

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2535

ภาควิชา เทคโนโลยีวัดคุมอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การปรับปรุงการควบคุมพีดับลิวเอ็ม

( Adaptive Control PWM )

ผู้จัดทำ

- 1.นางสาว นราณี สัจจวาทิ 321138
- 2.นาย ปราโมทย์ สมจิตต์ 321179

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

( อ. สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ )

.....

๔

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ผ่านการตีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มี 032516



การปรับปรุงและการควบคุมพีดีบีเอ็ม

(ADAPTIVE CONTROL PWM)

นางสาว นราณี สัจจวาทิ

นาย ปราโมทย์ สมจิตต์

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์

ปีการศึกษา 2535

บทคัดย่อ

การใช้งานมอเตอร์โดยทั่วไปมักประสบกับปัญหาการควบคุมการทำงานในขณะ  
ที่ตัวแปรต่าง ๆ เกิดการเปลี่ยนแปลง ดังนั้นเพื่อการควบคุมที่มีประสิทธิภาพจึงได้เข้าควบคุม  
การทำงานตลอดเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงของตัวแปรต่าง ๆ จึงได้ใช้วงจรป้อนกลับให้เป็น  
ส่วนประกอบสำคัญของระบบ ในที่นี้ได้พัฒนาการควบคุมมอเตอร์โดยใช้ โอเพอร์เรชันแวล  
ทรานสดอนต์คัตแทนซ์ แอมพลิฟาย (OTA) ซึ่งสามารถควบคุมพีดีบีเอ็ม ได้ดี และการ  
ใช้ OTA ในการสร้างพีดีบีเอ็มนี้ทำให้สามารถควบคุมการทำงานแบบป้อนกลับ ของ  
มอเตอร์ได้

# Adaptive control PWM

Naranee Sajjavatee

Promotch Somchit

Advisor

Singthong pattanasatthanon

1993

## ABSTRACT

Motor in the general working will have the several problem while the variable so that ,for the efficiency working of motor . The control motor is to be used when the condition is variable . Feed back control motor is the important system In this project the control motor is developed by using operational transconducer amplifier (OTA) that can make a good result while can impress suitable PWM control (adaptive control PWM) and OTA can be control by the feed back system of the motor

## สารบัญ

	หน้า
บทนำ	1
บทที่ 1 การปรับปรุงในการควบคุมพีดีบลิว เอ็ม	1-1
1.1 ความรู้เบื้องต้นของ OTA	1-1
บทที่ 2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ	2-1
2.1 ชนิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	2-1
2.2 ชนิดของโรเตอร์	2-1
2.3 หลักการทำงานของมอเตอร์	2-2
บทที่ 3 คุณสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	3-1
3.1 บทนำ	3-1
3.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดที่โหลด และแรงบิดที่มอเตอร์กับความเร็ว	3-1
3.3 มอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อจ่ายโวลต์เตจรูปคลื่นไซน์	3-4
3.3.1 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	3-4
3.3.2 ความสัมพันธ์ของแรงบิดกับความเร็ว เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโวลต์เตจหรือความถี่	3-8
3.4 มอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อจ่ายโวลต์เตจที่ไม่ใช่รูปไซน์	3-11
3.4.1 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	3-11
3.4.2 ผลกระทบของฮาร์โมนิกที่มีผลต่อมอเตอร์เหนี่ยวนำ	3-13
บทที่ 4 การควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	
4.1 การควบคุมโดยสัดส่วนโวลต์เตจ-คงที่	4-1
4.2 การปรับปรุงการควบคุมพีดีบลิว เอ็ม	4-3
4.2.1 เรกตีไฟเออร์	4-4
4.2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์	4-10
4.2.2.1 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจรอินเวอร์เตอร์	4-10
4.2.2.2 การประยุกต์ใช้งานมอสเฟสในการสวิตชิง	4-12
4.3 วงจรป้อนกลับ	4-14

บทที่ 5 การทดลอง และสรุปผล

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทนำ

โรงงานอุตสาหกรรมในปัจจุบันนี้ *มอเตอร์* นับเป็นอุปกรณ์พื้นฐานที่สำคัญในการประกอบกิจการของโรงงาน เพราะเครื่องมือเครื่องจักรต่างๆตลอดจนอุปกรณ์สนับสนุนการผลิต ล้วนใช้มอเตอร์เป็นส่วนประกอบสำคัญทั้งสิ้น ฉะนั้นการแก้ปัญหาเพื่อให้การประกอบกิจการมีประสิทธิภาพสูงสุด ก็คือการใช้เครื่องมือเครื่องจักรเหล่านั้นให้เกิดประโยชน์สูงสุด นั่นหมายความว่าต้องมีการพัฒนาการใช้มอเตอร์ให้เกิดประโยชน์สูงสุดอย่างมีประสิทธิภาพนั่นเอง

เริ่มตั้งแต่การเลือกใช้มอเตอร์สำหรับเครื่องให้ถูกกับลักษณะงาน เช่น งานที่ต้องการความเร็วคงที่มากก็ต้องเลือกใช้เครื่องจักรกลไฟฟ้าซิงโครนัส หรืองานที่ต้องการปรับความเร็วก็ควรใช้เครื่องจักรไฟฟ้ากระแสตรง เพราะสามารถควบคุมความเร็วได้ง่าย แต่เครื่องจักรไฟฟ้ากระแสตรงนั้นมักจะมีข้อจำกัดในด้านค่าใช้จ่ายต่างๆ เพราะราคาเครื่องจักรมีราคาสูงเมื่อเทียบกับเครื่องจักรชนิดเหนี่ยวนำ ดังนั้นจึงได้พยายามที่จะเลือกใช้เครื่องจักรเหนี่ยวนำเพื่อนำมาทดแทนเครื่องจักรไฟฟ้ากระแสตรง เพราะจะทำให้ค่าใช้จ่ายต่างๆลดลงได้

การใช้เครื่องจักรชนิดเหนี่ยวนำนั้นจะต้องพยายามควบคุมการใช้งาน เพื่อให้เกิดประโยชน์สูงสุด ซึ่งการควบคุมก็สามารถทำได้หลายวิธีแต่ละวิธีก็มีข้อจำกัดการใช้งานที่แตกต่างกันไป เช่น

1. วิธีการควบคุมความถี่ เป็นวิธีการที่ดีมีประสิทธิภาพในการนำไปควบคุมเครื่องจักรไฟฟ้า เพราะมีช่วงการควบคุมกว้างและไม่ทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องจักรไฟฟ้าลดลง

2. วิธีการควบคุมสลลิป จะใช้กับงานที่มีการเปลี่ยนแปลงความเร็วและกำลังไม่มากนัก เพราะการควบคุมสลลิปจะทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องจักรลดลง เมื่อความเร็วของเครื่องจักรไฟฟ้าลดลงจากค่าความเร็วซิงโครนัส และนำไปใช้กับเครื่องจักรขนาดใหญ่จะทำให้เกิดการสูญเสียมาก

3. วิธีการปรับจำนวนขั้ว เป็นวิธีที่ทำได้ง่าย แต่การควบคุมไม่สามารถทำได้อย่างต่อเนื่อง จะมีการเปลี่ยนความเร็วเป็นช่วงๆ

4. วิธีการควบคุมแรงดันกับความถี่คงที่ เป็นวิธีที่ใช้กันอย่างกว้างขวางแต่มี

ข้อเสียคือต้องใช้อุปกรณ์ในการสร้างเป็นจำนวนมาก และมีความซับซ้อน

5. วิธีการควบคุมตัวแปรทุกอย่างที่มีผลต่อการทำงานของเครื่องจักร เช่น ระดับตักดา กระแส สนามแม่เหล็ก ฯลฯ ซึ่งเป็นวิธีการควบคุมที่ดีที่สุด ทำให้เครื่องจักรหมุนด้วยอัตราเร็วคงที่ทุกสภาพโหลด ซึ่งรวมทั้งทอร์คด้วย การควบคุมแบบนี้ทำได้ยาก มักเป็นไปตามอุดมคติเท่านั้นจะเห็นว่าการควบคุมในแต่ละวิธีที่กล่าวมานั้น วิธีที่ 5 เป็นวิธีที่ดีที่สุด แต่อย่างไรก็ตามเราไม่สามารถกระทำได้ตามนั้น แต่สามารถควบคุมได้ในลักษณะที่ใกล้เคียงกัน คือการควบคุมระดับแรงดัน กระแส และความถี่ ซึ่งทำให้สามารถควบคุม สนามแม่เหล็ก ผลก็คือปริมาณฟลักซ์แม่เหล็กจะคงที่ ทำให้ทอร์คคงที่ด้วย

สำหรับการประยุกต์ใช้งานในปริกฤณานิพนธ์ฉบับนี้ ได้ประยุกต์ใช้ระบบการควบคุมอย่างง่าย โดยใช้ โอเพอร์เรชั่น คอนสแตนต์แอมพลิฟลาย (OTA) ซึ่งสามารถควบคุมการทำงานแบบป้อนกลับได้โดยกระแสจากภายนอก เป็นวิธีการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยที่แรงบิดเปลี่ยนแต่ความเร็วคงที่ สามารถนำไปใช้ในงานเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ได้ดี

## บทที่ 1

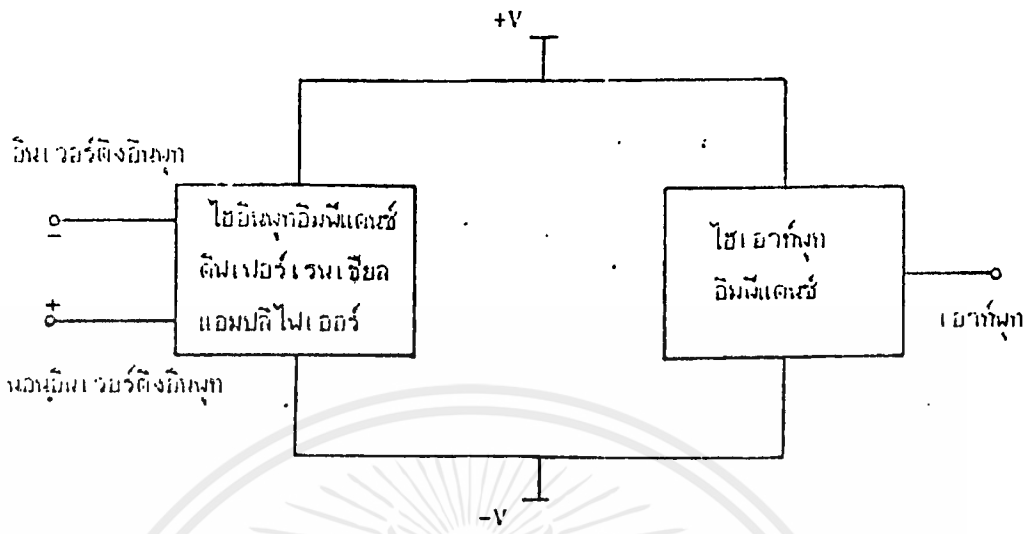
### การควบคุมในการควบคุมพีดับบลิวเอ็ม

#### ( Adaptive Control PWM )

การสร้างวงจรพีดับบลิวเอ็ม โดยทั่วไปประกอบด้วยอุปกรณ์จำนวนมากทำให้เกิดความซับซ้อนและสิ้นเปลือง ในปริิฤฎยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอการสร้างพีดับบลิวเอ็มแบบใหม่ที่ประหยัดและควบคุมง่าย โดยใช้ OTA

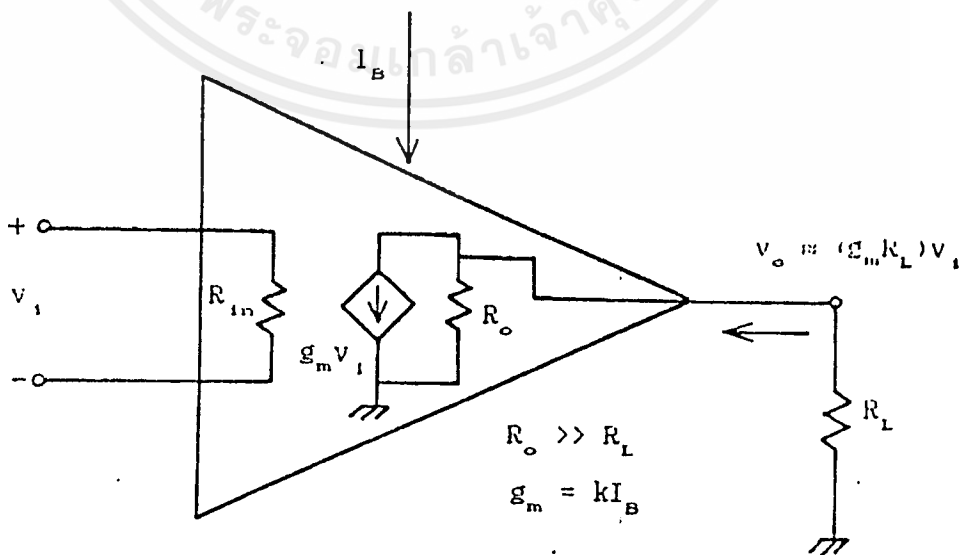
#### 1.1 Operational Transconductance Amplifier (OTA)

OTA เป็นอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดหนึ่งที่เปลี่ยนค่าศักดาไฟฟ้าที่อินพุทให้เป็นกระแสไฟฟ้าที่เอาต์พุท หรือที่เรียกว่า "โวลท์เตจ คอเลทอรล เคอร์เรนท์ ซอร์ส" ( Voltage Control Current Source : VCCS ) อัตราการเปลี่ยนค่าศักดาไฟฟ้าเป็นค่ากระแสไฟฟ้านี้มีชื่อเฉพาะว่า ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ (Transconductance :  $g_m$  ) OTA โดยทั่วไปสร้างจากสารกึ่งตัวนำในรูปของวงจรรวม (IC) และมีคุณสมบัติพื้นฐานดังต่อไปนี้ มีค่าอินพุทและค่าเอาต์พุทอิมพีแดนส์สูง มีค่าทรานสคอนดักแตนซ์ ( $g_m$ ) ที่สามารถควบคุมได้โดยการไบอัสกระแสจากภายนอก บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างง่ายๆของ OTA มีดังแสดงในรูป 1.1



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงโครงสร้างพื้นฐานของ OTA

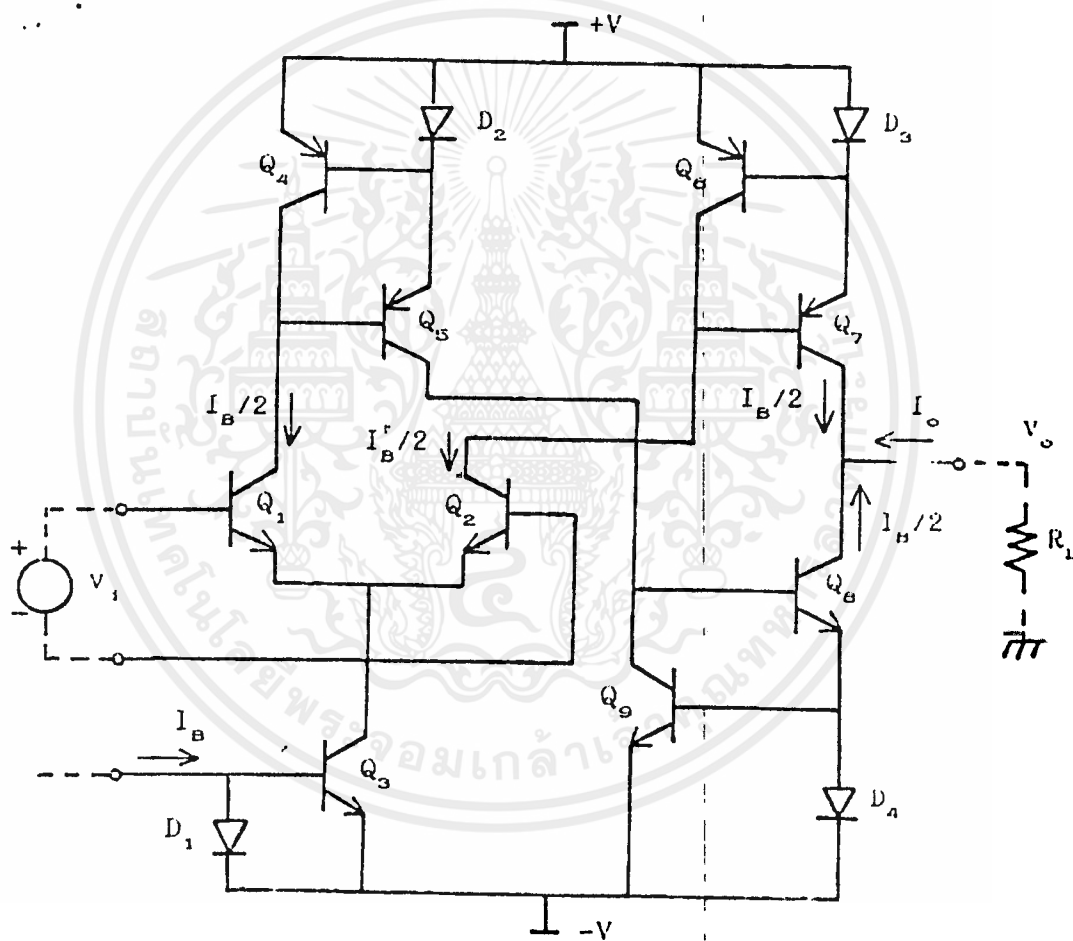
เนื่องจากภาคอินพุตของ OTA มีโครงสร้างเป็น ดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเออร์ (Differential Amplifier) ถ้าสัญญาณอินพุตของ OTA มีค่าพอประมาณ ไม่สูงเกินควมแล้ว วงจรสมมูลของ OTA จะเป็นดังในรูปที่ 1.2



เอกสารรูปที่ 1.2 วงจรสมมูลของ OTA สำหรับสัญญาณอินพุตที่มีขนาดเล็กพอสมควมการค้ำไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส  $I_B$  ที่แสดงในรูปที่ 1.2 คือกระแสไบอัสที่ใช้ควบคุมค่าทรานสคอนดักแตนซ์ ( $g_m$ ) ของ OTA ซึ่งค่าความสัมพันธ์ระหว่าง  $g_m$  และ  $I_B$  คือ

$$g_m = I_B / 2V_T$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ขอเผยแพร่ให้ผู้อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาต  
 รูปที่ 1.3 วงจรแบบพื้นฐานแบบหนึ่งของ OTA ตามวงจรสมมูลย์ในรูปที่ 1.2  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 1.3 แสดงโครงสร้างพื้นฐานเบื้องต้นของ OTA สำหรับการวิเคราะห์วงจรในรูปที่ 1.3 นี้เราจะสมมุติฐานว่า ค่าอัตราขยายการแอส ( $h_{FE}$ ) ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวในวงจรมีค่าสูงมากๆ และกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับการแอสของคอลเลคเตอร์และเราจะเริ่มต้นด้วยการสมมุติให้กระแสไบอัสของ OTA และสัญญาณอินพุทเท่ากับ  $I_B$  และ  $V_1$  ตามลำดับ ดังนั้นถ้าพื้นผิวรอยต่อระหว่างเบส-อิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  กับพื้นผิวรอยต่อ PN ของไดโอด  $D_1$  เท่ากันแล้วจะทำให้กระแสที่ไหลผ่านไดโอด  $D_1$  และตามข้อสมมุติฐานที่ว่ากระแสเบสของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าน้อยมาก เราจะได้ว่า กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ซึ่งถ้าให้ทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการแล้ว เราจะพบว่าถ้า  $V_1 = 0$  กระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $Q_1$  จะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน  $Q_2$  ซึ่งย่อมเท่ากับ  $I_B/2$  นั่นเอง กระแสที่ไหลผ่าน  $Q_1$  และ  $Q_2$  นี้จะมีผลสะท้อนในกระแสโดยวงจรสะท้อนกระแสซึ่งประกอบด้วยทรานซิสเตอร์  $Q_4, Q_5, D_2, Q_6, Q_7, D_4$  และ  $Q_8, Q_7, D_3$  ไปยังทรานซิสเตอร์  $Q_6$  และ  $Q_7$  และในกรณีนี้เราก็จะพบว่าจะไม่มีการแอสเอาต์พุทออกมาเลยกล่าวคือกระแสเอาต์พุทมีค่าเป็น 0 นั่นเอง

ต่อไปถ้าเราสมมุติว่าสัญญาณอินพุท  $V_1$  ไม่เป็นศูนย์ สัญญาณนี้จะไปบังคับให้กระแสคอลเลคเตอร์ของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีค่าไม่เท่ากัน เพราะเนื่องจากค่ากระแสคอลเลคเตอร์ และ ศักดาไฟฟ้าระหว่างเบส-อิมิตเตอร์ ( $V_{BE}$ ) มีความสัมพันธ์อยู่ในรูปเอกซ์โปเนนเชียลกล่าวคือ

$$I_C = I_S \exp qV_{BE}/mkT \quad (1.1)$$

โดยในที่นี้  $I_S$  คือค่ากระแสย้อนกลับอิมิตเตอร์,  $m \cong 1$ ,  $k$  คือค่านิจัน์โบลท์มาน (Boltzman constant),  $q$  คือค่าประจุ,  $T$  คือค่าอุณหภูมิในหน่วยองศาเคลวิน (K) และ  $kT/q$  นี้มีค่าเทียบเท่าเป็น ค่าศักดาไฟฟ้าที่ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ซึ่งมักเขียนแทนด้วยสัญลักษณ์  $V_T$  โดยมีค่าประมาณเท่ากับ 26 mV ที่อุณหภูมิ 25°C ดังนั้นสำหรับในกรณีที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีพื้นที่รอยต่อเบส-อิมิตเตอร์เท่ากัน เราจะได้ว่าค่ากระแสย้อนกลับอิมิตเตอร์  $I_S$  จะมีค่าเท่ากันซึ่งจะเป็นผลให้ความสัมพันธ์ของค่าศักดาไฟฟ้า  $V_1$  กับกระแสไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่คอลเลคเตอร์จะเป็นดังต่อไปนี้คือ

$$V_1 = (kT/q) \ln(I_{c1}/I_{c2}) \quad (1.2)$$

เมื่อ  $I_{c1}$  และ  $I_{c2}$  เป็นกระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ตามลำดับ เราจะพบว่าถ้า  $V$  มีค่าเล็กมากๆ (ประมาณเป็นมิลลิโวลต์) และจะได้  $I_{c1} \simeq I_{c2} \simeq I_B/2$  หรือค่าอัตราส่วน  $I_{c1}/I_{c2}$  จะมีค่าเข้าใกล้โดยอาศัยอนุกรมเทเลอร์ (taylor's series) เราจะประมาณได้ว่า

$$\begin{aligned} V_1 &\simeq kT(I_{c1} - I_{c2})/qI_{c2} \\ &= kT(I_{c1} - I_{c2})/(qI_B/2) \end{aligned} \quad (1.3)$$

โดยวงจรสะท้อนกระแสตามรูป 1.2 กระแสผ่านคอลเลคเตอร์ของ  $Q_7$  และ  $Q_8$  คือ  $I_{c7}$  และ  $I_{c8}$  มีค่าเท่ากับ  $I_{c2}$  และ  $I_{c1}$  ตามลำดับ ดังนั้นเมื่อเราแทนค่า  $I_{c1}$  และ  $I_{c2}$  โดย  $I_{c8}$  และ  $I_{c7}$  ลงใน 1.3 แล้วจะได้

$$V_1 \simeq 2kT(I_{c8} - I_{c7})/qI_B \quad (1.4)$$

แต่ตามรูป 1.2 เราพบว่าค่าผลต่างของกระแส ( $I_{c8} - I_{c7}$ ) ก็คือค่ากระแสเอาท์พุท  $I_o$  นั้นเอง ดังนั้นจากสมการ 1.4 นี้เราก็จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาท์พุท  $I_o$  และศักดาไฟฟ้าเอาท์พุทเป็นดังนี้

$$V_1 = 2kTI_o/qI_B$$

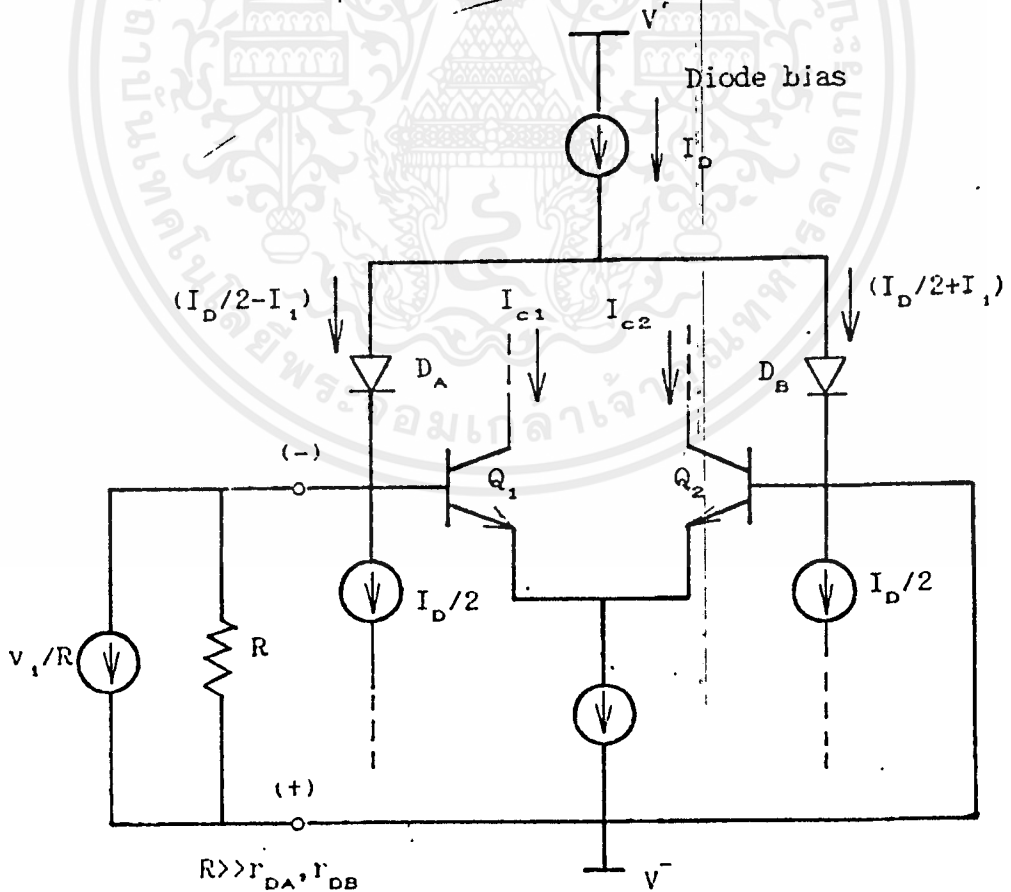
หรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับควรรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 $I_o = I_B V_1 / 2(kT/q)$   
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ

$$I_o = g_m V_m \tag{1.5}$$

เมื่อ  $g_m = qI_B/2kT$  ซึ่งเป็นค่าคอนสแตนต์ของวงจร OTA นั้นเอง ดังนั้นเราจะพบว่าเราสามารถปรับค่า  $g_m$  ได้โดยการปรับค่า  $I_B$  สรุปได้ว่าถ้าสัญญาณอินพุตมีค่าน้อยพอควรแล้ว  $I_{c1}/I_{c2}$  จะมีค่าเข้าใกล้ค่าหนึ่ง จะทำให้ได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่าศักดาไฟฟ้าอินพุตและกระแสเอาต์พุตของ OTA ดังในสมการ 1.5 กล่าวคือ OTA จะทำงานได้ความสัมพันธ์ระหว่างอินพุต  $V_i$  และเอาต์พุต  $I_o$  เป็นเชิงเส้นโดยทั่ว ๆ ไป. op-amp ในทางอุตสาหกรรมจะใส่ไดโอดเพื่อทำให้การทำงานของ OTA อยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นในขณะที่อินพุตมีค่าสูง เพิ่มเข้าไปที่อินพุตของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ดังแสดง ในรูป 1.4 หรือที่เรียกกันว่า "Linierizing Diodes" ซึ่งตามปกติขรรคมดาวีซิลีเนียร์ก็มีอยู่ด้วยกันหลายวิธี แต่ในที่นี้จะกล่าวแต่เฉพาะวิธีซิลีเนียร์ไลซิงไดโอด



