



การควบคุมความเร็ว ดีซี เซอร์โว มอเตอร์

แบบพัลส์วิดโมดูเลชั่น

**PULSE WIDTH MODULATION FOR SPEED
CONTROL DC SERVO MOTOR**

โดย

นาย ทักษยศ

เกียรติสุข

นาย ทิวา

เพชรรัตน์

นาย วสันต์

ตันติพงษ์วิวัฒน์

นาย สุพล

ไชยรังสีนันท์

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.สมยศ จุณณะปิยะ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรม โทรคมนาคน

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2537

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมความเร็ว ดีซี เซอร์โว มอเตอร์

แบบพัลส์วิดโมดูเลชั่น

PULSE WIDTH MODULATION FOR SPEED

CONTROL DC SERVO MOTOR

โดย

นาย ทักษยศ เกียรติสุข 35103010

นาย ทิวา เพ็ชรรัตน์ 35103011

นาย วสันต์ ตันติพงษ์วิวัฒน์ 35103022

นาย สุพล ไชยรังสีนนท์ 35103036

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.สมยศ จุณณะปิยะ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2537

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2537

ภาควิชาวิศวกรรมโทรคมนาคม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การควบคุมความเร็ว ดีซี เซอร์โว มอเตอร์ แบบพัลส์วิดโมดูเลชั่น

ผู้จัดทำ

1. นายทักษยศ เกียรติสุข 35103010
2. นายทิวา เพ็ชรรัตน์ 35103011
3. นายวสันต์ ตันติพงศ์วิวัฒน์ 35103022
4. นายสุพล ไชยรังสินนท์ 35103036



อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. สมยศ จุณณะปิยะ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การควบคุมความเร็ว ดีซี เซอร์โว มอเตอร์ แบบพัลส์วิดโมดูเลชั่น

PULSE WIDTH MODULATION FOR SPEED CONTROL

DC SERVO MOTOR

โดย นาย ทักษยศ เกียรติสุข
นาย ทิวา เพ็ชรรัตน์
นาย วสันต์ ตันติพงษ์วิวัฒน์
นาย สุพล ไชยรังสินันท์

ผศ. สมยศ จุณณะปิยะ
อาจารย์ที่ปรึกษา

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ได้กล่าวถึงการออกแบบพัลส์วิดโมดูเลชั่น เพื่อควบคุมเซอร์โวมอเตอร์ ชุดขับเคลื่อนมอเตอร์แบบ PWM ประกอบด้วย พัลส์วิดโมดูเลเตอร์ , IR 2110 , และพัลส์วิดแอมพลิไฟเออร์ การทำงานของชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ PWM เมื่อพัลส์วิดโมดูเลเตอร์ผลิตพัลส์ที่มีความกว้างตามคำสั่ง สัญญาณจากพัลส์วิดโมดูเลเตอร์จะถูกส่งไปให้กับ IR 2110 ซึ่ง IR 2110 เป็นอุปกรณ์ขับเพาเวอร์มอสเฟสที่มีแรงดันและความเร็วสูง มอเตอร์จะทำงานได้โดยการ ปิด-เปิด มอสเฟสกำลังทั้ง 4 ตัว ความเร็วและทิศทางการหมุนของมอเตอร์สามารถควบคุมได้โดยใช้สัญญาณบวกและลบ ในปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้เราจำลองสัญญาณโดยใช้แรงดัน ± 5 โวลต์เป็นคำสั่งในการควบคุมความเร็วและทิศทางการหมุนของมอเตอร์

ABSTRACT

This thesis describe a designing of PWM (Pulse Width Modulation) to control dc servo motor. PWM motor drive consist of pulse width modulator , IR 2110 (PWM amplifiler driver) , and PWM amplifier. Operation of PWM motor drive when PWM generated pulse width by comand the signal from PWM will be send to IR 2110. IR 2110 is a high voltage high speed mos-gate power device driver. DC servo motor can operting by switching four power mos-fets. Speed and direction of servo motor can control by positive signal and negative signal . In this thesis we simulated command signal ± 5 v to control speed and direction of servo motor.

สารบัญ

	บทนำ	1
บทที่ 1	ออปแอมป์สำหรับงานเปรียบเทียบแรงดัน (quad voltage comparator)	
	- LM339 ออปแอมป์สำหรับงานเปรียบเทียบแรงดัน	3
	- พัลลิวัดท์มอดูเลเตอร์ชนิดไม่กลับเฟส	5
บทที่ 2	พัลลิวัดโมดูชั่นแอมพลิไฟเออร์ (PWMA)	
	- พัลลิวัดโมดูเลชั่นแอมพลิไฟเออร์ (PWMA)	9
	- การทำงานของพัลลิวัดโมดูเลชั่นแอมพลิไฟเออร์	10
	- แอมพลิไฟแบบพัลลิวัดโมดูเลชั่นยูนิโพลาร์	12
	- ระบบคอนโทรลความเร็วที่ใช้พัลลิวัดโมดูเลชั่นแอมพลิไฟเออร์	16
	- พิจารณาโครงสร้างและวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของ PWM แอมพลิไฟเออร์	20
บทที่ 3	หลักการทํางานของดีซีมอเตอร์	
	- หลักการทํางานของดีซีมอเตอร์	23
	- การแยกประเภทของดีซีมอเตอร์	24
บทที่ 4	ระบบคอนโทรลความเร็ว	
	- ระบบคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์แบบเปิดลูป	36
	- ระบบคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์แบบปิดลูป	41
	- ระบบคอนโทรลความเร็วได้เพียงทิศทางเดียวหรือควอดแดรนต์เดียว	42
	- การคอนโทรลความเร็วที่สามารถกลับทิศทางได้	57
	- ระบบการคอนโทรลอัตราเร่งและการลดความเร็ว	58
	- การวิเคราะห์และการออกแบบระบบคอนโทรลความเร็ว	59
	- ระบบคอนโทรลแรงบิด	69
	- แอมพลิไฟเออร์ที่ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดโวลท์เตจและกระแส โวลท์เตจแอมพลิไฟเออร์	69
	- การวิเคราะห์ระบบการคอนโทรลความเร็วที่สถานะคงที่	73
	- ระบบการเรีคกูเลทความเร็ว	80
	- การเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์	88

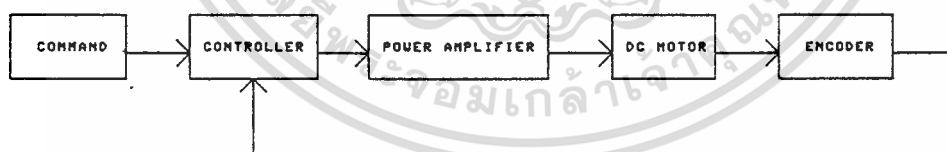
บทนำ

ในปัจจุบันความเจริญก้าวหน้าทางเทคโนโลยีได้พัฒนาไปมาก มอเตอร์ที่ใช้ในวงการอุตสาหกรรม จึงถูกออกแบบและพัฒนาขึ้นเพื่อรองรับกับเทคโนโลยีสมัยใหม่ ดังนั้นการออกแบบระบบควบคุมมอเตอร์กระแสตรงและการวิเคราะห์จึงเป็นเทคนิคใหม่ที่มีความสำคัญและน่าสนใจ

ด้วยความเจริญก้าวหน้าทางเทคโนโลยีการสร้างแม่เหล็กถาวรให้มีคุณภาพสูงทำให้มอเตอร์กระแสตรงกลายเป็นพลังจักรกลที่สำคัญในระบบควบคุมเกือบทุกชนิดในปัจจุบัน และในเวลาเดียวกันกับความก้าวหน้าของเทคโนโลยีไมโครโปรเซสเซอร์ได้สร้างการประยุกต์ใหม่ๆ ขึ้นทำให้มอเตอร์กระแสตรงและสเตปมอเตอร์ได้รับความนิยมในทางงานอุตสาหกรรมปัจจุบันอย่างกว้างขวาง มอเตอร์กระแสตรงเป็นอนาลอกแอกทีวเอทเตอร์ (analog actuator) ที่ไม่มีตำแหน่งหยุดที่แน่นอนเหมือนสเตปมอเตอร์ ดังนั้นระบบควบคุมมอเตอร์กระแสตรง โดยทั่วไปมักเป็นระบบแบบปิดลูป (closed loop) ในระบบปิดลูปตำแหน่งเอาต์พุตจะถูกป้อนกลับไปเปรียบเทียบกับอินพุตอ้างอิงเพื่อให้ได้คุณสมบัติการทำงานที่ต้องการ

ส่วนประกอบพื้นฐานของระบบควบคุมมอเตอร์กระแสตรงประกอบด้วยส่วนต่างๆดังนี้

- (1) ตัวควบคุม (controller)
- (2) วงจรขับ (driver) หรือวงจรถยายกำลัง (Power Amplifier)
- (3) ตัวแปลงสัญญาณป้อนกลับ (feed back transducer) หรือเอนโคดเดอร์ (encoder)
- (4) มอเตอร์กระแสตรง



ตัวควบคุม เป็นส่วนของระบบที่ทำให้เกิดสัญญาณควบคุมไปบังคับมอเตอร์กระแสตรงตัวควบคุมที่ให้สัญญาณควบคุมเป็นอนาลอกเราเรียกว่าอนาลอกคอนโทรลเลอร์ (analog controller) ส่วนตัวควบคุมที่ให้สัญญาณควบคุมเป็นดิจิตอลเราเรียกว่าดิจิตอลคอนโทรลเลอร์ (digital controller)

วงจรรีบ เป็นส่วนประกอบของระบบที่อยู่ระหว่างตัวควบคุมกับมอเตอร์กระแสตรงมีหน้าที่ปรับรูปและขยายสัญญาณให้เหมาะสมก่อนที่จะป้อนเข้าไปขับมอเตอร์กระแสตรง วงจรรีบส่วนใหญ่ ได้แก่ เพาเวอร์แอมพลิไฟซึ่งอาจแบ่งย่อยออกเป็น ลิเนียร์แอมพลิไฟ (liner amplifier) และพัลส์วิดโมดูเลชันแอมพลิไฟ (pulse width modulation amplifier)

ตัวแปลงสัญญาณป้อนกลับหรือเอนโคเดอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ใช้รับรู้หรือดีเทค (detect) สัญญาณเอาต์พุตที่ต้องการ โดยไม่มีผลของการโหลด (loading) สัญญาณที่ดีเทคได้นี้จะป้อนกลับไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงทำให้ได้สัญญาณเออร์เรอร์ (error) ตัวแปลงสัญญาณป้อนกลับแบ่งได้เป็น 2 แบบ คือ อนุาลอกทรานสดิวเซอร์ (analog transducer) คืออุปกรณ์ที่ใช้ในการเปลี่ยนพลังงานรูปหนึ่งไปเป็นสัญญาณอนุาลอก ได้แก่พวก ทาโคเจนเนอเรเตอร์ โปเทนทิโอมิเตอร์ และ ซิงโคร เป็นต้น ส่วนตัวแปลงสัญญาณป้อนกลับอีกแบบหนึ่งคือ ดิจิตอลทรานสดิวเซอร์ (digital transducer) เป็นอุปกรณ์ที่ใช้เปลี่ยนพลังงานรูปหนึ่งให้เป็นสัญญาณดิจิตอล ได้แก่พวก อินครีเมนท์เอนโคเดอร์รีโซลเวอร์ (increment encoder resolver) แมกเนติกพิกอัฟ (magnatic pick-up) เป็นต้น

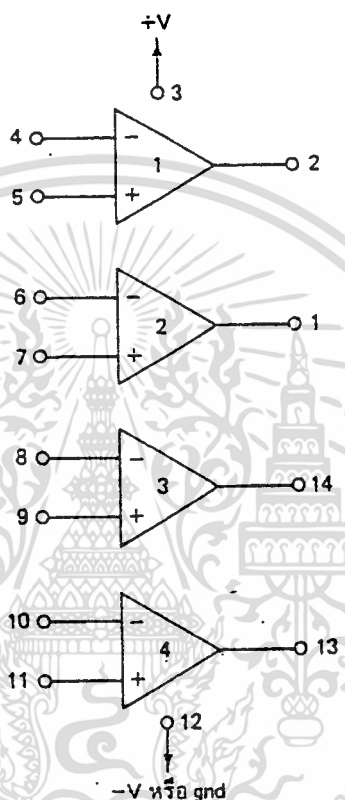
มอเตอร์กระแสตรง คือระบบที่ถูกควบคุม หรือส่วนที่ออกแรงทำงาน ซึ่งจะเป็นมอเตอร์กระแสตรง มอเตอร์กระแสตรงในที่นี้เป็นแบบแม่เหล็กถาวรที่มีคุณสมบัติการทำงานสูง มีอาร์เมเจอร์อินดักแตนซ์และแรงเฉื่อยของโรเตอร์ต่ำ

..

บทที่ 1

LM 339 ออปแอมป์สำหรับงานเปรียบเทียบแรงดัน (quad voltage comparator)

ตำแหน่งขาต่างๆของออปแอมป์ LM 339 ซึ่งประกอบด้วยออปแอมป์เปรียบเทียบแรงดันจำนวน 4 ตัวในแพคเกจแบบดิวปี 14 ขา แสดงดังรูปที่ 1.1

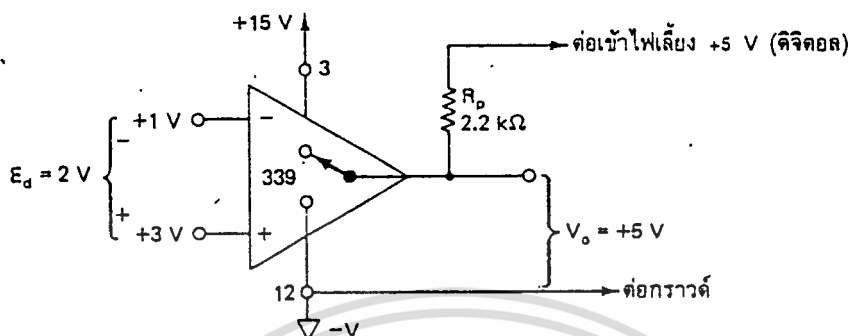


รูปที่ 1.1 แสดงตำแหน่งขาต่างๆ ของออปแอมป์ LM339

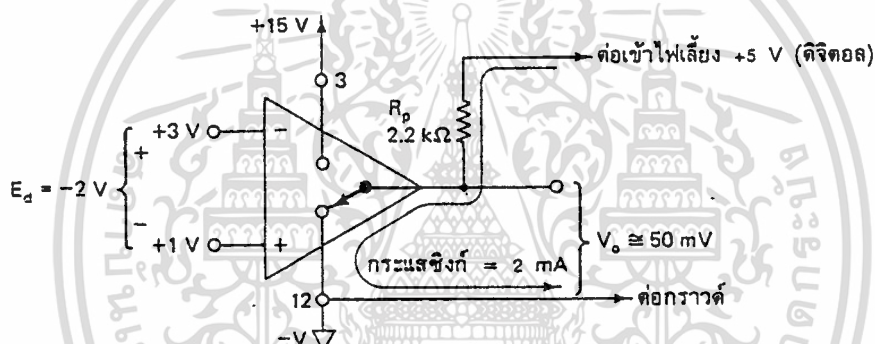
การทำงานของ LM339 โดยเมื่อ E_d มีค่าเป็นบวกดังในรูปที่ 1.2(ก) V_o จะมีค่าสูงข้อสังเกตประการหนึ่งในวงจรนี้ก็คือค่า V_o จะถูกป้อนด้วยแหล่งจ่ายไฟภายนอก 5 โวลท์ อีกแหล่งหนึ่งโดยผ่านทางตัวต้านทาน R_p และตัวต้านทานของแหล่งจ่ายไฟเอง และถ้า E_d เป็นลบ ดังรูปที่ 1.2(ข) V_o จะมีค่า ต่ำมากเกือบเท่ากับกราวด์

จากรูปที่ 1.1 และรูปที่ 1.2 ซึ่งแสดงถึงขาและหน้าที่ของแต่ละขาของ LM 339 ซึ่งเป็นออปแอมป์ 4 ตัวอยู่ในไอซีตัวเดียวกัน และถูกออกแบบมาเพื่อเป็นตัวเปรียบเทียบแรงดันขาแต่ละขาและหน้าที่ของมันมีดังต่อไปนี้

ขาที่ต่อกับแหล่งจ่ายไฟ (power supply terminals) ขาที่ 3 ได้ออกแบบมาเพื่อต่อกับแหล่งจ่ายไฟชั่วคราว และขาที่ 12 ต่อกับแหล่งจ่ายไฟชั่วคราวหรือกราวด์ โดยแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่ต่อให้ที่นี่ที่ค่าได้มากที่สุดถึง ± 18 โวลท์ใช้กับออปแอมป์ได้ทั้ง 4 ตัวและในการใช้กับแหล่งจ่ายไฟแบบเดียวกับที่ขา 12 จะต่อกกราวด์โดยที่ขา 3 ต่อกับแรงดันตั้งแต่ 2 ถึง 36 โวลท์ได้



(ก) ถ้าขา (+) มีค่ามากกว่าขา (-) สวิตช์เอาต์พุตจะเปิด V_o ถูกกำหนดให้อยู่ภายใต้ระบบติจิตอล



(ข) ถ้าขา (+) มีค่าต่ำกว่าขา (-) สวิตช์เอาต์พุตจะปิดและเกิดกระแสซิงก์ไหลเข้าตัวออปแอมป์ผ่าน R_p

