



ปีการศึกษา 2535

เรื่อง

การขับกำลังสองเฟสที่ทอร์คสูงสุดของซิงเกิลเฟสอินดักชั่นมอเตอร์
(two phase drive at maximum torque for single phase
induction motor)

โดย

ถนอม โลมาศ 34161207

พงศ์เทพ ภู่งศ์เพชร 34161118

อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์

ปริญญาโท ประจำปีการศึกษา 2535
ภาควิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
สาขาวิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง

การขับกำลังสองเฟสที่ทอร์กสูงสุดของซิงเกิลเฟสอินดักชั่นมอเตอร์
(two phase drive at maximum torque for single phase
induction moter)

ผู้จัดทำ

1. นายถนอม โลมาศ 34161207
2. นายพงศ์เทพ ภูพงษ์เพชร 34161118

.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์)

หัวข้อปริญาานิพนธ์

การขับกำลังสองเฟสที่ทอร์คสูงสุดของซิงเกิลอินดักชั่นมอเตอร์

นักศึกษา

นายถนอม โลมาศ

นายพงศ์เทพ ภู่งศ์เพ็ชร

ระดับการศึกษา

อุตสาหกรรมศาสตร์บัณฑิต

เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

ปีการศึกษา

พ.ศ. 2535

บทคัดย่อ

โครงการวิจัยนี้กล่าวถึงการขับกำลังสองเฟสที่ทอร์คสูงสุดของมอเตอร์กระแสสลับชนิดเหนี่ยวนำหนึ่งเฟส ซึ่งได้สร้างและทำการทดลองด้วยวิธีการควบคุมความถี่ และแรงดันของไฟที่ป้อนให้กับมอเตอร์โดยอาศัย PWM เป็นตัวควบคุมอัตราส่วนของแรงดันและความถี่ของไฟที่ป้อนให้กับมอเตอร์

จากโครงการทั้งหมดได้แบ่งการศึกษาเป็น 2 ส่วน

1. โครงการภาคแรกเป็นการออกแบบสร้างวงจรควบคุมความเร็วมอเตอร์ซึ่งประกอบด้วยวงจรหลัก 3 วงจร

1.1 ภาค oscillator เป็นวงจรใช้ไอซี

1.2 ภาค pulse width modulation เป็นวงจรใช้ออปแอมป์

1.3 ภาค drive motor เป็นวงจรใช้เพาเวอร์มอสเฟส

2. โครงการภาคสองเป็นการสร้างชุดทดลองวงจรขับกำลังสองเฟสที่ทอร์คสูงสุด โดยการเพิ่มภาค phase shift เข้ามา และทำการทดลองหาค่ามุมทางไฟฟ้าระหว่างเฟสที่หนึ่งและเฟสที่สองที่ระดับมุมต่างๆ จาก 0 องศา ถึง 90 องศา ว่าที่มุมกี่องศาจึงจะทำให้ได้ทอร์คสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thests Title

two phase drive at maximum torque for single phase induction motor

NAME

TANOM LOMAS
PONGTEP POOPONGPHET

Thesis Advisor

SINGTONG PATTANASETTHANON

Curriculum

BACHELOR DEGREE OF INDUSTRIAL TECHNOLOGY
IN INDUSTRIAL INSTRUMENTATION TECHNOLOGY

Academic Year

1992

Abstract

This research mentions is two phase drive at maximum torque for single phase induction motor . it produced by control the frequency and voltage of pwm (pulse width modulation) pulses to motor.

This project is classificated to two Part. The first one talk about designing the control unit. It consists of three main circuits; oscillator circuit; PWM circuit and inverter circuits. The second semester is building two phase drive at maximum torgue for single phase induction motor. by using the phase shift circuit and fine electrical angle between phase one and phase two at many different level angle from 0 to 90. find angle make for torque maximum.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อ.....	1
Abstract.....	2
บทนำ.....	4
บทที่ 1 ทฤษฎีเบื้องต้น	
1.1 มอเตอร์เฟสเดียวชนิดเหนี่ยวนำ.....	9
1.2 สมรรถนะของมอเตอร์เฟสเดียวชนิดเหนี่ยวนำ.....	10
บทที่ 2 คุณสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	
2.1 บทนำ.....	15
2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดที่โหลดและแรงบิดที่มอเตอร์กับความเร็ว.....	15
2.3 มอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อจ่ายโวลต์เตจรูปคลื่นไซน์.....	17
2.3.1 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ.....	18
2.4 มอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อจ่ายโวลต์เตจที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์.....	21
บทที่ 3 การควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ	
3.1 การควบคุมโดยสัดส่วนโวลต์เตจ-ความถี่.....	24
3.2 การปรับปรุงการควบคุมที่ดับลิฟต์.....	25
3.3 วงจรอินเวอร์เตอร์.....	30
บทที่ 4 ภาคปฏิบัติ	
4.1 IC variable sinusoidal oscillator.....	33
4.2 PWM.....	34
4.3 inverter.....	39
บทที่ 5 การทดลอง	
5.1 วิธีการทดลอง.....	44
5.2 ผลการทดลอง.....	46
5.3 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง.....	49

บทนำ

ในการใช้งานมอเตอร์ต่างๆไป ในโรงงานอุตสาหกรรมนั้นจำเป็นจะต้องเลือกใช้เครื่องจักร ให้ถูกกับลักษณะงาน เช่น งานที่ต้องการ ความเร็วคงที่มาก ก็ต้องเลือกใช้เครื่องจักรกลไฟฟ้าซิงโครนัส หรือ งานที่ต้องการปรับความเร็ว ก็ควรใช้เครื่องจักรไฟฟ้ากระแสตรง เพราะสามารถควบคุมความเร็วได้ง่าย แต่การเลือกใช้เครื่องจักรไฟฟ้ากระแสยังมีข้อจำกัดอยู่มากเพราะค่าใช้จ่ายต่าง ๆ รวมทั้งราคาเครื่องจักรไฟฟ้าเองก็มีราคาสูงเมื่อเทียบกับเครื่องจักรไฟฟ้า ชนิดเหนี่ยวนำ ดังนั้นเราจึงได้พยายาม ที่จะควบคุมเครื่องจักรเหนี่ยวนำเพื่อนำมาทดแทนเครื่องจักรกระแสตรงเพราะจะทำให้ค่าใช้จ่ายต่างๆลดลงได้มาก

วิธีที่ดีที่สุดในการควบคุมเครื่องจักรไฟฟ้า คือการเข้าไปควบคุมตัวแปรที่มีผลทุกอย่างของเครื่องจักรไฟฟ้า เช่น ระดับตึกดา กระแส สนามแม่เหล็ก ฯลฯ ซึ่งเป็นการควบคุมในอุดมคติ เราจะสามารถควบคุมให้เครื่องจักรไฟฟ้าหมุนด้วยอัตราเร็วที่เราต้องการได้อย่างคงที่ทุกๆ สภาวะของโหลดทั้งรวมทั้งทอร์คด้วย การควบคุมแบบนี้ทำได้ยากแต่เราสามารถควบคุมในลักษณะที่ใกล้เคียงกันก็คือ เราสามารถควบคุมระดับแรงดัน กระแสและความถี่ได้เราก็สามารถควบคุมสนามแม่เหล็กผลก็คือปริมาณฟลักซ์แม่เหล็กจะคงที่ทำให้ทอร์คคงที่ด้วย

การควบคุมอัตราส่วน ระหว่างแรงดันกับความถี่คงที่ เป็นที่ใช้กันอย่างกว้างขวาง แต่มีข้อเสียคือต้องใช้อุปกรณ์ในการสร้างเป็นจำนวนมาก ทั้งระบบก็มีความซับซ้อนจึงทำให้เกิดแนวคิด ที่จะสร้างระบบควบคุมอย่างง่าย โดยใช้ op-Amp สร้างวงจรพีดีบีวีเอ็ม จากการทดลองการใช้งานได้ผลเป็นที่น่าพอใจ

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้งาน ในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำ ต้องสามารถเปลี่ยนแปลงความถี่ได้ซึ่งจะทำหน้าที่เชื่อมโยงระหว่างระบบจ่ายไฟ (Utility Power System) และมอเตอร์ต้องมีคุณสมบัติพื้นฐาน ที่สอดคล้องดังต่อไปนี้

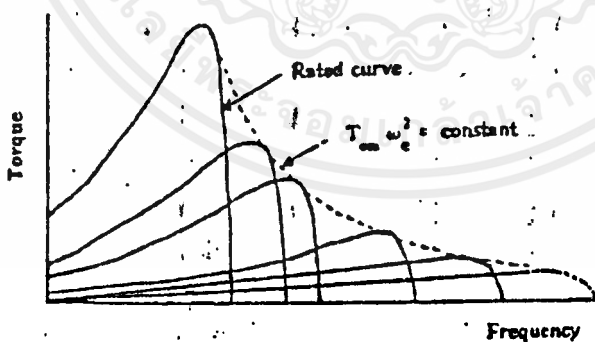
1. สามารถที่จะปรับความถี่ได้ เป็นสัดส่วนกับความเร็วรอบที่ต้องการ
2. สามารถปรับแรงดันขาออก เพื่อที่จะรักษาอัตราส่วนแรงดันต่อความถี่ให้คงที่ตลอดช่วงที่แรงบิด ตามที่ต้องการ
3. สามารถจ่ายกระแสได้เต็มพิกัด ที่ความถี่ใดความถี่หนึ่งซึ่งอยู่ในช่วงของแรงบิดคงที่ที่ต้องการการประยุกต์นำไปใช้งานในปริกฏยานิพนธ์ ฉบับนี้เป็นารควบคุมแรงบิดของมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยที่แรงบิดคงที่แต่ความเร็วเปลี่ยน อย่างไรก็ตามเป็นเพียงทฤษฎี

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขดลวดทำให้ไม่สามารถเปลี่ยนจำนวนขั้วได้มากนัก และสามารถ ปรับความเร็วไม่เกิน 4 ระดับเท่านั้น อย่างไรก็ตามวิธีนี้นี้ เราไม่สามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ให้เพิ่มขึ้นหรือลดลงอย่างต่อเนื่องได้

1.1.2 การปรับความเร็วโดยการเปลี่ยนความถี่

จากสมการ(1) จะเห็นความเร็วเชิงโคโรนัสของมอเตอร์เหนี่ยวนำแปรผันตรงกับความถี่ ดังนั้นจึงสามารถปรับความเร็วรอบของมอเตอร์ได้ ซึ่งการปรับความถี่นั้นเพื่อที่จะทำให้อัตราส่วนของความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กคงที่ เราจะต้องปรับขนาดของแรงดันไฟฟ้าให้ได้อัตราส่วนของแรงดันต่อความถี่คงที่ด้วย โดยวิธีนี้ก็จะได้ค่าทอร์คสูงสุดมีค่าคงที่และมอเตอร์เหนี่ยวนำจะมีคุณลักษณะ คล้ายกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยกที่มีค่าฟลักซ์แม่เหล็กคงที่แต่ปัญหาที่สำคัญอย่างหนึ่งก็คือ การหาแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่สามารถปรับความถี่ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงนั้นค่อนข้างยาก ซึ่งวิธีที่นิยมใช้กันมากในปัจจุบันคือ การใช้เครื่องแปลงผันความถี่แบบโซลิดสเตต (solidstate inverter) สำหรับการเปลี่ยนความถี่ ของแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้กับ ตัวขดลวดสเตเตอร์ มีอยู่หลายแบบ ได้แก่ voltage-Fed Inverter, current-Fed Inverter และ cycloconverter เป็นต้น แต่ระบบที่ใช้กันส่วนใหญ่ในปัจจุบันจะเป็นแบบvoltage-Fed Inverter

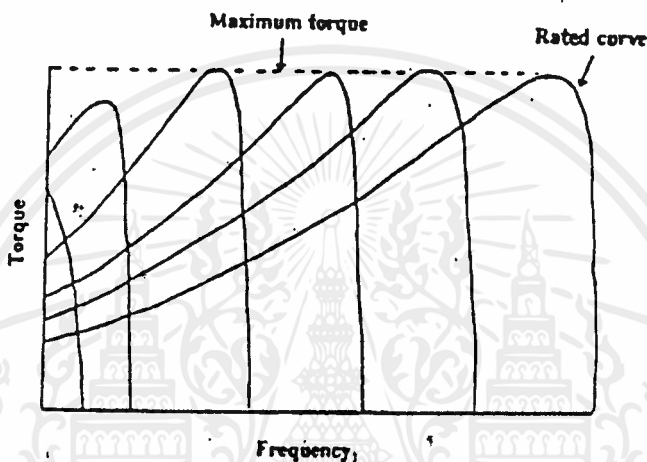


รูปที่ 1.1 รูปแสดงทอร์คความเร็วที่แรงดันที่กำหนดและความถี่ถูกเพิ่มสูงกว่าที่กำหนด

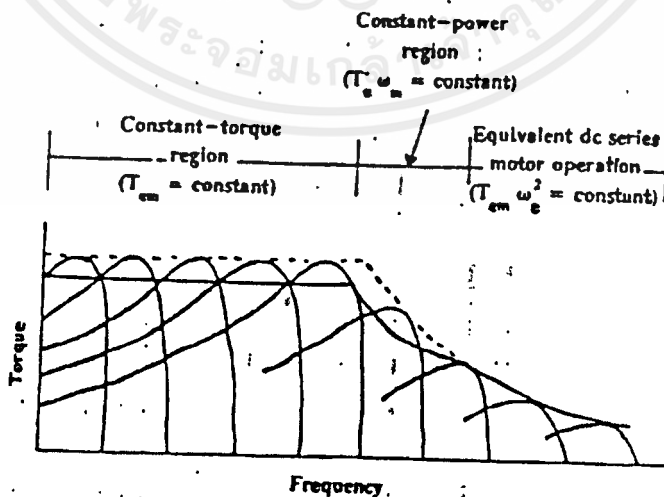
หากพิจารณาผลของการเปลี่ยนความถี่ต่อคุณลักษณะของ มอเตอร์เหนี่ยวนำจะพบว่าถ้าหากแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์คงที่ แล้วเพิ่มความถี่ให้สูงกว่าไป ความถี่ที่กำหนดค่า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(vated frequency) จะทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กในช่วงอากาศระหว่างโรเตอร์ และสเตเตอร์ ลดลงด้วย ซึ่งจะทำให้มอเตอร์ทำงานคล้ายกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม เมื่อความถี่ของแหล่งจ่ายแรงดันสูงขึ้นดังแสดงในรูป แต่ถ้าลดค่าความถี่ต่ำกว่าที่กำหนดก็มีผลทำให้ฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าสูงขึ้น แกนเหล็กจะอิ่มตัวนั่นคือ กระแสจะไหลเข้ามอเตอร์มาก ดังนั้นในย่านความถี่ ต่ำกว่าที่กำหนดควรมีการลดแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายเข้ามอเตอร์ด้วยเพื่อให้ฟลักซ์แม่เหล็กคงที่



รูปที่ 1.2 แสดงทอร์คความเร็วที่แรงดัน/ความถี่คงที่



รูปที่ 1.3 รูปแสดงทอร์คความเร็วเมื่อแหล่งจ่ายไฟเป็นแบบปรับความถี่และแรงดันค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สงวนไว้เพื่อประโยชน์ส่วนตน ไม่ให้นำไปใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามรูปแสดงให้เห็นถึงเส้นโค้ง ของทอร์ค และความเร็วในกรณีที่แรงดันต่อความถี่คงที่จะเห็นว่าค่าทอร์คสูงสุดที่คงที่ยกเว้นในช่วงความถี่ต่ำมากค่าทอร์คจะลดลงดังนั้นในบริเวณนี้จะต้องมีการเพิ่มแรงดันชดเชยผลของแรงดันตกด้วย

ในระบบควบคุมความเร็วแบบปรับแรงดันและความถี่จะทำให้มอเตอร์ทำงานที่ค่าสลิปต่ำทุกความเร็ว นั่นคือ ทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของมอเตอร์มีค่าสูงนอกจากนี้มอเตอร์ยังสามารถเริ่มหมุนได้ด้วยค่าทอร์คสูงสุดอีกด้วย แสดงดังรูปซึ่งเป็นเหตุผลที่ว่าทำไมระบบขับเคลื่อน หรือปรับความเร็วมอเตอร์แบบเหนี่ยวนำส่วนใหญ่จะเป็นชนิดที่ปรับความถี่และปรับแรงดันเกือบทั้งสิ้น

ส่วนการออกแบบมอเตอร์เหนี่ยวนำกระแสสลับหนึ่งเฟส เป็นแบบสองเฟสนั้นในที่นี้เราสามารถทำได้ โดยการใช้อัตราการเหนี่ยวนำกระแสสลับหนึ่งเฟส ชนิดสปริงเฟสมอเตอร์ และคาปาซิเตอร์มอเตอร์ เท่านั้น เหตุผลก็คือมอเตอร์ทั้งสองชนิดนี้มีลักษณะโครงสร้างเหมือนกัน และมีลักษณะคล้ายมอเตอร์สองเฟสอยู่แล้ว โดยจะมีขดลวดอยู่สองขดคือ ขดสตาร์ที่จะพันด้วยขดลวดเส้นเล็กซึ่งมีความต้านทานสูง และขดรีนจะพันด้วยขดลวดเส้นใหญ่ และมีความต้านทานน้อย ซึ่งโดยปรกติมอเตอร์ทั้งสองชนิดนี้จะมีการทำงานช่วงแรกเหมือนกับเป็นมอเตอร์แบบสองเฟสอยู่แล้ว เพราะทั้งขดสตาร์และขดรีนจะทำงานพร้อมกันทั้งสองขด และเมื่อมอเตอร์มีความเร็วที่ประมาณ 75% ของความเร็วซิงโครนัส สวิตช์แรงเหวี่ยงจะตัดขดสตาร์ออก แต่ในปริกฤณานิพนธ์ฉบับนี้ถ้าเราให้ขดสตาร์ทำงานต่อไปพร้อมกับขดรีนโดยเราจะต้องทำการควบคุมปริมาณ voltage และกระแสที่ขดสตาร์ไม่ให้ไหลเกินอัตราที่ขดสตาร์จะทนได้ เพราะขดลวดขดสตาร์มีขนาดเล็ก เมื่อให้ขดสตาร์ทำงานร่วมกับขดรีนตลอดเวลา ก็จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กเพิ่มขึ้น เพราะฉะนั้นเมื่อสนามแม่เหล็กเพิ่มขึ้น ก็จะทำให้เกิดทอร์คขึ้นด้วยจากทฤษฎีแต่อย่างไรก็ตาม เราต้องออกแบบให้แรงดันมีมุมต่างเฟสทางไฟฟ้า ระหว่างเฟสหนึ่งและเฟสสองที่เหมาะสมด้วย ซึ่งจากที่กล่าวมาทั้งหมดนี้เป็นเพียงทฤษฎีที่จะทำได้ต้องดูผลการทดลองต่อไป



บทที่ 1

มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว (single phase induction motors)

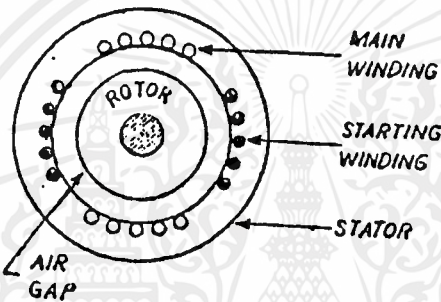
มอเตอร์เหนี่ยวนำเฟสเดียว เป็นมอเตอร์ที่มีโครงสร้างและหลักการทำงานในการที่ทำให้มันหมุนได้คล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟส จะแตกต่างกันตรงที่ตัวอยู่กับที่มีการพันขดลวดเป็นแบบเฟสเดียว และได้รับไฟจากไฟเฟสเดียวกันด้วย ดังนั้นจึงทำให้เกิดสนามแม่เหล็กสลับกันไปมา ที่ที่ตัวอยู่กับที่ ที่ไม่ใช่สนามแม่เหล็ก ที่ความเร็ว synchronous เหมือนอย่างกับพวกที่มีการพันแบบสองเฟสหรือสามเฟส จากเหตุผลนี้จึงทำให้เส้นแรงแม่เหล็กที่สลับไปมานี้ ไม่สามารถที่จะทำให้เกิดแรงหมุนขึ้นได้ในขณะที่ตัวหมุนยังหยุดอยู่ นี่คือเหตุผลว่าทำไมมอเตอร์เฟสเดียวจึงไม่มีแรงบิด เริ่มแรกในตัวของมันเอง

อย่างไรก็ดีถ้าหากว่าตัวหมุนถูกทำให้หมุนไปด้วยมือหรือวิธีการใดในทิศทางใดทิศทางหนึ่งแล้วข้อมทำให้เกิดแรงบิด และถ้าตรวจแรงบิดขึ้นกับมอเตอร์นั้นจนกระทั่งมีความเร็วเต็มที่

ตัวหมุน (rotor) ของมอเตอร์แบบนี้ ส่วนใหญ่เป็นแบบกรงกระรอก (squirrel cage) ส่วนทางตัวอยู่กับที่นั้น ก็มีการพันขดลวดตัวนำฉนวนแตกต่างกันไปบ้างแล้วแต่ชนิดของมอเตอร์ การที่กล่าวว่ามีมอเตอร์เฟสเดียวที่มีโครงสร้าง และหลักการทำงานในการที่ทำให้มันหมุนได้ คล้ายกับมอเตอร์เหนี่ยวนำหลายเฟส นั้นหมายความว่ามอเตอร์แบบนี้มีทั้งตัวอยู่กับที่ และตัวหมุนโดยที่ตัวอยู่กับที่นั้นจะมีการพันขดลวด เพื่อทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนในชั่วขณะเริ่มแรก หรือมีขดลวดไปก็ได้โดยอาศัยอุปกรณ์ช่วยอื่น ๆ เช่น ขดเริ่มทำให้หมุน (starting winding) หรือตัวประจุ (capacitor) ต่อร่วมกับขดทำให้หมุน หรืออาจทำให้เกิดสนามแม่เหล็กเคลื่อนหรือเคลื่อนที่ไปรอบ หรือเกิดสนามแม่เหล็กโดยอาศัยคุณสมบัติของตัวอยู่กับที่ร่วมกันได้ ส่วนตัวหมุนนั้นก็อาจเป็นกรงกระรอกหรืออาจไม่เป็นก็ได้แต่ก็ต้องเป็นตัวที่จะทำให้มอเตอร์ที่แยกเฟสออกจากกัน (split phase motor) โครงสร้างของมอเตอร์ประกอบด้วย

1. ตัวที่อยู่กับที่ (stator) มีขดลวดอยู่ 2 ชุด ชุดหนึ่งมีไว้สำหรับใช้งานตามปกติเรียกว่าชุดสำหรับวิ่ง (running winding or mainwinding) ชุดขดลวดชุดนี้มีความต้านทานต่ำแต่ reactance สูงกว่าชุดสำหรับทำให้มอเตอร์ โดยที่มีขนาดเส้นลวดใหญ่กว่าชุดหมุน ชุดสำหรับวิ่งหรือใ้ใช้งานนี้ เป็นชุดหลักที่มีไฟผ่านอยู่ตลอดเวลา ไม่ว่าจะ เป็นขณะเริ่มหมุนที่แรกหรือว่าขณะที่ทำงานปกติ ชุดที่สองเป็นชุดสำหรับเริ่มทำให้หมุน (starting winding) ขดลวดชุดนี้พันไว้ที่ตัวอยู่กับที่เช่นกันแต่จะให้ลง

ในช่อง (slot) เป็นมุมห่างไปจากชุดหลัก 90° ไฟฟ้า ทั้งนี้เพื่อทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก หมุนขึ้นในขณะเริ่มแรกชุดนี้ มีความต้านทานของขดลวดตัวนำสูงแต่ว่า reactance ต่ำ และเส้นลวดมีขนาดเล็กขดลวดชุดนี้ ต่ออนุกรมกับสวิทช์หนีศูนย์กลาง (centrifugal switch) แล้วจึงนำไปต่อขนานกับชุดสำหรับวิ่ง ถ้าไม่ใช้สวิทช์หนีศูนย์กลางก็อาจใช้ relay เป็นตัวตัดชุดเริ่มทำให้หมุน หรือชุดช่วยทำให้หมุน (starting winding or auxilially winding) ก็ได้ดังเช่นที่ใช้กับมอเตอร์อัดน้ำยา (compressor) ของตู้เย็น หรือเครื่องปรับอากาศก็ได้ โดยปกติแล้วมอเตอร์ที่ใช้อัดน้ำยาของตู้เย็น หรือเครื่องปรับอากาศที่ใช้กับไฟเฟสเดี่ยวนั้นจะใช้ตัวประจูด้อยด้วย ซึ่งจะได้กล่าวอีกทีหนึ่ง



2. ตัวหมุน (rotor) เป็นแบบกรงกระรอกธรรมดาซึ่งอาจจะมี 2 กรง ซ้อนกันหรือกรงเดียวก็ได้แล้วแต่จุดประสงค์ของการใช้งาน ตัวนำที่ฝังอยู่ในตัวหมุนเป็นรูป กรงกระรอกนี้อาจจะฝังเฉียง ๆ (skew) ก็ได้ ที่แกนของตัวหมุนมีสวิทช์หนีศูนย์กลางติดต่อกันอยู่ด้วย ทั้งนี้เพื่อตัดชุดเริ่มทำให้หมุนออกไป หลังจากที่มีมอเตอร์มีความเร็วประมาณ 75% ของ synchronous

สมรรถนะของมอเตอร์เฟสเดี่ยวนิดเหนียวน้ำ

(performance of single-phase induction motor)

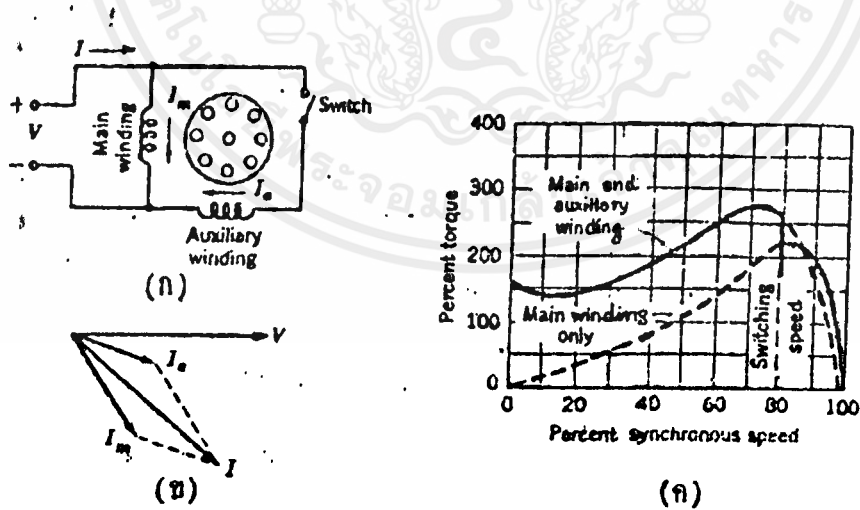
มอเตอร์เฟสเดี่ยวนิดเหนียวน้ำมีหลายแบบ โดยมีชื่อเรียกตามวิธีการสตาร์ท ส่วนการนำมอเตอร์ไปใช้งาน ขึ้นอยู่กับลักษณะสมบัติแรงบิดขณะทำงาน และขณะสตาร์ท ว่าเหมาะสมกับลักษณะแรงบิดที่ภาระต้องการหรือไม่ ตลอดจนจนถึงการดึงกระแสขณะสตาร์ท และขณะทำงานด้วย ในด้านราคาของมอเตอร์เฟสเดี่ยวนิด จะขึ้นอยู่กับกำลังม้าขาออกและสมรรถนะ เช่นแรงบิดกระแสขณะสตาร์ท เป็นต้น ดังนั้นวิศวกรไฟฟ้าที่มีความรู้ดี ก็จะเลือกมอเตอร์ขนาดกำลังขาออกต่ำที่สุด แต่ก็ยังสามารถใช้งานได้เพื่อลดต้นทุน ในหัวข้อนี้จะ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวถึงวิธีการสตาร์ทมอเตอร์แบบต่างๆ และลักษณะสมบัติแรงบิด กับความเร็วรอบของมอเตอร์เหล่านี้ โดยจะกล่าวถึงในเชิงบรรยายเท่านั้น