รูปที่ 1.4 แสดงการต่อไดโอด เพื่อให้การทำงานของ OTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้เฉพาะที่เอกสารศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 อยู่ในช่วงที่เป็นเชิงเส้นสำหรับอินพุตมีค่าสูง  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากการวิเคราะห์วงจรรูปที่ 1.4 โดยอาศัยสมการของเคอร์ชอฟโวลต์เตจรอบๆ เส้นวงปิด (loop) ซึ่งมีการจัดเรียงตัวของอุปกรณ์ดังนี้  $D_A$ ,  $Q_1$ ,  $Q_2$  และ  $D_B$  โดยเราสามารถเขียนความสัมพันธ์ได้ดังต่อไปนี้

$$V_{DA} + V_{DE1} = V_{DB} + V_{DE2} \quad (1.6)$$

ถ้าพื้นที่รอยต่อระหว่าง เบส-อิมิตเตอร์ ของทรานซิสเตอร์ทุกตัวมีค่าเท่ากัน ( $D_A$  และ  $D_B$  สร้างมาจากทรานซิสเตอร์โดยทำการต่อขาเบสกับชาคอลเลคเตอร์เข้าด้วยกัน จากสมการ 1.2 และ 1.6 เราจะได้

$$kT[\ln(I_D/2 - I_{c1})/I_{SA} + \ln(I_{c1}/I_{S1})]/q = kT[\ln(I_D/2 + I_{c1})/I_{SB} + \ln(I_{c2}/I_{S2})]/q \quad (1.7)$$

จากรูป 1.3 (ถ้ากระแสเบสมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับกระแสคอลเลคเตอร์แล้ว )

$$I_{c1} + I_{c2} = I_B \quad (1.8)$$

$$I_{c6} + I_{c7} = I_O \quad (1.9)$$

เนื่องจาก  $I_{c1} = I_{c6}$  และ  $I_{c2} = I_{c7}$  ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$I_{c6} = (1/2)(I_B + I_O) \quad (1.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 $I_{c7} = (1/2)(I_B - I_O) \quad (1.11)$   
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการแทนค่ากระแสต่างๆ เหล่านี้ลงไปนสมการ 1.7 และจัดรูปสมการเสียใหม่เราจะ  
ได้ว่า

$$(kT/q) \ln[(I_D/2+I_1)/(I_D/2-I_1)] = (kT/q) \ln[(I_B+I_O)/(I_B-I_O)] \tag{1.12}$$

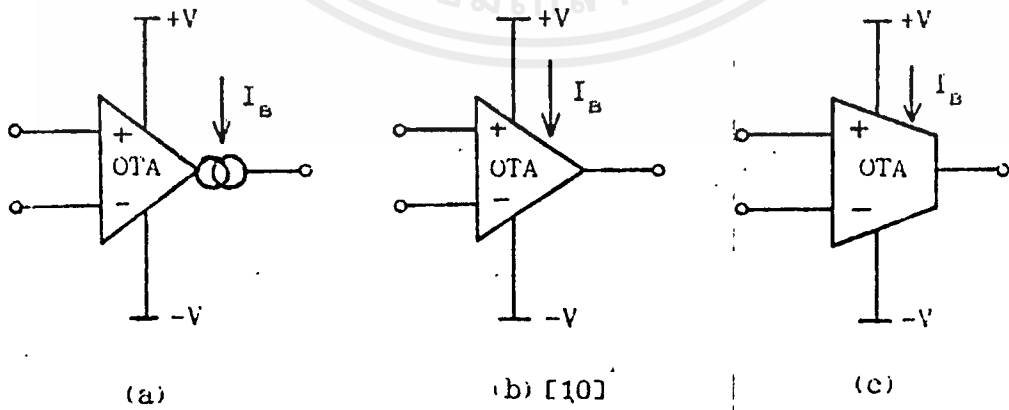
ลดรูปสมการ 1.12 ลงมาได้เป็น

$$I_O = I_1(2I_B)/I_D \tag{1.13}$$

หรือในเทอมของค่าศักดาไฟฟ้า

$$V_O = V_1(2I_B/I_D)(R_L/R) \tag{1.14}$$

สัญลักษณ์ของ OTA ที่นิยมใช้กันมีลักษณะดังในรูป 1.5



ตามที่ได้กล่าวถึงคุณสมบัติของ OTA อย่างคร่าวๆ มาในหัวข้อข้างต้นนับได้ว่า OTA เป็นอุปกรณ์แอกทีฟที่น่าสนใจ โดยความสัมพันธ์ระหว่างค่าศักดาไฟฟ้าอินพุต  $V_1$  และค่ากระแสเอาต์พุต  $I_o$  จะมีค่าเป็น

$$I_o = g_m V_1$$

และ  $g_m$  คือค่าทรานสดคอนดักแตนส์ของ OTA มีค่าดังนี้

$$g_m = I_B / 2V_T$$

และกระแส  $I_B$  เป็นกระแสไบอัสให้แก่ OTA ที่ควบคุมจากภายนอก ซึ่งจะเห็นได้ว่า  $I_o$  จะผันแปรโดยตรงกับ  $I_B$  ซึ่งคุณสมบัตินี้มีประโยชน์มากในการใช้งาน OTA

## บทที่ 2

### ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับมอเตอร์เหนี่ยวนำ

#### 2.1 ชนิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

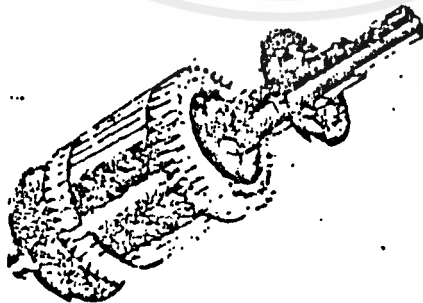
1. แบบที่มีโรเตอร์คล้ายกรงกระรอก (squirrel cage rotor) เป็นแบบที่ไม่มีวงแหวน (slip ring) ติดอยู่กับโรเตอร์ (rotor)

2. แบบที่มีโรเตอร์มีลวดพันอยู่รอบๆ (wound rotor)

ทั้งสองแบบมีหลักการเช่นเดียวกัน ส่วนที่แตกต่างกันเพียงโครงสร้างของโรเตอร์ สำหรับส่วนของ สเตเตอร์ (stator) นั้นมีโครงสร้างเหมือนกัน

#### 2.2 ชนิดของโรเตอร์

1. แบบกรงกระรอก (squirrel cage) ประกอบด้วยตัวนำที่ฝังอยู่ใน rotor รอบๆ ตามผิวระบอบกลมตัวนำทั้งสองชุดจะถูกลัดวงจรที่ปลายทั้งสองด้านโดยตัวนำที่เป็นรูปวงแหวน ซึ่งอาจเป็นทองแดง หรือ ทองเหลืองก็ได้ จำนวนขั้วแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนโรเตอร์จะเท่ากับที่เกิดขึ้นบนสเตเตอร์ โรเตอร์แบบนี้ถูกและแข็งแรงแต่ว่าแรงบิดเริ่มแรกต่ำ



รูปที่ 2.1 A die-cast aluminum rotor for a ball-bearing

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า squirrel cage induction motor

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. แบบใช้ขดลวดพันรอบตัวหมุน (wound rotor) การพันขดลวดบนโรเตอร์ จะเหมือนกับสเตเตอร์ โดยจะพันให้มีจำนวนขั้วเท่ากัน มอเตอร์ชนิดนี้จะหมุนก็ต่อเมื่อวงจร ทางด้านโรเตอร์ต่อครบวงจร ดังนั้นจึงต้องมีวงแหวนต่อไปยังวงจรภายนอกเพื่อทำการลัด วงจรหรือค่าความต้านทานเพื่อใช้ในการเดินเครื่อง



รูปที่ 2.2 phase-wound or slip ring motor

มอเตอร์เหนี่ยวนำที่ใช้ส่วนมากเป็นชนิดกรงกระรอก เพราะราคาถูกและ มีความทนทานในการใช้งานมอเตอร์ชนิดนี้มีความเร็วค่อนข้างคงที่ ความเร็วจะต่ำลงเล็กน้อยเมื่อโหลดเพิ่มขึ้น

### 2.3 หลักการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

มอเตอร์เหนี่ยวนำนี้ ไม่มีวงจรไฟฟ้าต่อเชื่อมกันระหว่างสเตเตอร์กับโรเตอร์ กระแสที่เกิดขึ้นในโรเตอร์ เกิดจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นจากสนามแม่เหล็กหมุนที่มาจากสเตเตอร์ ซึ่งได้รับกำลังไฟสลับจากภายนอก ขนาดของแรงเคลื่อนขึ้นอยู่กับ การเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็ก ที่เกิดขึ้นบนตัวนำของโรเตอร์ ปรากฏการณ์ที่เกิดขึ้นมีหลัก เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า การค้าคลึงกับหม้อแปลงที่มีส่วนที่สองเคลื่อนที่ได้ ไม่วากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สนามแม่เหล็กัลฟ์ที่เกิดขึ้นบนสเตเตอร์ จะหมุนคล้ายกับการหมุนของแม่เหล็กถาวรด้วยความเร็วเท่ากับ synchronous speed ซึ่งทำให้เกิดการตัดของสนามแม่เหล็กหรือมีการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กบนตัวโรเตอร์ เมื่อมีสนามแม่เหล็กวิ่งผ่านตัวนำโรเตอร์ จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ตัวนำโรเตอร์ ทำให้เกิดกระแสไหลในตัวนำ ซึ่งทำให้เกิดแรงบิดขึ้นที่โรเตอร์ในทิศทางเดียวกับการเคลื่อนที่ของสนามแม่เหล็กหมุน



## บทที่ 3

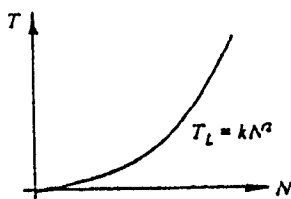
## คุณสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

## 3-1 บทนำ

ในระบบควบคุมใดๆก็ตาม เราต้องมีความเข้าใจองค์ประกอบพื้นฐาน และคุณสมบัติของระบบที่ต้องการควบคุมเสียก่อน เช่นเดียวกับการควบคุมความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ ในบทนี้จึงกล่าวถึงวงจรสมมูลย์ (equivalent circuit) ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ รวมทั้งความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด (torque) กับความเร็ว (speed) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโวลเตจหรือความถี่ และผลของฮาร์โมนิค (harmonic) ที่จะเกิดขึ้นต่อมอเตอร์

## 3-2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดที่โหลด (load torque) และแรงบิดที่มอเตอร์กับความเร็ว

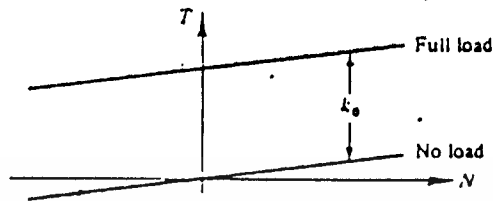
การนำมอเตอร์เหนี่ยวนำไปใช้งานในระบบต่างๆ สิ่งที่จะต้องคำนึงถึงเป็นอันดับแรกในการควบคุมคือ ชนิดของโหลดที่มอเตอร์ต้องขับ โดยทั่วไปโหลดมีหลายประเภท และแต่ละประเภท ก็จะมีความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดที่ความเร็วที่แตกต่างกันโดยสามารถเขียนได้เป็น



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 3.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดที่โหลด-ความเร็ว (ก) พัดลมหรือปั๊มพ์  
(ข) คอมเพรสเซอร์ (ค) ปั่นจั่น

$$T_L = f(n) \tag{3.1}$$

ความสัมพันธ์ของแรงบิดที่โหลด-ความเร็ว ที่พบเห็นโดยทั่วไปแสดงรูปที่ 3.1

ได้แก่

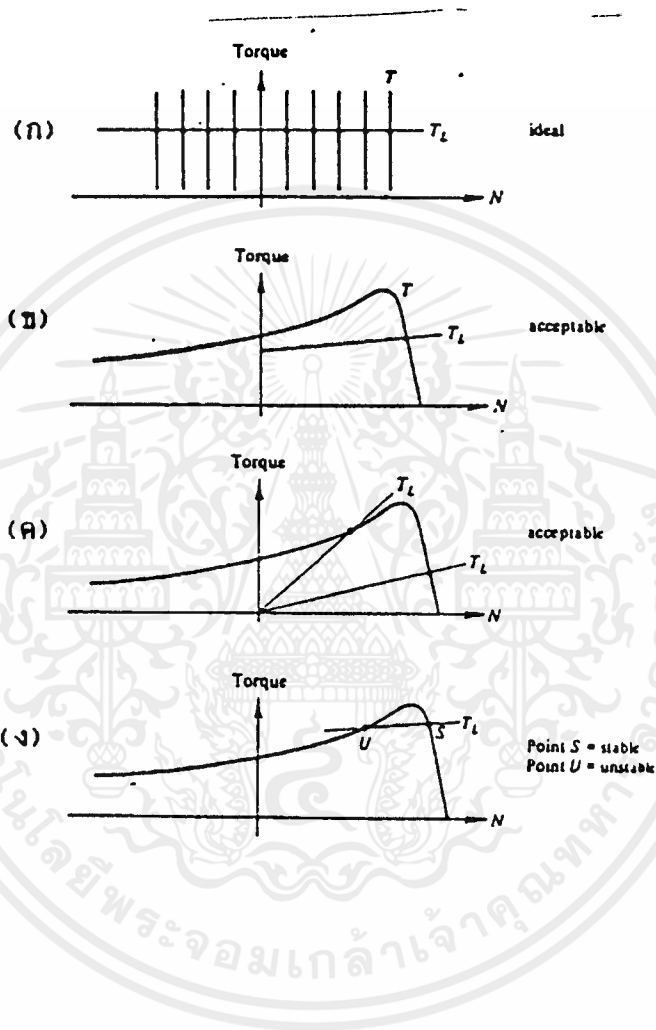
$$T_L = kN^2 \quad ; \text{พัดลมหรือปั๊มพ์} \tag{3.2}$$

$$T_L = k_0 + k_1 N + k_2 N^2 + \dots \quad ; \text{คอมเพรสเซอร์} \tag{3.3}$$

$$T_L = k_0 + k_1 N \quad ; \text{ปั่นจั่น} \tag{3.4}$$

จากการศึกษา พบว่าในระบบควบคุมที่ดัดนั้น แรงบิดที่มอเตอร์ที่ความเร็วต่างๆ ควรอยู่ในแนวตั้งฉาก หรือใกล้เคียงที่สุด เพื่อให้ความเร็วเปลี่ยนแปลงน้อย แม้ว่าการเปลี่ยนแปลงเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของไหลอย่างทันทีทันใด ดังรูปที่ 3.2 (ก)



รูปที่ 3.2 คุณสมบัติ ณ จุดตัดกันของแรงบิดที่โหลด ( $T_L$ ) และแรงบิดที่มอเตอร์ ( $T$ )

เมื่อพิจารณา แรงบิดที่โหลด ( $T_L$ ) และแรงบิดที่มอเตอร์ ( $T$ ) บนแกนเดียวกัน ดังรูปที่ 3.2 จะเห็นว่า ที่จุดตัดของเส้นทั้งสองนั้นควรจะให้เส้นมีความชันน้อยกว่าเส้น ดังจุดในรูป 3.2 (ง) เพราะมอเตอร์จะรักษาระดับความเร็วได้ หากความเร็วเปลี่ยนแปลงไปเนื่องจากผลกระทบจากภายนอกส่วนที่จุด U จะไม่สามารถรักษาระดับความเร็วที่จุดนั้นไว้ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 มอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อจ่ายโวลต์เคจรูปคลื่นไซน์

โดยทั่วไปการหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะเกิดขึ้นเมื่อจ่ายไฟรูปคลื่นไซน์ให้กับสเตเตอร์ (stator) ของมอเตอร์ก็จะเกิดฟลักซ์ (flux) ในช่องว่าง (air gap) ซึ่งหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส (synchronous) เป็น

$$N_o = (2w_1/p) \quad \text{rad/s}$$

หรือ

$$N_o = (120f_1/p) \quad \text{rpm}$$

หากโรเตอร์ (rotor) หยุด ก็จะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ และทำให้เกิด mmf (magneto motive force) ทำให้มอเตอร์หมุนไปในทิศทางเดียวกับฟลักซ์ซึ่งหากโรเตอร์หมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส ก็จะไม่เกิดการเหนี่ยวนำขึ้นระหว่างฟลักซ์กับโรเตอร์ ดังนั้นตามปกติความเร็วของมอเตอร์ (N) จะหมุนช้ากว่า ซึ่งความแตกต่างของความเร็วทั้งสองนั้น ( $N_o - N$ ) เราเรียกว่าความเร็วสลลิป (slip speed) และจะหาค่าของสลลิปต่อหน่วย (per unit slip) ได้จาก

$$S = (N_o - N) / N_o$$

#### 3.31 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เนื่องจากมอเตอร์เหนี่ยวนำ มีลักษณะการทำงานเหมือนหม้อแปลงไฟฟ้า ดังนั้นจึงสามารถเขียนวงจรสมมูลแต่ละเฟสของมอเตอร์ได้เช่นเดียวกับหม้อแปลงไฟฟ้า ดังรูปที่ 3.2

จากรูป 3.3 (ข) ได้ความสัมพันธ์ของกระแสโรเตอร์เป็น

$$I_2 = E_1 / (R_2/S + jX_2) \quad (3.7)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ 
$$E_1 = V_1 - I_1(R_1 + jX_1) \quad (3.8)$$

และจะได้ขนาดกระแสเป็น

$$|I_2| = |E_1| / (\sqrt{(R_2/S)^2 + X_2^2}) \quad (3.9)$$

ในทางปฏิบัติพบว่าโวลเตจต์ตกคร่อม  $R_1 + jX_1$  น้อยดังนั้นจึงประมาณได้ว่า

$$|E_1| \approx |V_1| \quad (3.10)$$

ซึ่งจะได้วงจรสมมูลย์ดังรูปที่ 3.3 ค. และได้กระแสโรเตอร์เป็น

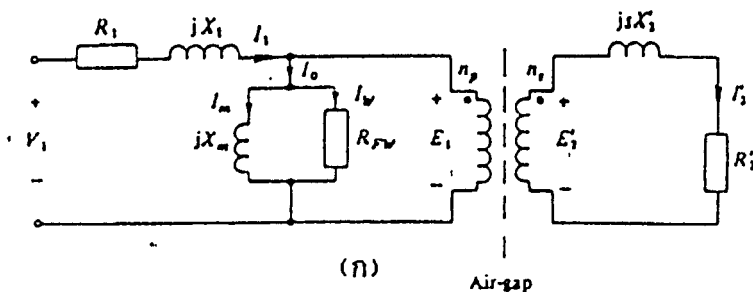
$$I_2 = V_1 / [(R_1 + R_2/S) + j(X_1 + X_2)] \quad (3.11)$$

และ

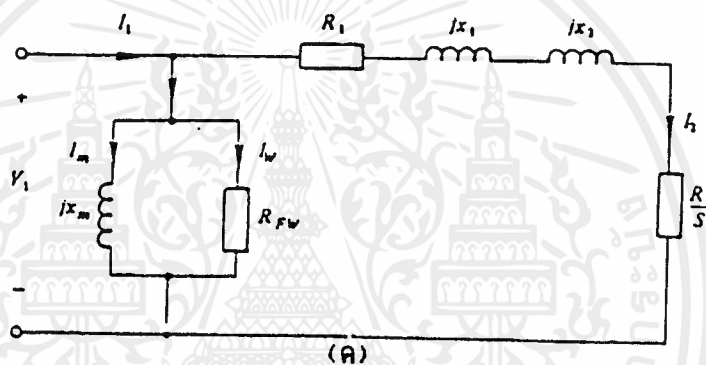
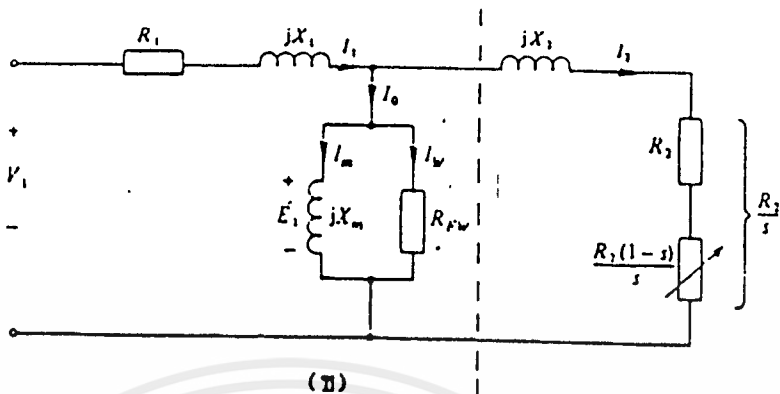
$$|I_2| = |V_1| / \sqrt{(R_1 + R_2/S)^2 + (X_1 + X_2)^2} \quad (3.12)$$

สำหรับการหาค่า แรงบิดของมอเตอร์นั้น เราสามารถหาค่าได้จากความสัมพันธ์

$$T = P_m / \omega \quad (3.13)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เนื่องจากกำลังไฟฟ้าที่เปลี่ยนเป็นกำลังทางกลหาได้จาก

$$P_m = [I_2]^2 R_2 (1-S) S \tag{3.14}$$

และจากสมการ (3.6) พบว่า

$$N = N_o (1-S) \tag{3.15}$$

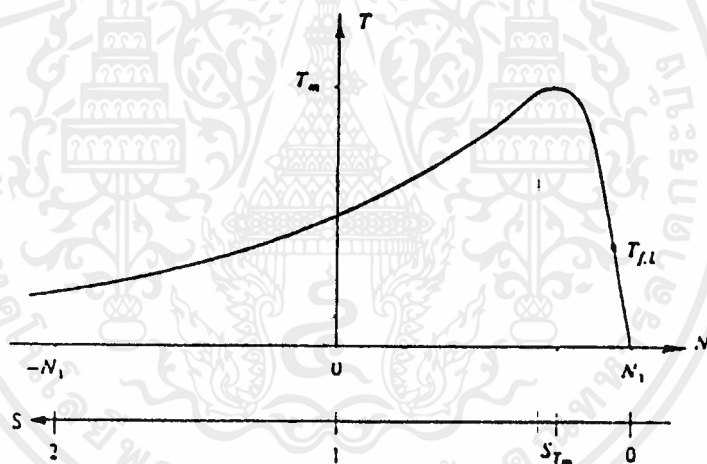
ดังนั้น 
$$T = ([I_2]^2 R_2) / N_o \cdot S \tag{3.16}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนค่า  $|I_2|$  จากสมการ (3.12) ลงในสมการ (3.16) จะได้

$$T = \left[ |I_2|^2 / N_o \right] \cdot (R_2 / S) / \left[ (R_1 + R_2 / S)^2 + (X_1 + X_2)^2 \right] \quad (3.17)$$

จากสมการนี้จะเห็นว่าหากป้อนโวลต์เตจและค่าความถี่คงที่แล้วตัวแปรที่จะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของ  $T$  ก็คือ  $S$  ซึ่งจะทำให้ได้ความสัมพันธ์ของ แรงบิด-ความเร็ว ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

และสามารถหาค่าแรงบิดสูงสุดได้โดยการดิฟเฟอเรนเชียลสมการ (3.17) เทียบกับ  $S$  แล้วให้เท่ากับ 0 ซึ่งจะทำให้ได้

$$S_{T_m} = \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2)^2} \approx R_2 / [X_1 + X_2] \quad (3.18)$$