รูปที่ 1.2 แสดงการทำงานของ LM339

ขาเอาต์พุต(output terminals) ขาเอาต์พุตของออปแอมป์แต่ละตัวใน LM339 (ขา 2, 14 และ 13) ต่อกอยู่ในลักษณะให้ขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์ชนิด NPN แต่ละตัวลอยเฉยๆไม่ได้มีวงจรอะไรหรือแหล่งจ่ายไฟภายในต่อกับขาคอลเล็กเตอร์นี้แต่อย่างใด เวลาจะคิดใช้จึงจำเป็นต้องมีการต่อแหล่งจ่ายไฟและอุปกรณ์อื่นๆที่ขานี้เพิ่มเติม ลักษณะที่ขาคอลเล็กเตอร์เปิดลอยในทำนองนี้เราจะเรียกว่า โอเพนคอลเล็กเตอร์ (open collector)

ประโยชน์ของการออกแบบขวงจรในลักษณะนี้ก็คือ ทำให้เราสามารถจ่ายกระแสให้กับอุปกรณ์ภายนอกได้มากขึ้น เพราะเป็นที่รู้กันดีอยู่แล้วว่าออปแอมป์แต่ละตัวไม่สามารถจ่ายกระแสได้สูงส่วนใหญ่จะจ่ายได้เพียงระดับร้อยกว่ามิลลิแอมป์เท่านั้น

ภายในออปแอมป์ประเภทนี้มักจะมีการรวมอิมิตเตอร์เข้าด้วยกันแล้วต่อลงกราวด์ซึ่งในที่นี้ขาที่ 12 จะเป็นขาที่มีการรวมอิมิตเตอร์ของออปแอมป์ทั้ง 4 ตัวเข้าด้วยกันถ้าเรานำขา 12 ไปต่อกับกราวด์แล้วการทำงานของวงจรมันก็จะเสมือนเป็นสวิทช์ปิด-เปิดนั่นเอง โดยจะมีการทำงานดังรูปที่ 1.2 (ข)

ถ้าเราต้องการออกแบบให้ขาเอาต์พุตมีสถานะเป็นแรงดันสูงเมื่อเปิดสวิทช์เราจำเป็นต้องต่อตัวต้านทาน R_p ในลักษณะที่เรียกว่า พูลอัป (pull-up) หรือมีการต่อแหล่งจ่ายไฟภายนอกเพื่อป้อนแรงดันเพื่อแรงดันแก่ขาเอาต์พุตออปแอมป์ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 1.2(ก)และนี่จะเป็นวิธีที่ใช้เชื่อมระบบอานาล็อก ± 15 โวลต์ (จากแหล่งจ่ายไฟที่ป้อนให้ออปแอมป์) เข้ากับระบบดิจิตอล 5 โวลต์ (จากแหล่งจ่ายไฟภายนอกที่ป้อนให้ R_p) ข้อควรระวังในการออกแบบ R_p จะต้องระลึกเสมอว่าขาเอาต์พุตแต่ละขาจะรับกระแสซิงก์ (sink current) หรือกระแสที่ไหลเข้าตัวออปแอมป์เวลาออปแอมป์สวิทช์ขาเอาต์พุตเข้ากับ กราวด์ได้ไม่เกิน 16 มิลลิแอมป์

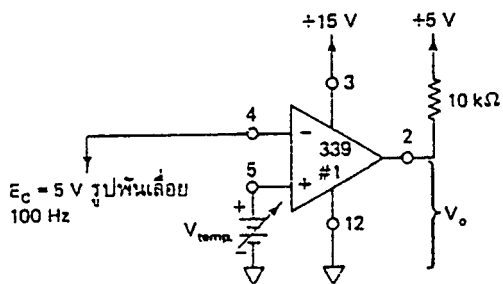
ขาอินพุต (input terminals) เพื่อพิจารณาเครื่องหมายของ E_d ถ้าเครื่องหมาย E_d เป็นบวก จะทำให้สวิทช์ที่เอาต์พุตเปิดดังรูปที่ 1.2 (ก) (กระแสไฟจากภายนอกจะไหลผ่านเข้าตัวออปแอมป์ได้น้อยมากจนถึงว่าไม่สามารถไหลผ่านได้) ถ้าเครื่องหมาย E_d เป็นลบจะทำให้สวิทช์ทางด้านเอาต์พุตปิดดังรูปที่ 2(ข)ซึ่งเอาต์พุตจะเป็นกราวด์ได้ก็ต่อเมื่อขา 12 ถูกต่อไว้กับกราวด์และนั่นจะทำให้กระแสไฟสามารถไหลผ่านเข้าออปแอมป์ลงกราวด์ไป

สรุป ถ้าแรงดันที่ขาอินพุตบวกของออปแอมป์ LM 339 สูงกว่าที่ขาอินพุตลบและที่ขาเอาต์พุตลบต่อตัวต้านทานพูลอัปไว้ สถานะที่เอาต์พุตจะได้แรงดันสูง และถ้าแรงดันที่ขาอินพุตบวกต่ำกว่าที่ขาอินพุตลบ(เมื่อขา 12 ต่อไว้กับกราวด์)สถานะที่ขาเอาต์พุตจะเป็นกราวด์ด้วย

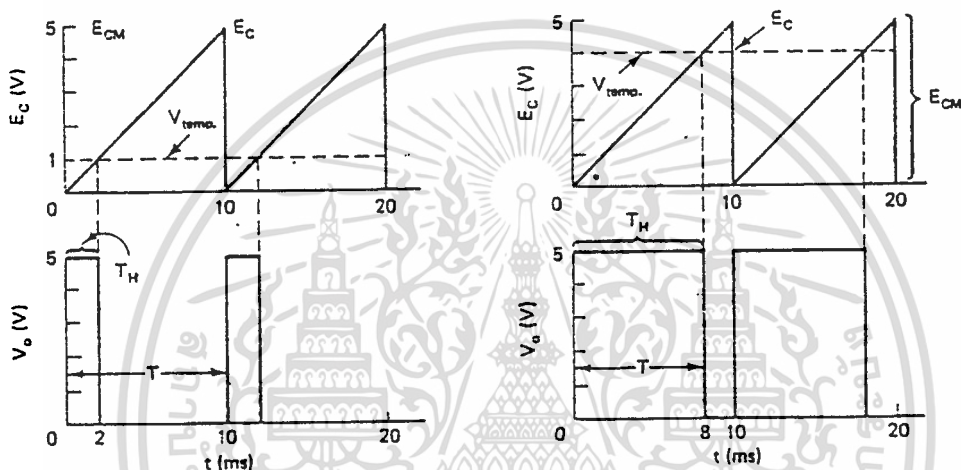
พัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์ชนิดไม่กลับเฟส(pulse-width modulator,noninverting)

ในรูปที่ 1.3 แสดงถึงลักษณะพื้นฐานของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์ชนิดนอนอินเวอร์ตซึ่งโดยจะมี V_{temp} เป็นอินพุตของระบบ ซึ่งจะแปรเปลี่ยนค่าโวลต์ไปตามอุณหภูมิที่เปลี่ยนแปลงไปจาก 0 ถึง 5 โวลต์

วงจรที่เสนอต่อไปนี้เป็นตัวอย่างวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์แบบพื้นฐาน หรือวงจรผสมความถี่ที่จะสร้างสัญญาณสี่เหลี่ยมที่มีความกว้างแคบไม่เท่ากัน แล้วแต่แอมพลิจูดของสัญญาณอินพุต ซึ่งจะสังเกตเห็นได้ว่าสัญญาณอินพุตจะประกอบด้วยสัญญาณ 2 แหล่งด้วยกันโดยมีสัญญาณที่มีความถี่และขนาดคงที่เพื่อใช้เป็นตัวอ้างอิงและใช้เป็นตัวมอดูเลท หรือผสมสัญญาณความถี่

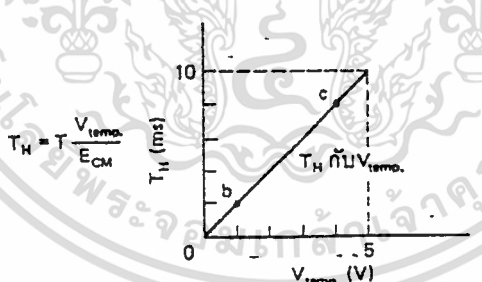


(ก) วงจรพัลส์วิตช์มอดูเลเตอร์ชนิดไม่กลับเฟส



(ข) $V_{temp} = 1\text{ V}$, $T_H = 2\text{ ms}$

(ค) $V_{temp} = 4\text{ V}$, $T_H = 8\text{ ms}$



(ง) แรงดันอินพุต V_{temp} เทียบกับเวลาที่แรงดันมีค่ามากกว่า T_H

รูปที่ 1.3 แสดงลักษณะพื้นฐานของวงจรพัลส์วิตช์มอดูเลเตอร์ชนิดนอนอินเวอร์ต

วงจรในรูปที่ 1.3(ก) เป็นการนำ LM 339 มาใช้ในการเปรียบเทียบแรงดันที่ขาอินพุตทั้งสอง โดยขาเอาต์พุตมีการต่อตัวต้านทานพูลอัปไว้กับแหล่งจ่ายไฟ + 5 โวลท์ ที่ขาอินพุตบวกต่อไว้กับแรงดัน V_{temp} ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายแรงดันที่เปลี่ยนค่าแรงดันได้ถ้าอุณหภูมิเปลี่ยนแปลง มีช่วงของการเปลี่ยนโวลท์ไม่เกินค่าสูงสุดของ E_C โดย E_C เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นรูปฟันเลื่อยที่มีขนาดและความถี่คงที่ต่ออยู่กับขาอินพุตลบเรียกแรงดัน E_C ว่าคลื่นพาห์ (carrier wave) ส่วนการทำงานของวงจรถูกเป็นไปตามข้อสรุปในก่อนหน้า

ในวงจรนี้ สัญญาณอินพุตคือ V_{temp} สัญญาณเอาต์พุตคือ ช่วงเวลาที่สัญญาณโวลต์ของเอาต์พุตขึ้นสูง (T_H) ในรูปที่ 1.3(ข) T_H ของเอาต์พุตเท่ากับ 2 ms เมื่อ V_{temp} เท่ากับ 1 โวลต์ ถ้า V_{temp} เพิ่มขึ้นเป็น 4 โวลต์ T_H จะเพิ่มขึ้นเป็น 8 ms ดังในรูปที่ 1.3(ค)

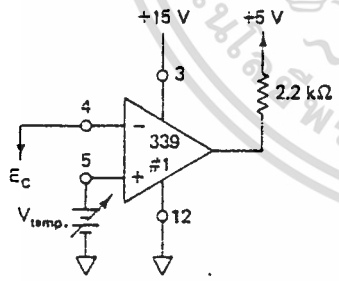
ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุต V_{temp} และเอาต์พุต T_H เป็นไปดังรูปที่ 3 (ง) โดยที่ความกว้างของสัญญาณพัลส์ของเอาต์พุต (T_H) จะเปลี่ยนไปตาม V_{temp} ซึ่งช่วงเวลาที่คงที่ของคลื่นเอาต์พุตถูกกำหนดโดยสัญญาณ E_C ดังนั้นสัญญาณ E_C จึงเป็นตัวบรรจุข้อมูลของ V_{temp} ส่วน V_o จะเรียกว่าเป็นคลื่นที่เกิดจากพัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์ สมการความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตและเอาต์พุตคือ

$$\text{เอาต์พุต } T_H = (V_{temp})T / E_{cm}$$

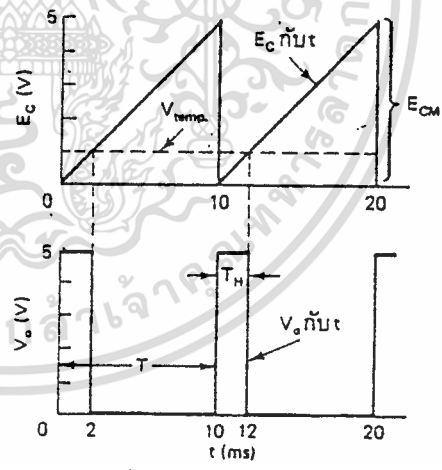
เมื่อ T คือคาบเวลาของคลื่นพาห์ที่เป็นฟันเลื่อย

E_{cm} คือค่าโวลต์สูงสุดของคลื่นพาห์ที่เป็นฟันเลื่อย

พัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์ทั้งชนิดกลับเฟสและไม่กลับเฟส

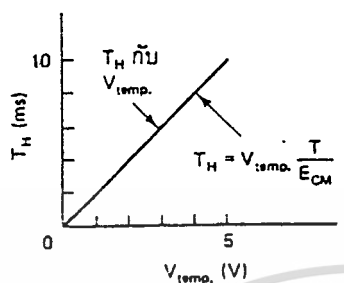


(ก) วงจร PWM ชนิดไม่กลับเฟส

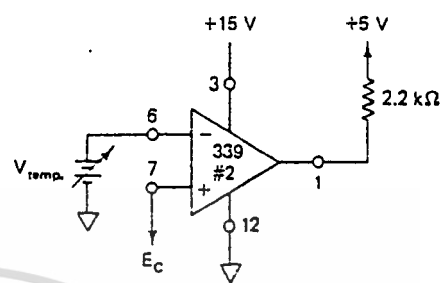


(ข) กราฟแสดงการทำงานของวงจร PWM ชนิดไม่กลับเฟส

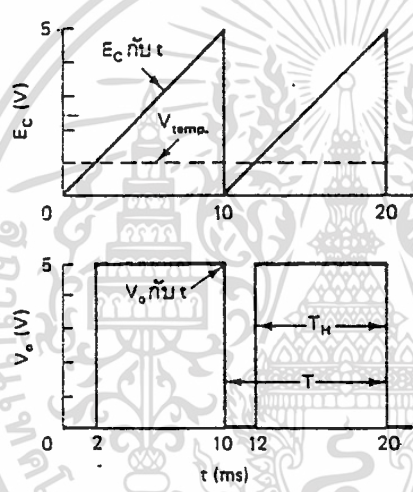
รูปที่ 1.4 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างพัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์แบบกลับเฟสและไม่กลับเฟส



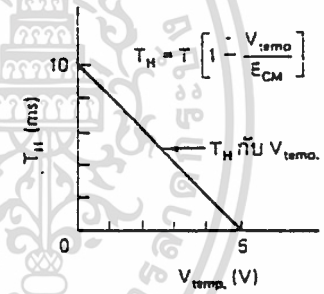
(ก) แรงดันอินพุต V_{temp} เทียบกับ T_H



(ง) วงจร PWM ชนิดกลับเฟส



(จ) กราฟแสดงผลของวงจร PWM ชนิดกลับเฟส



(ฉ) แรงดันอินพุต V_{temp} เทียบกับ T_H , $T = 10$ ms

รูปที่ 1.4 (ต่อ) แสดงการเปรียบเทียบระหว่างพัลส์วิดท์มอดูเลเตอร์แบบกลับเฟสและไม่กลับเฟส

ในรูปที่ 1.4(ง)เป็นการให้ V_{temp} ที่ขาอินพุตลบ เมื่อ V_{temp} เพิ่มขึ้น จะทำให้ T_H ลดลง ดังนั้น ความชันของ T_H เมื่อเทียบกับ V_{temp} (ในรูปที่ 1.4(จ)) จึงเป็นลบหรือกลับเฟส

วงจรมอนิเตอร์ตั้งหรือชนิดไม่กลับเฟสเอาต์พุตที่เป็นแรงดันบวกจะเพิ่มเมื่อ V_{temp} เพิ่มขึ้น (ดูรูปที่ 1.4(ก), (ข) และ (ค) แต่ถ้าเป็นวงจรมอนิเตอร์ตั้งหรือชนิดกลับเฟส เอาต์พุตที่เป็นแรงดันบวกจะลดลงเมื่อ V_{temp} มีค่าเพิ่มขึ้น



พัลส์วิดโมดูเลชันแอมพลิไฟเออร์ (PWMA)

พัลส์วิดโมดูเลชันแอมพลิไฟเออร์ (PWMA)

ในระบบ"ดีซีเซอร์โว"แอมพลิไฟเออร์จะมีหน้าที่ควบคุมกระแสและโวลต์เตจที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ เพื่อให้ได้ค่าความเร็วตามที่ต้องการ ลิเนียร์แอมพลิไฟ เป็นแอมพลิไฟที่มีค่าความสัมพันธ์ ง่ายๆ และ มีช่วงแบนด์วิดท์กว้างมาก แต่คุณสมบัติแอมพลิไฟมีข้อจำกัดบางประการ เพราะแอมพลิไฟต้องสูญเสียพลังงานไปที่เอาท์พุททรานซิสเตอร์มาก เช่นมอเตอร์ตัวหนึ่งต่ออนุกรมกับแอมพลิไฟ โดยใช้ซัพพลายร่วมกัน ซัพพลายจะจ่ายไฟ 50 โวลต์ มอเตอร์ ใช้ไฟไป 10 โวลต์ และกระแส 20 แอมแปร์ มอเตอร์จึงกินพลังงานไป 200 วัตต์ แต่จะเห็นว่ามีการสูญเสียที่แอมพลิไฟถึง 800 วัตต์ คือจะมากเป็น 4 เท่าของมอเตอร์