1.แบบแยกเฟส (split-phase)

มอเตอร์เหนี่ยวนำแบบแยกเฟสมีขดลวดส์เตเตอร์อยู่ 2 ชุด คือ ขดลวดหลัก (main) และขดลวดช่วย (auxiliary) โดยที่แกนขดลวดทั้งสองวางห่างกันเป็นระยะทางเท่ากับ 90 องศาทางไฟฟ้า และต่อวงจรเป็นดังรูปที่ 1.2 (ก) ขดลวดช่วยจะมีความต้านทานกับความเหนี่ยวนำของขดสูงกว่าขดลวดหลัก ดังนั้นกระแสในขดลวดทั้งสองจะต่างเฟสกันดังแสดงด้วยแผนผังเฟสเซอร์รูปที่ 1.2 (ข) ซึ่งแสดงภาวะขณะสตาร์ท เนื่องจากกระแส i นำหน้ากระแส i สนามแม่เหล็กส์เตเตอร์ จะมีค่าสูงสุดเกิดขึ้น ที่แกนของขดลวดช่วยก่อนแล้วเปลี่ยนไปเกิดที่แกนขดลวดหลักในภายหลัง มอเตอร์จึงทำหน้าที่เสมือนเป็นมอเตอร์ 2 เฟสที่ถูกกระตุ้นด้วยกระแส 2 เฟสที่ไม่สมดุลย์ จึงทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหมุนซึ่งเหนี่ยวนำทำให้เกิดกระแสโรเตอร์ และแรงบิดโรเตอร์ขับมอเตอร์ให้หมุนไปได้ เมื่อมอเตอร์หมุนไปได้ แล้วขดลวดช่วยจะถูกตัดออกไปจากวงจร ด้วยสวิทช์แรงเหวี่ยง (centrifugal switch) ซึ่งจะตัดวงจรที่ความเร็วประมาณ 75 เปอร์เซ็นต์ของความเร็วซิงโครนัส



รูปที่ 1.2 มอเตอร์แบบแยกเฟส (ก) การต่อวงจร

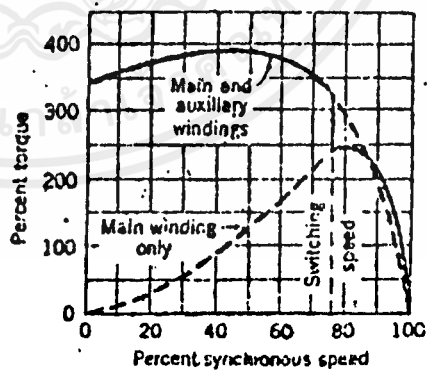
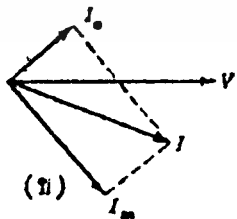
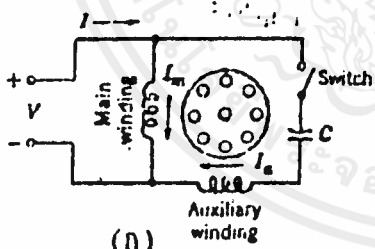
(ข) แผนผังเฟสเซอร์ขณะสตาร์ท

(ค) ลักษณะแรงบิดกับความเร็วรอบ

สำหรับเทคนิคหรือวิธีปฏิบัติ เพื่อให้ได้อัตราส่วนความต้านทาน ต่อความเหนียวน่าของขดลวดช่วยสูงๆ ก็คือ การใช้เส้นลวดตัวนำขนาดเล็กกว่าขดลวดหลัก ซึ่งสามารถใช้ได้ เพราะกระแสไหลในขดลวดช่วยเฉพาะ ในช่วงสตาร์ทเท่านั้นลักษณะสมบัติแรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์แบบแยกเฟสแสดงดังรูป 1.2 (ค) จะเห็นว่ามอเตอร์แบบนี้มีแรงบิดสตาร์ทสูงปานกลาง และมีกระแสสตาร์ทต่ำ มักถูกนำไปใช้งานในลักษณะเช่น พัดลม เครื่องเป่าลม ปั๊มน้ำแบบแรงเหวี่ยงและอุปกรณ์สำนักงานต่างๆ ขนาดพิกัดมีตั้งแต่ 1/20 ถึง 1/2 แรงม้า และเป็นมอเตอร์ที่มีราคาถูกที่สุดในช่วงกำลังดังกล่าวนี้

2. คาปาซิเตอร์มอเตอร์ (capacitor-type motor)

คาปาซิเตอร์มอเตอร์ก็คือ มอเตอร์แบบแยกเฟสนั่นเอง เพียงแต่ขนาดของมุมเฟสระหว่างกระแสในขดลวดทั้งสองเกิดขึ้น เนื่องจากการต่อตัวเก็บประจุกับขดลวดช่วยดังแสดงในรูป 1.3 (ก) โดยที่สวิทช์แรงเหวี่ยงจะทำงานที่ประมาณ 75 เปอร์เซ็นต์ของความเร็วซิงโครนัสเช่นกัน เราสามารถคำนวณออกแบบ ขนาดของตัวเก็บประจุให้พอเหมาะเพื่อให้กระแส i นำหน้า i อยู่ 90 องศาพอดี ดังแสดงในรูป 1.3 (ข)



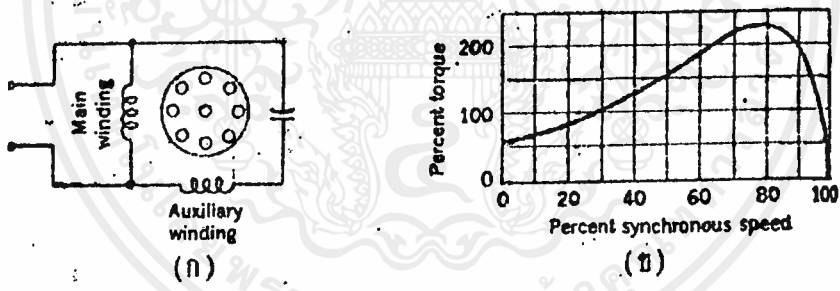
รูปที่ 1.3 คาปาซิเตอร์มอเตอร์ (ก) การต่อวงจร

(ข) แผนผังเฟสเซอร์ขณะสตาร์ท

(ค) ลักษณะแรงบิดกับความเร็วยรอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าและเรียนรู้เท่านั้นซึ่งไม่มีการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งในกรณีนี้เป็นมอเตอร์ 2 เฟส ที่ถูกกระตุ้นด้วยกระแส 2 เฟส แบบสมมูลย์ทำให้แรงบิดสตาร์ทที่มีค่าสูงสุด อย่างไรก็ตามค่าตัวเก็บประจุที่เหมาะสมต้องคำนึงขนาดกระแสสตาร์ทและราคาด้วย ซึ่งเมื่อนำเอาองค์ประกอบต่างๆ เหล่านี้มาร่วมพิจารณาในการออกแบบด้วยแล้ว ความเหมาะสมที่สุดที่เกิดขึ้น เมื่อมุมเฟสมีค่าต่ำกว่า 90 องศาเล็กน้อย ลักษณะแรงบิดกับความเร็วยรอบของมอเตอร์แสดงดังรูป 1.3 (ค) ซึ่งจะเห็นว่าลักษณะเด่นของมอเตอร์แบบนี้คือแรงบิดสตาร์ทค่อนข้างสูง คาปาซิเตอร์มอเตอร์ถูกนำมาใช้กับงานที่ต้องการแรงบิดสตาร์ทสูงเช่นคอมเพรสเซอร์, ใ้มน้ำ, เครื่องทำความเย็น, และเครื่องปรับอากาศ เป็นต้น ในบางกรณีอาจต่อตัวเก็บประจุ กับขดลวดช่วยอยู่ตลอดเวลา โดยไม่มีสวิทช์แรงเหวี่ยงในวงจรเลย ทำให้ตัวประกอบกำลังมีประสิทธิภาพและแรงบิดดีขึ้น ยกตัวอย่างเช่น เราอาจออกแบบมอเตอร์ 2 เฟสที่สมบูรณ์ ให้ขั้วบาระที่ต้องการ ในกรณีนี้สนามแม่เหล็กหมุนจะมีทิศทางเดียวคือสนามแม่เหล็ก b มีค่าเป็นศูนย์ ทำให้ประสิทธิภาพสูงขึ้นแรงบิดก็ราบเรียบขึ้น ทำให้มอเตอร์มีเสียงดังน้อยลง มอเตอร์แบบตัวเก็บประจุถาวร (permanent -capcitor moter) นี้ มีแผนผังการต่อวงจรลักษณะสมบัติแรงบิดและความเร็วยรอบ ดังแสดงในรูปที่ 1.4 (ก) และ (ข) ตามลำดับ



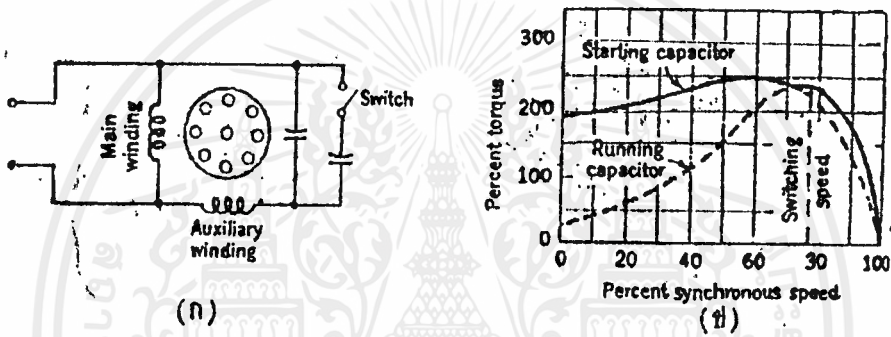
รูปที่ 1.4 มอเตอร์แยกเฟสชนิดตัวเก็บประจุถาวร (permanent -split-capacitor motor)

- (ก) แผนผังวงจร
- (ข) ลักษณะสมบัติแรงบิดกับความเร็วยรอบ

ถ้าหากว่า เราใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัว โดยให้ตัวหนึ่งมีขนาดพอเหมาะกับการทำงานขณะสตาร์ทให้ได้แรงบิดสูง และอีกตัวหนึ่งสำหรับใช้งานให้ได้สมรรถนะขณะทำงานดีที่สุด เราก็จะได้มอเตอร์แยกเฟส ที่มีค่าเก็บประจุ 2 ค่า มีการต่อวงจรดังรูปที่ 2.5 (ก) ค่าตัวเก็บประจุที่เหมาะสมขณะทำงาน จะต่ำกว่าค่าขณะสตาร์ทจึงถูกต่ออย่างเอกสารถนี้เป็นเอกสารถที่ส่งวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถาวรเข้ากับขดลวดช่วย ส่วนตัวเก็บประจุขณะสตาร์ทที่มีค่าสูงกว่ามาก จึงต่อขนานกับตัวเก็บประจุเดิมโดยสวิตช์แรงเหวี่ยง ซึ่งจะตัดวงจรเมื่อมอเตอร์หมุนได้ที่แล้ว

ขนาดค่าความเก็บประจุขณะสตาร์ทที่ใช้กับมอเตอร์ขนาด 1/2 แรงม้ามีค่าโดยทั่วไปประมาณ 300 ไมโครฟารัด แต่เนื่องจากตัวเก็บประจุนี้น่าจะระแแสเฉพาะช่วงสตาร์ทเท่านั้น จึงมักใช้ตัวเก็บประจุแบบกระแสสลับชนิดอิเล็กโทรไลติก (electrolytic) ออกแบบสำหรับการสตาร์ทมอเตอร์โดยเฉพาะ ส่วนขนาดค่าความเก็บประจุของตัวเก็บประจุถาวรมีค่าโดยประมาณ 40 ไมโครฟารัด โดยจะต้องนำกระแสตลอดเวลาที่มอเตอร์ทำงาน ตัวเก็บประจุที่ใช้มักเป็นแบบกระแสสลับชนิดกระดาษ, พอลิ, หรือน้ำมัน



รูปที่ 1.5 มอเตอร์ชนิดคาปาซิเตอร์ 2 ตัว และลักษณะสมบัติแรงบิดกับความเร็วรอบ

สำหรับราคาของคาปาซิเตอร์มอเตอร์ขึ้นอยู่กัสมรรถนะการทำงาน โดยเรียงลำดับราคาต่ำสุดไปยั้งสูงสุดได้ดังนี้คือ มอเตอร์แบบตัวเก็บประจุถาวร, มอเตอร์แบบตัวเก็บประจุสตาร์ทและมอเตอร์แบบความเก็บประจุ 2 ค่า

ข้อดีของการต่อตัวเก็บประจุขนาดเล็กลงในวงจรของมอเตอร์ก็คือ

1. ทำให้สามารถทน over load ได้ดีขึ้น
2. มีตัวประกอบกำลัง (p.f.) สูงขึ้นกว่าเดิม
3. ทำให้วิ่งได้เงียบกว่าซึ่งเป็นสิ่งทีปรารถนามากในการใช้ในห้องทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

คุณสมบัติของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

2.1 บทนำ

ในระบบควบคุมใด ๆ ก็ตาม เราต้องมีความเข้าใจในองค์ประกอบพื้นฐาน และคุณสมบัติของระบบ ที่ต้องการควบคุมเสียก่อน เช่นเดียวกับการควบคุมความเร็ว มอเตอร์เหนี่ยวนำ ในบทนี้จึงกล่าวถึงวงจรสมมูลย์ (equivalent circuit) ของ มอเตอร์เหนี่ยวนำรวมทั้งความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด (torque) กับความเร็ว (speed) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโวลต์เตจหรือความถี่และผลของฮาร์โมนิค (harmonic) ที่จะเกิดขึ้นต่อมอเตอร์

2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดที่โหลด (load torque) และแรงบิดที่มอเตอร์กับ ความเร็ว การนำมอเตอร์เหนี่ยวนำไปใช้งานในระบบต่างๆ สิ่งที่จะต้องคำนึงถึง เป็นอันดับแรกในการควบคุมคือ ชนิดของโหลดที่มอเตอร์ต้องขับ โดยทั่วไปโหลดมีหลาย ประเภท และแต่ละประเภทก็จะมีคุณสมบัติ ความสัมพันธ์ ระหว่างแรงบิดที่ความเร็วที่แตกต่างกันโดยสามารถเขียนได้เป็น

$$T_L = f(N) \quad (2.1)$$

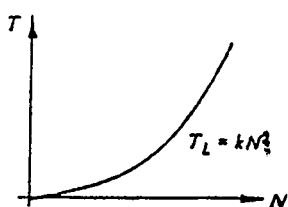
สำหรับความสัมพันธ์ของแรงบิดที่โหลด-ความเร็ว ที่พบเห็นโดยทั่วไปแสดง ดังรูปที่ 2.1 ได้แก่

$$T_L = kN^2 \quad ; \text{ พัดลมหรือปั๊ม } \quad (2.2)$$

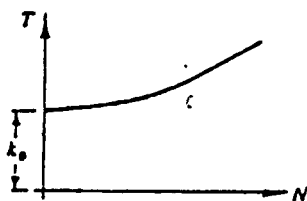
$$T_L = k_0 + K_1N + k_2N^2 + \dots ; \text{ คอมเพรสเซอร์ } \quad (2.3)$$

$$T_L = k_0 + k_1N \quad ; \text{ ปั่นจั่น } \quad (2.4)$$

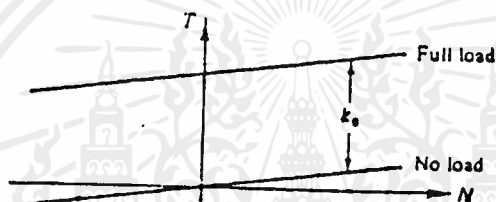
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



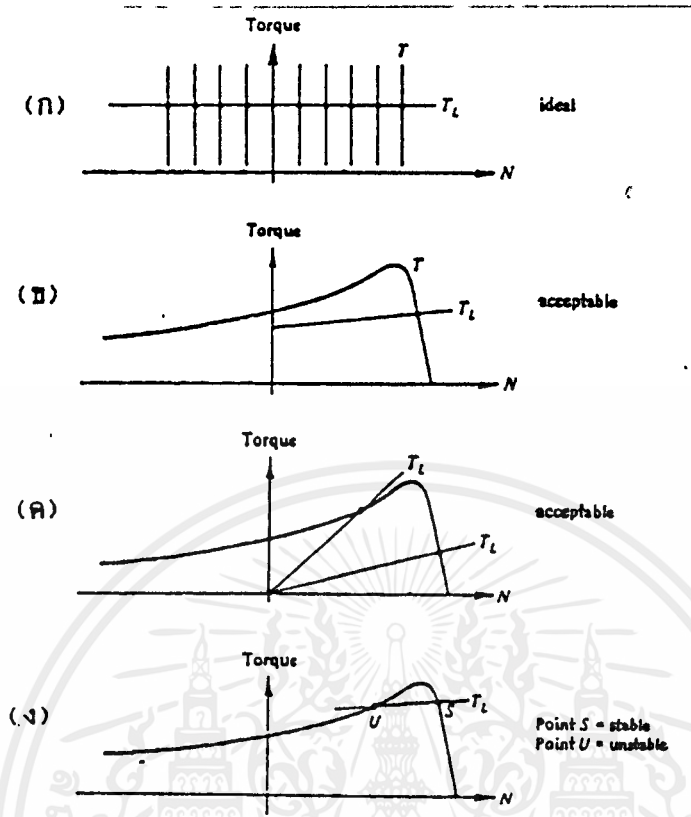
(ค)

รูปที่ 2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดที่โหลด-ความเร็ว

- (ก) พัดลมหรือปั๊ม
- (ข) คอมเพรสเซอร์
- (ค) ปั่นจั่น

จากการศึกษา พบว่าในระบบควบคุมที่ดัดนั้นแรงบิดที่มอเตอร์ที่ความเร็วต่างๆ ควรอยู่ในแนวตั้งฉาก หรือใกล้เคียงที่สุด เพื่อให้ความเร็วเปลี่ยนแปลงน้อยแม้ว่ามีกำลังเปลี่ยนแปลงแรงบิดของโหลดอย่างทันทีทันใด ดังรูปที่ 2.2 (ก)

เมื่อพิจารณาแรงบิดที่โหลด (T_L) และแรงบิดที่มอเตอร์ (T) บนแกนเดียวกัน ดังรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าที่จุดตัดของเส้นทั้งสองนั้น ควรจะให้เส้น T มีความชันน้อยกว่าเส้นตั้งจุดในรูป 2.2 (ง) เพราะมอเตอร์จะรักษาระดับความเร็วไว้ได้ หากความเร็วเปลี่ยนแปลงไป เนื่องจากผลกระทบจากภายนอก ส่วนที่ U จะไม่สามารถรักษาระดับความเร็วที่จุดนั้นไว้ได้ ส่วนนี้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.2 คุณสมบัติ ณ จุดตัดกันของแรงบิดที่โหลด (T_L) และแรงบิดที่มอเตอร์ (T)

2.3 มอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อจ่ายโวลต์เตจรูปคลื่นไซน์

โดยทั่วไปการหมุนของมอเตอร์เหนี่ยวนำจะเกิดขึ้น เมื่อจ่ายไฟรูปคลื่นไซน์ให้กับสเตเตอร์ (stator) ของมอเตอร์ก็จะเกิดฟลักซ์ (flux) ในช่องว่าง (air gap) ซึ่งหมุนด้วยความเร็วซิงโครนัส (synchronous) เป็น

$$N_o = (2w_1/p) \quad \text{rad/s} \quad (2.5)$$

หรือ

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

หากโรเตอร์ (rotor) หยุดก็จะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลในโรเตอร์ และทำให้เกิด mmf (magneto motive force) ทำให้มอเตอร์หมุนไปในทิศทางเดียวกับฟลักซ์ ซึ่งหากโรเตอร์หมุนด้วยความเร็วซิงโครนัสก็จะไม่เกิดการเหนี่ยวนำขึ้นระหว่างฟลักซ์กับโรเตอร์ที่ส่ง ดังนั้นตามปกติความเร็วของมอเตอร์เมื่อ (N) จะหมุนช้ากว่า N_o ซึ่งความไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แตกต่างของความเร็วทั้งสองนั้น ($N_o - N$) เราเรียกว่าความเร็วสลลิป (slip speed) และจะหาค่าของสลลิปต่อหน่วย (per unit slip) ได้จาก

$$S = (N_o - N)/N_o \quad (2.6)$$

2.2.1 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เนื่องจ่ามอเตอร์เหนี่ยวนำ มีลักษณะการทำงานเหมือนหม้อแปลงไฟฟ้า ดังนั้น จึงสามารถเขียนวงจรสมมูลย์แต่ละเฟสของมอเตอร์ได้เช่นเดียวกับหม้อแปลงไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.3

จากรูป 2.3 (ข) ได้ความสัมพันธ์ของกระแสโรเตอร์เป็น

$$I_2 = E_1 / (R_2/S + jX_2) \quad (2.7)$$

โดยที่ $E_1 = V_1 - I_1 (R_1 + jX_1)$ (2.8)

และจะได้ขนาดกระแสเป็น

$$|I_2| = |E_1| / (\sqrt{(R_2/S)^2 + X_2^2}) \quad (2.9)$$

ในทางปฏิบัติพบว่าโวลท์เตจตกคร่อม $R_1 + jX_1$ น้อย ดังนั้นจึงประมาณได้ว่า

$$|E_1| \approx |V_1| \quad (2.10)$$

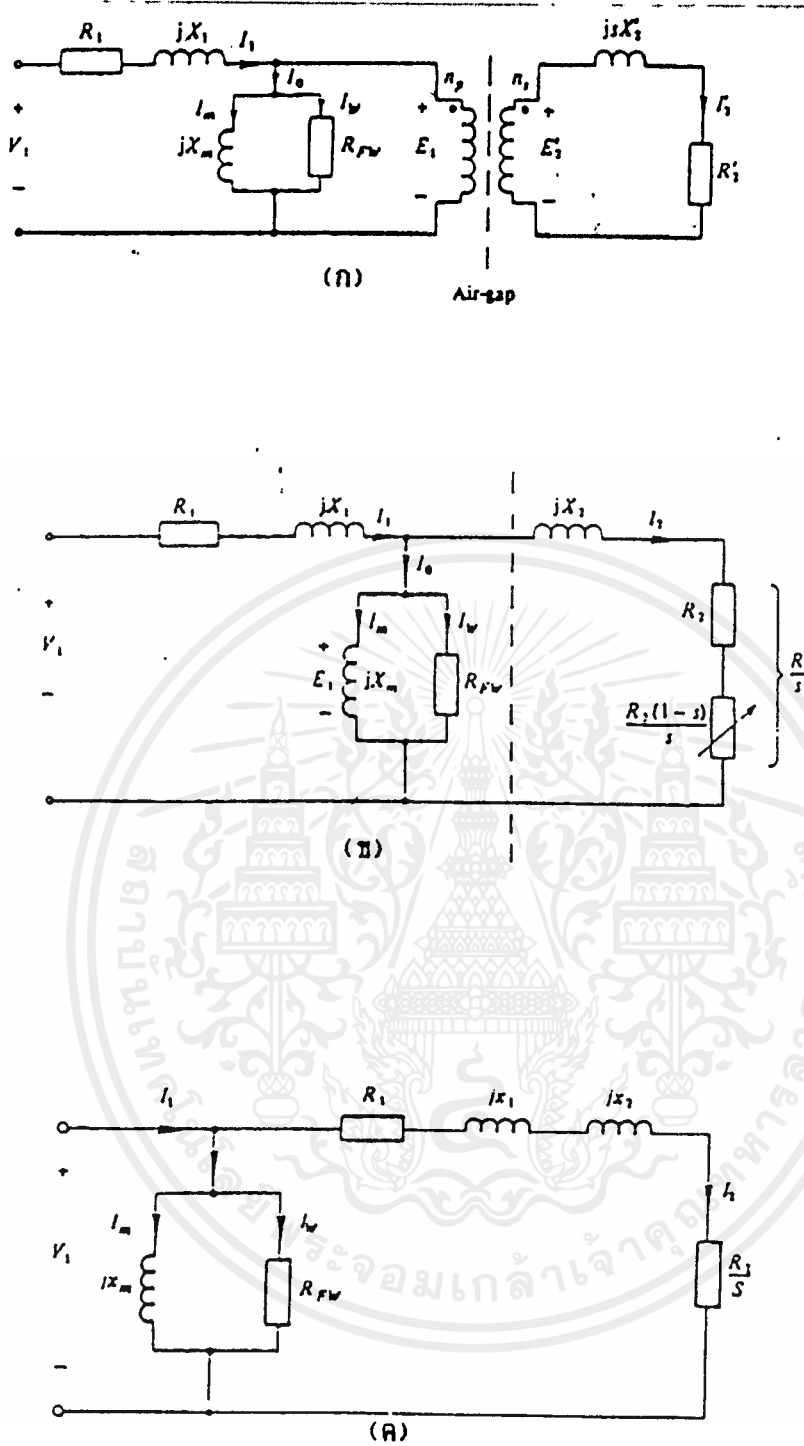
ซึ่งจะได้วงจรสมมูลย์ ดังรูปที่ 2.3 (ค) และได้กระแสโรเตอร์เป็น

$$I_2 = V_1 / [(R_1 + R_2/S) + j(X_1 + X_2)] \quad (2.11)$$

และ $|I_2| = |V_1| / \sqrt{(R_1 + R_2/S)^2 + (X_1 + X_2)^2}$ (2.12)

สำหรับการหาค่าแรงบิดของมอเตอร์นั้น เราสามารถหาได้จากความสัมพันธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ P_{in}/N งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.13)
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