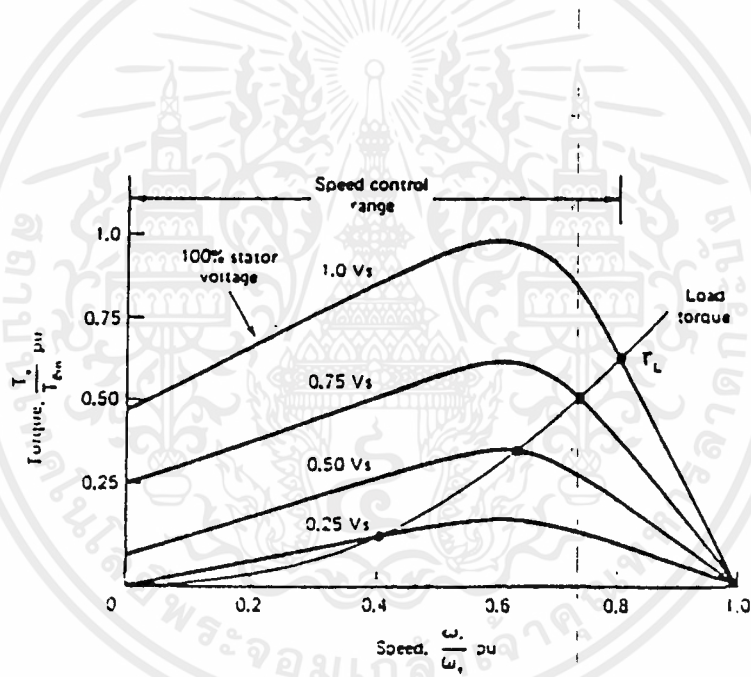
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อแทนสมการ (3.18) ลงในสมการ (3.17) จะได้แรงบิดสูงสุดเป็น

$$T_m = \left\{ \left[ \left| V_1 \right|^2 / 2N_o \right] \right\} / \left( R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2)^2} \right)$$

$$= \left| V_1 \right|^2 / \left[ 2N_o (X_1 + X_2) \right] \tag{3.19}$$

3.3.2 ความสัมพันธ์ของแรงบิดกับความเร็วเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโวลต์เตจหรือความถี่



รูปที่ 3.5 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด-ความเร็ว เมื่อเปลี่ยนแปลงโวลต์เตจโดยความถี่คงที่

การพิจารณาความสัมพันธ์ดังกล่าวนี้จากสมการ (3.17) สามารถแบ่งออกได้ เป็นสามลักษณะได้แก่

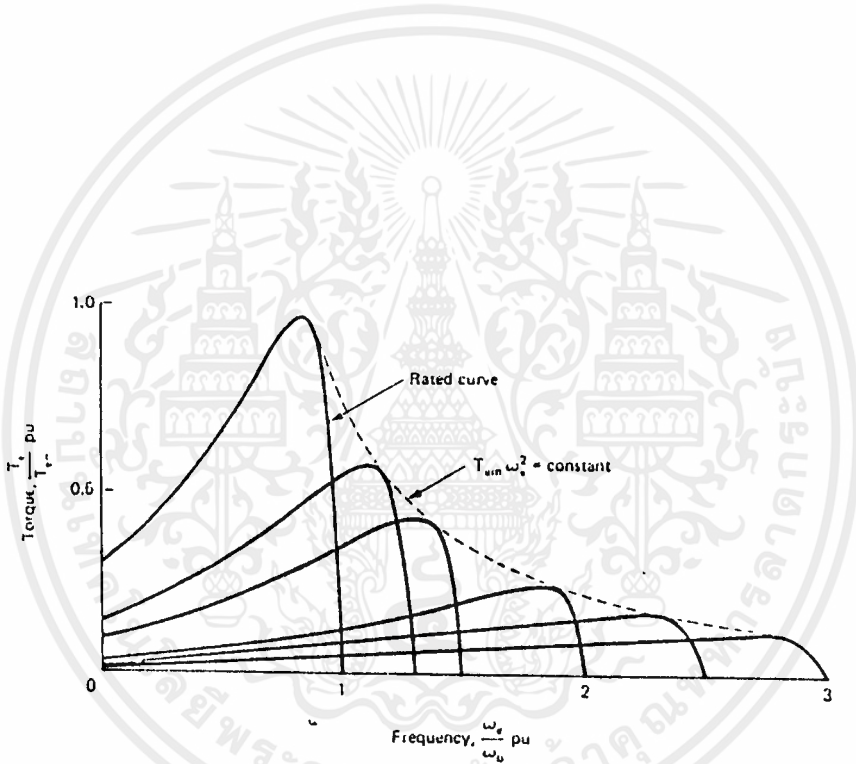
1. เปลี่ยนโวลต์เตจโดยความถี่คงที่วิธีนี้เป็นวิธีที่ง่ายและประหยัดหากใช้ควบคุมความเร็วมอเตอร์เหนี่ยวนำ

แต่ค่าแรงบิดสูงสุดจะลดลงอย่างรวดเร็วเมื่อโวลต์เตจลดต่ำกว่าเกณฑ์ใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



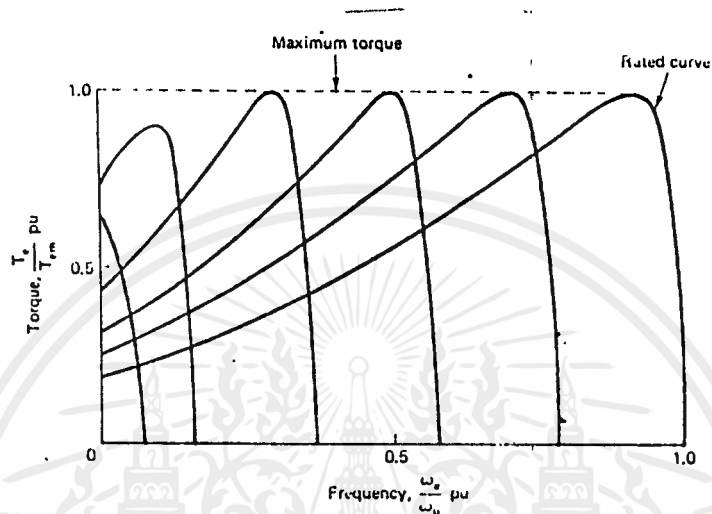
ลง ดังรูปที่ 3.5 ซึ่งได้แสดงให้เห็นแรงบิดที่โหลดซึ่งเป็นพัลลวมหรือป้อนควบคุมไปด้วยจะเห็นว่าช่วงการควบคุมความเร็วนั้นจะต้องมีสลิปมาก ซึ่งเป็นผลให้มีพลังงานสูญเสียมากขึ้นด้วย

2. เปลี่ยนความถี่โดยโวลต์ที่คงที่ จะให้ผลดังรูปที่ 3.6 ซึ่งแสดงให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดสูงสุดในช่วงที่มากกว่าพิกัด เนื่องจากลดความถี่ต่ำกว่านี้โดยระดับโวลต์คงเท่าพิกัด ฟลักซ์จะเกิดการอิ่มตัว (saturate) เกิดกระแสไหลมากที่สเตเตอร์ดังนั้นในช่วงความถี่ต่ำกว่าความถี่พิกัดจึงควรลดโวลต์ที่คงลงเพื่อให้ฟลักซ์ลดลง



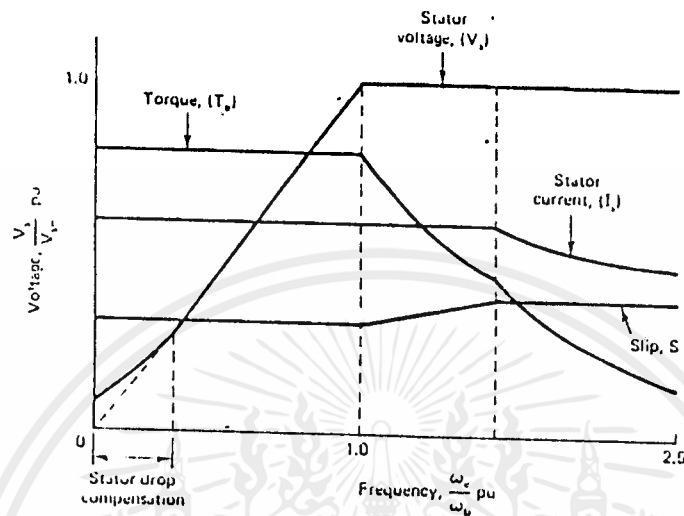
รูปที่ 3.6 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด-ความเร็วเมื่อเปลี่ยนความถี่โดยโวลต์ที่คงที่

3. เปลี่ยนความถี่โดยสัดส่วนของโวลต์ที่คงและความถี่คงที่จะได้ผลดังรูปที่ 3.7 ซึ่งจะได้แรงบิดสูงสุดคงที่อันเป็นผลมาจากฟลักซ์คงที่ แต่ในช่วงความถี่ต่ำนั้นฟลักซ์จะลดลงเนื่องจากตกคร่อมที่อิมพีแดนซ์ (impedance) สเตเตอร์บางส่วนดังนั้นในช่วงนี้จึงต้องชดเชยด้วยการเพิ่มโวลต์ที่คงขึ้นเพื่อให้ได้แรงบิดที่สูงขึ้น



รูปที่ 3.7 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด-ความเร็ว  
เมื่อเปลี่ยนความถี่โดย  $V/F$  คงที่

จากความสัมพันธ์ที่กล่าวมาแล้วนั้น จะได้ความสัมพันธ์ระหว่าง โวลต์เตจ กับ ความถี่ ที่เหมาะสม รูปที่ 3.8 ซึ่งแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของโวลต์เตจ แรงบิด ความถี่ และกระแสเตเตอร์ เมื่อเปลี่ยนความถี่ไป โดยจะสามารถแบ่งได้เป็น 2 ช่วง คือ แรงบิดคงที่ เมื่อความถี่ต่ำกว่า 1 pu และกำลังคงที่ เมื่อความถี่สูงกว่า 1 pu รวมทั้ง มีการชดเชยผลของอิมพีแดนซ์ในช่วงความถี่ต่ำด้วย



รูปที่ 3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตจ-ความถี่ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

### 3.4 มอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อจ่ายโวลต์เตจที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์

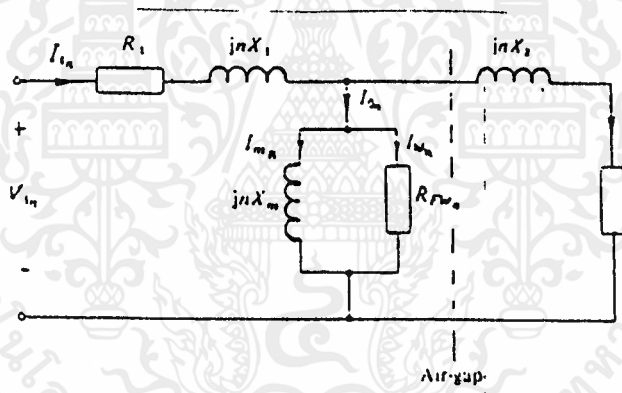
เนื่องจากแหล่งจ่ายพลังงานปกติที่ใช้กันอยู่ในชีวิตประจำวัน ไม่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องสร้างแหล่งจ่ายพลังงานที่ปรับความถี่ และโวลต์เตจได้ ซึ่งการสร้างแหล่งจ่ายพลังงานรูปคลื่นไซน์นั้นยุ่งยากมาก และมีประสิทธิภาพต่ำ ดังนั้นวิธีการที่ใช้กันอยู่ทั่วไปคือการหารูปคลื่นที่ให้ผลใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากที่สุดมาใช้แทน และเนื่องจากรูปคลื่นที่นำมาใช้ไม่ใช่ไซน์ จึงมีฮาร์โมนิค (harmonics) อื่นๆ ประกอบรวมเข้ามาด้วย ในการวิเคราะห์ผลกระทบต่างๆที่จะเกิดขึ้นกับมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้น ทำได้โดยการแยกวิเคราะห์เป็นผลอันเกิดจากความถี่พื้นฐาน (fundamental frequency) และฮาร์โมนิคต่างๆ แยกกัน แล้วนำผลกระทบจากแต่ละฮาร์โมนิคมารวมกัน ก็จะได้ผลกระทบที่เกิดขึ้นทั้งหมด

#### 3.4.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ในการพิจารณาวงจรสมมูลย์เมื่อโวลต์เตจไม่ใช่คลื่นรูปไซน์นั้น ไม่แตกต่างจากวงจรสมมูลย์ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในหัวข้อที่แล้วมามากนัก จะเพิ่มเติมก็เพียงข้อกำหนดของวงจรสมมูลย์ของฮาร์โมนิคที่  $n$  ดังนี้

1. ค่ารีแอคแตนซ์ (reactance) ทั้งหมด, จะเป็น  $n$  เท่า ของค่าที่ได้จากความถี่
2. ค่าสลิป  $S$  จะใช้เป็นฮาร์โมนิคสลิป  $S_n$
3. ในการคำนวณค่าความต้านทานด้านสเตเตอร์ โรเตอร์ และ รีแอคแตนซ์ของโรเตอร์ที่ฮาร์โมนิคที่มีความถี่สูง ต้องคำนึงถึงผลของสกินเอฟเฟค (skin effect) ด้วย



รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลย์เมื่อพิจารณาฮาร์โมนิคอันดับที่  $n$

จากข้อกำหนดต่างๆ จะวงจรสมมูลย์ดังรูปที่ 3.9 ซึ่งหาค่าฮาร์โมนิคได้จาก

$$S_n = (nN_1 \pm N) / (nN_1) \tag{3.20}$$

โดยเครื่องหมายลบใช้กับสลิปของฮาร์โมนิคที่ให้  $m$ mf หมุนทิศทางเดียวกับทิศมอเตอร์หมุน ซึ่งได้แก่  $n = 3h + 1$  เช่น 1, 7, 13, ..... และเครื่องหมายบวกเมื่อเป็นสลิปของฮาร์โมนิคที่ให้  $m$ mf หมุนทิศทางตรงข้ามกับทิศทางการหมุนของมอเตอร์ ได้แก่ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$n = 3h + 2$  เช่น 5, 11, 17, .....

### 3.4.2 ผลกระทบของฮาร์โมนิกที่มีต่อมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยรูปคลื่นที่ไม่เป็นไซน์ จะมี ฮาร์โมนิก รวมอยู่ด้วยซึ่งฮาร์โมนิกเหล่านี้ จะทำให้เกิดผลกระทบที่เป็นผลเสีย 2 ข้อ ได้แก่

1. เกิดความร้อน (heating) เพิ่มขึ้น เนื่องจากความสูญเสียในขดลวด ที่ สเตเตอร์ (stator copper losses) และที่โรเตอร์ (rotor copper losses) ซึ่งกรณีมอเตอร์ 3 เฟส หาได้จาก

$$P_{1s} = 3(I_1^2 + I_h^2)R_1 \quad (3.21)$$

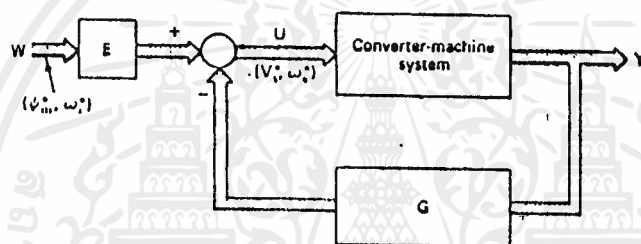
$$P_{1r} = 3(I_1^2 + I_h^2)R_2 \quad (3.22)$$

2. เกิดแรงบิดไม่สม่ำเสมอ (torque pulsation) ในขณะหมุนที่ความเร็วต่างๆ และแรงเฉื่อยทางกล (mechanical inertia) ซึ่งเกิดจากการเหนี่ยวนำของ ฟลักซ์ กับ mmf ที่โรเตอร์ของฮาร์โมนิกที่ต่างกัน

## บทที่ 4

## การควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

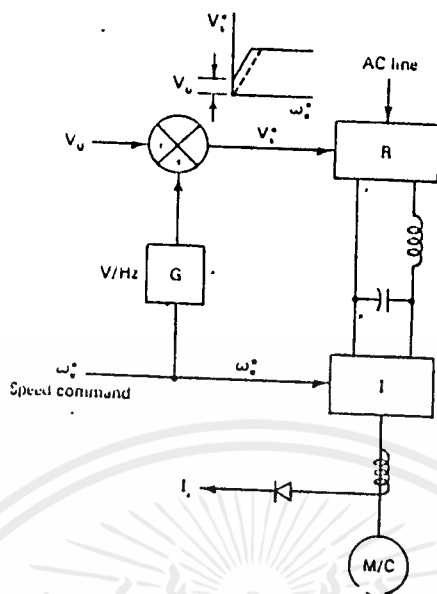
ในการควบคุมโดยปกติแล้วจะควบคุมโวลต์เตจหรือความถี่ เพื่อที่ควบคุมแรงบิด (torque) กระแสเข้าสแตเตอร์ (stator current) , ฟลักซ์ (air gap flux) หรืออื่นๆ ซึ่งอธิบายเป็นหลักง่ายๆตามรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 ระบบควบคุมอย่างง่าย

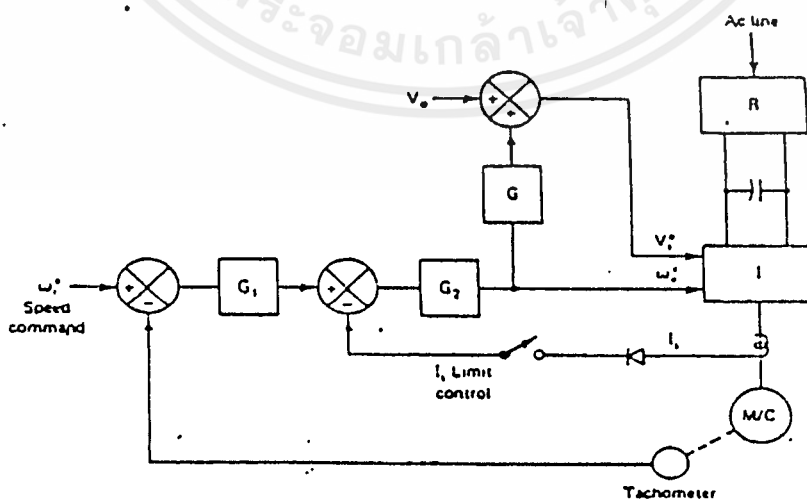
## 4.1 การควบคุมโดยสัดส่วนโวลต์เตจ-ความถี่ (V/F control)

การควบคุม V/F คงที่ เป็นการควบคุมที่ง่าย และแพร่หลายมากในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ดังรูปที่ 4.2 ซึ่งเป็นการควบคุมแบบลูปเปิด (open loop) ประกอบด้วยเรกติไฟเออร์ (rectifier) , เอ-ซี ชัฟฟลาย , แอล-ซี ฟิวเตอร์ และอินเวอร์เตอร์ ความเร็วที่ต้องการ (speed command) สามารถปรับได้จากการเปลี่ยนความถี่



รูปที่ 4.2 การควบคุมแบบลูปเปิด (open loop) โดยที่ V/F คงที่

สัดส่วนของ V/F จะถูกควบคุมโดยค่าคงที่ G เพื่อให้จะให้โวลต์เตจถูกจ่ายออกมา ทำให้ฟลักซ์ (air gap flux) มีค่าคงที่ ทำให้แรงบิด (torque) มีค่าคงที่ ในทางปฏิบัติจะควบคุมแบบลูปปิด (close loop) เพื่อให้มีประสิทธิภาพการทำงานสูงขึ้น ดังรูปที่ 4.3

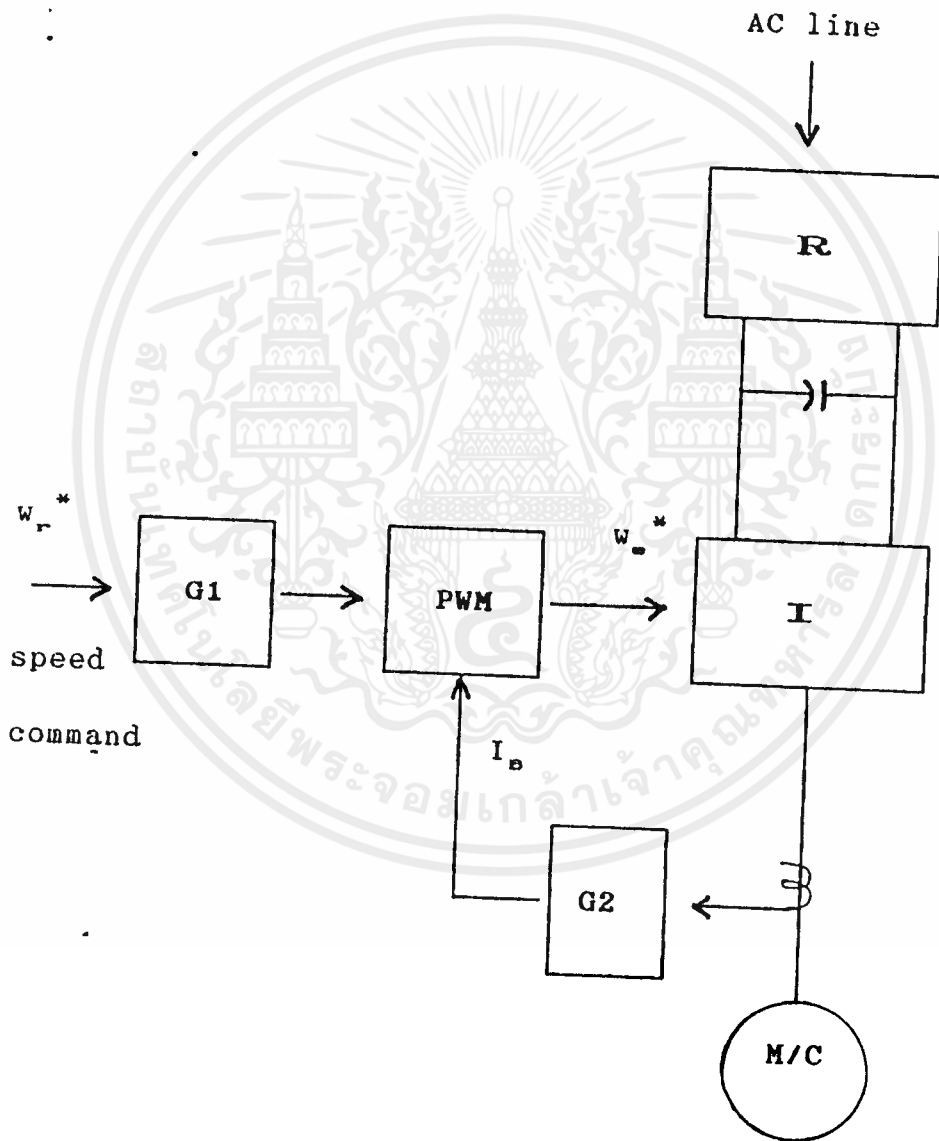


รูปที่ 4.3 การควบคุมแบบปิด (close loop) โดย V/F คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การปรับปรุงการควบคุมพีดับเบิลยูเอ็ม (adaptive control PWM )

ดังที่กล่าวมาแล้วในบทต้นๆ ถึงการสร้างพีดับเบิลยูเอ็มจาก OTA ในตอนนี้จะกล่าวถึงการควบคุมทั้งระบบซึ่งประกอบด้วย ส่วนผลิตความถี่ออสซิลเลเตอร์ (oscillator), ส่วนที่สร้างพีดับเบิลยูเอ็ม คือ OTA , วงจรขับกำลัง (อินเวอร์เตอร์) และส่วนป้อนกลับ แสดงได้ในรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.4 การควบคุมอย่างง่ายของการสร้าง adaptive control PWM. เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ซึ่งผู้จัดทำขึ้น โดยเอาตีพิมพ์ไปใช้ในการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูปที่ 4.4 ประกอบด้วย -แหล่งจ่ายไฟตรง

- เรกติไฟเออร์
- อินเวอร์เตอร์
- วงจรสร้าง PWM (OTA)
- ออสซิลเลเตอร์
- วงจรป้อนกลับ

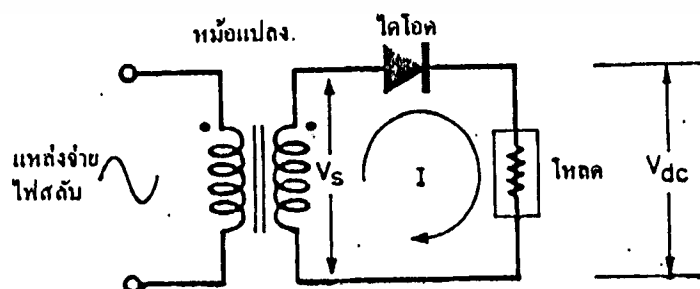
#### 4.2.1 เรกติไฟเออร์

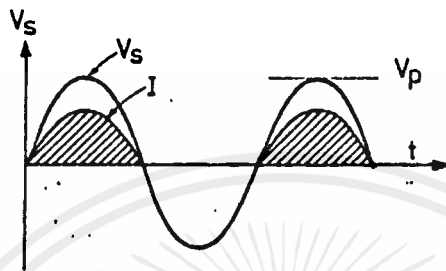
วงจรเรกติไฟเออร์มี 2 แบบ คือ

- วงจรเรกติไฟเออร์แบบครึ่งคลื่น (half wave rectifier)
- วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น (full wave rectifier)

##### 4.2.1.1 วงจรเรกติไฟเออร์แบบครึ่งคลื่น

หม้อแปลงทำหน้าที่ลดแรงดันลงมาให้พอเหมาะตามต้องการของผู้ใช้งาน แรงดันทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงจะยังคงเป็นไฟสลับอยู่ ในกรณีนี้ไดโอดจะนำกระแสได้ ในขณะที่แรงดัน  $V_u$  อยู่ทางด้านบวกและจะไม่นำกระแสเมื่อแรงดัน  $V_u$  อยู่ทางด้านลบ กระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงเป็นกระแสหัวๆ ตามจังหวะของแรงดันไฟสลับ ผลของกระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงมีลักษณะการในทางเดียวคือเป็นลักษณะของไฟตรงนั่นเอง





รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณรูปคลื่นของกระแสและแรงดัน  
แรงดันไฟตรงที่ตกคร่อมโหลดมีค่าขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดัน  $V_p$  และมีความสัมพันธ์กันดังนี้

