจะน้อยในแต่ละสภาวะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานสูงขึ้น อย่างไรก็ตามสวิทช์ซิงแอมพลิไฟก็สร้างปัญหาใหม่เพิ่มขึ้นอีก เพื่อหลีกเลี่ยงการสูญเสียการสวิทช์ที่ความถี่สูง ค่าของอินดักเตนซ์ของมอเตอร์(ภายนอก) ต้องมีค่าน้อย ดังนั้นจึงเป็นการเพิ่มไทม์คอนสแตนต์ของระบบ ซึ่งจะทำให้แบนด์วิดท์ของระบบลดลงด้วย นอกจากนี้ยังเกิดปัญหาการรบกวนของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI)ซึ่งมักจะเกิดขึ้นรุนแรงทำให้ระบบเกิดความยุ่งยากและทำงานผิดพลาดได้ ดังนั้นจึงเป็นการยากที่จะตัดสินว่าแอมพลิไฟชนิดไหนดีกว่ากัน

ลิเนียร์แอมพลิไฟตามปกตินิยมใช้ในระบบที่มีแบนด์วิดท์กว้างและกำลังงานต่ำ(น้อยกว่า2-3 วัตต์) และมักจะใช้สำหรับขับเคลื่อนขดลวดหมุนของมอเตอร์ที่มีความถี่ต่ำให้เพิ่มกระแสด้วยอัตราเร่งสูงในช่วงเวลาอันสั้น (2-3 มิลลิวินาที) ซึ่งกระแสที่กำหนดไว้ของเอาต์พุททรานซิสเตอร์อาจจะยังใช้งานได้ดี

ในทางตรงกันข้ามสวิทช์ซิงแอมพลิไฟโดยทั่วไป มักจะใช้ในระบบที่ใหญ่ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งระบบดังกล่าวต้องการขยายช่วงการทำงานที่ความเร็วต่ำ และมีแรงบิดสูงซึ่งจะทำให้เกิดสูญเสียกำลังงานอย่างมากในลิเนียร์แอมพลิไฟ

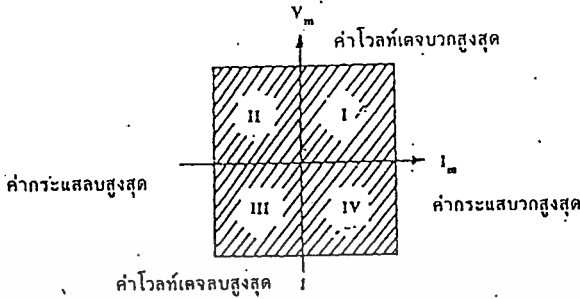
## 2.5 Bidirectional Sarvo Amplifier

Bidirectional Sarvo Amplifier สามารถทำให้มอเตอร์ทำงานได้ทั้งสองทิศทาง มีลิเนียร์ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันตลอดถึงช่วงความเร็วเป็นศูนย์ แอมพลิไฟแบบนี้ สามารถบังคับเต็มทั้ง 4 Quadrant ดังในรูป 2.18 และสามารถป้อนโวลต์เตจและกระแสทั้งขั้วบวกหรือลบกับมอเตอร์ได้

Bidirectional Sarvo Amplifier แบ่งออกตามลักษณะโครงสร้างของภาคเอาต์พุทได้เป็น 2 แบบ คือ

1. ลิเนียร์ไบ โพลาร์ แอมพลิไฟจะใช้พาเวอร์ซัพพลายถึงสองลักษณะสำหรับการทำงานแบบฟอร์เวิร์ดและรีเวอร์ส โวลต์เตจที่ป้อนให้มอเตอร์ เท่ากับผลต่างระหว่างซัพพลายโวลต์เตจและโวลต์เตจตกคร่อมคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ในขณะที่ตัวหนึ่งตัวใดนำกระแสเนื่องด้วยลิเนียร์แอมพลิไฟโดยทั่วไปมีประสิทธิภาพไม่ค่อยดีนัก โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ภาวะความเร็วต่ำแรงบิดสูงซึ่งในภาวณี้กระแสจะไหลสูงและโวลต์เตจตกคร่อมเอาต์พุททรานซิสเตอร์สูงด้วย ดังนั้นใน

ระบบใหญ่จำเป็นต้องใช้ตัวระบายความร้อนขนาดใหญ่หรือใช้พัดลมสำหรับระบายความร้อนด้วย (ตามรูป 2.19)



รูปที่ 2.18 Bidirectional Servo Amplifier แสดงการคอนโทรลได้เต็มที่ทั้ง 4 Quadrant

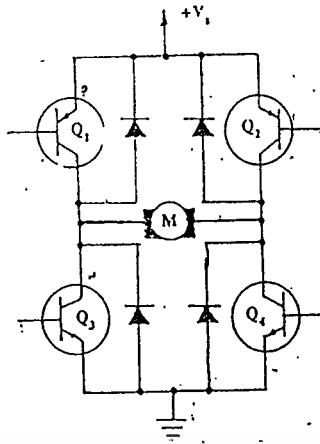


รูปที่ 2.19 ภาคเอาต์พุตของลิเนียร์ไบ โพลาร์

2. ลิเนียร์บริดจ์ จะใช้เพาเวอร์ซัพพลายเพียงขั้วเดียวคือบวกหรือลบเพื่อป้อนให้กับมอเตอร์ซึ่งโวลต์เฉงที่ป้อนให้กับมอเตอร์ ซึ่งโวลต์เฉงที่ป้อนให้มอเตอร์นี้จะมีขนาดเกือบเท่ากับโวลต์เฉงของเพาเวอร์ซัพพลาย

ในวงจรบริดจ์  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะนำกระแสเมื่อมอเตอร์ได้รับโวลต์เฉงให้หมุนไปในทิศทางหนึ่ง และ  $Q_2$  และ  $Q_3$  จะนำกระแสเมื่อมอเตอร์ได้รับโวลต์เฉงให้หมุนไปในทิศทางตรงข้ามดังนั้น โวลต์เฉงตกคร่อมทรานซิสเตอร์แต่ละตัวที่นำกระแสจะเท่ากัน (ตามรูป 2.20)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 ภาคเอาต์พุตของอินเวอร์บริดจ์

## 2.6 พัลส์วิดท์โมดูเลชันแอมพลิไฟเออร์ (PWMA)

ในระบบ “คีชีเซอร์โว” แอมพลิไฟเออร์มีหน้าที่ควบคุมกระแสและโวลต์เตจที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เพื่อให้ได้ค่าความเร็วตามที่ต้องการ แต่มีข้อจำกัดบางประการ เพราะแอมพลิไฟเออร์สูญเสียพลังงานไปที่เอาต์พุตของทรานซิสเตอร์มาก

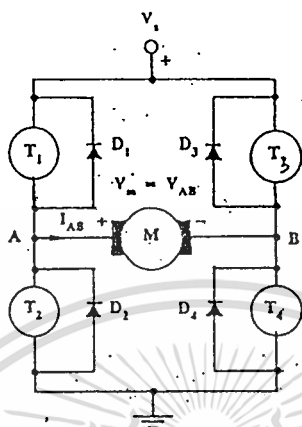
วิธีหนึ่งที่จะแก้ปัญหาคือใช้แอมพลิไฟเออร์ควบคุมมอเตอร์โดยการเปลี่ยนแปลงดีไซท์ไซเคิล Duty Cycle ของโวลต์เตจที่จ่ายให้แก่มอเตอร์ แอมพลิไฟเออร์ชนิดนี้เรียกว่า “สวิทช์ซิงแอมพลิไฟเออร์”

สวิทช์ซิงแอมพลิไฟเออร์นี้ทรานซิสเตอร์แอมพลิไฟเออร์ทำหน้าที่คล้ายสวิทช์ เมื่อทรานซิสเตอร์นำกระแสโวลต์เตจตกคร่อมตัวมันจะน้อยมากจนคิดทิ้งได้ แต่เมื่อมันหยุดนำกระแสโวลต์เตจที่ตกคร่อมตัวมันจะมีค่ามากเข้าใกล้  $V_{\infty}$  และมีกระแสไหลผ่านน้อยมากถือว่าเป็นศูนย์ ระบบสวิทช์ซิงสามารถสร้างได้หลายวิธี วิธีหนึ่งที่ทำให้แอมพลิไฟเออร์สวิทช์ซิงด้วยความถี่ที่คงที่และสามารถแปลงค่าของ on และ off ของพัลส์ได้ตามต้องการแอมพลิไฟเออร์ชนิดนี้เรียกว่า พัลส์วิดท์โมดูเลเตอร์ (PWM) แอมพลิไฟเออร์

### 1. การทำงานของพัลส์วิดท์โมดูเลชันแอมพลิไฟเออร์

แอมพลิไฟเออร์แบบ PWM สามารถแบ่งได้เป็น 3 ชนิด ตามลักษณะของการทำงานคือไบโพลาร์ ยูนิโพลาร์ และลิมิตยูนิโพลาร์

$t_{on}$  เมื่อ  $0 \leq t \leq t_1$   
 $t_{off}$  เมื่อ  $t_1 \leq t \leq t_f$



รูปที่ 2.21 พัลส์วิดท์โมดูเลชันแอมพลิไฟเออร์สำหรับดีซีมอเตอร์

ก. ไบโพลาร์ (ดูการทำงานตามรูปที่ 2.21)

ไบโพลาร์จะมี  $T_1$  และ  $T_4$  นำกระแสระหว่างเฟส on ส่วน  $T_2$  และ  $T_3$  จะนำกระแสขณะเฟส off จะได้ ฟังก์ชันตกคร่อมมอเตอร์เป็น

$$V_m = V_{AB} \begin{cases} V_s & 0 < t < t_1 \\ -V_s & t_1 < t < t_f \end{cases} \quad \text{--- (2.15)}$$

ข. แบบยูนิโพลาร์ จะลดจำนวนทรานซิสเตอร์ในการสวิตช์ขึ้นกับ  $V_m$  เป็นบวกหรือลบ เมื่อ  $V_m$  เป็นบวก  $T_4$  จะนำกระแสตลอดคาบ ในขณะที่  $T_1$  นำกระแสในช่วงเฟส on และ  $T_2$  จะนำกระแสในช่วงเฟส off เมื่อ  $V_m$  เป็นลบ  $T_2$  จะนำกระแสตลอด โดยมี  $T_1$  และ  $T_4$  สลับกันทำงาน เมื่อ  $V_m$  เป็นบวกได้

$$V_{in} \begin{cases} V_s & 0 \leq t < t_1 \\ 0 & t_1 \leq t < t_f \end{cases} \quad \text{--- (2.16)}$$

ค. แบบลิมิตยูนิโพลาร์จะแสดงให้เห็นคือมีความจำเป็น ต้องมีช่วง delay ซึ่งการสวิตช์ขึ้นกับค่า  $V_m$  เมื่อ  $V_m$  เป็นบวก  $T_4$  จะนำกระแสตลอด  $T_1$  จะสวิตช์เป็น on ในช่วงเฟส on ดังนั้นในช่วงเฟส on ทั้ง  $T_1$  และ  $T_4$  จะ on ยังผลแก่โวลต์ที่แดงของมอเตอร์  $V_m$  คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น  $V_m = V_s, 0 \leq t \leq t_1$  --- (2.17)

ระหว่างเฟด off จะมี  $T_4$  นำกระแสเพียงตัวเดียวเป็นผลให้  $V_m$  ขึ้นกับ  $I_{AB}$  ตราบใดที่  $I_{AB} > 0$  ซึ่งเป็นสภาวะปกติ เมื่อ  $V_{AB} > 0$  กระแส  $I_{AB}$  จะไหลผ่าน  $D_2$  และ  $T_4$  เป็นผลให้  $V_A = 0$  และ

$$V_m = V_{AB} = 0 \quad \text{เมื่อ} \quad \begin{cases} t_1 \leq t < t_f \\ I_{AB} > 0 \end{cases} \quad \text{--- (2.18)}$$

ในกรณีที่  $I_{AB}$  เป็นลบ กระแสจะไหลผ่าน  $D_1$  และ  $D_4$  เป็นผลให้  $V_A = V_s$  และ

$$V_m = V_{AB} = V_s \quad \text{เมื่อ} \quad \begin{cases} t_1 \leq t < t_f \\ I_{AB} < 0 \end{cases} \quad \text{--- (2.19)}$$

ซึ่งจะเกิดขึ้นภายหลังเปลี่ยนขั้ว  $V_m$

ในที่สุดถ้าเราสามารถทำให้  $I_{AB} = 0$  (เข้าใกล้ศูนย์จนถึงถือว่าเป็นศูนย์) จะทำให้ ทั้ง  $D_1$  และ  $D_4$  ไม่นำกระแสและ โวลต์เตจ  $V_m$  จะอยู่ระหว่างศูนย์และ  $V_s$  ดังต่อไปนี้

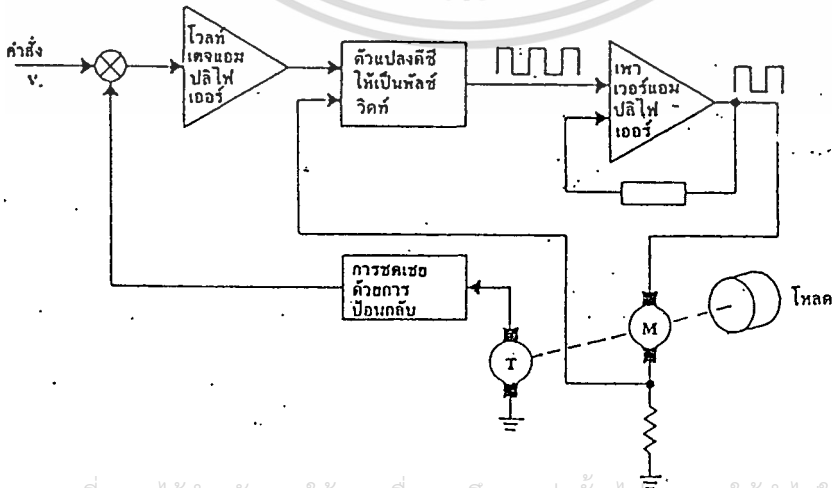
$$0 < V_m < V_s \quad \text{เมื่อ} \quad \begin{cases} t_1 \leq t < t_f \\ I_{AB} = 0 \end{cases} \quad \text{--- (2.20)}$$

อย่างไรก็ตาม ถ้า  $I_{AB} > 0$  เป็นสภาวะปกติเมื่อ  $V_m > 0$  แบบชูนีโพลาร์และแบบลิมิตชูนีโพลาร์ จะแสดงคุณสมบัติคล้ายกันมาก

## 2.ระบบคอนโทรลความเร็วที่ใช้พัลส์วิดท์โมดูเลชันแอมพลิไฟเออร์

PWM สวิตซ์ซิ่งแอมพลิไฟเออร์ที่ทำงานด้วยทรานซิสเตอร์จะใช้ในระบบคอนโทรลที่มีประสิทธิภาพสูง ระบบคอนโทรลความเร็วที่มีเพาเวอร์สูงๆ และระบบเซอร์โว

บล็อกไดอะแกรมของระบบคอนโทรลความเร็วแบบ PWM แสดงได้ในรูปที่ 2.22



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ รูปที่ 2.22 บล็อก ไดอะแกรมของระบบคอนโทรลความเร็วแบบ PWM

เรามักจะใช้ความถี่ของพัลส์ในระบบ PWM ที่มีค่าสูงกว่า 1kHz(มักจะมีค่าถึง 10kHz) และความถี่นี้จะขึ้นอยู่กับความต้องการของผลตอบสนองของระบบต่อแบนด์วิดท์ อินคัตแดนซ์ของมอเตอร์และคุณสมบัติการสูญเสียเพาเวอร์ในตัวมอเตอร์ที่ความสูง ในเวลาเดียวกันเราจะต้องคำนึงถึง audio noise ที่เกิดจากขดลวด ฮีทซิงค์ และส่วนของโครงสร้างประกอบของตัวมอเตอร์มันจะดังออกมาเป็นเสียงรบกวนและในการประยุกต์ใช้งานของระบบ PWM นี้เราสามารถเพิ่มความถี่ของพัลส์ให้สูงขึ้นถึงจุดที่เสียงของนอยส์ (noise) นั้น หูคนไม่ได้ยินเสียงนั้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 3

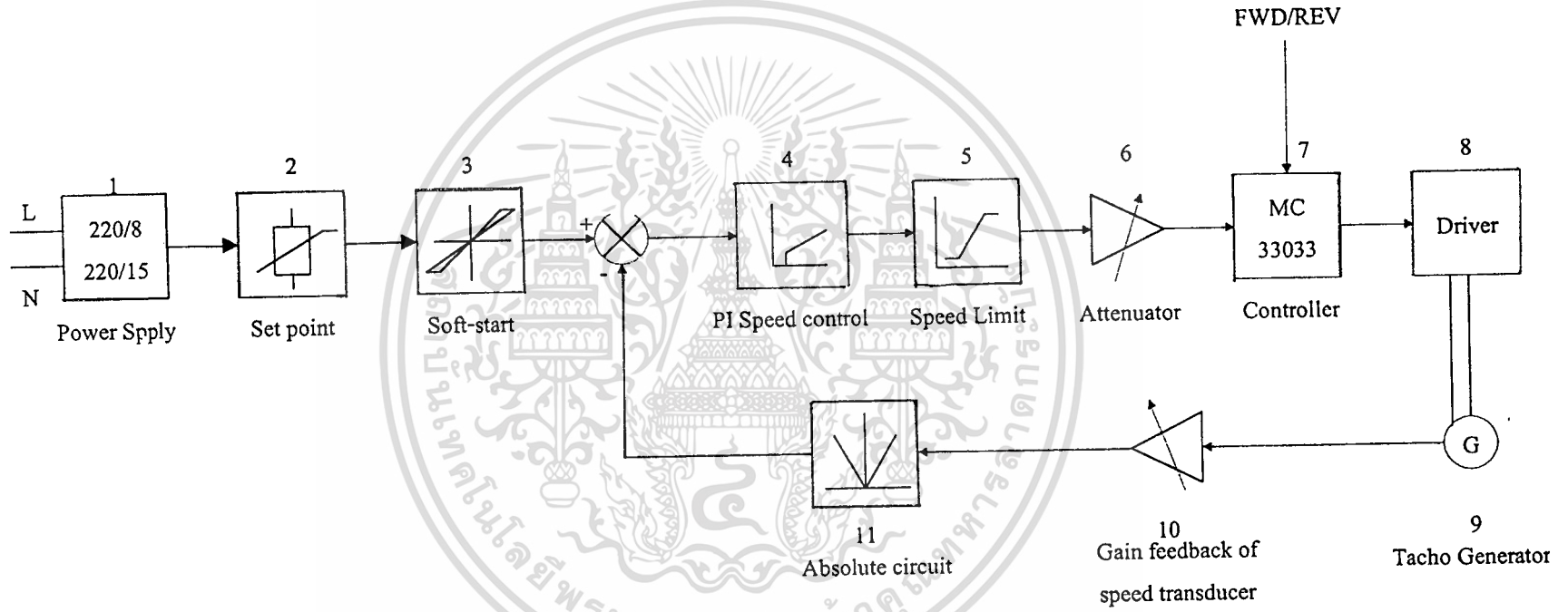
### การออกแบบวงจร

จากรูป 3.1 จะแสดงวงจรรวมของ Control DC. Motor circuit ซึ่งเราจะทำการแยกส่วนต่างๆ ของวงจรออกเป็น block เพื่อช่วยต่อการศึกษา ในแต่ละ block จะมีหมายเลขกำกับและมีคำอธิบายดังนี้

1. Power Supply
2. Set point Potentiometer
3. Soft-start Circuit
4. PI Speed Controller
5. Speed Limit
6. Attenuator
7. MC 33033 Controller
8. Driver
9. Tacho Generator (speed transducer)
10. Gain feedback of speed transducer
11. Absolute circuit

ในบทนี้จะ ได้ทำการอธิบายหน้าที่และการทำงานของวงจร

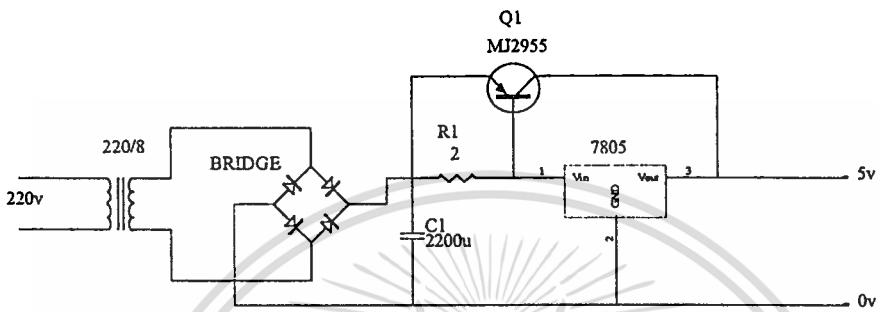
รูปที่ 3.1 วงจรควบคุม DC Motor



## 1. Power Supply

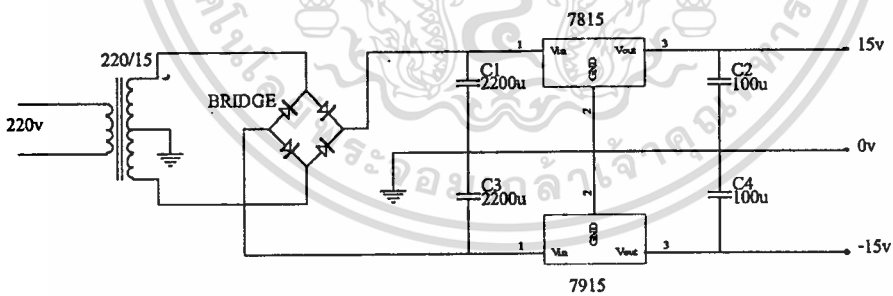
สำหรับโครงการนี้เราใช้ ทั้งหมด 3 ชุด คือ

1.1 5V. ใช้สำหรับ วงจรทางด้าน Display ซึ่งเราจะทำการเพิ่มกระแสขึ้นเนื่องจาก IC ที่ใช้ Supply 5 V. นั้นมีจำนวนมากรวมทั้งยังต้องจ่ายกระแสให้กับส่วน Display ที่เป็น 7-Segment อีกด้วย



รูปที่ 3.2 Power Supply 5 V.

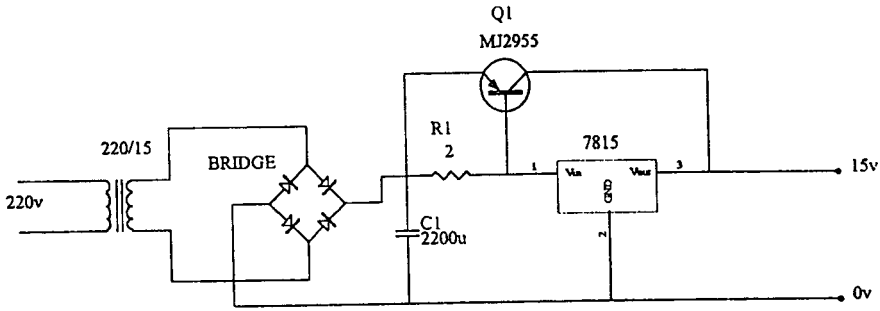
1.2  $\pm 15V$  ใช้สำหรับวงจรด้าน Control ที่ IC ใช้ Supply  $\pm 15V$



รูปที่ 3.3 Power Supply  $\pm 15 V$ .

1.3 15V. ใช้สำหรับตัว Driver ที่จะไปขับ DC Motor โดยมีตัวขยายกระแส (MJ2955) อยู่ด้วย เพราะเนื่องจากตัว DC Motor นั้นขณะมีโหลดจะดึงกระแสเพิ่มขึ้น ทำให้ตัว 7815 ไม่สามารถจ่ายกระแสให้ได้เพียงพอ

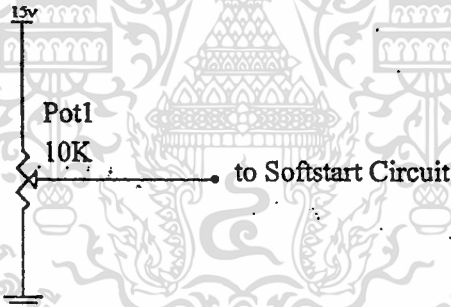
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 Power Supply 15 V.

## 2. Set point Potentiometer

Set point Potentiometer มีหน้าที่ในการปรับค่าแรงดันอินพุต ให้อยู่ในระดับที่ต้องการ ซึ่ง Set point Potentiometer นั้นจะสามารถให้แรงดันอินพุตในช่วง 0-15 V.