เนื่องจากกำลังไฟฟ้าที่เปลี่ยนเป็นกำลังทางกลหาได้จาก

$$P_m = [I_2^2 R_2 (1 - S)] / S \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และจากสมการ (2.6) พบว่า

$$N = N_0(1 - S) \quad (2.16)$$

ดังนั้น

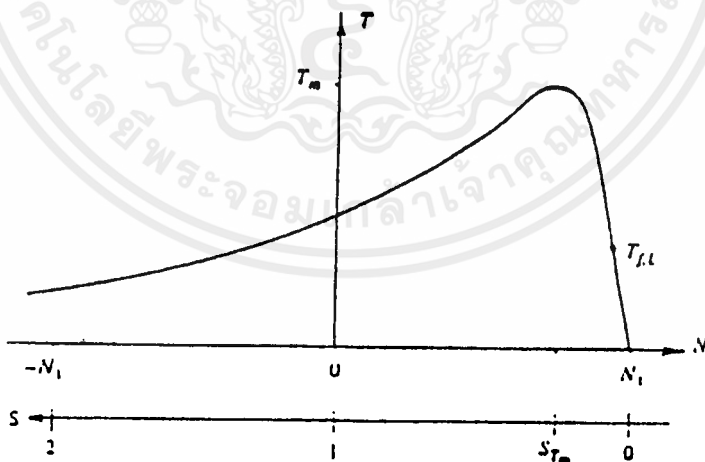
$$T = (|I_e|^2 R_e) / (N_0 \cdot S) \quad (2.17)$$

เมื่อแทนค่า $|I_e|$ จากสมการ (2.12) ลงในสมการ (2.17)

จะได้

$$T = [(|I_e|^2 / N_0) \cdot (R_e / S)] / [(R_1 + R_e / S)^2 + (X_1 + X_e)^2] \quad (2.17)$$

จากสมการนี้จะเห็นว่าหากบ็อนโวลต์เตจ และความถี่คงที่แล้วตัวแปรที่จะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงของ T ก็คือ S ซึ่งจะทำให้ได้ความสัมพันธ์ของแรงบิด-ความเร็ว ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

และสามารถหาค่าแรงบิดสูงสุดได้โดยการดิฟเฟอเรนเชียล สมการ (2.18) เทียบกับ S แล้วให้ $S=0$ ซึ่งจะทำให้ได้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$S_{T_m} = \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2)^2} \approx R_2 / [X_1 + X_2] \quad (2.19)$$

เมื่อแทน สมการ (3.18) ลงในสมการ (3.17) จะได้แรงบิดสูงสุดเป็น

$$\begin{aligned} T_m &= \left(\left[\left| V_1 \right|^2 / N_o \right] \right) / \left(R_1 + \sqrt{R_1^2 + (X_1 + X_2)^2} \right) \\ &= \left| V_1 \right|^2 / [2x_o (X_1 + X_2)] \end{aligned} \quad (2.20)$$

2.4 มอเตอร์เหนี่ยวนำเมื่อจ่ายโวลต์เตจที่ไม่ใช่รูปคลื่นไซน์

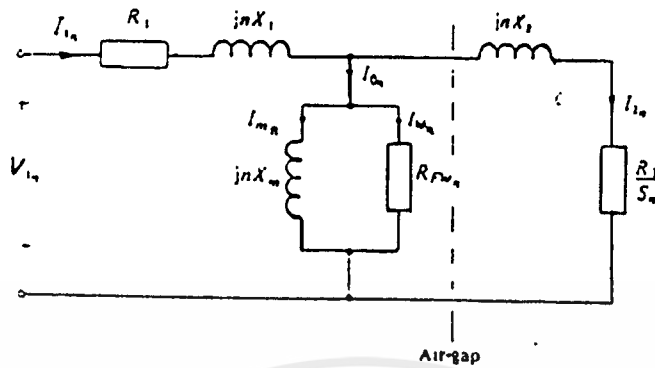
เนื่องจากแหล่งจ่ายพลังงานปกติที่ใช้กันอยู่ในชีวิตประจำวันไม่สามารถเปลี่ยนความถี่ได้ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องสร้างแหล่งจ่ายพลังงานที่ปรับความถี่ และโวลต์เตจได้ ซึ่งการสร้างแหล่งจ่ายพลังงานรูปคลื่นไซน์นั้นยุ่งยาก และมีประสิทธิภาพต่ำ ดังนั้นวิธีที่ใช้กันทั่วไปคือ การหารูปคลื่นที่ให้ผลใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ที่สุดมาใช้แทน และเนื่องจากรูปคลื่นที่นำมาใช้ไม่ใช่ไซน์ จึงมีฮาร์โมนิค (harmonics) อื่น ๆ ประกอบรวมเข้ามาด้วย ในการวิเคราะห์ผลกระทบต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นกับมอเตอร์เหนี่ยวนำนั้น ทำได้โดยแยกวิเคราะห์เป็นผลอันเกิดจากความถี่พื้นฐาน (fundamental frequency) และฮาร์โมนิคต่าง ๆ แยกกัน แล้วนำผลกระทบจากแต่ละฮาร์โมนิคมารวมกัน ก็จะได้ผลกระทบที่เกิดขึ้นทั้งหมด

2.4.1 วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในการพิจารณาวงจรสมมูลย์เมื่อโวลต์เตจไม่ใช่รูปคลื่นไซน์นี้ ไม่แตกต่างจากวงจรสมมูลย์ในหัวข้อที่แล้วมากนัก จะเพิ่มมิติก็เพียงข้อกำหนดของวงจรสมมูลย์ของฮาร์โมนิคที่ n ดังนี้

1. ค่ารีแอคแตนซ์ (reactance) ทั้งหมดจะเป็น n เท่าของค่าที่ได้จากความถี่พื้นฐาน
2. ค่าสลิป S จะเป็นฮาร์โมนิคสลิป S_n
3. ในการคำนวณความต้านทานด้านสเตเตอร์, โรเตอร์และรีแอคแตนซ์ของโรเตอร์ที่ฮาร์โมนิคที่มีความถี่สูง ต้องคำนึงถึงผลของสกินเอฟเฟค (skin effect) ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลย์เมื่อพิจารณาฮาร์โมนิคอันดับที่ n

จากข้อกำหนดต่างๆ จะได้วงจรสมมูลย์ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งหาค่าฮาร์โมนิคได้จาก

$$S_n = (nN_1 \pm N) / (nN_1) \tag{2.20}$$

โดยที่เครื่องหมายลบใช้กับสลีปของฮาร์โมนิคที่ให้ mmf หมุนทิศทางเดียวกับทิศที่มอเตอร์หมุน ซึ่งได้แก่ $n = 3h + 1$ เช่น 1, 7, 13, ... และเครื่องหมายบวกเมื่อเป็นสลีปของฮาร์โมนิคที่ให้ mmf หมุนทิศทางตรงข้ามกับทิศทางการหมุนของมอเตอร์ ได้แก่ $n = 3h + 2$ เช่น 5, 11, 17, ...

2.4.2 ผลกระทบของฮาร์โมนิคที่มีต่อมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เหนี่ยวนำโดยรูปคลื่นที่ไม่เป็นซายน์นั้นจะมีฮาร์โมนิครวมอยู่ด้วย ซึ่งฮาร์โมนิคเหล่านี้ จะทำให้เกิดผลกระทบที่เป็นผลเสีย 2 ข้อ ได้แก่

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

$$P_1 = 3(I_1^2 + I_n^2)R_1 \tag{2.21}$$

เอกสารนี้เป็น PPT ที่เรียน 3(I₁² + I_n²)R₁ การศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (2.22) ถ้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เกิดแรงบิดไม่สม่ำเสมอ (torque pulsation) ในขณะที่หมุนด้วยความเร็วต่ำ ๆ และแรงเฉื่อยทางกล (mechanical inertia) น้อย ซึ่งเกิดจากการเหนี่ยวนำของฟลักซ์ กับ mmf ที่โรเตอร์ของฮาร์โมนิกที่ต่างกัน

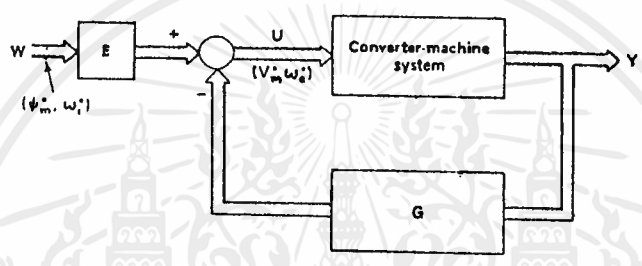


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การควบคุมการทำงานของมอเตอร์เหนี่ยวนำ

ในการควบคุมโดยปกติแล้วจะควบคุมโวลต์เตจหรือความถี่เพื่อที่ควบคุมแรงบิด (torque) กระแสเข้าสเตเตอร์ (stator current), ฟลักซ์ (air gap flux) หรืออื่น ๆ ซึ่งอธิบายเป็นหลักง่าย ๆ ตามรูปที่ 3.1

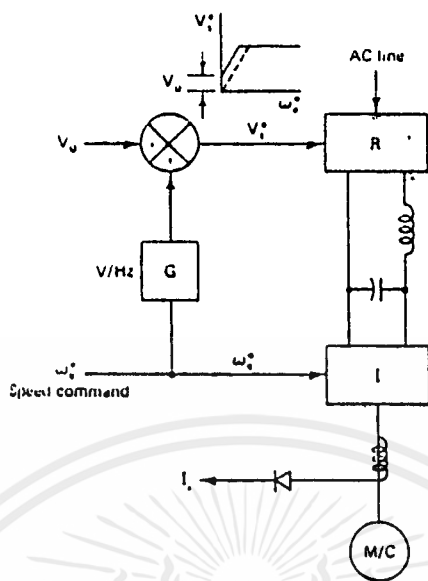


รูปที่ 3.1 ระบบควบคุมอย่างง่าย

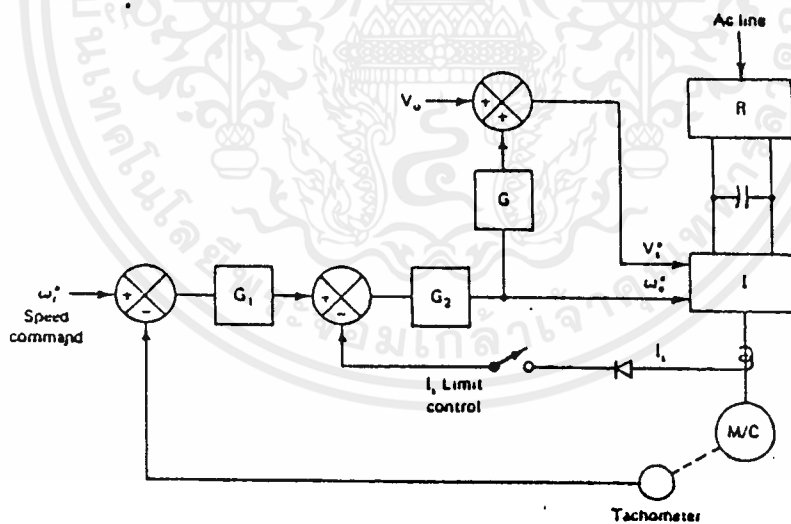
3.1 การควบคุมโดยสัดส่วนโวลต์เตจ - ความถี่ คงที่ (V/F control)

การควบคุม V/F คงที่ เป็นการควบคุมที่ง่าย และแพร่หลายมากในการควบคุมมอเตอร์เหนี่ยวนำดังรูปที่ 3.2 ซึ่งเป็นการควบคุมแบบลูปเปิด (open loop) ประกอบด้วยเรกติไฟเคอร์ (rectif), เอ-ซี ที่พหลาย, แอล-ซี ฟิลเตอร์และอินเวอร์เตอร์ ความเร็วที่ต้องการ (speed command) สามารถปรับได้จากการเปลี่ยนความถี่

สัดส่วนของ V/F จะถูกควบคุมโดยค่าคงที่ G เพื่อให้โวลต์เตจถูกจ่ายออกมา ทำให้ฟลักซ์ (air gap flux) มีค่าคงที่ ทำให้แรงบิด (torque) คงที่ ในทางปฏิบัติจะควบคุมแบบลูปปิด (closed loop) เพื่อให้มีประสิทธิภาพการทำงานสูงขึ้น ดังรูปที่ 3.3



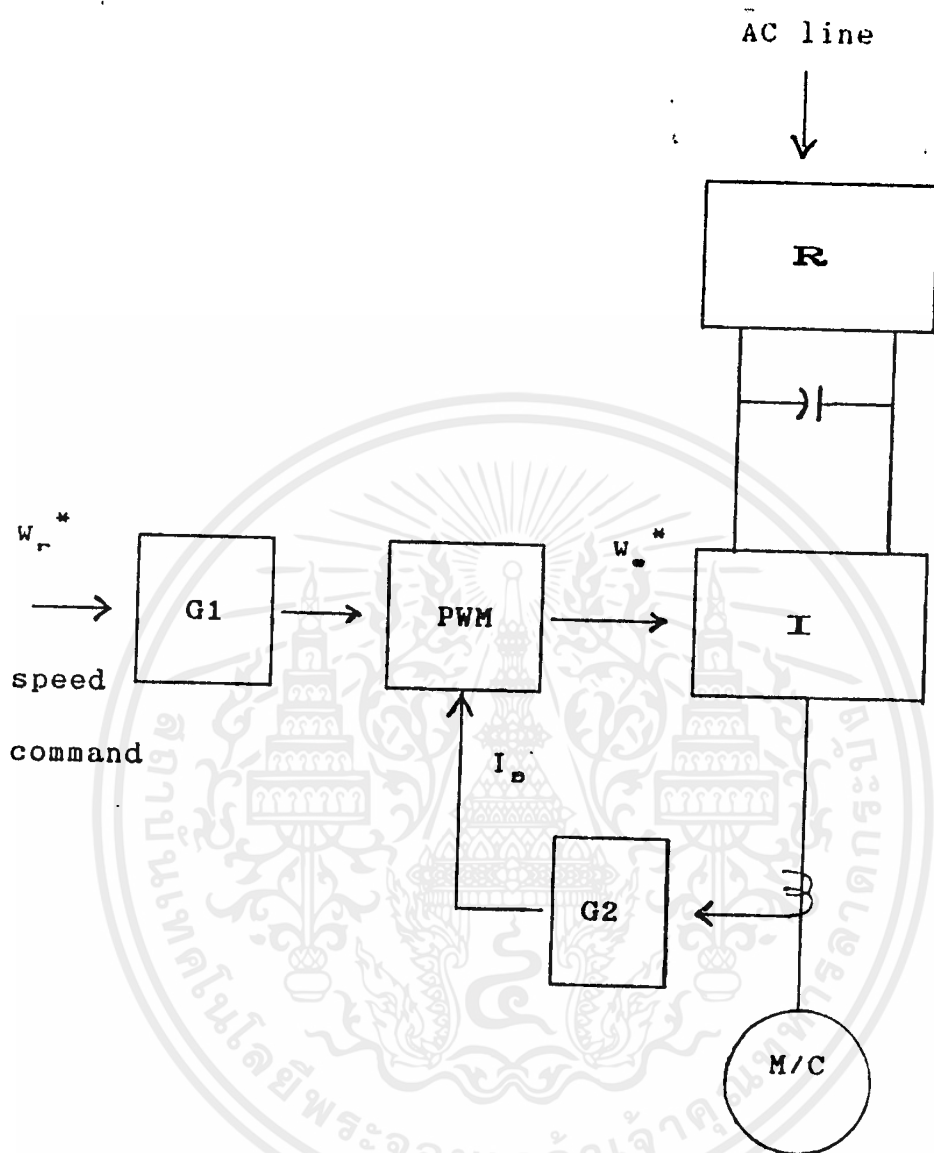
รูปที่ 3.2 การควบคุมแบบลูปเปิด (open loop) โดยที่ V/F คงที่



รูปที่ 3.3 การควบคุมแบบปิด (closed loop) โดย V/F คงที่

3.2 การปรับปรุงการควบคุมพีดับบลิวเอ็ม (adaptive control PWM)

ตอนนี้จะกล่าวถึง การควบคุมทั้งระบบซึ่งประกอบด้วย ส่วนผลิตความถี่ ออสซิลเลเตอร์ (oscillator) ส่วนที่สร้างพีดับบลิวเอ็ม คือ OPAMP วงจรขับกำลัง (อินเวอร์เตอร์) และส่วนป้อนกลับแสดงได้ในรูปที่ 3.4 ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 การควบคุมอย่างง่ายของการสร้าง adaptive control PWM
 ในรูปที่ 3.4 ประกอบด้วย

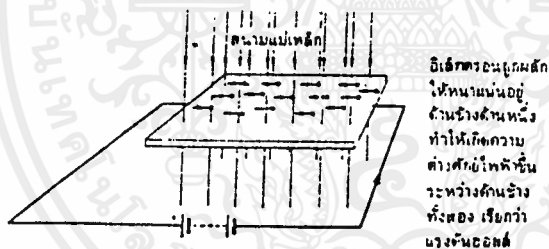
- แหล่งจ่ายไฟ
- เรกติไฟเออร์
- อินเวอร์เตอร์
- วงจรสร้าง PWM (OTA)
- ออสซิลเลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น **ไม่จรรยาบรรณ** ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนประกอบที่สำคัญที่จะกล่าวถึงคือ วงจรป้อนกลับ และอินเวอร์เตอร์

3.2.1 วงจรป้อนกลับ

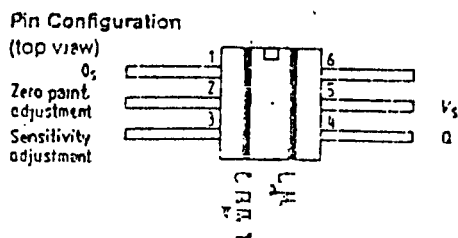
ใช้หลักการที่เรียกว่า ฮอลล์เอฟเฟก (hall effect) ซึ่งอธิบายในรูปที่ 4.5 โดยการใช้แผ่นโลหะบางรูปสี่เหลี่ยมป้อนกระแสจำนวนหนึ่ง ให้ไหลผ่านซึ่งโดยปกติแล้วกระแสจะไหลสม่ำเสมอทั่วทั้งแผ่น เมื่อนำแผ่นโลหะขณะที่มีกระแสไหลอยู่นี้ผ่านเข้าไปในสนามแม่เหล็ก นั่นคือมีเส้นแรงแม่เหล็กตัดผ่านแผ่นโลหะ จะเกิดแรงกระทำที่ทำให้การเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอนเบี่ยงเบนไปด้านข้าง ด้านใดด้านหนึ่งดังรูป 4.5 ผลก็คือ เกิดความต่างศักย์ระหว่างด้านที่มีอิเล็กตรอนผ่านมาก กับด้านที่มีอิเล็กตรอนผ่านน้อย เมื่อสนามแม่เหล็กมีความหนาแน่นมากขึ้น การเบี่ยงเบนก็มีมากขึ้นความต่างศักย์ไฟฟ้าจะมีค่าสูงตาม



รูปที่ 3.5 แสดงสนามแม่เหล็กตัดผ่าน เกิดการผลักกระแสอิเล็กตรอนให้เบี่ยงเบนไปหนาแน่นอยู่ข้างหนึ่ง

แรงดันไฟฟ้าที่เกิดจากความแตกต่างศักย์นี้ มีค่าแปรความหนาแน่นสนามแม่เหล็กที่ตัดผ่านเรียกว่า แรงดันฮอลล์ (hall effect) เมื่อนำไปขยายให้มีระดับสูงขึ้น ก็สามารถนำไปใช้เป็นตัวบอกค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก ได้อุปกรณ์ตรวจวัดที่ใช้หลักการของฮอลล์เอฟเฟก มีทั้งแบบเฉพาะตัวขึ้นโลหะเท่านั้น และชนิดที่มีภาชนะขยายอยู่ในตัว

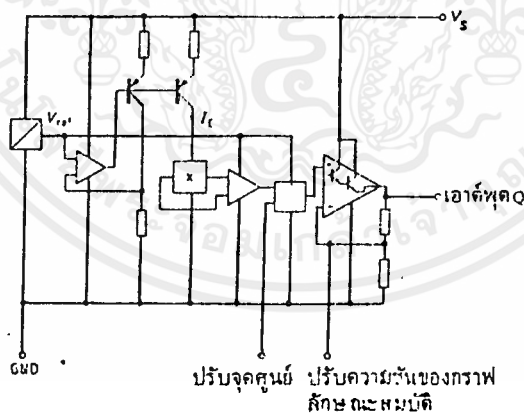
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 รูปร่างภายนอกของไอซีเบอร์ SAS 231W

ตัวตรวจจับแบบลิเนียร์

ตัวตรวจจับสนามแม่เหล็กแบบลิเนียร์ที่นำมาใช้นี้ เป็นผลิตภัณฑ์แบบซีเมนต์ คือไอซีฮอลล์เอฟเฟก เบอร์ SAS 231W เป็นไอซีขนาดจัมมี 6 ขา มีรูปร่างดังรูปที่ 3.6 และในวงจรภายในแสดงในรูปที่ 3.7

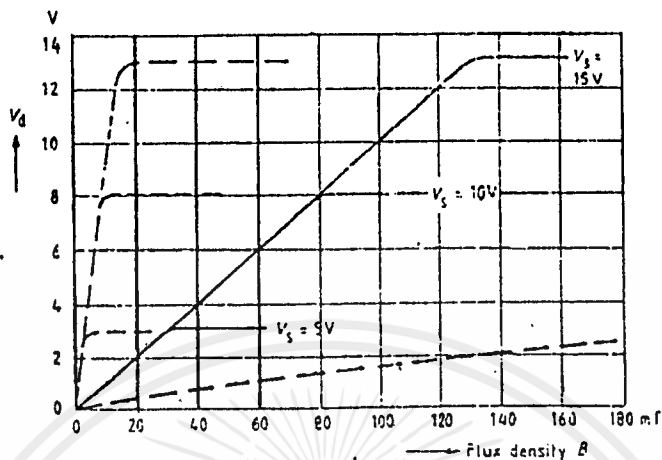


รูปที่ 3.7 ลักษณะวงจรภายในของไอซีฮอลล์เอฟเฟกเบอร์ SAS 231W

ตัวกำเนิดแรงดันฮอลล์ได้รับกระแส ที่ถูกควบคุมให้คงที่ด้านแรงดันอ้างอิง V_{ref} แรงดันที่เกิดขึ้นจะได้รับการขยาย โดยวงจรขยายความแตกต่าง ซึ่งสามารถควบคุมแรงดันออฟเซตที่เอาต์พุตได้ และมีวงจรป้อนกลับอยู่ภายนอกสำหรับควบคุมอัตรา

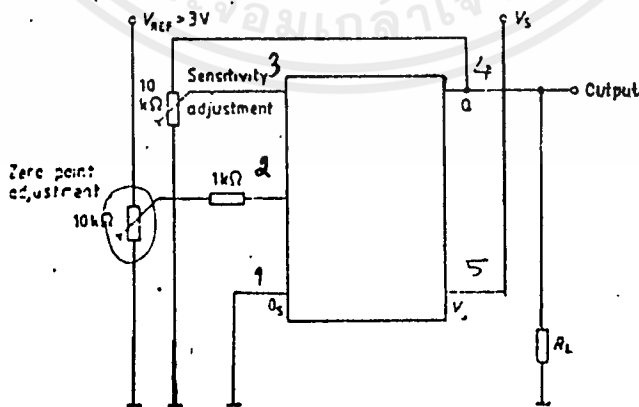
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ลงนามในตราประทับงานเพื่อที่ปรึกษาเท่านั้น เมื่อผู้จัดทำเห็นชอบเรื่องนี้แล้วหาก
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขยายแรงดัน อันเป็นการปรับความไวของตัวตรวจวัดสนามแม่เหล็กนี้ได้



รูปที่ 3.8 กราฟแสดงลักษณะสมบัติทางเอาต์พุทของไอซีฮอลล์เอฟเฟก SAS 231W

ไอซีเบอร์ SAS 231W ตัวนี้ สามารถรับผลตอบสนองต่อสนามแม่เหล็ก ได้ด้วยการควบคุมแรงดันออฟเซต อัตราขยายหรือแรงดันไฟเลี้ยงดังกราฟแสดงลักษณะ สมบัติทางเอาต์พุทรูปที่ 3.8 และมีสมบัติทางไฟฟ้าแสดงในตาราง



รูปที่ 3.9 ลักษณะของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูอาจารย์เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนักเรียนนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

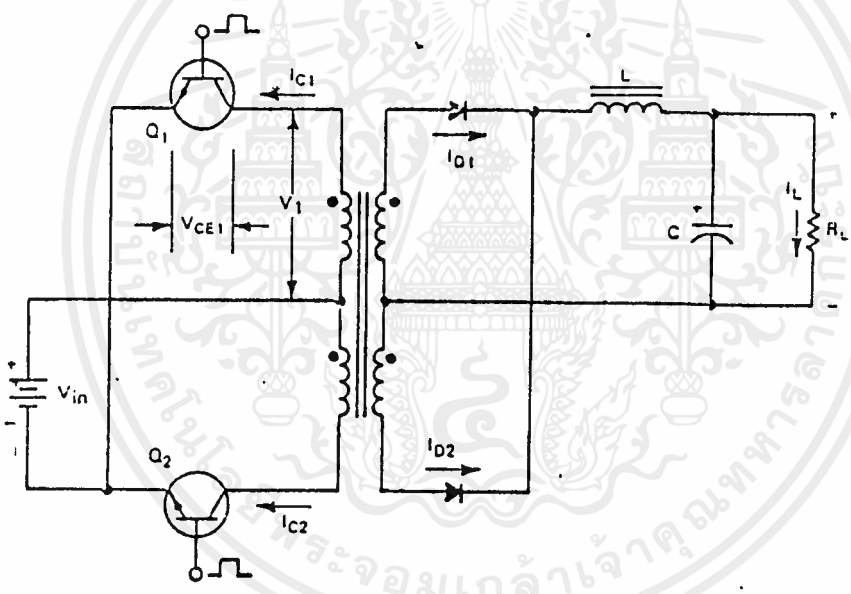
3.3 วงจรอินเวอร์เตอร์

3.3.1 ทฤษฎีพื้นฐานของวงจร อินเวอร์เตอร์

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงวงจรอินเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้งาน วงจรที่ใช้งานทั่วไป ได้แก่ วงจรพุชพูล (Push Pull), วงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge) และวงจรฟูลบริดจ์ (Full Bridge)

วงจรพุชพูล (Push Pull)

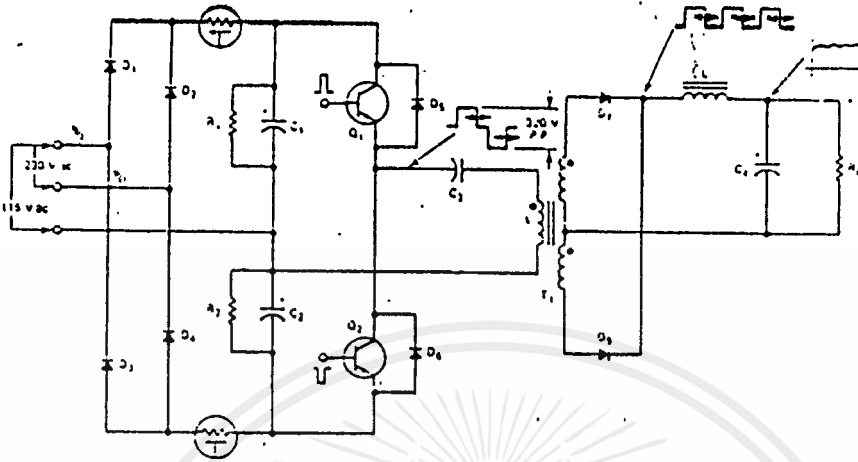
วงจรพุชพูลนี้การทำงานจะเสมือนว่ามีวงจร Forward 2 วงจร ผลัดกันทำงานคนละครึ่งใช้เคิล (cycle) ดังรูป 3.10 จะแสดงถึงการทำงานในแต่ละใช้เคิลของวงจร