ให้แรงดัน  $V_p$  มีค่าเท่ากับ  $V_p \sin \omega t$

$V_p$  เป็นแรงดันค่าสูงสุดของค่าไฟสลับ

เราจะได้ค่าแรงดัน  $V_{dc}$  ที่โหลดเป็น

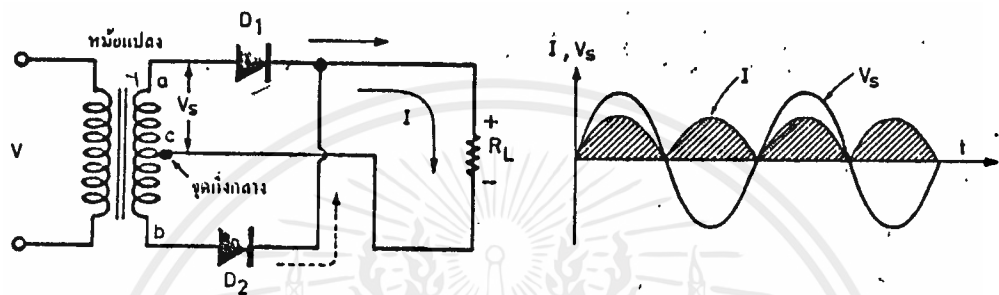
$$\begin{aligned} V_{dc} &= V_p / \pi \\ &= 0.3183 V_p \end{aligned}$$

#### 4.2.1.2 วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น

ในกรณีของวงจรเรกติไฟเออร์แบบครึ่งคลื่น ส่วนของกระแสตรงจะมาเพียงครึ่งไซเคิลเท่านั้นแต่ในกรณีของวงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่น ส่วนของกระแสตรงจะมากทั้งครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบของไฟกระแสสลับ วงจรจ่ายไฟตรงแบบนี้จึงมีข้อดีกว่าวงจรแบบครึ่งคลื่นหลายประการ ลักษณะของวงจรที่นิยมใช้มากมี 2 แบบ คือ

ก. วงจรที่ใช้หม้อแปลงที่มีแท็บกึ่งกลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7 วงจรเรกติไฟเออร์แบบเต็มคลื่นใช้หม้อแปลงที่มีแท็ปกึ่งกลาง

ในรูปที่ 4.7 เมื่อการเปลี่ยนแปลงของไฟสลับที่จุด a เป็นบวกเมื่อเทียบกับจุด c ไดโอด  $D_1$  จะนำกระแส โดยที่  $D_2$  จะไม่นำกระแสเพราะที่จุด c มีศักดาเป็นบวก เมื่อเทียบกับจุด b ครั้นเมื่อศักดาที่จุด a เป็นลบ เมื่อเทียบกับจุด c จุด b ก็จะมีค่าเป็นบวกเมื่อเทียบกับจุด c ไดโอด  $D_2$  จึงนำกระแสที่ไหลผ่าน  $R_L$  จึงเป็นไปได้อย่างครบวงจรและลบ กระแสที่ไหลในกรณีนี้จึงมีค่ามากกว่ากรณีเรกติไฟเออร์แบบครึ่งคลื่น การหาค่าแรงดันไฟ DC หรือแรงดันค่าเฉลี่ยที่วัดได้จากโวลท์มิเตอร์ไฟตรงหาได้จาก

$$\text{เมื่อ } V_s = V_o \sin \omega t$$

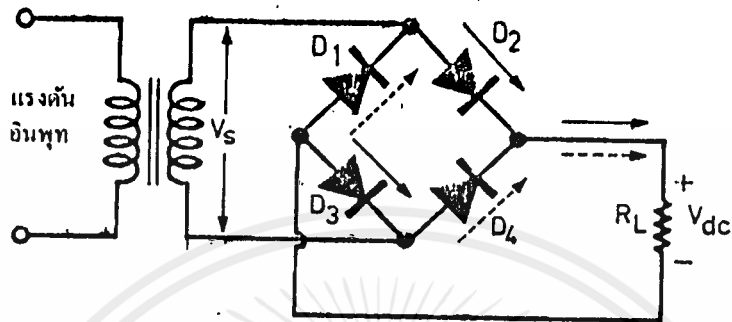
$V_o$  คือค่าแรงดันสูงสุดของ  $V_s$

$$\text{แรงดัน } V_{DC} \text{ ครอบคลุม } R_L = 2V_o / \pi$$

$$= 0.636V_o$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ข. วงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์



รูปที่ 4.8 วงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์

การเรกติไฟเออร์สามารถทำได้โดยไม่ต้องใช้ หม้อแปลงที่มีแท็ปกึ่งกลางได้ แต่ต้องเพิ่มจำนวนไดโอดให้กับวงจรอีกเป็น 4 ตัว การจัดเรียงกันอยู่ในรูปของบริดจ์ที่เราเรียกว่า วงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์

การทำงานของวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ จะมีทิศทางการทำงานตามลักษณะของลูกศร นั่นคือ เมื่อ  $V_s$  ลงไปทางด้านลบไดโอด  $D_1$  และ  $D_4$  จะ นำกระแสการนำกระแสของไดโอดทั้งสองชุดนี้เป็นผลให้กระแสไหลผ่าน  $R_L$  ในทิศทางเดียวเท่านั้น

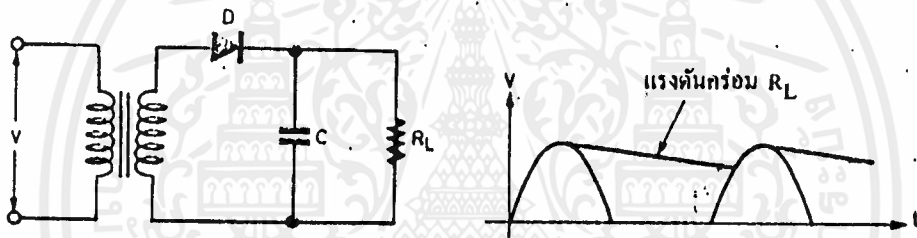
วงจรเรกติไฟเออร์แบบบริดจ์นี้เป็นที่นิยมกันมากเพราะ ไม่ยุ่งยากในการพันหม้อแปลงให้มีแท็ปกึ่งกลาง และในปัจจุบันบริษัทผู้ผลิตไดโอดหลายบริษัทได้ผลิตไดโอดในรูปแบบของบริดจ์อยู่ในกล่องที่สะดวกต่อการใช้ คือสามารถต่อเข้ากับหม้อแปลงและโหลดได้ทันที ทำให้สะดวกต่อการใช้ยิ่งขึ้น

### 4.2.1.3 ระบบฟิลเตอร์ที่ใช้ในวงจรจ่ายไฟตรง

แรงดันและกระแสที่ผ่านวงจรเรกติไฟเออร์แบบครึ่งคลื่น และเต็มคลื่นออกมา นั้น ถ้าพิจารณากันอย่างละเอียดแล้วจะเห็นว่าลักษณะของแรงดันไฟตรงที่ได้มานั้นไม่ราบเรียบ นี่เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ระเบียบจำ เป็นจะต้องมีวงจรช่วยทำให้ลักษณะของกระแสและแรงดันราบเรียบขึ้น วิธีการไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

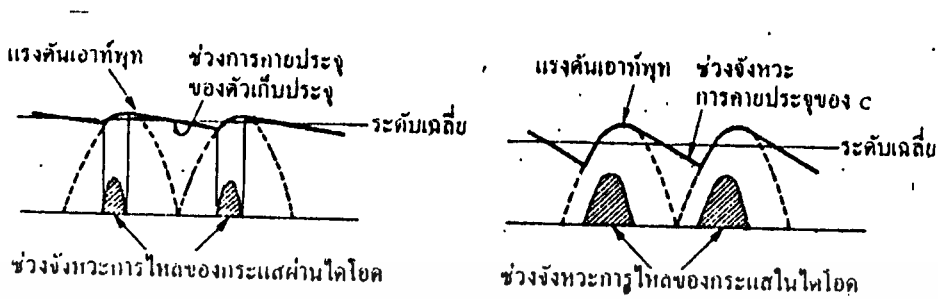
ง่าย ๆ ที่เราใช้กันคือ การฟิลเตอร์ (filter)

แรงดันที่ได้ที่โหนดนั้นเราต้องการให้เป็นไฟตรงที่เรียบ วิธีการง่าย ๆ ที่ทำให้แรงดันที่เป็นระลอกคลื่นเรียบขึ้นด้วยการใช้ ตัวเก็บประจุ (capacitor) ทั้งนี้เพราะตัวเก็บประจุทำหน้าที่หลักสำคัญคือการสะสมประจุไว้ในตัวมัน ยามใดที่กระแสป้อนน้อยก็จะเอาค่าประจุที่เก็บสะสมไว้ในตัวมันจ่ายแทน ยามใดที่จะต้องจ่ายกระแสไปให้โหนดน้อยมันก็จะแบ่งมาเก็บสะสมไว้ ลักษณะวงจรเขียนได้ดังรูปที่ 4.9



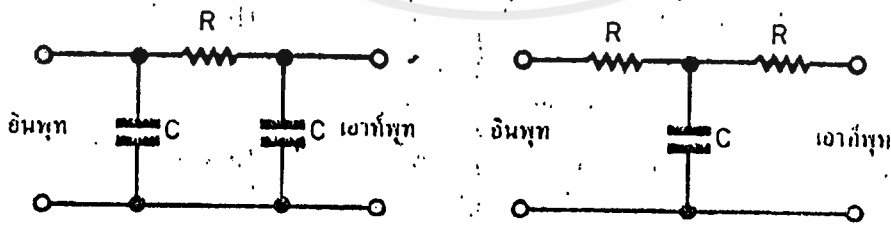
รูปที่ 4.9 การใส่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

การใส่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เป็นที่นิยมกันมากเพราะใช้ง่าย แต่อย่างไรก็ตามการใช้ตัวเก็บประจุตัวเดียวจะยังคงมีผลต่อการไหลของกระแส เพราะเมื่อมีการไหลกระแส การจ่ายกระแสจากตัวเก็บประจุก็จะต้องมาก ทำให้ลักษณะของแรงดันตกลง และมีขนาดของแรงดันลูกลิ้นสูงขึ้น



รูปที่ 4.10 แสดงผลของการไหลที่มีต่อวงจรฟิลเตอร์ที่ใช้  $C$  เพียงตัวเดียว

การใช้ตัวเก็บประจุจะต้องเลือกขนาดของตัวเก็บประจุให้ใหญ่เพียงพอเพื่อ  
 การคายประจุไปยังโหลดได้อย่างพอเพียง มิฉะนั้นผลของแรงดันรีปเปิ้ลจะปรากฏมากคือ  
 แรงดันเอาต์พุตไม่ราบเรียบ และขนาดของแรงดันโดยเฉลี่ยจะตกลงด้วย ในการเพิ่ม  
 ประสิทธิภาพของการฟิลเตอร์วิธีหนึ่งคือการต่อวงจรฟิลเตอร์ในรูปของตัวพาสซีฟ ( $\pi$ )  
 หรือตัวที (T) ลักษณะของวงจรจะเป็นดังนี้



รูปที่ 4.11 วงจรฟิลเตอร์ใช้ R-C ประกอบเป็นรูปตัวพาสซีฟและที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

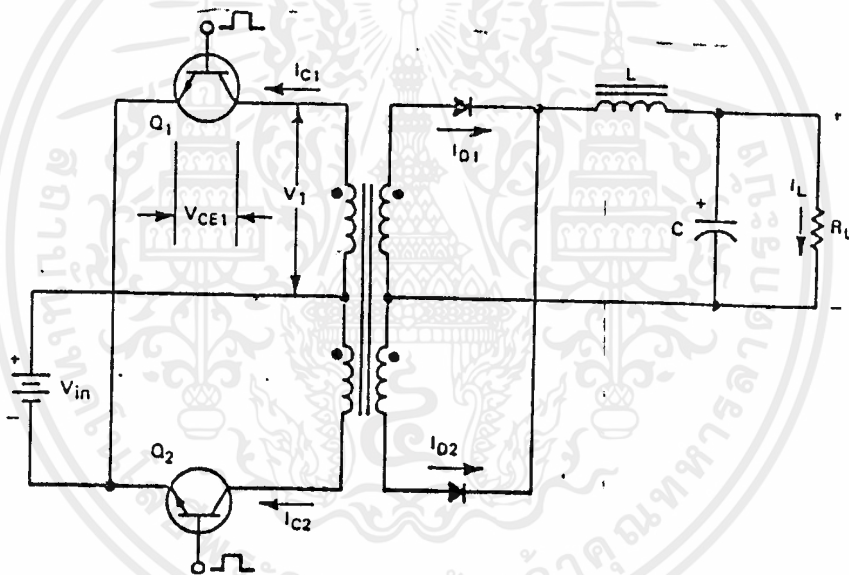
## 4.2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์

### 4.2.2.1 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจร อินเวอร์เตอร์

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวงจรอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้งาน วงจรที่ใช้งานทั่วไปได้แก่ วงจรพชพูล (Push Pull), วงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half bridge) ,และวงจรฟูลบริดจ์ (Full Bridge)

#### วงจรพชพูล(Push Pull)

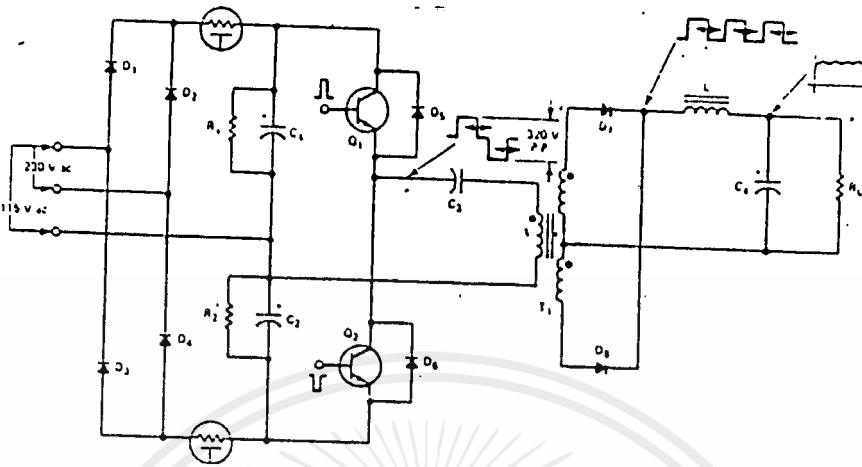
วงจรพชพูลนี้ การทำงานจะเสมือนว่ามีวงจร Forward 2 วงจรผลิตกันทำงานคนละครึ่งๆ ไซเคิล ดังรูปที่ 4.12 จะแสดงถึงการทำงานในแต่ละไซเคิลของวงจร



รูป 4.12 วงจรพชพูล (Push Pull ) และ wave form ที่จุดต่างๆ

#### วงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge Circuit )

วงจรฮาร์ฟบริดจ์ จะเป็นการสลับกันทำงานทีละครึ่งของอุปกรณ์สวิตช์โดยที่หม้อแปลงไม่มีการแทป สักดาที่คร่อมอุปกรณ์เหล่านั้นจะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของศักดาอินพุต การที่สวิตช์ตัวที่ 1 ทำงานจะทำให้กระแสไหลผ่านหม้อแปลงในทิศทางหนึ่ง เมื่ออุปกรณ์ตัวหนึ่งทำงานกระแสก็จะไหลผ่านหม้อแปลงในทิศทางตรงข้ามกับตอนแรก ทำให้เกิดไฟสลับไปมาเป็นไซเคิลในรูปที่ 4.13 สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 วงจรพื้นฐานฮาร์ฟบริดจ์

ข้อดีของวงจรฮาร์ฟบริดจ์

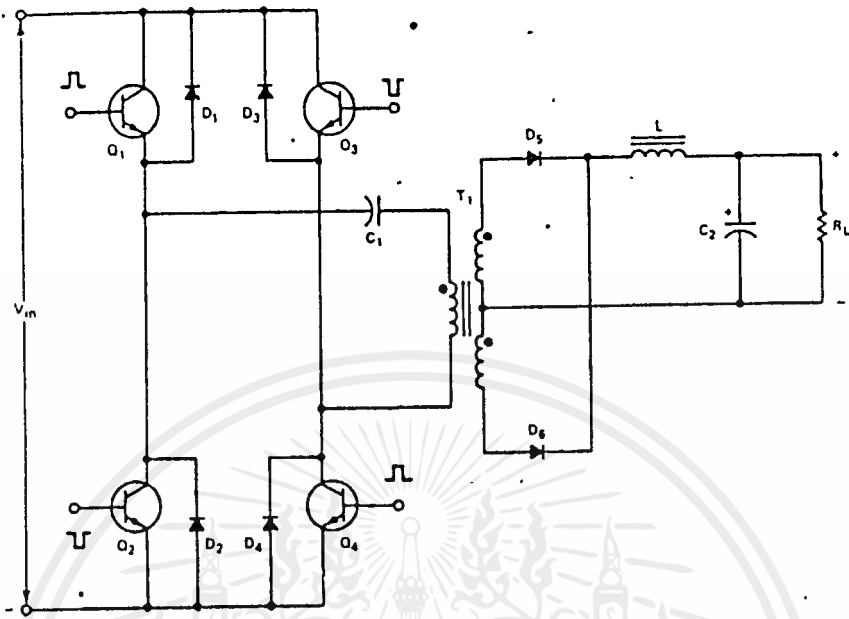
นอกจากสามารถลดขนาดของหม้อแปลง เนื่องจากศักดาลดลงเหลือเพียงครึ่งหนึ่งของอินพุทแล้ว วงจรฮาร์ฟบริดจ์ยังสามารถทำให้ศักดาของเอาต์พุทเกิดความสมดุลกันได้อีก แต่สำหรับกระแสที่ไหลผ่านที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์จะสูงขึ้นกว่าปกติโดยถ้าเราสันมติว่า วงจรมีประสิทธิภาพ 80 % และมีค่าดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) = 0.8 จะได้กระแสที่ขณะทำงาน

$$I_o = 3P_{out} / V_{in}$$

วงจรฟูลบริดจ์ (Full Bridge Circuit)

วงจรฟูลบริดจ์เป็นวงจรที่เหมาะสมสำหรับการทำงานของวงจร จะผลิตกันนำแสที่ละคู่ ดังแสดงในรูป ในที่นี้  $Q_1$  จะทำงานพร้อมกับ  $Q_4$  และ  $Q_3$  จะทำงานพร้อมกับ  $Q_2$  สลับกันไปที่ละครึ่งไซเคิลโดยที่  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงานพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการ Short Though เช่นเดียวกับกับ  $Q_3$  และ  $Q_4$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



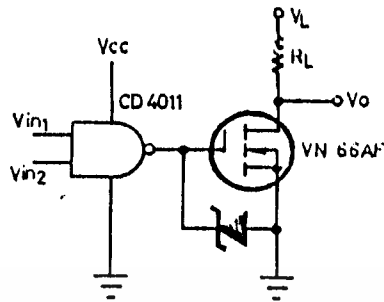
รูปที่ 4.14 วงจรฟูลบริดจ์

ในที่นี้ถ้าหากสมมติว่าประสิทธิภาพของวงจร 80% และ Duty cycle = 0.8  
 จะได้ว่ากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ขณะที่ทำงาน

$$I_c = 1.6 P_{out} / V_{in}$$

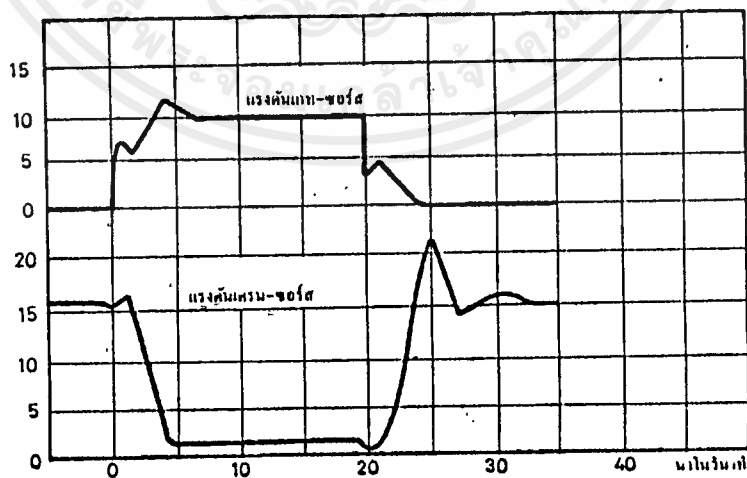
4.2.2.2 การประยุกต์ใช้งาน มอสเฟตกำลัง (VMOS) ในการสวิทช์

เนื่องจากคุณสมบัติทางด้านอิมพีแดนซ์สูงมาก และความเร็วในการทำงานที่สูง  
 เราจึงนำเอา VMOS เป็นอุปกรณ์สวิทช์ที่ใกล้เคียงกับสวิทช์ในอุดมคติได้มาก ทั้งนี้เพราะ  
 การขับวงจร VMOS นั้นเพียงการใช้แรงดัน เราจึงสามารถใช้วงจรดิจิทัลจำพวก CMOS  
 เป็นวงจรขับได้ลักษณะของวงจรขับสวิทช์แสดงให้เห็นดังรูป



รูปที่ 4.15 การใช้ VMOS ในวงจรสวิตช์ซิ่ง

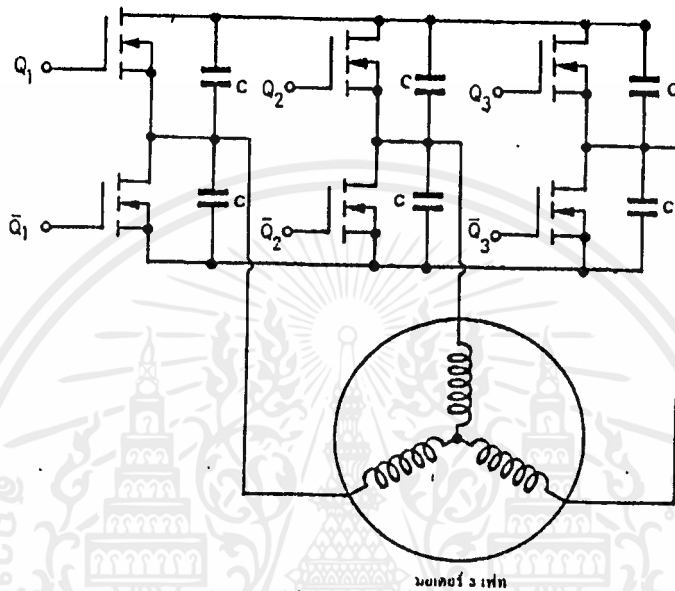
เนื่องจากความยาวของช่องกระแสใน VMOS สั้น และการไหลของกระแสเพียงพาหะชนิดเดียวจึงทำให้ความเร็วในการสวิตช์ทำได้สูงมาก และการหน่วงเวลาระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตก็น้อยมากความสัมพันธ์ของอินพุตกับเอาต์พุตของ VMOS ในวงจรรูปที่ 4.15 แสดงให้เห็นดังรูปที่ 4.16



รูปที่ 4.16 คุณสมบัติการสวิตช์ของ VMOS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

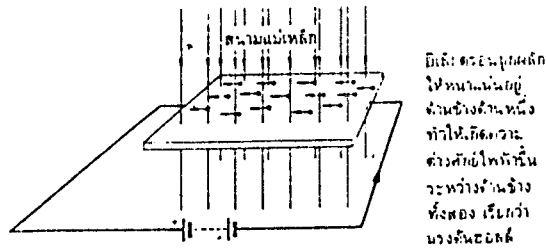
การใช้ VMOS ควบคุมมอเตอร์กระแสสลับ เนื่องจากท้าวควบคุมท้าวเปิดสวิทช์ของ VMOS เป็นไปได้ง่ายและให้ผลการสวิทช์ที่รวดเร็ว เราจึงใช้ VMOS เป็นอินเวอร์เตอร์เพื่อใช้ในการควบคุมมอเตอร์



รูปที่ 4.17 การใช้ VMOS ควบคุมมอเตอร์ 3 เฟส

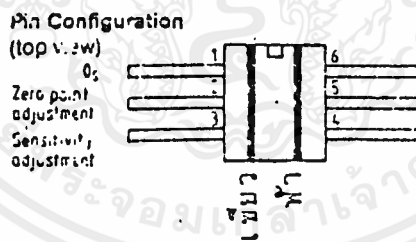
### 4.2.3 วงจรป้อนกลับ

ใช้หลักการที่เรียกว่า ฮอลล์เอฟเฟค (hall effect) ซึ่งอธิบายในรูปที่ 4.18 โดยการใชแผ่นโลหะบางรูปสี่เหลี่ยมป้อนกระแสจำนวนหนึ่งให้ไหลผ่าน ซึ่งโดยปกติแล้วกระแสจะไหลสม่ำเสมอทั่วทั้งแผ่น เมื่อนำแผ่นโลหะขณะที่มีกระแสไหลอยู่นี้ผ่านเข้าไปในสนามแม่เหล็ก นั่นคือมีเส้นแรงแม่เหล็กตัดผ่านแผ่นโลหะ จะเกิดแรงกระทำที่ทำให้การเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนเบี่ยงเบนไปด้านข้าง ด้านใดด้านหนึ่งดังรูป 4.18 ผลก็คือเกิดความต่างศักย์ระหว่างด้านที่มีอิเล็กตรอนผ่านมากกับด้านที่มีอิเล็กตรอนผ่านน้อย เมื่อสนามแม่เหล็กมีความหนาแน่นมากขึ้น การเบี่ยงเบนก็มีมากขึ้นความต่างศักย์ไฟฟ้าจะมีค่าสูงตามการนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.18 แสดงสนามแม่เหล็กตัดผ่าน เกิดการผลักกระแสอิเล็กตรอนให้เบี่ยงเบนไปหนาแน่นอยู่ข้างหนึ่ง

แรงดันไฟฟ้าที่เกิดจากความต่างศักย์นี้ มีค่าแปรตามความหนาแน่นสนามแม่เหล็กที่ตัดผ่านเรียกว่า **แรงค้ำฮอลล์ (hall effect)** เมื่อนำไปขยายให้มีระดับสูงขึ้น ก็สามารถนำไปใช้เป็นตัวบอกค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กได้ อุปกรณ์ตรวจวัดที่ใช้หลักการของฮอลล์เอฟเฟก มีทั้งแบบเฉพาะตัวชั้นโลหะเท่านั้นและชนิดที่มีภาคขยายในตัว