รูปที่ 3.5 Set point Potentiometer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

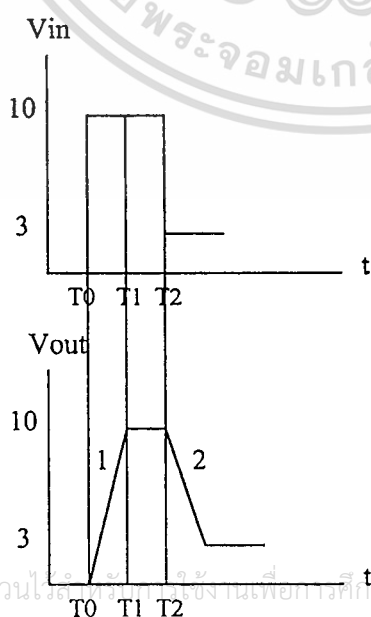
### 3. Soft- start Circuit

วงจรนี้มีหน้าที่เพิ่มหรือลดอัตราเร่งและอัตราหน่วงในการ start DC. Motor เพื่อให้การปรับ speed setting จาก potentiometer นุ่มนวลขึ้น และลดการกระชากของมอเตอร์ขณะที่เปลี่ยนความเร็วด้วย

#### การทำงาน

ค่าแรงดันจาก potentiometer (0 – 15V.) จะถูกป้อนเข้าที่ขา 5 ของ T1B ซึ่งเป็น buffer หลังจากนั้นจะผ่านไปที T1A ซึ่งเป็นตัว Comparator เมื่อปรับแรงดันให้เพิ่มขึ้นจากค่าหนึ่งไปยังอีกค่าหนึ่ง จะทำให้แรงดันที่ ขา 3 มากกว่าที่ ขา 2 ทำให้เอาต์พุตของ T1A เท่ากับ  $+V_{\infty}$  หรือ +15V. ดังนั้นที่  $D_2$  จะถูก reverse bias ส่วน  $D_1$  ได้รับ forward bias ทำให้กระแสไหลผ่าน  $D_1$ ,  $R_4$  และ  $Pot_1$  และ  $R_5$  ขณะที่ปรับแรงดันลดลง (10 → 5) จะทำให้แรงดันที่ ขา 2 มากกว่า ขา 3 ทำให้เอาต์พุตของ T1A เท่ากับ  $-V_{\infty}$  หรือ -15V. ดังนั้นที่  $D_1$  จะได้รับ reverse bias ส่วน  $D_2$  ได้รับ forward bias ทำให้กระแสไหลผ่าน  $D_2$ ,  $R_5$ ,  $Pot_2$  และ  $R_6$  โดยที่  $Pot_1$  และ  $Pot_2$  จะเป็นตัวปรับอัตราเร่งและอัตราหน่วงเปลี่ยนแปลงตามลำดับ ตัวคาปาซิเตอร์  $C_1$  จะประจุจนกระทั่งขนาดแรงดันที่ขา 7 ของ T1B เท่ากับแรงดันที่ ขา 14 ของ T1D หลังจากนั้น  $C_1$  ก็จะหยุดกับประจุ แรงดันที่ ขา 14 จะส่งต่อไปที่ขา 9 ของ TIC ซึ่งตัว TIC นั้นเป็นวงจร Inverting Amplifier โดยจะมี gain = 1 เพื่อที่จะให้ขนาดของแรงดันที่ขา 14 เท่ากับแรงดันที่ขา 8 แต่จะมีเฟสกลับกัน ดังนั้นจะได้ว่า แรงดันที่เข้ามาที่ขา 5 ของ T1B จะเท่ากับแรงดันที่ขา 8 ของ TIC

#### หลักการคำนวณ



การออกแบบพิจารณา 2 ช่วง

1. คำนวณช่วงอัตราเร่ง กระแสผ่าน  $R_3$

$$\text{จาก } C_1 \frac{dv_1}{dt} = i \text{ ผ่าน } C_1 = \frac{V_{r_1}}{R_1}$$

$$V = \frac{V_{sat} \times (X \times Pot_1 + R_3)}{R_3 + R_4 + Pot_1} \text{ โดยที่ } 0 < x < 1$$

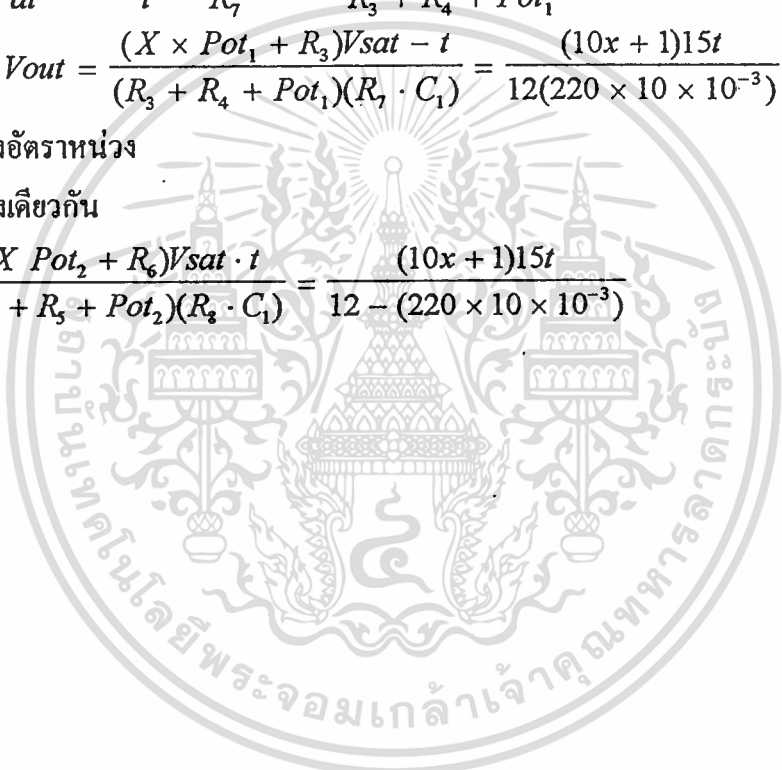
$$\text{ที่ } t \text{ น้อยๆ } C_1 \frac{dv_1}{dt} = C_1 \frac{v_1}{t} = \frac{v}{R_7} = \frac{V_{sat} \times (X \times Pot_1 + R_3)}{R_3 + R_4 + Pot_1}$$

$$\therefore V_{out} = \frac{(X \times Pot_1 + R_3)V_{sat} - t}{(R_3 + R_4 + Pot_1)(R_7 \cdot C_1)} = \frac{(10x + 1)15t}{12(220 \times 10 \times 10^{-3})}$$

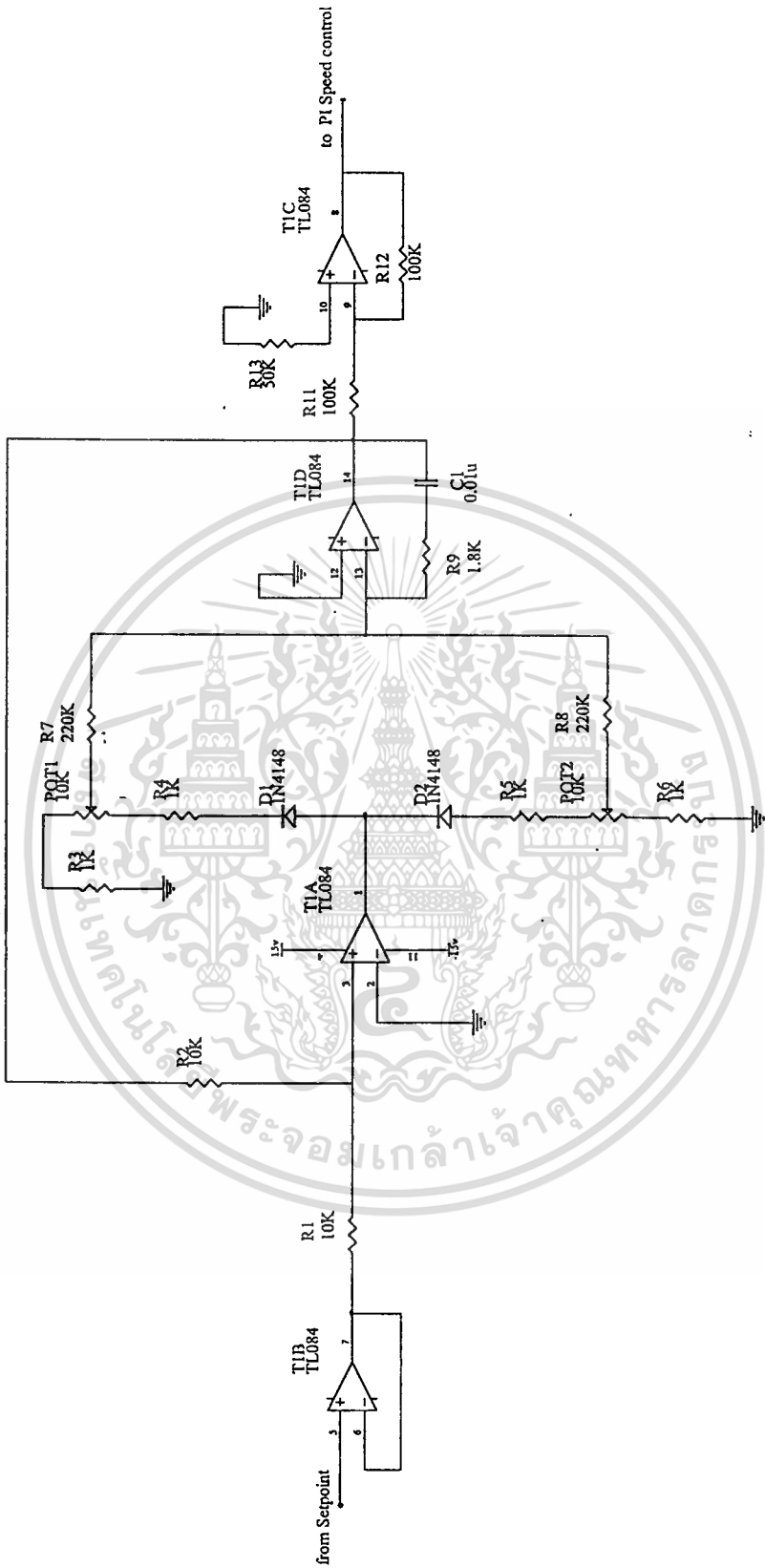
2. คำนวณช่วงอัตราหน่วง

ในทำนองเดียวกัน

$$\therefore V_o = \frac{(X Pot_2 + R_6)V_{sat} \cdot t}{(R_6 + R_5 + Pot_2)(R_2 \cdot C_1)} = \frac{(10x + 1)15t}{12 - (220 \times 10 \times 10^{-3})}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิใช้ข้อมูลหรือทรัพย์สินทางปัญญาของเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**รูปที่ 3.6 Soft- start Circuit**

#### 4. PI Speed Controller

วงจรมีหน้าที่ปรับค่าความเร็วให้คงที่ เมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลง โดยจะมีสัญญาณ sp หรือ Set point ที่มาจากวงจร Soft-start กับสัญญาณ PV หรือ Process Variable โดยมาจากการเปลี่ยนค่าความเร็วของมอเตอร์เป็นแรงดัน โดยใช้ Tacho Generator ซึ่งค่าจาก tacho นี้มีค่าประมาณ 0-7 V แล้วแต่ความเร็ว หลังจากนั้นจะผ่าน Non-inverting Amplifier ที่มี gain=2 แล้วไปผ่านวงจร Absolute เพื่อให้ค่า PV ที่ได้มีค่าบวกเสมอ สัญญาณทั้งสองจะผ่าน T1B ซึ่งเป็นวงจร Error Amplifier แล้วไปผ่าน T1A ซึ่งเป็นวงจร P control เอาท์พุทของ T1A จะถูกแบ่งไปเป็น 2 ทาง โดยทางแรกจะส่งไปยังขา 9 ของ TIC ซึ่งเป็นวงจร Summer และอีกทางหนึ่งจะส่งไปที่ T1D ซึ่งเป็นวงจร I Control แล้วเอาท์พุทที่ขา 14 ของ T1D ก็จะส่งต่อไปยังวงจร Summer ที่ขา 10 ของ TIC

##### การคำนวณ

$$\text{กำหนด } k_p = 7, \text{ rate} = \frac{7V_{\text{error}}}{\text{sec}}$$

$R_2$  เป็น R ปรับค่าได้ โดยใช้ค่า = 100 k $\Omega$  และจากการทดลองเราจะได้ค่า  $R_2 = 22 \text{ k}\Omega$

ที่ U1 เป็น difference amplifier ได้  $V_{\text{error}} = V_{\text{sp}} - V_{\text{pv}}$

ที่ U2 เป็น propotional Controller เป็น inverting amplifier มี gain กำหนดมา  $k_p = 7$

$$\text{จาก } k_p = \frac{R_2}{R_1} \therefore R_1 = \frac{R_2}{k_p} = \frac{22 \text{ k}}{7} = 3.3 \text{ k}\Omega$$

ที่ U3 เป็น ramp generator มี rate กำหนดมา = 3

$$\text{rate} = \frac{v}{t} = \frac{v}{RC}$$

$$V = k_p \cdot V_{\text{error}}$$

$$V = \frac{k_p \cdot V_{\text{error}}}{RC} = \frac{3V_{\text{error}}}{\text{sec}}$$

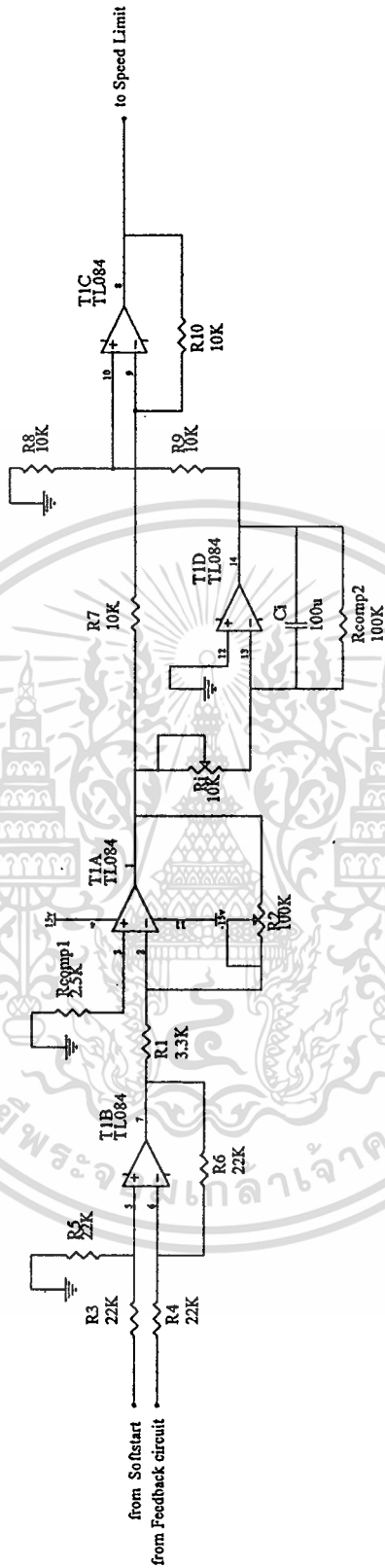
$$\therefore t = R_i R_r = \frac{3}{k_p} = \frac{3}{3} = 1 \text{ sec}$$

$$\text{เลือก } R_i = 10 \text{ k}\Omega \therefore C_i = \frac{1}{10 \text{ k}\Omega} = 100 \mu\text{F}$$

$R_{\text{comp } 1} = R_1 // R_2 = 3.3 \text{ k}\Omega // 22 \text{ k}\Omega = 2.8 \text{ k}\Omega \therefore$  เราเลือกใช้ค่า  $R_{\text{comp } 1} = 2.5 \text{ k}\Omega$  แทน

$R_{\text{comp } 2}$  เนื่องจากเป็นแบบ Bipolar Amp จึงต้องมี เพราะ bipolar กระแส bais มากพอที่จะ charge  $C_i$  แม้ไม่มี error voltage โดย  $R_{\text{comp } 2} > 10 R_i \therefore$  เราอาจเลือก 100k, 200k, 500k

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ **รูปที่ 3.7 PI Speed Controller** ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5. Speed Limit

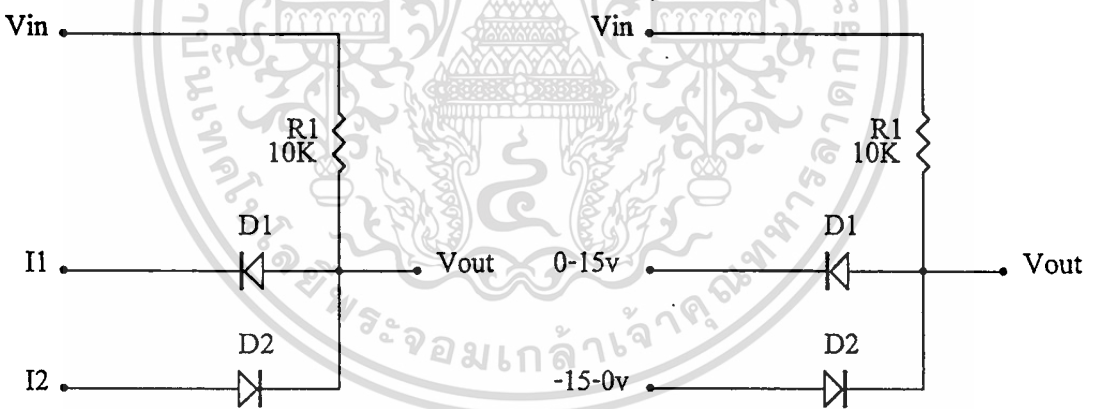
วงจรนี้ทำหน้าที่จำกัดแรงดันที่มาจาก PI Speed Controller ไม่ให้มีค่ามากเกินไป ซึ่งจะเป็นการจำกัดความเร็วของมอเตอร์นั่นเอง โดยที่เอาต์พุตที่ออกจาก PI Speed Controller นั้นจะสามารถเป็นได้ทั้งค่าบวกและค่าลบ แต่เราต้องการให้เอาต์พุตที่เป็นค่าบวกเท่านั้น ดังนั้นเราสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_{o/p} \begin{cases} = 15x & \text{เมื่อ } V_{i/p} > 15x \\ = V_{i/p} & \text{เมื่อ } < V_{i/p} < 15x \\ = 0 & \text{เมื่อ } V_{i/p} < 0 \end{cases}$$

โดยที่  $x$  คืออัตราส่วนของการปรับ Pot1 และ  $x$  มีค่าอยู่ตั้งแต่ 0 ถึง 1

### หลักการทำงาน

อาศัยหลักการ bias ของ diode ในรูปที่ 3.8 มาใช้ ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ 3.8 วงจรสมมูลของวงจร Speed Limit

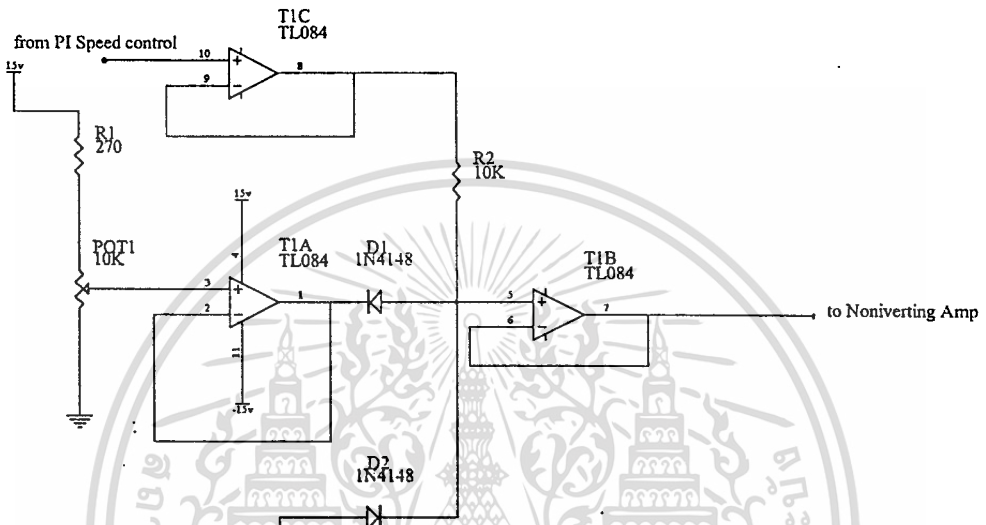
แรงดันอินพุตที่เข้ามามีค่าอยู่ระหว่าง +15V ถึง -15V จากรูปจะเห็นได้ว่า ในช่วง 0 ถึง 15V  $D_2$  จะได้รับ Reverse bias ทำให้  $D_2$  ไม่นำกระแส สมมติว่าเรากำลังค่าแรงดันของ  $I_1$  ไว้ 10V. เมื่อป้อนแรงดันอินพุตอยู่ระหว่าง 0 ถึง 10V จะเห็นว่า  $D_1$  จะถูก Reverse bias ทำให้ไม่นำกระแส ฉะนั้นแรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับอินพุต แต่เมื่อแรงดันอินพุตมากกว่าค่าที่ตั้งไว้คือ  $V_{in} > 10V$   $D_1$  จะถูก Forward bias ทำให้  $D_1$  ลัดวงจรเอาต์พุตที่ได้จะเท่ากับแรงดันที่ตั้งไว้คือ 10 V. สำหรับในช่วง 0 ถึง -15V นั้นจะเห็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์เพื่อการเรียนการสอน เมื่อผู้ใดเห็นไปใช้ประโยชน์ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ว่า  $D_1$  จะได้รับ Reverse bias ส่วน  $D_2$  จะ bias อย่างไม่ขึ้นอยู่กับการตั้งไว้ หลักการก็เช่นเดียวกันกับที่ได้อธิบายมาแล้ว

ในวงจรจริงนั้นจะใช้ Opamp ทำหน้าที่คล้ายกับหลักการ bias diode โดยต่อเป็น buffer และรับอินพุตจาก Pot<sub>1</sub> ซึ่งตั้งค่าแรงดันไว้ตามต้องการ ดังรูปที่ 3.9



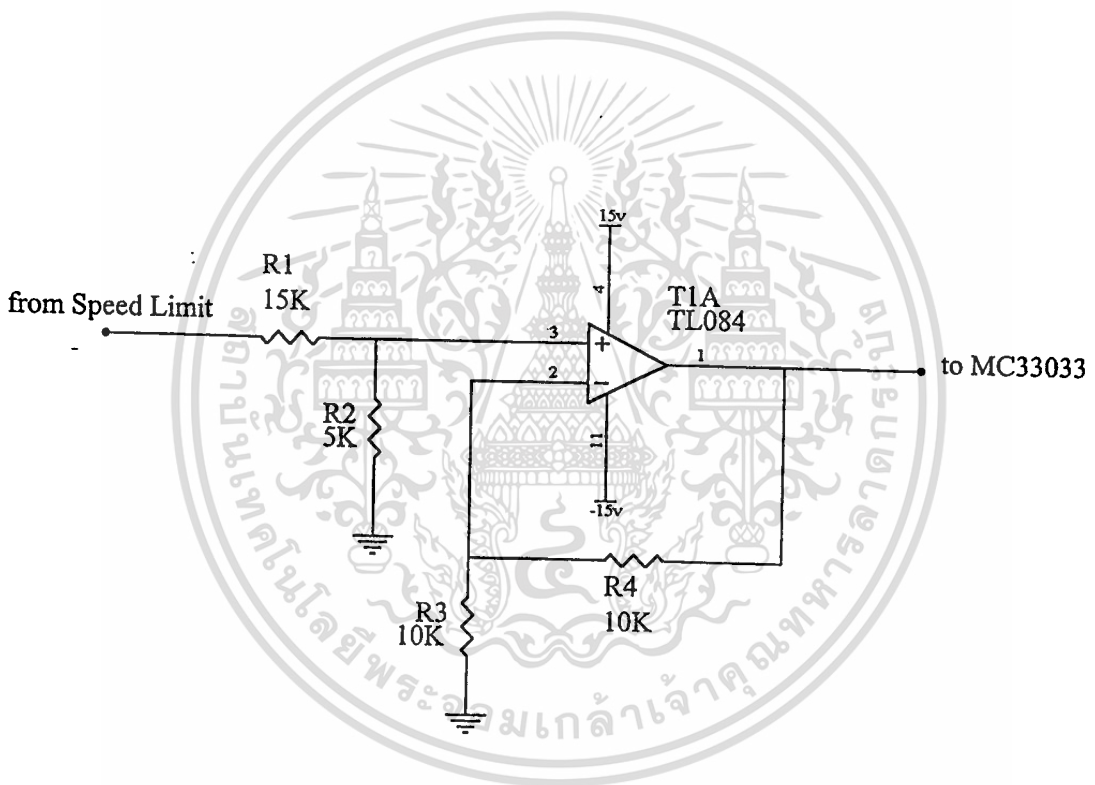
รูปที่ 3.9 Speed Limit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 6. Attenuator

วงจรนี้มีหน้าที่ลดแรงดันที่มาจาก Speed Limit ให้เหลือค่าประมาณ 0 – 6.25V เพื่อที่จะป้อนต่อไปยังขา 9 ของ IC MC33033 เหตุที่ต้องมีวงจรนี้ขึ้นมาก็เนื่องจากว่า MC33033 ที่ขา 9 นั้นสามารถรับแรงดันได้มากที่สุดเพียงแค่ 6.25V เท่านั้น แต่วงจร Speed Limit นั้นสามารถให้อาท์พุทได้สูงถึงประมาณ 15V ดังนั้นจึงต้องมีวงจรนี้เพื่อปรับลดแรงดันลงมาให้สามารถใช้กับ MC33033 ได้ ในส่วนวงจรมันใช้วงจรแบบ Non-inverting Amplifier ที่มี gain ประมาณ  $\frac{1}{2}$  เพื่อให้ได้อาท์พุทตามกำหนด

$$V_{out} = \frac{1}{2} V_{in}$$

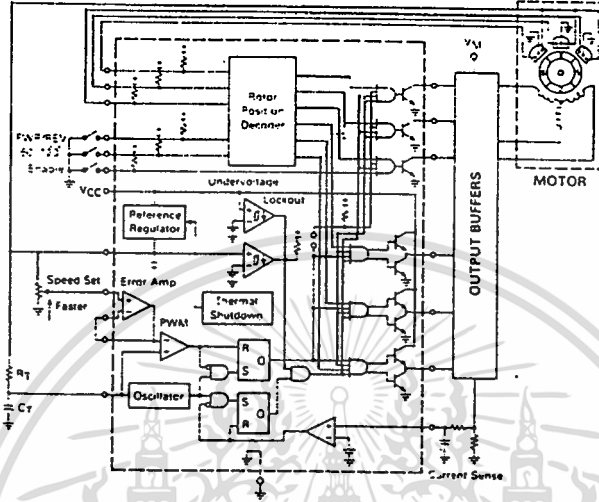


รูปที่ 3.10 Non-inverting Amplifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 7. MC 33033 Controller