วิธีหนึ่งที่จะแก้ปัญหาคือการสูญเสียพลังงานคือใช้แอมพลิไฟควบคุมมอเตอร์โดยการเปลี่ยนแปลงดิutyไซเคิล(Duty Cycle)ของโวลต์เตจที่จ่ายให้แก่มอเตอร์ แอมพลิไฟชนิดนี้เรียกว่า สวิทซ์ซิงแอมพลิไฟ ซึ่งสามารถควบคุมความเร็วต่างๆ โดยมีแรงบิดสูงอยู่โดยไม่สิ้นเปลืองพลังงานเหมือนพวกลิเนียร์แอมพลิไฟ

สวิทซ์ซิงแอมพลิไฟนี้ทรานซิสเตอร์แอมพลิไฟจะทำหน้าที่คล้ายสวิทซ์ เมื่อทรานซิสเตอร์นำกระแสโวลต์เตจตกคร่อมตัวมันจะน้อยมากจนตัดทิ้งได้ แต่เมื่อมันหยุดนำกระแส โวลต์เตจที่ตกคร่อมตัวมันจะมีค่ามากเข้าใกล้ Vcc และมีกระแสไหลผ่านน้อยมากถือว่าเป็นศูนย์ ด้วยเหตุ ดังกล่าวนี้การสูญเสียในเอาท์พุททรานซิสเตอร์จึงมีค่าต่ำ ระบบสวิทซ์ซิงสามารถได้หลายวิธี มีทฤษฎีง่ายทฤษฎีหนึ่งในการทำให้แอมพลิไฟสวิทซ์ด้วยความถี่ที่คงที่และสามารถแปรค่าของ on และ off ของพัลส์ได้ตามต้องการแอมพลิไฟชนิดนี้เรียกว่า พัลส์วิดโมดูเลเตอร์(PWM)แอมพลิไฟซึ่ง ถ้าเราสามารถออกแบบให้แปรค่าได้ทั้งค่าพัลส์และค่าความถี่แล้วก่อให้เกิดประโยชน์ในการควบคุมรักษาระดับกระแสสูงๆได้ แต่อาจเกิดออสซิลเลทหรือทำให้เกิดเสียงรบกวนที่ความถี่รบกวน ดังนั้นในที่นี้จะกล่าวถึงแอมพลิไฟแบบ PWM ที่มีความถี่คงที่เท่านั้น

แอมพลิไฟแบบ PWM สามารถทำได้ 3 แบบคือไบโพลาร์ ยูนิโพลาร์และลิมิตยูนิโพลาร์ ในบทนี้เราจะกล่าวถึงรายละเอียดในแต่ละแบบอย่างคร่าวๆ แต่จะเน้นการศึกษาในแบบยูนิโพลาร์เป็นพิเศษเพราะจะเป็นแบบที่ใช้ในการทดลองควบคุมดีซีมอเตอร์เซอร์โว(DC MOTOR SERVO) โดยจะศึกษาถึงปัญหาการสูญเสียในแอมพลิไฟตลอดจนปัญหาการรักษาความถี่ในการ สวิทซ์ให้ถูกต้อง

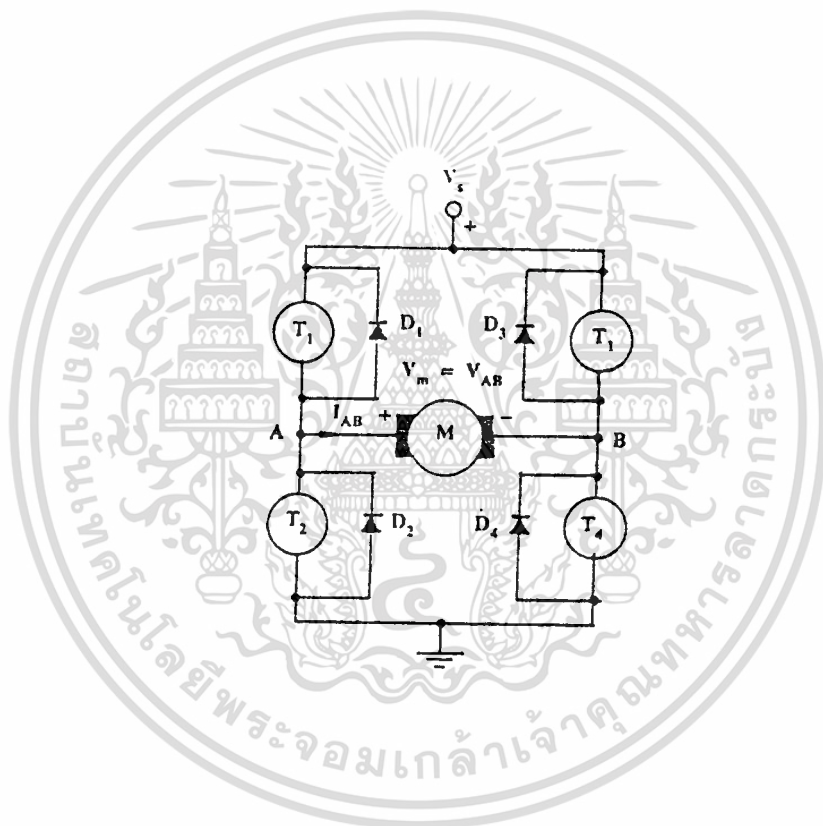
จากการศึกษาปัญหาการใช้งานกับดีซีมอเตอร์นี้เราสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับสเตปมอเตอร์และใช้เป็นแอมพลิไฟของลิเนียร์มอเตอร์ได้อีกด้วย

การทำงานของพัลส์วิดท์โมดูเลชันแอมพลิไฟเออร์

แอมพลิไฟแบบ PWM สามารถแบ่งได้เป็น 3 ชนิด ตามลักษณะของการทำงานคือไบโพลาร์ ยูนิโพลาร์และลิมิตยูนิโพลาร์ สำหรับแบบไบโพลาร์ซึ่งง่ายที่สุดจะดูการทำงานได้ตาม รูปที่ 1 โดยที่เราจะกำหนดให้มีความถี่การสวิตช์เป็น f_s t_{on} ที่เกิดขึ้นในส่วนแรกและ t_{off} เกิดในส่วนหลังโดย

$$t_{on} \text{ เมื่อ } 0 \leq t \leq t_1$$

$$t_{off} \text{ เมื่อ } t_1 \leq t \leq t_f$$



รูปที่ 2.1 พัลส์วิดท์โมดูเลชันแอมพลิไฟเออร์สำหรับดีซีมอเตอร์

ไบโพลาร์จะมี T_1 และ T_4 นำกระแสระหว่างเฟส on ส่วน T_2 และ T_3 จะนำกระแสขณะเฟส off จะได้ฟังก์ชันตกคร่อมมอเตอร์เป็น

$$V_m = V_{AB} \begin{cases} V_s & 0 < t < t_1 \\ -V_s & t_1 < t < t_f \end{cases}$$

แบบยูนิโพลาร์ จะลดจำนวนทรานซิสเตอร์ในการสวิตช์ลงการสวิตช์ขึ้นกับ V_{in} เป็นบวกหรือลบ เมื่อ V_{in} เป็นบวก T_4 จะนำกระแสตลอดคาบ ในขณะที่ T_1 นำกระแสในช่วงเฟส on และ T_2 จะนำกระแสในช่วงเฟส off เมื่อ V_{in} เป็นลบ T_2 จะนำกระแสตลอดโดยมี T_3 และ T_4 สลับกันทำงานเมื่อ V_{in} เป็นบวกได้

$$V_{in} \begin{cases} V_s & 0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_f \end{cases}$$

การแสดงค่า V_{in} ในทางลบจะเหมือนกันเพียงแต่ V_{in} เป็นลบเท่านั้น จากลักษณะของ 2 แบบดังกล่าวมานั้นมีประโยชน์เหมือนกัน ซึ่งในแต่ละกรณีจะมีทรานซิสเตอร์คู่หนึ่ง (T_1, T_2) หรือ (T_3, T_4) จะหยุดนำกระแสขณะที่อีกคู่กันกระแสซึ่งมีเวลาเก็บสะสมและเวลาที่ปล่อยออกของทรานซิสเตอร์เกิดขึ้นและมันอาจเป็นไปได้ที่ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดนำกระแสในเวลาเดียวกัน ซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรของซัพพลาย เราจำเป็นต้องหลีกเลี่ยงภาวะดังกล่าว ซึ่งสามารถทำได้โดยการสร้างช่วง delay time ระหว่างการหยุดและการนำกระแสของทรานซิสเตอร์และด้วยเหตุผลดังกล่าว ความถี่ของการสวิตช์จะถูกจำกัดในวงที่แคบลง

แบบที่ 3 ของการทำงานคือแบบ ลิมิตยูนิโพลาร์จะแสดง ให้เห็นคือมีความจำเป็นต้องมีช่วง delay ซึ่งการสวิตช์ขึ้นกับค่า V_{in} เมื่อ V_{in} เป็นบวก T_4 จะนำกระแสตลอด T_1 จะสวิตช์เป็น on ในช่วงเฟส on ดังนั้นในช่วงเฟส on ทั้ง T_1 และ T_4 จะ on ยังผลแก่โวลต์เตจของมอเตอร์ V_m คือ

$$V_m = V_s \quad 0 \leq t \leq t_1$$

ระหว่างเฟส on จะมี T_4 นำกระแสเพียงตัวเดียวเป็นผลให้ V_{in} ขึ้นกับ I_{AB} ตราบใดที่ $I_{AB} > 0$ ซึ่งเป็นสภาวะปรกติ เมื่อ $V_{AB} > 0$ กระแส I_{AB} จะไหลผ่าน D_2 และ T_4 เป็นผลให้ $V_A = 0$ และ

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

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

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

ซึ่งจะเกิดขึ้นภายหลังเปลี่ยนขั้ว V_{in}

ในที่สุดถ้าเราสามารถทำให้ $I_{AB} = 0$ (เข้าใกล้ศูนย์จนถือว่าเป็นศูนย์) จะทำให้ทั้ง D_1 และ D_4 ไม่นำกระแสและโวลต์เตจ V_{in} จะอยู่ระหว่างค่าศูนย์และ V_s ดังต่อไปนี้

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

อย่างไรก็ตาม ถ้า $I_{AB} > 0$ เป็นสภาวะปรกติเมื่อ $V_{in} > 0$ แบบยูนิโพลาร์และแบบลิมิตยูนิโพลาร์ จะแสดงคุณสมบัติคล้ายกันมาก ซึ่งเราสามารถสรุป MODE การทำงานและผลของโวลต์เตจ

แอมพลิไฟแบบพัลส์วิดท์โมดูเลชันยูนิโพลาร์

เราให้ V_{in} เป็นอินพุตโวลต์เตจและตัวโพลดแฟคเตอร์ กำหนดเป็น

$$\rho = \frac{V_{in}}{V_{max}}$$

เมื่อ V_{max} เหมือนกับผลที่ได้จากสมการ ช่วงเฟส on t_1 จะถูกเลือกให้ $t_1 = t_f$ สำหรับ $\rho = 1$ เป็นผลให้ได้ช่วง on ของแอมพลิไฟและสำหรับ $\rho = 0$, $t_1 = 0$ จะเป็นช่วง off ของแอมพลิไฟและเมื่อ $\rho = -1$ จะทำให้แอมพลิไฟทำงาน (on) ด้วยค่าคักดูทที่เป็นลบโดย $t_1 = t_f$ ความสัมพันธ์ระหว่าง t_1 และ ρ เป็น

$$t_1 = |\rho| t_f$$

ตัวทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่ปิดเปิด การทำงานจะถูกพิจารณาโดยมีคุณสมบัติดังนี้

กรณี I ($V_{in} > 0$)

T_4 ทำงานตลอด

T_1 ทำงานช่วง $0 \leq t < t_1$

T_2 ทำงานช่วง $t_1 \leq t < t_f$

เมื่ออินพุทโวลต์เตจเป็นลบจะได้

กรณี II ($V_{in} < 0$)

T_2 ทำงานตลอดเวลา

T_3 ทำงานช่วง $0 \leq t < t_1$

T_4 ทำงานช่วง $t_1 \leq t \leq t_f$

ศักดาของมอเตอร์สำหรับกรณีทั้งสองจะอธิบายจากรูป และได้จากสมการต่อไปนี้

$$V_m = \begin{cases} V_s & 0 \leq t < t_1 \text{ เมื่อ } V_{in} > 0 \\ -V_s & 0 \leq t < t_1 \text{ เมื่อ } V_{in} < 0 \\ 0 & t_1 \leq t < t_f \end{cases}$$

ศักดา V_m จากข้างบนสามารถแสดงได้โดยใช้ fourier series เป็น

$$V_m = a_0 + \sum \dots a_n \cos(2\pi n f_s t + \theta_n)$$

ที่

$$a_0 = \rho V_s$$

$$2V_s$$

$$a_n = \frac{\sin n\pi \rho}{n}$$

เราจะพิจารณาเฉพาะเทอม a_0 ส่วนเทอมที่มีความถี่สูงเราไม่น่ามาคิด ดังนั้น ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของแอมพลิไฟ เราคิดเหมือนของไบโพลาร์แอมพลิไฟดังนี้

$$A_v = \frac{V_m}{V_{in}} = \frac{V_s}{V_{max}}$$

การพิจารณากระแสก็คล้ายกับแบบแอมพลิไฟแบบ PWM ไบโพลาร์ เราหา I_a , V_a และสามารถหาค่าตอบสำหรับค่าโวลต์เฉลี่ยได้เป็น

$$I(t) = \begin{cases} I(0) + \frac{V_s - V_a}{L} t & \text{สำหรับ } \rho > 0, 0 \leq t < t_1 \\ V_a & \\ I(t_1) - \frac{V_a}{L} (t - t_1) & \text{สำหรับ } \rho > 0, t_1 \leq t < t_f \end{cases}$$

และสำหรับค่าโวลต์เฉลี่ยได้ว่า

$$I(t) = \begin{cases} I(0) - \frac{V_s + V_a}{L} t & \text{สำหรับ } \rho < 0, 0 \leq t < t_1 \\ V_a & \\ I(t_1) - \frac{V_a}{L} (t - t_1) & \text{สำหรับ } \rho < 0, t_1 \leq t < t_f \end{cases}$$

กระแส $I(t)$ สามารถอธิบายได้ดังรูป ระหว่างการทำงานที่สภาวะคงที่กระแสจะเป็น periodic และ
ดังนั้น

$$I(t_f) = I(0)$$

และจากสมการจะได้ว่า

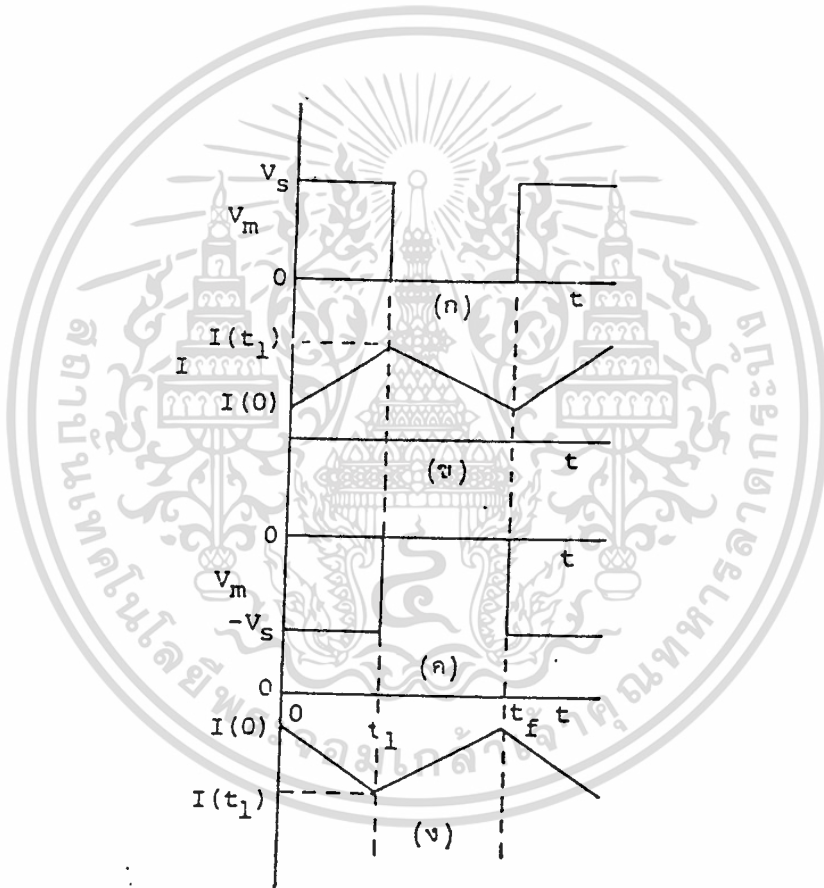
$$\frac{V_a}{V_s} = \rho$$

สำหรับค่า ρ ทั้งบวกและลบ ค่า ΔI ระหว่างช่วงการสวิตช์สามารถหาได้จากสมการ เราจะได้ว่า