รูปที่ 3.10 วงจรพุชพูล (Push Pull) และ wave form ที่จุดต่าง ๆ

วงจรฮาร์ฟบริดจ์ (Half Bridge Circuit)

วงจรฮาร์ฟบริดจ์ จะเป็นการสลับกันทำงานทีละครึ่งของอุปกรณ์สวิตช์โดยที่ หม้อแปลงไม่มีการแทป สักดาที่คร่อมอุปกรณ์เหล่านั้น จะมีค่าประมาณครึ่งหนึ่งของสักดา อินพุท การที่สวิตช์ตัวที่ 1 ทำงาน จะทำให้กระแสไหลผ่านหม้อแปลงในทิศทางหนึ่ง เมื่ออุปกรณ์อีกตัวหนึ่งทำงาน กระแสก็จะไหลผ่านหม้อแปลง ในทิศตรงข้ามกับตอนแรก ทำให้เกิดไฟสลับไปมาเป็นใช้เคิลดังรูปที่ 3.11 ศึกษานี้ ไม่นุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 วงจรพื้นฐานฮาร์ฟบริดจ์

ข้อดีของวงจรฮาร์ฟบริดจ์

นอกจากสามารถลดขนาดของหม้อแปลง เนื่องจากศักดาตลลงเหลือเพียงครึ่งของอินพุทแล้ว วงจรฮาร์ฟบริดจ์ยังสามารถทำให้ ศักดาของเอาท์พุทเกิดความสมดุลย์กันได้อีก แต่สำหรับกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตช์จะสูงขึ้นกว่าปกติ โดยถ้าเราสมมติว่า วงจรจะมีประสิทธิภาพ 80 % และมีค่าดิบตีไซเคิล (Duty Cycle) = 0.8 จะได้กระแสที่ขณะทำงาน

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

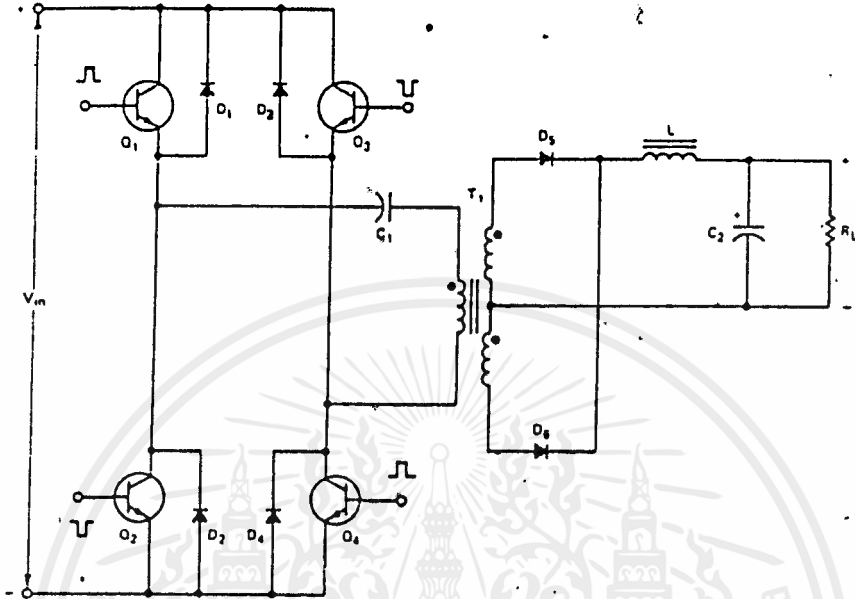
วงจรฟูลบริดจ์ (Full Bridge Circuit)

วงจรฟูลบริดจ์ เป็นวงจรที่เหมาะสมสำหรับการทำงานของวงจรคือจะผลิตกันนำกระแสที่ละคู่ดังแสดงในรูป ในที่นี้ Q1 จะทำงานพร้อมกับ Q4 และ Q3 จะทำงานพร้อมกับ Q2 สลับกันไปทีละครึ่งเซเคิลโดยที่ Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการ Short Through เช่นเดียวกับกับ Q3 และ Q4

ในที่นี้ถ้าหากสมมติว่าประสิทธิภาพของวงจร 80% และ duty cycle = 0.8 จะได้ว่ากระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

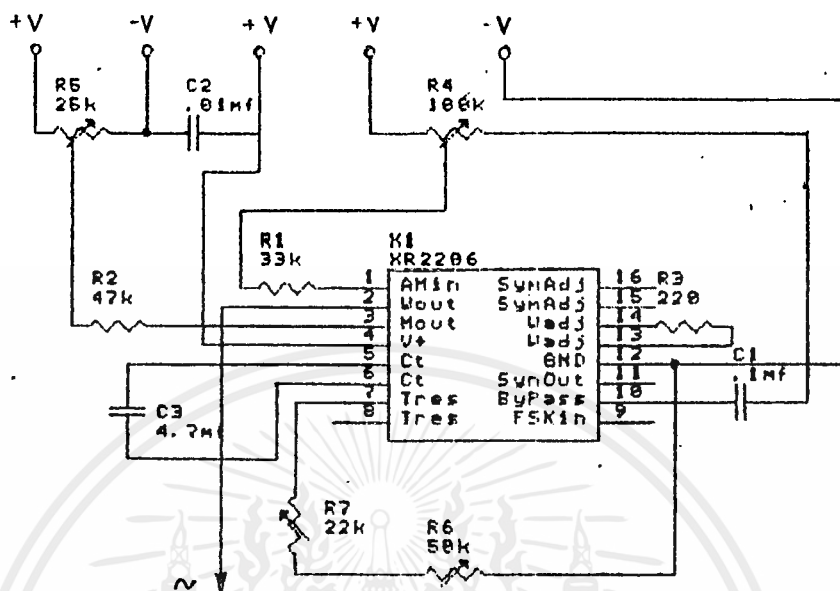
$$I_c = 1.6 P_{out}/V_{in}$$



รูปที่ 3.12 วงจรฟูลบริดจ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IC. VARIABLE SINUSOIDAL OSCILLATOR

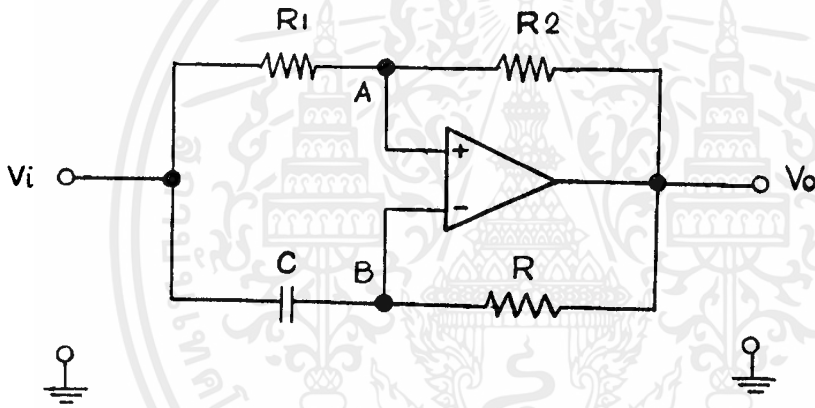


เราจะใช้ไอซีสำเร็จรูป ซึ่งก็คือเบอร์ XR-2206 โดยไอซีเบอร์ XR-2206 นี้ เป็นไอซีที่สามารถสร้างสัญญาณที่มีลักษณะเป็น sine, square, triangle ที่มีความถี่ ตั้งแต่ 0.5Hz ถึง 1.0MHz จากวงจรจะเห็นว่า R และ C เป็นตัวเปลี่ยนแปลงความถี่ เมื่อใช้คาปาซิเตอร์ที่มีค่าเท่ากับ $1\mu\text{F}$ และให้ความต้านทานที่มีค่า 2 เมกะโอห์ม เราจะสามารถปรับความถี่ได้ตั้งแต่ 0.5-1,000Hz แต่ในโครงการนี้เราต้องการใช้ความถี่ มีค่าประมาณในช่วง 1-100Hz เราจึงพิจารณาเลือกค่า R และ C ใหม่

จากวงจรไอซีเบอร์ XR-2206 สามารถใช้กับแรงดันที่มีขนาดตั้งแต่บวกหรือลบ 6-12 Volt. การใช้ XR-2206 นี้สามารถให้ประโยชน์ได้กว้างขวาง และนิยมใช้กันทั่วไปเพราะใช้ง่าย แต่มีข้อเสียคือไม่สามารถปรับความถี่ให้มีค่าลิเนียร์ในบางช่วง

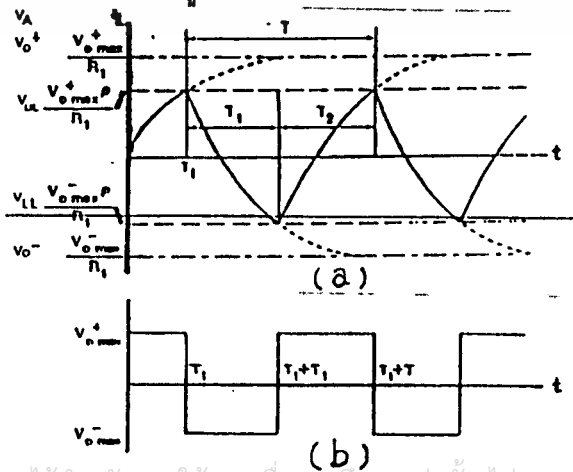
PULSE WIDTH MODULATION

สัญญาณ PWM เกิดจากการนำสัญญาณ sine wave ที่มีขนาดคงที่ซึ่งสามารถปรับช่วงความถี่ตั้งแต่ 0-100Hz นำมา Modulate กับ วงจร Free Running Multivibrator ดังรูปที่1 วงจรจะใช้ส่วนประกอบเพียงโอเพอเรชั่นนัล แอมพลิไฟเออร์ (ออป-แอมป์) 1 ตัว ตัวต้านทาน 3 ตัว และตัวเก็บประจุ 1 ตัวจากอุปกรณ์ทั้งหมดนี้สามารถนำมาวิเคราะห์เป็นวงจร อาร์-ซีมัลติไวเบรเตอร์ ซึ่งเป็นวงจรพื้นฐานของ วงจรกำเนิดสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมได้ ใช้หลักการสร้างสัญญาณ PWM โดยอาศัยการชาร์จ และการคายประจุของตัวเก็บประจุ มาเปรียบเทียบกับสัญญาณ sine wave ที่ส่งมาจาก วงจร oscillator



รูปที่1 อาร์-ซีมัลติไวเบรเตอร์

จากวงจรในรูปที่ 1 เมื่อกำหนดให้สัญญาณทางเข้าเป็นศูนย์ ($V_i=0$) วงจรนี้ จะทำหน้าที่เป็นวงจรถ่ายสัญญาณสี่เหลี่ยม ซึ่งสามารถแสดงรูปคลื่นของสัญญาณทางออก และสัญญาณทางเข้าของวงจร ดังรูปที่2 (a) และ (b) ตามลำดับ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2 (a) และ (b) แสดงรูปคลื่นแรงดันทางออกเมื่อเทียบจุด A และ B
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มาใช้

เมื่อ $v_i = 0$

หา t_1 มองจากรูปที่ 2 (a)

เมื่อพิจารณาจุด A

$$\begin{aligned} V_A &= V_{O1} \\ &= \frac{V_o R_1}{R_1 + R_2} \end{aligned}$$

พิจารณาจุด B

$$V_B = V_C$$

$$= [V_o - (-V_A)] [1 - e^{-t_1/RC}] + (-V_A)$$

$$V_B = V_A$$

$$\frac{V_o R_1}{R_1 + R_2} = \frac{[V_o + V_A] [1 - e^{-t_1/RC}] - \frac{V_o R_1}{R_1 + R_2}}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{2V_o R_1}{R_1 + R_2} = \frac{[V_o + \frac{V_o R_1}{R_1 + R_2}] [1 - e^{-t_1/RC}]}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{2R_1}{R_1 + R_2} = \frac{[1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2}] [1 - e^{-t_1/RC}]}{R_1 + R_2}$$

$$\frac{2R_1}{R_1 + R_2} = \frac{[\frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2}] [1 - e^{-t_1/RC}]}{R_1 + R_2}$$

$$2R_1 = 2R_1 + R_2 - [e^{-t_1/RC} (2R_1 + R_2)]$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$e^{-t_1/RC} = \frac{R_2}{2R_1 + R_2}$$

$$-t_1/RC = \ln \frac{R_2}{2R_1 + R_2}$$

$$-t_1 = RC \ln \left(\frac{R_2}{2R_1 + R_2} \right)$$

หา t_2 มองจากรูปที่ 2 (a)

พิจารณาที่จุด A

$$V_A = V_{L.L}$$

$$V_A = \frac{V_o R_1}{R_1 + R_2}$$

พิจารณาที่จุด B

$$V_B = V_C$$

$$-V_C = [-V_o - (+V_A)] [1 - e^{-t_2/RC}] + V_A$$

$$\text{จาก } V_A = V_B = V_C$$

$$\frac{V_o R_1}{R_1 + R_2} = [-V_o - V_A] [1 - e^{-t_2/RC}] + V_A$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{2V_o R_1}{R_1 + R_2} = \left[V_o + \frac{V_o R_1}{R_1 + R_2} \right] [1 - e^{-t_2/RC}]$$

$$\frac{2R_1}{R_1 + R_2} = \left[1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \right] [1 - e^{-t_2/RC}]$$

$$\frac{2R_1}{R_1 + R_2} = \frac{[2R_1 + R_2] [1 - e^{-t_2/RC}]}{R_1 + R_2}$$

$$2R_1 = 2R_1 + R_2 - [e^{-t_2/RC} (2R_1 + R_2)]$$

$$e^{-t_2/RC} = \frac{R_2}{2R_1 + R_2}$$

$$-t_2/RC = \ln \left(\frac{R_2}{2R_1 + R_2} \right)$$

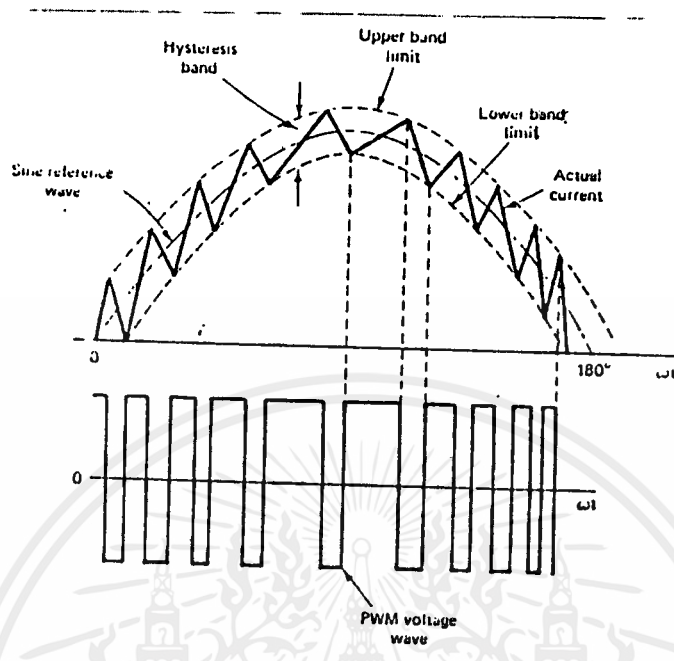
$$t_2 = RC \ln \left(\frac{2R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

จาก $T = t_1 + t_2$

จะได้ $T = 2RC \ln \left[\frac{(2R_1 + R_2)}{R_2} \right]$

จากสมการทั้ง t_1 และ t_2 จะได้เวลา T ในรูปที่ 7.1 คือ $T = t_1 + t_2$
 และสามารถสร้าง PWM ได้ดังรูปที่ 1.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.8 การสร้างPWMโดยใช้ Adaptive Control PWM

จะเห็นว่า สมการของ t_1 และ t_2 จะมีตัวแปร 3 ตัวในการเปลี่ยนค่า t_1 และ t_2 คือ V_m , ω , V_o

โดย V_m และ ω เป็นการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นจาก sine wave ส่วน V_o เป็นการเปลี่ยนแปลงจากการทำงานของ Opamp โดย $V_o = I_o R_L$

$$I_o = g_m V_{in}$$

$$g_m = I_D / 2V_T$$

จะเห็นได้ว่าค่าของ V_o จะเกิดจาก I_D ซึ่งถูกควบคุมจากวงจรรภายนอก จึงสามารถนำคุณสมบัตินี้ไปใช้ได้มากมาย

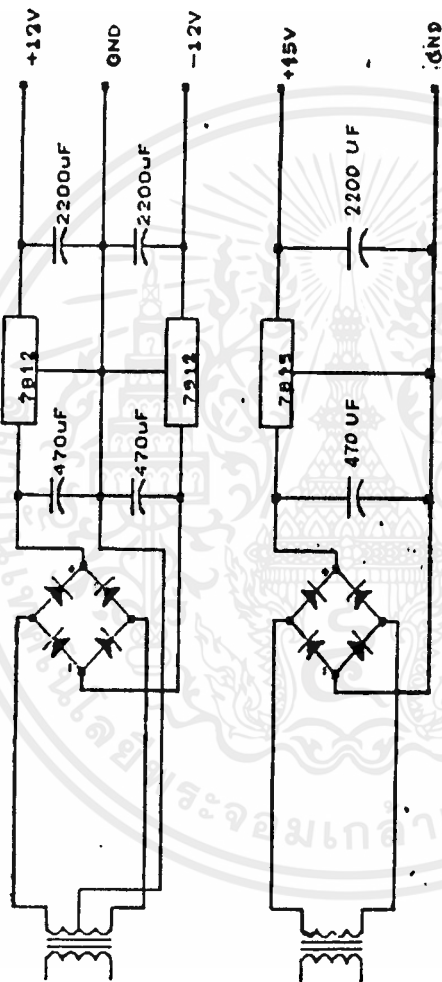
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการการทำงานของวงจร DRIVE

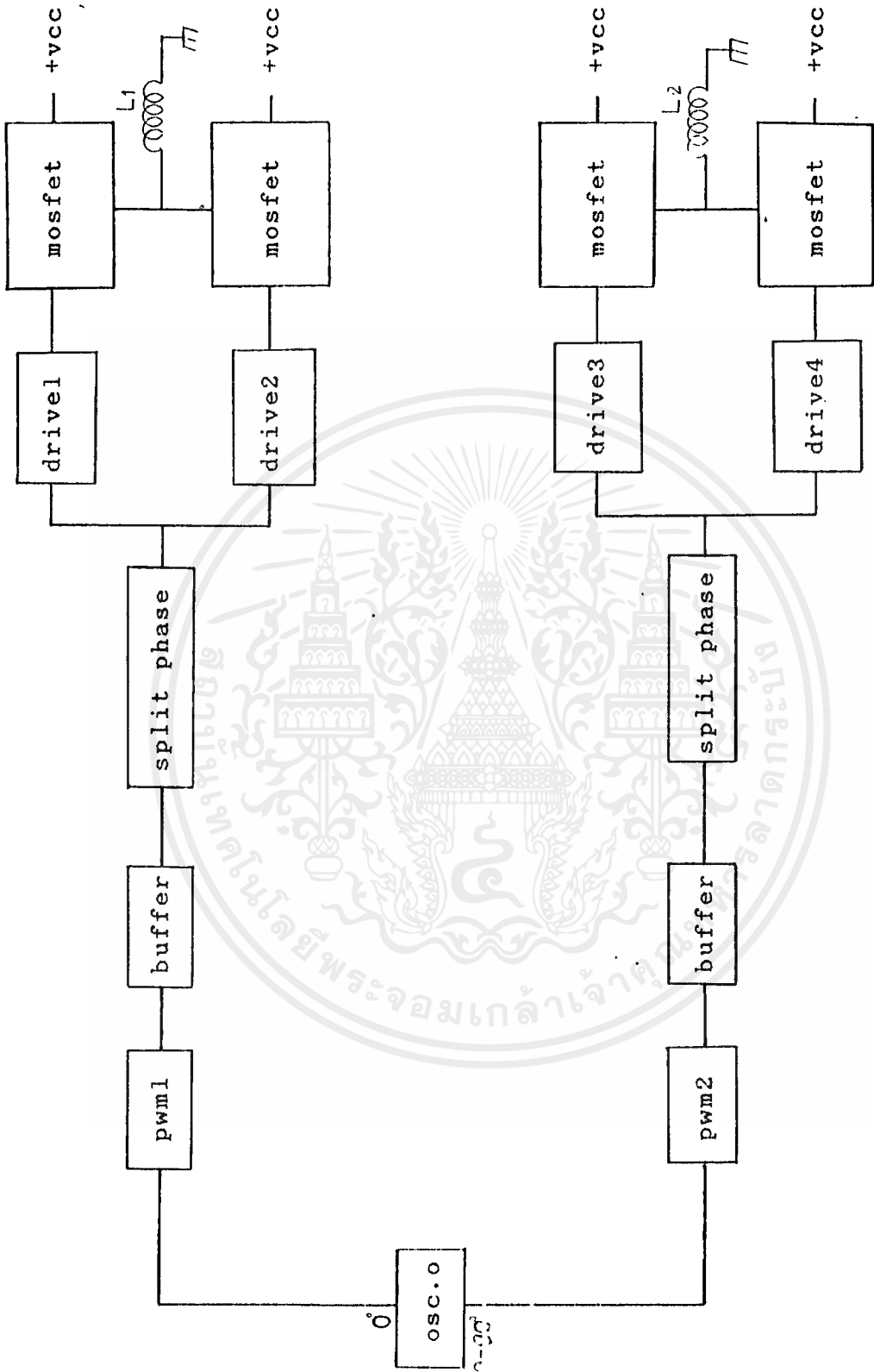
สัญญาณ PWM ผ่าน opto couple เพื่อแยกอัตราระหว่างภาคควบคุมและภาคกำลัง สัญญาณที่ผ่าน opto couple จะมีเฟสต่างกับสัญญาณอินพุต สัญญาณส่งผ่าน Q_1, Q_2 ซึ่งต่อเป็นวงจร push pull ส่งไปขับขานเกทของมอสเฟต D_1 เป็นตัวแสดงสภาวะการทำงานของมอสเฟส โดยถ้ามอสเฟสทำงานไดโอดจะสว่าง และเมื่อไดโอดดับมอสเฟสก็จะไม่ทำงาน

พิจารณาจากวงจร opto couple อีกชุดหนึ่งซึ่งมีการต่อเหมือนกับชุดแรกจะต่อให้ inter lock โดยนำสัญญาณทางด้านเอาต์พุตของอีกชุดหนึ่งมาต่อ lock สลับกันเพื่อป้องกันการเดินมอสเฟส on พร้อมกัน

จากรูปวงจร DRIVE จะเห็นได้ว่ามีอยู่ 2 วงจรด้วยกันคือวงจร DRIVE สำหรับขับขาน STRATE และวงจร DRIVE สำหรับขับขาน RUN ซึ่งทั้ง 2 วงจรนี้ก็มีหลักการการทำงานเหมือนกัน ดังที่ได้กล่าวไว้ข้างต้น