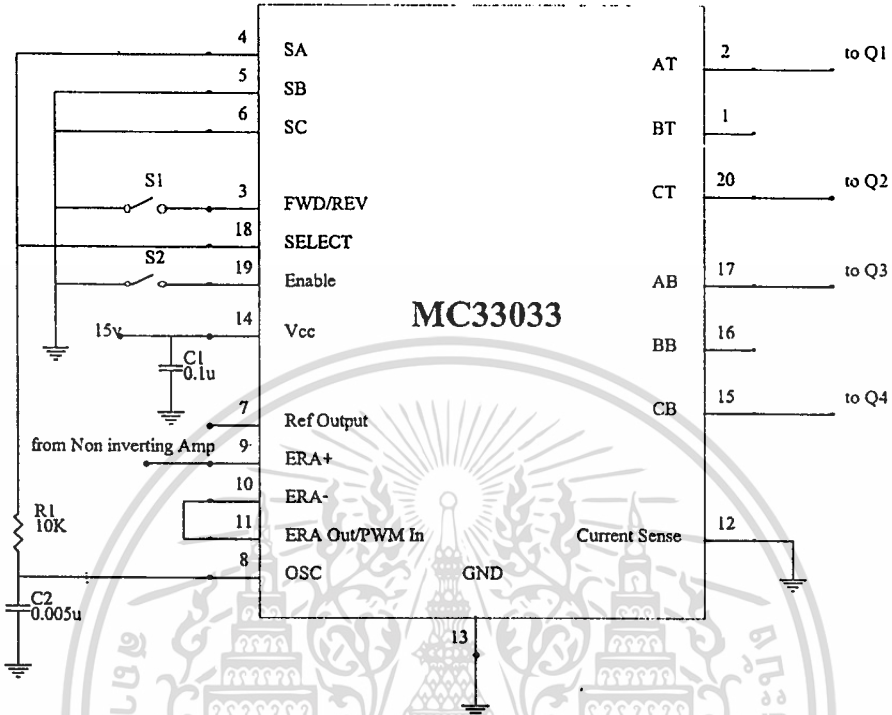
MC33033 เป็น IC ที่มี function ในการ Drive Motor ทั้ง DC และ AC ซึ่ง MC 33033 มีโครงสร้างภายใน ดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 โครงสร้างภายใน

วงจรมีหน้าที่ในการสร้าง PWM เพื่อที่จะนำไป Drive ตัว MOSFET ซึ่ง MC33033 นั้นสามารถเปลี่ยนแปลง Duty Cycle ของ PWM ได้ตามแรงดันที่เปลี่ยนแปลงไปในส่วนของการทำงานขา 8 จะถูกต่อกับ R<sub>1</sub> และ C<sub>1</sub> ซึ่งจะเป็นตัวกำหนด Oscillator Frequency ในที่นี้เราจะใช้ R<sub>1</sub> = 10k และ C<sub>1</sub> = 0.005 $\mu$ F จะได้ PWM ความถี่ที่ใช้งานประมาณ 25 kHz ความเร็วของมอเตอร์จะถูกควบคุมโดยสัญญาณที่มาจาก Non-inverting Amplifier ซึ่งจะมาเข้าที่ขา 9 ซึ่งเป็นขาบวกของ Error Amp แล้วจะนำสัญญาณนี้ไปสร้างเป็น PWM เมื่อไป Drive ตัว MOSFET IC ตัวนี้มี ขา 3 ทำหน้าที่เป็น Forward/Reverse คือ เมื่อต้องการให้ Motor หมุน ไปด้านหน้า ขา 3 จะถูกปล่อยไว้ แต่ถ้าต้องการให้ Motor หมุนไปข้างหลัง ขา 3 ก็จะถูกต่อลง ground , ขา 12 จะเป็นตัว Current Limit แต่เราจะต่อขา 12 ลง ground เพื่อจะได้เป็นการไม่จำกัดกระแส ในส่วนขา 19 ซึ่งเป็นขา Enable จะถูกปล่อยไว้เพื่อให้ IC นี้ทำงานตลอดเวลา แต่ถ้าต้องการให้ Motor หยุดหมุน ก็จะต้องขา 19 ลง ground ทางด้านเอาต์พุตจะใช้ขา 2,20 ต่อกับ P-Channel MOSFET ส่วนขา 15 และ 17 ต่อกับ N-Channel MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

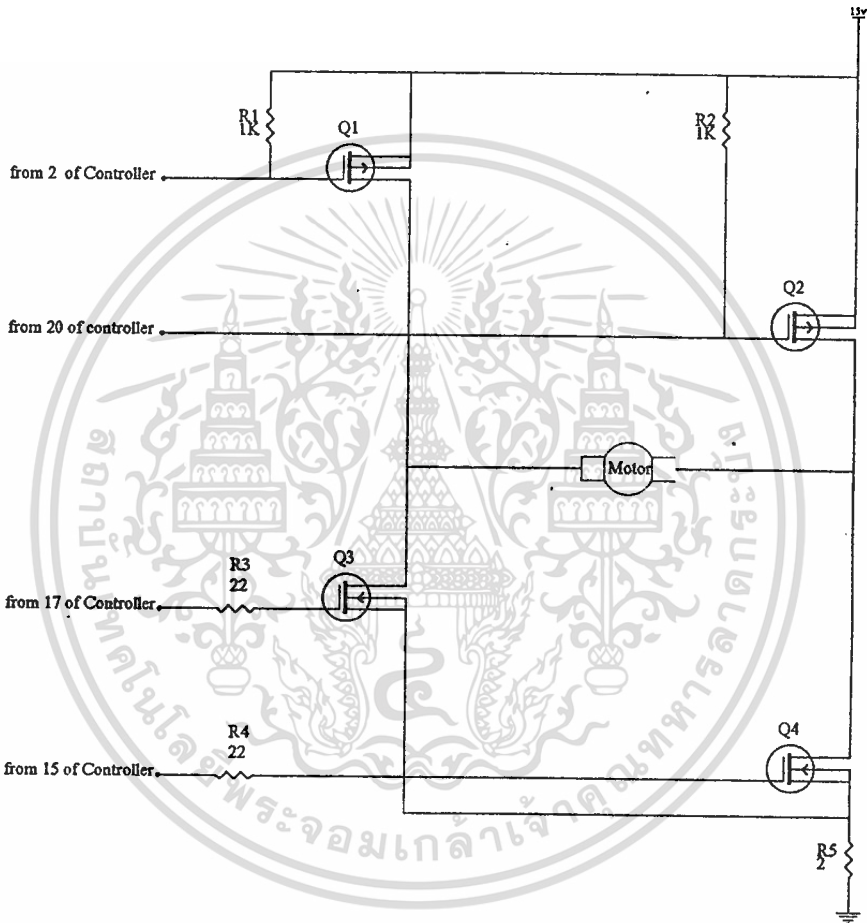


รูปที่ 3.12 MC33033 Controller

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 8. Driver

วงจรนี้จะทำหน้าที่ในการ Driver Motor โดยจะใช้ MOSFET ชนิด P-Channel และ N-Channel อย่างละ 2 ตัว ในการทำงานนั้นจะสลับกันทำงาน โดยที่  $Q_1$  จะทำงานพร้อมกับ  $Q_4$  ซึ่งในเวลาเดียวกัน  $Q_2$  กับ  $Q_3$  จะ off ต่อมา  $Q_1$  กับ  $Q_4$  จะ off ส่วน  $Q_2$  กับ  $Q_3$  จะ on แทน



รูปที่ 3.13 Driver

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

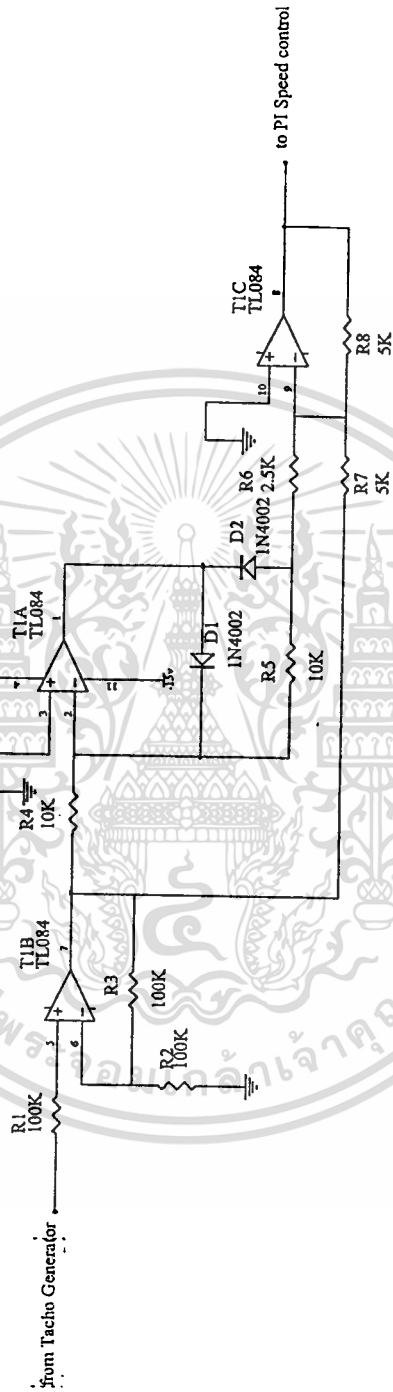
## 10. Gain feedback of speed transducer &

### 11. Absolute Circuit

วงจรนี้ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่ออกมาจาก Tacho Generator และพร้อมทั้งทำให้ค่าที่ขยายแล้วเป็นค่าบวกทั้งหมด ก่อนที่จะส่งไปยัง PI Speed Controller เพื่อนำไปควบคุมความเร็วมอเตอร์ต่อไป

#### หลักการทำงาน

สัญญาณที่ออกมาจาก Tacho Generator จะเข้ามายัง Non-inverting Amplifier ที่ขา 5 ของ T1B เพื่อขยายสัญญาณ โดยมี  $gain \approx 2$  หลังจากนั้นจะเข้าไปยังวงจร Absolute ที่ขา 9 ของ T1C ซึ่งถ้าสัญญาณเป็นบวก  $D_1$  จะถูก Reverse bias ทำให้สัญญาณไม่สามารถผ่าน  $D_1$  ไปได้ ดังนั้นสัญญาณจะผ่านไปทาง  $R_5$  และ  $R_7$  และเข้าที่ ขา 13 ของ T1D ซึ่งจะไป Summing กับสัญญาณที่มาจาก amplifier โดยตรง และเอาท์พุทของ T1D จะได้เท่ากับสัญญาณอินพุทที่เข้าวงจร Absolute แต่ถ้าสัญญาณจาก Tacho Generator เป็นลบ เมื่อผ่านเข้าสู่วงจร Absolute ที่ขา 9 ของ T1C แล้ว  $D_1$  จะถูก Forward bias พร้อมกับ  $D_2$  จะทำให้สัญญาณผ่านทาง  $D_1, D_2$  และ  $R_6$  เพื่อที่จะเข้าไปที่ ขา 13 ของ T1D และสัญญาณนี้จะไป Summing กับสัญญาณที่มาจาก amplifier โดยตรง เช่นเดียวกับสัญญาณที่เป็นบวก ดังนั้นจะได้เอาท์พุทของ T1D เท่ากับ ขนาดของแรงดันที่ถูกป้อนเข้ามาที่วงจร Absolute แต่จะมีเฟสตรงข้ามกัน



รูปที่ 3.14 Noninverting Amplifier & Absolute Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การออกแบบ Display (ส่วนแสดงผล)

ใช้หลักการป้อน pulse เข้า counter หมายเลข 4553 ไรต์สBCD ออกมาจากนั้นผ่าน IC 14543 แปลง BCD เป็น Decimal (ฐานสิบ)

ในการออกแบบจะพิจารณา 3 ส่วน

### 1. ส่วนที่ใช้ขับใช้ V-to-F โดยใช้ ICLM331

ได้  $f$  มีความเป็น linear ตาม voltage

แรงดัน input = 10V. มีช่วงความถี่ 10Hz-11kHz

$$f_{out} = \frac{V_{in}}{2.09} \times \frac{R_s}{R_I} \times \frac{1}{R_f C_f}$$

เนื่องจาก  $V_{in}$  มีค่าจาก Tacho Gen ซึ่ง  $|V_{tacho}| < 8$

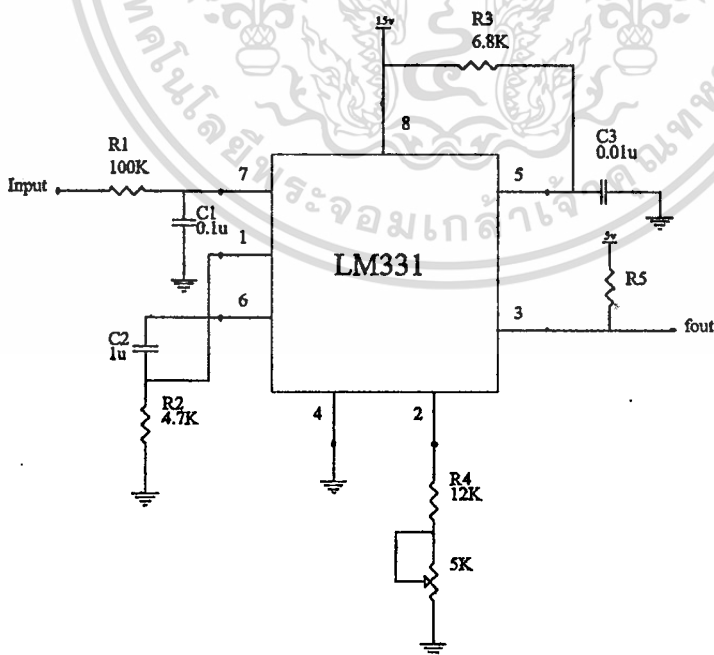
และ  $R_s$  มีค่า 12k-17k จึงมีช่วงการทำงานดังนี้

$$R_s = 12k \therefore f_{out} = \frac{V_{in}}{2.09} \times \frac{12k}{100k} \times \frac{1}{6.8 \times 0.01\mu} = 884.357V_{in}$$

เนื่องจาก  $V_{in} = 0-8V$  เพราะฉะนั้น  $f_{out} = 0-6.75kHz$

$$R_s = 17k \therefore f_{out} = \frac{V_{in}}{2.09} \times \frac{17k}{100k} \times \frac{1}{6.8 \times 0.01\mu} = 1196.17V_{in}$$

เนื่องจาก  $V_{in} = 0-8V$  เพราะฉะนั้น  $f_{out} = 0-9.57kHz$

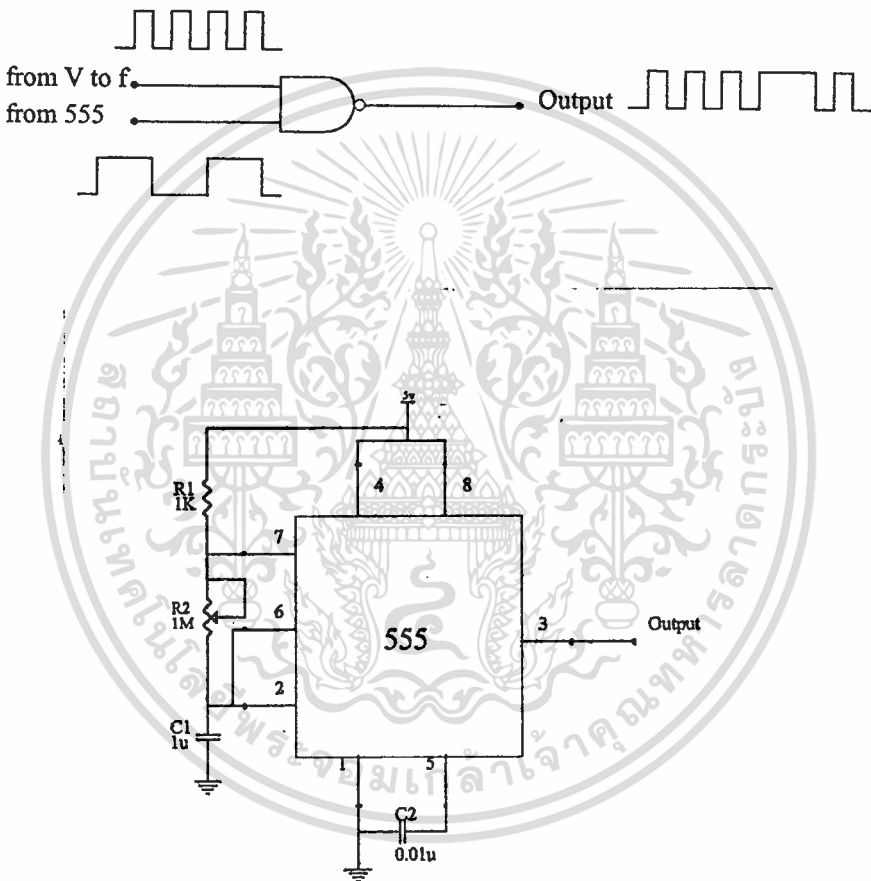


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะของโรงเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2. การออกแบบส่วน โดยใช้ 555

เนื่องจากตอนนี้เรายังไม่ทราบความถี่รอบ ที่ 15V ซึ่ง หมุนเร็ว เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ เรา จะกำหนดความเร็วที่เป็นไปได้ คือ 600 , 1000, 3000 รอบ/นาที

อาศัยหลักการนำสัญญาณความถี่ต่ำจาก 555 ไป AND กับ  $f_{out}$  ของ V- to- F และผ่าน ขา Clock ของ Counter



รูปที่ 3.16 วงจร 555

ได้

$$f_{555} = \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C} = \frac{1.44}{(1k + 2R_B)10^{-6}}$$

$$D = \frac{R_B}{R_A + 2R_B}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้  $R_B$  เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 $R_B \gg R_A \therefore D \cong \frac{R_B}{2R_B} = 0.5 = 50\%$   
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 \text{ความเร็วรอบที่วัดได้} &= \frac{f_{v-l-F}}{f_{555}} \times D \\
 &= \frac{9.57k}{f_{555}} \times 0.5 \\
 &\therefore \frac{9.57k \times 0.5}{\text{motor speed}}
 \end{aligned}$$

$$\text{ถ้า } V_{\max} = 600 \text{ รอบ/นาที} = (9.5k \times 0.5) / 600 = 7.98 \text{ Hz}$$

$$\text{ถ้า } V_{\max} = 1000 \text{ รอบ/นาที} = (9.5k \times 0.5) / 1000 = 4.79 \text{ Hz}$$

$$\text{ถ้า } V_{\max} = 3000 \text{ รอบ/นาที} = (9.5k \times 0.5) / 3000 = 1.60 \text{ Hz}$$

และจาก

$$\begin{aligned}
 f_{555} &= \frac{1.44}{(R_A + 2R_B)C} = \frac{1.44}{(1k + 2R_B)10^{-6}} \\
 R_B &= \left( \frac{\frac{1.44}{f_{555} \times 10^{-6}} - 1k}{2} \right)
 \end{aligned}$$

ที่ 600 รอบ/นาที

$$R_B = \left( \frac{\frac{1.44}{7.98 \times 10^{-6}} - 1k}{2} \right) = 90.75k\Omega$$

ที่ 1000 รอบ/นาที

$$R_B = \left( \frac{\frac{1.44}{4.79 \times 10^{-6}} - 1k}{2} \right) = 150k\Omega$$

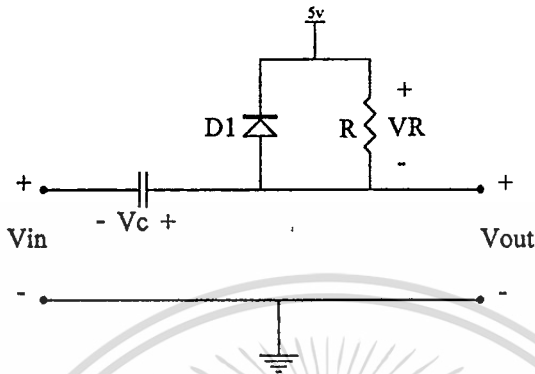
ที่ 3000 รอบ/นาที

$$R_B = \left( \frac{\frac{1.44}{1.6 \times 10^{-6}} - 1k}{2} \right) = 449.5k\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. การสั่งให้ Counter ทำการ Latch ข้อมูลหลักการนับ และนับใหม่

3.1 การ latch ข้อมูลหลังจากการนับข้อมูลทำได้โดยป้อนสัญญาณขาลงไปที่ trig ที่ขา LE ของ counter ซึ่งเราได้ออกแบบไว้ดังนี้



$V_{in}$  มาจาก IC 555

เมื่อ input  $V_{in} = 5V$  ได้  $V_c = 0$

เมื่อ  $V_{in} = 0V$  ค่า  $V_c$  จะเปลี่ยนจาก 0 เป็น  $V_{cc} = 5V$

จาก  $V_{out} = V_{in} + V_c$

$V_{out} =$

$=$



$\therefore$  ได้สัญญาณ trig ขาลงตามต้องการจริง

เมื่อ input เปลี่ยนจาก 0V เป็น 5V  $\therefore V_{out} = V_{in} + V_c$

$$= 5 + 5 = 10$$

ซึ่ง 10V จะคายลงไดโอดอย่างรวดเร็ว ซึ่งจริงๆ VO จะไม่ขึ้นไปถึง 10V เพราะจะไหลผ่านไดโอด

ก่อน  $V_{in}$  จะถึง 5V คือ  $V_{in}$  ขึ้นเป็น 0.6 V เท่านั้น คือ  $V_{out} = 5.6V$

เมื่อ จะ ได้

$V_{in} =$

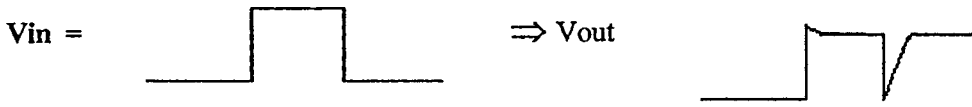


$V_{out} =$



ถึงแม้จะมีการกระชากขึ้น ไปเล็กน้อย  $\approx 0.6V$  แต่ก็ใช้ได้เพราะเราใช้งานที่ขาลงของมัน  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การออกแบบค่า R,C และ Diode



เพื่อให้สามารถทำการ latch ข้อมูลได้  $\tau$  ต้องมีค่าน้อยกว่า  $t_{low}$

$$\tau < t_{low} \text{ ของ 555}$$

เราต้องการคำนวณ  $\tau_{max}$  จากค่า  $(t_{low} \text{ ของ 555})_{min}$

$$t_{low} = 0.695 R_B C$$

ซึ่ง  $t_{low}$  จะ min ที่  $(R_B)_{min}$  คือที่ 600 รอบ/นาที =  $91k\Omega$

$$(t_{low})_{min} = 0.695 * 91k * 10^{-6}$$

$$= 63.25 \text{ ms}$$

$$\therefore \tau_{max} = (t_{low})_{min} = 63.25 \text{ ms}$$

ในการใช้งานจริง  $\tau \ll \tau_{max}$

$$\text{เลือก } \tau = \tau_{max} / 50 = 63.25 \text{ ms} / 50 = 1.27 \text{ ms}$$

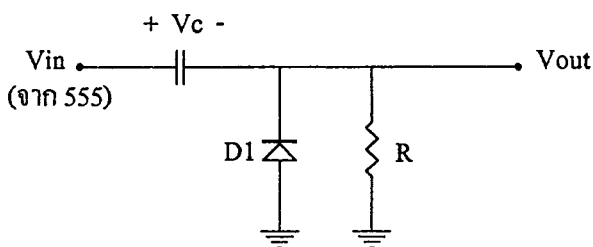
$$\text{จาก } \tau = RC$$

$$\text{เลือก } R = 10k \therefore C = 0.13 \mu F$$

$$\text{เลือก } C = 0.1 \mu F$$

$\therefore$  ใช้  $R = 10k$ ,  $C = 0.1 \mu F$  ส่วน Diode อาจใช้ Power Diode เพราะทำงานที่ความถี่  $< 10\text{Hz}$  ไม่ต้องการคุณสมบัติ Switching ที่ดี

3.2 การนับใหม่ ทำได้โดยป้อนขาขึ้นไปที่ขา RST ของ Counter ซึ่งใช้วงจร ที่ออกแบบไว้ดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
เมื่อ  $V_{in} = 0V$  ได้  $V_c = 0V$   
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $V_{in} = 5V$  ค่า  $V_c$  จะเพิ่มจาก  $0 \rightarrow 5V$

$$V_{out} = V_{in} - V_c$$



เมื่อ  $V_{in}$  เปลี่ยนเป็น  $0V$   $V_{out} = -V_c = -5V$

ซึ่งในทางปฏิบัติ  $V_c$  ไม่ทันถึง  $-5V$  แต่  $-0.6V$  เอง

เมื่อ  $V_{in} =$

ได้  $V_{out} =$

ซึ่งถึงแม้ไม่ได้ แต่สามารถทำงานได้คือ Counter จะพิจารณาขาขึ้นเท่านั้นเอง  
การออกแบบ R,C และ Diode

$V_{in}$   $\Rightarrow$   $V_{out}$

(จาก 555)

เพื่อให้สามารถทำการ Reset คือเริ่มทำการนับใหม่ได้ ต้องเป็นไปตามเงื่อนไข  $\therefore \tau < t_{high}$  ของ 555

$$t_{high} = 0.695 (R_A + R_B)C$$

เนื่องจาก  $R_B \gg R_A$

$$\therefore t_{high} \approx t_{low} = 0.695 R_B * C$$

ซึ่ง  $\tau_{max}$  เกิดที่  $(t_{high})_{min}$

ซึ่ง  $t_{high}$  จะ min ที่  $(R_B)_{min}$  ที่ 600 รอบ/นาที ซึ่ง  $R_B = 91k\Omega$

$$\therefore (t_{high})_{min} = 0.695 * 91k * 10^{-6}$$

$$= 63.25 \text{ ms}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\therefore \tau_{\max} = (t_{\text{high}})_{\min} = 63.25 \text{ms}$$