$$I = I(t_1) - I(0) = \frac{V_{stf}}{L} (|\rho| - \rho)^2$$

จะได้ ΔI สูงสุดเมื่อ $|\rho| = 1$ และได้ว่า

$$I_{\max} = \frac{2 V_{stf}}{4L}$$

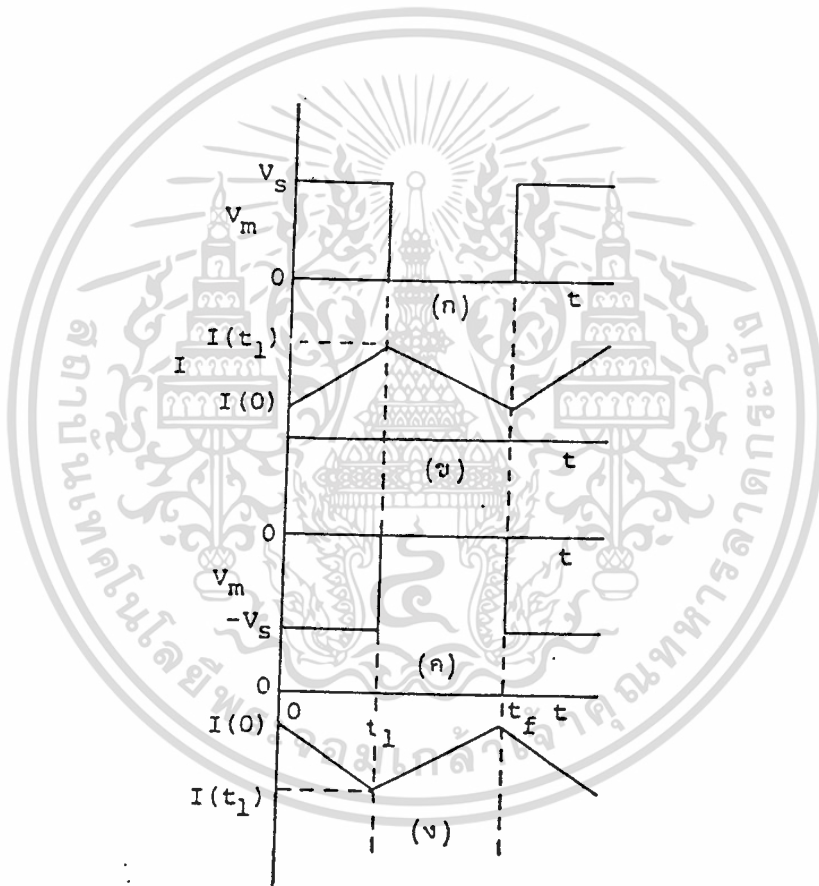


รูปที่ 2.2 แสดงถึงโวลต์เตจและกระแสของแอมพลิไฟแบบ PWM ยูนิโพลาร์ (ก) และ(ข) โวลต์เตจและกระแสสำหรับ $\rho > 0$ ที่ซึ่ง (ค) และ (ง) เป็นรูปของโวลต์เตจและกระแส $\rho < 0$

$$i = i(t_1) - i(0) = \frac{V_{stf}}{L} (|\rho| - \rho)^2$$

จะได้ Δi สูงสุดเมื่อ $|\rho| = 1$ และได้ว่า

$$i_{\max} = \frac{2 V_{stf}}{4L}$$



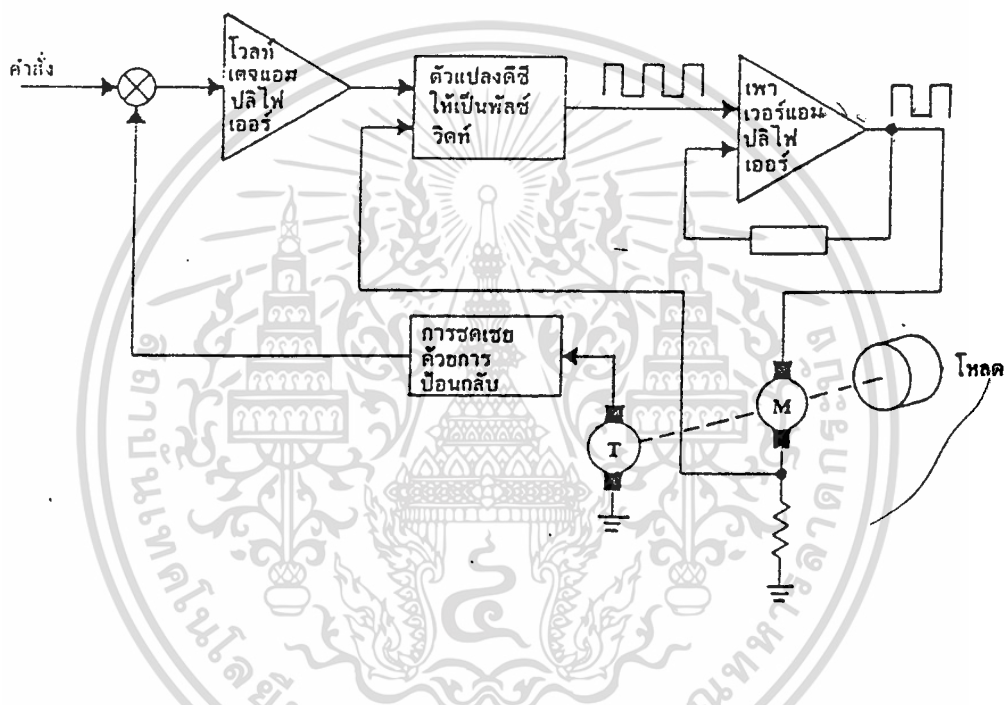
รูปที่ 2.2 แสดงถึงโวลต์เตจและกระแสของแอมพลิไฟเออร์แบบ PWM ฟูนิโพลาร์ (ก) และ(ข) โวลต์เตจและกระแสสำหรับ $\rho > 0$ ที่ซึ่ง (ค) และ (ง) เป็นรูปของโวลต์เตจและกระแส $\rho < 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบคอนโทรลความเร็วที่ใช้พัลส์วิดท์โมดูเลชันแอมพลิไฟเออร์

PWM สวิตชิ่งแอมพลิไฟเออร์ที่ทำงานด้วยทรานซิสเตอร์จะใช้ในระบบคอนโทรลที่มีประสิทธิภาพสูง ระบบคอนโทรลความเร็วที่มีเพาเวอร์สูงๆ และในระบบเซอร์โว

บล็อกไดอะแกรมของระบบคอนโทรลความเร็วแบบ PWM แสดงได้ในรูป



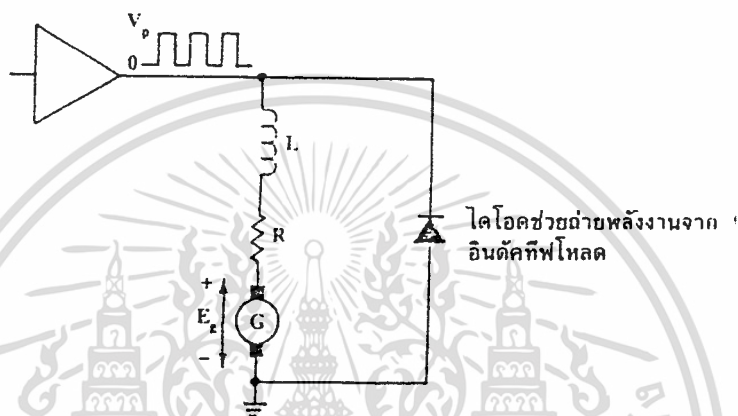
รูปที่ 2.3 บล็อกไดอะแกรมของระบบคอนโทรลความเร็วแบบ PWM

เรามักจะใช้ความถี่ของพัลส์ในระบบ PWM ที่มีค่าสูงกว่า 1kHz (มักจะมีค่าถึง 10kHz) และความถี่นี้จะขึ้นอยู่กับความต้องการของผลตอบสนองของระบบต่อแบนวิดท์ อินดักแตนซ์ของมอเตอร์และคุณสมบัติการสูญเสียเพาเวอร์ในตัวมอเตอร์ที่ความถี่สูง ในเวลาเดียวกันเราจะต้องคำนึงถึง audio noise ที่เกิดจาก ขดลวด, ฮีทซิงค์ และส่วนของโครงประกอบของตัวมอเตอร์มันจะดังออกมาเป็นเสียงรบกวนและในการประยุกต์ใช้งานของระบบ PWM นี้ เราสามารถเพิ่มความถี่ของพัลส์ให้สูงขึ้นถึงจุดที่เสียงของน้อยส์ (noise) นั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

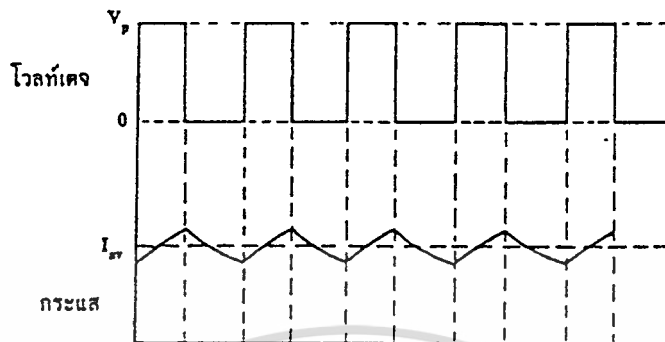
ในการพิจารณาคุณสมบัติของโวลต์เตจและกระแสของระบบ PWM ขั้นแรกเราพิจารณาถึงมอเตอร์ในอุดมคติและคุณลักษณะของมอเตอร์ในระบบ PWM

ลูกคลื่นของกระแสที่ไหลในมอเตอร์ในระหว่างสวิตชิ่งโหมด (switching mode) ไม่ได้ขึ้นอยู่กับเพียงสวิตชิ่งเรท (switching rate) เท่านั้น แต่ยังขึ้นอยู่กับความเร็วของมอเตอร์ (ω) ผลรวมของอินดักแตนซ์(L) ความต้านทานของมอเตอร์ (R_a) และระดับของกระแสในไซเคิลสุดท้าย



รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลย์ของดีซีมอเตอร์ในระบบคอนโทรลแบบ PWM

รูปที่ 2.5 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและโวลต์เตจที่สภาวะคงที่ (ความเร็วของมอเตอร์คงที่)



รูปที่ 2.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและโวลต์เตจในระบบคอนโทรลแบบ PWM

เราจะต้องคำนวณหาการสูญเสียเพาเวอร์ (power loss) ในตัวดีซีมอเตอร์ เนื่องจากดีซีฟลายโวลต์เตจจะถูกสวิตช์ ON และ OFF ที่ความถี่สูง การสูญเสียเพาเวอร์ในระบบดังกล่าวอาจเกิดจากแฟคเตอร์ที่สำคัญดังนี้ (ขึ้นอยู่กับกรอกแบบของมอเตอร์)

- eddy current losses
- hysteresis losses
- armature commutation losses
- viscous friction losses
- armature resistance losses

การคำนวณหาการสูญเสียเพาเวอร์ในตัวดีซีมอเตอร์เนื่องจาก ความต้านทานของอาร์มาเจอร์ สามารถหาได้ดังนี้

$$P_L = R_a I_{rms}^2$$

เพื่อที่จะหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแส rms ต่อค่ากระแสเฉลี่ย (I_{av}) อัตราส่วนระหว่าง I_{rms} ต่อ I_{av} เราเรียกว่าฟอร์มแฟคเตอร์ (k)

$$k = \frac{I_{rms}}{I_{av}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่ากระแสเฉลี่ยของมอเตอร์จะขึ้นอยู่กับทอร์กของมอเตอร์

$$T_g = K_T I_{av}$$

แทนค่าในสมการ การสูญเสียในตัวมอเตอร์ภายใต้สภาวะ PWM ได้เป็น

$$P_L = R_a k^2 I_{av}^2$$

จากสมการ เราจะเห็นได้ว่าการสูญเสียกำลังในอาร์มาเจอร์จะขึ้นอยู่กับ I_{av} , ฟอर्मแฟคเตอร์ (k) และความต้านทานของอาร์มาเจอร์ (R_a)

เราสามารถดูแหล่งกำเนิดอื่นๆ ที่ทำให้เกิดการสูญเสียได้โดยแทนค่าสมการ ดังนั้น

$$R_a$$

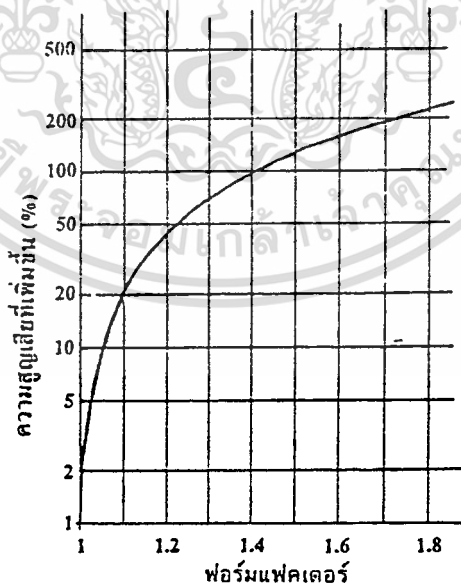
$$P_L = \frac{R_a}{K_T^2} k^2 T_g^2$$

จากสมการ เราจะเห็นได้ว่าฟอर्मแฟคเตอร์มีอิทธิพลอย่างมากต่อความร้อนที่เกิดกับตัวมอเตอร์

ในกรณีของ $k = 1$ ผลความร้อนที่เกิดขึ้นในอาร์มาเจอร์ที่สแตนด์จากการใช้ลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์จากหัวข้อก่อน คือ

$$P_L = R_a I_{av}^2$$

แต่ถ้าฟอर्मแฟคเตอร์ $k = 2$ เราจะได้การสูญเสียกำลังในอาร์มาเจอร์เป็น 4 เท่า (เมื่อ $k = 1$) ดังนั้นเราสามารถสร้างกราฟที่เป็นคำตอบของการเพิ่มการสูญเสียในอาร์มาเจอร์ เนื่องจากฟอर्मแฟคเตอร์ ดังแสดงรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างการสูญเสียที่เพิ่มขึ้นในอาร์มาเจอร์ของเซอร์โวมอเตอร์กับฟอर्मแฟคเตอร์

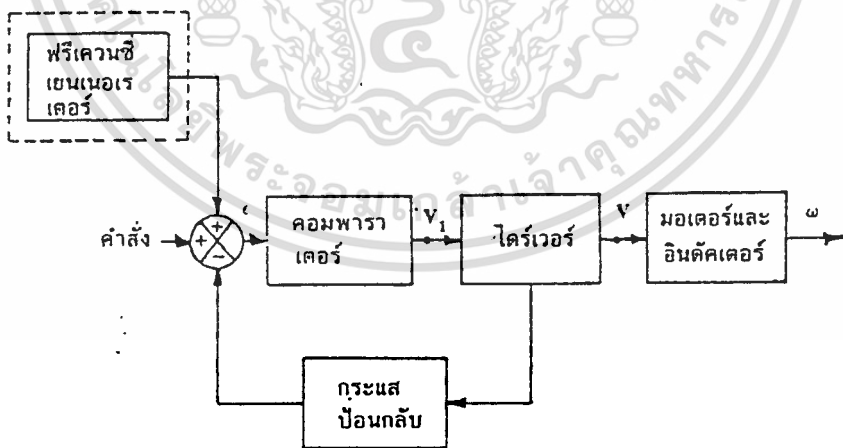
ในกรณี PWM แอมพลิไฟเออร์ ฟอรัมแพคเตอร์จะขึ้นอยู่กับ ความถี่ของพัลส์ซิงโครไนซ์คอสโมส ไทม คอนสแตนท์ของมอเตอร์ และอินดักแตนซ์ที่นำมาต่ออนุกรมกับมอเตอร์

ผลจากการใช้วงจร PWM จะทำให้การสูญเสียพาเวอร์ในรูปของความร้อนในตัวแอมพลิไฟเออร์ ลดลงอย่างมาก และเมื่อคิดถึงผลรวมของการสูญเสียกำลังทั้งหมดของระบบแล้วดีขึ้น (ผลรวมของการสูญเสียน้อยลง) แต่ในบางกรณีการสูญเสียพาเวอร์ในตัวมอเตอร์อาจจะมีค่าสูงกว่าในระบบที่ใช้ลิเนียร์ แอมพลิไฟเออร์ (แบบ Class A)

มีแพคเตอร์ตัวอื่นๆ ที่เราจะต้องพิจารณาเมื่อใช้ระบบ PWM คือ การกำเนิดอิมพัลส์คอสโมส ซึ่งจะไปรบกวนในวงจรที่มีระดับกำลังต่ำ ถ้าไม่ได้ให้ความระมัดระวังเกี่ยวกับการ shield ที่เหมาะสมและการ ground ส่วนที่มีกระแสสูงของระบบ

พิจารณาโครงสร้างและวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของ PWM แอมพลิไฟเออร์ บล็อกไดอะแกรมและส่วนประกอบของระบบ

บล็อกไดอะแกรมของ PWM แอมพลิไฟเออร์และมอเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 2.7 ระบบจะประกอบด้วยส่วนประกอบต่อไปนี้