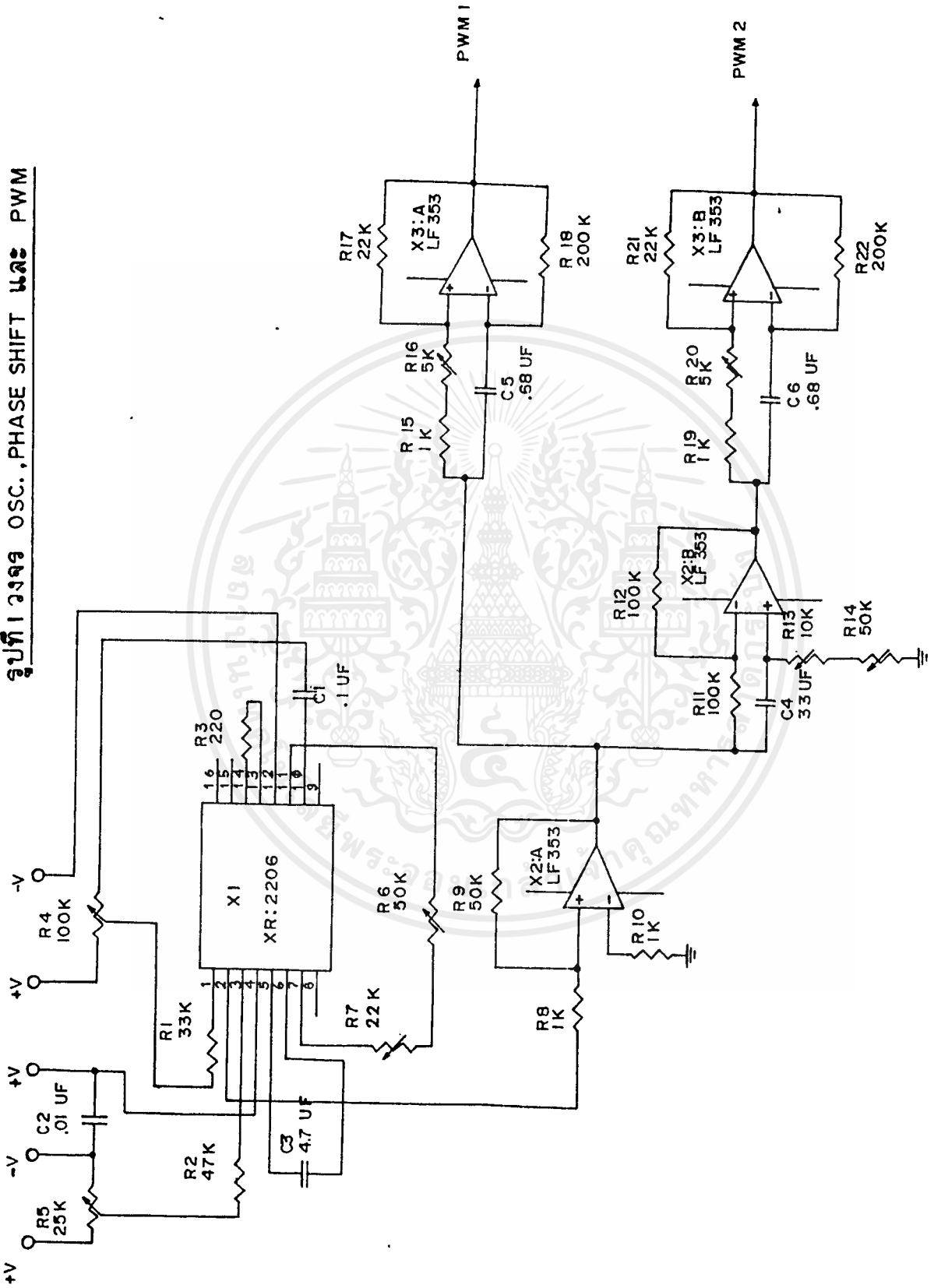
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



block diagram two-phase drive

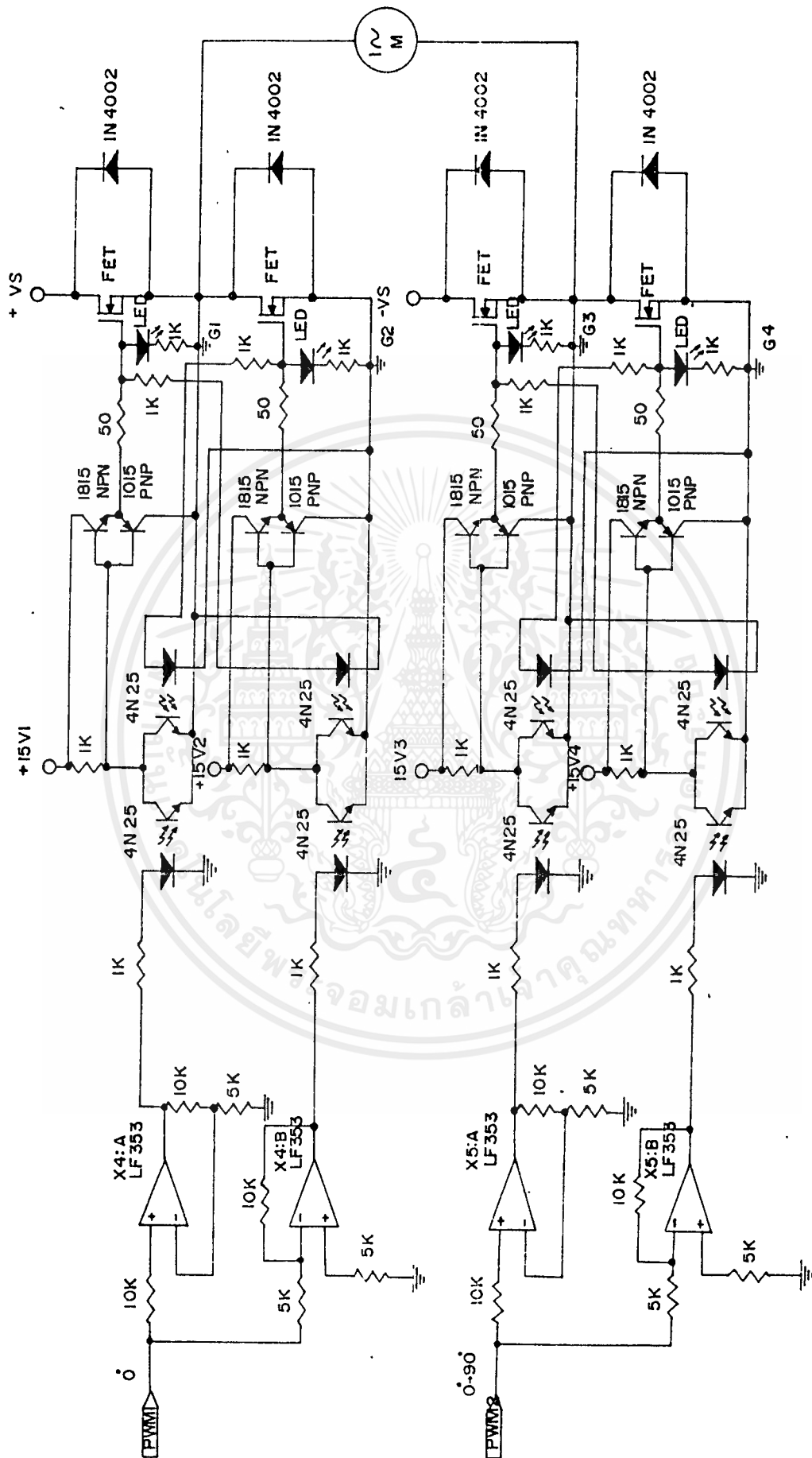
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 1 วงจร OSC., PHASE SHIFT และ PWM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

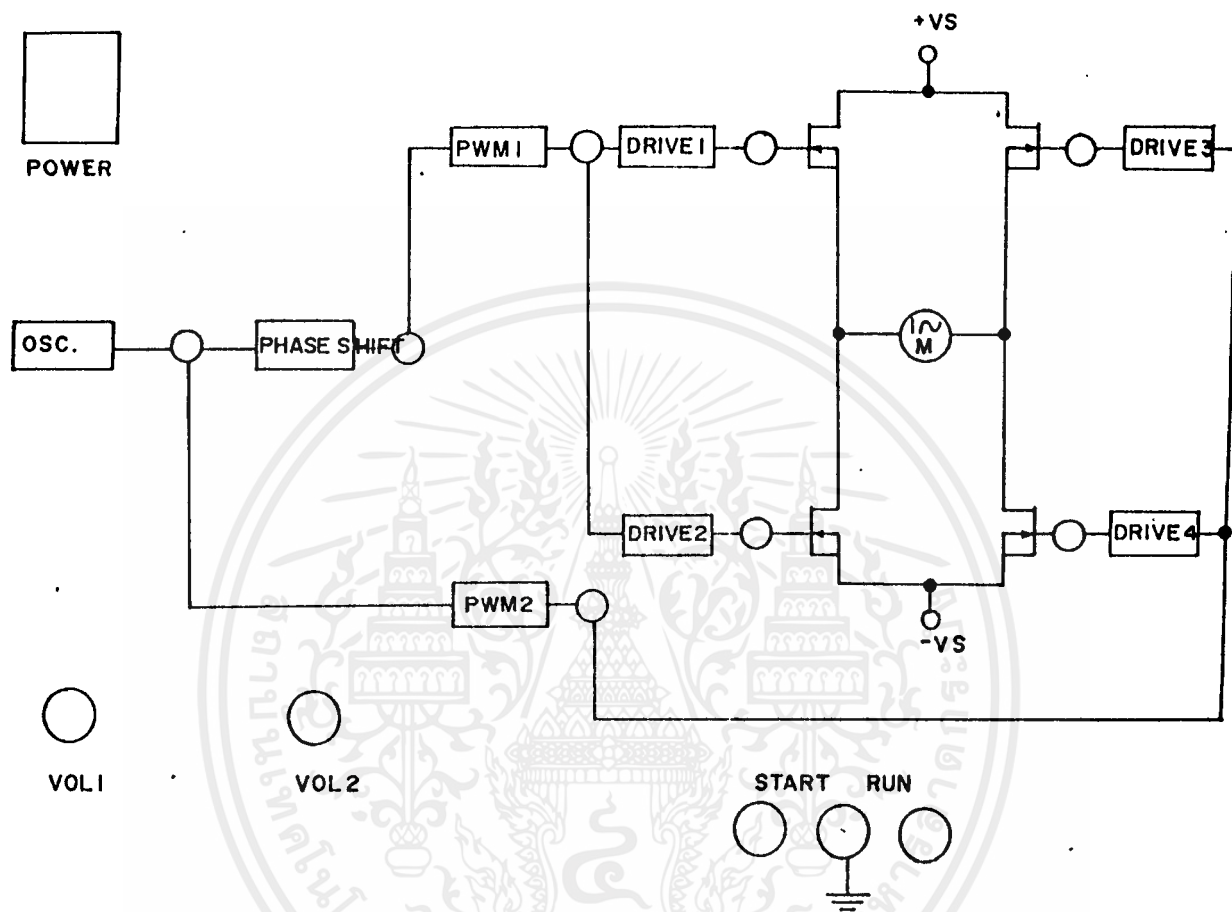
รูปที่ 2 วงจรกำลัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการทดลอง

1. จากรูปวงจรการทดลองข้างล่าง ทำการเปิด power supply แก่เครื่อง ซึ่งภาค osc., phase shift, pwm, และ drive จะได้รับไฟเลี้ยง



2. ให้นำสายสโคปมาต่อ เพื่อวัดสัญญาณที่จุดต่าง ๆ คือ osc., phase shift, pwm 1, pwm 2, drive 1, drive 2, drive 3, และ drive 4 ตามลำดับ แล้วทำการปรับ vol 1, และ vol 2 แล้วสังเกตการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ได้

3. เมื่อเห็นว่าการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณที่ได้จากข้อ 2 ไม่มีอะไรผิดปกติ คือสัญญาณที่ได้ไม่ผิดเพี้ยนเป็นไปตามทฤษฎี ให้นำมอเตอร์มาต่อที่ terminal ของมอเตอร์ โดยต่อขด run และขด strate. ให้ถูกทั่ว

4. แล้วให้จ่ายไฟแก่ภาคขับเคลื่อนกำลังโดย power mosfet. แล้วให้สังเกตการหมุนของมอเตอร์ หลังจากนั้นให้ทำการปรับ vol.2 ไปที่มุมค่าต่าง ๆ และเมื่อปรับ vol.2 ไปที่มุมค่าใดแล้ว ให้ทำการปรับ vol.1 ที่ความถี่ต่าง ๆ ด้วย หลังจากนั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษา ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้สังเกตการหมุนของมอเตอร์

5. ทำการทดสอบคุณสมบัติของอินดักชั่นมอเตอร์ โดยเตรียมอุปกรณ์ที่จะทดสอบ เช่น สปริงค์วัดแรง รอก และมิเตอร์วัดความเร็วรอบเป็นต้น

6. ปรับความถี่ของออสซิลเลเตอร์ ไปที่ความถี่ปานกลาง คือ 50Hz ปรับภาค shift phase ให้มีการshiftที่เหมาะสมคือให้สามารถอยู่ระหว่าง 0-90 องศาหรือมากกว่านี้ โดยปรับที่ R14(vol12)และR13 ควบคู่กันไป เพื่อให้ได้มุมที่ต้องการ

7. ทำการวัดทอร์ค ที่มุม shift phase ที่ต่างๆ แล้วบันทึกค่าลงในตาราง

8. ทำการวัดความเร็วและมุม phase shift ที่ต่างๆ กันแล้วบันทึกผลลงตาราง

9. ทำการทดลองในลักษณะเดียวกันกับข้อ 6, 7 และ 8 แต่เปลี่ยนความถี่ o.s.c ไปที่ต่างๆ กัน เช่น 10Hz 20Hz 30Hz 40Hz 50Hz 60Hz เป็นต้น โดยที่ความถี่ออสซิลเลเตอร์ควรให้ปรับความถี่แคร์เรียที่ P.W.M ต่ำๆ (ประมาณ 60 Hz) ที่ความถี่ออสซิลเลเตอร์ควรใช้แคร์เรียที่ P.W.M สูงขึ้น (ประมาณ 200 Hz) ทั้งนี้เพื่อให้ได้ ratio ที่เหมาะสมและป้องกันไม่ให้ มอเตอร์กระตุกโดยการปรับแคร์เรียในแต่ละครั้งให้ open ด้านอินพุทของ P.W.M แล้วนำอินพุทของ P.W.M short ลงกราวด์

10. นำผลที่ได้จากการวัดทอร์ค และ มุม Phase Shift ที่มุมต่างๆ กัน แล้วนำไป plot กราฟ

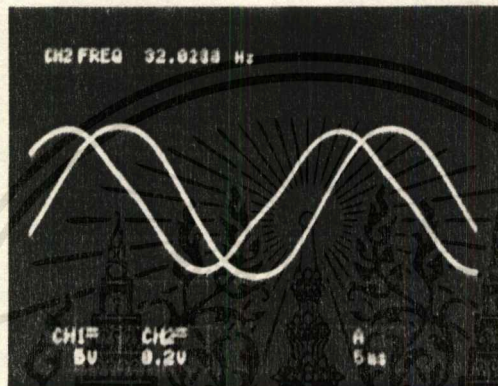
11. บันทึกผลที่ได้จากการวัดความเร็วรอบที่มุมซิปเฟสที่มุมต่างๆ กันแล้วนำไป Plot กราฟแสดงความสัมพันธ์ต่อกัน

12. จากการทำทดลองเขียนตารางบันทึกความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและทอร์คแล้วนำไป plot กราฟโดยดูจากมุม shift phase เป็นหลักเช่น 10 , 20, 30 องศา เป็นต้น

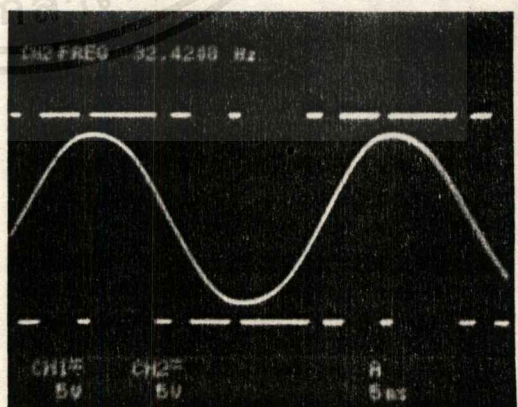
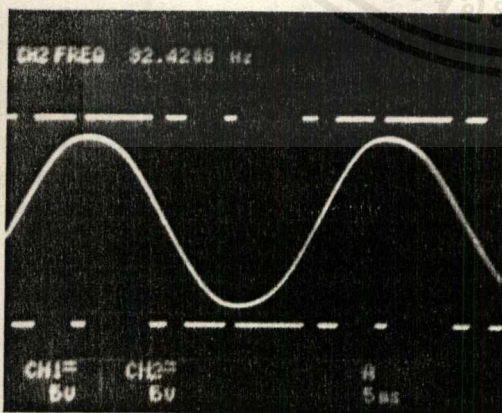
13. ทำการเขียนกราฟหาจุดที่ทอร์คสูงสุดในแต่ละความถี่ของออสซิลเลเตอร์ว่าอยู่ที่มุม shift phase เท่าใดแล้วนำค่านี้ไป plot กราฟ

ผลการทดลอง

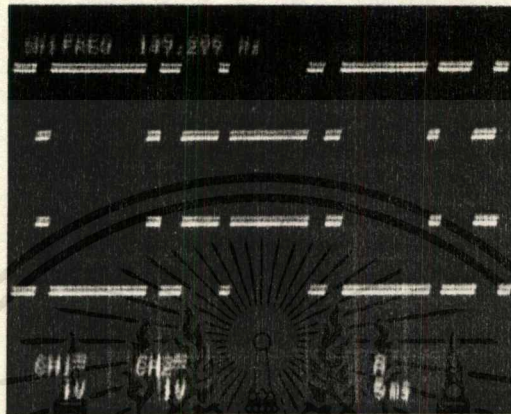
จากการใช้สโตนที่จุดต่าง ๆ คือ osc., phase shift, pwm1, pwm2, drive1, drive2, drive3, และ drive4 จะได้สัญญาณดังรูปตามลำดับ



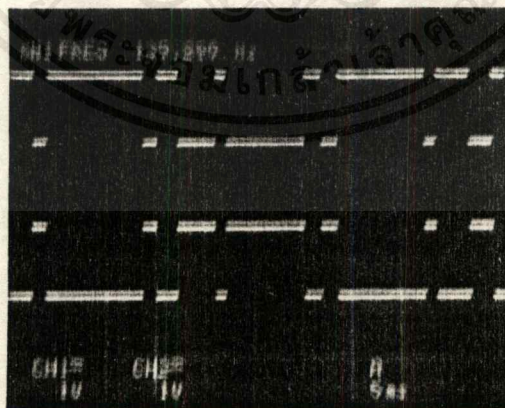
รูปที่ 1 ลักษณะสัญญาณที่ได้จาก osc. และ phase shift



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 2 ลักษณะสัญญาณที่ได้จากการ pwm1 และ pwm2 ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

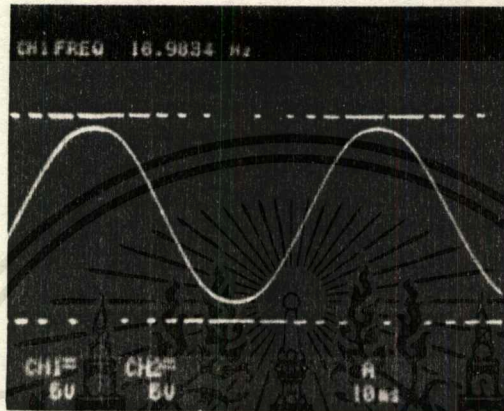


รูปที่ 3 ลักษณะสัญญาณที่ได้จาก drive1 และ drive2

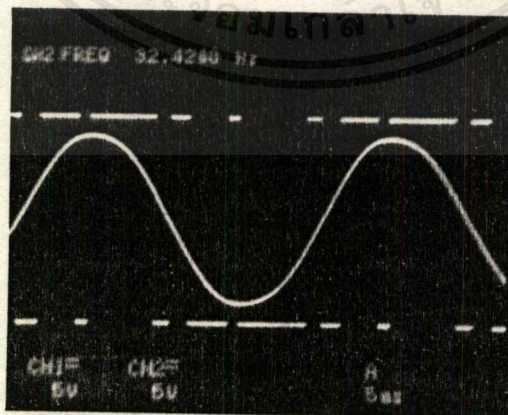


รูปที่ 4 ลักษณะสัญญาณที่ได้จาก drive3 และ drive4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

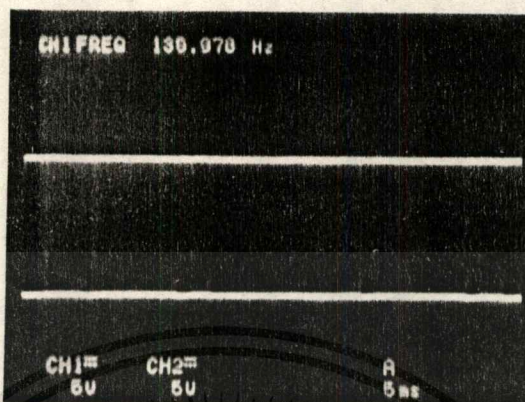


รูปที่ 5 สัญญาณ P.W.M ที่ได้เมื่อปรับความถี่ O.S.C. ต่ำ



รูปที่ 6 สัญญาณ P.W.M เมื่อปรับสัญญาณ sine wave จาก O.S.C สูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7 ลักษณะของสัญญาณที่ได้จากขาเกทของ Fet 1 และ Fet 2 เพราะเมื่อให้ Fet แต่ละตัวแบ่งกันสวิทช์ในช่วงไซเคิลบวกและช่วงไซเคิลลบ เมื่อนำสัญญาณมาซ้อนกันจึงเป็นเส้นตรงดังรูป

ผลการทดสอบคุณสมบัติของ Two phase Induction Motor

มอเตอร์ที่นำมาใช้ทดลองคือ

REVERSIBLE MOTOR

RM-H7 A15P 84G

15 W. 100V. 50/60Hz

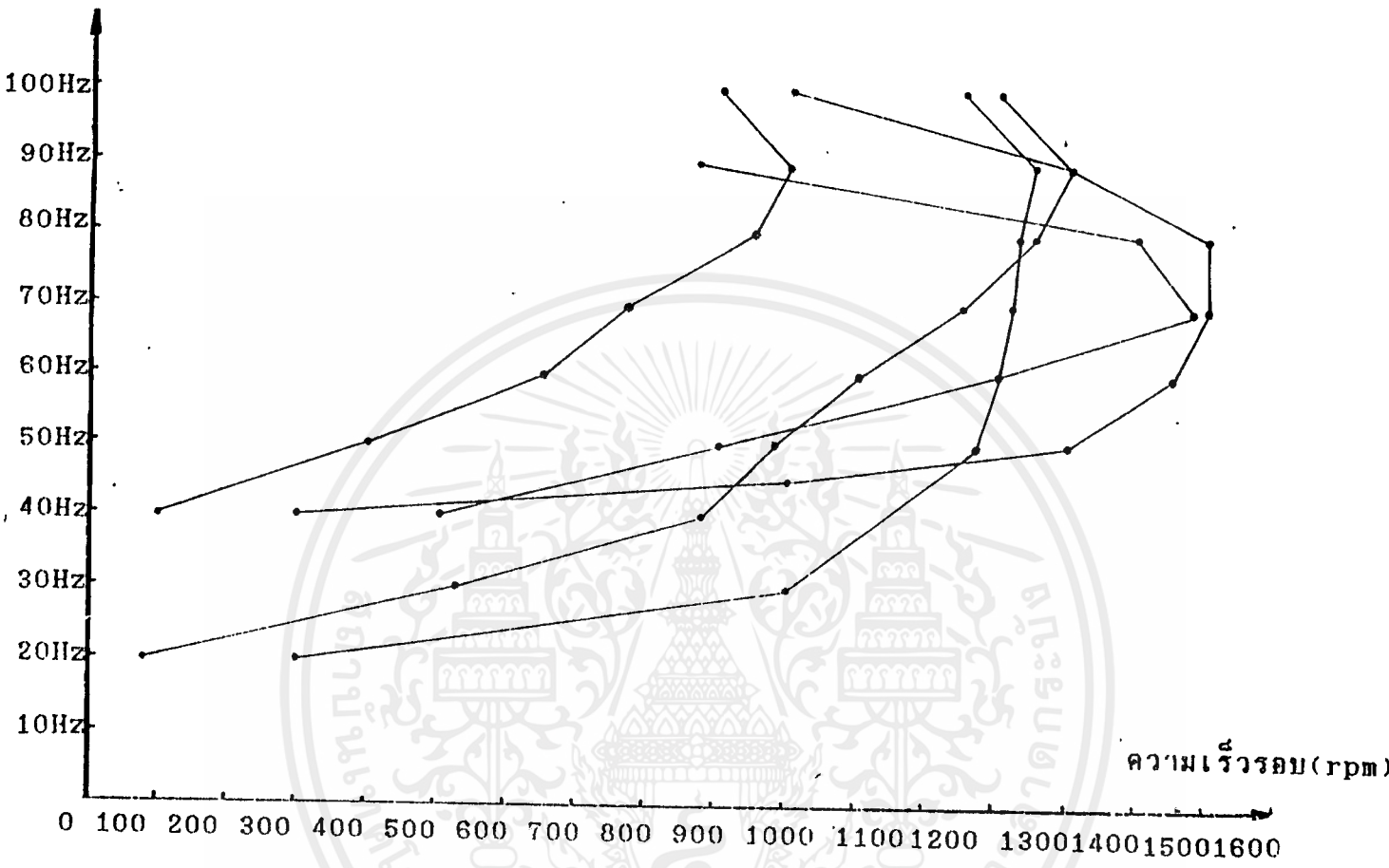
0.35A > 1200/1450 rpm.

จากการทดลองจะเห็นว่า vol.1 เป็นตัวปรับความถี่สามารถปรับความเร็วของมอเตอร์ได้ และ Vol.2 จะเป็นตัวรับหาค่ามุมต่างเฟสที่เหมาะสม เพื่อที่จะทำให้มอเตอร์ให้ทอร์คออกมาสูงสุด

เมื่อปรับความถี่ของสวิตเซอร์ไปที่ความถี่ต่าง ๆ กันคือ 70, 60, 50, 40, 30 Hz จะได้ว่าที่มุม phase shift ต่างกันจะให้ค่าทอร์คใกล้เคียงยกเว้นที่ความถี่ต่ำค่าทอร์คจะลดลงมากกว่า และค่าทอร์คสูงสุดที่มุม 50 Hz และ 60 Hz อยู่ที่มุม 70 องศา ส่วนความถี่อื่น ๆ อยู่ที่ 90 องศา ดังกราฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่วารณใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

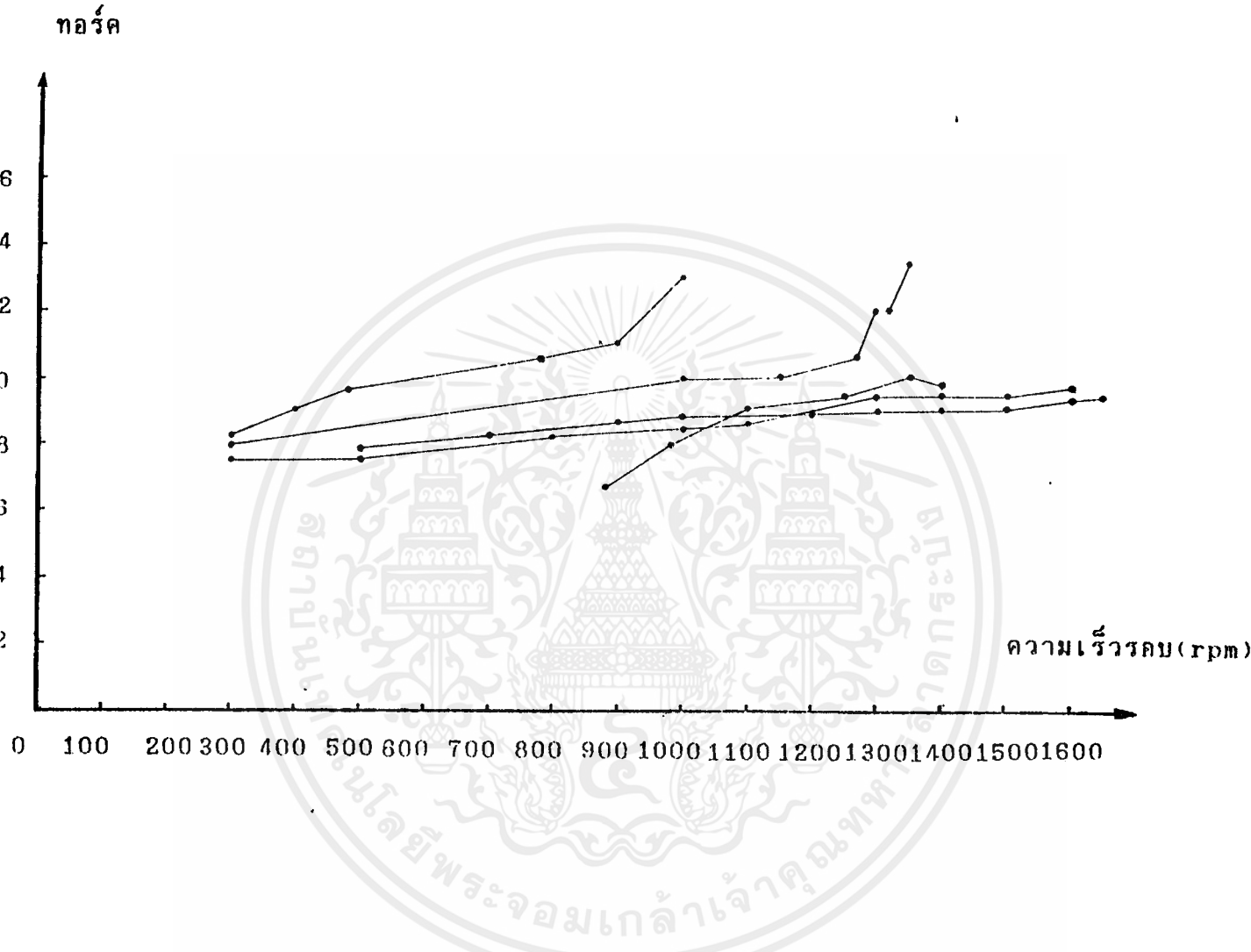
มุมต่างเฟสของขดสตาร์ทและขดรัน(องศา)