ในการใช้งานจริง  $\tau \ll \tau_{\max}$

$$\text{เลือก } \tau = \tau_{\max}/50 = 63.25 \text{ms}/50 = 1.27 \text{ms}$$

$$\text{จาก } \tau = RC$$

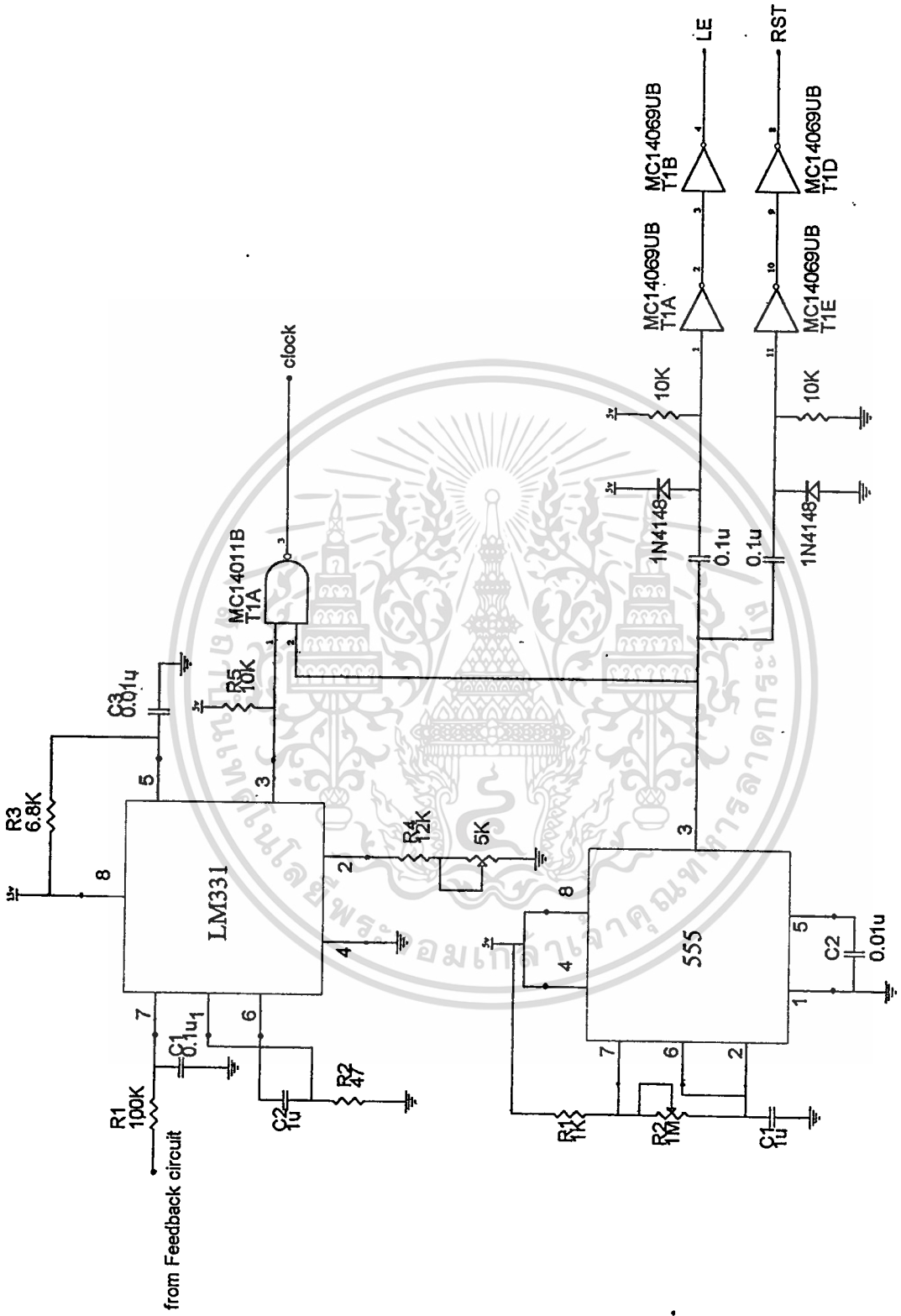
$$\text{เลือก } R = 10 \text{k} \therefore C = 0.13 \mu\text{F}$$

$$\text{เลือก } C = 0.1 \mu\text{F}$$

$\therefore$  ใช้  $R = 10 \text{k}$ ,  $C = 0.1 \mu\text{F}$  ส่วน Diode อาจใช้ Power Diode เพราะทำงานที่ความถี่  $< 10 \text{Hz}$  ไม่ต้องการคุณสมบัติ Switching ที่ดี

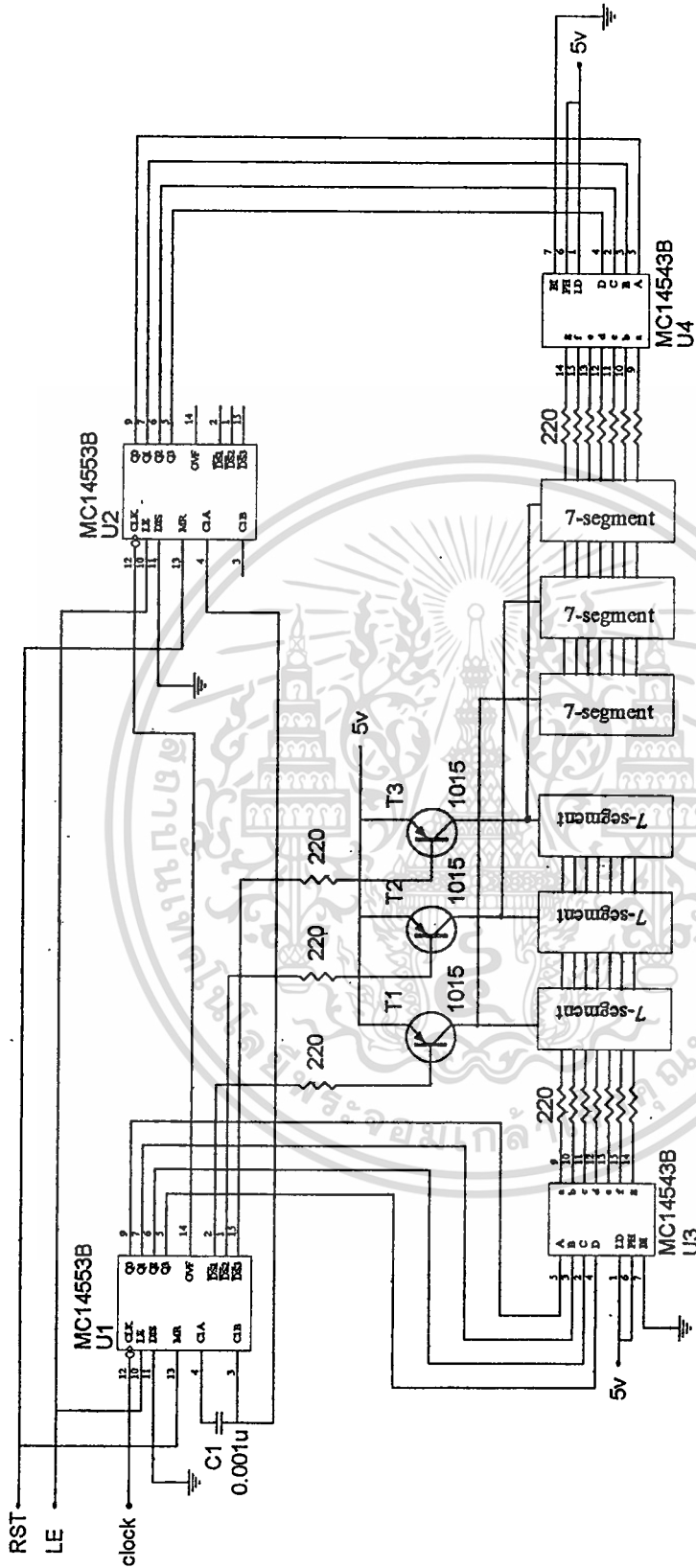


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ทำแปลงเนื้อหาและดัดแปลงข้อมูลถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.17 Display circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้นำไปเผยแพร่หรือลงชื่อผู้ถือลิขสิทธิ์เจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.18 Display circuit (ต่อ)

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลอง

#### 4.1 การวัดค่าความเร็วค่าต่าง ๆ ทั้งในขณะ No load และขณะ take load (250 g)

การทดลองนี้จะใช้การปรับความเร็วไปค่าต่างๆ โดยจะใช้ Tacho Meter เป็นเครื่องวัดความเร็วเป็นหลัก และจะดูความเร็วจาก Display ที่สร้างขึ้นด้วย เพื่อมาเปรียบเทียบกัน ส่วนในขณะ that take load (ซึ่ง load ของเรานั้นมีค่า  $\approx 250$  g) แล้วก็จะวัดค่าความเร็วโดยใช้ทั้ง Tacho Meter และ Display เพื่อนำมาเปรียบเทียบกันด้วย ซึ่งผลการทดลองได้แสดงอยู่ในตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองวัดค่าความเร็วค่าต่าง ๆ ในขณะ No load และขณะ Take load

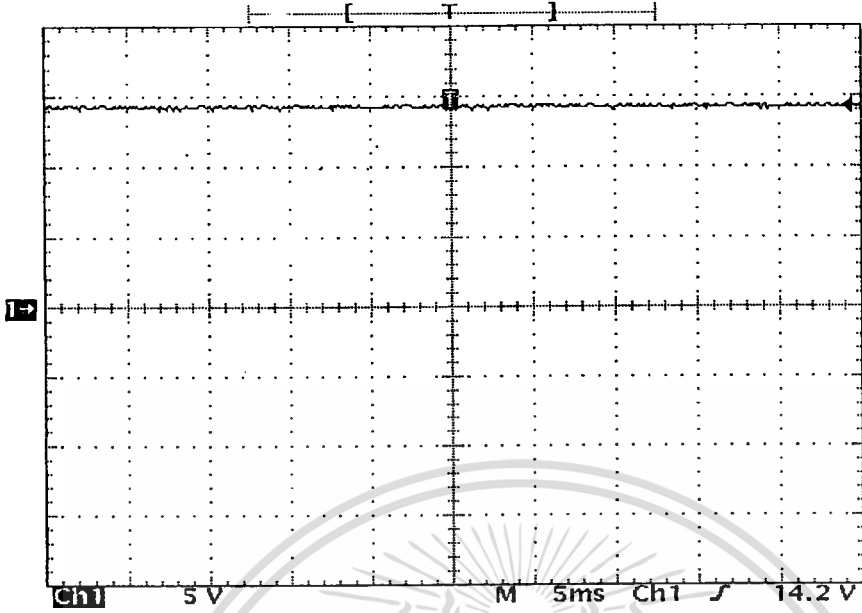
No load		Loaded	
Speed ที่ดูจาก Tacho Meter (rpm)	Speed ที่ดูจาก Display (rpm)	Speed ที่ดูจาก Tacho Meter (rpm)	Speed ที่ดูจาก Display (rpm)
1668	1616	840	875
1403	1350	840	820
1200	1165	787	760
1000	951	783	770
800	776	770	710
609	591	595	586
408	400	402	400
200	198	192	198
100	100	83	85

#### 4.2 การวัด Duty Cycle ของ PWM ที่ความเร็วต่างๆทั้งในขณะ No load และขณะ Take load

การทดลองนี้จะคล้ายกับการทดลองที่ 4.1 และจะทำไปพร้อมกับการทดลองที่ 4.1 ด้วย โดยที่เราจะปรับความเร็วไปค่าต่าง ๆ แล้วจะวัดสัญญาณของ PWM ที่ขา 17 ของวงจร MC 33033 เพื่อที่จะดู Duty Cycle ของมัน ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปต่อไปนี้

Tek **Stop**: 10kS/s

6 Acqs

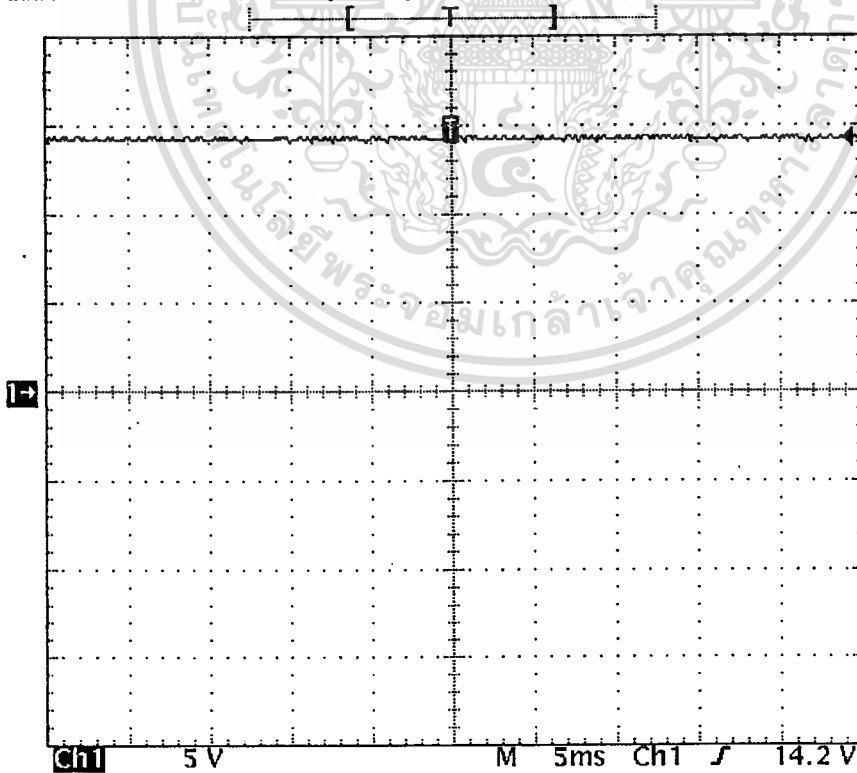
23 Mar 1999  
15:24:36

รูปที่ 4.1 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 1668 rpm และ No Loa

Tek Run: 10kS/s

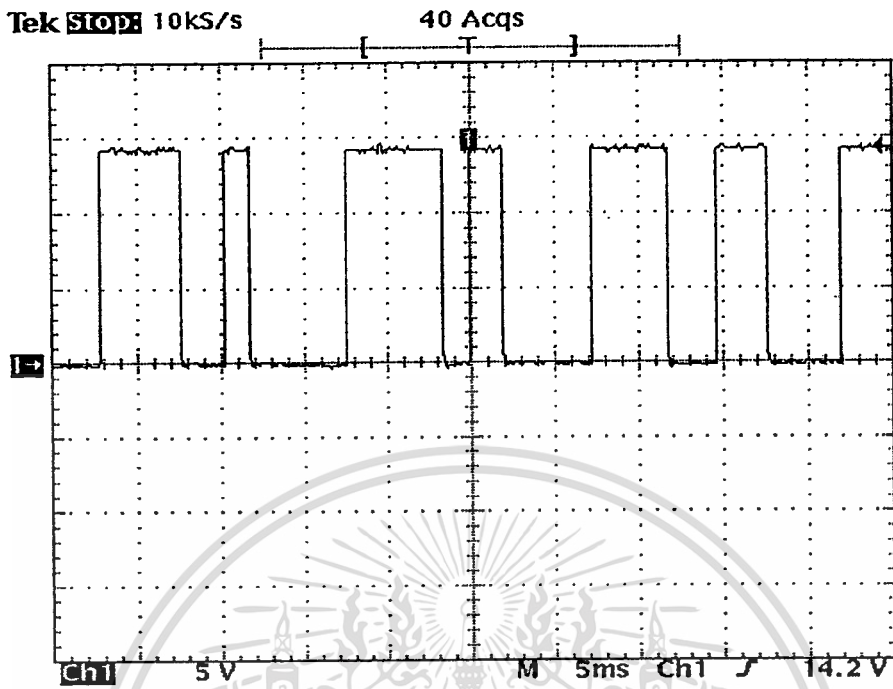
Sample

AUTO

23 Mar 1999  
15:27:03

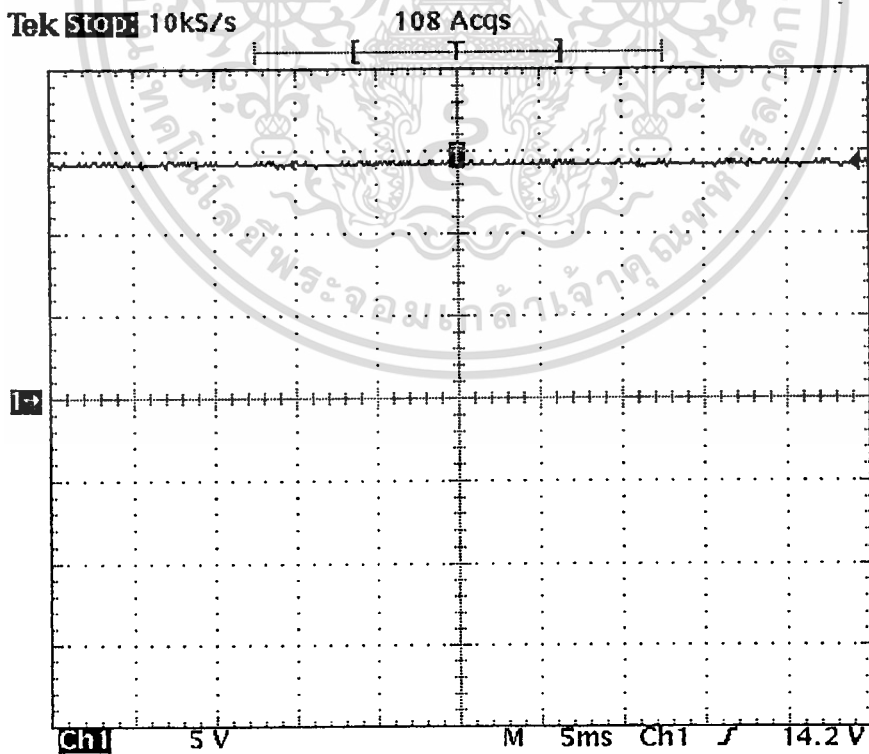
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ รูปที่ 4.2 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 1668 rpm และ Take Load การนำไปใช้



23 Mar 1999  
15:28:49

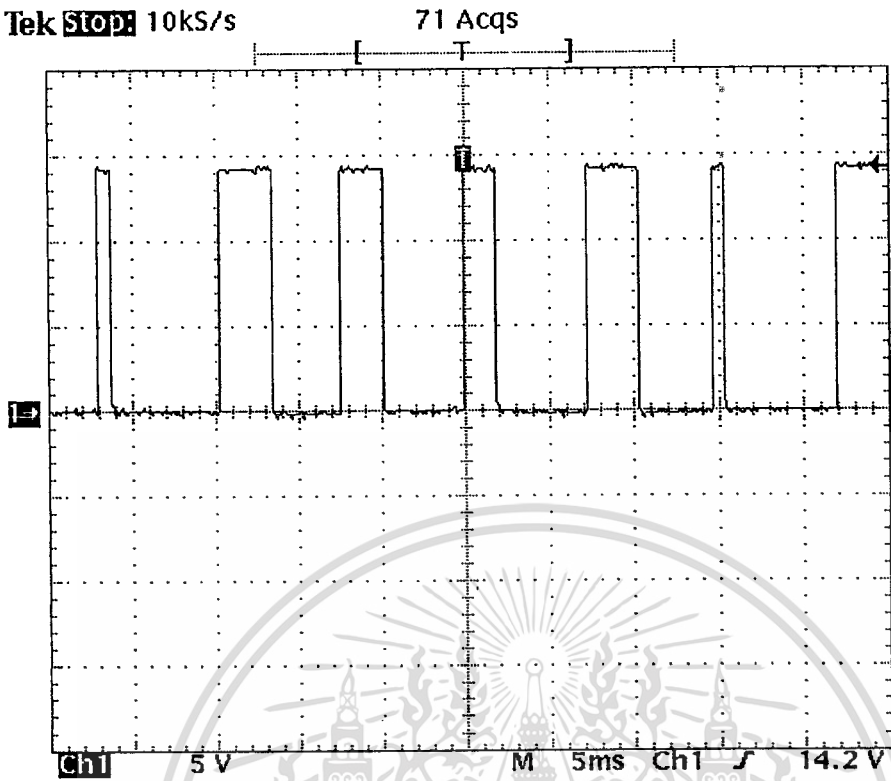
รูปที่ 4.3 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 1403 rpm และ No Load



23 Mar 1999  
15:31:07

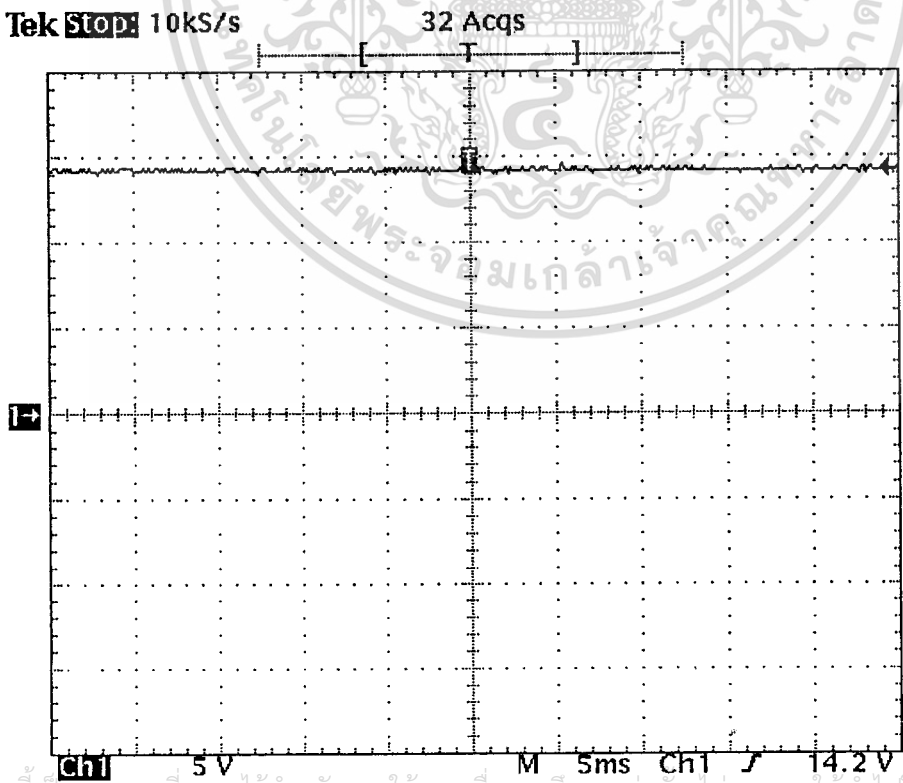
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น หากท่านมีข้อสงสัย กรุณาติดต่อฝ่ายบริการลูกค้าของเรา

รูปที่ 4.4 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 1403 rpm และ Take Load



23 Mar 1999  
15:33:16

รูปที่ 4.5 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 1200 rpm และ No Load



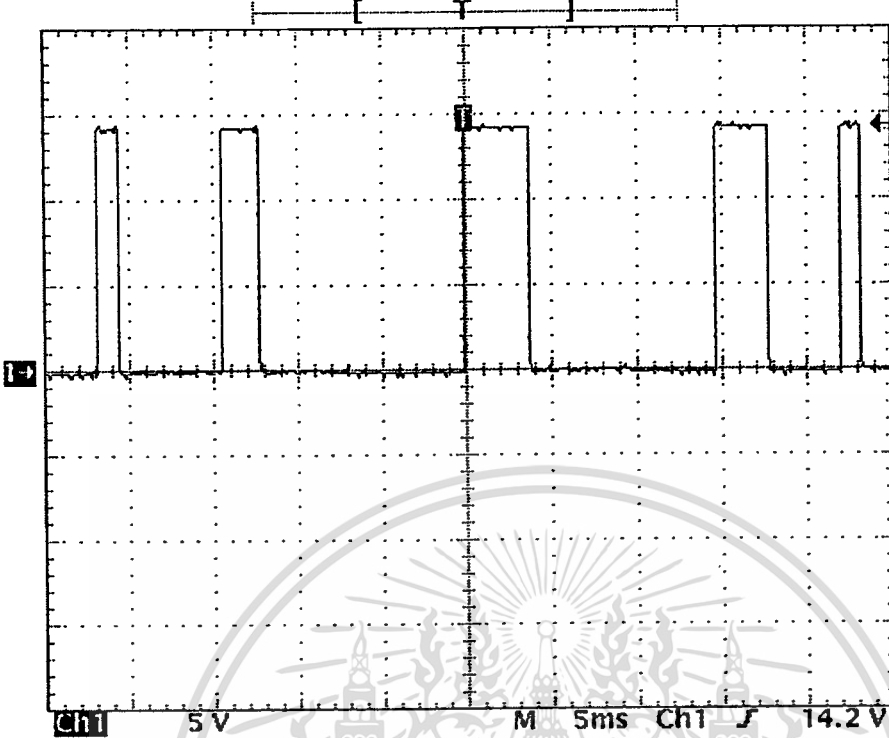
23 Mar 1999  
15:35:23

รูปที่ 4.6 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 1200 rpm และ Take Load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไป  
 ไม่ว่าการถือลิขสิทธิ์ทั้งหมดไว้ให้อุตสาหกรรมไทยอีกที ขอขอบคุณอย่างยิ่งที่การนำไปใช้

Tek Stop: 10kS/s

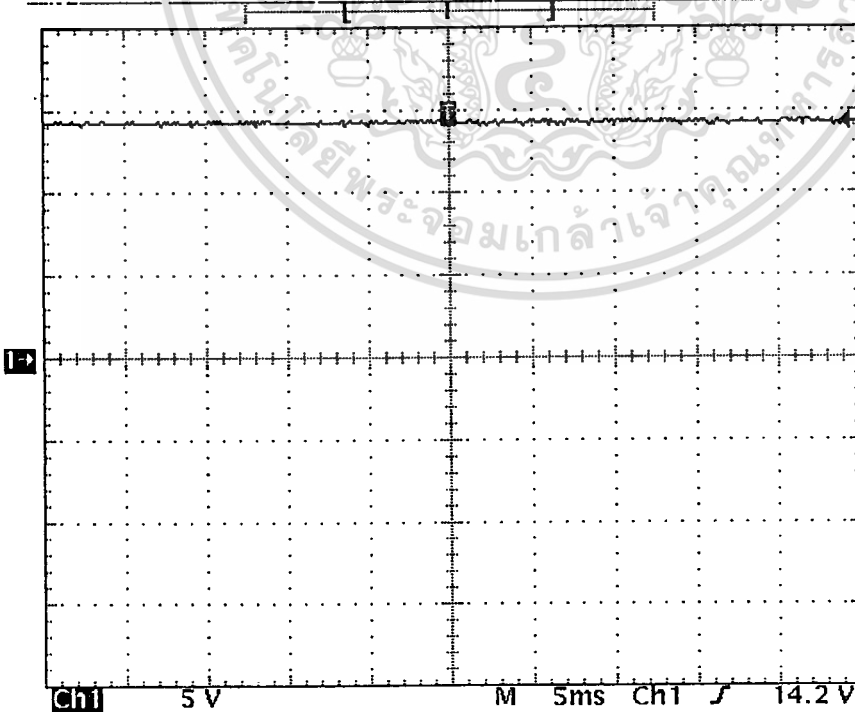
74 Acqs



23 Mar 1999  
15:37:34

รูปที่ 4.7 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 1000 rpm และ No Load