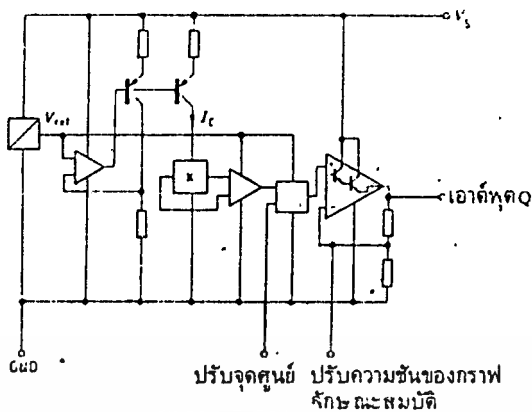


รูปที่ 4.19 รูปร่างภายนอกของไอซีเบอร์ SAS 231W

**ตัวตรวจจับแบบลิเนียร์**

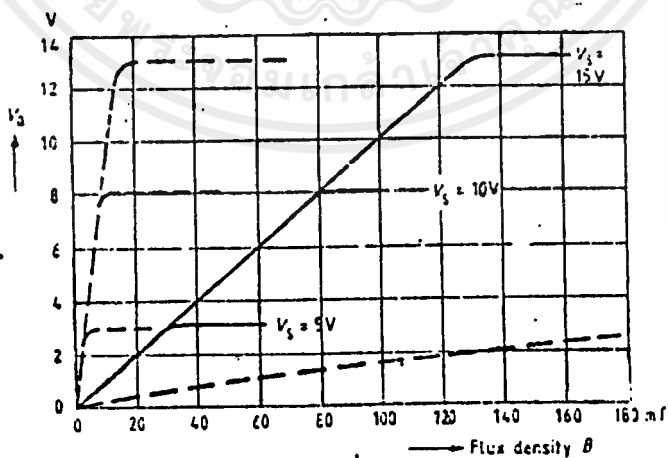
ตัวตรวจจับสนามแม่เหล็กแบบลิเนียร์ที่นำมาใช้เป็นผลิตภัณฑ์แบบซีเมนต์ คือ ไอซีฮอลล์เอฟเฟก เบอร์ SAS 231W เป็นไอซีขนาดจัมมี 6 ขามีรูปร่างดังรูปที่ 4.18 และในวงจรภายในดังแสดงในรูปที่ 4.20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



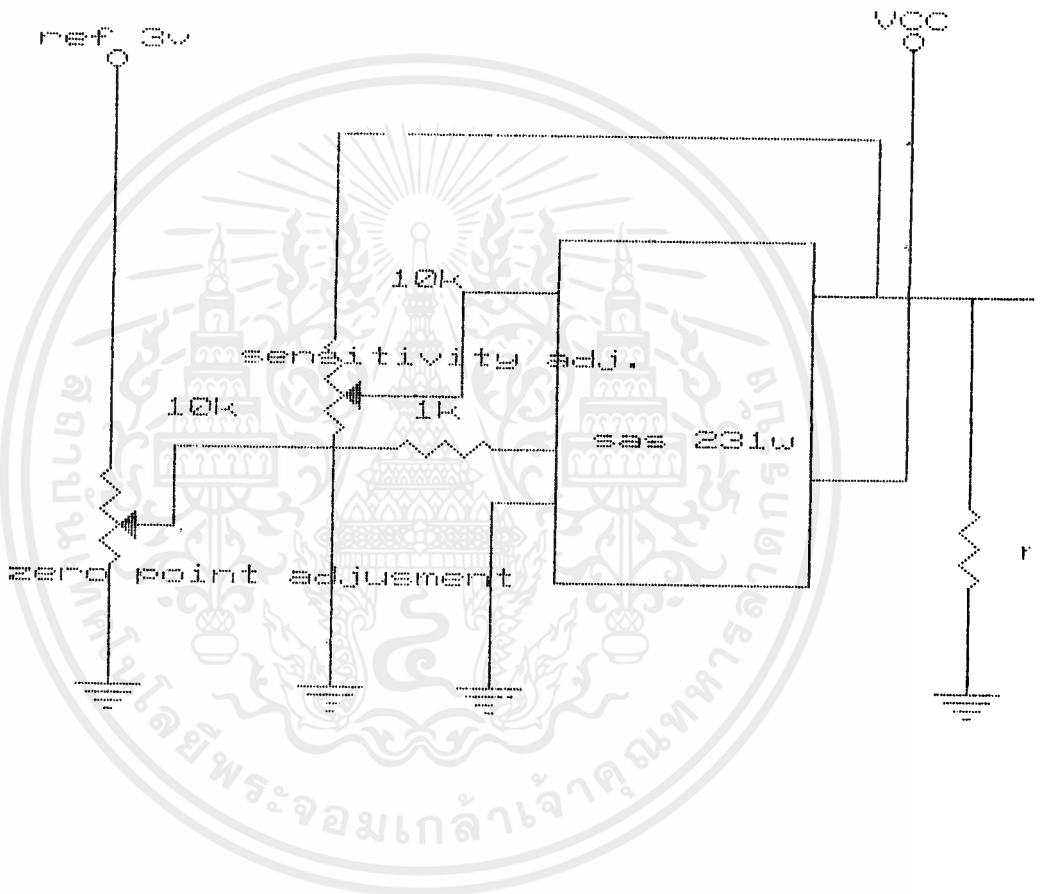
รูปที่ 4.20 ลักษณะวงจรภายในไอซีฮอลล์เอฟเฟกเบอร์ SAS 231W

ตัวกำเนิดแรงดันฮอลล์ได้รับกระแสที่ถูกควบคุมให้คงที่ ด้วยแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  แรงดันที่เกิดขึ้นจะได้รับการขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง ซึ่งสามารถควบคุมแรงดันออฟเซตที่เอาต์พุตได้ และมีวงจรป้องกันกลับอยู่ภายนอกสำหรับควบคุมขยายแรงดันอื่นเป็นการปรับความไวของตัวตรวจวัดสนามแม่เหล็กนี้ได้



รูป 4.21 กราฟแสดงลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตของไอซีฮอลล์เอฟเฟกเบอร์ SAS 231W  
 เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สามารถใช้ได้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไอซีเบอร์ SAS 231W ตัวนี้สามารถปรับผลตอบสนองต่อสนามแม่เหล็กได้ด้วยการควบคุมแรงดันออฟเซต อัตราการขยายหรือแรงดันไฟเลี้ยง ดังกราฟแสดงลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทรูปที่ 4.21

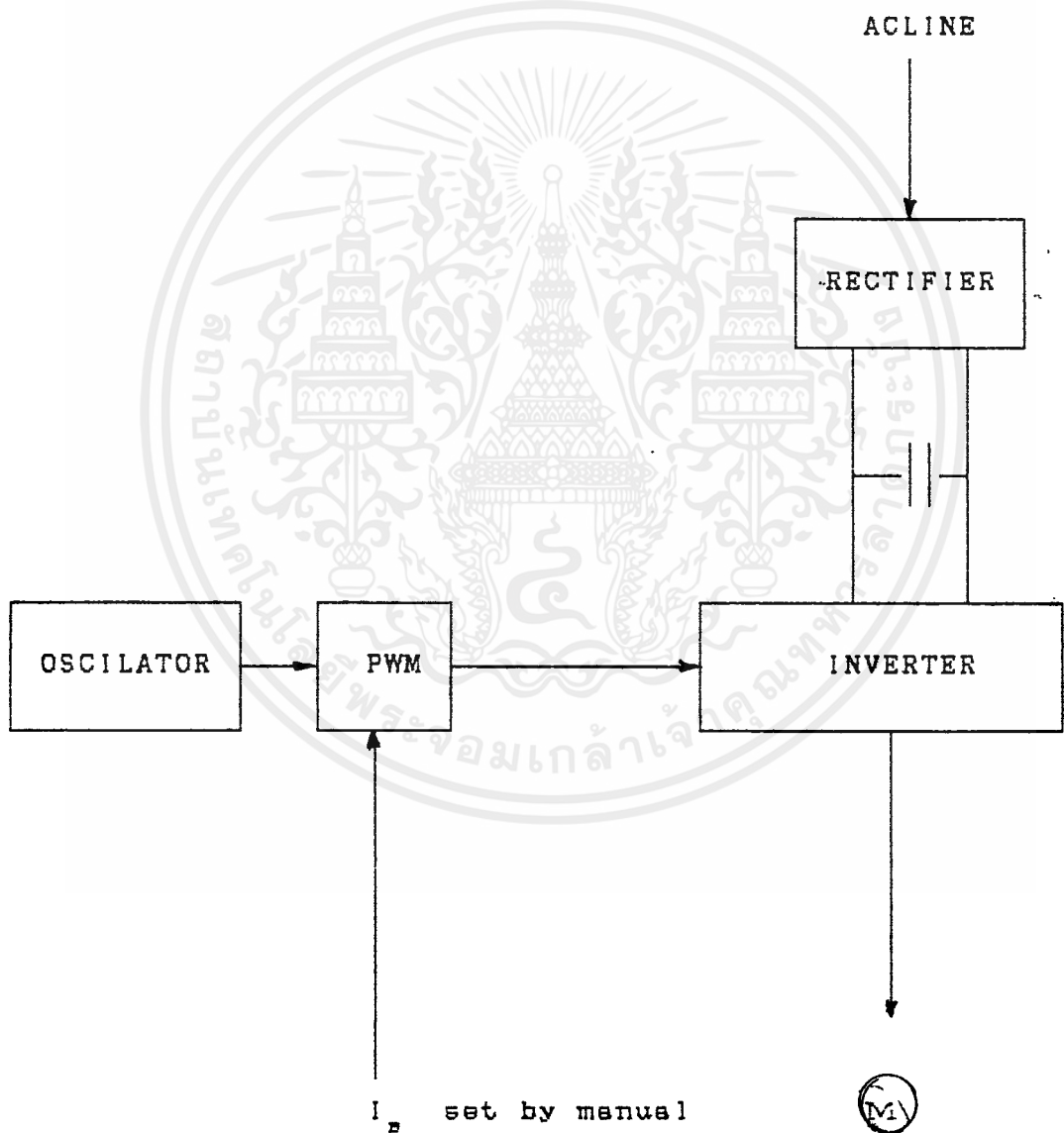


รูปที่ 4.22 ลักษณะของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 5 การทดลองและสรุปผล

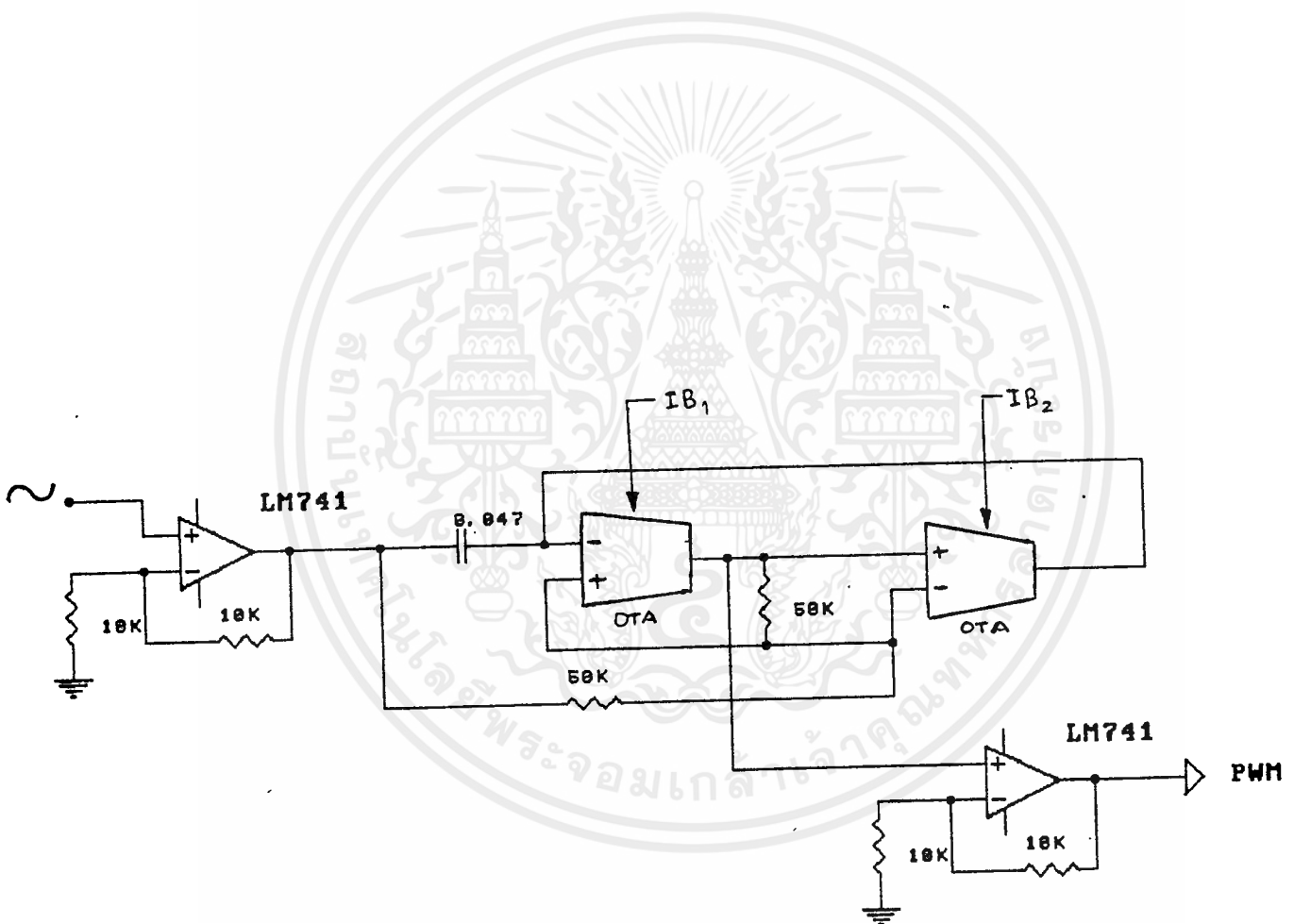
จากทฤษฎีที่ได้กล่าวมาแล้วในบทต้นๆ ถึงประโยชน์ของ PWM ที่สร้างจาก OTA บทนี้จะกล่าวถึงการนำไปใช้งาน ดังตัวอย่างการนำไปควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ในรูปที่ 5.1



รูปที่ 5.1 ไคอะแกรมแสดงการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ

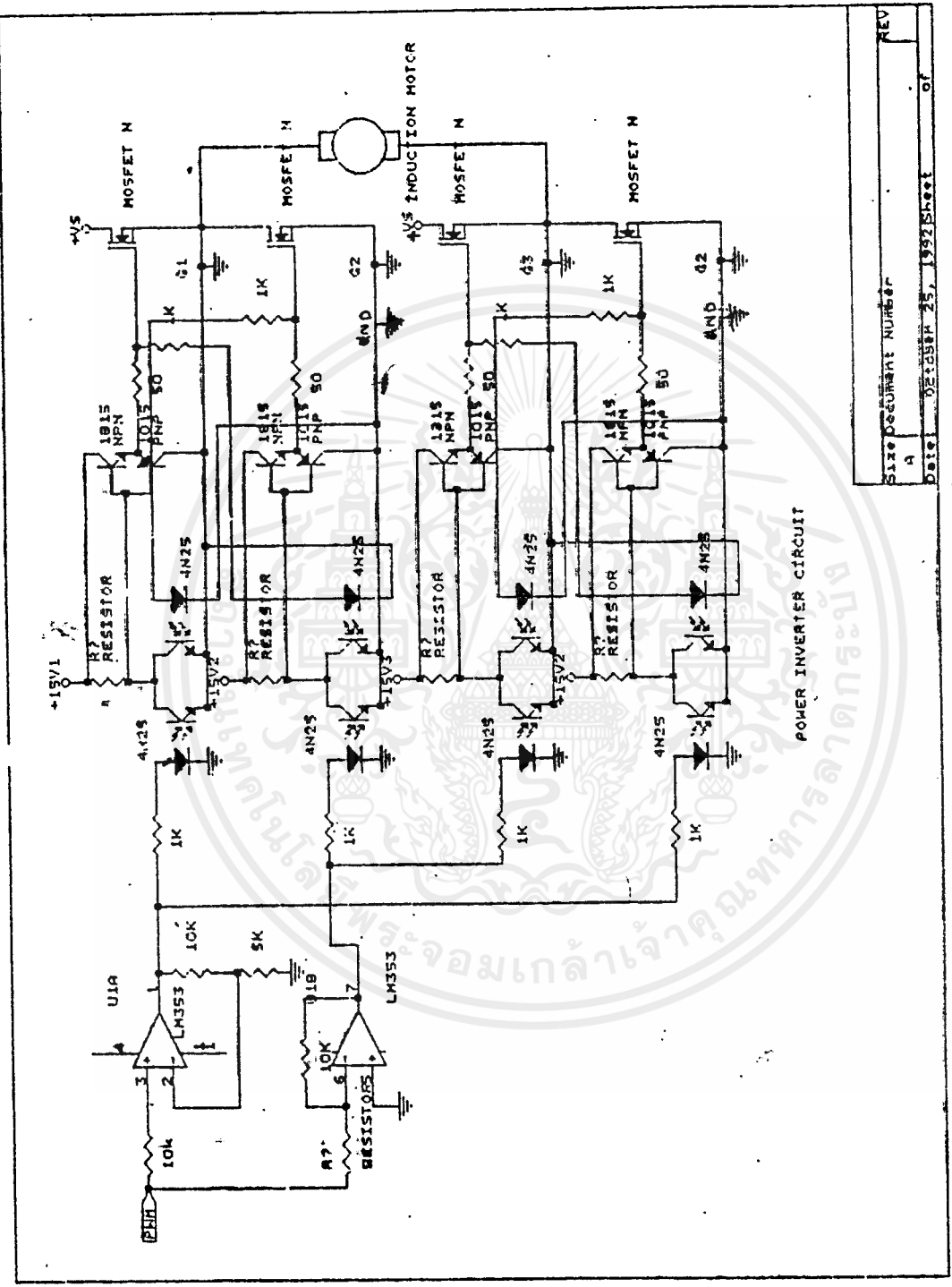
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทดลองนี้จะแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของ  $I_o$  กับการควบคุมความเร็วให้คงที่ แม้ว่าโหลดจะเพิ่มขึ้น และการเพิ่มโหลดจะต้องไม่เกินค่า  $\epsilon_{lip}$  ที่มอเตอร์สามารถทำงานได้ การทดลองนี้จะใช้วงจรสร้าง PWM จาก OTA และวงจร Inverter ดังรูป



รูปแสดงการสร้าง PWM โดยใช้ OTA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



POWER INVERTER CIRCUIT

REV	
Size	Document Number
Date	02:05PM 25, 1992 Sheet of

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

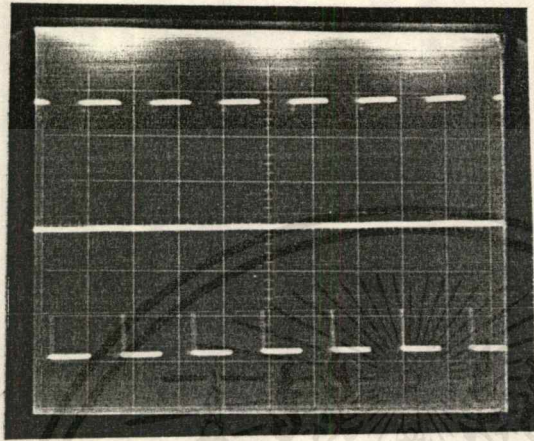
### 5.1 การทดลอง

ส่วนที่ 1 รูปแสดงสัญญาณที่ได้จากการ modulation จาก OTA

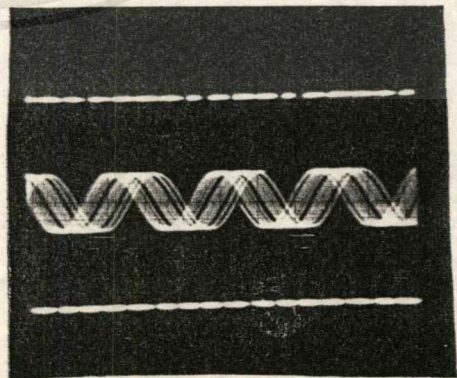
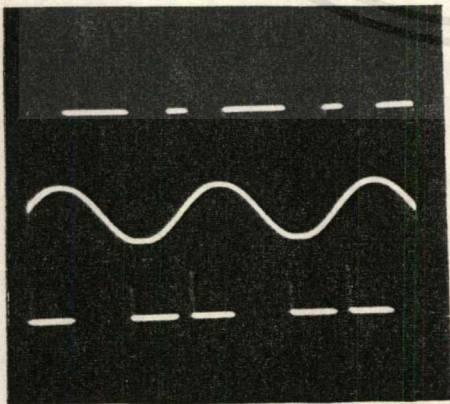
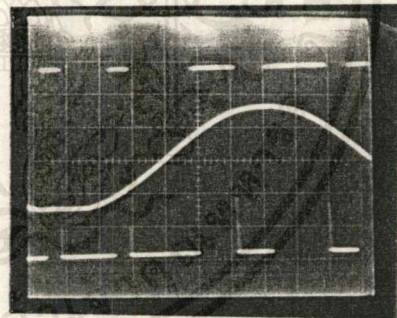
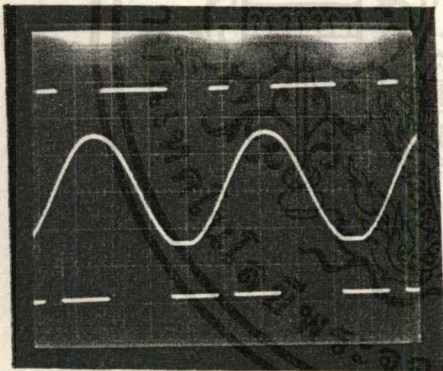
ส่วนที่ 2 วัดความสัมพันธ์ระหว่าง ความเร็วกับโพลด เมื่อ  $I_{D1}$  มีค่าคงที่ = 0.85 mA และ  $I_{D2}$  มีค่าต่างๆ และตั้งค่าความถี่ oscillator 30 และ 40 Hz ตามลำดับ ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 1 และ 2 และนำมาวาดกราฟได้ดังรูปกราฟที่ 1 และ 2

ส่วนที่ 3 ดูความสัมพันธ์ระหว่างโพลด กับ  $I_{D2}$  ที่  $I_{D1}$  มีค่าต่างๆ โดย  $I_{D1}$  คงที่ 0.85 mA เพื่อให้ความเร็วรอบมีค่าคงที่โดยตั้งค่าความถี่ออสซิลเลเตอร์เท่ากับ 30 และ 40 Hz ตามลำดับ ได้ผลการทดลองดังตารางที่ 3 และ 4 และนำไปเขียนกราฟได้ดังรูปกราฟที่ 3 และ 4

### 5.2 ผลการทดลอง



รูปแสดงสัญญาณ carrier



รูปแสดงสัญญาณที่ได้จากการ Modulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 ตารางความสัมพันธ์ระหว่างโหลดกับความเร็ว

เมื่อกำหนด  $f = 20 \text{ Hz}$  และ  $I_{B1} = 0.85 \text{ mA}$  ที่  $I_{B2}$  ค่าต่างๆ

โหลด (kg)	ความเร็วที่ $I_{B2} = 14.5 \mu\text{A}$ (rpm)	ความเร็วที่ $I_{B2} = 28 \mu\text{A}$ (rpm)	ความเร็วที่ $I_{B2} = 25 \mu\text{A}$ (rpm)
-	895	1521	1655
0.1	755	1356	1528
0.2	731	1243	1147
0.3	700	1057	620
0.4	610	515	60
0.5	540	395	-
0.6	360	288	-
0.7	317	8	-
0.8	187	-	-
0.9	141	-	-
1.0	89	-	-

ตารางที่ 2 ตารางความสัมพันธ์ระหว่างโหลดกับความเร็ว

เมื่อกำหนด  $f = 40 \text{ Hz}$   $I_{B1} = 0.85 \text{ mA}$  ที่  $I_{B2}$  ค่าต่างๆ

โหลด (kg)	ความเร็วที่	ความเร็วที่	ความเร็วที่
	$I_{B2} = 14.5 \mu\text{A}$ (rpm)	$I_{B2} = 23 \mu\text{A}$ (rpm)	$I_{B2} = 26 \mu\text{A}$ (rpm)
-	2289	2452	2588
0.1	2200	2424	2429
0.2	2178	2348	2362
0.3	2148	2274	2115
0.4	2100	2153	1887
0.5	2047	1943	497
0.6	2016	1602	-
0.7	1882	399	-
0.8	1827	-	-
0.9	1750	-	-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 1.0 ไว้สำหรับการใช้งาน 1172 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ ๘ ความสัมพันธ์ระหว่าง โหลดกับ  $I_{B2}$

เมื่อกำหนด  $f = 30 \text{ Hz}$  และ  $I_{B1} = 0.85 \text{ }\mu\text{A}$  ที่ความเร็วค่าต่างๆ

โหลด (kg)	$I_{B2}$ ที่ความเร็ว	$I_{B2}$ ที่ความเร็ว
	1000 rpm ( $\mu\text{A}$ )	1500 rpm ( $\mu\text{A}$ )
—	17.8	18.2
0.1	17.9	18.3
0.2	18.0	18.4
0.3	18.1	18.5
0.4	18.3	18.5
0.5	18.3	25.2
0.6	21.6	—