รูปที่ 9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของความเร็วรอบและมุม phase shift

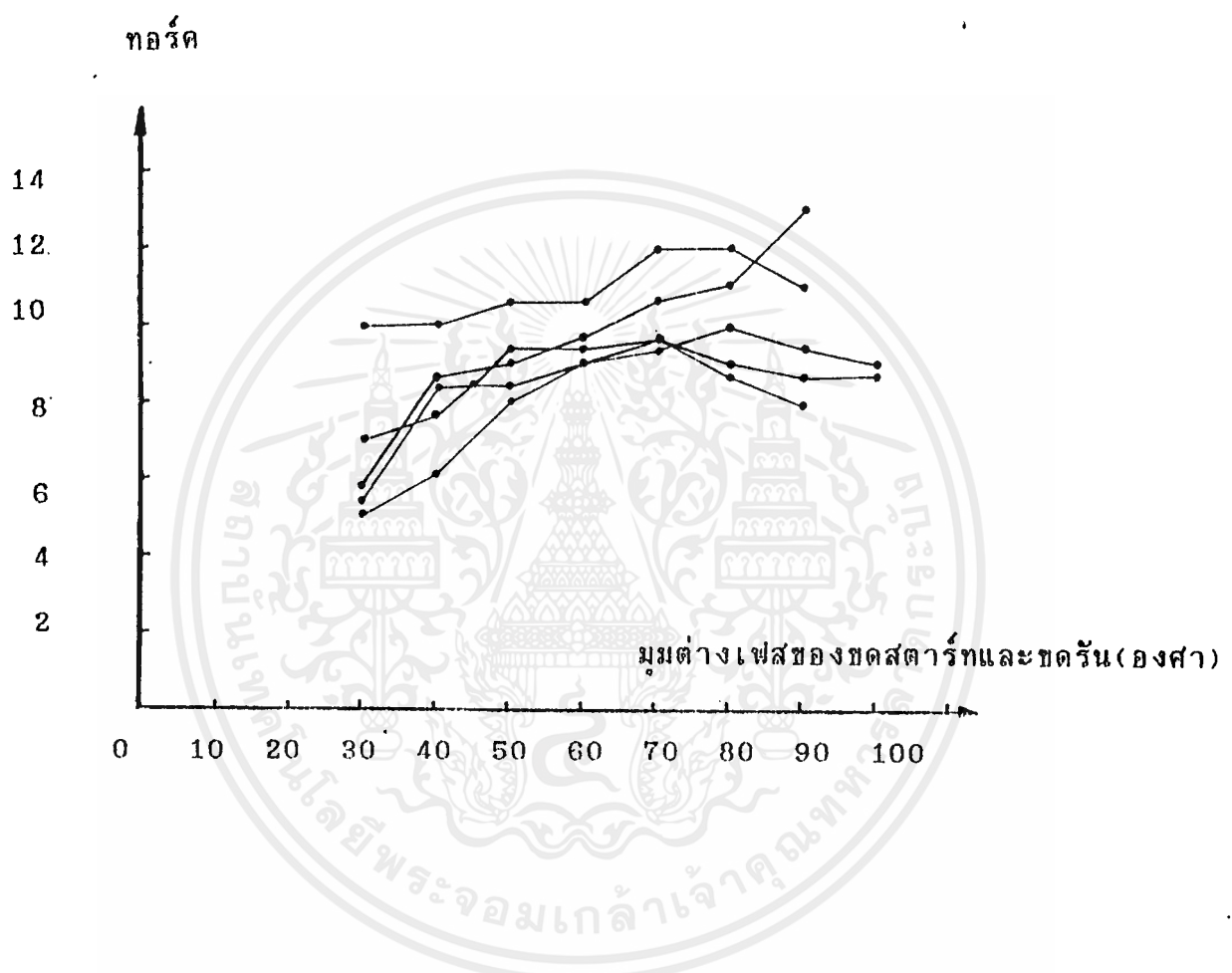
เมื่อนำความเร็วรอบและทอร์คของ induction moter มาเขียนกราฟหาความสัมพันธ์จะได้ว่าที่ความถี่ใด ๆ ก็ตามเมื่อความเร็วรอบลดลงหรือเพิ่มขึ้นค่าของทอร์คส่วนมากจะคงที่หรือลดลงเพียงเล็กน้อยเท่านั้นโดยที่ความถี่ของสวิตเซอร์ต่ำในบางย่านเท่านั้นจะให้ค่าทอร์คสูงกว่า แต่โดยทั่วไปแล้วความเร็วรอบเปลี่ยนไปเท่าใดก็ตามค่าทอร์คจะคงที่ดังรูปที่ 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของความเร็วรอบและ ทอร์ค

เมื่อนำความเร็วรอบและทอร์คของ induction moter มาเขียนกราฟหาความสัมพันธ์จะได้ว่าที่ความถี่ใด ๆ ก็ตามเมื่อความเร็วรอบลดลงหรือเพิ่มขึ้นค่าของทอร์คส่วนมากจะคงที่หรือลดลงเพียงเล็กน้อยเท่านั้นโดยที่ความถี่อิสระที่มอเตอร์ต่ำในบางย่านเท่านั้นจะให้ค่าทอร์คสูงกว่า แต่โดยทั่วไปแล้วความเร็วรอบเปลี่ยนไปเท่าใดก็ตามค่าทอร์คจะคงที่ดังรูปที่ 10

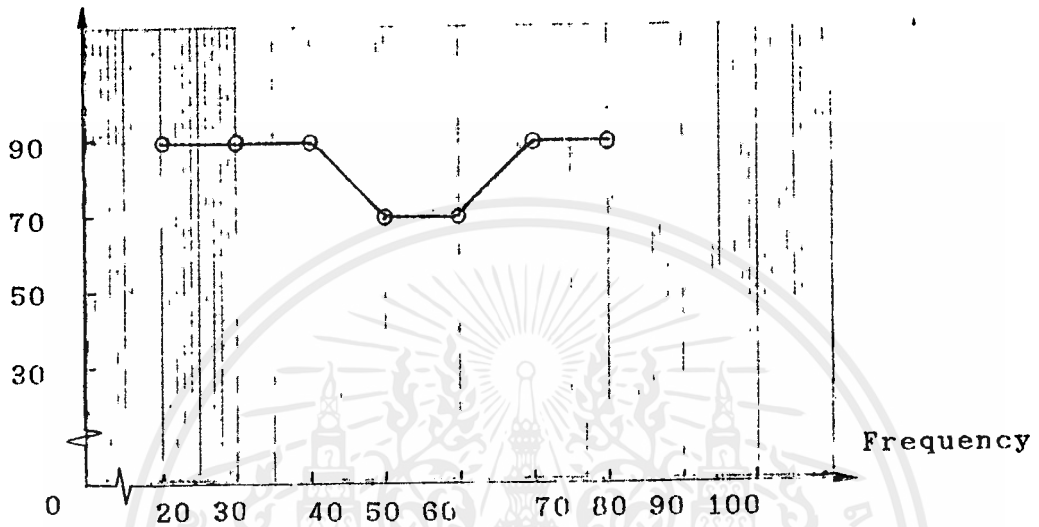


รูปที่ 10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ของมุม phase shift และทอร์ค

ที่ความถี่ต่าง ๆ เมื่อนำค่ามุม phase shift ของขดสตาร์ทของ Induction motor ที่ทำให้เกิดเฉพาะทอร์คนำมาเขียนกราฟแล้วจะได้เส้นกราฟดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มุมต่างเฟสของขดสตาร์ทและขดรีน (องศา)



รูปที่ 11 กราฟแสดงทอร์คสูงสุดของแต่ละความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มุม Shift (องศา)	ความเร็วรอบ (rpm)	ทอร์ค (Nm)
100	800	7.5
90	1000	8.0
80	900	7.0
70	780	6.8
60	480	6.3
50	400	6.0
40	300	5.8
30	300	4.3
20	200	4.3
10	-	-

ตาราง 1 เมื่อความถี่ออสซิลเลเตอร์ 30Hz ความถี่กระแส 70Hz

มุม Shift (องศา)	ความเร็วรอบ (rpm)	ทอร์ค (Nm)
100	1250	8.25
90	1350	7.00
80	1337	7.50
70	132	7.50
60	1300	7.00
50	1295	6.80
40	1160	6.50
30	1000	6.50
20	300	6.20
10	225	6.00

ตาราง 2 เมื่อความถี่ออสซิลเลเตอร์ 40Hz ความถี่กระแส 90Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มุม Shift (องศา)	ความเร็วรอบ (rpm)	ทอร์ค (Nm)
100	1008	5.9
90	1400	5.8
80	1600	6.0
70	1600	6.3
60	1550	6.3
50	1400	6.2
40	300	5.7
30	300	5.3
20	225	5.0
10	-	-

ตาราง 3 ความถี่ออสซิลเลเตอร์ 50Hz ความถี่แคร์เรียจ 160Hz

มุม Shift (องศา)	ความเร็วรอบ (rpm)	ทอร์ค (Nm)
100	384	5.0
90	870	5.5
80	1500	6.0
70	1600	6.2
60	1200	6.0
50	900	5.7
40	500	5.7
30	180	4.2
20	180	4.2
10	-	-

ตาราง 4 ความถี่ออสซิลเลเตอร์ 60Hz ความถี่แคร์เรียจ 160Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มุม Shift (องศา)	ความเร็วรอบ (rpm)	ทอร์ค (Nm)
100	1300	6.0
90	1400	6.2
80	1350	6.5
70	1250	6.2
60	1100	6.0
50	992	5.5
40	891	4.5
30	513	4.0
20	73	4.0
10	-	-

ตาราง 5 ความถี่ออกซิเลเตอร์ 70Hz ความถี่กระแส 160Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เสร็จสมบูรณ์ได้ด้วยความร่วมมือ และ สนับสนุนจากหลาย ๆ บุคคล ไม่ว่าจะเป็นคณาจารย์ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ทุกท่าน อาจารย์สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษาซึ่งให้คำปรึกษาและแนะแนวทางการแก้ปัญหาที่เกิดขึ้น เพื่อนๆ และรุ่นพี่ปริญาโททุกท่านที่คอยให้กำลังใจผู้จัดทำขอขอบคุณทุกท่าน ทั้งที่กล่าวและไม่ได้กล่าวในที่นี้ ในความเอื้อเฟื้อสถานที่และช่วยเหลือจนทำให้โครงการนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

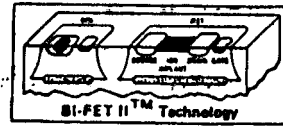
- B.K. Bose, "Power Electronic and Ac Drives" Prenticehall, 1986.
- K. Taniguchi, Y. Ofino and Hisaishi Irie, "PWM Techinque for Power Mosfet Inverler" IEEE Trans, . on power Electronics.
- สัมพันธ์ หาญทะเล, "เครื่องกลไฟฟ้า 2" โรงพิมพ์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมจอมเกล้า ธนบุรี, 2531.
- สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ และ คณะ, " วงจรพัลส์วิตมอดูเลเตอร์แบบใหม่", การประชุมวิชาการ วิศวกรรมไฟฟ้า, ครั้งที่ 14. ณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์ 7-8 พ.ย. 2534.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LF353



LF353 Wide Bandwidth Dual JFET Input Operational Amplifier

General Description

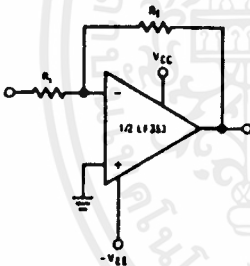
These devices are low cost, high speed, dual JFET input operational amplifiers with an internally trimmed input offset voltage (BI-FET II™ technology). They require low supply current yet maintain a large gain bandwidth product and fast slew rate. In addition, well matched high voltage JFET input devices provide very low input bias and offset currents. The LF353 is pin compatible with the standard LM1558 allowing designers to immediately upgrade the overall performance of existing LM1558 and LM358 designs.

These amplifiers may be used in applications such as high speed integrators, fast D/A converters, sample and hold circuits and many other circuits requiring low input offset voltage, low input bias current, high input impedance, high slew rate and wide bandwidth. The devices also exhibit low noise and offset voltage drift.

Features

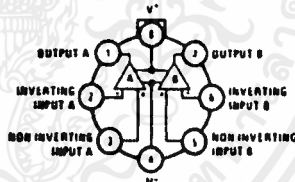
- Internally trimmed offset voltage 10 mV
- Low input bias current 50pA
- Low input noise voltage 16 nV/√Hz
- Low input noise current 0.01 pA/√Hz
- Wide gain bandwidth 4 MHz
- High slew rate 13 V/μs
- Low supply current 3.6 mA
- High input impedance 10¹²Ω
- Low total harmonic distortion $A_V = 10$, $R_L = 10k$, $V_O = 20V_{p-p}$, $BW = 20 \text{ Hz} - 20 \text{ kHz}$ <0.02%
- Low 1/f noise corner 50 Hz
- Fast settling time to 0.01% 2 μs

Typical Connection



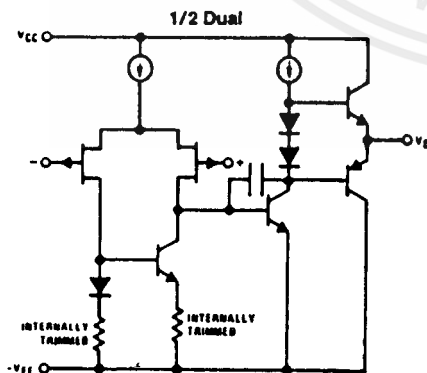
Connection Diagrams

Metal Can Package (Top View)

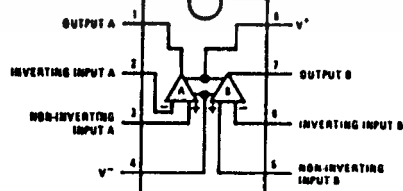


Order Number LF353H
See NS Package Number H08C

Simplified Schematic



Dual-in-Line Package (Top View)



Order Number LF353J, LF353M or LF353N
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

TL/H/5640-1

Absolute Maximum Ratings

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

Supply Voltage	±18V
Power Dissipation	(Note 1)
Operating Temperature Range	0°C to +70°C
T _J (MAX)	150°C
Differential Input Voltage	±30V
Input Voltage Range (Note 2)	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 sec.)	260°C
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 sec.)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 sec.)	215°C
Infrared (15 sec.)	220°C

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

ESD rating to be determined.

DC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353			Units
			Min	Typ	Max	
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S = 10kΩ, T _A = 25°C Over Temperature		5	10 13	mV mV
ΔV _{OS} /ΔT	Average TC of Input Offset Voltage	R _S = 10 kΩ		10		μV/°C
I _{OS}	Input Offset Current	T _J = 25°C, (Notes 4, 5) T _J ≤ 70°C		25	100 4	pA nA
I _B	Input Bias Current	T _J = 25°C, (Notes 4, 5) T _J ≤ 70°C		50	200 8	pA nA
R _{IN}	Input Resistance	T _J = 25°C		10 ¹²		Ω
A _{VOL}	Large Signal Voltage Gain	V _S = ±15V, T _A = 25°C V _O = ±10V, R _L = 2 kΩ Over Temperature	25 15	100		V/mV V/mV
V _O	Output Voltage Swing	V _S = ±15V, R _L = 10kΩ	±12	±13.5		V
V _{CM}	Input Common-Mode Voltage Range	V _S = ±15V	±11	+15 -12		V V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	R _S ≤ 10kΩ	70	100		dB
PSRR	Supply Voltage Rejection Ratio	(Note 6)	70	100		dB
I _S	Supply Current			3.6	6.5	mA

AC Electrical Characteristics (Note 4)

Symbol	Parameter	Conditions	LF353			Units
			Min	Typ	Max	
	Amplifier to Amplifier Coupling	T _A = 25°C, f = 1 Hz - 20 kHz (Input Referred)		-120		dB
SR	Slew Rate	V _S = ±15V, T _A = 25°C	8.0	13		V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	V _S = ±15V, T _A = 25°C	2.7	4		MHz
e _n	Equivalent Input Noise Voltage	T _A = 25°C, R _S = 100Ω, f = 1000 Hz		25		nV/√Hz
i _n	Equivalent Input Noise Current	T _J = 25°C, f = 1000 Hz		0.01		pA/√Hz

Note 1: For operating at elevated temperatures, the device must be derated based on a thermal resistance of 118°C/W typ junction to ambient for the N package, and 158°C/W typ junction to ambient for the H package.

Note 2: Unless otherwise specified the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

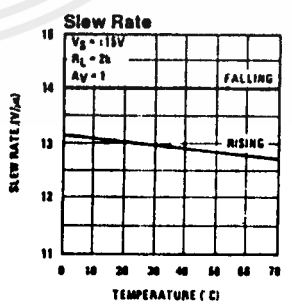
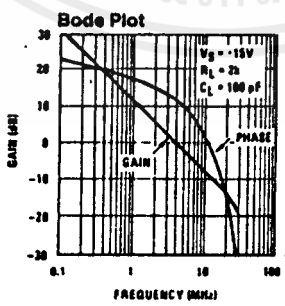
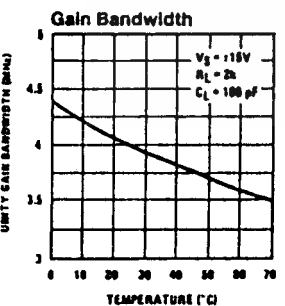
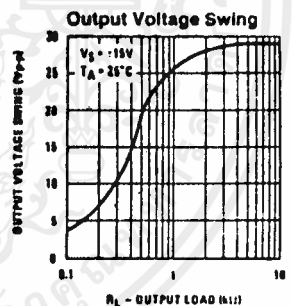
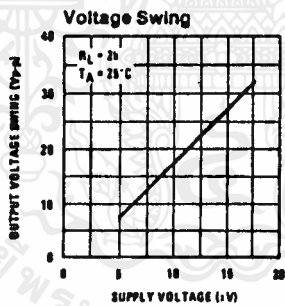
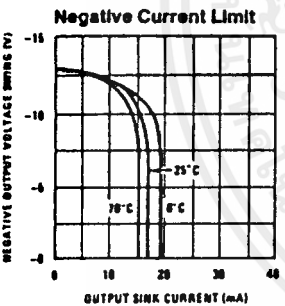
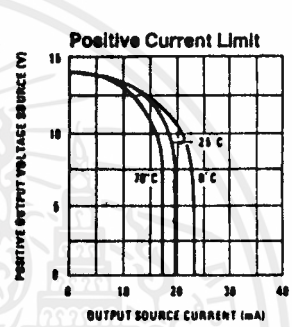
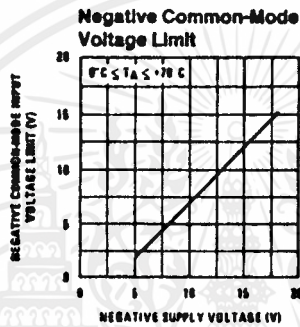
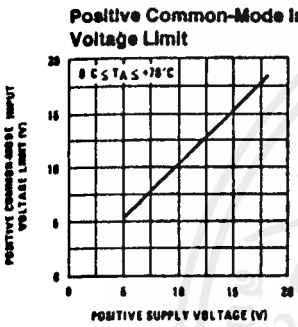
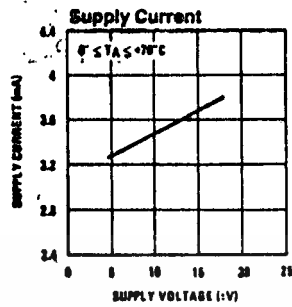
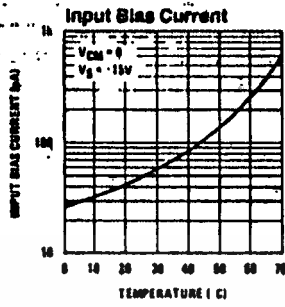
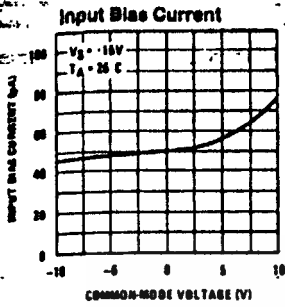
Note 3: The power dissipation limit, however, cannot be exceeded.

Note 4: These specifications apply for V_S = ±15V and 0°C ≤ T_A ≤ +70°C. V_{OS}, I_B and I_{OS} are measured at V_{CM} = 0.

Note 5: The input bias currents are junction leakage currents which approximately double for every 10°C increase in the junction temperature, T_J. Due to the limited production test time, the input bias currents measured are correlated to junction temperature. In normal operation the junction temperature rises above the ambient temperature as a result of internal power dissipation, P_D. T_J = T_A + θ_{JA} P_D where θ_{JA} is the thermal resistance from junction to ambient. Use of a heat sink is recommended if input bias current is to be kept to a minimum.

Note 6: Supply voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously in accordance with common practice. V_S = ±6V to ±15V.

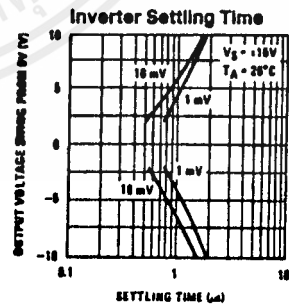
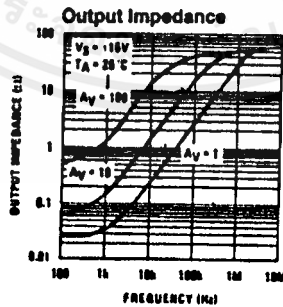
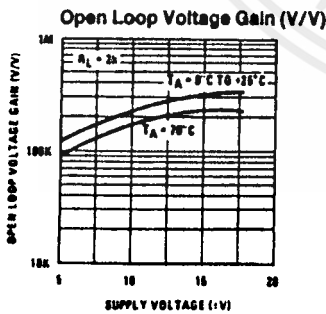
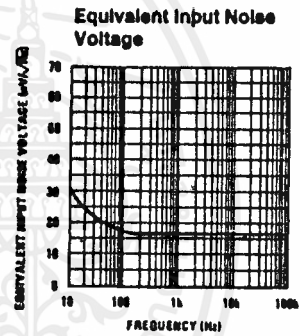
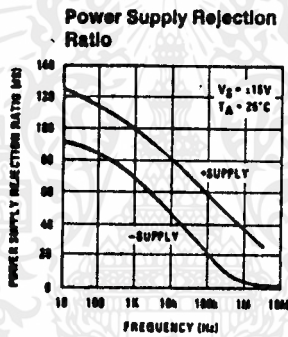
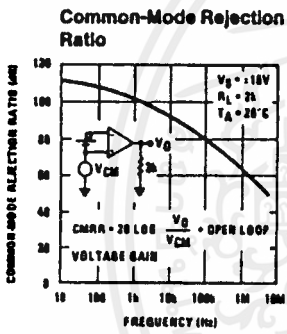
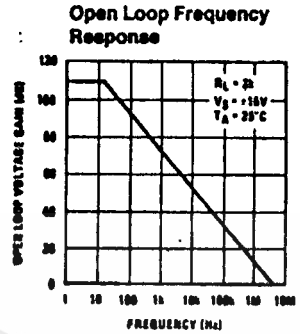
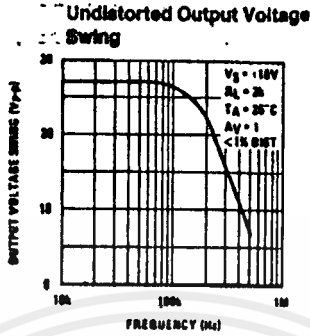
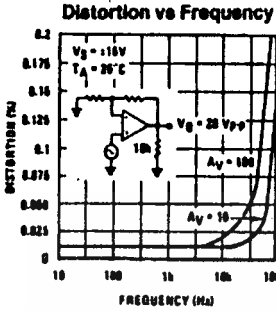
Typical Performance Characteristics



TL/H/5649-2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

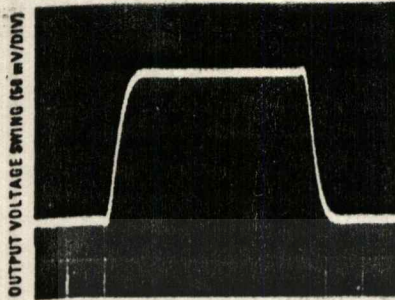
Typical Performance Characteristics (Continued)



TL/H/5048-3

Pulse Response

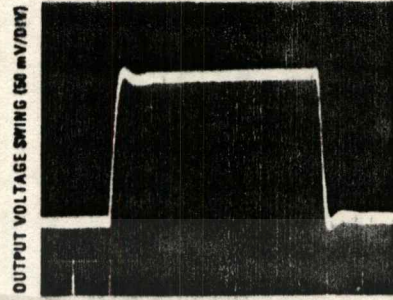
Small Signaling Inverting



TIME (0.2 μ s/DIV)

TL/H/5649-4

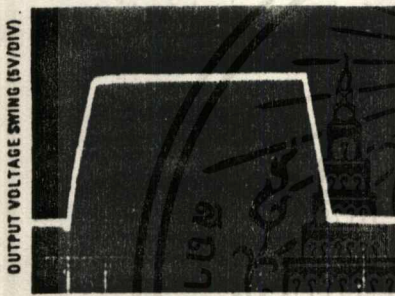
Small Signal Non-Inverting



TIME (0.2 μ s/DIV)

TL/H/5649-5

Large Signal Inverting



TIME (2 μ s/DIV)

TL/H/5649-6

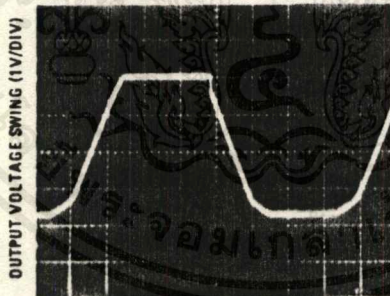
Large Signal Non-Inverting



TIME (2 μ s/DIV)

TL/H/5649-7

Current Limit ($R_L = 100\Omega$)



TIME (5 μ s/DIV)

TL/H/5649-8

Application Hints

These devices are op amps with an internally trimmed input offset voltage and JFET input devices (BI-FET II). These JFETs have large reverse breakdown voltages from gate to source and drain eliminating the need for clamps across the inputs. Therefore, large differential input voltages can easily be accommodated without a large increase in input current. The maximum differential input voltage is independent of the supply voltages. However, neither of the input voltages should be allowed to exceed the negative supply as this will cause large currents to flow which can result in a destroyed unit.

Exceeding the negative common-mode limit on either input will force the output to a high state, potentially causing a reversal of phase to the output. Exceeding the negative common-mode limit on both inputs will force the amplifier output to a high state. In neither case does a latch occur since raising the input back within the common-mode range again puts the input stage and thus the amplifier in a normal operating mode.

Application Hints (Continued)

Exceeding the positive common-mode limit on a single input will not change the phase of the output; however, if both inputs exceed the limit, the output of the amplifier will be forced to a high state.