15:45:27



23 Mar 1999  
15:40:26

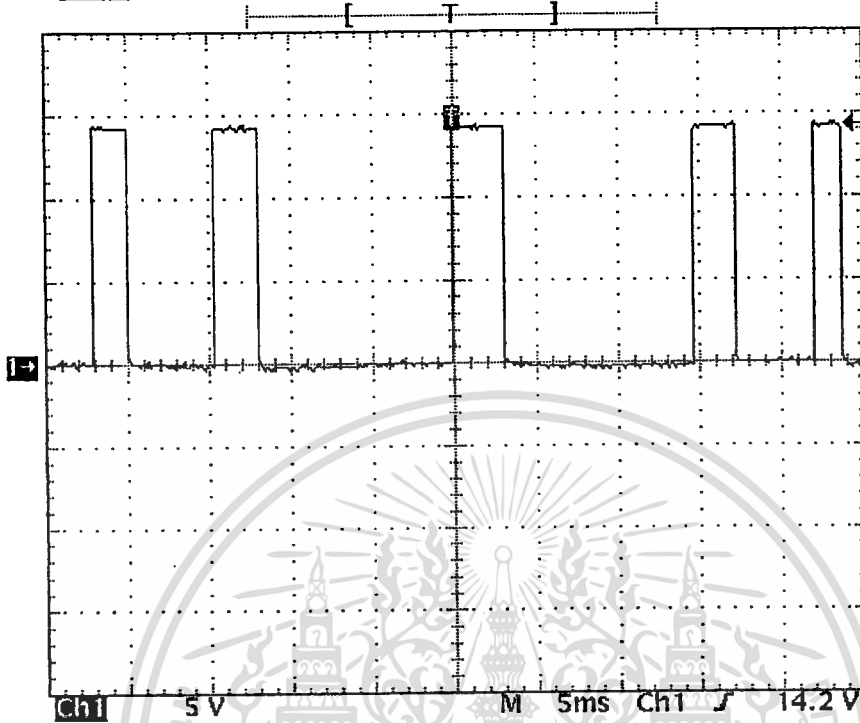
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม ผู้ที่นำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจะมีความผิดตามกฎหมายที่เกี่ยวข้อง

รูปที่ 4.8 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 1000 rpm และ Take Load

Tek **Stop** 10ks/s

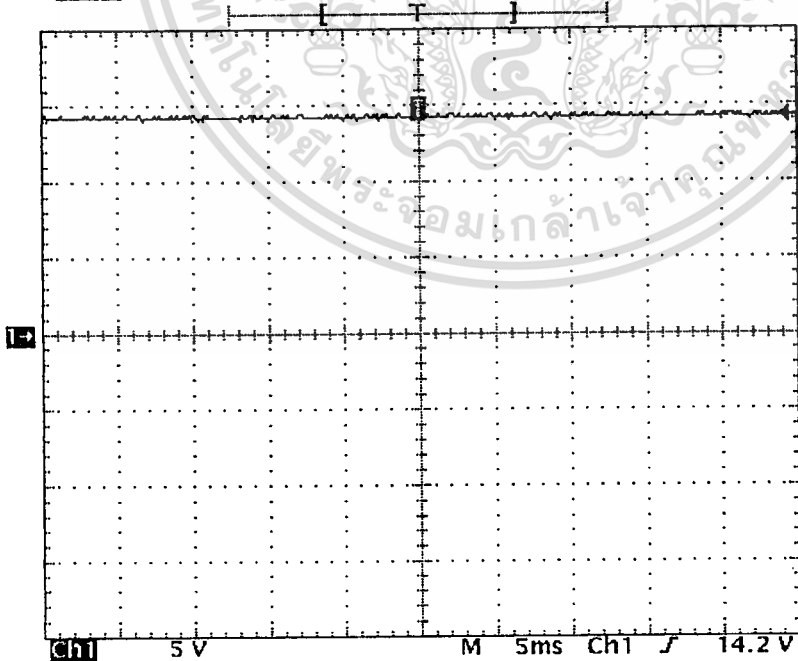
65 Acqs

23 Mar 1999  
15:45:27

รูปที่ 4.9 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 800 rpm และ No Load

Tek **Stop** 10ks/s

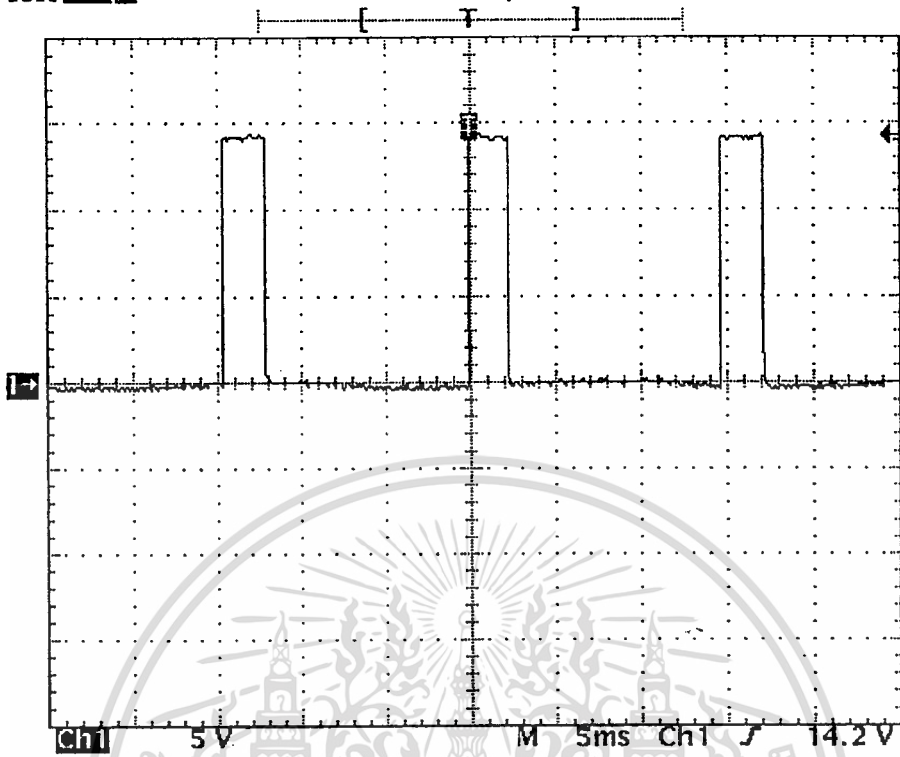
56 Acqs

23 Mar 1999  
15:47:23

เอกสารนี้รูปที่ 4.10 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 800 rpm และ Take Load ยখনด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Tek Stop: 10ks/s

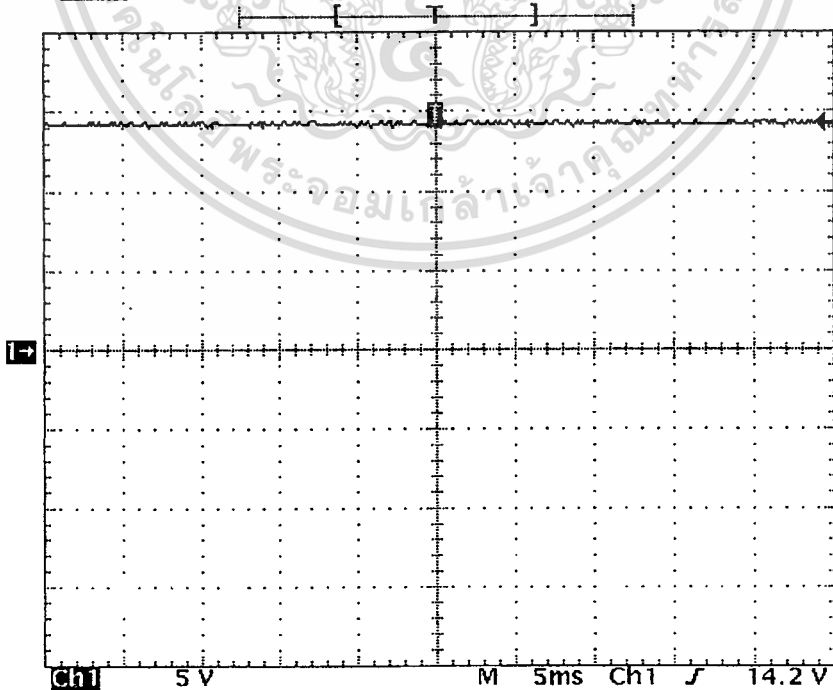
24 Acqs

23 Mar 1999  
15:49:24

รูปที่ 4.11 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 609 rpm และ No Load

Tek Stop: 10ks/s

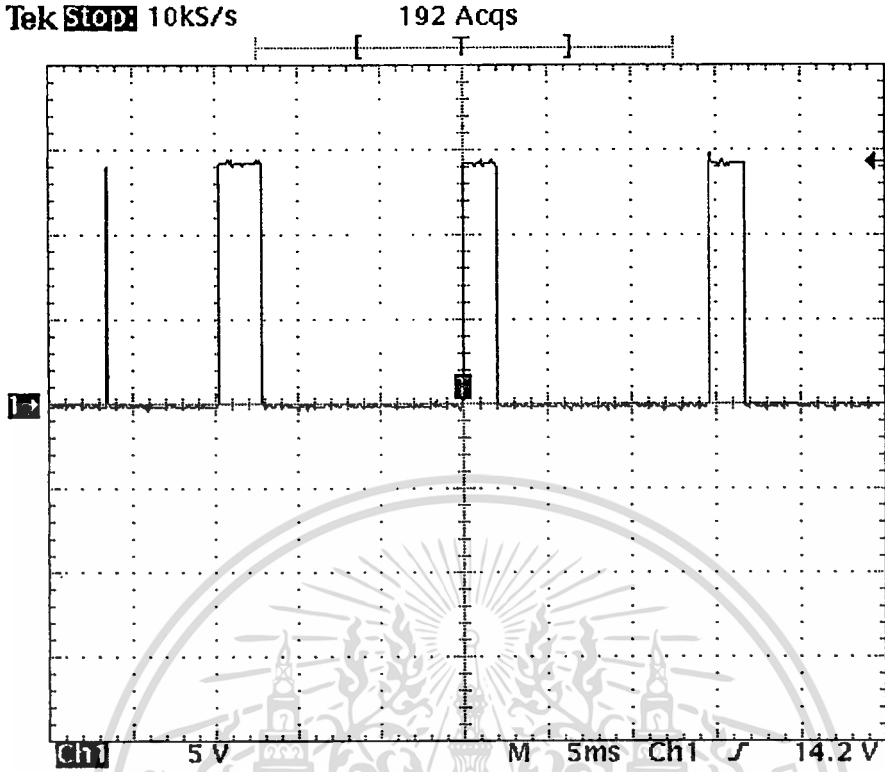
56 Acqs

23 Mar 1999  
15:47:23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้

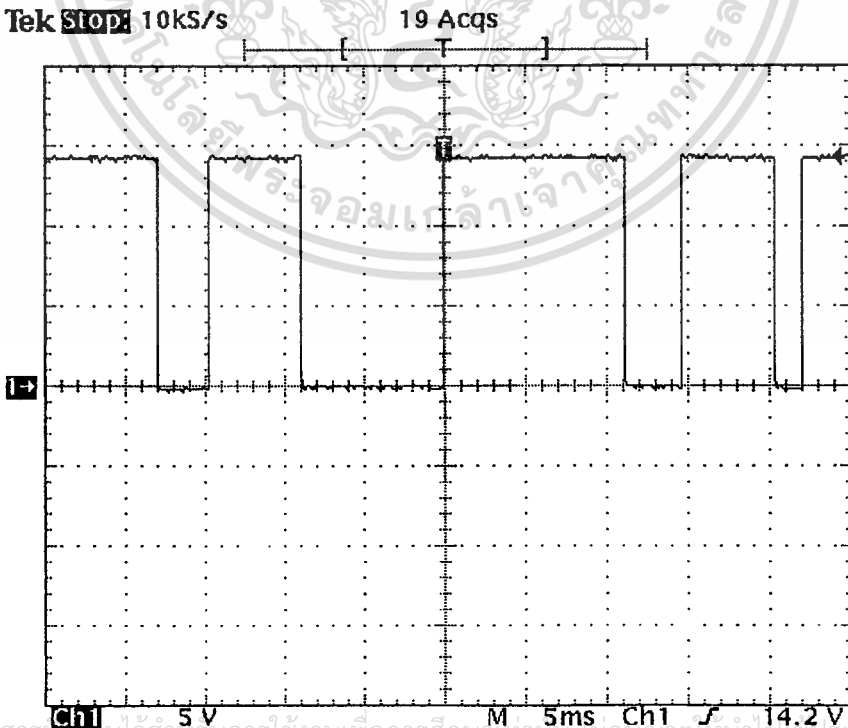
ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม หากมีการนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากผู้จัดทำเอกสารนี้

รูปที่ 4.12 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 609 rpm และ Take Load



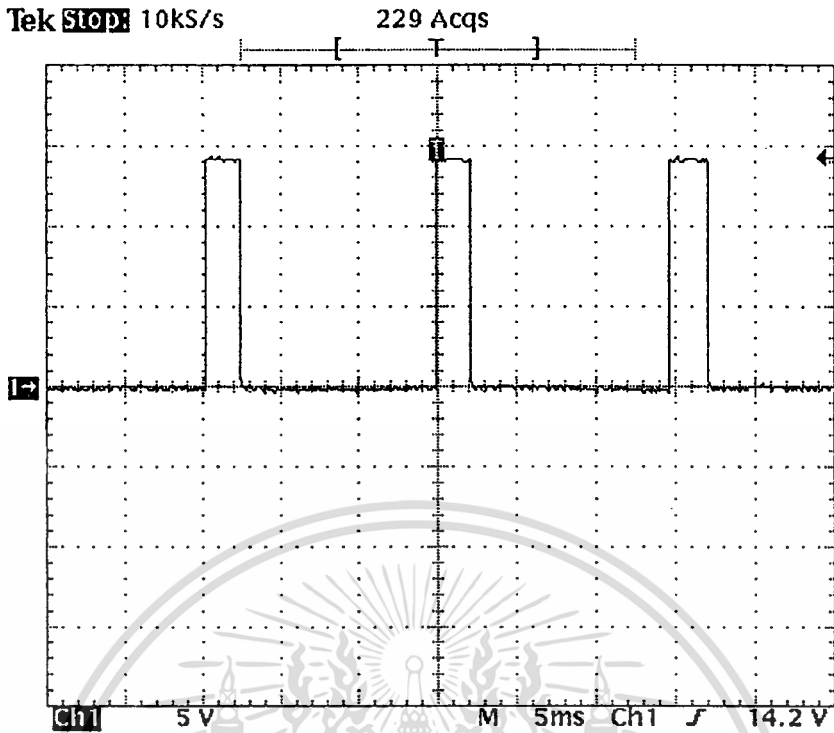
23 Mar 1999  
15:53:40

รูปที่ 4.13 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 408 rpm และ No Load



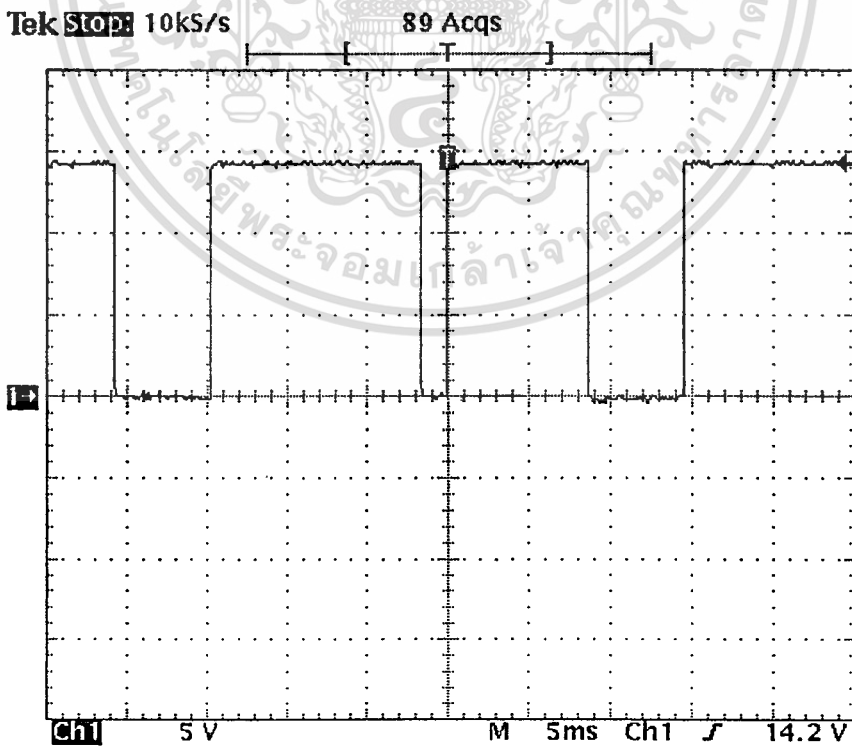
23 Mar 1999  
15:55:36

รูปที่ 4.14 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 408 rpm และ Take Load



23 Mar 1999  
15:58:13

รูปที่ 4.15 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 200 rpm และ No Load

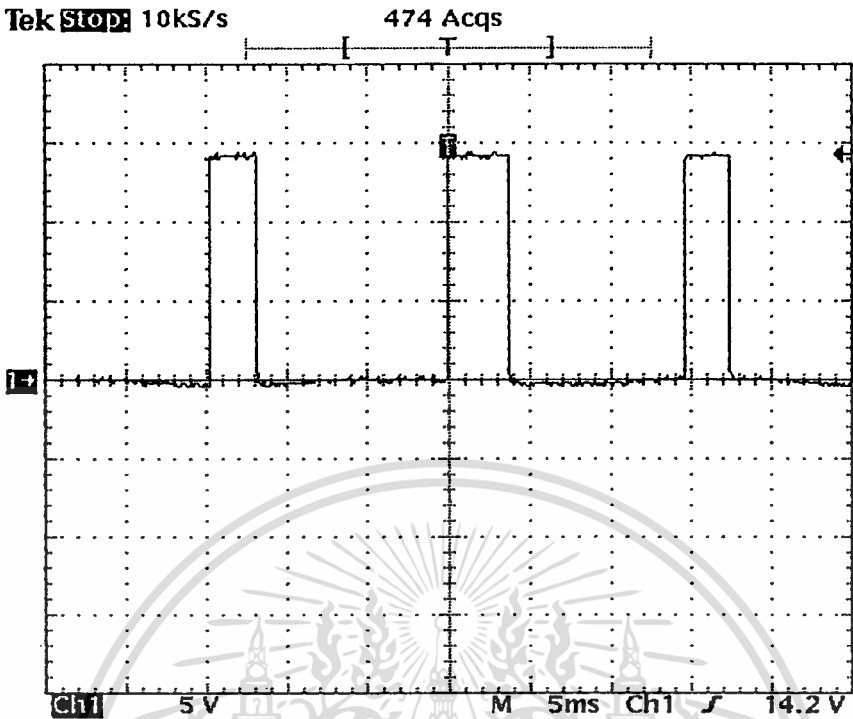


23 Mar 1999  
16:00:12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด

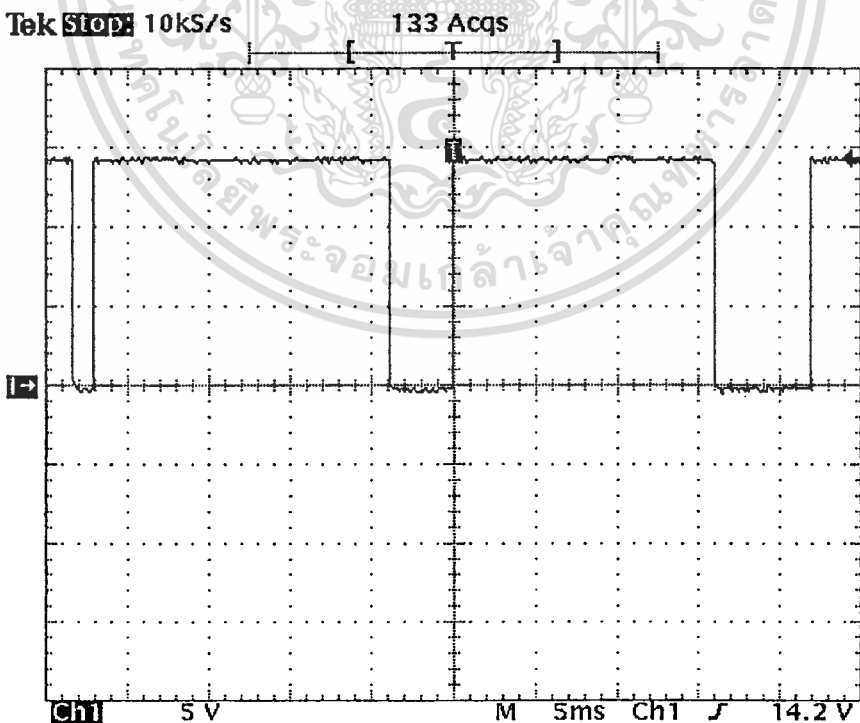
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ลีกรักษาให้ตัดแปลงเนื้อหา หรืออ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.16 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 200 rpm และ Take Load



23 Mar 19  
16:03:43

รูปที่ 4.17 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 100 rpm และ No Load



23 Mar 1999  
16:06:01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

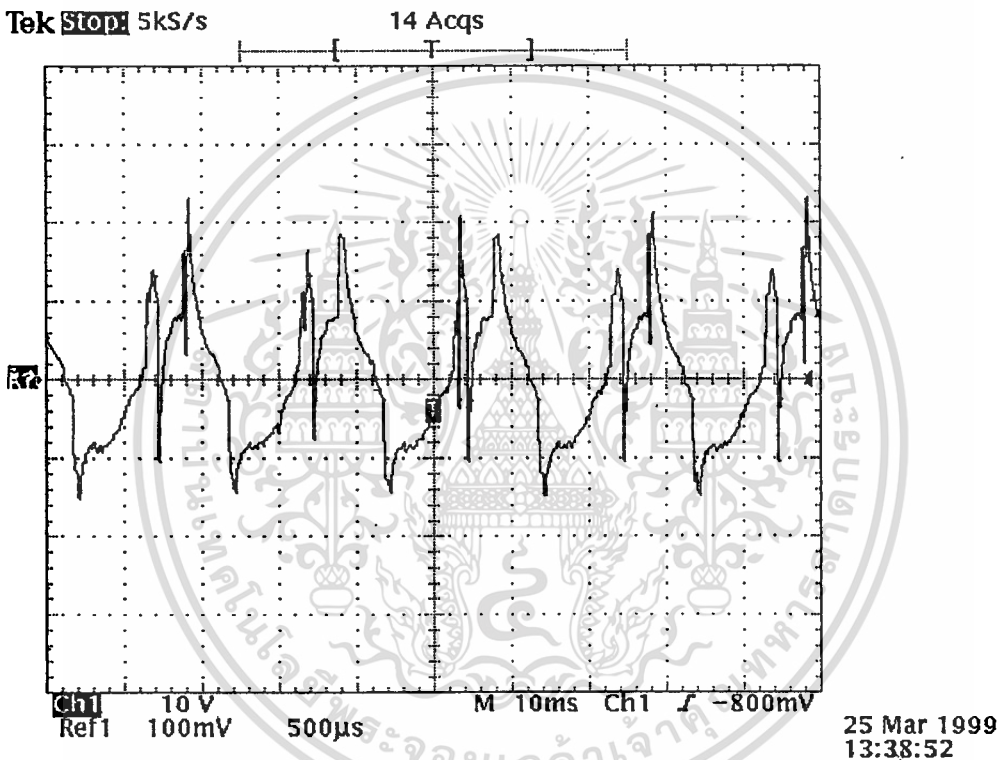
ไม่ว่ากรณีใดๆ ห้ามสืบ ลีดขั้ว ห้ามแก้ไข หรือเผยแพร่ข้อมูลที่มีอยู่ในวงเล็บของเอกสารหรือครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.18 แสดง duty cycle ของ PWM ขณะที่มีความเร็ว = 100 rpm และ Take Load

### 4.3 การวัด PI Characteristic

การทดลองนี้จะเป็นการวัดคุณสมบัติของวงจร PI Speed Controller ตามรูปที่ 3.7 โดยจะวัดสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ของวงจร ซึ่งสามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

ที่ขา 7 ของวงจร PI Speed Controller เป็นสัญญาณที่แสดงถึงค่าความแตกต่างของสัญญาณที่ขา 5 ซึ่งเป็นสัญญาณที่มาจาก Soft start Circuit (รูปที่ 3.6) กับสัญญาณที่ขา 6 ซึ่งเป็นสัญญาณที่มาจาก Feedback circuit (รูปที่ 3.14)