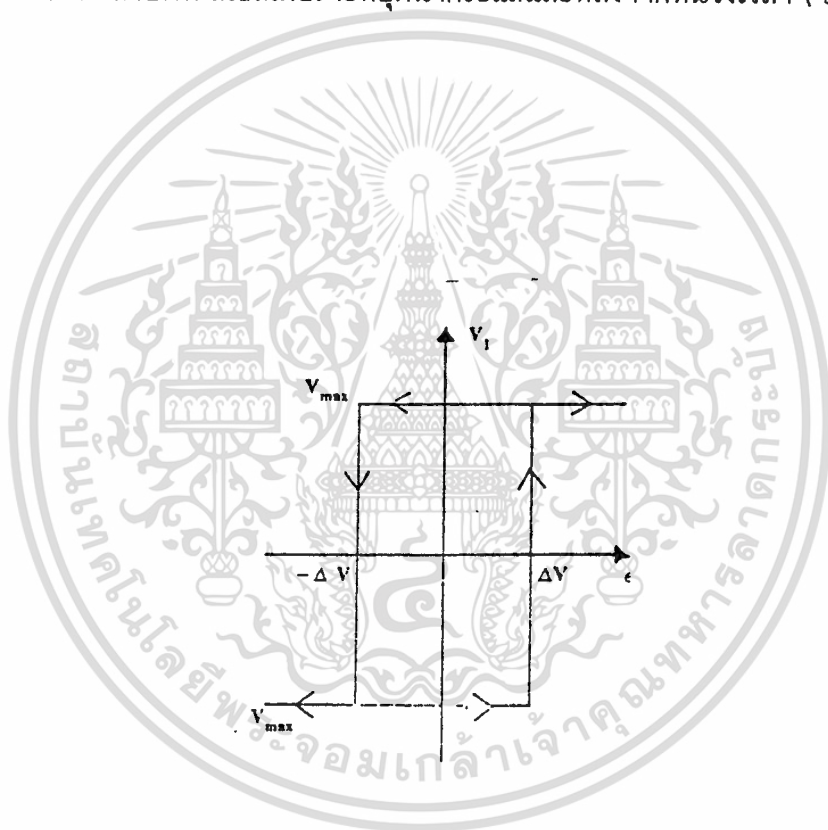
รูปที่ 2.7 บล็อกไดอะแกรมของ PWM แอมพลิไฟ

(1) คอมพาราเตอร์ เป็นแอมพลิไฟเออร์ที่มี gain การขยายสูงและมีการป้อนกลับแบบบวกซึ่งยังผลให้ได้คุณลักษณะของฮีสเทรีซิส (hysteresis) ดังแสดงรูปที่ 2.8 ดังนั้นเอาต์พุตโวลต์เตจของคอมพาราเตอร์จะมีทั้งค่า V_{max} หรือ $-V_{max}$

(2) ไดรเวอร์ เป็นเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์ที่มีเอาต์พุตเท่ากับซัพพลาย V_S เมื่อคอมพาราเตอร์โวลต์เตจเป็นบวกและเท่ากับ $-V_S$ เมื่อคอมพาราเตอร์โวลต์เตจเป็นลบ ดังนั้นไดรเวอร์เป็นเสมือนบลิคของ gain การขยายที่มีค่าคงที่

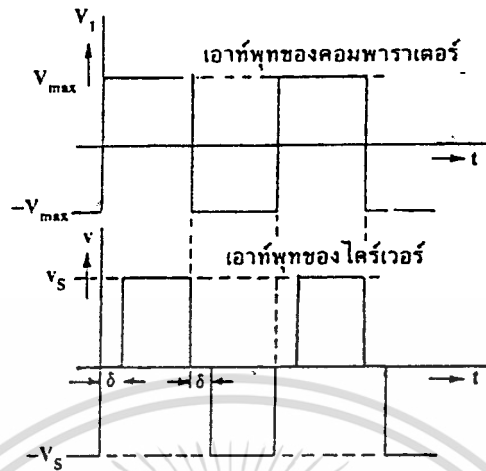
การสวิตชิ่งของเพาเวอร์แอมพลิไฟเออร์ (ไดรเวอร์) จะกระทำเป็น 2 สเตปเพื่อป้องกันการลัดวงจรพร้อมเพาเวอร์ซัพพลาย

สเตปแรก เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสและหลังจากหน่วงเวลา (time delay) ให้เข้าไป δ แล้ว



รูปที่ 2.8 ผลของฮีสเทรีซิสในแอมพลิไฟเออร์ที่มี gain การขยายสูง

สเตปที่สอง จากนั้นแล้วเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกคู่หนึ่งจะเริ่มนำกระแส การทำงานของไดรเวอร์นี้แสดงได้ดังในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดงเอาต์พุตโวลต์เตจของคอมพาราเตอร์และไดรเวอร์เราจะเห็นได้ว่าการสวิตช์ของคอมพาราเตอร์จะทำในช่วงเวลาเมื่อไดรเวอร์มีช่วงการ OFF อยู่ที่ตำแหน่งกึ่งกลาง (ศูนย์) เป็นระยะเวลา δ

(3) การป้อนกลับของกระแส ถ้าวงจรไดรเวอร์เป็นแบบ "T" เราจะรับรู้กระแสได้โดยต่อตัวความต้านทานอนุกรมกับมอเตอร์และใช้ป้อนกลับ และเมื่อไดรเวอร์เป็นแบบ "H" เราจะรับรู้กระแสได้จากปลายขาทั้ง 2 ขาของ H และความแตกต่างกันของกระแสทั้งสองก็จะถูกป้อนกลับ วงจรการป้อนกลับของกระแสอาจจะมี gain การขยายคงที่หรือมีส่วนประกอบของไดนามิคตามคุณสมบัติที่ต้องการ

(4) มอเตอร์และอินดักเตอร์ เราใช้อินดักเตอร์ต่ออนุกรมกับมอเตอร์เพื่อกำจัดไม่ให้เกิดกระแสแปรไปเกินขีดเกิดการสวิตช์ ในการวิเคราะห์อินดักเตอร์ที่ต่ออนุกรมกับมอเตอร์ให้พิจารณาอินดักเตอร์นั้นเป็นส่วนหนึ่งของมอเตอร์อินดักแตนซ์

(5) ฟรีเควนซีเอนเนอเรเตอร์ เราจะใช้ฟรีเควนซีเอนเนอเรเตอร์ใน PWM แอมพลิไฟเออร์เพื่อเป็นตัวกำหนดให้ความถี่ของการสวิตช์คงที่ เอนเนอเรเตอร์ที่ใช้มักจะเป็นการเอนเนอเรทสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่คงที่ป้อนให้กับคอมพาราเตอร์

ลักษณะการทำงานและ อินพุทโวลต์เตจ	ภาวะของทรานซิสเตอร์และโวลต์เตจของมอเตอร์	
	เฟส on	เฟส off
ไบโพลาร์โหมด	T_1, T_4 on T_2, T_3 off $V_m = V_s$	T_2, T_3 on T_1, T_4 off $V_m = -V_s$
ยูนิโพลาร์ $V_{in} = 0$	T_1, T_4 on T_2, T_3 off $V_m = V_s$	T_2, T_4 on T_1, T_3 off $V_m = 0$
ยูนิโพลาร์ $V_{in} = 0$	T_2, T_3 on T_1, T_4 off $V_m = -V_s$	T_2, T_4 on T_1, T_3 off $V_m = 0$
ลิมิตยูนิโพลาร์ $V_{in} = 0$	T_1, T_4 on T_2, T_3 off $V_m = V_s$	T_4 on T_1, T_2, T_3 off $V_m = 0$, if $I_{AB} < 0$ $V_m = V_s$, if $I_{AB} > 0$ $0 < V_m < V_s$, if $I_{AB} = 0$
ลิมิตยูนิโพลาร์ $V_{in} = 0$	T_2, T_3 on T_1, T_4 off $V_m = -V_s$	T_2 on T_1, T_3, T_4 off $V_m = 0$, if $I_{AB} < 0$ $V_m = -V_s$ if $I_{AB} > 0$ $-V_s < V_m < 0$ if $I_{AB} = 0$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

หลักการทํางานของดีซีมอเตอร์

ดีซีมอเตอร์เป็นทรานสดิวเซอร์แรงบิดซึ่งมีการออกแบบให้มีคุณลักษณะพิเศษคือแรงบิดของเพลลาของดีซีมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสอาร์มาเจอร์ แรงบิดของเพลลาของดีซีมอเตอร์จะได้จากผลระหว่างสนามแม่เหล็กและขดลวดตัวนำ หลักการนี้แสดงในรูป 3.1 ในที่นี้กระแสที่ไหลในขดลวดตัวนำจะสร้างฟลักซ์ที่ประกอบด้วยเส้นแรงแม่เหล็กและขดลวดตัวนำเหล่านั้นอยู่ห่างจากศูนย์กลางการหมุน เท่ากับความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดของเพลลาและกระแสเท่ากับ

$$T = K \phi I \quad (1)$$

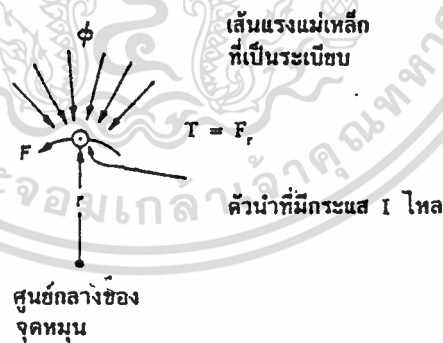
เมื่อ T คือแรงบิดของเพลลา มีหน่วยเป็นนิวตัน-เมตร

ϕ คือเส้นแรงแม่เหล็ก มีหน่วยเป็นเวเบอร์

I คือกระแสเป็นแอมแปร์

และ K คือตัวคงที่ ดังนั้นแรงบิดของเพลลาจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลคูณของเส้นแรงแม่เหล็กและกระแสเมื่อขดลวดตัวนำเคลื่อนที่ในสนามแม่เหล็กก็จะทำให้เกิดโวลต์เตจตกคร่อมตัวมันเอง โวลต์เตจนี้จะเป็นสัดส่วนกับความเร็วของเพลลาของมอเตอร์และด้านการไหลของกระแสความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตจย้อนกลับนี้และความเร็วของเพลลามอเตอร์คือ

$$E = K \phi \omega \quad (2)$$



รูป 3.1 แสดงถึงการเกิดแรงบิดในตัวดีซีมอเตอร์

เมื่อ E คือโวลต์เตจย้อนกลับ emf มีหน่วยเป็นโวลต์

ϕ คือเส้นแรงแม่เหล็ก มีหน่วยเป็นเวเบอร์

ω คือความเร็วของมอเตอร์ มีหน่วยเป็นเรเดียน/วินาที

สมการที่ (1) และ (2) เป็นสมการที่แสดงถึงหลักการทำงานพื้นฐานของดีซีมอเตอร์

การแยกประเภทของดีซีมอเตอร์

ดีซีมอเตอร์สามารถแบ่งออกได้เป็นหลายประเภทขึ้นกับลักษณะวิธีการสร้างสนามแม่เหล็กของตัวมอเตอร์และขึ้นอยู่กับพื้นฐานการออกแบบโครงสร้างของอาร์มาเจอร์การแบ่งประเภทตามลักษณะการจ่ายสนามแม่เหล็กแยกออกได้เป็น 2 แบบคือ

1. ดีซีมอเตอร์แบบปรับเส้นแม่เหล็กได้
2. ดีซีมอเตอร์แบบเส้นแรงแม่เหล็กมีค่าคงที่

ถ้าเราพิจารณาแยกประเภทตามลักษณะการออกแบบโครงสร้างอาร์มาเจอร์สามารถแยกออกได้เป็น 3 แบบคือ

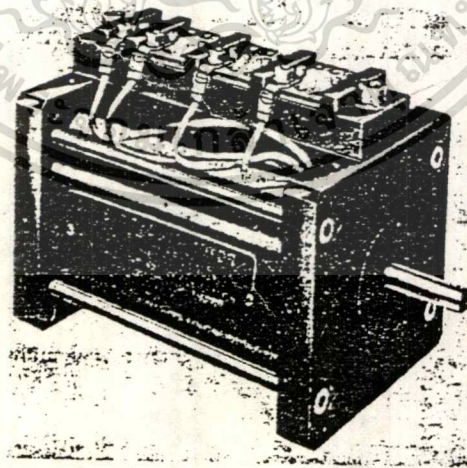
1. ดีซีมอเตอร์แบบอามาเจอร์เป็นแกนเหล็ก
2. ดีซีมอเตอร์แบบอามาเจอร์ที่มีขดลวดพันอยู่บนพื้นผิว
3. ดีซีมอเตอร์แบบอามาเจอร์เป็นขดลวดหมุน

นอกจากนี้ยังมีดีซีมอเตอร์ชนิดพิเศษอีกแบบหนึ่งคือแบบไม่มีแปรงถ่าน (brushless dc motor) ซึ่งมีหลักการทางเทคโนโลยีเหมือนกับดีซีมอเตอร์ชนิดมีแปรงถ่านยกเว้น การค้อมมีวเทชั่นกระทำโดยเทคนิคทางอิเล็กทรอนิกส์แทนที่จะกระทำโดยวิธีการทางเชิงกล

ดีซีมอเตอร์แบบปรับเส้นแรงแม่เหล็กได้

ดีซีมอเตอร์แบบปรับเส้นแรงแม่เหล็กได้ยังแบ่งได้เป็น 2 แบบคือ

- ก) แบบขดลวดสนามแม่เหล็กต่ออนุกรมกับขดลวดอามาเจอร์
- ข) แบบขดลวดสนามแม่เหล็กแยกกระตุ้น



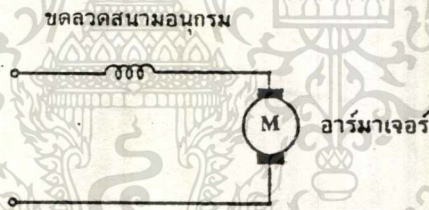
รูป 3.2 เซอร์โวมอเตอร์แบบโรเตอร์เป็นแกนเหล็ก

ตัวอย่างของมอเตอร์แบบขดลวดสนามแม่เหล็กต่ออนุกรมแสดงดังในรูป 3.4 มอเตอร์แบบนี้จะมีเส้นแรงแม่เหล็กเป็นสัดส่วนกับกระแส ดังนั้นเส้นแรงของสนามแม่เหล็กจึงสามารถปรับค่าได้ และเราจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วและแรงบิดเป็นนอนลิเนียร์ดังแสดงในรูป 3.5

มอเตอร์ดังกล่าวจะใช้งานในภาวะเฉพาะเมื่อต้องการแรงบิดสูงที่ความเร็วต่ำและแรงบิดต่ำที่ความเร็วสูงเช่นระบบขับเคลื่อนของรถลาก



รูป 3.3 เซอร์โวมอเตอร์แบบโรเตอร์เป็นรูปถ้วย

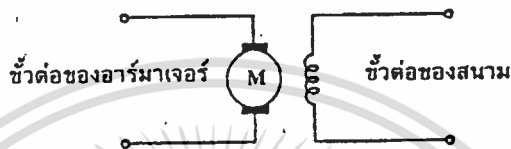


รูป 3.4 ดีซีมอเตอร์แบบอาร์มาเจอร์ต่ออนุกรมกับขดลวดสนามแม่เหล็ก

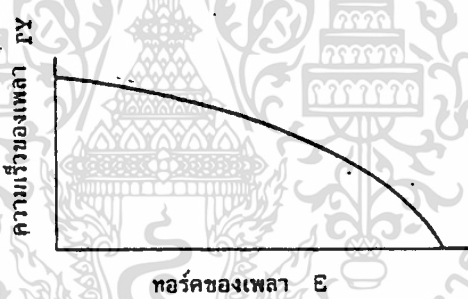


รูป 3.5 คุณสมบัติระหว่างความเร็วและแรงบิดของดีซีมอเตอร์อนุกรมภายใต้ภาวะโวลท์ที่คงที่

ตัวอย่างของมอเตอร์แบบขดลวดสนามแม่เหล็กแยกกระตุ้นแสดงในรูป 3.6 ดิซิมอเตอร์แบบนี้ มักนิยมเรียกกันว่ามอเตอร์ชานาน (shunt motor) มอเตอร์แบบนี้สามารถปรับเส้นแรงแม่เหล็กได้อย่างอิสระต่อกระแสของอาร์มาเจอร์ยังผลให้สามารถควบคุมพารามิเตอร์ของมอเตอร์ให้มีค่าคงที่ได้ตลอดช่วงพิสัยที่กว้าง มอเตอร์นี้มักจะใช้งานในกรณีระบบบังคับการเคลื่อนที่ต้องการแรงบิดสูง ในรูป 3.7 แสดงถึงคุณสมบัติระหว่างแรงบิดกับความเร็วมอเตอร์ภายใต้ภาวะการกระตุ้นสนามแม่เหล็กคงที่และอาร์มาเจอร์โวลต์เด็จคงที่



รูป 3.6 ดิซิมอเตอร์แบบแยกปรับสนามแม่เหล็กได้



รูป 3.7 แสดงคุณสมบัติระหว่างความเร็วและแรงบิดของชั้นท์มอเตอร์ภายใต้ภาวะอาร์มาเจอร์