The amplifiers will operate with a common-mode input voltage equal to the positive supply; however, the gain bandwidth and slew rate may be decreased in this condition. When the negative common-mode voltage swings to within 3V of the negative supply, an increase in input offset voltage may occur.

Each amplifier is individually biased by a zener reference which allows normal circuit operation on $\pm 6V$ power supplies. Supply voltages less than these may result in lower gain bandwidth and slew rate.

The amplifiers will drive a 2 k Ω load resistance to $\pm 10V$ over the full temperature range of 0°C to +70°C. If the amplifier is forced to drive heavier load currents, however, an increase in input offset voltage may occur on the negative voltage swing and finally reach an active current limit on both positive and negative swings.

Precautions should be taken to ensure that the power supply for the integrated circuit never becomes reversed in polarity or that the unit is not inadvertently installed backwards in a socket as an unlimited current surge through the result-

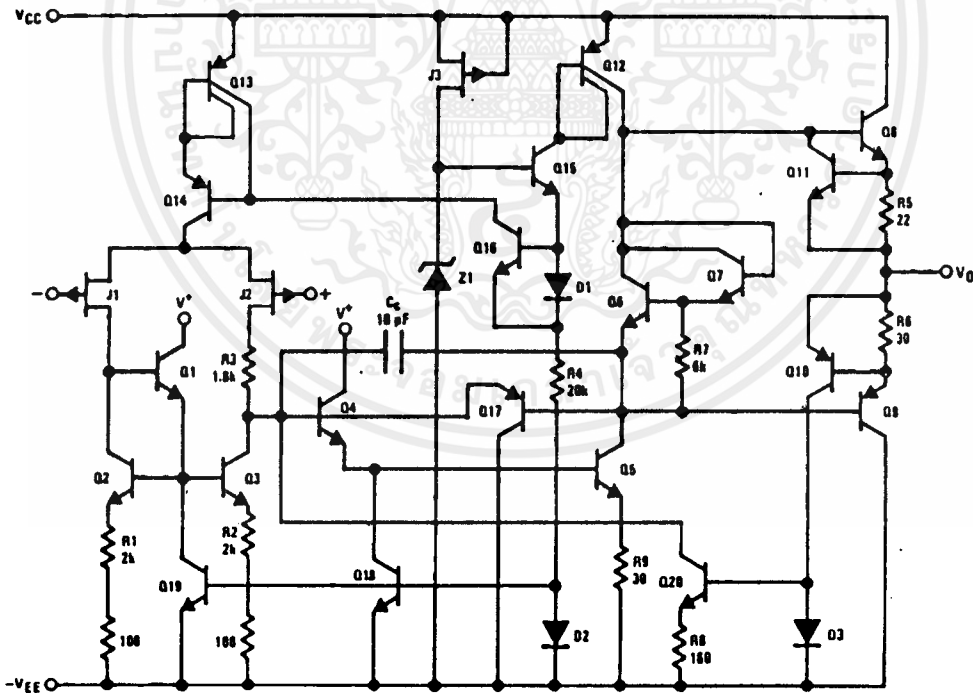
ing forward diode within the IC could cause fusing of the internal conductors and result in a destroyed unit.

Because these amplifiers are JFET rather than MOSFET input op amps they do not require special handling.

As with most amplifiers, care should be taken with lead dress, component placement and supply decoupling in order to ensure stability. For example, resistors from the output to an input should be placed with the body close to the input to minimize "pick-up" and maximize the frequency of the feedback pole by minimizing the capacitance from the input to ground.

A feedback pole is created when the feedback around any amplifier is resistive. The parallel resistance and capacitance from the input of the device (usually the inverting input) to AC ground set the frequency of the pole. In many instances the frequency of this pole is much greater than the expected 3 dB frequency of the closed loop gain and consequently there is negligible effect on stability margin. However, if the feedback pole is less than approximately 6 times the expected 3 dB frequency a lead capacitor should be placed from the output to the input of the op amp. The value of the added capacitor should be such that the RC time constant of this capacitor and the resistance it parallels is greater than or equal to the original feedback pole time constant.

Detailed Schematic

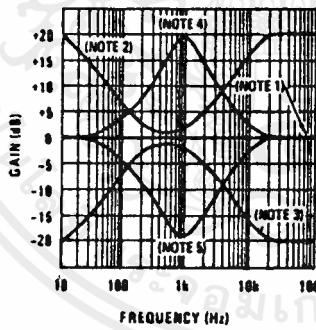
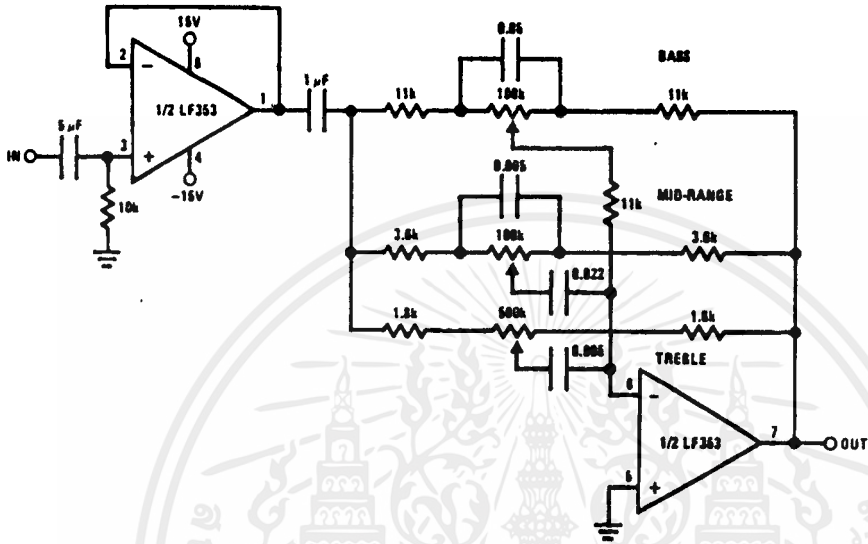


TLH/5649-9

Typical Applications

LF353

Three-Band Active Tone Control
BOOST - CUT



TL/H/5648-10

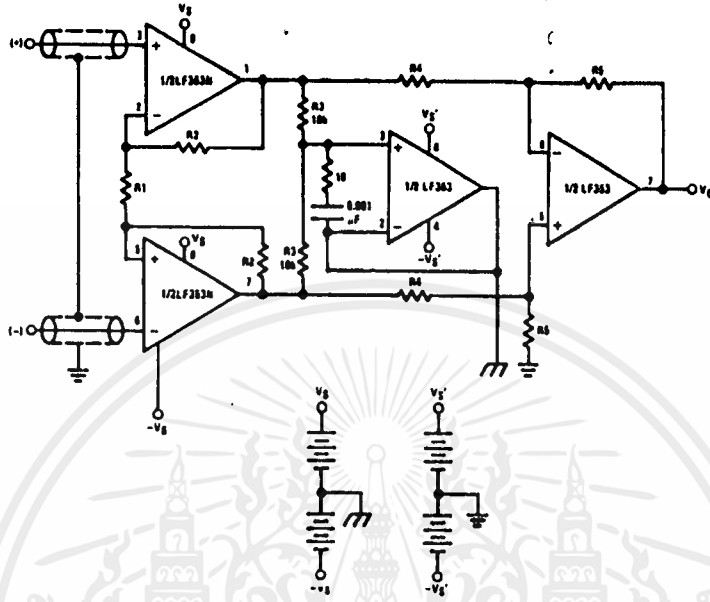
- Note 1: All controls flat.
- Note 2: Bass and treble boost, mid flat.
- Note 3: Bass and treble cut, mid flat.
- Note 4: Mid boost, bass and treble flat.
- Note 5: Mid cut, bass and treble flat.

- All potentiometers are linear taper
- Use the LF347 Quad for stereo applications

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Improved CMRR Instrumentation Amplifier



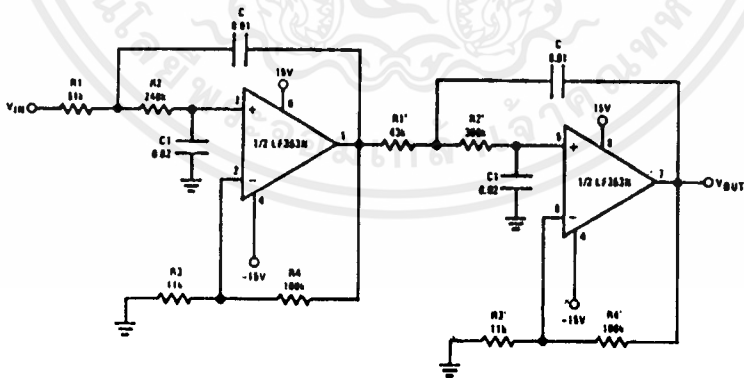
$$A_V = \left(\frac{2R_2}{R_1} + 1 \right) \frac{R_5}{R_4}$$

⏏ and ⏏ are separate isolated grounds

Matching of R2's, R4's and R5's control CMRR
With $A_{VT} = 1400$, resistor matching = 0.01%: CMRR = 136 dB

- Very high input impedance
- Super high CMRR

Fourth Order Low Pass Butterworth Filter



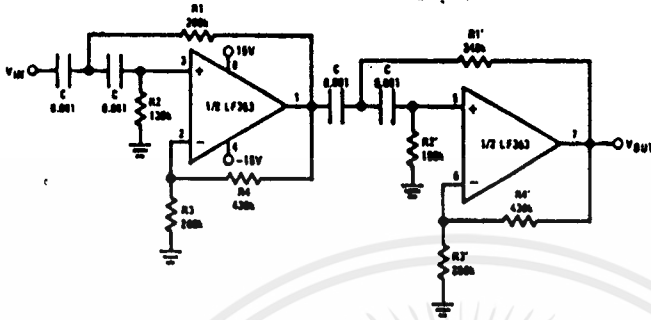
$$\bullet \text{ Corner frequency } (f_c) = \sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C C_1}} \cdot \frac{1}{2\pi} = \sqrt{\frac{1}{R_1' R_2' C C_1}} \cdot \frac{1}{2\pi}$$

- Passband gain (H_0) = $(1 + R_4/R_3) (1 + R_4'/R_3')$
- First stage Q = 1.31
- Second stage Q = 0.541
- Circuit shown uses nearest 5% tolerance resistor values for a filter with a corner frequency of 100 Hz and a passband gain of 100
- Offset nulling necessary for accurate DC performance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

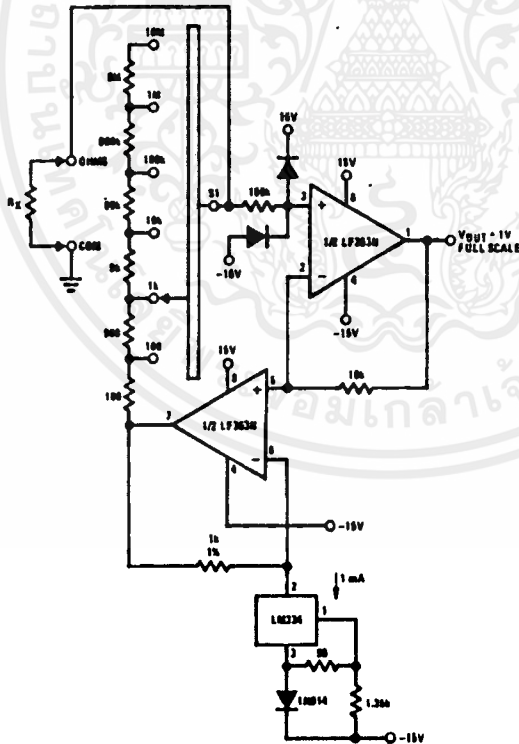
Typical Applications (Continued)

Fourth Order High Pass Butterworth Filter



- Corner frequency (f_c) = $\sqrt{\frac{1}{R_1 R_2 C^2}} \cdot \frac{1}{2\pi} = \sqrt{\frac{1}{R_1' R_2' C'^2}} \cdot \frac{1}{2\pi}$
- Passband gain (H_0) = $(1 + R_4/R_3) (1 + R_4'/R_3')$
- First stage Q = 1.31
- Second stage Q = 0.541
- Circuit shown uses closest 5% tolerance resistor values for a filter with a corner frequency of 1 kHz and a passband gain of 10.

Ohms to Volts Converter



$$V_O = \frac{1V}{R_{LADDER}} \times R_x$$

Where R_{LADDER} is the resistance from switch S1 pole to pin 7 of the LF353.

TL/H/5649-13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

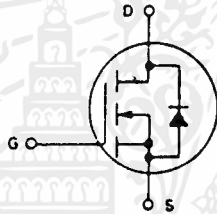
MOTOROLA SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

**IRF840
IRF841
IRF842
IRF843**

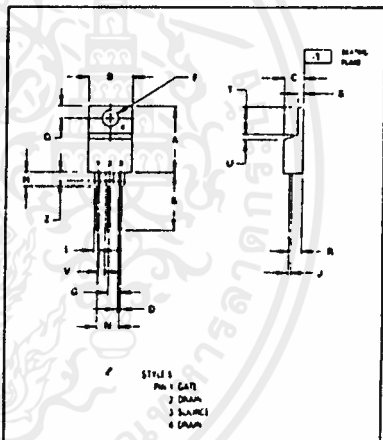
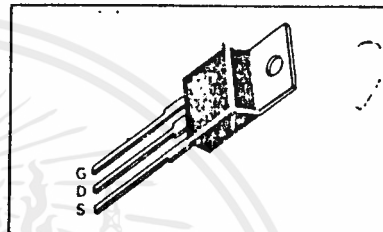
**N-CHANNEL ENHANCEMENT-MODE SILICON GATE
TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR**

These TMOS Power FETs are designed for high voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds
- Low $r_{DS(on)}$ to Minimize On-Losses Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



Part Number	V _{DSS}	r _{DS(on)}	I _D
IRF840	500 V	0.85 Ω	8.0 A
IRF841	450 V	0.85 Ω	8.0 A
IRF842	500 V	1.10 Ω	7.0 A
IRF843	450 V	1.10 Ω	7.0 A



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	IRF				Unit
		840	841	842	843	
Drain-Source Voltage	V _{DSS}	500	450	500	450	Vdc
Drain-Gate Voltage (R _{GS} = 1.0 mΩ)	V _{DGR}	500	450	500	450	Vdc
Gate-Source Voltage	V _{GS}	± 20				Vdc
Drain Current Continuous	I _D	8.0		7.0		Adc
Drain Current Pulsed	I _{DM}	32		28		
Total Power Dissipation @ T _C = 25°C Derate above 25°C	P _D	.125 1.0				Watts W/°C
Operating and Storage Temperature Range	T _J , T _{stg}	55 to 150				°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Thermal Resistance Junction to Case	R _{θJC}	1.0	°C/W
Junction to Ambient	R _{θJA}	62.5	
Maximum Lead Temp for Soldering Purposes, 1" from Case for 5 Seconds	T _L	275	°C

See the MTP845 Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for the product on this data sheet. The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate worst case design.

- NOTES
1. DRAIN CURRENT AND TOTAL POWER ARE DERATED FROM 25°C.
 2. CONTINUOUS DRAIN CURRENT DERATED FROM 25°C.
 3. DRN 2 LEADS & ZONE BOND ALL DRN AND LEAD BOND LEADS ARE ALLOWED.

Symbol	Min	Typ	Max
A	1.10	1.15	1.20
B	1.10	1.15	1.20
C	1.10	1.15	1.20
D	1.10	1.15	1.20
E	1.10	1.15	1.20
F	1.10	1.15	1.20
G	1.10	1.15	1.20
H	1.10	1.15	1.20
I	1.10	1.15	1.20
J	1.10	1.15	1.20
K	1.10	1.15	1.20
L	1.10	1.15	1.20
M	1.10	1.15	1.20
N	1.10	1.15	1.20
O	1.10	1.15	1.20
P	1.10	1.15	1.20
Q	1.10	1.15	1.20
R	1.10	1.15	1.20
S	1.10	1.15	1.20
T	1.10	1.15	1.20
U	1.10	1.15	1.20
V	1.10	1.15	1.20
W	1.10	1.15	1.20
X	1.10	1.15	1.20
Y	1.10	1.15	1.20
Z	1.10	1.15	1.20

CASE 221A-04
TO-220AB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF840-843

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Drain-Source Breakdown Voltage ($V_{GS} = 0, I_D = 0.25 \text{ mA}$)	IRF841, IRF843 IRF840, IRF842	$V_{(BR)DSS}$	450 500	— —	Vdc
Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{DS} = \text{Rated } V_{DSS}, V_{GS} = 0$) ($V_{DS} = 0.8 \text{ Rated } V_{DSS}, V_{GS} = 0, T_J = 125^\circ\text{C}$)		I_{DSS}	— —	0.25 1.00	mAdc
Gate-Body Leakage Current, Forward ($V_{GSF} = 20 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$)		I_{GSSF}	—	500	nAdc
Gate-Body Leakage Current, Reverse ($V_{GSR} = 20 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$)		I_{GSSR}	—	500	nAdc
ON CHARACTERISTICS*					
Gate Threshold Voltage ($V_{DS} = V_{GS}, I_D = 0.25 \text{ mA}$)		$V_{GS(th)}$	2.0	4.0	Vdc
Static Drain-Source On Resistance ($V_{GS} = 10 \text{ Vdc}, I_D = 4.0 \text{ Adc}$)	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843	$r_{DS(on)}$	— —	0.85 1.0	Ohm
On-State Drain Current ($V_{GS} = 10 \text{ V}$) ($V_{DS} = 6.8 \text{ Vdc}$) ($V_{DS} = 7.0 \text{ Vdc}$)	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843	$I_{D(on)}$	8.0 7.0	— —	Adc
Forward Transconductance ($V_{DS} = 6.8 \text{ V}, I_D = 4.0 \text{ A}$) ($V_{DS} = 7.0 \text{ V}, I_D = 4.0 \text{ A}$)	IRF840, IRF841 IRF842, IRF843	g_{FS}	4.0 4.0	— —	mhos
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Input Capacitance	$(V_{DS} = 25 \text{ V}, V_{GS} = 0, f = 1.0 \text{ MHz})$	C_{iss}	—	1600	pf
Output Capacitance		C_{oss}	—	350	
Reverse Transfer Capacitance		C_{riss}	—	150	
SWITCHING CHARACTERISTICS*					
Turn-On Delay Time	$(V_{DD} = 200 \text{ V}, I_D = 4.0 \text{ A}, R_{\theta(jc)} = 4.7 \text{ Ohms})$	$t_{d(on)}$	—	35	ns
Rise Time		t_r	—	15	
Turn-Off Delay Time		$t_{d(off)}$	—	90	
Fall Time		t_f	—	30	
Total Gate Charge	$(V_{GS} = 10 \text{ V}, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } V_{DSS}, I_D = \text{Rated } I_D)$	Q_g	40 (Typ)	60	nC
Gate-Source Charge		Q_{gs}	20 (Typ)	—	
Gate-Drain Charge		Q_{gd}	20 (Typ)	—	
SOURCE DIODE CHARACTERISTICS*					
Forward On-Voltage	$(I_S = \text{Rated } I_D, V_{GS} = 0)$	V_{SD}	—	1.9 (1)	Vdc
Forward Turn-On Time		t_{on}	Limited by stray inductance		
Reverse Recovery Time		t_{rr}	600 (Typ)	—	ns
INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE (TO-220)					
Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on tab to center of die) (Measured from the drain lead 0.25" from package to center of die)	L_d	3.5 (Typ) 4.5 (Typ)	— —	— —	nH
Internal Source Inductance (Measured from the source lead 0.25" from package to source bond pad)	L_s	7.5 (Typ)	—	—	

*Pulse Test, Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$
 (1) Add 0.1 V for IRF840 and IRF841

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Monolithic Function Generator

GENERAL DESCRIPTION

The XR-2206 is a monolithic function generator integrated circuit capable of producing high quality sine, square, triangle, ramp, and pulse waveforms of high-stability and accuracy. The output waveforms can be both amplitude and frequency modulated by an external voltage. Frequency of operation can be selected externally over a range of 0.01 Hz to more than 1 MHz.

The circuit is ideally suited for communications, instrumentation, and function generator applications requiring sinusoidal tone, AM, FM, or FSK generation. It has a typical drift specification of 20 ppm/°C. The oscillator frequency can be linearly swept over a 2000:1 frequency range, with an external control voltage, having a very small affect on distortion.

FEATURES

Low-Sine Wave Distortion	.5%, Typical
Excellent Temperature Stability	20 ppm/°C, Typical
Wide Sweep Range	2000:1, Typical
Low-Supply Sensitivity	0.01%V, Typical
Linear Amplitude Modulation	
TTL Compatible FSK Controls	
Wide Supply Range	10V to 26V
Adjustable Duty Cycle	1% to 99%

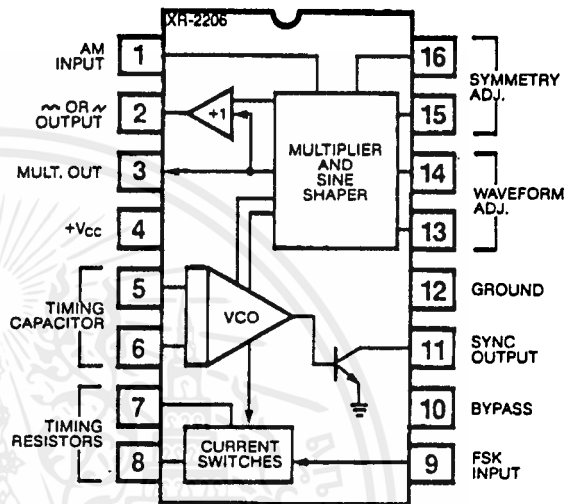
APPLICATIONS

Waveform Generation
Sweep Generation
AM/FM Generation
V/F Conversion
FSK Generation
Phase-Locked Loops (VCO)

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Power Supply	26V
Power Dissipation	750 mW
Derate Above 25°C	5 mW/°C
Total Timing Current	6 mA
Storage Temperature	-65°C to +150°C

FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM



ORDERING INFORMATION

Part Number	Package	Operating Temperature
XR-2206M	Ceramic	-55°C to +125°C
XR-2206N	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206P	Plastic	0°C to +70°C
XR-2206CN	Ceramic	0°C to +70°C
XR-2206CP	Plastic	0°C to +70°C

SYSTEM DESCRIPTION

The XR-2206 is comprised of four functional blocks; a voltage-controlled oscillator (VCO), an analog multiplier and sine-shaper; a unity gain buffer amplifier; and a set of current switches.

The VCO actually produces an output frequency proportional to an input current, which is produced by a resistor from the timing terminals to ground. The current switches route one of the timing pins current to the VCO controlled by an FSK input pin, to produce an output frequency. With two timing pins, two discrete output frequencies can be independently produced for FSK Generation Applications.

XR-2206

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Test Conditions: Test Circuit of Figure 1, $V^+ = 12V$, $T_A = 25^\circ$, $C = 0.01 \mu F$, $R_1 = 100 k\Omega$, $R_2 = 10 k\Omega$, $R_3 = 25 k\Omega$ unless otherwise specified. S_1 open for triangle, closed for sine wave.

PARAMETER	XR-2206M			XR-2206C			UNIT	CONDITIONS
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.		
GENERAL CHARACTERISTICS								
Single Supply Voltage	10		26	10		26	V	
Split-Supply Voltage	± 5		± 13	± 5		± 13	V	
Supply Current		12	17		14	20	mA	$R_1 > 10 k\Omega$
OSCILLATOR SECTION								
Max. Operating Frequency	0.5	1		0.5	1		MHz	$C = 1000 pF$, $R_1 = 1 k\Omega$
Lowest Practical Frequency		0.01			0.01		Hz	$C = 50 \mu F$, $R_1 = 2 M\Omega$
Frequency Accuracy		± 1	± 4		± 2		% of f_0	$f_0 = 1/R_1 C$
Temperature Stability		± 10	± 50		± 20		ppm/ $^\circ C$	$0^\circ C < T_A < 75^\circ C$, $R_1 = R_2 = 20 k\Omega$
Supply Sensitivity		0.01	0.1		0.01		%/V	$V_{LOW} = 10V$, $V_{HIGH} = 20V$, $R_1 = R_2 = 20 k\Omega$
Sweep Range	1000:1	2000:1			2000:1		$f_H = f_L$	$f_H @ R_1 = 1 k\Omega$ $f_L @ R_1 = 2 M\Omega$
Sweep Linearity								
10:1 Sweep		2			2		%	$f_L = 1 kHz$, $f_H = 10 kHz$
1000:1 Sweep		8			8		%	$f_L = 100 Hz$, $f_H = 100 kHz$
FM Distortion		0.1			0.1		%	$\pm 10\%$ Deviation
Recommended Timing Components								
Timing Capacitor: C	0.001		100	0.001		100	μF	See Figure 4.
Timing Resistors: R_1 & R_2	1		2000	1		2000	$k\Omega$	
Triangle Sine Wave Output								See Note 1, Figure 2.
Triangle Amplitude		160			160		mV/ $k\Omega$	Figure 1, S_1 Open
Sine Wave Amplitude	40	60	80		60		mV/ $k\Omega$	Figure 1, S_1 Closed
Max. Output Swing		6			6		V p-p	
Output Impedance		600			600		Ω	
Triangle Linearity		1			1		%	
Amplitude Stability		0.5			0.5		dB	For 1000:1 Sweep
Sine Wave Amplitude Stability		4800			4800		ppm/ $^\circ C$	See Note 2.
Sine Wave Distortion								
Without Adjustment		2.5			2.5		%	$R_1 = 30 k\Omega$
With Adjustment		0.4	1.0		0.5	1.5	%	See Figures 6 and 7.
Amplitude Modulation								
Input Impedance	50	100		50	100		$k\Omega$	
Modulation Range		100			100		%	
Carrier Suppression		55			55		dB	
Linearity		2			2		%	For 95% modulation
Square-Wave Output								
Amplitude		12			12		V p-p	Measured at Pin 11.
Rise Time		250			250		nsec	$C_L = 10 pF$
Fall Time		50			50		nsec	$C_L = 10 pF$
Saturation Voltage		0.2	0.4		0.2	0.6	V	$I_L = 2 mA$
Leakage Current		0.1	20		0.1	100	μA	$V_{11} = 26V$
FSK Keying Level (Pin 9)	0.8	1.4	2.4	0.8	1.4	2.4	V	See section on circuit controls
Reference Bypass Voltage	2.9	3.1	3.3	2.5	3	3.5	V	Measured at Pin 10.

Note 1: Output amplitude is directly proportional to the resistance, R_3 , on Pin 3. See Figure 2.

Note 2: For maximum amplitude stability, R_3 should be a positive temperature coefficient resistor.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XR-2206

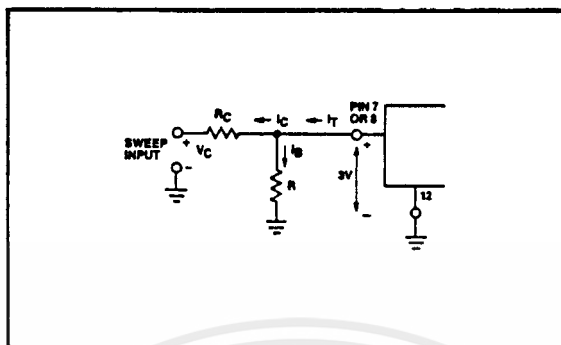


Figure 9: Circuit Connection for Frequency Sweep.