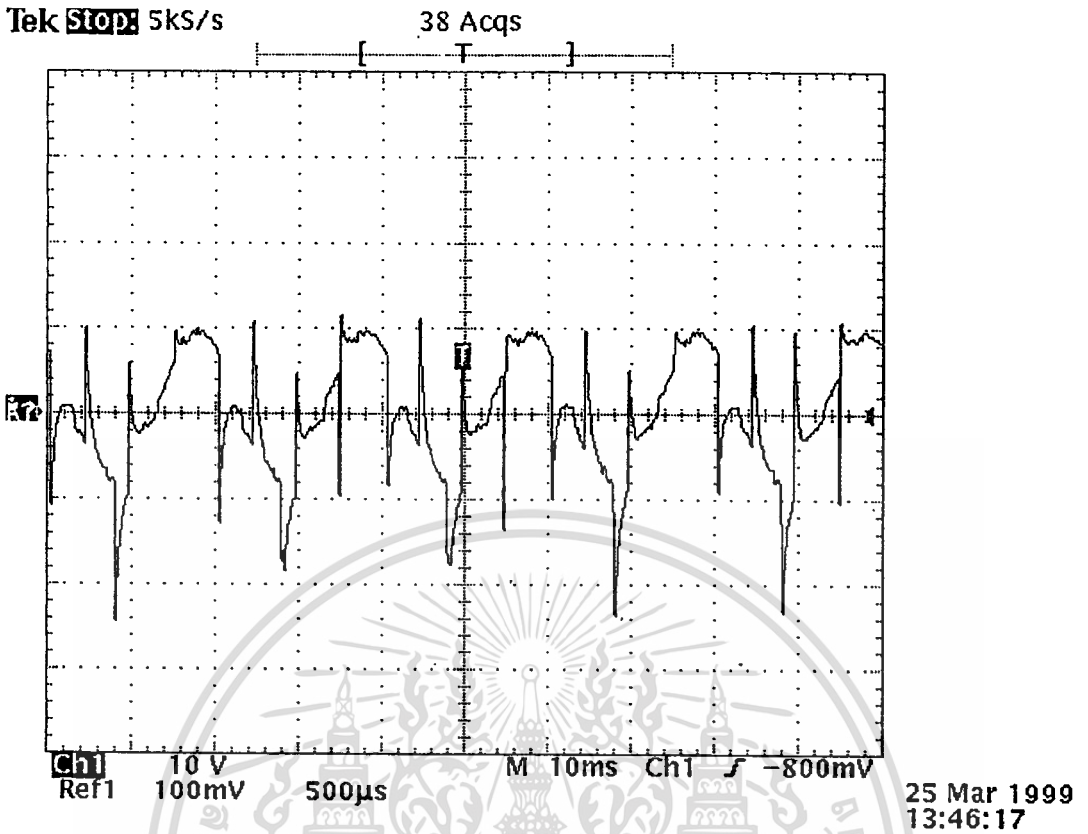


รูปที่ 4.19 กราฟแสดงสัญญาณที่ขา 1 ของวงจร PI Speed Controller

ที่ขา 1 ของวงจร PI Speed Controller เป็น output ของ Proportional Controller (P controller) ซึ่งสัญญาณที่ขา 1 นี้เกิดจากการขยายสัญญาณที่ขา 7 ซึ่งเป็น error signal ให้มีค่ามากขึ้น ซึ่งการปรับค่าอัตราขยายนี้จะปรับที่ค่า  $R_2$  ซึ่ง  $R_2$  ในวงจร PI Speed Controller นี้จะมีความสำคัญมากในการกำหนดคุณสมบัติ PI

ที่ขา 14 ของวงจร PI Speed Controller เป็น output ของ Integral Controller (I Controller) ซึ่งสัญญาณที่ขา 14 นี้เกิดจากการนำสัญญาณที่ขา 1 มาทำการ Integrated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



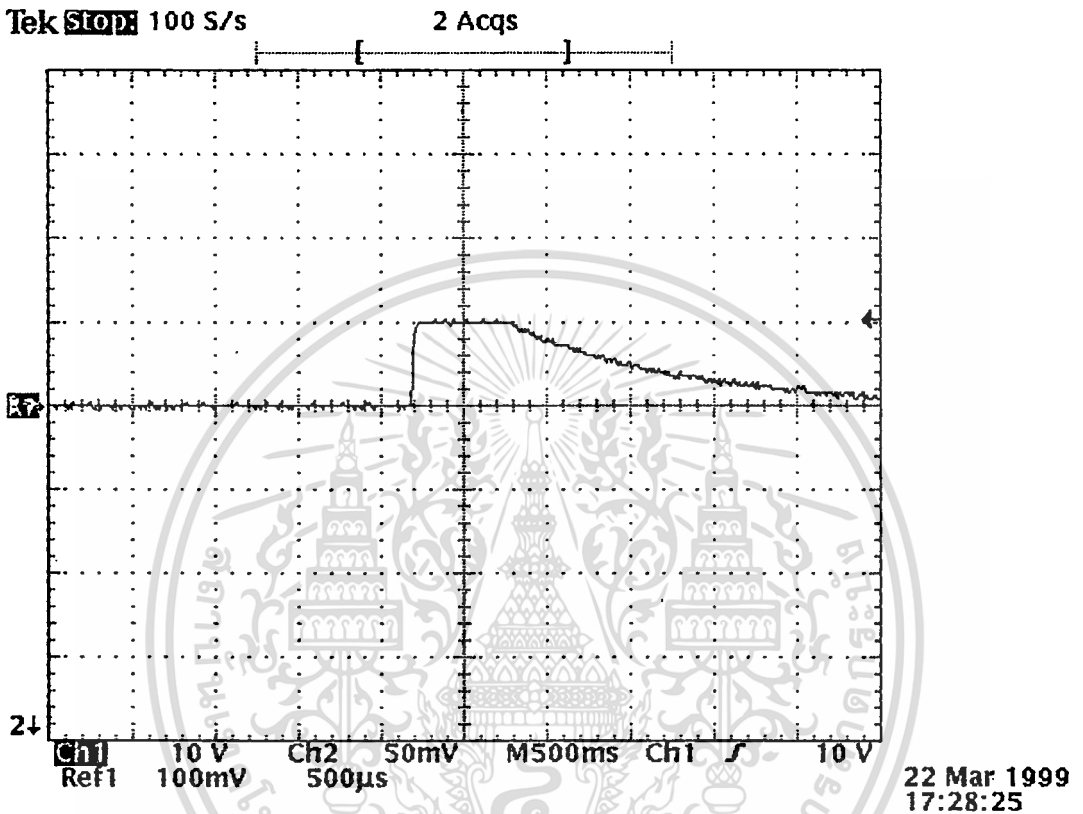
รูปที่ 4.20 กราฟแสดงสัญญาณที่ขา 8 ของวงจร PI Speed Controller

ที่ขา 8 ของวงจร PI Speed Controller เป็น output ของวงจร summing ซึ่งสัญญาณที่ขา 8 นี้ เกิดจากการนำสัญญาณที่ขา 1 ซึ่งเป็นสัญญาณ P Control และสัญญาณที่ขา 14 ซึ่งเป็นสัญญาณ I Control มารวมกัน ทำให้เป็นสัญญาณ PI Control ขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 การวัดสัญญาณคร่อม Motor

การทดลองนี้เป็นการวัดสัญญาณที่คร่อม Motor โดยจะป้อนสัญญาณเข้าที่ input ของ Soft start Circuit ซึ่งสัญญาณที่ป้อนเข้านี้จะเป็นสัญญาณ Pulse หลังจากนั้นจะดูผลตอบสนองที่ Motor โดยการวัดสัญญาณที่ drain ของ MOSFET คู่หนึ่ง จะได้สัญญาณตามรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.21 กราฟแสดงสัญญาณคร่อม Motor

จากกราฟจะเห็นได้ว่าค่า rise time ( $t_r$ ) มีค่าน้อย (กราฟมีความชันมาก) ซึ่งเป็นผลดีในการ start หรือเพิ่มความเร็ เพราะจะทำให้ความเร็วสามารถที่จะเพิ่มจากจุดหนึ่งได้เร็ว ส่วนในด้าน fall time ( $t_f$ ) มีค่ามาก คือจะค่อยๆลดลง ซึ่งก็จะเป็นผลดีเช่นกัน คือ เมื่อลดความเร็วหรือหยุด Motor แล้ว ความเร็วจะค่อยๆลดลงเรื่อยๆ จนถึงความเร็วที่ต้องการ ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจร Controller DC Motor มีคุณสมบัติที่ดีในการปรับความเร็ว ไม่เกิดการกระชาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลการทดลอง

การทำงานของ Controller DC Motor ในขณะที่มีการ take load Controller จะทำการเพิ่มค่า Duty cycle ของสัญญาณ Pulse ให้มีค่ากว้างขึ้น ซึ่งเป็นการเพิ่มค่ากระแสให้กับ Motor คืบ แต่ถ้าว Pulse มีความกว้างมากเต็มที่แล้วจะไม่สามารถเพิ่มความเร็วได้อีก ซึ่งมีความเร็วของ Motor สูงสุดขณะ No load ทำการวัดได้ที่ 1668 rpm

จากการวัดความเร็ว Motor และดูกราฟสัญญาณที่ขั้วทั้งสองของ Motor ในขณะที่ No load และ Take load แล้วนั้น จะสังเกตได้ว่า ความเร็วของ Motor จะตกในขณะที่มีการ Take load

โดยที่ความเร็วสูง ๆ ( $\approx 1600$  rpm) ในขณะที่ No load รูปกราฟสัญญาณ (สัญญาณ Pulse) มีค่า duty cycle เท่ากับ 100% (short through) เปรียบเสมือนการจ่ายไฟตรง ค่าประมาณ 14V ให้กับ Motor โดยตรง เพราะฉะนั้นเมื่อมีการ Take load จึงทำให้ความเร็วของ Motor ตกลงอย่างมาก สาเหตุเนื่องมาจาก duty cycle ในขณะที่ No load มีค่าเต็มที่แล้ว ทำให้ไม่สามารถเพิ่มกระแสได้อีกในขณะที่มีการ Take load

ที่ความเร็วค่าปานกลาง ( $\approx 800-1200$  rpm) duty cycle ในขณะ No load มีค่าประมาณ 50-70 % เมื่อทำการ Take load ค่าประมาณ 250g จะทำให้ความเร็วของ Motor ตกลงไปสาเหตุเนื่องจากขณะที่ทำการ Take load จะมีการเพิ่มกระแสให้กับ Motor โดยการเพิ่มค่า Duty cycle แต่ค่า Duty cycle ที่เพิ่มขึ้นจนเต็ม 100% ประมาณ 30-50 % ซึ่งไม่มากพอเมื่อเทียบกับความต้องการที่จะเพิ่มกระแสซึ่งเป็นผลให้ความเร็วของ Motor ตกลง

ที่ความเร็วค่าต่ำๆ ( $\approx 100-400$  rpm) สัญญาณ Pulse นี้จะมีค่า Duty cycle ในขณะ No load ประมาณ 10-30% เมื่อทำการ Take load ความเร็วของ Motor จึงไม่ค่อยจะลดลงสังเกตได้จากสัญญาณ Pulse ในขณะ Take load มีค่า Duty cycle เพิ่มขึ้นประมาณ 70-80% ซึ่งยังไม่เต็ม 100%

สรุปได้ว่า Controller ทำงานได้ดีในช่วงความเร็วต่ำ ๆ ซึ่งจะสามารถรักษาความเร็วให้คงที่ได้ดี แต่ถ้าต้องการที่จะรักษาความเร็วค่าสูง ๆ ได้นั้นจำเป็นที่จะต้องมีการเพิ่มระดับแรงกดดันที่ป้อนให้กับ Motor ให้มีค่าสูงขึ้น ซึ่งในขณะที่ทำการวัดผลการทดลองนั้นได้ใช้ค่าแรงดันไฟฟ้าในการ drive MOSFET ที่ค่า 15 Vdc

ในส่วนของ PWM ที่มี Pulse แต่ละ Pulse มีความกว้างไม่เท่ากัน เนื่องจากวงจร PI Speed Controller นั้นทำการปรับค่าความเร็วอยู่ตลอดเวลา เพื่อให้ได้ค่าความเร็วเข้าสู่ค่าที่ตั้งไว้ ดังนั้นทำให้ Pulse มีความกว้างที่แตกต่างกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่านส่วนแสดงผล ซึ่งใช้ 7-Segment แสดงค่าความเร็วของ Motor นั้นมีค่าความผิดพลาดเล็กน้อย จำเป็นจะต้องมีการปรับค่า  $V_R$  ของวงจร 555 ให้มีค่าที่เหมาะสม โดยจะต้องทำการปรับแต่งค่ากับ Tacho Motor ซึ่งค่า error ที่แต่ละค่าความเร็วมีค่าดังต่อไปนี้

$$error = \frac{\text{ค่าจาก TachoMeter} - \text{ค่าจาก Display}}{\text{ค่าจาก TachoMeter}} \times 100$$

โดยค่าจาก Tacho Meter และ Display จะใช้ขณะ No load

$$\text{ที่ความเร็ว } 1668 \text{ rpm มีค่า error} = (1668-1616) / 1668 \times 100 = 3.18 \%$$

$$\text{ที่ความเร็ว } 1403 \text{ rpm มีค่า error} = (1403-1350) / 1403 \times 100 = 3.77 \%$$

$$\text{ที่ความเร็ว } 1200 \text{ rpm มีค่า error} = (1200-1165) / 1200 \times 100 = 2.92 \%$$

$$\text{ที่ความเร็ว } 1000 \text{ rpm มีค่า error} = (1000-951) / 1005 \times 100 = 4.9 \%$$

$$\text{ที่ความเร็ว } 800 \text{ rpm มีค่า error} = (800-776) / 800 \times 100 = 3 \%$$

$$\text{ที่ความเร็ว } 609 \text{ rpm มีค่า error} = (609-591) / 609 \times 100 = 2.96 \%$$

$$\text{ที่ความเร็ว } 408 \text{ rpm มีค่า error} = (408-400) / 408 \times 100 = 1.96 \%$$

$$\text{ที่ความเร็ว } 200 \text{ rpm มีค่า error} = (200-198) / 200 \times 100 = 1 \%$$

$$\text{ที่ความเร็ว } 100 \text{ rpm มีค่า error} = (100-100) / 100 \times 100 = 0 \%$$

$$\begin{aligned} \therefore \text{จะได้ค่า error เฉลี่ย} &= \frac{3.18 + 3.77 + 2.92 + 4.9 + 3 + 2.96 + 1.96 + 1 + 0}{9} \\ &= 2.63 \% \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บรรณานุกรม

- คร. โยธิน เปรมปราณีรัชต์, ระบบเซอร์โวและอิเล็กทรอนิกส์คอนโทรลมอเตอร์. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2533, หน้า 171-348
- คร. โคทม อาริษา, วงจรอิเล็กทรอนิกส์ เล่ม 3: วงจรไม่เชิงเส้นและวงจรกำลัง. ซีเอ็ดยูเคชั่น , 2530, หน้า 29-32
- J Michale Jacob, Industrial Control Electronics : Application and Design. Prentice – Hall. Inc, 1988, page 279 - 324



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC33033

## Advance Information

### BRUSHLESS DC MOTOR CONTROLLER

The MC33033 is a high performance second generation, limited feature, monolithic brushless DC motor controller which has evolved from Motorola's full featured MC33034 and MC33035 controllers. It contains all of the active functions required for the implementation of open-loop, three or four phase motor control. The device consists of a rotor position decoder for proper commutation sequencing, temperature compensated reference capable of supplying sensor power, frequency programmable sawtooth oscillator, fully accessible error amplifier, pulse width modulator comparator, three open collector top drivers, and three high current totem pole bottom drivers ideally suited for driving power MOSFETs. Unlike its predecessors it does not feature separate drive circuit supply and ground pins, brake input, or fault output signal.

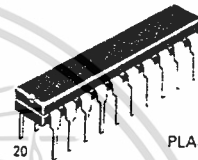
Included in the MC33033 are protective features consisting of undervoltage lockout, cycle-by-cycle current limiting with a selectable time delayed latched shutdown mode, and internal thermal shutdown.

Typical motor control functions include open-loop speed, forward or reverse direction, and run enable. The MC33033 is designed to operate brushless motors with electrical sensor phasings of 60°/300° or 120°/240°, and can also efficiently control brush DC motors.

- 10 V to 30 V Operation
- Undervoltage Lockout
- 6.25 V Reference Capable of Supplying Sensor Power
- Fully Accessible Error Amplifier for Closed-Loop Servo Applications
- High Current Drivers can Control MPM3003 MOSFET 3-Phase Bridge
- Cycle-By-Cycle Current Limiting
- Internal Thermal Shutdown
- Selectable 60°/300° or 120°/240° Sensor Phasings
- Also Efficiently Controls Brush DC Motors with MPM3002 MOSFET H-Bridge

### BRUSHLESS DC MOTOR CONTROLLER

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT

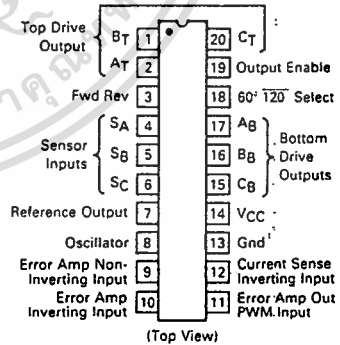


P SUFFIX  
 PLASTIC PACKAGE  
 CASE 738



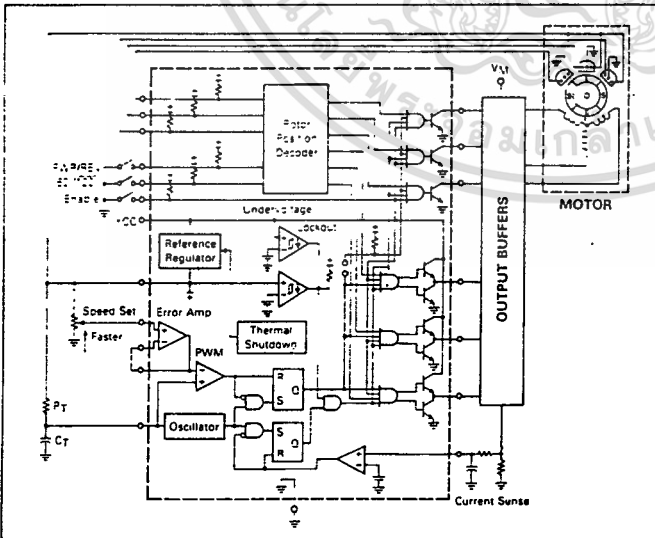
DW SUFFIX  
 PLASTIC PACKAGE  
 CASE 751D  
 (ISO-20L)

### PIN CONNECTIONS



### ORDERING INFORMATION

Device	Operating Ambient Temperature Range	Package
MC33033P	-40°C to +85°C	Plastic DIP
MC33033DW	-40°C to +85°C	SO-20L



This document contains information on a new product. Specifications and information herein are subject to change without notice.

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	30	V
Digital Inputs (Pins 3, 4, 5, 6, 18, 19)	—	V <sub>ref</sub>	V
Oscillator Input Current (Source or Sink)	I <sub>OSC</sub>	30	mA
Error Amp Input Voltage Range (Pins 9, 10, Note 1)	V <sub>IR</sub>	-3.0 to V <sub>ref</sub>	V
Error Amp Output Current (Source or Sink, Note 2)	I <sub>Out</sub>	10	mA
Current Sense Input Voltage Range	V <sub>Sense</sub>	-0.3 to 5.0	V
Top Drive Voltage (Pins 1, 2, 20)	V <sub>CE(top)</sub>	40	V
Top Drive Sink Current (Pins 1, 2, 20)	I <sub>Sink(top)</sub>	50	mA
Bottom Drive Output Current (Source or Sink, Pins 15, 16, 17)	I <sub>DRV</sub>	100	mA
Power Dissipation and Thermal Characteristics Maximum Power Dissipation at T <sub>A</sub> = 85°C Thermal Resistance, Junction to Air	P <sub>D</sub>	867	mW
	R <sub>θJA</sub>	75	°C/W
Operating Junction Temperature	T <sub>J</sub>	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>A</sub>	-40 to +85	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-65 to +150	°C

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 20 V, R<sub>T</sub> = 4.7 k, C<sub>T</sub> = 10 nF, T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)**

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>REFERENCE SECTION</b>					
Reference Output Voltage (I <sub>ref</sub> = 1.0 mA) T <sub>A</sub> = 25°C T <sub>A</sub> = -40°C to +85°C	V <sub>ref</sub>	5.9 5.82	6.24	6.5 6.57	V
Line Regulation (V <sub>CC</sub> = 10 V to 30 V, I <sub>ref</sub> = 1.0 mA)	Reg <sub>line</sub>	—	1.5	30	mV
Load Regulation (I <sub>ref</sub> = 1.0 mA to 20 mA)	Reg <sub>load</sub>	—	16	30	mV
Output Short-Circuit Current (Note 3)	I <sub>SC</sub>	40	75	—	mA
Reference Under Voltage Lockout Threshold	V <sub>th</sub>	4.0	4.5	5.0	V
<b>ERROR AMPLIFIER</b>					
Input Offset Voltage (T <sub>A</sub> = -40°C to +85°C)	V <sub>IO</sub>	—	0.4	10	mV
Input Offset Current (T <sub>A</sub> = -40°C to +85°C)	I <sub>IO</sub>	—	8.0	500	nA
Input Bias Current (T <sub>A</sub> = -40°C to +85°C)	I <sub>IB</sub>	—	-46	-1000	nA
Input Common Mode Voltage Range	V <sub>ICR</sub>	(0 V to V <sub>ref</sub> )			V
Open-Loop Voltage Gain (V <sub>O</sub> = 3.0 V, R <sub>L</sub> = 15 k)	A <sub>VOL</sub>	70	80	—	dB
Input Common Mode Rejection Ratio	CMRR	55	86	—	dB
Power Supply Rejection Ratio (V <sub>CC</sub> = 10 V to 30 V)	PSRR	65	105	—	dB
Output Voltage Swing High State (R <sub>L</sub> = 15 k to Ground) Low State (R <sub>L</sub> = 15 k to V <sub>ref</sub> )	V <sub>OH</sub> V <sub>OL</sub>	4.6 —	5.3 0.5	— 1.0	V

**NOTES:**

1. The input common mode voltage or input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V.
2. The compliance voltage must not exceed the range of -0.3 to V<sub>ref</sub>.
3. Maximum package power dissipation limits must be observed.

# MC33033

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)** ( $V_{CC} = 20\text{ V}$ ,  $R_T = 4.7\text{ k}$ ,  $C_T = 10\text{ nF}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>OSCILLATOR SECTION</b>					
Oscillator Frequency	$f_{OSC}$	22	25	28	kHz
Frequency Change with Voltage ( $V_{CC} = 10\text{ V to }30\text{ V}$ )	$\Delta f_{OSC} \Delta V$	—	0.01	5.0	%
Sawtooth Peak Voltage	$V_{OSC(P)}$	—	4.1	4.5	V
Sawtooth Valley Voltage	$V_{OSC(V)}$	1.2	1.5	—	V
<b>LOGIC INPUTS</b>					
Input Threshold Voltage (Pins 3, 4, 5, 6, 18, 19)					V
High State	$V_{IH}$	3.0	2.2	—	
Low State	$V_{IL}$	—	1.7	0.8	
Sensor Inputs (Pins 4, 5, 6)					$\mu\text{A}$
High State Input Current ( $V_{IH} = 5.0\text{ V}$ )	$I_{IH}$	-150	-70	-20	
Low State Input Current ( $V_{IL} = 0\text{ V}$ )	$I_{IL}$	-600	337	-150	
Forward Reverse, 60-120 Select and Output Enable (Pins 3, 18, 19)					$\mu\text{A}$
High State Input Current ( $V_{IH} = 5.0\text{ V}$ )	$I_{IH}$	75	36	10	
Low State Input Current ( $V_{IL} = 0\text{ V}$ )	$I_{IL}$	300	175	75	
<b>CURRENT-LIMIT COMPARATOR</b>					
Threshold Voltage	$V_{th}$	85	101	115	mV
Input Common Mode Voltage Range	$V_{ICR}$	—	3.0	—	V
Input Bias Current	$I_B$	—	-0.9	-5.0	$\mu\text{A}$
<b>OUTPUTS AND POWER SECTIONS</b>					
To Drive Output Sink Saturation ( $I_{sink} = 25\text{ mA}$ )	$V_{CE(sat)}$	—	0.5	1.5	V
Top Drive Output Off-State Leakage ( $V_{CE} = 30\text{ V}$ )	$I_{DRV(leak)}$	—	0.06	100	$\mu\text{A}$
Top Drive Output Switching Time ( $C_L = 47\text{ pF}$ , $R_L = 1.0\text{ k}$ )					ns
Rise Time	$t_r$	—	107	300	
Fall Time	$t_f$	—	26	300	
Bottom Drive Output Voltage					V
High State ( $V_{CC} = 30\text{ V}$ , $I_{source} = 50\text{ mA}$ )	$V_{OH}$	( $V_{CC} - 2.0$ )	( $V_{CC} - 1.1$ )	—	
Low State ( $V_{CC} = 30\text{ V}$ , $I_{sink} = 50\text{ mA}$ )	$V_{OL}$	—	1.5	2.0	
Bottom Drive Output Switching Time ( $C_L = 1000\text{ pF}$ )					ns
Rise Time	$t_r$	—	38	200	
Fall Time	$t_f$	—	30	200	
Under Voltage Lockout					V
Drive Output Enabled ( $V_{CC}$ Increasing)	$V_{th(on)}$	8.2	8.9	10	
Hysteresis	$V_H$	0.1	0.2	0.3	
Power Supply Current	$I_{CC}$	—	15	22	mA

FIGURE 1 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTOR

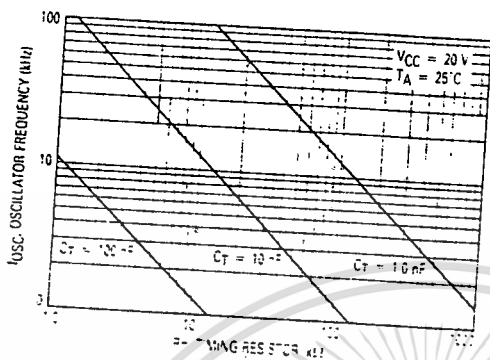


FIGURE 2 — OSCILLATOR FREQUENCY CHANGE versus TEMPERATURE

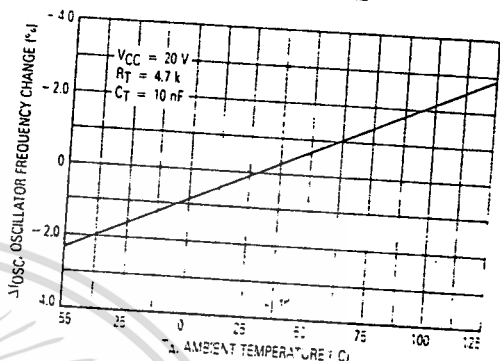


FIGURE 3 — ERROR AMP OPEN-LOOP GAIN AND PHASE versus FREQUENCY

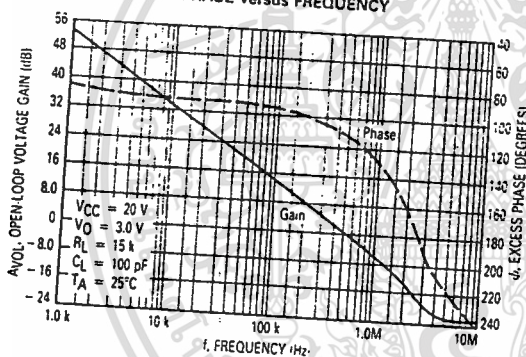


FIGURE 4 — ERROR AMP OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus LOAD CURRENT