โวลต์เด็จคงที่และการกระตุ้นสนามแม่เหล็กคงที่

ดิซิมอเตอร์แบบเส้นแรงแม่เหล็กคงที่

ระบบการกระตุ้นฟิลด์ของมอเตอร์โดยทั่วไปในปัจจุบันมักใช้เป็นแบบแม่เหล็กถาวร ดังแสดงในรูป 3.9 ในระบบนี้เส้นแรงของฟิลด์มีค่าคงที่ดังนั้น อัตราส่วนระหว่างกระแสอาร์มาเจอร์และแรงบิดจะมีค่าคงที่ ดังสมการ (1) เขียนให้ง่ายขึ้นได้เป็น

$$T = K_f I \quad (3)$$

และสมการ (2) ได้เป็น

$$E = K_e \omega \quad (4)$$

$$V = K_e \omega + L \frac{d\omega}{dt} + R i \quad (5)$$

เมื่อ V คือโวลต์เตจที่ป้อนให้กับมอเตอร์

K_e คือค่าคงที่ของโวลต์เตจย้อนกลับ

L คืออินดักแตนซ์ของอาร์มาเจอร์

R คือความต้านทานที่ขั้วของมอเตอร์

สมการไดนามิกของมอเตอร์คือ

$$T_G = J \frac{d\omega}{dt} + B + T_f + T_L \quad (6)$$

เมื่อ T_G คือแรงบิดที่เกิดโดยมอเตอร์

J คือผลรวมของโมเมนต์ของแรงเฉื่อยของมอเตอร์และโหลด

B คือสัมประสิทธิ์ของวิสกอสแดมป์บิง

T_f คือแรงบิดเสียดทานภายใน

T_L คือแรงบิดโหลด

สมการต่างๆของมอเตอร์แบบแยกกระตุ้นฟิลด์จะเหมือนกับแบบกระตุ้นฟิลด์คงที่ อย่างไรก็ตามข้อดีของมอเตอร์แบบฟิลด์แม่เหล็กถาวรซึ่งเหนือกว่ามอเตอร์แบบมีโครงสร้างของฟิลด์ด้วยการพันของขดลวดคือไม่มีกำลังสูญเสียในฟิลด์ มีประสิทธิภาพสูงกว่าและมีขนาดเล็กกว่าเมื่อเทียบกับมอเตอร์ที่มีขนาดของกำลังม้าเท่ากันนอกจากนั้นความสัมพันธ์เชิงเส้นในสมการ (1) ยังให้ค่าของกระแสอามาเจอร์ที่สูงกว่าดีซีมอเตอร์แบบฟิลด์เป็นขดลวด การประยุกต์ใช้งานที่เหมาะสมกับระบบที่ต้องการแรงบิดของโหลดสูง

ดีซีมอเตอร์แบบอามาเจอร์เป็นแกนเหล็ก

โครงสร้างของโรเตอร์และสเตเตอร์ของมอเตอร์แบบแกนเหล็กแสดงดังในรูป 3.11 โครงสร้างของมอเตอร์แบบนี้มีโมเมนต์ของแรงเฉื่อยสูงที่สุดและมีค่าอินดักแตนซ์ของโรเตอร์สูงที่สุดด้วยดังนั้นมอเตอร์แบบนี้จึงมีปริมาณการจุกความร้อนได้สูง และสามารถจะทนโอเวอร์โหลดได้ในระยะเวลาที่ยาวนานโดยไม่ทำให้มอเตอร์เสียหาย

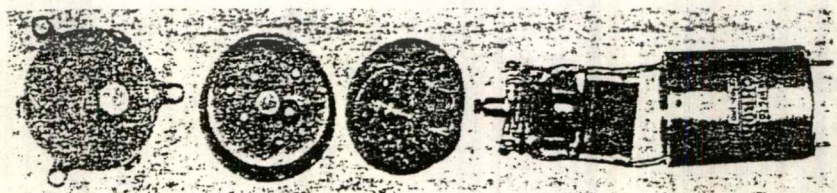
ระบบนี้จะให้ความสัมพันธ์ระหว่าง กระแสอาร์มาเจอร์ แรงบิดและความเร็วอยู่ในลักษณะลิเนียร์สมการทางไฟฟ้าของดีซีมอเตอร์แบบนี้เขียนได้เป็น



รูป 3.8 ชิ้นท่อมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวร



รูป 3.9 ดีซีมอเตอร์แบบฟิลด์เป็นแม่เหล็กถาวร

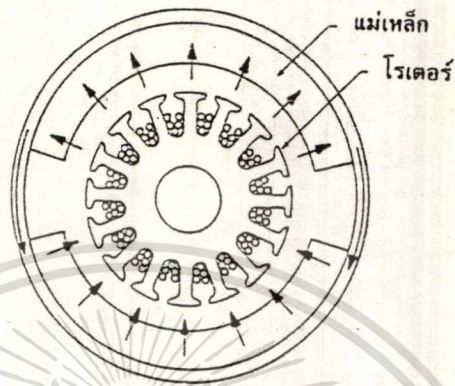


รูป 3.10 ดีซีมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวรและเกียร์บล็อกจากสำหรับลดความเร็ว

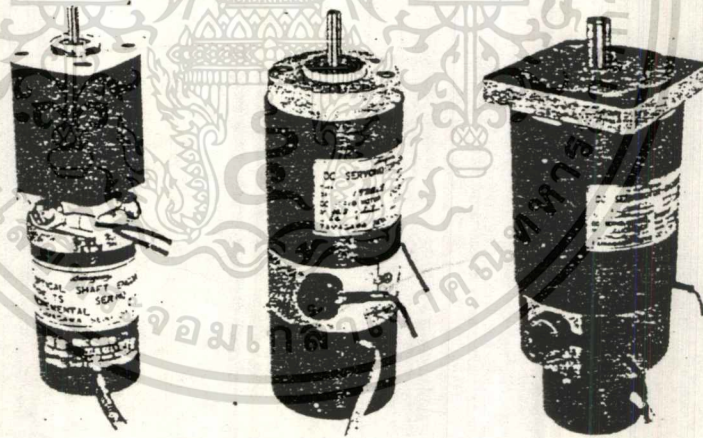
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดีซีมอเตอร์แบบอาร์มาเจอร์มีขดลวดพันอยู่บนพื้นผิว

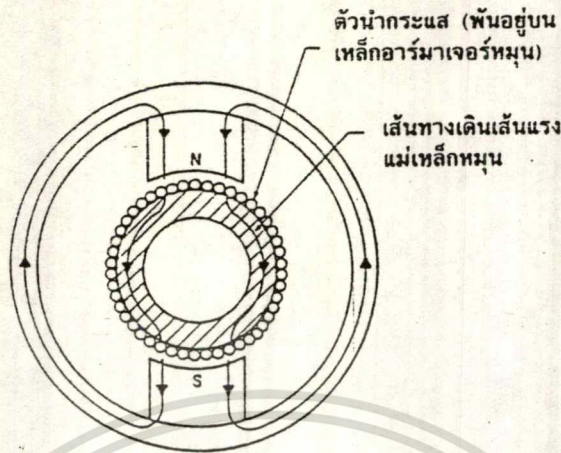
ในรูป 3.13 แสดงถึงการออกแบบของมอเตอร์ที่มีขดลวดพันอยู่บนพื้นผิว โดยไม่มีสลิตทำให้ไดอินดักแต้นซ์ของโรเตอร์ต่ำกว่าแบบแกนเหล็ก ข้อเสียคือทำให้ขนาดของมอเตอร์แบบนี้ใหญ่ขึ้นและราคาแพงกว่าแบบแกนเหล็กด้วย



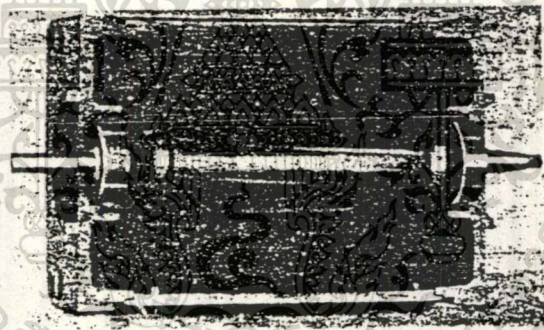
รูป 3.11 แสดงหน้าตัดของดีซีมอเตอร์แบบอาร์มาเจอร์เป็นแกนเหล็กส่วนฟิลด์เป็นแม่เหล็ก



รูป 3.12 ดีซีมอเตอร์และแอนโคดเดอร์แบบอาร์มาเจอร์เป็นแกนเหล็กขนาดต่างๆ



รูป 3.13 แสดงหน้าตัดของดีซีมอเตอร์แบบมีขดลวดบนพื้นผิวและฟิลด์เป็นแม่เหล็กถาวร

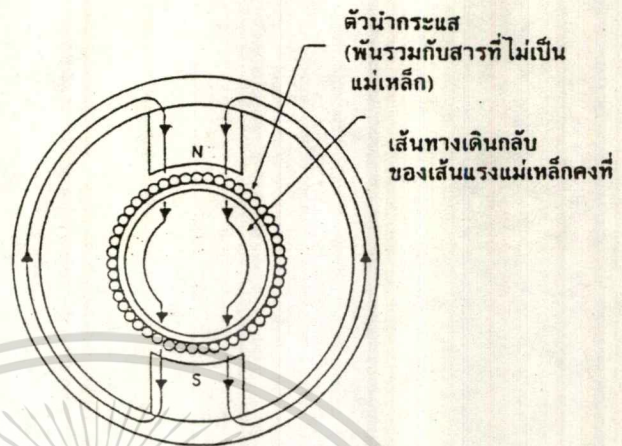


รูป 3.14 โครงสร้างภายในของเซอร์โวมอเตอร์แบบกรงกระรอก

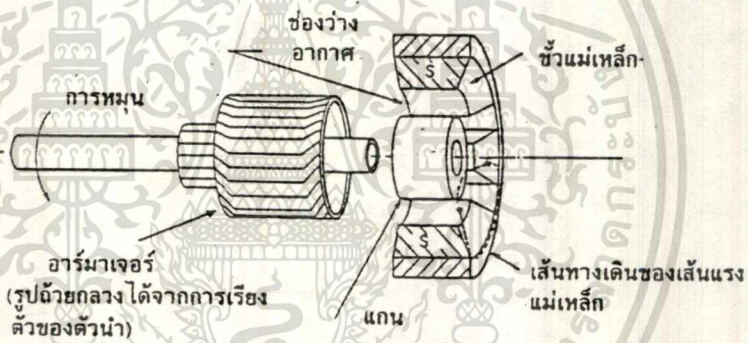
ดีซีมอเตอร์แบบอาร์มาเจอร์เป็นขดลวดหมุน

มอเตอร์แบบขดลวดหมุนนี้ได้รับการออกแบบเพื่อให้มีโมเมนต์ของแรงเฉื่อยน้อยมากดังแสดงในรูป 3.15 และรูปหน้าตัดซึ่งมองด้านข้างของมอเตอร์ดังกล่าวแสดงในรูป 3.16 นอกจากนี้ในรูป 3.17 และรูป 3.18 เป็นรูปถ่ายของอาร์มาเจอร์แบบเป็นขดลวดเคลื่อนที่ และรูปลักษณะโครงสร้างภายนอกและโครงสร้างของแม่เหล็กมอเตอร์แบบนี้มีช่องว่างอากาศ (air gap) ระหว่างแม่เหล็กมากกว่ามอเตอร์ทั้งสองแบบที่กล่าวมาแล้ว ดังนั้นจำเป็นต้องออกแบบให้โครงสร้างของแม่เหล็กให้ใหญ่

ขึ้นเพื่อให้ได้ช่องว่างของอากาศระหว่างเส้นแรงแม่เหล็กที่เท่ากันกับของมอเตอร์ทั้งสองแบบดังกล่าว
 ดังนั้นราคาของมอเตอร์แบบนี้จึงมีราคาแพง นอกจากนั้นโครงสร้างของโรเตอร์มีความจุความร้อนต่ำ
 มากถ้าหากเกิดโอเวอร์โหลดก็จะทำให้มอเตอร์เสียหายได้ง่ายและโรเตอร์ลักษณะนี้จะมีค่าอินдукแตนซ์ต่ำ
 มากคือน้อยกว่า 10 ไมโครเฮนรี่



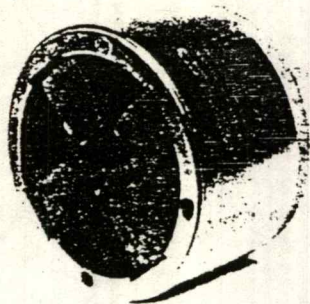
รูป 3.15 หน้าตัดของดีซีมอเตอร์แบบมีโรเตอร์เป็นขดลวดเคลื่อนที่และฟิลด์เป็นแม่เหล็กถาวร



รูป 3.16 แสดงถึงรูปหน้าตัดซึ่งมองด้านข้างของดีซีมอเตอร์แบบมีโรเตอร์เป็นขดลวดหมุน

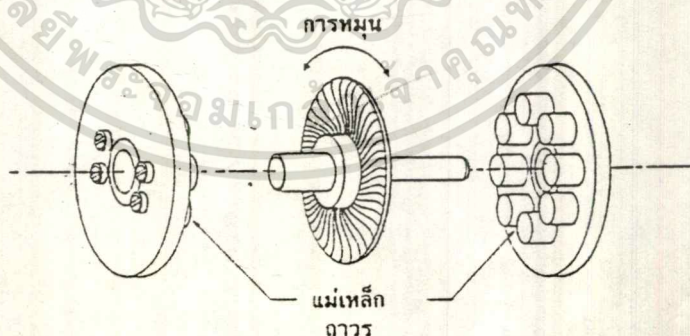


รูป 3.17 อาร์มาเจอร์แบบเป็นขดลวดเคลื่อนที่ซึ่งมีรูปร่างเป็นถ้วยทรงกระบอกและเพลลา
 เอาท์พุททำจากซีรามิกอลูมิเนียมเพื่อให้ทนต่อแรงดึงได้สูง



รูป 3.18 แสดงรูปร่างและโครงสร้างแม่เหล็กของมอเตอร์แบบขดลวดเคลื่อนที่

ในรูป 3.19 แสดงถึงมอเตอร์แบบขดลวดเคลื่อนที่อีกลักษณะหนึ่งซึ่งมีโครงสร้างของอาร์มาเจอร์ เป็นรูปร่างจานซึ่งทำขึ้นจากขดลวดตัวนำซ้อนกันหลายชั้น ซึ่งเรามักจะเรียกกันว่า "printed motor" ตัวอย่างอีกอันหนึ่งของมอเตอร์แบบขดลวดเคลื่อนที่(หมุน)แสดงในรูปที่ 3.20 ซึ่งเป็นมอเตอร์ขนาด 7 แรงม้า ซึ่งสามารถประยุกต์ใช้ในงานเครื่องมือกลได้ดีสามารถให้แรงบิดได้สูงถึง 100 ft-lb และพัลส์กระแสได้ถึง 800 แอมป์ ในปัจจุบันที่ซีมอเตอร์แบบโรเตอร์เป็นขดลวดหมุนนี้ให้คุณสมบัติการทำงานที่ดีเยี่ยมเหมาะสำหรับเป็นตัวขับเคลื่อนในระบบการบังคับตำแหน่ง และยังให้อัตราสวนระหว่างแรงบิดและแรงเฉื่อยได้สูง และที่ค่าอินดักแตนซ์ต่ำที่สุดเมื่อเทียบกับมอเตอร์แบบอื่น ๆ นอกจากนั้นความสามารถในการเพิ่มอัตราเร่งยังกระทำได้สูง 10^6 เรเดียน / วินาที²

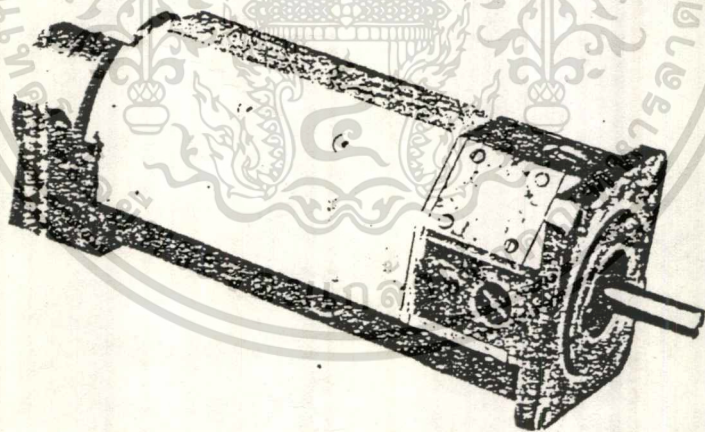


รูป 3.19 แสดงถึงซีมอเตอร์แบบโรเตอร์เป็นขดลวดหมุนมีรูปร่างเป็นจาน

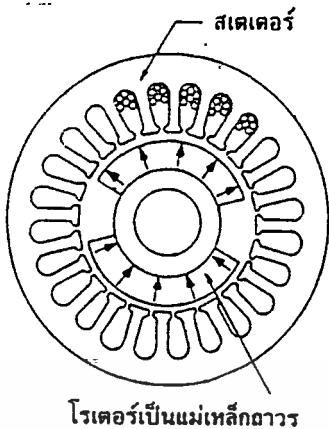
ดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่าน

ดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่านต่างจากดีซีมอเตอร์ที่กล่าวมาแล้วคือ การคอมมิวเทชันกระแสอาร์มาเจอร์จะใช้วิธีทางอิเล็กทรอนิกส์ โครงสร้างของมอเตอร์แบบนี้จะมีโรเตอร์เป็นแม่เหล็กหยาบ "black iron" และขดลวดคอมมิวเทเตอร์จะอยู่ภายนอกส่วนของตัวโรเตอร์ดังแสดงในรูป 3.21 (เปรียบเทียบกับดีซีมอเตอร์โดยทั่วไปแล้วจะมีโครงสร้างที่มีส่วนประกอบกลับกัน) การประยุกต์ใช้งานของดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่านนี้มักจะทำให้ในระบบที่ต้องการโมเมนต์ของแรงเฉื่อยต่ำ เนื่องจากโครงสร้างของมอเตอร์แบบนี้สร้างขึ้นด้วยสารแม่เหล็กชนิดพิเศษเพื่อให้เป็นมอเตอร์ชนิดที่มีโมเมนต์ของแรงเฉื่อยต่ำ