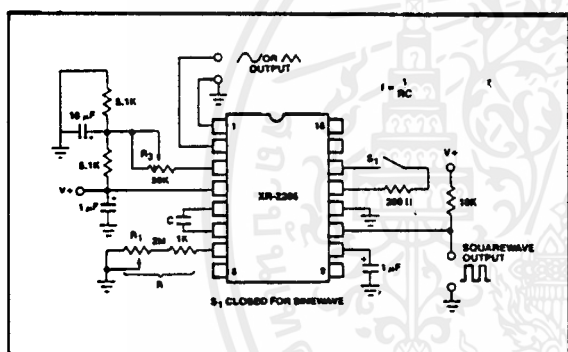
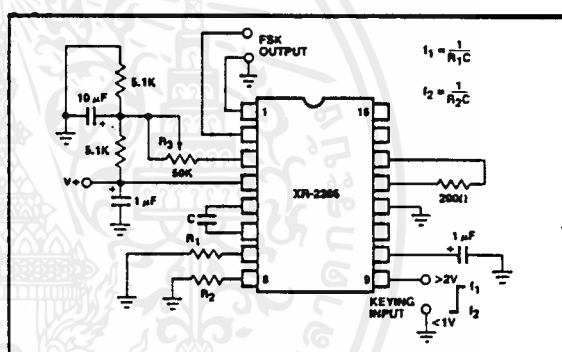
Figure 10: Circuit for Sine Wave Generation without External Adjustment. (See Figure 2 for Choice of R_3 .)

Figure 12: Sinusoidal FSK Generator.

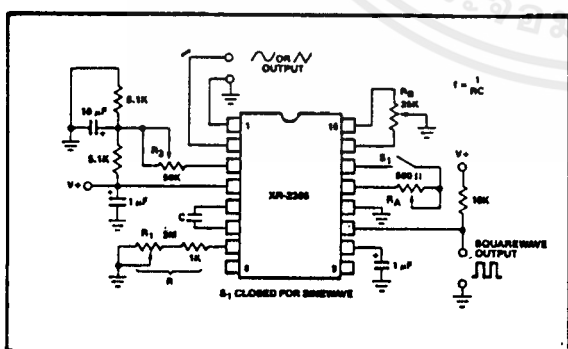
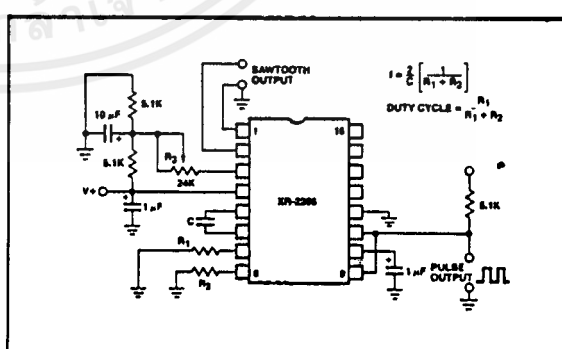
Figure 11: Circuit for Sine Wave Generation with Minimum Harmonic Distortion. (R_3 Determines Output Swing – See Figure 2.)

Figure 13: Circuit for Pulse and Ramp Generation.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

XR-2206

Frequency-Shift Keying:

The XR-2206 can be operated with two separate timing resistors, R_1 and R_2 , connected to the timing Pin 7 and 8, respectively, as shown in Figure 12. Depending on the polarity of the logic signal at Pin 9, either one or the other of these timing resistors is activated. If Pin 9 is open-circuited or connected to a bias voltage $\geq 2V$, only R_1 is activated. Similarly, if the voltage level at Pin 9 is $\leq 1V$, only R_2 is activated. Thus, the output frequency can be keyed between two levels, f_1 and f_2 , as:

$$f_1 = 1/R_1C \text{ and } f_2 = 1/R_2C$$

For split-supply operation, the keying voltage at Pin 9 is referenced to V^- .

Output DC Level Control:

The dc level at the output (Pin 2) is approximately the same as the dc bias at Pin 3. In Figures 10, 11 and 12, Pin 3 is biased midway between V^+ and ground, to give an output dc level of $\approx V^+/2$.

APPLICATIONS INFORMATION

Sine Wave Generation

Without External Adjustment:

Figure 10 shows the circuit connection for generating a sinusoidal output from the XR-2206. The potentiometer, R_1 at Pin 7, provides the desired frequency tuning. The maximum output swing is greater than $V^+/2$, and the typical distortion (THD) is $< 2.5\%$. If lower sine wave distortion is desired, additional adjustments can be provided as described in the following section.

The circuit of Figure 10 can be converted to split-supply operation, simply by replacing all ground connections with V^- . For split-supply operation, R_3 can be directly connected to ground.

With External Adjustment:

The harmonic content of sinusoidal output can be reduced to $\approx 0.5\%$ by additional adjustments as shown in Figure 11. The potentiometer, R_A , adjusts the sine-shaping resistor, and R_B provides the fine adjustment for the waveform symmetry. The adjustment procedure is as follows:

1. Set R_B at midpoint, and adjust R_A for minimum distortion.
2. With R_A set as above, adjust R_B to further reduce distortion.

Triangle Wave Generation

The circuits of Figures 10 and 11 can be converted to triangle wave generation, by simply open-circuiting Pin 13 and 14 (i.e., S_1 open). Amplitude of the triangle is approximately twice the sine wave output.

FSK Generation

Figure 12 shows the circuit connection for sinusoidal FSK signal operation. Mark and space frequencies can be independently adjusted, by the choice of timing resistors, R_1 and R_2 ; the output is phase-continuous during transitions. The keying signal is applied to Pin 9. The circuit can be converted to split-supply operation by simply replacing ground with V^- .

Pulse and Ramp Generation

Figure 13 shows the circuit for pulse and ramp waveform generation. In this mode of operation, the FSK keying terminal (Pin 9) is shorted to the square-wave output (Pin 11), and the circuit automatically frequency-shift keys itself between two separate frequencies during the positive-going and negative-going output waveforms. The pulse width and duty cycle can be adjusted from 1% to 99%, by the choice of R_1 and R_2 . The values of R_1 and R_2 should be in the range of $1 \text{ k}\Omega$ to $2 \text{ M}\Omega$.

XR-2206

PRINCIPLES OF OPERATION

Description of Controls

Frequency of Operation:

The frequency of oscillation, f_o , is determined by the external timing capacitor, C , across Pin 5 and 6, and by the timing resistor, R , connected to either Pin 7 or 8. The frequency is given as:

$$f_o = \frac{1}{RC} \text{ Hz}$$

and can be adjusted by varying either R or C . The recommended values of R , for a given frequency range, are shown in Figure 4. Temperature stability is optimum for $4 \text{ k}\Omega < R < 200 \text{ k}\Omega$. Recommended values of C are from 1000 pF to $100 \text{ }\mu\text{F}$.

Frequency Sweep and Modulation:

Frequency of oscillation is proportional to the total timing current, I_T , drawn from Pin 7 or 8:

$$f = \frac{320I_T \text{ (mA)}}{C \text{ (}\mu\text{F)}} \text{ Hz}$$

Timing terminals (Pin 7 or 8) are low-impedance points, and are internally biased at $+3\text{V}$, with respect to Pin 12. Frequency varies linearly with I_T , over a wide range of current values, from $1 \text{ }\mu\text{A}$ to 3 mA . The frequency can be controlled by applying a control voltage, V_C , to the activated timing pin as shown in Figure 9. The frequency of oscillation is related to V_C as:

$$f = \frac{1}{RC} \left(1 + \frac{R}{RC} \left(1 - \frac{V_C}{3} \right) \right) \text{ Hz}$$

where V_C is in volts. The voltage-to-frequency conversion gain, K , is given as:

$$K = \partial f / \partial V_C = - \frac{0.32}{RC} \text{ Hz/V}$$

CAUTION: For safe operation of the circuit, I_T should be limited to $\leq 3 \text{ mA}$.

Output Amplitude:

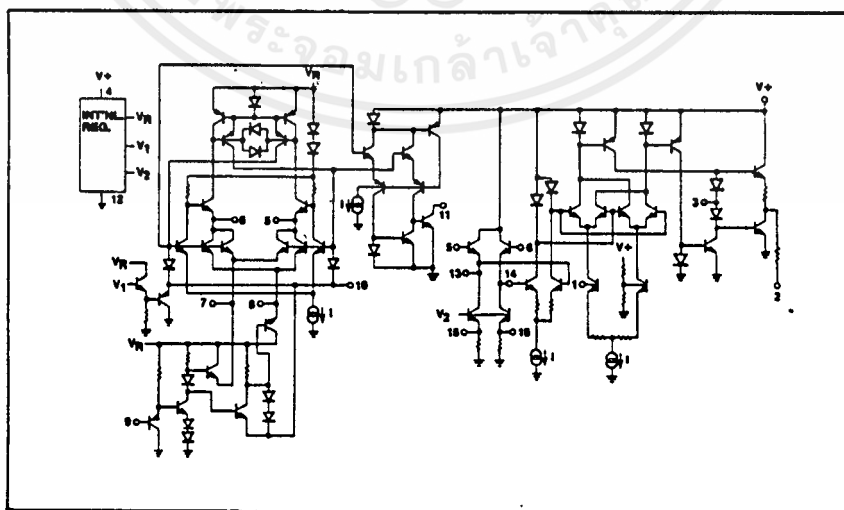
Maximum output amplitude is inversely proportional to the external resistor, R_3 , connected to Pin 3 (see Figure 2). For sine wave output, amplitude is approximately 60 mV peak per $\text{k}\Omega$ of R_3 ; for triangle, the peak amplitude is approximately 160 mV peak per $\text{k}\Omega$ of R_3 . Thus, for example, $R_3 = 50 \text{ k}\Omega$ would produce approximately $\pm 3\text{V}$ sinusoidal output amplitude.

Amplitude Modulation:

Output amplitude can be modulated by applying a dc bias and a modulating signal to Pin 1. The internal impedance at Pin 1 is approximately $100 \text{ k}\Omega$. Output amplitude varies linearly with the applied voltage at Pin 1, for values of dc bias at this pin, within ± 4 volts of $V^+/2$ as shown in Figure 5. As this bias level approaches $V^+/2$, the phase of the output signal is reversed, and the amplitude goes through zero. This property is suitable for phase-shift keying and suppressed-carrier AM generation. Total dynamic range of amplitude modulation is approximately 55 dB .

CAUTION: AM control must be used in conjunction with a well-regulated supply, since the output amplitude now becomes a function of V^+ .

EQUIVALENT SCHEMATIC DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



HIGH QUALITY FUNCTION GENERATOR SYSTEM WITH THE XR-2206

INTRODUCTION

January 1982

Waveform or function generators capable of producing am/fm modulated sine wave outputs find a wide range of applications in electrical measurement and laboratory instrumentation. This application note describes the design, construction and the performance of such a complete function generator system suitable for laboratory usage or hobbyist applications. The entire function generator is comprised of a single XR-2206 monolithic IC and a limited number of passive circuit components. It provides the engineer, student, or hobbyist with a highly versatile laboratory instrument for waveform generation at a very small fraction of the cost of conventional function generators available today.

(a) **Frequency Ranges:** The function generator system is designed to operate over four overlapping frequency ranges:

- 1 Hz to 100 Hz
- 10 Hz to 1 kHz
- 100 Hz to 10 kHz
- 1 kHz to 100 kHz

The range selection is made by switching in different timing capacitors.

(b) **Frequency Setting:** At any range setting, frequency can be varied over a 100:1 tuning range with a potentiometer (see R₁₃ of Figure 1).

(c) **Frequency Accuracy:** Frequency accuracy of the XR-2206 is set by the timing resistor R and the timing capacitor C, and is given as:

$$f = 1/RC$$

The above expression is accurate to within $\pm 5\%$ at any range setting. The timing resistor R is the series combination of resistors R₄ and R₁₃ of Figure 1. The timing capacitor C is any one of the capacitors C₃ through C₆, shown in the figure.

(d) **Sine and Triangle Output:** The sine and triangle output amplitudes are variable from 0 V to 6 V_{pp}. The amplitude is set by an external potentiometer, R₁₂ of Figure 1. At any given amplitude setting, the triangle output amplitude is approximately twice as high as the sinewave output. The internal impedance of the output is 600 Ω .

(e) **Sinewave Distortion:** The total harmonic distortion of sinewave is less than 1 % from 10 Hz to 10 kHz and less than 3 % over the entire frequency range. The selection of a waveform is made by the triangle/sine selector switch, S₂.

(f) **Sync Output:** The sync output provides a 50 % duty cycle pulse output with either full swing or upper half swing of the supply voltage depending on the choice of sync output terminals on the printed circuit board (see Figure 1).

GENERAL DESCRIPTION

The basic circuit configuration and the external components necessary for the high-quality function generator system is shown in Figure 1. The circuit shown in the figure is designed to operate with either a 12 V single power supply, or with ± 6 V split supplies. For most applications, split-supply operation is preferred since it results in an output dc level which is nearly at ground potential.

The circuit configuration of Figure 1 provides three basic waveforms: sine, triangle and square wave. There are four overlapping frequency ranges which give an overall frequency range of 1 Hz to 100 kHz. In each range, the frequency may be varied over a 100:1 tuning range.

The sine or triangle output can be varied from 0 to over 6 V (peak to peak) from a 600 ohm source at the output terminal.

A squarewave output is available at the sync output terminal for oscilloscope synchronizing or driving logic circuits.

TYPICAL PERFORMANCE CHARACTERISTICS

The performance characteristics listed below are not guaranteed or warranted by Exar. However, they represent the typical performance characteristics measured by Exar's application engineers during the laboratory evaluation of the function generator system shown in Figure 1. The typical performance specifications listed below apply only when all of the recommended assembly instructions and adjustment procedures are followed:

EXAR INTEGRATED SYSTEMS, INC.

750 Palomar Avenue, Sunnyvale, CA 94088

(408) 732-7970 TWX 910-339-9233

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

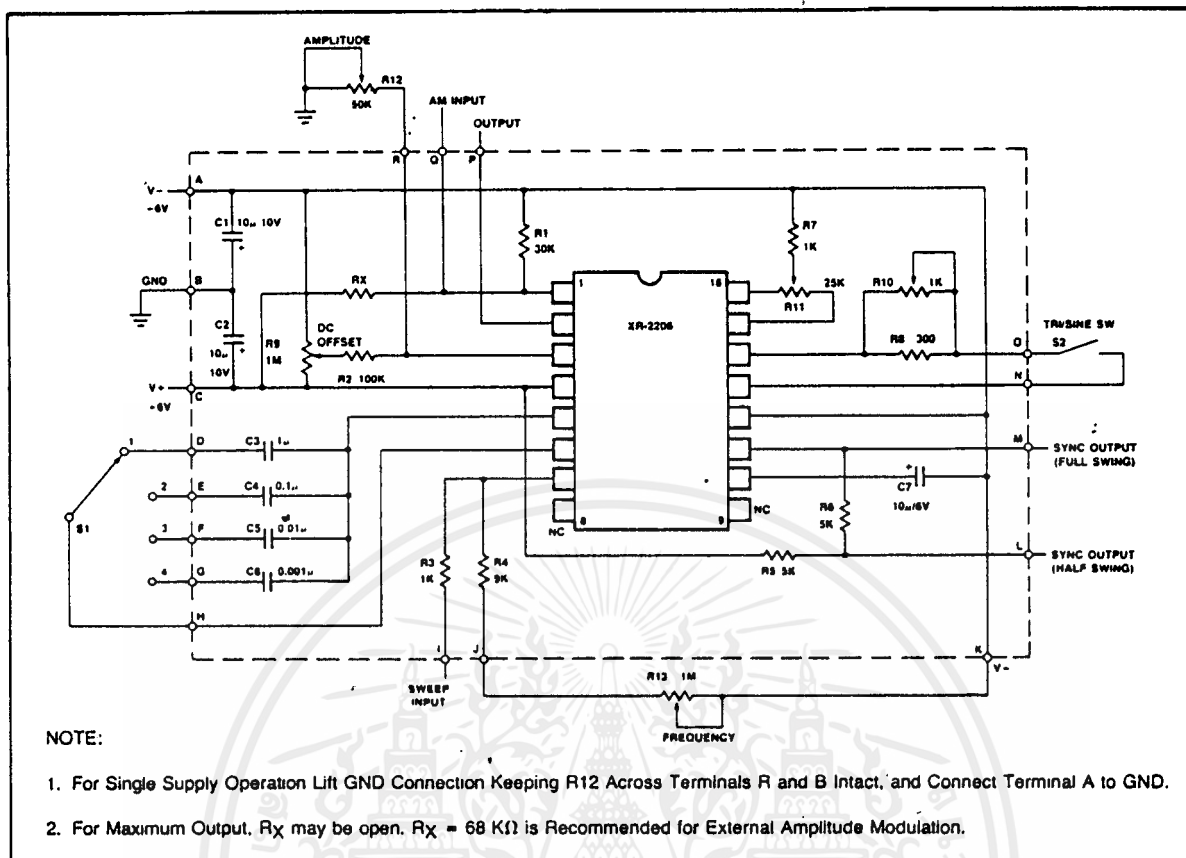


Figure 1. Circuit Connection Diagram for Function Generator. (See Note 1 for Single Supply Operation.)

(g) **Frequency Modulation (External Sweep):** Frequency can be modulated or swept by applying an external control voltage to sweep terminal (Terminal I of Figure 1). When not used, this terminal should be left open-circuited. The open circuit voltage at this terminal is approximately 3 V above the negative supply voltage and its impedance is approximately 1000 ohms.

(h) **Amplitude Modulation:** The output amplitude varies linearly with modulation voltage applied to am input (terminal Q of Figure 1). The output amplitude reaches its minimum as the am control voltage approaches the half of the total power supply voltage. The phase of the output signal reverses as the amplitude goes through its minimum value. The total dynamic range is approximately 55 dB, with am control voltage range of 4 V referenced to the half of the total supply voltage. When not used, am terminal should be left open-circuited.

(i) **Power Source:** Split supplies: ± 6 V, or single supply: +12 V. Supply Current 15 mA (see Figure 3).

EXPLANATION OF CIRCUIT CONTROLS:

Switches

Range Select Switch, S1: Selects the frequency range of operation for the function generator. The frequency is

2

inversely proportional to the timing capacitor connected across Pins 5 and 6 of the XR-2206 circuit. Nominal capacitance values and frequency ranges corresponding to switch positions of S1 are as follows:

Position	Nominal Range	Timing Capacitance
1	1 Hz to 100 Hz	1 μ F
2	10 Hz to 1 kHz	0.1 μ F
3	100 Hz to 10 kHz	0.01 μ F
4	1 Hz to 100 kHz	0.001 μ F

If additional frequency ranges are needed, they can be added by introducing additional switch positions.

Triangle/Sine Waveform Switch, S2: Selects the triangle or sine output waveform.

Trimmers and Potentiometers

Dc Offset Adjustment, R9: The potentiometer used for adjusting the dc offset level of the triangle or sine output waveform.

Sinewave Distortion Adjustment, R10: Adjusted to minimize the harmonic content of sinewave output.

Sinewave Symmetry Adjustment, R11: Adjusted to optimize the symmetry of the sinewave output.

Amplitude Control, R12: Sets the amplitude of the triangle or sinewave output.

Frequency Adjust, R13: Sets the oscillator frequency for any range setting of S1. Thus, R13 serves as a frequency dial on a conventional waveform generator and varies the frequency of the oscillator over an approximate 100 to 1 range.

Terminals

- A. Negative Supply -6 V
- B. Ground
- C. Positive Supply +6 V
- D. Range 1, timing capacitor terminal
- E. Range 2, timing capacitor terminal
- F. Range 3, timing capacitor terminal
- G. Range 4, timing capacitor terminal
- H. Timing capacitor common terminal
- I. Sweep Input
- J. Frequency adjust potentiometer terminal
- K. Frequency adjust potentiometer negative supply terminal
- L. Sync output (1/2 swing)
- M. Sync output (full swing)
- N. Triangle/sine waveform switch terminals
- O. Triangle/sine, waveform switch terminals
- P. Triangle or sinewave output
- Q. AM input
- R. Amplitude control terminal

PARTS LIST

The following is a list of external circuit components necessary to provide the circuit interconnections shown in Figure 1.

Capacitors:

- C1, C2, C7 Electrolytic, 10 μ F, 10 V
- C3 Mylar, 1 μ F, nonpolar, 10 %
- C4 Mylar, 0.1 μ F, 10 %
- C5 Mylar, 0.01 μ F, 10 %
- C6 Mylar, 1000 pF, 10 %

Resistors:

- R1 30 K Ω , 1/4 W, 10 %
- R2 100 K Ω , 1/4 W, 10 %
- R3, R7 1 K Ω , 1/4 W, 10 %
- R4 9 K Ω , 1/4 W, 10 %
- R5, R6 5 K Ω , 1/4 W, 10 %
- R8 300 Ω , 1/4 W, 10 %
- RX 62 K Ω , 1/4 W, 10 % (RX can be eliminated for maximum output)

Potentiometers:

- R9 Trim, 1 M Ω , 1/4 W
- R10 Trim, 1 K Ω , 1/4 W
- R11 Trim, 25 K Ω , 1/4 W

The following additional items are recommended to convert the circuit of Figure 1 to a complete laboratory instrument:

Potentiometers:

- R12 Amplitude control, linear, 50 K Ω
- R13 Frequency control, audio taper, 1 M Ω

Switches:

- S1 Rotary switch, 1-pole, 4 positions
- S2 Toggle or slide, SPST

Case:

7" x 4" x 4" (approx.) Metal or Plastic
(See Figures 4(a) and 4(b).)

Power Supply:

Dual supplies \pm 6 V or single +12 V
Batteries or power supply unit
(See Figures 3(a) and 3(b).)

Miscellaneous:

Knobs, solder, wires, terminals, etc.

BOARD LAYOUT

Figures 2(a) and 2(b) show the recommended printed-circuit board layout for the function generator circuit of Figure 1.

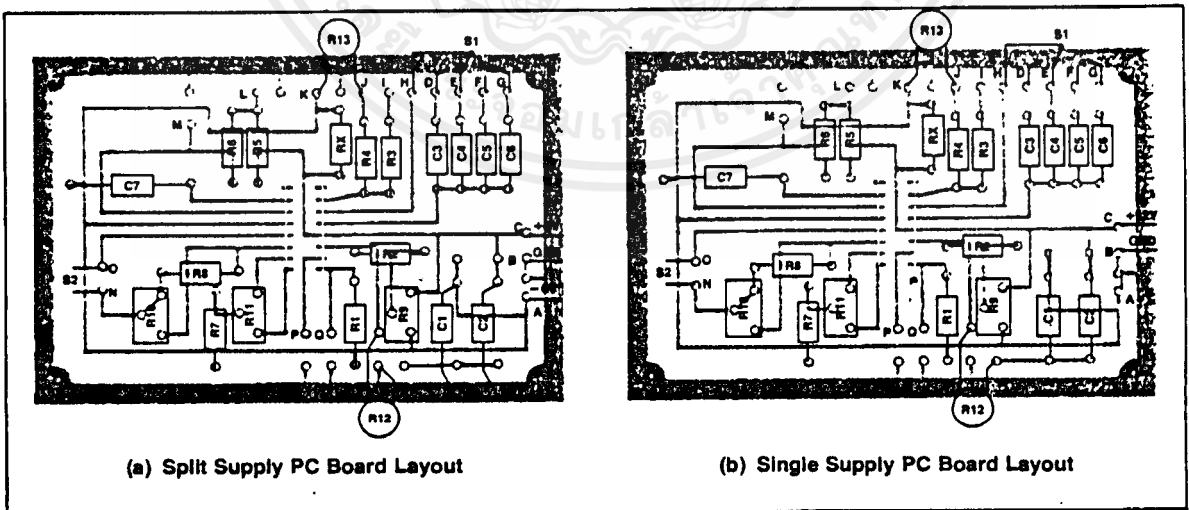


Figure 2. Recommended PC Board Layout for Function Generator Circuit of Figure 1.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

RECOMMENDED ASSEMBLY PROCEDURE

The following instructions and recommendations for the assembly of the function generator assume that the basic PC board layout of Figure 2(a) or 2(b) is used in the circuit assembly.

All the parts of the generator, with the exception of frequency adjust potentiometer, amplitude control potentiometer, triangle/sine switch and frequency range select switch, are mounted on the circuit board.

Install and solder all resistors, capacitors and trimmer resistors on the PC board first. Be sure to observe the polarity of capacitors C1, C2, C7. The timing capacitors C3, C4, C5 and C6 must be non-polar type. Now install IC1 on the board. We recommend the use of an IC socket to prevent possible damage to the IC during soldering and to provide for easy replacement in case of a malfunction.

The entire generator board along with power supply or batteries and several switches and potentiometers will fit into a case of the type readily available at electronic hobby shops. It will be necessary to obtain either output jacks or terminals for the outputs and am and frequency sweep inputs.

Install the frequency adjust pot, the frequency range select switch, the output amplitude control pot, the power switch, and the triangle/sine switch on the case. Next, install the PC board in the case, along with a power supply.

Any simple power supply having reasonable regulation may be used. Figure 3 gives some recommended power supply configurations.

Precaution: Keep the lead lengths small for the range selector switch.

ADJUSTMENT PROCEDURE

When assembly is completed and you are ready to put the function generator into operation, make sure that the polarity of power supply and the orientation of the IC unit are correct. Then apply the dc power to the unit.

To adjust for minimum distortion, connect the scope probe to the triangle/sine output. Close S2 and adjust the amplitude control to give non-clipping maximum swing. Then adjust R10 and R11 alternately for minimum distortion by observing the sinusoidal waveform. If a distortion meter is available, you may use it as a final check on the setting of sine-shaping trimmers. The minimum distortion obtained in this manner is typically less than 1% from 1 Hz to 10 kHz and less than 3% over the entire frequency range.

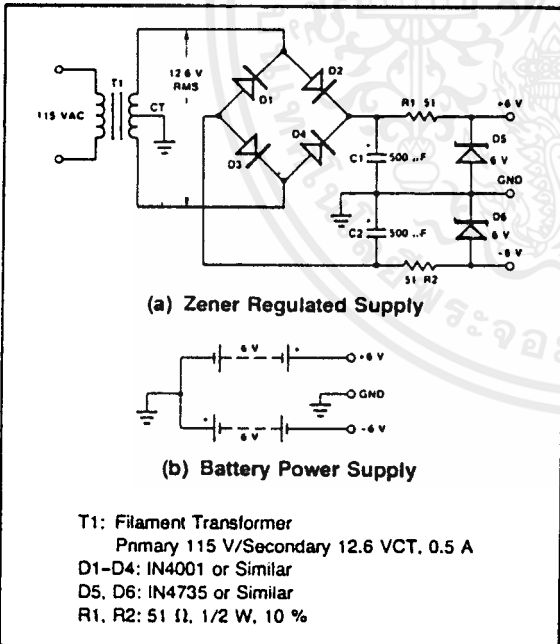


Figure 3. Recommended Power Supply Configurations.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้