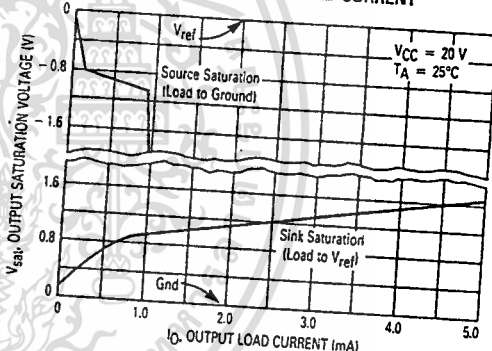


FIGURE 5 — ERROR AMP SMALL-SIGNAL TRANSIENT RESPONSE

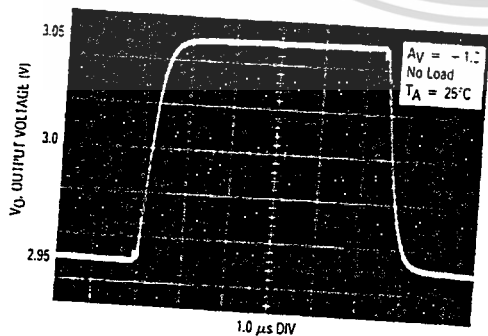
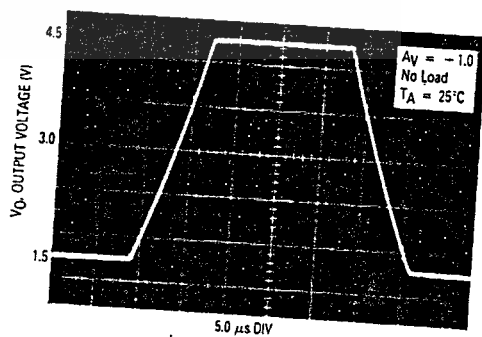


FIGURE 6 — ERROR AMP LARGE-SIGNAL TRANSIENT RESPONSE



# MC33033

FIGURE 7 — REFERENCE OUTPUT VOLTAGE CHANGE versus OUTPUT SOURCE CURRENT

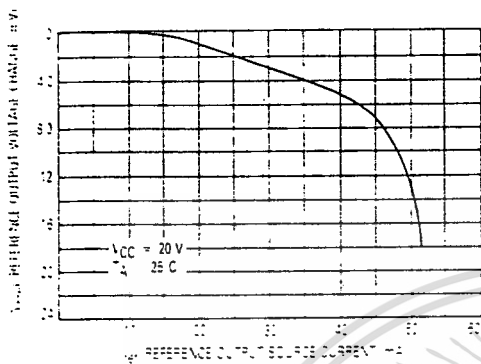


FIGURE 8 — REFERENCE OUTPUT VOLTAGE versus SUPPLY VOLTAGE

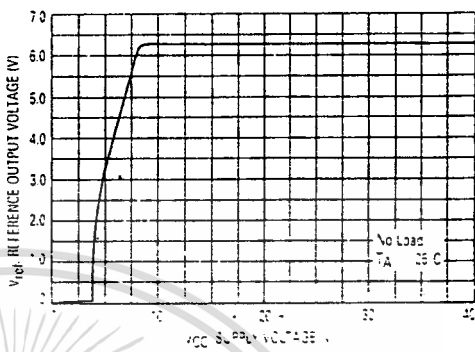


FIGURE 9 — REFERENCE OUTPUT VOLTAGE versus TEMPERATURE

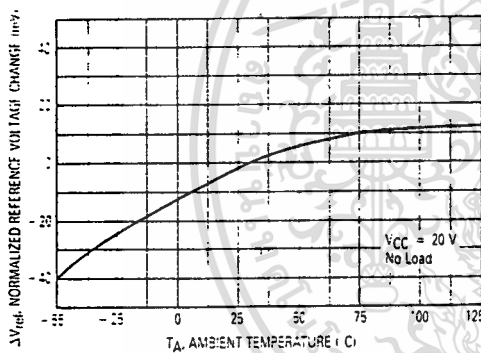


FIGURE 10 — OUTPUT DUTY CYCLE versus PWM INPUT VOLTAGE

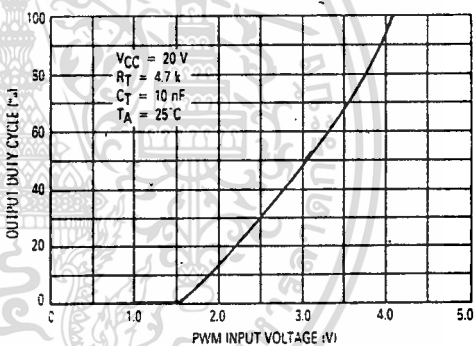


FIGURE 11 — BOTTOM DRIVE RESPONSE TIME versus CURRENT SENSE INPUT VOLTAGE

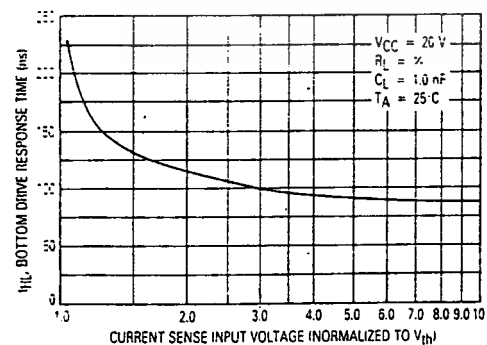
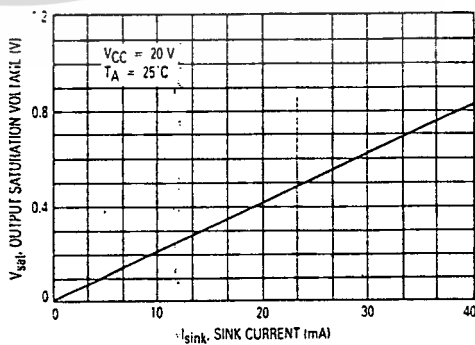


FIGURE 12 — TOP DRIVE OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus SINK CURRENT



4

# MC33033

FIGURE 13 — TOP DRIVE OUTPUT WAVEFORM

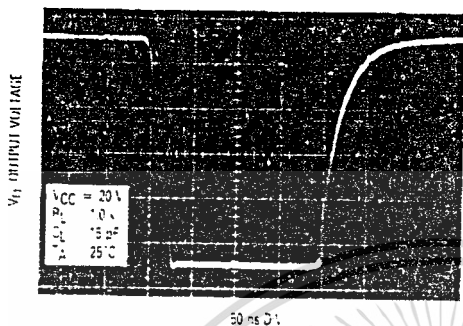


FIGURE 14 — BOTTOM DRIVE OUTPUT WAVEFORM

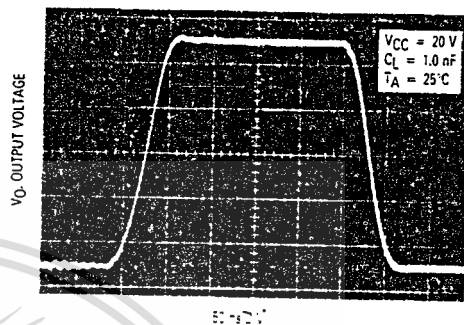


FIGURE 15 — BOTTOM DRIVE OUTPUT WAVEFORM

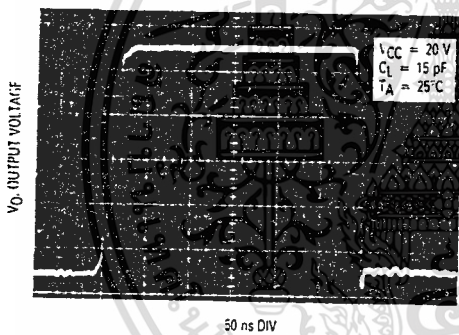


FIGURE 16 — BOTTOM DRIVE OUTPUT SATURATION VOLTAGE versus LOAD CURRENT

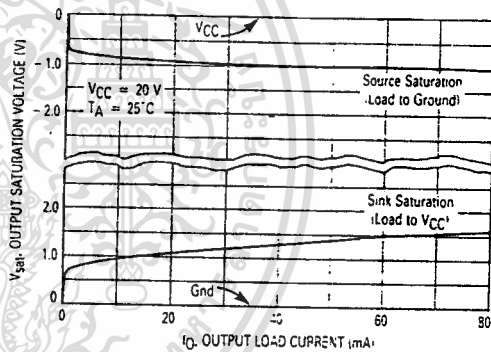
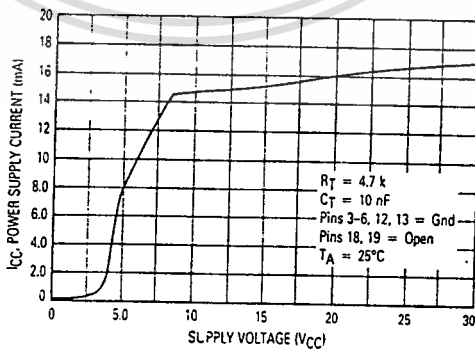


FIGURE 17 — SUPPLY CURRENT versus VOLTAGE



# MC33033

## PIN FUNCTION DESCRIPTION

Pin No.	Function	Description
1, 2, 20	$B_T, A_T, C_T$	These three open collector Top Drive Outputs are designed to drive the external upper power switch transistors.
3	FWD REV	The Forward/Reverse Input is used to change the direction of motor rotation.
4, 5, 6	$S_A, S_B, S_C$	These three Sensor Inputs control the commutation sequence.
7	Reference Output	This output provides charging current for the oscillator timing capacitor $C_T$ and a reference for the error amplifier. It may also serve to furnish sensor power.
8	Oscillator	The Oscillator frequency is programmed by the values selected for the timing components, $R_T$ and $C_T$ .
9	Error Amp (Noninverting Input)	This input is normally connected to the speed set potentiometer.
10	Error Amp (Inverting Input)	This input is normally connected to the Error Amp Output in open-loop applications.
11	Error Amp Output PWM Input	This pin is available for compensation in closed-loop applications.
12	Current Sense (Noninverting Input)	A 100 mV signal, with respect to Pin 13, at this input terminates output switch conduction during a given oscillator cycle. This pin normally connects to the top side of the current sense resistor.
13	Ground	This pin supplies a separate ground return for the control circuit and should be referenced back to the power source ground.
14	VCC	This pin is the positive supply of the control IC. The controller is functional over a VCC range of 10 V to 30 V.
15, 16, 17	$C_B, B_B, A_B$	These three totem pole Bottom Drive Outputs are designed for direct drive of the external bottom power switch transistors.
18	60°/120° Select	The electrical state of this pin configures the control circuit operation for either 60° (high state) or 120° (low state) sensor electrical phasing inputs.
19	Output Enable	A logic high at this input causes the motor to run, while a low causes it to coast.





current build-up each time an output switch conducts, and upon sensing an over current condition, immediately turning off the switch and holding it off for the remaining duration of the oscillator ramp-up period. The stator current is converted to a voltage by inserting a ground-referenced sense resistor  $R_S$  (Figure 34) in series with the three bottom switch transistors (Q4, Q5, Q6). The voltage developed across the sense resistor is monitored by the current sense input (Pin 12), and compared to the internal 100 mV reference. If the current sense threshold is exceeded, the comparator resets the lower latch and terminates output switch conduction. The value for the sense resistor is:

$$R_S = \frac{0.1}{I_{\text{stator(max)}}$$

The dual-latch PWM configuration ensures that only one single output conduction pulse occurs during any given oscillator cycle, whether terminated by the output of the error amp or the current limit comparator.

**Reference**

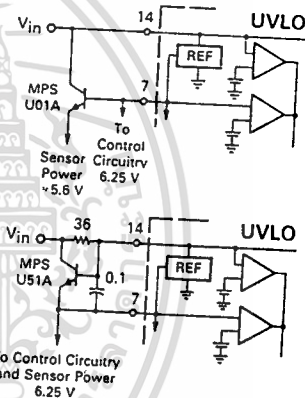
The on-chip 6.25 V regulator (Pin 7) provides charging current for the oscillator timing capacitor, a reference for the error amplifier, and can supply 20 mA of current suitable for directly powering sensors in low voltage applications. In higher voltage applications it may become necessary to transfer the power dissipated by the regulator off the IC. This is easily accomplished with the addition of an external pass transistor as shown in Figure 21. A 6.25 V reference level was chosen to allow implementation of the simpler NPN circuit, where  $V_{\text{ref}} - V_{\text{BE}}$  exceeds the minimum voltage required by Hall Effect sensors over temperature. With proper transistor selection, and adequate heatsinking, up to one amp of load current can be obtained.

**Undervoltage Lockout**

A dual Undervoltage Lockout has been incorporated to prevent damage to the IC and the external power switch transistors. Under low power supply conditions,

it guarantees that the IC and sensors are fully functional, and that there is sufficient bottom drive output voltage. The positive power supply to the IC ( $V_{\text{CC}}$ ) is monitored to a threshold of 8.9 V. This level ensures sufficient gate drive necessary to attain low  $r_{\text{DS(on)}}$  when interfacing with standard power MOSFET devices. When directly powering the Hall sensors from the reference, improper sensor operation can result if the reference output voltage should fall below 4.5 V. If one or both of the comparators detects an undervoltage condition, the top drives are turned off and the bottom drive outputs are held in a low state. Each of the comparators contain hysteresis to prevent oscillations when crossing their respective thresholds.

FIGURE 21 — REFERENCE OUTPUT BUFFERS



The NPN circuit is recommended for powering Hall or opto sensors, where the output voltage temperature coefficient is not critical. The PNP circuit is slightly more complex, but also more accurate. Neither circuit has current limiting.

FIGURE 20 — PWM TIMING DIAGRAM

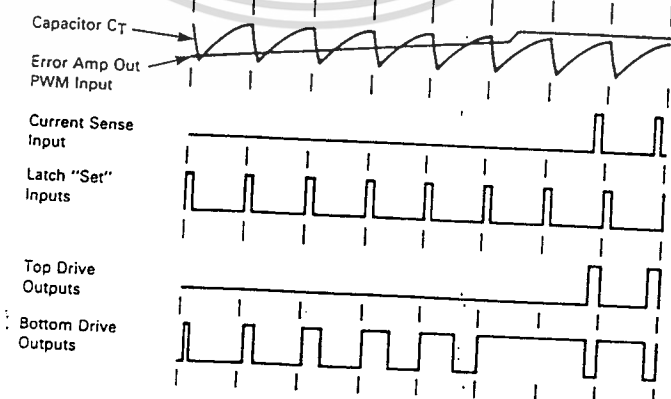


FIGURE 22 — HIGH VOLTAGE INTERFACE WITH NPN POWER TRANSISTORS

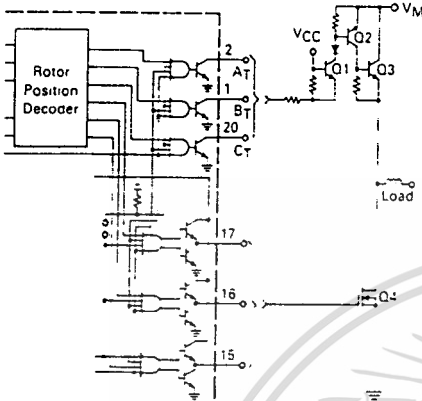
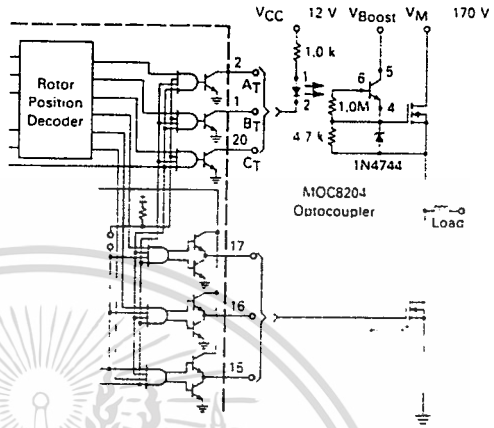
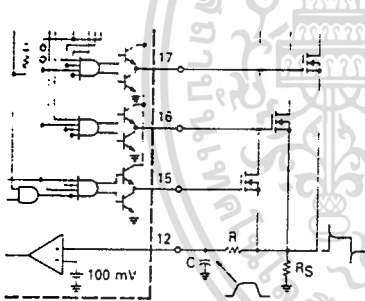


FIGURE 23 — HIGH VOLTAGE INTERFACE WITH 'N' CHANNEL POWER MOSFETS



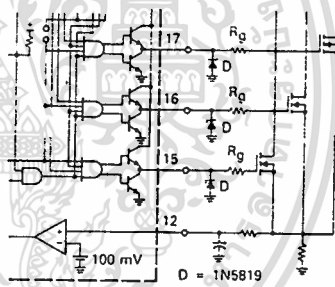
Transistor Q<sub>4</sub> is a common base stage used to level shift from V<sub>CC</sub> to the high motor voltage, V<sub>M</sub>. The collector diode is required if V<sub>CC</sub> is present while V<sub>M</sub> is low.

FIGURE 24 — CURRENT WAVEFORM SPIKE SUPPRESSION



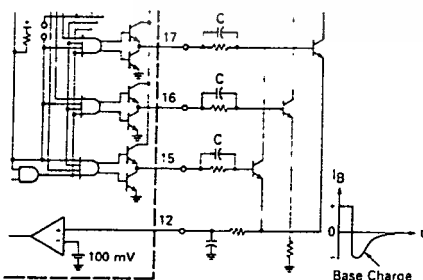
The addition of the RC filter will eliminate current-limit instability caused by the leading edge spike on the current waveform. Resistor R<sub>S</sub> should be a low inductance type.

FIGURE 25 — MOSFET DRIVE PRECAUTIONS



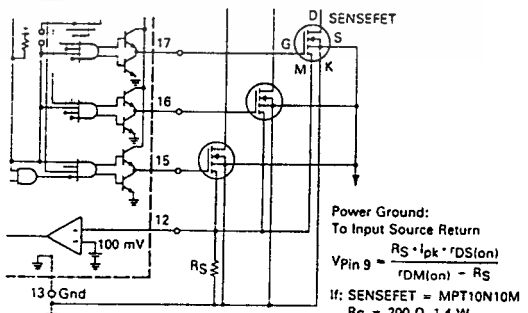
Series gate resistor R<sub>G</sub> will damp any high frequency oscillations caused by the MOSFET input capacitance and any series wiring inductance in the gate-source circuit. Diode D is required if the negative current into the Bottom Drive Outputs exceeds 50 mA.

FIGURE 26 — BIPOLAR TRANSISTOR DRIVE



The totem pole output can furnish negative base current for enhanced transistor turn-off, with the addition of capacitor C.

FIGURE 27 — CURRENT SENSING POWER MOSFETS



Power Ground:  
To Input Source Return  
 $V_{Pin 9} = \frac{R_S \cdot I_{pk} \cdot r_{DS(on)}}{r_{DM(on)} - R_S}$   
If: SENSEFET = MPT10N10M  
 $R_S = 200 \Omega, 1.4 W$   
Then:  $V_{Pin 9} = 0.75 I_{pk}$

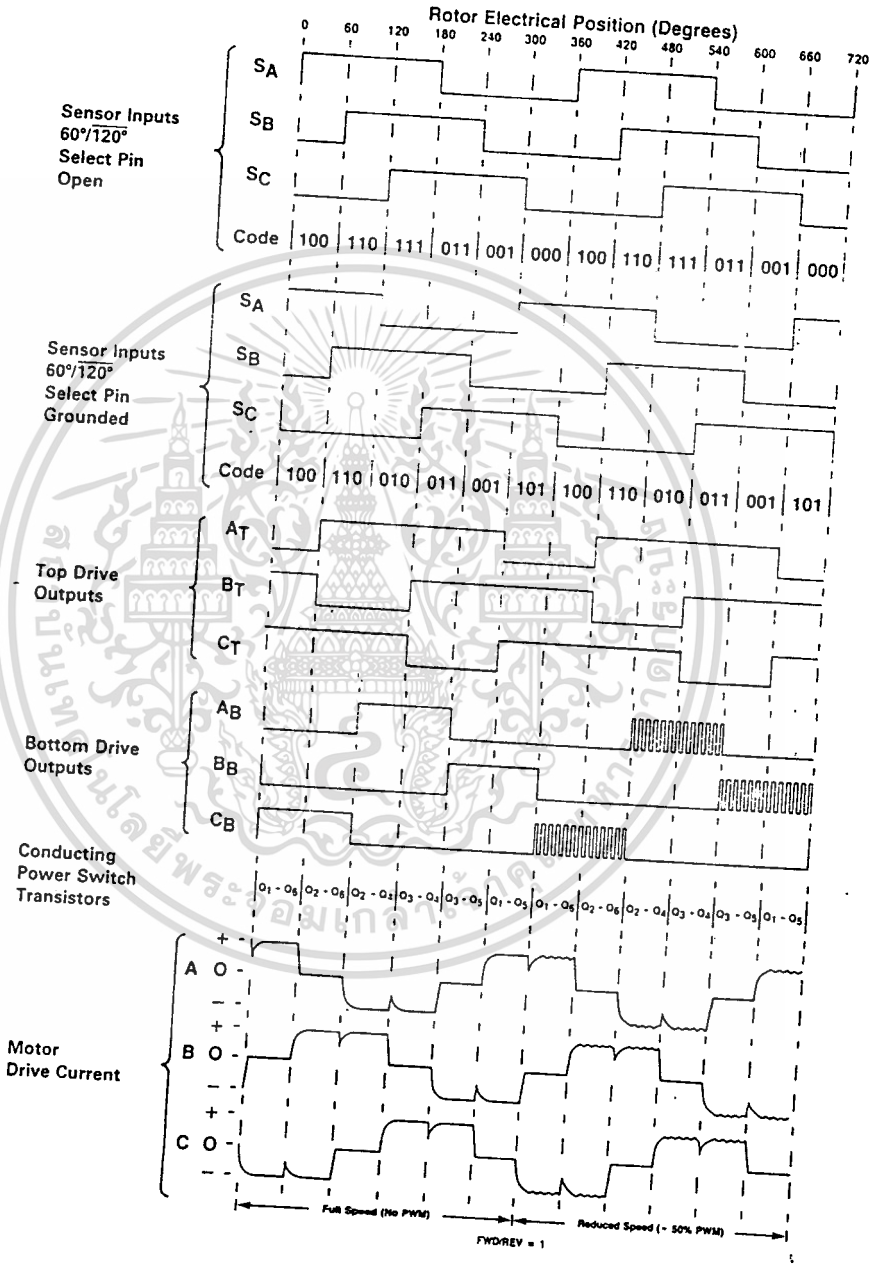
Virtually lossless current sensing can be achieved with the implementation of SENSEFET power switches.





# MC33033

FIGURE 35 — THREE PHASE, SIX STEP, FULL WAVE COMMUTATION WAVEFORMS



4

# MC33033

Figure 36 shows a three phase, three step, half wave motor controller. This configuration is ideally suited for automobile and other low voltage applications since there is only one power switch voltage drop in series

with a given stator winding. Current flow is unidirectional or half wave because only one end of each winding is switched. The stator flyback voltage is clamped by a single zener and three diodes.