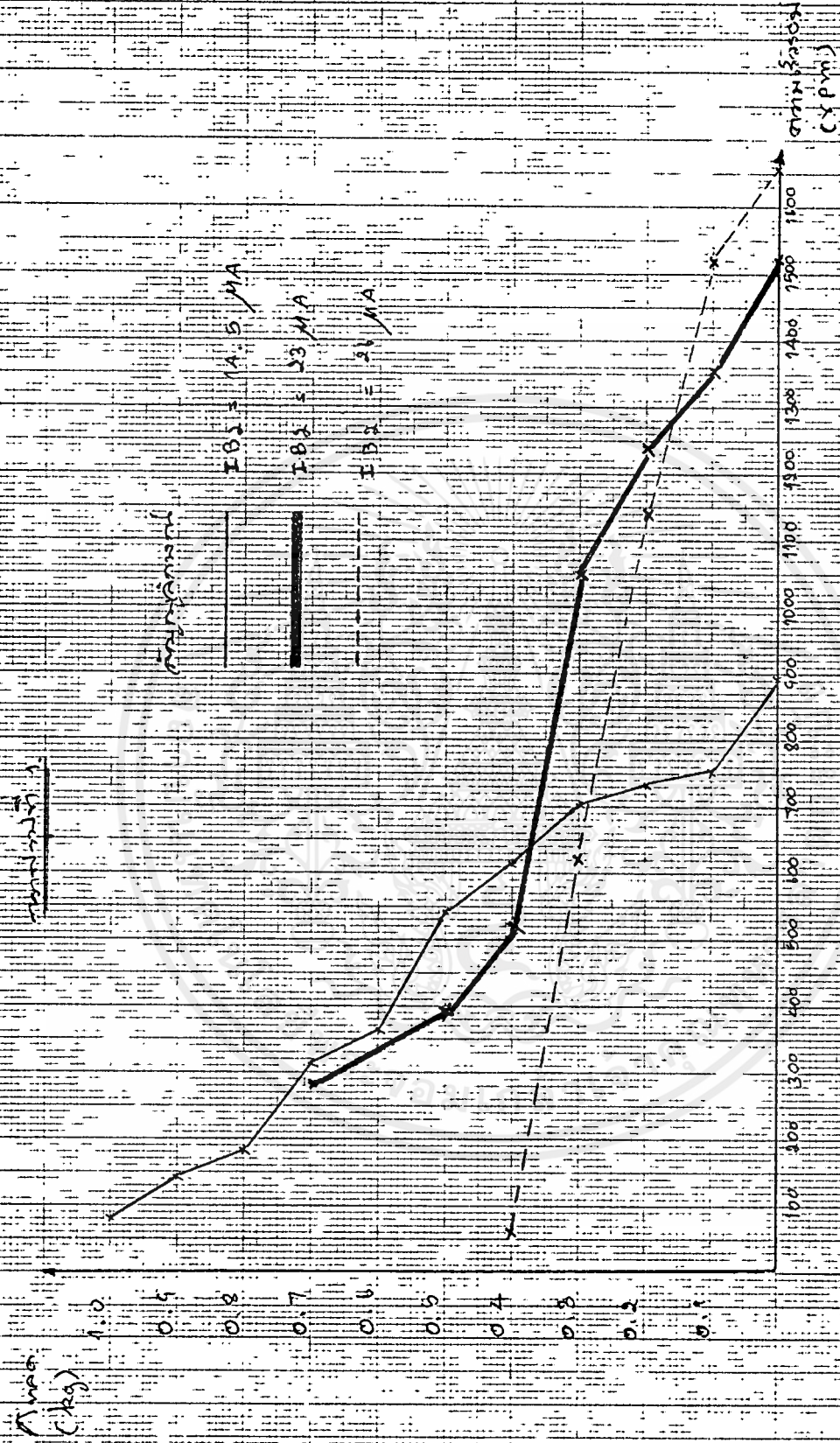
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4 ความสัมพันธ์ระหว่าง โหลด กับ  $I_{B2}$

เมื่อกำหนด  $f = 40 \text{ Hz}$  และ  $I_{B1} = 0.85 \text{ } \mu\text{A}$  ที่ความเร็วค่าต่างๆ

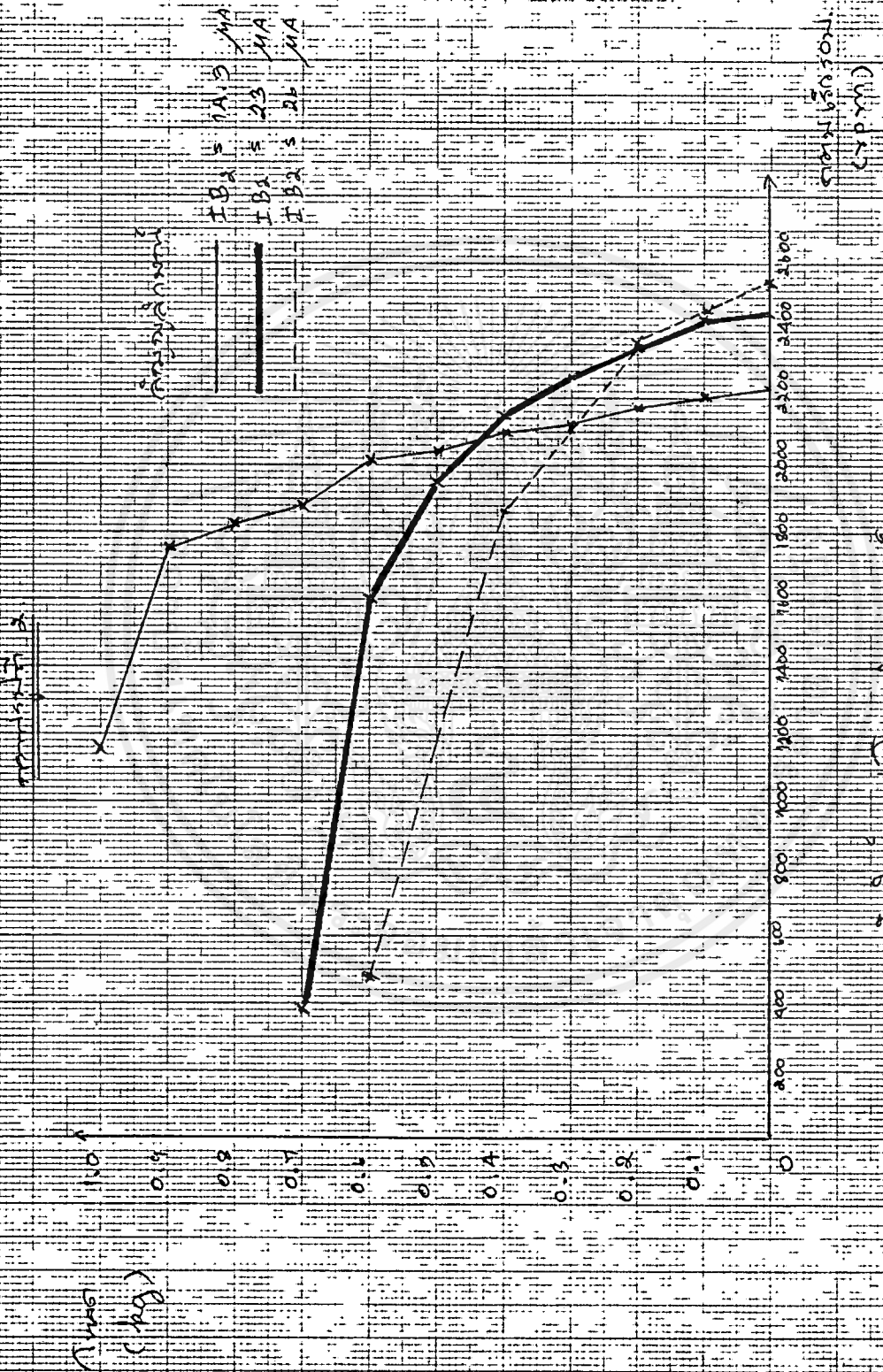
โหลด (kg)	$I_{B2}$ ที่ความเร็ว 2200 rpm ( $\mu\text{A}$ )	$I_{B2}$ ที่ความเร็ว 2450 rpm ( $\mu\text{A}$ )
-	15.1	-
0.1	20.8	-
0.2	21.8	15.1
0.3	26.2	15.2
0.4	-	16.9
0.5	-	19.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



น้ำหนักและ กระแสไฟฟ้าที่สัมพันธ์กัน

เมื่อกำหนด  $I_{B1} = 14.5 \text{ mA}$   
 และ  $I_{B2} = 23 \text{ mA}$



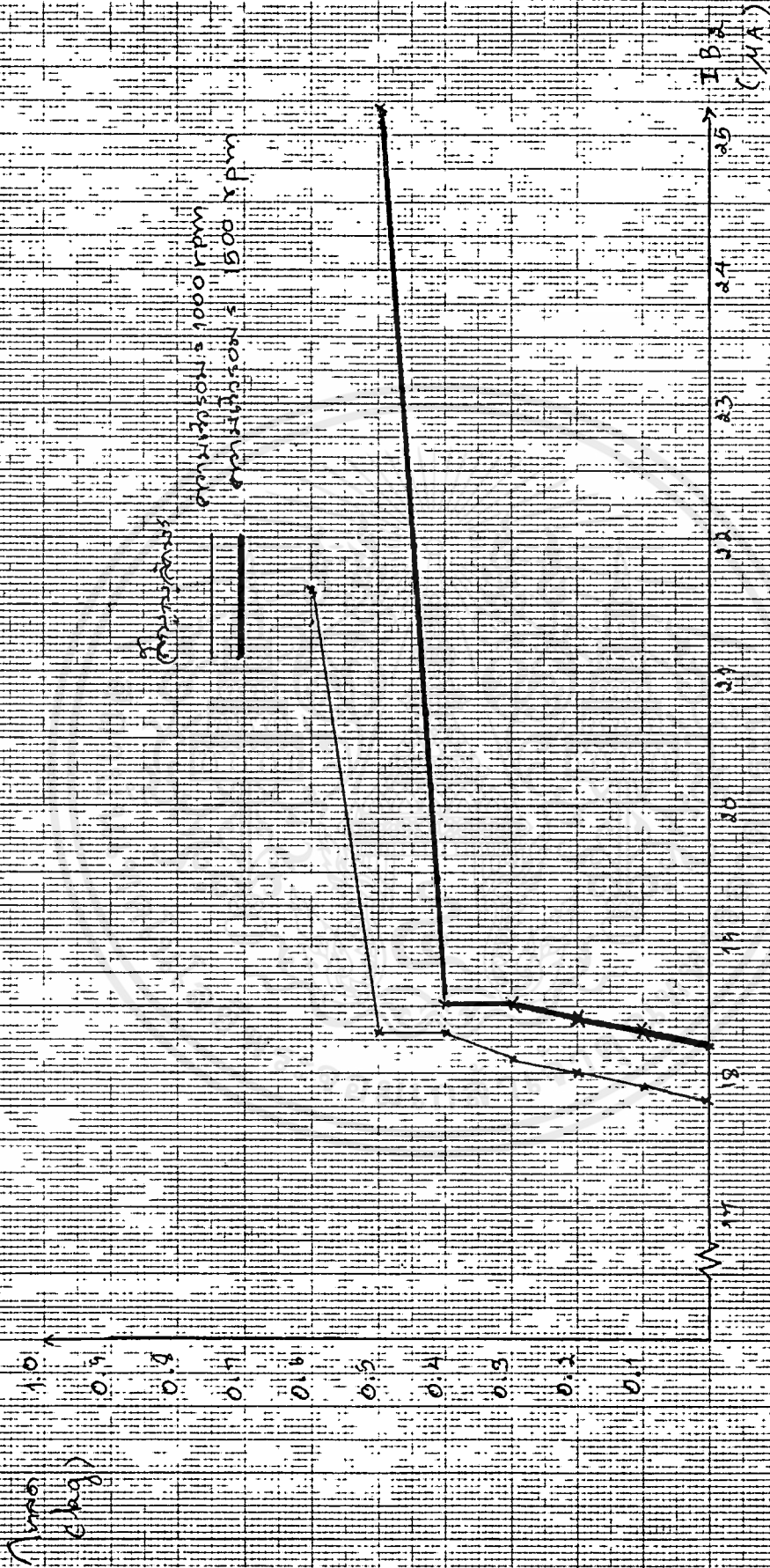
ค่ากระแสที่วัดได้  
 $I_{B1} = 1A.9 \mu A$   
 $I_{B2} = 23 \mu A$   
 $I_{B3} = 26 \mu A$

ค่ากระแสที่วัดได้ (mA)

ค่ากระแสที่วัดได้ (mA)

ค่ากระแสที่วัดได้ (mA)

กราฟที่ 3



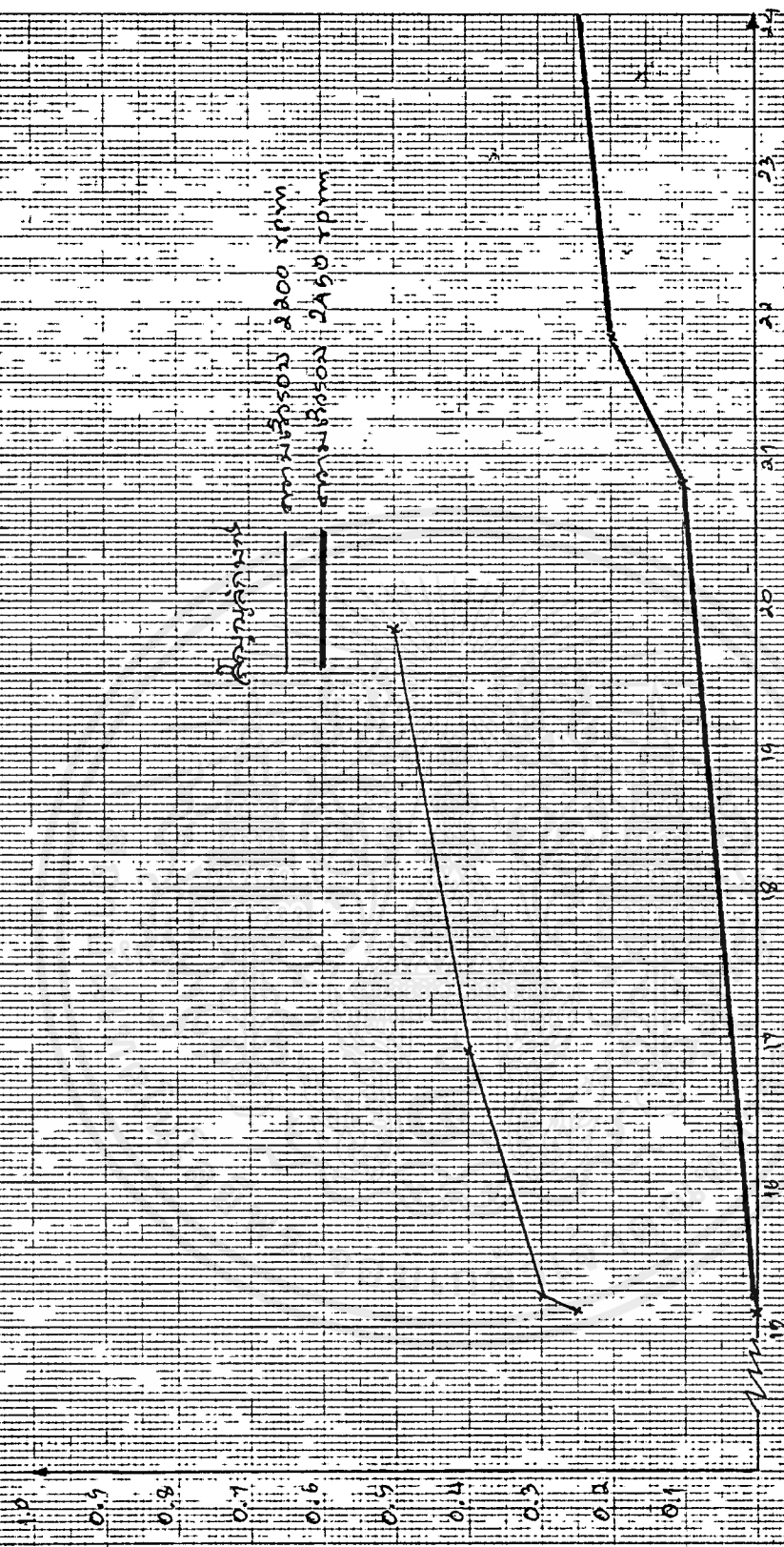
ความเร็ว 1000 rpm  
ความเร็ว 500 rpm

ค่าความล่าช้าของมุม  $\phi$  ในกรณีที่มีโหลดที่น้อย  $I_{BL}$

เมื่อโหลด  $I = 30 \text{ Hz}$   $I_{BL} = 0.85 \text{ mA}$

ค่าความล่าช้าของมุม  $\phi$

ความถี่ 4



ความถี่ 200 rpm  
 ความถี่ 250 rpm

ความถี่ของสถานี 40 Hz ที่ IB1 = 0.99 mA  
 กระแสที่สถานี 250 rpm

### 5.3 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองส่วนที่ 1 จากรูปเราจะเห็นได้ที่เราสามารถนำ OTA มาประยุกต์ใช้ในการสร้าง PWM ได้ และเราสามารถที่จะปรับความถี่ของ carrier ได้โดยการปรับ  $I_{cc}$  โดยการเพิ่ม  $I_{cc}$  จะเป็นการเพิ่ม carrier นั้นเอง

จากการทดลองในส่วนที่ 2 จะเห็นว่า ที่  $I_{cc}$  สูงกว่า จะให้ความเร็วของมอเตอร์ที่มากกว่า

จากการทดลองในส่วนที่ 3 จะเห็นว่าเมื่อเพิ่มโหนดที่ค่าของความเร็วกงที่ ค่าของ  $I_{cc}$  จะเพิ่มตาม (โดยมีช่วง ลิเนียร์อยู่ค่าหนึ่ง) ซึ่งจากคุณสมบัตินี้เราสามารถที่จะควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้โดยการป้อนกระแส  $I_{cc}$  ให้สัมพันธ์กับการเพิ่มของโหนด โดยใช้การ Feedback โดยวิธีของฮอลล์เอฟเฟกต์ดังเสนอไว้ในส่วนต้น

### 5.4 ข้อจำกัดการทำงาน

1. การ เชื้อต carrier สูงเกินไปจะทำให้เกิดการอิมตัวของมอเตอร์
2. การวัดโหนดโดยการ coupling กับ DC Generator ทำให้เกิดการสูญเสียทางกลทำให้ไม่สามารถทำได้
3. มอเตอร์ที่ใช้ในการทดลองมีขนาดเล็กทำให้ช่วงการทดลองในการทำงานแคบ ไม่สามารถรับโหลดมากๆได้

ตารางการทดลอง ค่า speed , และ  $V_{\text{sensor}}$  ที่ ค่า  $I_b$  ต่างๆกัน

$$I_b = 50.81 \mu\text{A}$$

load	speed	$V_{\text{sensor}}$
noload	1311	3.360
0.1 kg	1252	3.358
0.2 kg	1206	3.350
0.3 kg	900	3.355

$$I_b = 52 \mu\text{A}$$

noload	1333	3.105
0.1 kg	1263	3.150
0.2 kg	1210	3.154
0.3 kg	901	3.154

$$I_b = 52.8 \mu\text{A}$$

noload	1396	2.950
0.1 kg	1348	2.935
0.2 kg	1297	2.945
0.3 kg	935	2.970

$$I_b = 54.12 \mu\text{A}$$

noload	1513	2.792
0.1 kg	1455	2.810
0.2 kg	1335	2.824
0.3 kg	1145	2.840

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_b = 54.72 \mu A$$

load	speed	$V_{\text{sensor}}$
noload	1549	2.705
0.1 kg	1475	2.750
0.2 kg	1355	2.755
0.3 kg	1120	2.785

$$I_b = 54.96 \mu A$$

noload	1557	2.692
0.1 kg	1500	2.695
0.2 kg	1380	2.694
0.3 kg	1250	2.715

$$I_b = 55.55 \mu A$$

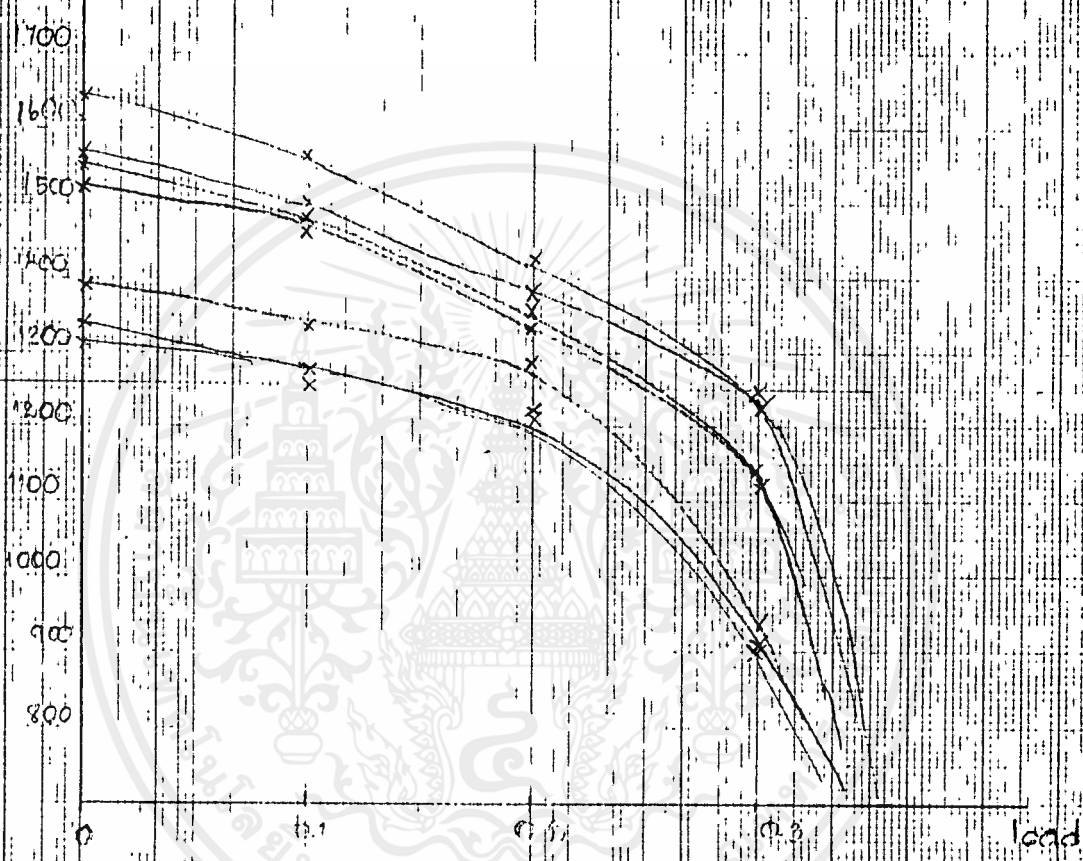
noload	1645	2.455
0.1 kg	1560	2.492
0.2 kg	1430	2.515
0.3 kg	1210	2.560

$$I_b = 55.91 \mu A$$

noload	1610	2.512
0.1 kg	1530	2.544
0.2 kg	1410	2.565
0.3 kg	1150	2.636

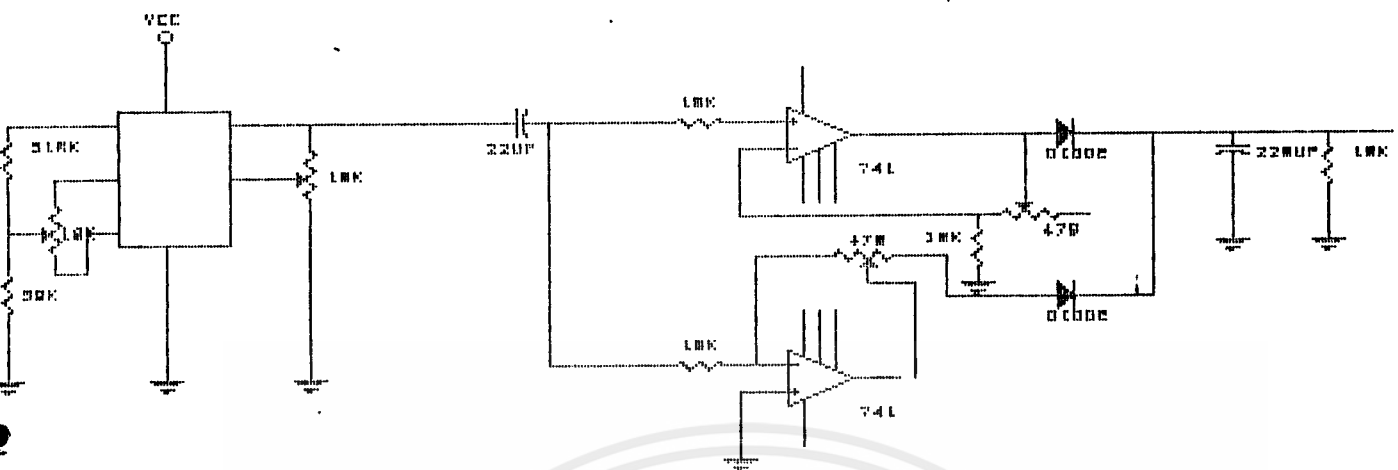
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

speed

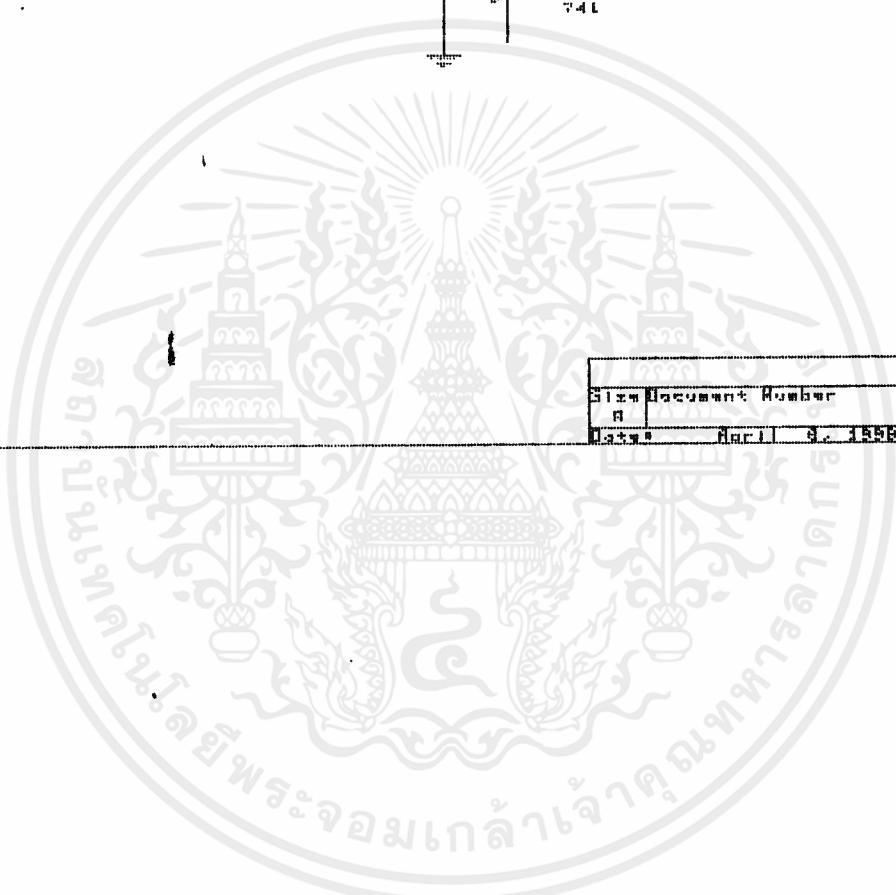


กราฟความสัมพันธ์ระหว่าง speed กับ load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