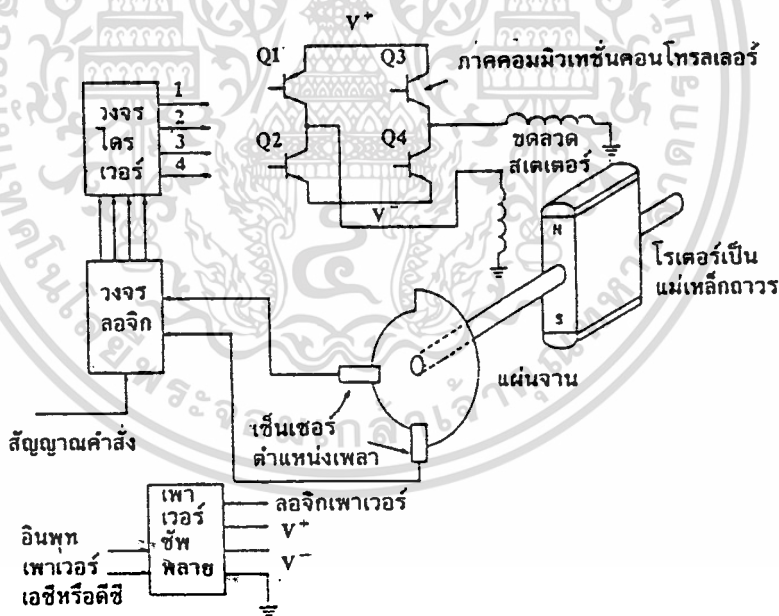
การจัดคอมมิวเทชันในมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่านจะกระทำได้ภายนอกตัวมอเตอร์โดยใช้วงจรสวิตช์ซึ่งรวมเข้ากับมอเตอร์เพื่อให้เข้าใจการบังคับมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่านดียิ่งขึ้นรูป 3.22 จะแสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของส่วนประกอบที่สำคัญในระบบการบังคับดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่าน เอนโคเดอร์ที่เพลาของมอเตอร์แสดงให้เห็นว่าจำเป็นต้องซึ่งโครโมสโคปคอมมิวเทชันสวิตช์ซึ่งกับตำแหน่งเชิงมุมของโรเตอร์ ในรูป 3.23 และรูป 3.24 แสดงถึงโครงสร้างของตัวบังคับอีกแบบหนึ่ง ซึ่งเรียกว่า อินเวอร์เตอร์ซึ่งมักจะทำให้กับดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่านนี้



รูป 3.20 ดีซีมอเตอร์แบบโรเตอร์เป็นขดลวดหมุนชนิดที่ใช้ในงานอุตสาหกรรม

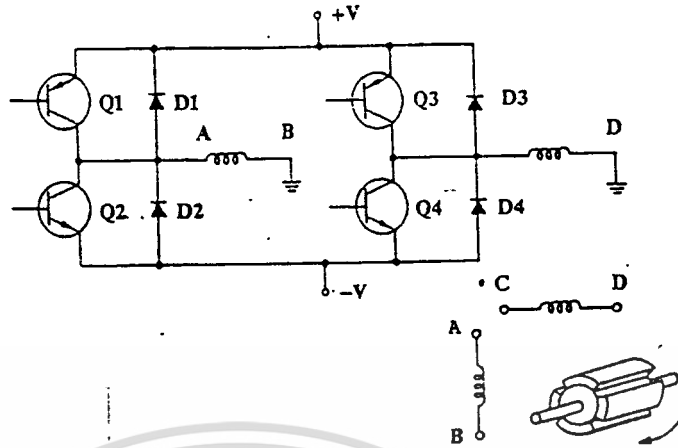


รูป 3.21 หน้าตัดของดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่านและโรเตอร์เป็นแม่เหล็กถาวร

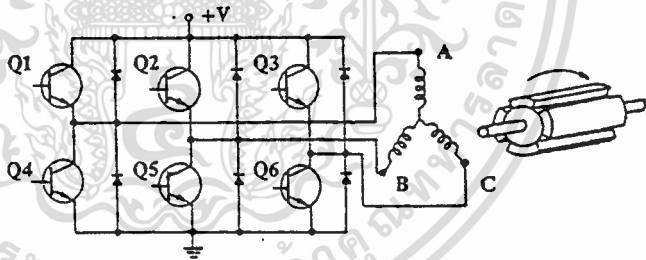


รูป 3.22 แสดงถึงส่วนประกอบที่สำคัญในระบบการบังคับดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 3.23 ตัวอย่างโครงสร้างอินเวอร์เตอร์ของดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่านชนิด 2 เฟส โดยใช้เพาเวอร์ซัพพลายสองค่า



รูป 3.24 ตัวอย่างอินเวอร์เตอร์ของดีซีมอเตอร์ของดีซีมอเตอร์แบบไม่มีแปรงถ่านชนิด 3 เฟส โดยใช้เพาเวอร์ซัพพลายเพียงค่าเดียว

บทที่ 4

ระบบคอนโทรลความเร็ว

(VELOCITY CONTROL SYSTEM)

ระบบการคอนโทรลความเร็วรอบหรือความเร็ว คือระบบที่สามารถกำหนดความเร็วให้คงที่หรือแปรค่าได้ตามที่เราต้องการด้วยการเซ็ค่าสัญญาณอินพุทของระบบ การแปรค่าไปของความเร็วจะต้องอยู่ภายในแบนด์วิดท์ของระบบ ระบบการคอนโทรลความเร็วมีทั้งแบบการคอนโทรลแบบเปิดลูป ซึ่งเป็นระบบการคอนโทรลอย่างง่าย ๆ และการคอนโทรลแบบปิดลูปเป็นการคอนโทรลที่ให้ความเที่ยงตรงของความเร็วสูง

ในบทนี้จะอธิบายเชิงเปรียบเทียบถึงคุณสมบัติการคอนโทรลความเร็วแบบเปิดลูปของมอเตอร์ด้วยตัวคอนโทรลเลอร์แบบต่างๆจากนั้นก็จะได้อธิบายถึงการคอนโทรลความเร็วแบบปิดลูปซึ่งยังสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 แบบคือ การคอนโทรลความเร็วแบบเร็กกูเลเตอร์(คือการคอนโทรลความเร็วได้เพียงทิศทางเดียว) และการคอนโทรลความเร็วแบบเซอร์โว(คือการคอนโทรลความเร็วได้สองทิศทาง) ส่วนการวิเคราะห์และออกแบบระบบคอนโทรลความเร็วจะอธิบายด้วยบล็อกไดอะแกรมโดยการแยกวิเคราะห์ให้เห็นความแตกต่างระหว่างระบบการคอนโทรลความเร็วที่ใช้แอมพลิไฟเออร์แบบแอมพลิไฟกระแสและแอมพลิไฟโวลท์เตจการวิเคราะห์ระบบเราจะวิเคราะห์จากทรานเฟอร์ฟังก์ชันสองแบบคือแบบแรกเป็นทรานสเฟอร์ฟังก์ชันระหว่างความเร็วเอาท์พุทและอินพุท แบบที่สองเป็นทรานสเฟอร์ฟังก์ชันระหว่างความเร็วเอาท์พุทและโวลด์ นอกจากนี้ก็จะเป็นตัวอย่างการออกแบบระบบคอนโทรลความเร็วของ อินดักชันมอเตอร์แบบสองเฟส

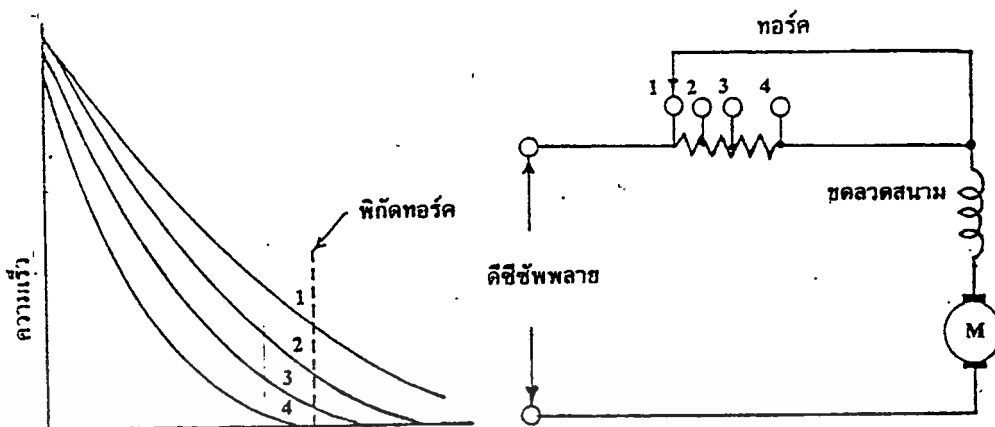
4. 1. ระบบการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์แบบเปิดลูป

ตัวคอนโทรลเลอร์ที่ใช้คอนโทรลความเร็วของมอเตอร์แบบเปิดลูปแบ่งออกได้เป็น 4 แบบดังนี้

4.1.1 ตัวคอนโทรลเลอร์แบบความต้านทานที่ปรับค่าได้(rheostat)

การคอนโทรลแบบนี้เป็นวิธีที่ง่ายที่สุดและใช้กันในยุคแรกๆมีประสิทธิภาพการคอนโทรลความเร็วอยู่ในพิสัย 4:1 และให้การเร็กกูเลทความเร็วของมอเตอร์ไม่ดีต่อการเปลี่ยนแปลงโวลด์และโวลท์เตจของสายส่งการคอนโทรลแบบนี้ไม่มีประสิทธิภาพเพราะว่ากำลังไฟสูญเสียไปในตัวต้านทาน

ในรูปที่ 4.1 แสดงถึงตัวอย่างการคอนโทรลความเร็วของซีรี่มอเตอร์(series motor)ด้วยตัวคอนโทรลแบบนี้ให้คุณสมบัติการสตาร์ทดี(ให้แรงบิดสูงที่ความเร็วต่ำ)แต่จะให้ความเร็วสูงจัดมากเมื่อมอเตอร์อยู่ในภาวะที่โวลด์น้อยๆ ดังนั้นการคอนโทรลแบบนี้จะเป็นประโยชน์เฉพาะภาวะที่แรงต้านคงที่ ยกตัวอย่างเช่น การคอนโทรลความเร็วของเครื่องจักรเย็บผ้า เครื่องผสมอาหาร และการบังคับนี้จะให้การเร็กกูเลทความเร็วเลวลงเมื่อความเร็วลดลงทำให้เป็นการยากที่จะคอนโทรลความเร็วให้ได้พิสัยกว้าง

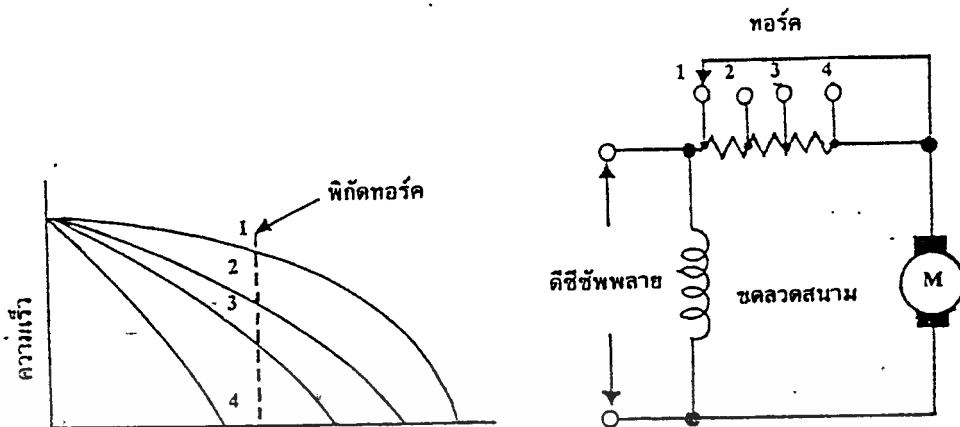


รูปที่ 4.1 แสดงถึงวงจรการคอนโทรลความเร็วของซีรี่มอเตอร์ด้วยตัวต้านทานและกราฟแสดงถึงคุณสมบัติระหว่างความเร็วต่อแรงบิดของการคอนโทรลแบบนี้

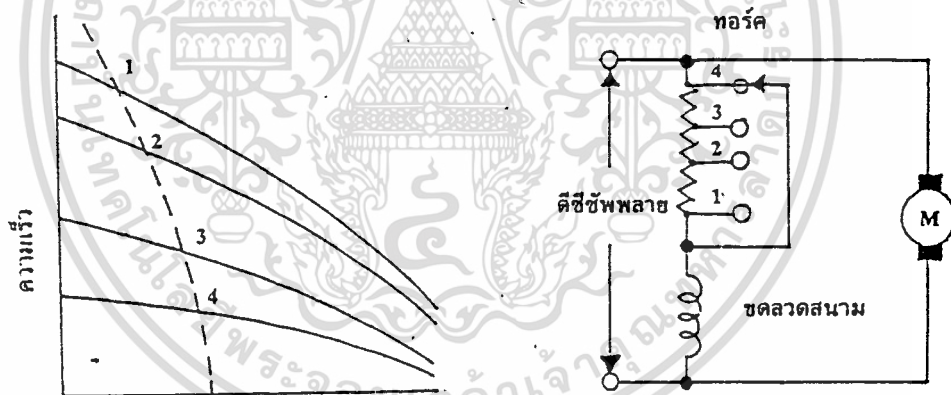
ส่วนการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์(shunt motor)ด้วยตัวคอนโทรลเลอร์แบบรีโอสตาทแสดงในรูป 4.2 ตัวคอนโทรลเลอร์ต่ออนุกรมอยู่กับวงจรอาร์มาเจอร์และขดลวดของฟิลด์ถูกกระตุ้นด้วยโวลต์เตจคงที่(ถ้าเป็นมอเตอร์แบบฟิลด์ที่ได้จากแม่เหล็กถาวรก็ใช้ได้)

ผลของการคอนโทรลแบบนี้ถ้าเพิ่ม ค.ต.ท.ในวงจรอาร์มาเจอร์มากขึ้นทำให้ความเร็วกลุ่กลความเร็วลดลงด้วยการคอนโทรลแบบนี้จึงเหมาะสำหรับงานที่แรงบิดของโหลดคงที่ต่ำกว่างานที่มีภาวะของโหลดเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้าง

ในรูป 4.3 เราจะเห็นว่าชั้นมอเตอร์ต่ออยู่กับตัวความต้านทานคอนโทรลการเปลี่ยนแปลงของฟิลด์ วงจรการคอนโทรลแบบนี้มีข้อดีอยู่ที่ว่าความเร็วของมอเตอร์สามารถปรับได้เฉพาะความเร็วที่สูงกว่าความเร็วที่ยังไม่ได้ใส่ตัวความต้านทานเพื่อคอนโทรลฟิลด์เท่านั้นส่วนผลเสียของการคอนโทรลแบบนี้คือแรงบิดคงที่ของมอเตอร์จะลดลงด้วยการเพิ่มค่าค.ต.ท.ที่ใส่เข้าไป(ทำให้สนามแม่เหล็กลดลง)ดังนั้นมอเตอร์อาจถูกทำให้โอเวอร์โหลดได้ง่ายและวงจรการคอนโทรลก็ควรจะใช้งานเฉพาะในกรณีเมื่อสภาพของโหลดและการคอนโทรลยืนยันได้ว่าเป็นจริง



รูปที่ 4.2 แสดงถึงวงจรการคอนโทรลความเร็วของชั้นมอเตอร์ ด้วยตัวต้านทาน และกราฟแสดงถึงคุณสมบัติระหว่างความเร็วต่อแรงบิดของการคอนโทรลแบบนี้



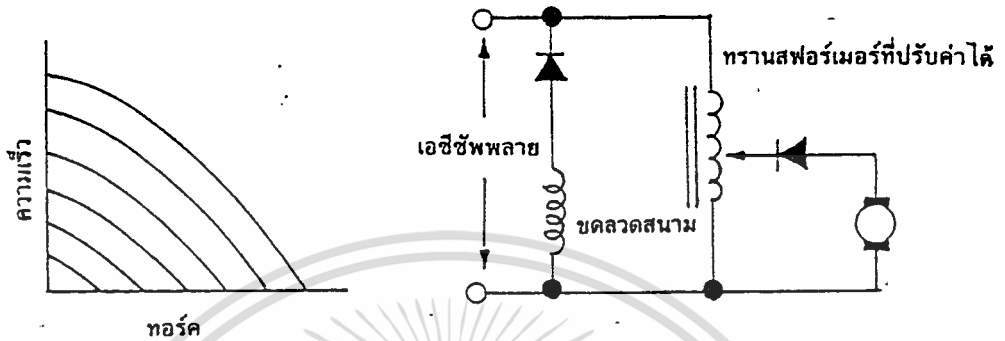
รูปที่ 4.3 แสดงการคอนโทรลชั้นมอเตอร์ด้วยตัวความต้านทานที่ปรับค่าได้ต่ออนุกรมกับฟิลด์

4. 1.2 ตัวคอนโทรลเลอร์แบบทรานเฟอร์เมอร์ที่ปรับค่าได้ (variac) กับตัวเร็คตีไฟ

การคอนโทรลแบบนี้สามารถขับดีซีมอเตอร์ได้พิสัยความเร็ว 10:1 และให้การเร็คกูเลทและประสิทธิภาพที่ดีกว่าการคอนโทรลด้วยรีโอสตาท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 4.4 แสดงถึงการคอนโทรลโดยใช้วาริแอกบึงคับโวลท์เตจของชั้นมอเตอร์ด้วยการปล่อยกระแสให้ฟิลด์คองที่ ผลของคุณสมบัติความเร็ว-แรงบิดได้รับการปรับปรุงดีขึ้นกว่าการคอนโทรลด้วยความต้านทานที่ปรับค่าได้ และให้การเรีควเลทความเร็วคงที่ได้ดีตลอดพิสัยความเร็วที่กว้างกว่า