FIGURE 36 — THREE PHASE, THREE STEP, HALF WAVE MOTOR CONTROLLER

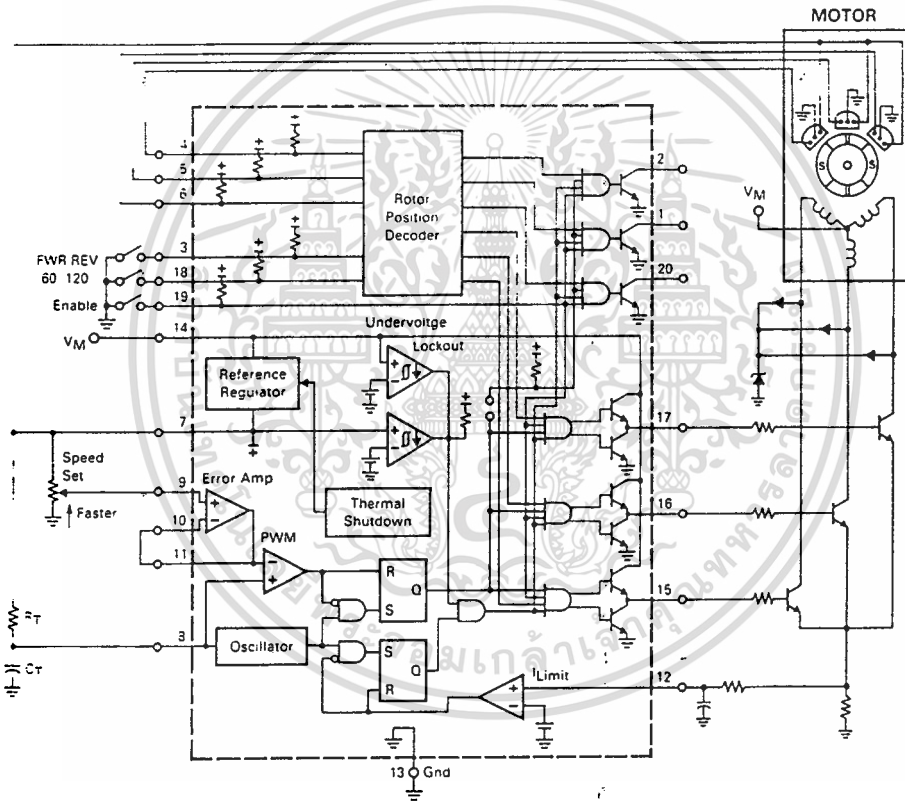






FIGURE 41 — FOUR PHASE, FOUR STEP, FULL WAVE CONTROLLER

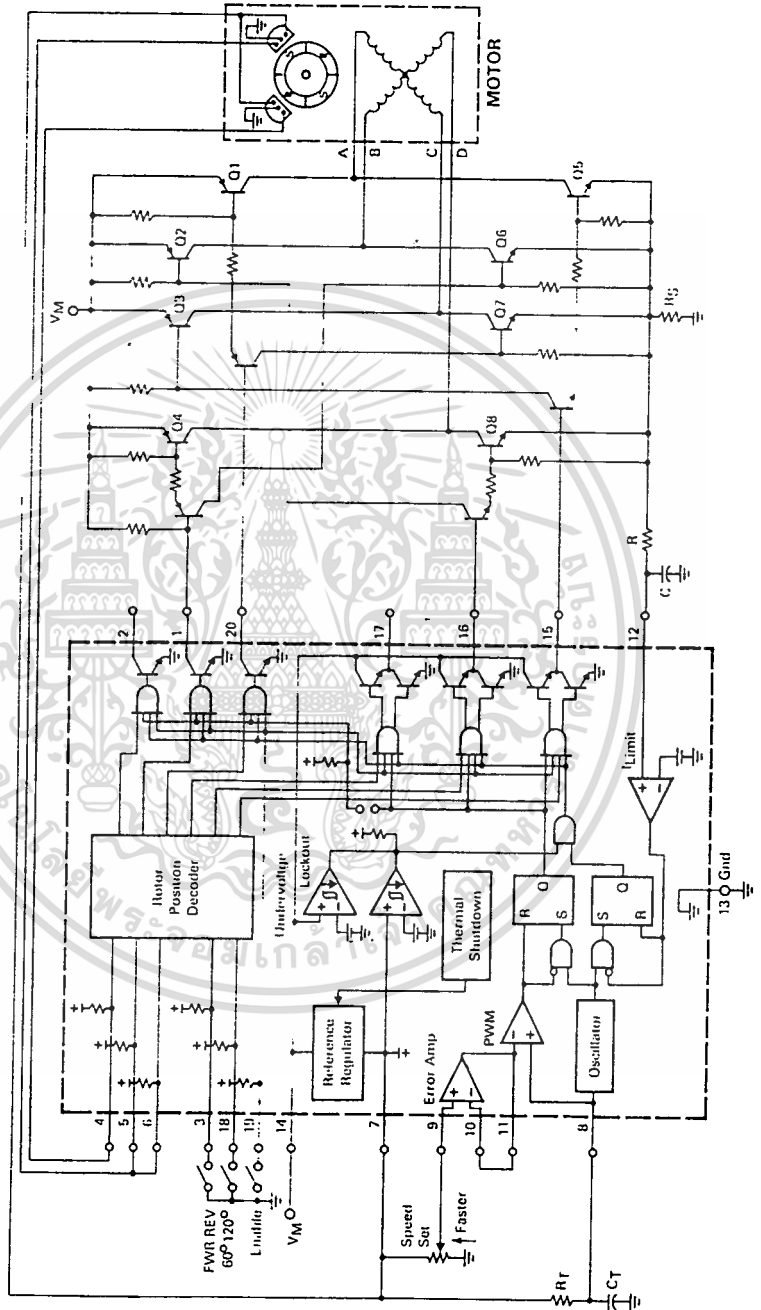
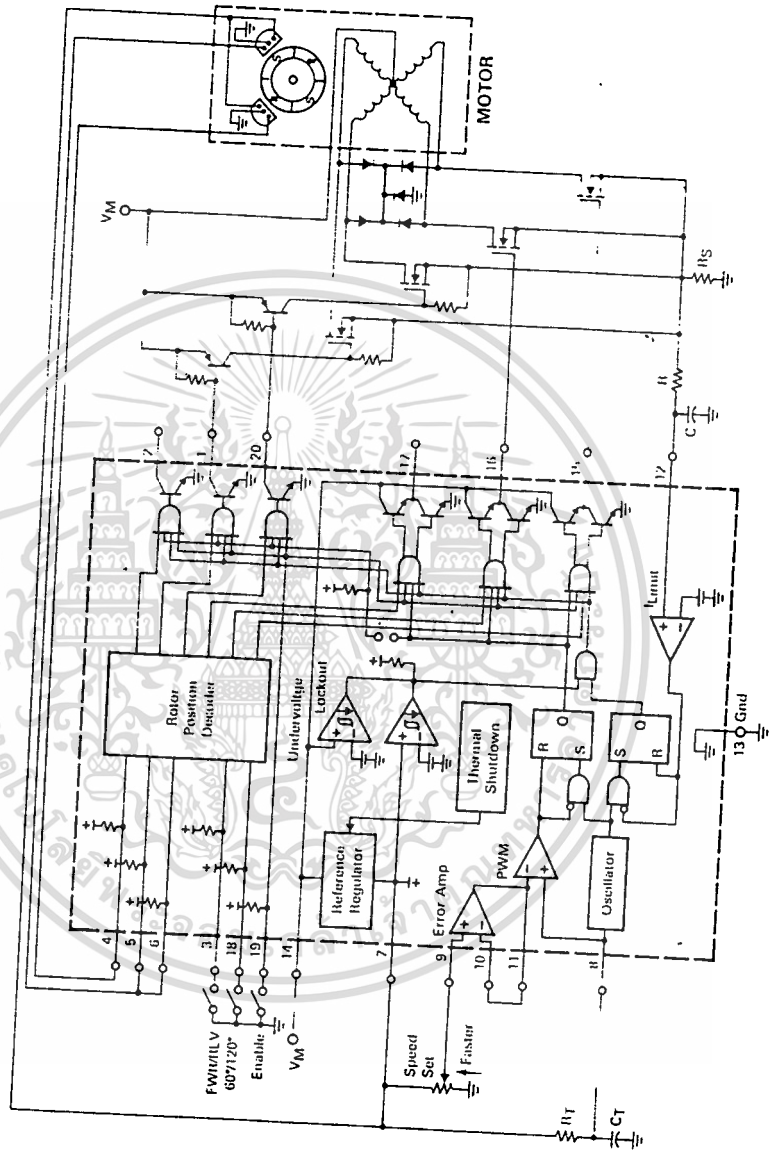




FIGURE 43 — FOUR PHASE, FOUR STEP, HALF WAVE MOTOR CONTROLLER



MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาก็ให้คนอื่นไปใช้ประโยชน์กันได้โดยไม่ต้องขออนุญาตให้คนอื่นไปใช้ประโยชน์จากเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้







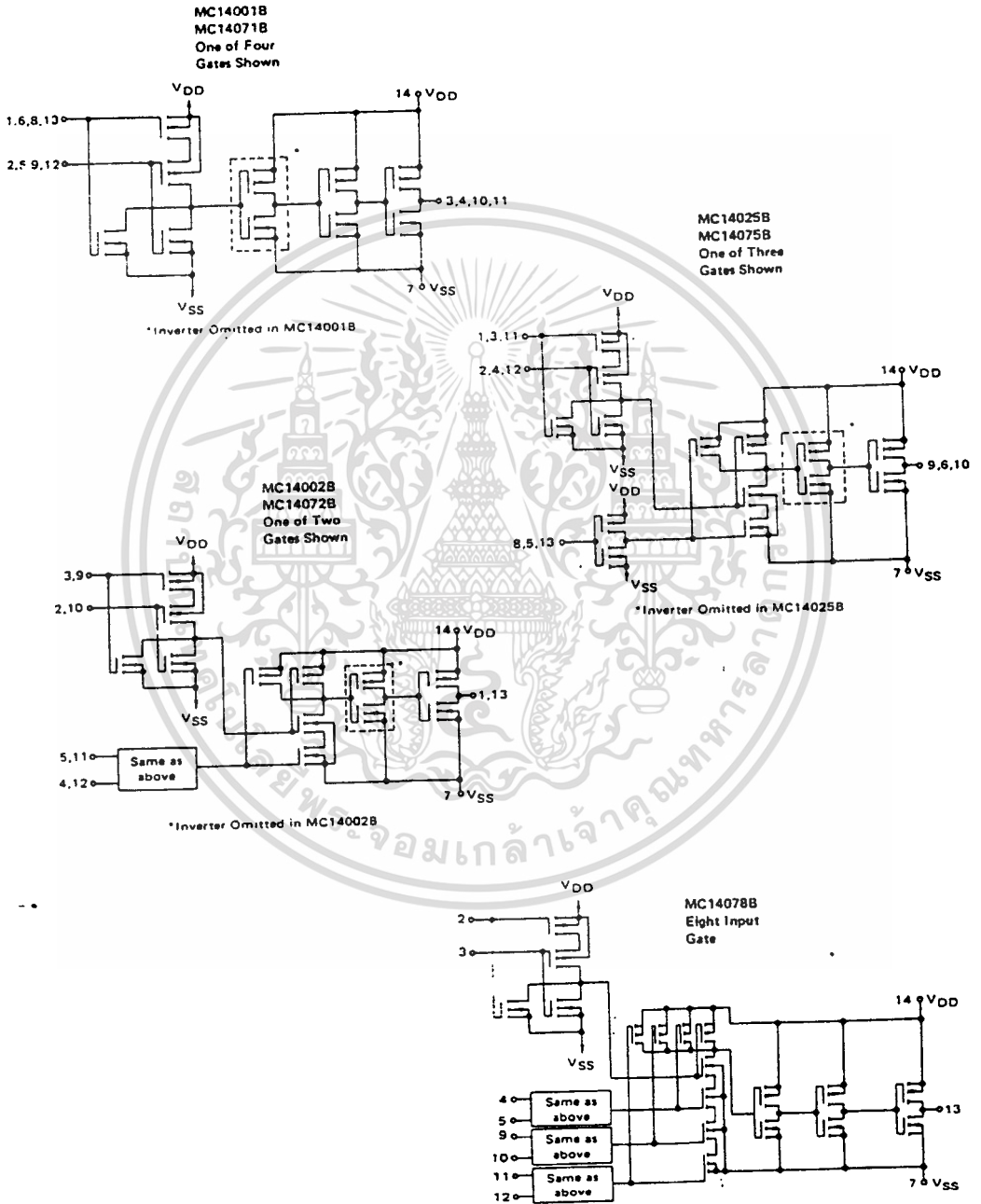






# CMOS B-SERIES GATES

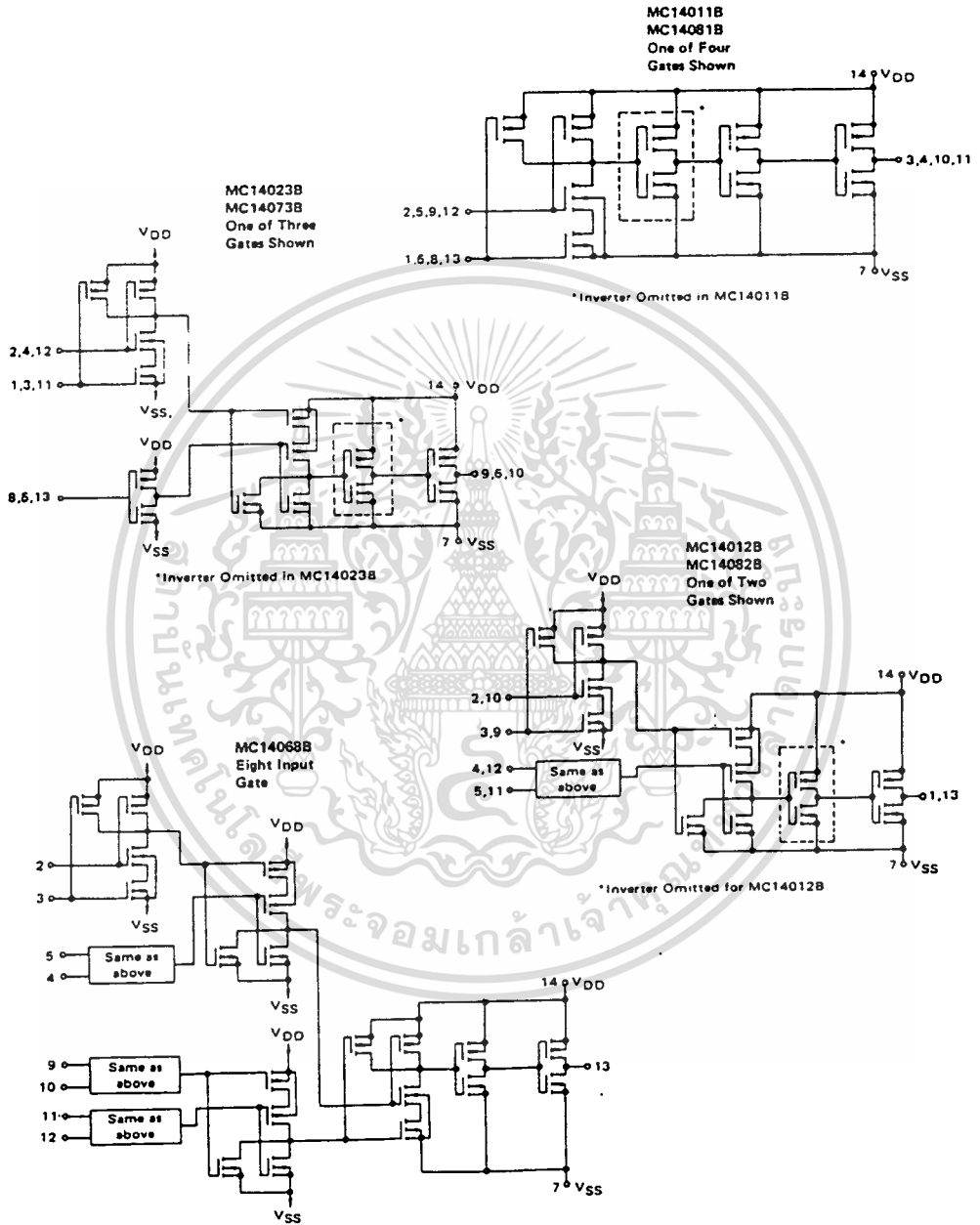
## CIRCUIT SCHEMATIC NOR, OR Gates



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# CMOS B-SERIES GATES

## CIRCUIT SCHEMATICS NAND, AND Gates



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการ 6-11 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้















MC14543B

FIGURE 1 – TYPICAL OUTPUT SOURCE CHARACTERISTICS

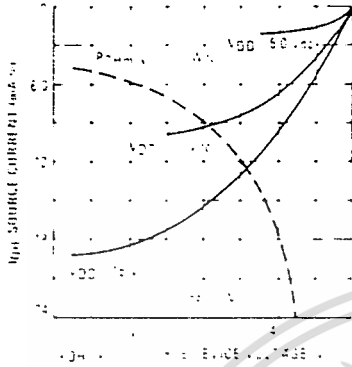


FIGURE 2 – TYPICAL OUTPUT SINK CHARACTERISTICS

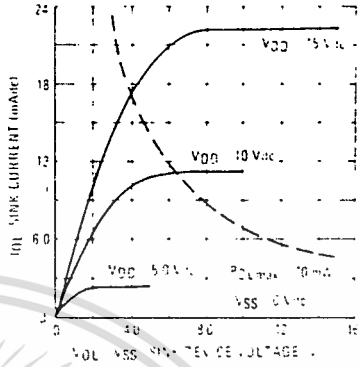


FIGURE 3 – DYNAMIC POWER DISSIPATION SIGNAL WAVEFORMS

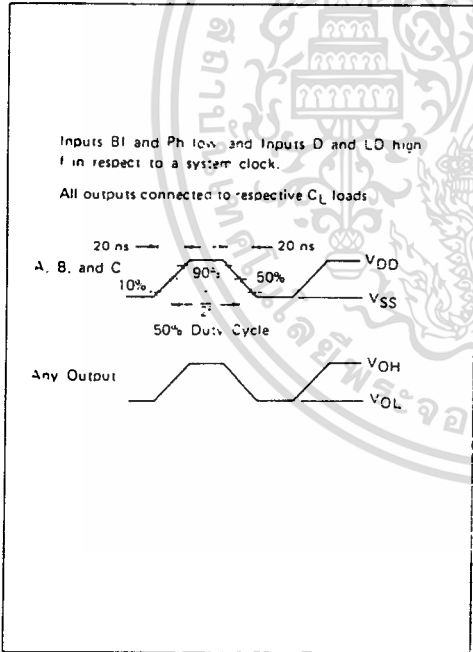
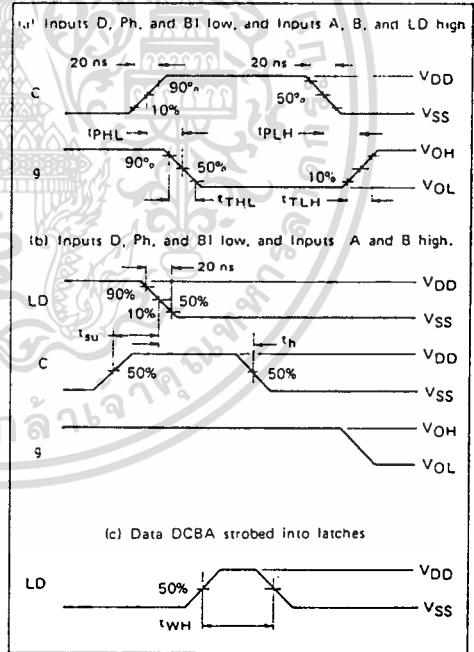


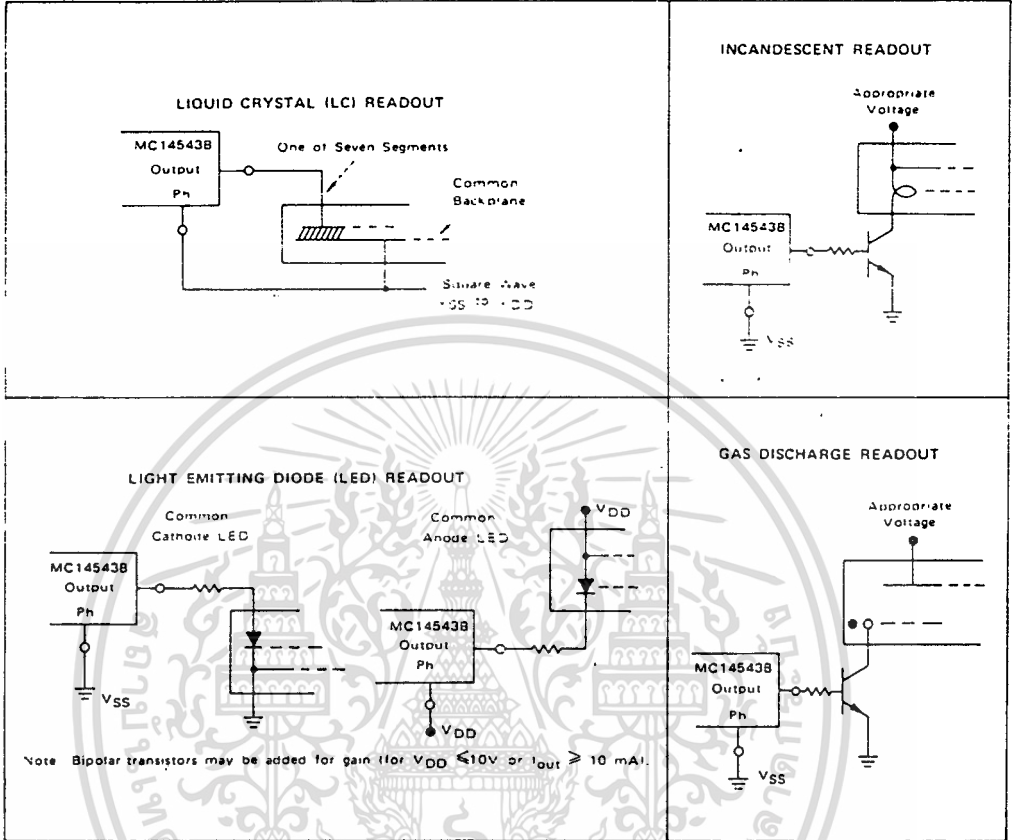
FIGURE 4 – DYNAMIC SIGNAL WAVEFORMS



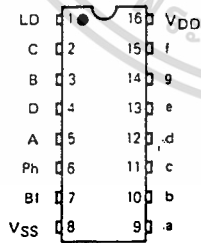
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC14543B

## CONNECTIONS TO VARIOUS DISPLAY READOUTS



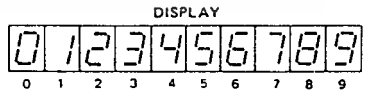
### PIN ASSIGNMENT



### CONNECTIONS TO SEGMENTS



$V_{DD}$  = Pin 16  
 $V_{SS}$  = Pin 8



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาคู่เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้







# MC14553B

FIGURE 1 — 3-DIGIT COUNTER TIMING DIAGRAM (Reference Figure 3)

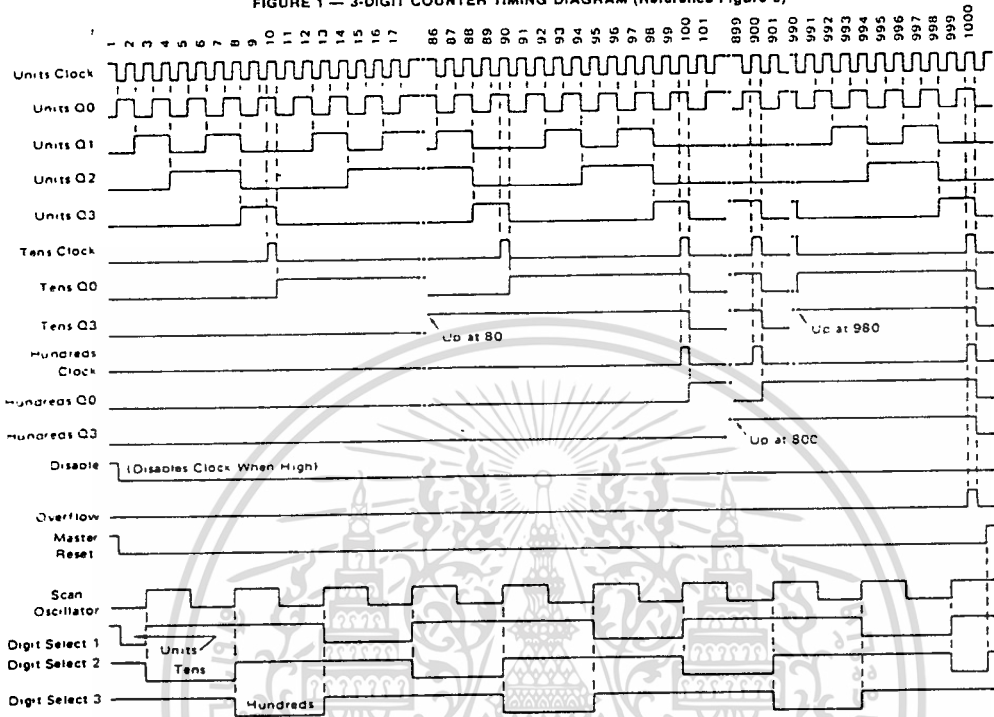
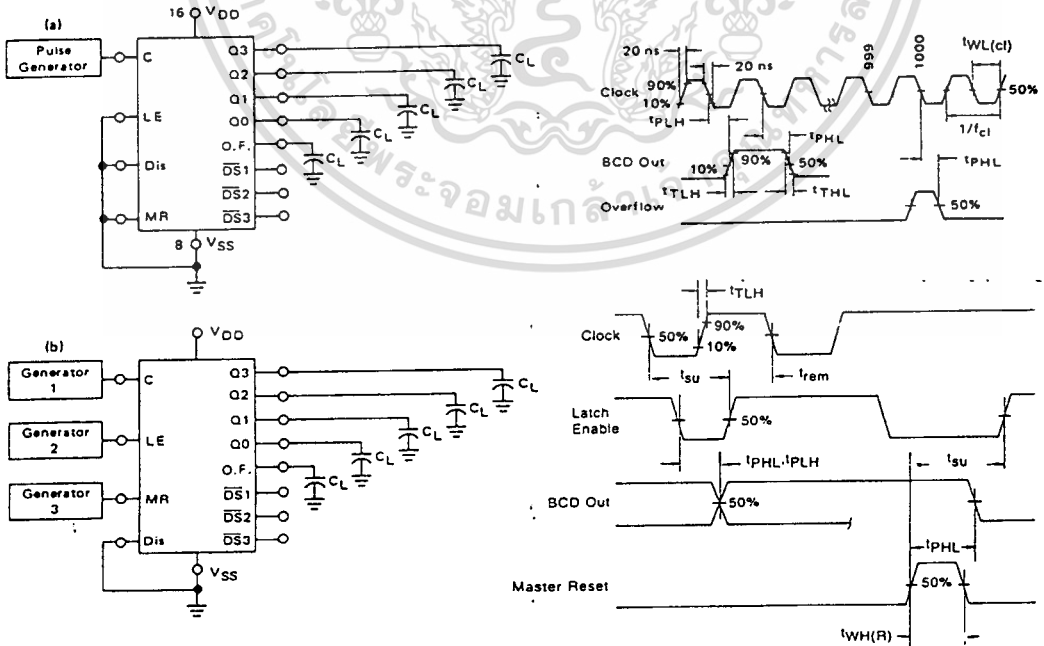


FIGURE 2 — SWITCHING TIME TEST CIRCUITS AND WAVEFORMS



6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MC14553B

## OPERATING CHARACTERISTICS

The MC14553B three-digit counter, shown in Figure 3, consists of three negative edge-triggered BCD counters which are cascaded in a synchronous fashion. A quad latch at the output of each of the three BCD counters permits storage of any given count. The three sets of BCD outputs (active high), after going through the latches, are time division multiplexed, providing one BCD number or digit at a time. Digit select outputs (active low) are provided for display control. All outputs are TTL compatible.

An on-chip oscillator provides the low frequency scanning clock which drives the multiplexer output selector. The frequency of the oscillator can be controlled externally by a capacitor between pins 3 and 4, or it can be overridden and driven with an external clock at pin 4. Multiple devices can be cascaded using the overflow output, which provides one pulse for every 1000 counts.

The Master Reset input, when taken high, initializes the three BCD counters and the multiplexer scanning circuit. While Master Reset is high the digit scanner is set to digit one, but all three digit select outputs are disabled to prolong display life, and the scan oscillator is inhibited. The Disable input, when high, prevents the input clock from reaching the counters, while still retaining the last count. A pulse shaping circuit at the clock input permits the counters to continue operating on input pulses with very slow rise times. Information present in the counters when the latch input goes high, will be stored in the latches and will be retained while the latch input is high, independent of other inputs. Information can be recovered from the latches after the counters have been reset if Latch Enable remains high during the entire reset cycle.

FIGURE 3 — EXPANDED BLOCK DIAGRAM