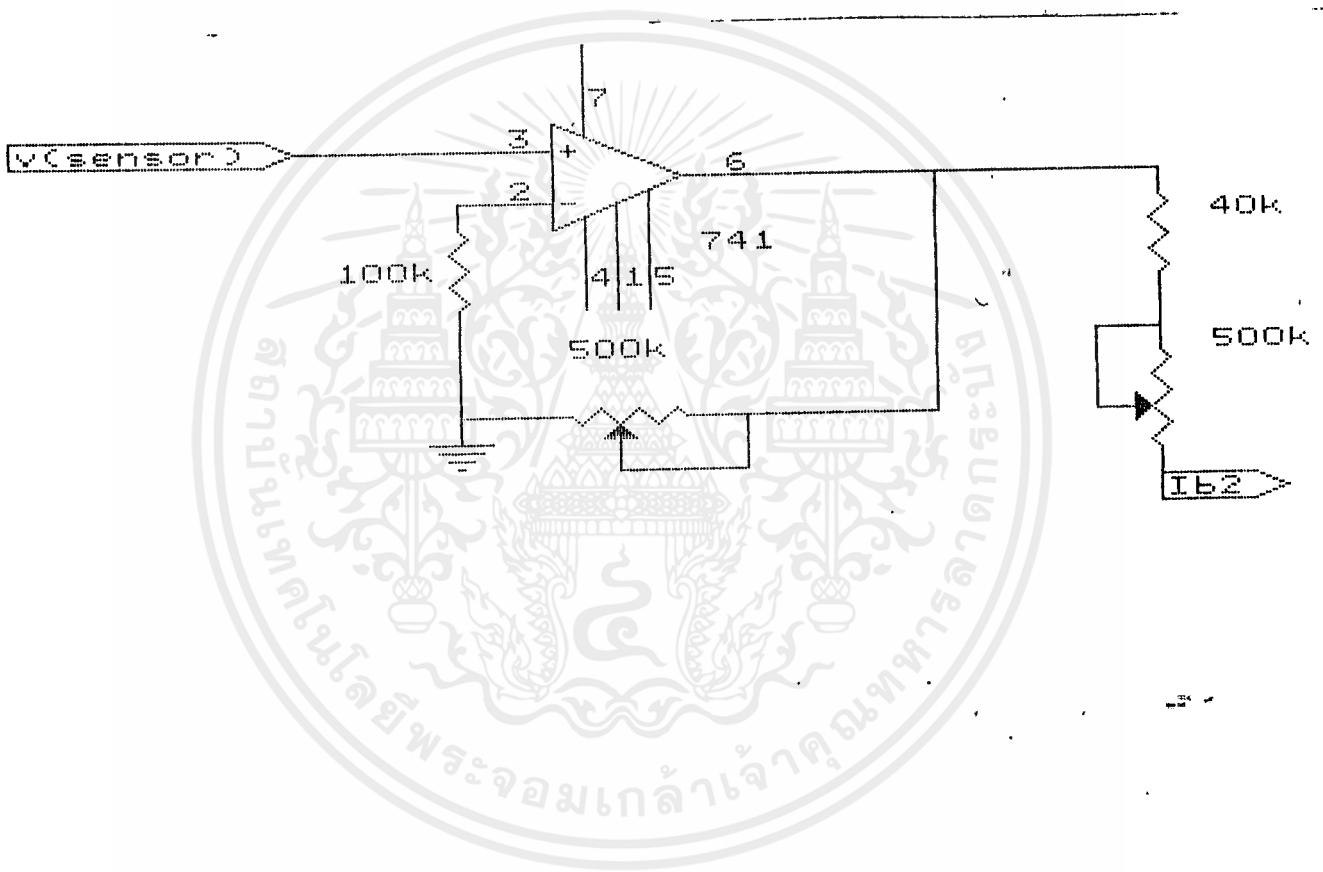


Size	Document Number	REV
0		
Date	April 9, 1998	af



F ๗๕

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้



National  
Semiconductor  
Corporation

## LM13600/LM13600A

### Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers

#### General Description

The LM13600 series consists of two current controlled transconductance amplifiers each with differential inputs and a push-pull output. The two amplifiers share common supplies but otherwise operate independently. Linearizing diodes are provided at the inputs to reduce distortion and allow higher input levels. The result is a 10 dB signal-to-noise improvement referenced to 0.5 percent THD. Controlled impedance buffers are provided which are especially designed to complement the dynamic range of the amplifiers.

#### Features

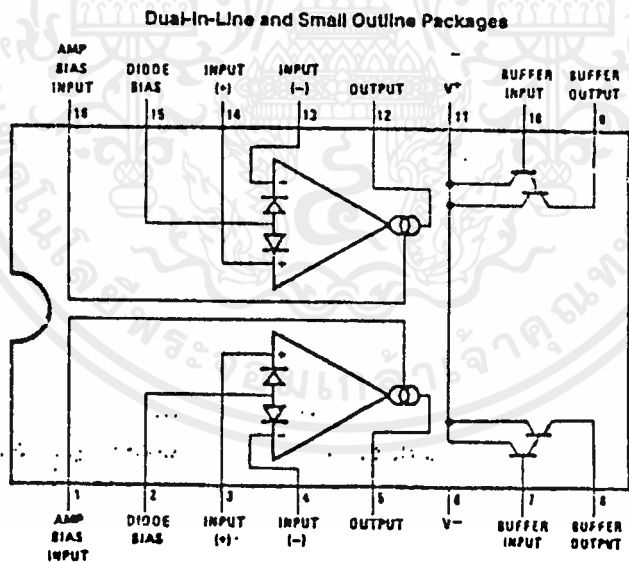
- $g_m$  adjustable over 6 decades
- Excellent  $g_m$  linearity

- Excellent matching between amplifiers
- Linearizing diodes
- Controlled impedance buffers
- High output signal-to-noise ratio
- Wide supply range  $\pm 2V$  to  $\pm 22V$

#### Applications

- Current-controlled amplifiers
- Current-controlled impedances
- Current-controlled filters
- Current-controlled oscillators
- Multiplexors
- Timers
- Sample and hold circuits

#### Connection Diagram



TL13790-2

Order Number LM13600M, LM13600CN or LM13600GAN  
See NS Package Number M16A or H16A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Absolute Maximum Ratings

For military/aerospace specified devices are required, contact the National Semiconductor Sales Office/Representatives for availability and specifications.

Supply Voltage (N.C. 1)	
V <sub>OC</sub>	36 V <sub>OC</sub> or ±18V
V <sub>IOA</sub>	44 V <sub>OC</sub> or ±22V
Power Dissipation (Note 2) T <sub>A</sub> = 25°C	570 mW
Input Voltage	±5V
Input Current (I <sub>I</sub> )	2 mA
Output Bias Current (I <sub>ABC</sub> )	2 mA
Short Circuit Duration	Indefinite
Output Current (Note 3)	20 mA

Operating Temperature Range	0°C to +70°C
DC Input Voltage	+V <sub>S</sub> to -V <sub>S</sub>
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

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

### Electrical Characteristics (Note 4)

Parameter	Conditions	LM13600			LM13600A			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage (V <sub>OS</sub> )	Over Specified Temperature Range I <sub>ABC</sub> = 5 μA		0.4	4		0.4	1	mV
			0.3	4		0.3	1	mV
Forwarding Diodes	Diode Bias Current (I <sub>D</sub> ) = 500 μA		0.5	5		0.5	2	mV
Output Change	5 μA ≤ I <sub>ABC</sub> ≤ 500 μA		0.1	3		0.1	1	mV
Input Current			0.1	0.6		0.1	0.6	μA
Output Current	Over Specified Temperature Range		0.4	5		0.4	5	μA
			1	6		1	7	μA
Output Impedance (g <sub>m</sub> )	Over Specified Temperature Range		6700	9600		7700	9600	μmho
			5400	13000		4000	12000	μmho
Gain			0.3			0.3		dB
Output Current	R <sub>L</sub> = 0, I <sub>ABC</sub> = 5 μA		5		3	5	7	μA
	R <sub>L</sub> = 0, I <sub>ABC</sub> = 500 μA	350	500	650	350	500	650	μA
	R <sub>L</sub> = 0, Over Specified Temp Range	300			300			μA
Input Voltage	R <sub>L</sub> = ∞, 5 μA ≤ I <sub>ABC</sub> ≤ 500 μA	+12	+14.2		+12	+14.2		V
	R <sub>L</sub> = ∞, 5 μA ≤ I <sub>ABC</sub> ≤ 500 μA	-12	-14.4		-12	-14.4		V
Input Current	I <sub>ABC</sub> = 500 μA, Both Channels		2.6			2.6		mA
Common-Mode Rejection Ratio	ΔV <sub>OS</sub> /ΔV <sub>+</sub>		20	150		20	150	μV/V
	ΔV <sub>OS</sub> /ΔV <sub>-</sub>		20	150		20	150	μV/V
Common-Mode Input Range		80	110		80	110		dB
Common-Mode Output Range		±12	±13.5		±12	±13.5		V
Common-Mode Output Impedance	Referred to Input (Note 5) 20 Hz < f < 20 kHz		100			100		dB
Input Current	I <sub>ABC</sub> = 0, Input = ±4V		0.02	100		0.02	10	nA
Output Current	I <sub>ABC</sub> = 0 (Refer to Test Circuit)		0.2	100		0.2	5	nA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Electrical Characteristics (Note 4) (Continued)

Parameter	Conditions	LM13600			LM13600A		
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max
Input Resistance		10	28		10	26	
Open Loop Bandwidth			2		2		
Slew Rate	Unity Gain Compensated		50		50		
Buffer Input Current	(Note 5), Except $I_{ABC} = 0 \mu A$		0.2	0.4	0.2	0.4	
Peak Buffer Output Voltage	(Note 5)	10			10		

Note 1: For excursions to a supply voltage above  $\pm 22V$ , contact factory.

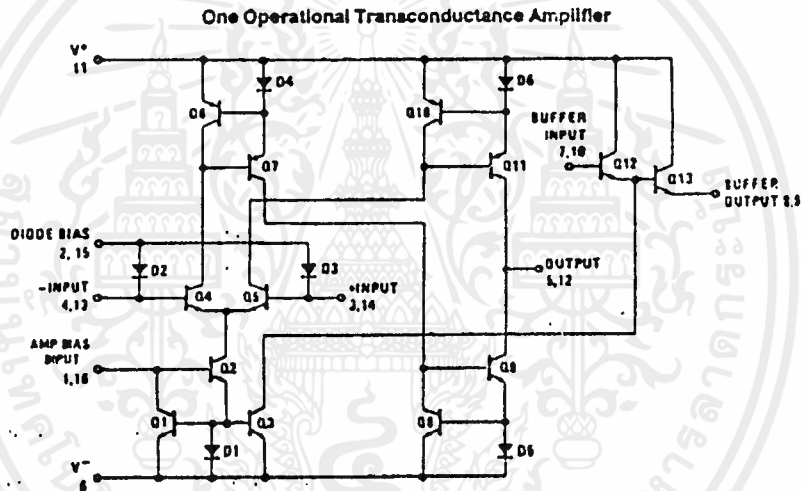
Note 2: For operating at high temperatures, the device must be derated based on a  $150^\circ C$  maximum junction temperature and a thermal resistance which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in still air.

Note 3: Buffer output current should be limited so as to not exceed package dissipation.

Note 4: These specifications apply for  $V_S = \pm 15V$ ,  $T_A = 25^\circ C$ , amplifier bias current ( $I_{ABC}$ ) =  $500 \mu A$ , pins 2 and 15 open unless otherwise specified to the buffers are grounded and outputs are open.

Note 5: These specifications apply for  $V_S = \pm 15V$ ,  $I_{ABC} = 500 \mu A$ ,  $R_{OUT} = 6 k\Omega$  connected from the buffer output to  $-V_S$  and the input of the buffer connected to the transconductance amplifier output.

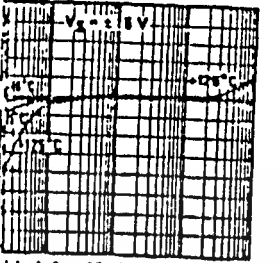
### Schematic Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

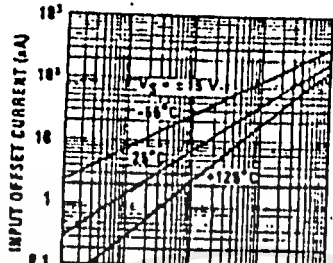
# Typical Performance Characteristics

Net Offset Voltage



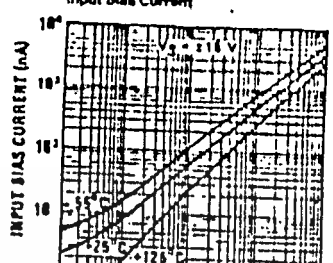
Amplifier Bias Current ( $I_{ABC}$ )

Input Offset Current



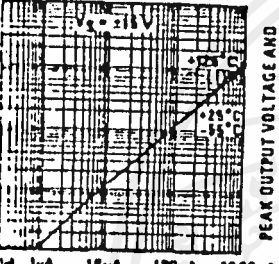
Amplifier Bias Current ( $I_{ABC}$ )

Input Bias Current



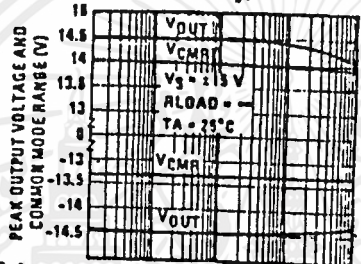
Amplifier Bias Current ( $I_{ABC}$ )

Net Output Current



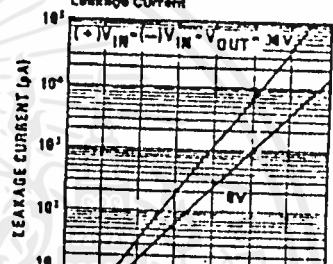
Amplifier Bias Current ( $I_{ABC}$ )

Peak Output Voltage and Common Mode Range



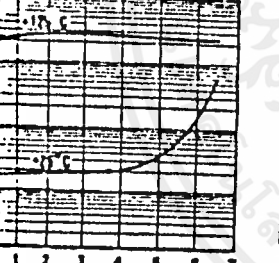
Amplifier Bias Current ( $I_{ABC}$ )

Leakage Current



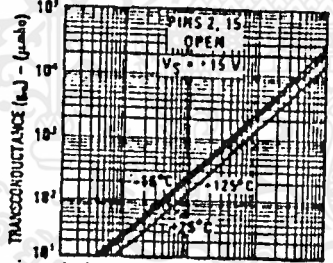
Ambient Temperature ( $T_A$ )

Net Leakage



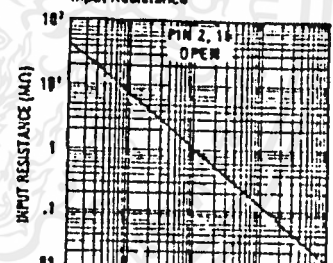
Amplifier Bias Current ( $I_{ABC}$ )

Transconductance



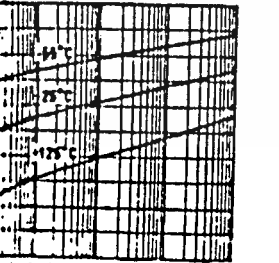
Amplifier Bias Current ( $I_{ABC}$ )

Input Resistance



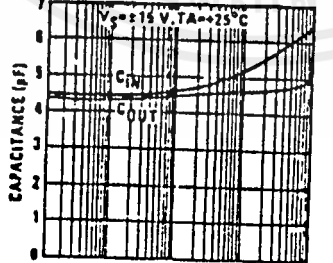
Amplifier Bias Current ( $I_{ABC}$ )

Output Differential Voltage vs Amplifier Bias Voltage vs Amplifier Bias Current



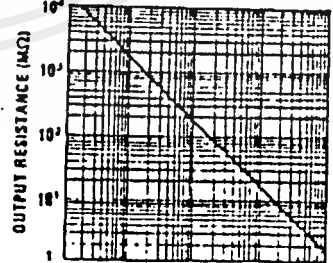
Amplifier Bias Current ( $I_{ABC}$ )

Input and Output Capacitance



Amplifier Bias Current ( $I_{ABC}$ )

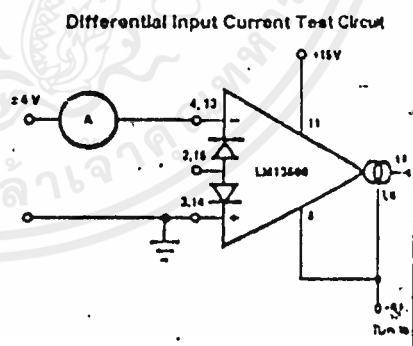
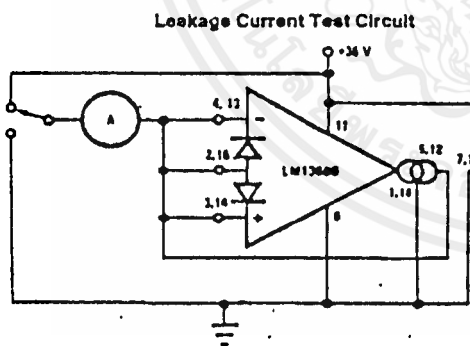
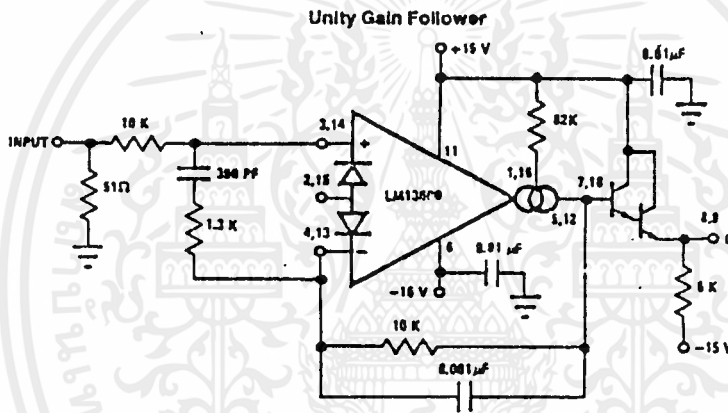
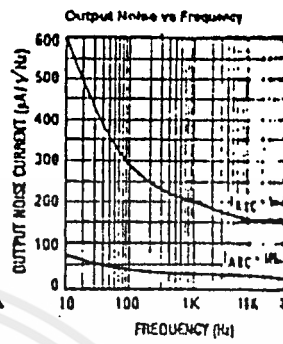
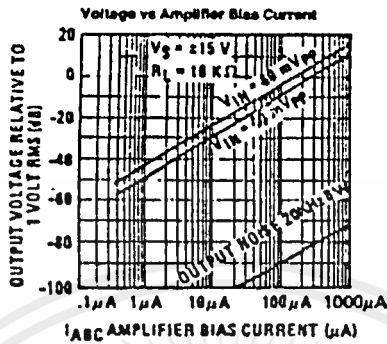
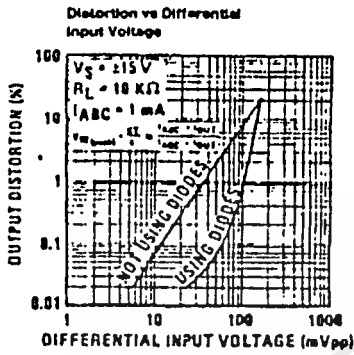
Output Resistance



Amplifier Bias Current ( $I_{ABC}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Characteristics (Continued)



TL/H/7980-6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Circuit Description

Differential transistor pair  $Q_4$  and  $Q_5$  form a transconductor stage in that the ratio of their collector currents is given by the differential input voltage according to the function:

$$V_{IN} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_5}{I_4} \quad (1)$$

$V_{IN}$  is the differential input voltage,  $kT/q$  is approximately 26 mV at 25°C and  $I_5$  and  $I_4$  are the collector currents of transistors  $Q_5$  and  $Q_4$  respectively. With the exception of  $Q_3$  and  $Q_{13}$ , all transistors and diodes are identical in geometry. Transistors  $Q_1$  and  $Q_2$  with Diode  $D_1$  form a current mirror which forces the sum of currents  $I_4$  and  $I_5$  to equal

$$I_4 + I_5 = I_{ABC} \quad (2)$$

$I_{ABC}$  is the amplifier bias current applied to the gain

stage. For differential input voltages the ratio of  $I_4$  and  $I_5$  is not unity and the Taylor series of the ln function can be approximated as:

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{I_5}{I_4} \approx \frac{kT}{q} \frac{I_5 - I_4}{I_4} \quad (3)$$

$$I_4 = I_5 \approx \frac{I_{ABC}}{2}$$

$$V_{IN} \left[ \frac{I_{ABC} q}{2kT} \right] = I_5 - I_4 \quad (4)$$

For currents  $I_4$  and  $I_5$  are not very useful by themselves and it is necessary to subtract one current from the

other. The remaining transistors and diodes form three current mirrors that produce an output current equal to  $I_5$  minus  $I_4$  thus:

$$V_{IN} \left[ \frac{I_{ABC} q}{2kT} \right] = I_{OUT} \quad (5)$$

The term in brackets is then the transconductance of the amplifier and is proportional to  $I_{ABC}$ .

### Linearizing Diodes

For differential voltages greater than a few millivolts, Equation 3 becomes less valid and the transconductance becomes increasingly nonlinear. Figure 1 demonstrates how the internal diodes can linearize the transfer function of the amplifier. For convenience assume the diodes are biased with current sources and the input signal is in the form of current  $I_S$ . Since the sum of  $I_4$  and  $I_5$  is  $I_{ABC}$  and the difference is  $I_{OUT}$ , currents  $I_4$  and  $I_5$  can be written as follows:

$$I_4 = \frac{I_{ABC}}{2} - \frac{I_{OUT}}{2}, \quad I_5 = \frac{I_{ABC}}{2} + \frac{I_{OUT}}{2}$$

Since the diodes and the input transistors have identical geometries and are subject to similar voltages and temperatures, the following is true:

$$\frac{kT}{q} \ln \frac{I_5}{I_4} = \frac{kT}{q} \ln \frac{I_{ABC} + I_{OUT}}{I_{ABC} - I_{OUT}}$$

$$\therefore I_{OUT} = I_S \left( \frac{2I_{ABC}}{I_0} \right) \quad \text{for } |I_S| < \frac{I_0}{2} \quad (6)$$

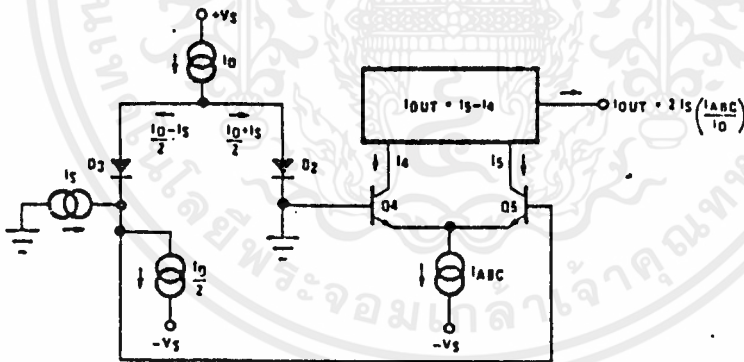


FIGURE 1. Linearizing Diodes

TU/H/7990-6



**MOTOROLA**

4N25, 4N25A  
4N26  
4N27  
4N28

OPTO  
COUPLER/ISOLATOR  
TRANSISTOR OUTPUT



**NPN PHOTOTRANSISTORS AND  
PN INFRARED EMITTING DIODES**

... Gallium arsenide LED optically coupled to silicon phototransistors designed for applications requiring electrical isolation, high-current transfer ratios, small package size and low cost such as interfacing and coupling systems, onsets and feedback controls, solid-state relays and general-purpose switching circuits.

- High Isolation Voltage — VISO = 7500 V (Min)
- High Collector Output Current  
I<sub>C</sub> I<sub>F</sub> = 10 mA —  
I<sub>C</sub> = 5.0 mA (Typ) — 4N25, 4N26  
I<sub>C</sub> = 2.0 mA (Typ) — 4N27, 4N28
- Excellent Frequency Response — 300 kHz (Typ)
- Fast Switching Times @ I<sub>C</sub> = 10 mA  
t<sub>on</sub> = 0.87 μs (Typ) — 4N25, 4N26  
t<sub>off</sub> = 2.1 μs (Typ) — 4N27, 4N28  
t<sub>on</sub> = 11 μs (Typ) — 4N25, 4N26  
t<sub>off</sub> = 5.0 μs (Typ) — 4N27, 4N28
- Economical, Compact, Dual-In-Line Package
- 4N25A is UL Recognized File Number E54915

\*MAXIMUM RATINGS (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted).

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

**INFRARED-EMITTING DIODE MAXIMUM RATINGS**

Reverse Voltage	V <sub>R</sub>	30	Volts
Forward Current — Continuous	I <sub>F</sub>	50	mA
Forward Current — Peak Pulse Width = 300 μs, 20% Duty Cycle	I <sub>F</sub>	3.0	Amps
Total Power Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C Negligible Power in Transistor Derate above 25°C	P <sub>D</sub>	150	mW
		2.0	mW/°C

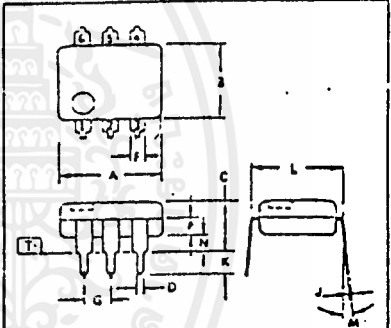
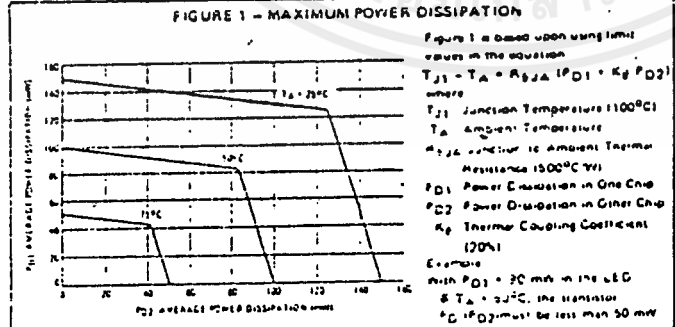
**PHOTOTRANSISTOR MAXIMUM RATINGS**

Collector-Emitter Voltage	V <sub>CEO</sub>	30	Volts
Emitter-Collector Voltage	V <sub>ECO</sub>	7.0	Volts
Collector-Base Voltage	V <sub>CBO</sub>	70	Volts
Total Device Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C Negligible Power in Diode Derate above 25°C	P <sub>D</sub>	150	mW
		2.0	mW/°C

**TOTAL DEVICE RATINGS**

Total Device Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C	P <sub>D</sub>	250	mW
Equal Power Dissipation in Each Element Derate above 25°C		3.3	mW/°C
Junction Temperature Range	T <sub>J</sub>	-55 to +100	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 s)		260	°C

\*Indicates JEDEC Registered Data.



- STYLE 1  
 PIN 1. ANODE  
 2. CATHODE  
 3. NC  
 4. EMITTER  
 5. COLLECTOR  
 6. BASE

- NOTES  
 1. DIMENSIONS A AND B ARE DATUMS  
 2. (1) IS SEATING PLANE.  
 3. POSITIVE TOLERANCES FOR LEADS  
 (0.13 (0.005) (1) (A) (B) (C) (D) (E) (F) (G) (H) (I) (J) (K) (L) (M) (N) (O) (P) (Q) (R) (S) (T) (U) (V) (W) (X) (Y) (Z) (AA) (AB) (AC) (AD) (AE) (AF) (AG) (AH) (AI) (AJ) (AK) (AL) (AM) (AN) (AO) (AP) (AQ) (AR) (AS) (AT) (AU) (AV) (AW) (AX) (AY) (AZ) (BA) (BB) (BC) (BD) (BE) (BF) (BG) (BH) (BI) (BJ) (BK) (BL) (BM) (BN) (BO) (BP) (BQ) (BR) (BS) (BT) (BU) (BV) (BW) (BX) (BY) (BZ) (CA) (CB) (CC) (CD) (CE) (CF) (CG) (CH) (CI) (CJ) (CK) (CL) (CM) (CN) (CO) (CP) (CQ) (CR) (CS) (CT) (CU) (CV) (CW) (CX) (CY) (CZ) (DA) (DB) (DC) (DD) (DE) (DF) (DG) (DH) (DI) (DJ) (DK) (DL) (DM) (DN) (DO) (DP) (DQ) (DR) (DS) (DT) (DU) (DV) (DW) (DX) (DY) (DZ) (EA) (EB) (EC) (ED) (EE) (EF) (EG) (EH) (EI) (EJ) (EK) (EL) (EM) (EN) (EO) (EP) (EQ) (ER) (ES) (ET) (EU) (EV) (EW) (EX) (EY) (EZ) (FA) (FB) (FC) (FD) (FE) (FF) (FG) (FH) (FI) (FJ) (FK) (FL) (FM) (FN) (FO) (FP) (FQ) (FR) (FS) (FT) (FU) (FV) (FW) (FX) (FY) (FZ) (GA) (GB) (GC) (GD) (GE) (GF) (GG) (GH) (GI) (GJ) (GK) (GL) (GM) (GN) (GO) (GP) (GQ) (GR) (GS) (GT) (GU) (GV) (GW) (GX) (GY) (GZ) (HA) (HB) (HC) (HD) (HE) (HF) (HG) (HH) (HI) (HJ) (HK) (HL) (HM) (HN) (HO) (HP) (HQ) (HR) (HS) (HT) (HU) (HV) (HW) (HX) (HY) (HZ) (IA) (IB) (IC) (ID) (IE) (IF) (IG) (IH) (II) (IJ) (IK) (IL) (IM) (IN) (IO) (IP) (IQ) (IR) (IS) (IT) (IU) (IV) (IW) (IX) (IY) (IZ) (JA) (JB) (JC) (JD) (JE) (JF) (JG) (JH) (JI) (JJ) (JK) (JL) (JM) (JN) (JO) (JP) (JQ) (JR) (JS) (JT) (JU) (JV) (JW) (JX) (JY) (JZ) (KA) (KB) (KC) (KD) (KE) (KF) (KG) (KH) (KI) (KJ) (KL) (KM) (KN) (KO) (KP) (KQ) (KR) (KS) (KT) (KU) (KV) (KW) (KX) (KY) (KZ) (LA) (LB) (LC) (LD) (LE) (LF) (LG) (LH) (LI) (LJ) (LK) (LM) (LN) (LO) (LP) (LQ) (LR) (LS) (LT) (LU) (LV) (LW) (LX) (LY) (LZ) (MA) (MB) (MC) (MD) (ME) (MF) (MG) (MH) (MI) (MJ) (MK) (ML) (MN) (MO) (MP) (MQ) (MR) (MS) (MT) (MU) (MV) (MW) (MX) (MY) (MZ) (NA) (NB) (NC) (ND) (NE) (NF) (NG) (NH) (NI) (NJ) (NK) (NL) (NM) (NO) (NP) (NQ) (NR) (NS) (NT) (NU) (NV) (NW) (NX) (NY) (NZ) (OA) (OB) (OC) (OD) (OE) (OF) (OG) (OH) (OI) (OJ) (OK) (OL) (OM) (ON) (OO) (OP) (OQ) (OR) (OS) (OT) (OU) (OV) (OW) (OX) (OY) (OZ) (PA) (PB) (PC) (PD) (PE) (PF) (PG) (PH) (PI) (PJ) (PK) (PL) (PM) (PN) (PO) (PP) (PQ) (PR) (PS) (PT) (PU) (PV) (PW) (PX) (PY) (PZ) (QA) (QB) (QC) (QD) (QE) (QF) (QG) (QH) (QI) (QJ) (QK) (QL) (QM) (QN) (QO) (QP) (QQ) (QR) (QS) (QT) (QU) (QV) (QW) (QX) (QY) (QZ) (RA) (RB) (RC) (RD) (RE) (RF) (RG) (RH) (RI) (RJ) (RK) (RL) (RM) (RN) (RO) (RP) (RQ) (RR) (RS) (RT) (RU) (RV) (RW) (RX) (RY) (RZ) (SA) (SB) (SC) (SD) (SE) (SF) (SG) (SH) (SI) (SJ) (SK) (SL) (SM) (SN) (SO) (SP) (SQ) (SR) (SS) (ST) (SU) (SV) (SW) (SX) (SY) (SZ) (TA) (TB) (TC) (TD) (TE) (TF) (TG) (TH) (TI) (TJ) (TK) (TL) (TM) (TN) (TO) (TP) (TQ) (TR) (TS) (TT) (TU) (TV) (TW) (TX) (TY) (TZ) (UA) (UB) (UC) (UD) (UE) (UF) (UG) (UH) (UI) (UJ) (UK) (UL) (UM) (UN) (UO) (UP) (UQ) (UR) (US) (UT) (UU) (UV) (UW) (UX) (UY) (UZ) (VA) (VB) (VC) (VD) (VE) (VF) (VG) (VH) (VI) (VJ) (VK) (VL) (VM) (VN) (VO) (VP) (VQ) (VR) (VS) (VT) (VU) (VV) (VW) (VX) (VY) (VZ) (WA) (WB) (WC) (WD) (WE) (WF) (WG) (WH) (WI) (WJ) (WK) (WL) (WM) (WN) (WO) (WP) (WQ) (WR) (WS) (WT) (WU) (WV) (WW) (WX) (WY) (WZ) (XA) (XB) (XC) (XD) (XE) (XF) (XG) (XH) (XI) (XJ) (XK) (XL) (XM) (XN) (XO) (XP) (XQ) (XR) (XS) (XT) (XU) (XV) (XW) (XX) (XY) (XZ) (YA) (YB) (YC) (YD) (YE) (YF) (YG) (YH) (YI) (YJ) (YK) (YL) (YM) (YN) (YO) (YP) (YQ) (YR) (YS) (YT) (YU) (YV) (YW) (YX) (YZ) (ZA) (ZB) (ZC) (ZD) (ZE) (ZF) (ZG) (ZH) (ZI) (ZJ) (ZK) (ZL) (ZM) (ZN) (ZO) (ZP) (ZQ) (ZR) (ZS) (ZT) (ZU) (ZV) (ZW) (ZX) (ZY) (ZZ)

DIM.	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.
A	0.13	0.27	0.024	0.054
B	0.10	0.17	0.020	0.036
C	0.47	0.51	0.015	0.030
D	0.41	0.51	0.012	0.030
E	0.07	0.13	0.006	0.010
F	0.06	0.10	0.005	0.010
G	0.24	0.31	0.020	0.030
H	0.10	0.13	0.005	0.010
I	0.10	0.13	0.005	0.010
J	0.10	0.13	0.005	0.010
K	0.10	0.13	0.005	0.010
L	0.10	0.13	0.005	0.010
M	0.10	0.13	0.005	0.010
N	0.10	0.13	0.005	0.010
O	0.10	0.13	0.005	0.010
P	0.10	0.13	0.005	0.010

CASE 730A-01

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

LED CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
*Reverse Leakage Current (V <sub>R</sub> = 3.0 V, I <sub>F</sub> = 1.0 mA rms)	I <sub>R</sub>	-	3.005	100	μA
*Forward Voltage (I <sub>C</sub> = 10 mA)	V <sub>F</sub>	-	-	-	Volts
Capacitance (V <sub>R</sub> = 0 V, f = 1.0 MHz)	C	-	40	-	pF

PHOTOTRANSISTOR CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C and I<sub>F</sub> = 0 unless otherwise noted)

*Collector-Emitter Dark Current (V <sub>CE</sub> = 10 V, Base Open)	I <sub>CEO</sub>	-	3.5	50	μA
*Collector-Emitter Dark Current (V <sub>CE</sub> = 10 V, Emitter Open)	I <sub>CBO</sub>	-	-	20	nA
*Collector-Emitter Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 100 μA, I <sub>E</sub> = 0)	V <sub>BR(CE)</sub>	7.0	-	-	Volts
*Collector-Emitter Breakdown Voltage (I <sub>C</sub> = 1.0 mA, I <sub>E</sub> = 0)	V <sub>BR(CEO)</sub>	20	-	-	Volts
*Emitter-Collector Breakdown Voltage (I <sub>E</sub> = 100 μA, I <sub>C</sub> = 0)	V <sub>BR(EC)</sub>	7.0	8.0	-	Volts
DC Current Gain (V <sub>CE</sub> = 5.0 V, I <sub>C</sub> = 500 μA)	h <sub>FE</sub>	-	125	-	-

COUPLED CHARACTERISTICS (T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise noted)

*Collector Output Current (1) (V <sub>CE</sub> = 10 V, I <sub>F</sub> = 10 mA, I <sub>E</sub> = 0)	I <sub>C</sub>	2.0 1.0	3.0 2.0	-	mA
Isolation Surge Voltage (2, 5) 150 Hz Peak ac, 5 Second(s) (50 Hz Peak)	V <sub>ISO</sub>	7500 2500 1500 500 1775	-	-	Volts
Isolation Resistance (2) (V = 500 V)	-	-	10 <sup>11</sup>	-	Ohms
*Collector-Emitter Saturation (I <sub>C</sub> = 2.0 mA, I <sub>F</sub> = 50 mA)	V <sub>CE(sat)</sub>	-	6.2	0.5	Volts
Isolation Capacitance (2) (V = 0, f = 1.0 MHz)	-	-	0.5	-	pF
Bandwidth (4) (I <sub>C</sub> = 2.0 mA, R <sub>L</sub> = 100 ohms, Figure 11 (2))	-	-	300	-	kHz

SWITCHING CHARACTERISTICS

Delay Time (I <sub>C</sub> = 10 mA, V <sub>CE</sub> = 10 V)	t <sub>d</sub>	-	0.07 0.10	-	μs
Rise Time (Figures 6 and 8)	t <sub>r</sub>	-	0.8 2.0	-	μs
Storage Time (I <sub>C</sub> = 10 mA, V <sub>CE</sub> = 10 V)	t <sub>s</sub>	-	4.0 2.0	-	μs
Fall Time (Figures 7 and 8)	t <sub>f</sub>	-	6.0 8.0	-	μs

\*Indicates JEDEC Registered Data  
 (1) Pulse Test. Pulse Width = 300 μs, Duty Cycle < 2.0%.  
 (2) For this test, LED pins 1 and 2 are common and phototransistor pins 4, 5 and 6 are common.  
 (3) RMS Volts, 60 Hz. For this test, pins 1, 2, and 3 are common and pins 4, 5, and 6 are common.  
 (4) I<sub>F</sub> adjusted to yield I<sub>C</sub> = 2.0 mA and I<sub>C</sub> = 2.0 mA BIP at 10 kHz.  
 (5) Isolation Surge Voltage, V<sub>ISO</sub>, is an internal device dielectric breakdown rating.

DC CURRENT TRANSFER CHARACTERISTICS

FIGURE 2 - 4N25, A, 4N26

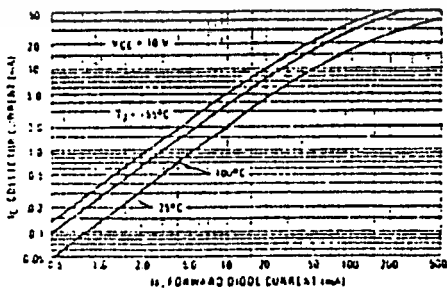
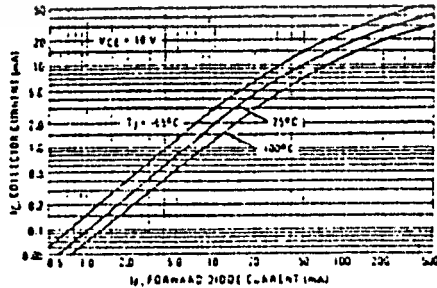


FIGURE 3 - 4N27, 4N28



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีกรนำไปใช้

4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

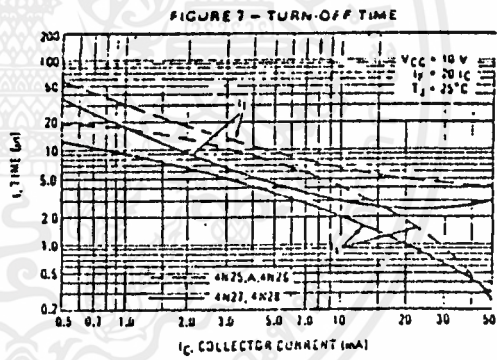
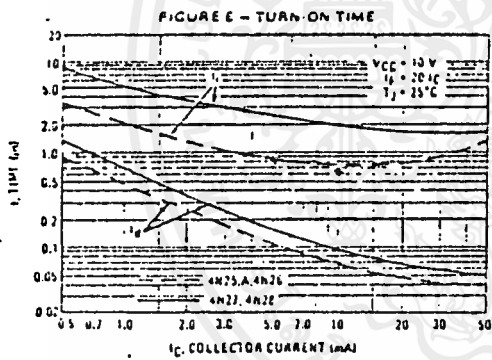
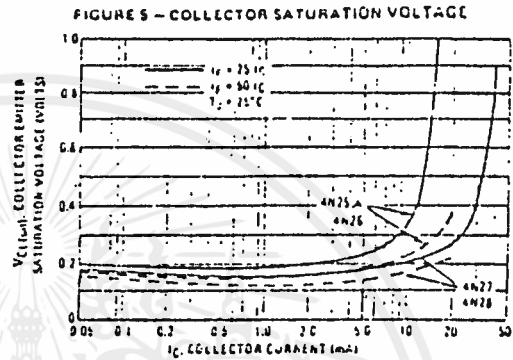
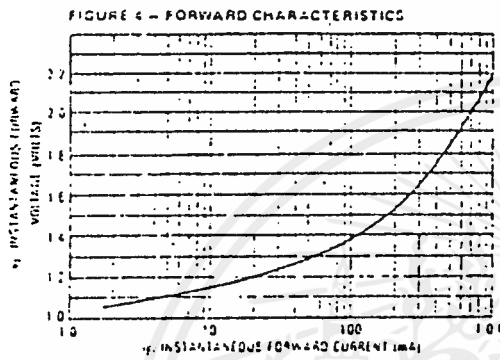


FIGURE 8 - SATURATED SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

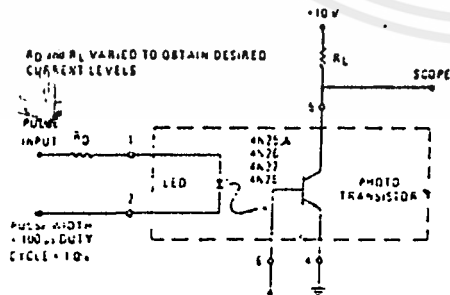
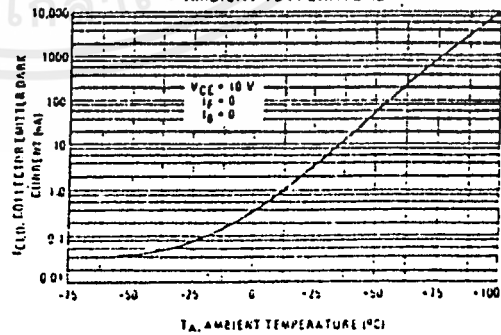
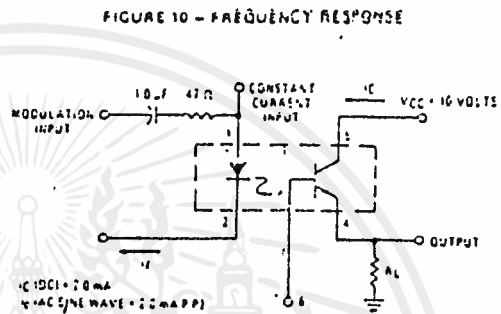
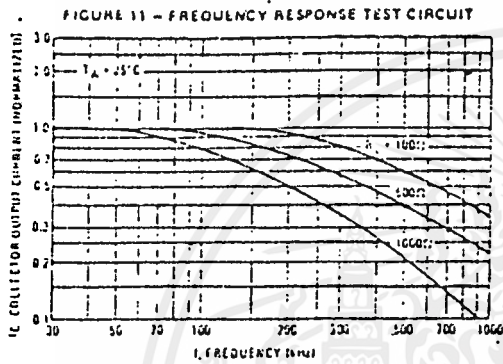


FIGURE 9 - DARK CURRENT versus AMBIENT TEMPERATURE

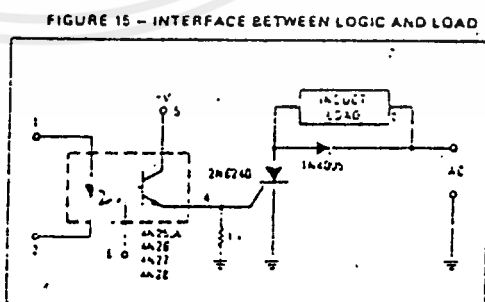
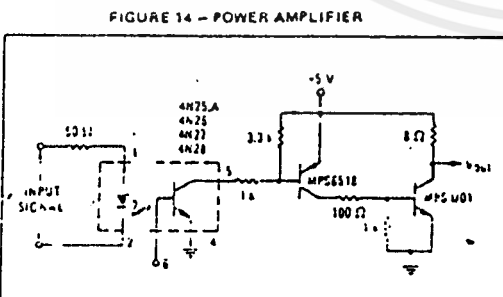
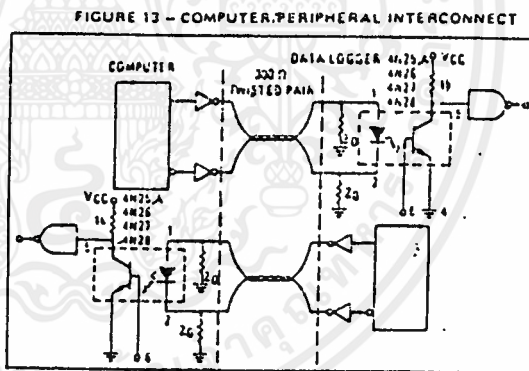
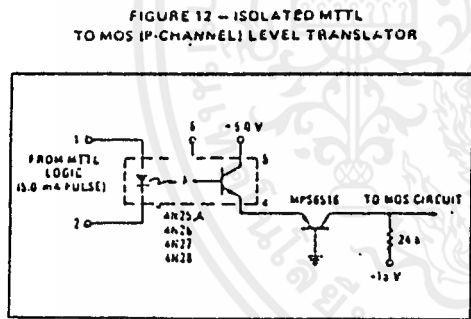


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4N25, 4N25A, 4N26, 4N27, 4N28



TYPICAL APPLICATIONS

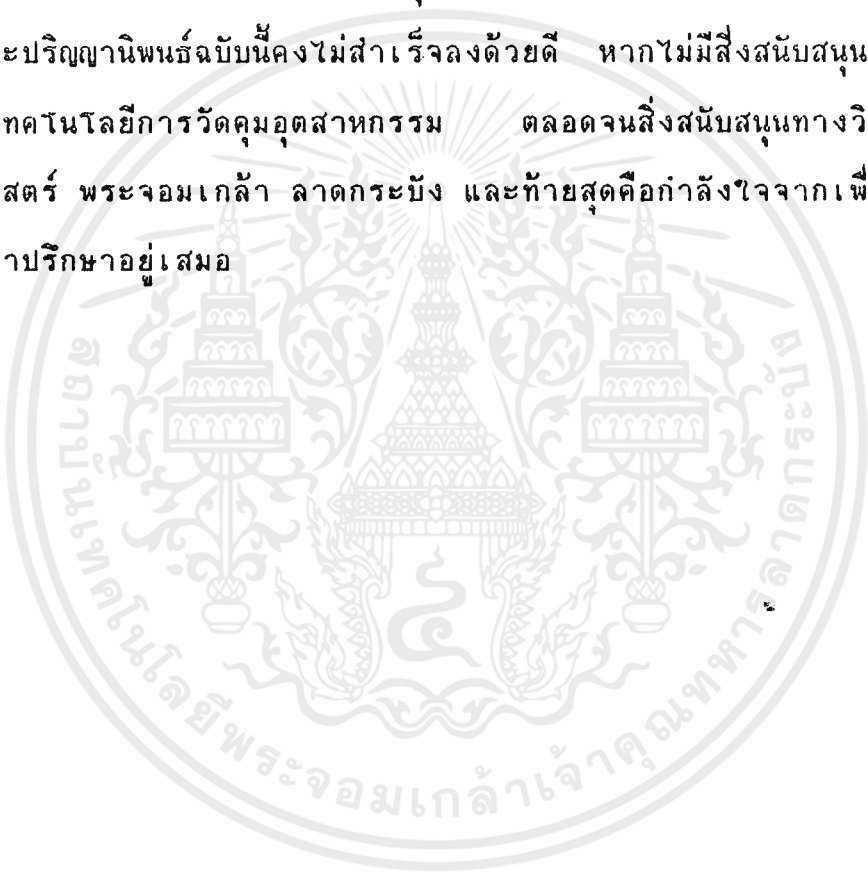


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาปริญญ์ฉบับนี้ ได้สำเร็จลงด้วยความร่วมมือของหลายๆฝ่าย ตลอดจนความเชื่อเพื่อและความกรุณา โดยเฉพาะอย่างยิ่งท่านอาจารย์ สิงห์ทอง นีพัฒนเศรษฐานนท์ ที่ได้กรุณาให้ค่าปรึกษา และช่วยเหลือ ทั้งทางด้านวิชาการ และความเชื่อเพื่อจัดหาอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองต่างๆ นอกจากนี้ ยังมีอาจารย์อีกหลายท่านที่กรุณาให้ค่าปรึกษา ซึ่งมีได้ออกนามไว้ในที่นี้ และขอกราบขอบพระคุณมาไว้ที่นี้

และปริญญาปริญญ์ฉบับนี้คงไม่สำเร็จลงด้วยดี หากไม่มีสิ่งสนับสนุนการทดลองจากภาควิชา เทคโนโลยีการวัดคุมอุตสาหกรรม ตลอดจนถึงสนับสนุนทางวิชาการจาก คณะวิศวกรรมศาสตร์ พระจอมเกล้า ลาดกระบัง และท้ายสุดคือกำลังใจจากเพื่อนๆ พี่ๆและน้องๆ ที่คอยให้ค่าปรึกษาอยู่เสมอ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## เอกสารอ้างอิง

- B.K Bese, " Power Electronic and Ac Drive " Prentice-hall ,1986.
- K. Taniguchi, Y.Ofino and Hisaishi Irie , " PWM Technique for Power Mosfet Inverter " IEEE Trans,. on Power Electronics.
- ปราโมทย์ วาดเขียน , " การประยุกต์ใช้งาน OTA (OTA APPLICATIONS) " , วิทยานิพนธ์ ปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง ,2531.
- สัมพันธ์ หาญทะเล, " เครื่องกลไฟฟ้า 2 " โรงพิมพ์สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี , 2531.
- ยีน กู้สุวรรณ , " อิเล็กทรอนิกส์อุตสาหกรรม " โรงพิมพ์ หจก. เอช-เอน การพิมพ์ เขตยานนาวา กรุงเทพฯ ,2534.