รูปที่ 4.4 แสดงถึงทรานส์ฟอร์มเมอร์คอนโทรลโวลท์เตจของอามาเจอร์ของชั้นมอเตอร์

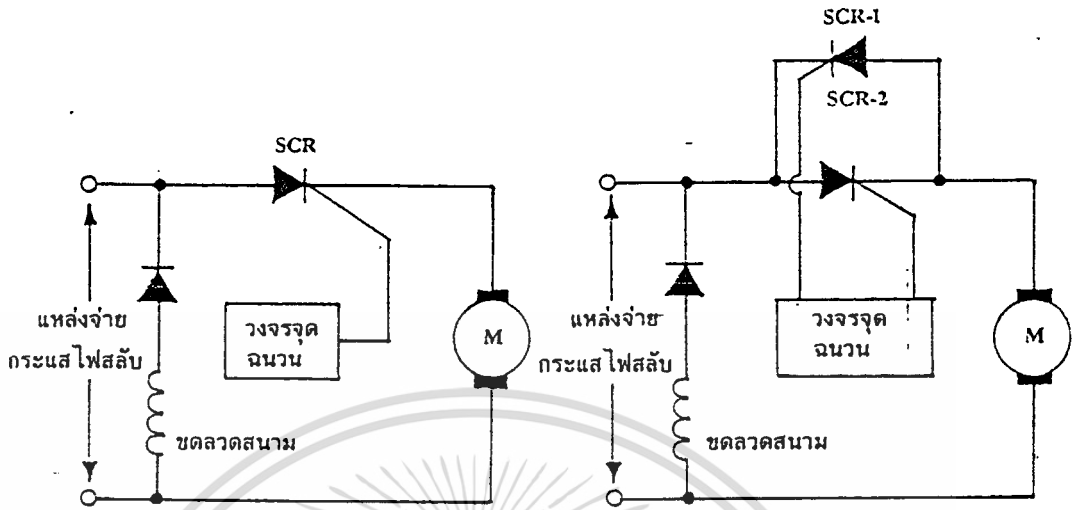
4. 1.3 ตัวคอนโทรลเลอร์แบบSCR(ไทรสเตอร์)

ด้วยการทำงานเป็นแบบครึ่งคลื่นจะให้คุณสมบัติคล้ายกับการคอนโทรลด้วยวาริแอกอย่างไรก็ตามระบบของSCRที่ทำงานแบบเต็มคลื่นสามารถให้พิสัยการคอนโทรลความเร็วได้ถึง 20:1 เมื่อใช้เทคนิคการชดเชย"IR"(หมายถึงเทคนิคการรับรู้กระแสและป้อนกลับเป็นระบบปิด-loop) ด้วยวิธีการชดเชยการคอนโทรลความเร็วนี้สามารถให้การเรีควเลทความเร็วได้ถึง3%จากไม่มีโหลดถึงภาวะที่มีโหลดเต็มที่ เช่นมอเตอร์มีความเร็วที่กำหนดให้ 1800 รอบต่อนาที การคอนโทรลให้เรีควเลทความเร็วเท่ากับ3%ของความเร็วสูงสุด หมายความว่าความเร็วของมอเตอร์จะเปลี่ยนแปลงไป 54 รอบต่อนาทีเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลงสมมติว่ามอเตอร์หมุนอยู่ที่ความเร็ว 180รอบต่อนาทีและไม่ได้ต่อโหลด เมื่อต่อกับโหลดตามที่กำหนดความเร็วของมอเตอร์จะลดลงเป็น 180-54=126รอบต่อนาที ดังนั้นการเรีควเลทจะเท่ากับ30%ของความเร็วที่ตั้งไว้ (set speed)

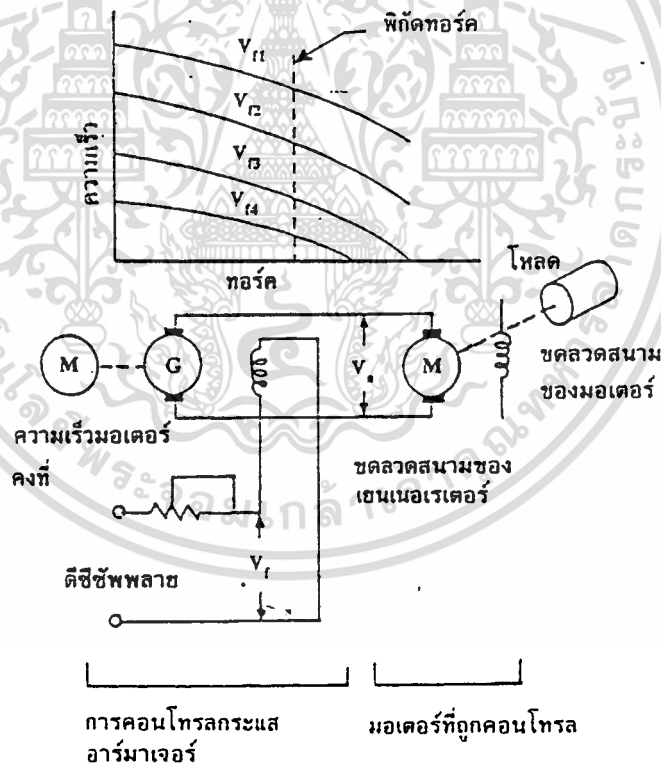
4. 1.4 ตัวคอนโทรลเลอร์แบบคอนโทรลอามาเจอร์โวลท์เตจของมอเตอร์ด้วยเยเนอเรเตอร์

เป็นวิธีการคอนโทรลความเร็วแบบเปิด-loopที่ค่อนข้างยุ่งยากดังแสดงในรูปที่ 4.6 มอเตอร์ที่ความเร็วคงที่จะใช้เป็นตัวขับเคลื่อนเนอเรเตอร์ที่มีโวลท์เตจของฟิลด์ถูกคอนโทรลให้แปรค่าได้ ดังนั้นเนอเรเตอร์จะเป็นตัวผลิตโวลท์เตจที่ปรับค่าได้จ่ายให้กับอาร์มาเจอร์ของมอเตอร์และผลที่ได้ของคุณ

สมบัติ แรงบิด-ความเร็วจะดีขึ้นกว่าในรูป 4.2 เนื่องจากการคอนโทรลแบบนี้ให้การเรีกฎเลขที่เป็นอิสระต่อความเร็วที่ได้ตั้งไว้



รูปที่ 4.5 ตัวอย่างการคอนโทรลขั้วมอเตอร์ด้วย SCR แบบครึ่งคลื่นและ แบบเต็มคลื่น



รูปที่ 4.6 ระบบการคอนโทรลแบบรูปเปิดโดยใช้วิธีการคอนโทรลอาร์มาเจอร์โวลท์เตจ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

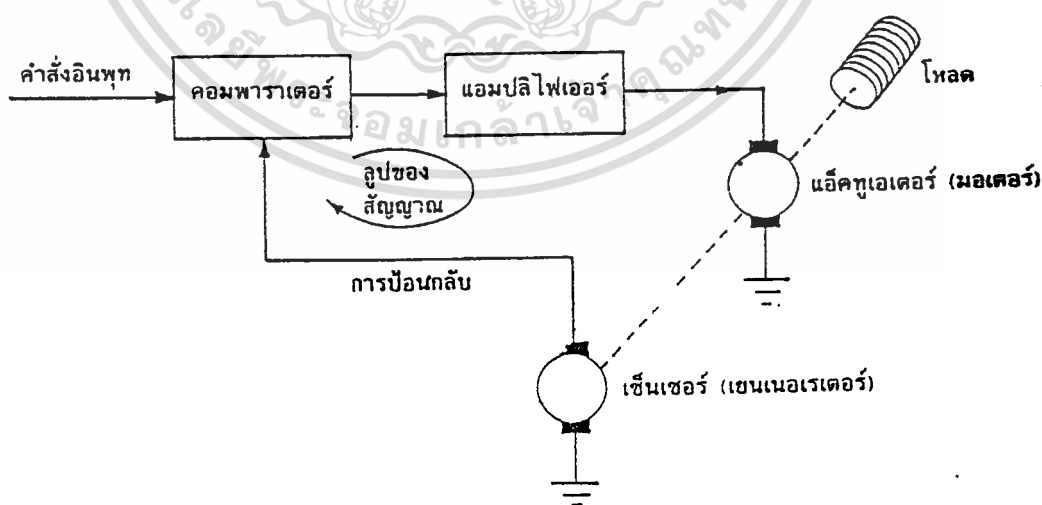
ผลลัพธ์ที่ได้ของการคอนโทรลแบบนี้ให้คุณสมบัติที่เหนือกว่าการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์วิธีต่างๆที่ได้กล่าวมาแล้ว อย่างไรก็ตามเนื่องจากราคาแพงของชุดมอเตอร์เอนเนอเรเตอร์และส่วนการคอนโทรลฟิลด์ของเอนเนอเรเตอร์ทำให้การคอนโทรลความเร็ววิธีนี้ใช้ไม่ได้ผลดีกับคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์ตัวเล็กๆการประยุกต์ใช้งานส่วนใหญ่จะใช้ในงานอุตสาหกรรมที่ต้องการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์ตัวใหญ่ๆตั้งแต่ 1 แรงม้าขึ้นไปเพราะว่าคุณสมบัติการขยายกำลังไฟฟ้าของชุดมอเตอร์เอนเนอเรเตอร์เหมาะสมใช้ในระบบการคอนโทรลลูปปิดในยุคแรกๆเมื่อหลอดสุญญากาศกำลังสูงและเครื่องขยายแบบแม่เหล็กเริ่มนำมาใช้สำหรับการคอนโทรล

วิธีการคอนโทรลดังที่กล่าวมาแล้วข้างต้นเชื่อว่า จะได้รับการพัฒนาเพื่อใช้งานทั้งหมดทุกวิธี วิธีการคอนโทรลเหล่านั้นถือได้ว่าเป็นตัวอย่างของปัญหาที่จะต้องได้พบในการคอนโทรลแบบลูปเปิดของระบบการทำงานที่คอนโทรลด้วยมือในอดีตเราสามารถเห็นได้ว่าในแต่ละกรณีก็มีข้อเสียที่ไม่ต้องการเกิดขึ้นซึ่งเป็นข้อจำกัดให้แต่ละวิธีใช้งานได้เฉพาะอย่างเท่านั้น

4. 2. ระบบการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์แบบปิดลูป

ระบบการคอนโทรลความเร็วของดีซีมอเตอร์แบบปิดลูปดังแสดงในรูปที่ 4.7 แบ่งออกได้เป็น 2 แบบคือ

1. การคอนโทรลความเร็วแบบเว็คทูลเตอร์
2. การคอนโทรลความเร็วแบบเซอร์โว



รูปที่ 4.7 ระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์แบบปิดลูป

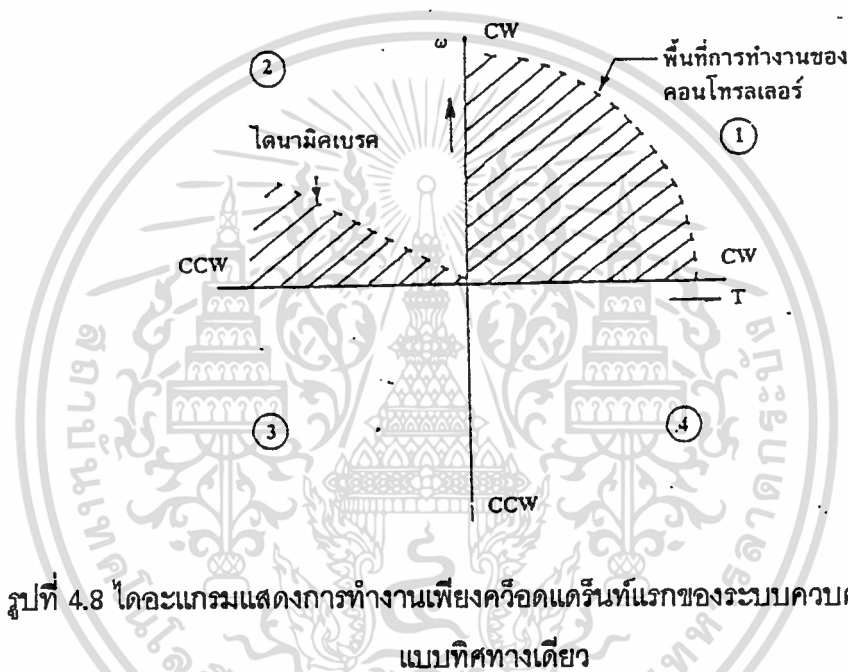
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกหนึ่งหน้าเป็นหัดดัดแปลงปัญหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.1 ระบบการคอนโทรลความเร็วแบบเรีคกูเลเตอร์

จะเป็นการบังคับความเร็วเพียงทิศทางเดียวโดยทำงานในควอเตอร์แรกเท่านั้นดังแสดงในรูปที่ 4.8 ระบบไม่สามารถจะให้แรงบิดของดีซีมอเตอร์ที่มีค่าเป็นลบ และไม่สามารถกลับทิศทางของความเร็วได้

ระบบการคอนโทรลความเร็วแบบทิศทางเดียวนี้เราสามารถจะเพิ่มไดนามิคเบรก(dynamic brake)เข้าไปในระบบได้ทำให้เราสามารถจำกัดแรงบิดลบของมอเตอร์ในควอเตอร์ที่สองได้ แต่เนื่องจากการบังคับในควอเตอร์ที่สองนี้อยู่ในพื้นที่การควบคุมให้มอเตอร์หยุดหมุน ดังนั้นเราถือได้ว่าการควบคุมความเร็วแบบเรีคกูเลเตอร์เป็นการคอนโทรลแบบควอเตอร์เดียว



รูปที่ 4.8 ไดอะแกรมแสดงการทำงานเพียงควอเตอร์แรกของระบบควบคุมความเร็วแบบทิศทางเดียว

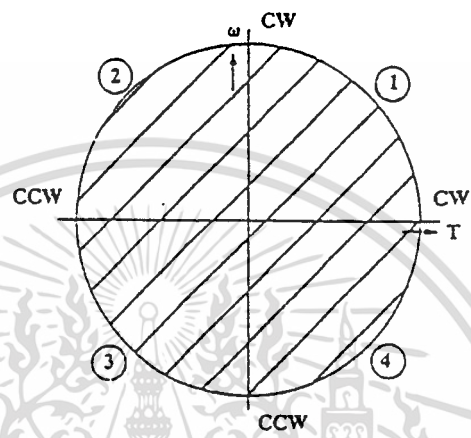
4.2.2 ระบบการคอนโทรลความเร็วแบบเซอร์โว

จะเป็นการบังคับความเร็วได้สองทิศทาง นอกจากนั้นระบบแบบนี้ยังสามารถให้ความเร็วและแรงบิดของมอเตอร์ได้ทั้งในทิศทางลบและบวกดังแสดงในรูปที่ 4.9 ซึ่งแสดงถึงพื้นที่การคอนโทรลแบบเซอร์โวคือสามารถทำงานได้แบบสองทิศทางหรือเป็นการคอนโทรลได้ 4 ควอเตอร์

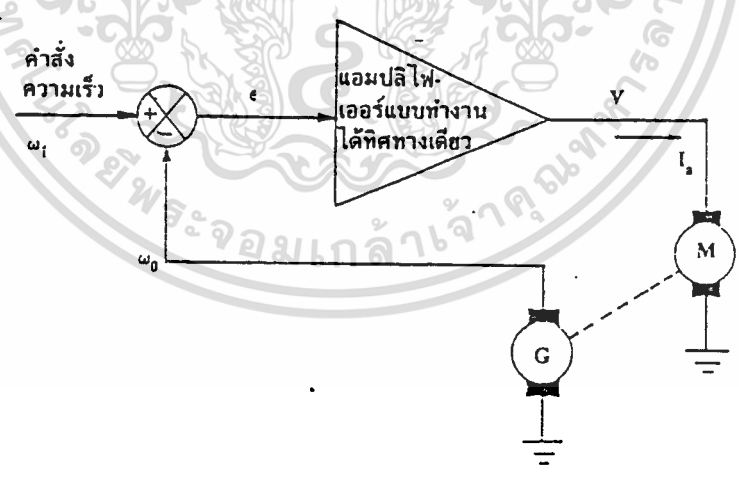
4.3 ระบบการคอนโทรลความเร็วได้เพียงทิศทางเดียวหรือควอเตอร์เดียว

ระบบการคอนโทรลแบบควบคุมความเร็วได้เพียงควอเตอร์เดียวจะใช้เพาเวอร์เอมป्लीไฟเออร์แบบขยายสัญญาณได้ทิศทางเดียวดังแสดงในรูปที่ 4.10 เพาเวอร์เอมป्लीดังกล่าวสามารถจ่าย

กำลังงานให้มอเตอร์เฉพาะกระแสและโวลต์โคงที่เป็นบวก(หรือลบเท่านั้น) ดังนั้นการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์จะกระทำได้เพียงทิศทางเดียวเท่านั้นด้วยระบบแรงบิดของโหลดเป็นเหมือนแรงบิดที่ด้านการหมุนของมอเตอร์ ในรูปที่ 4.8 เมื่อความเร็วของมอเตอร์ ω แทนแกนตั้งและแรงบิด T แทนแกนนอน เราจะหาได้ว่าความเร็วที่คอนโทรลได้ และช่วงพิสัยของแรงบิดของระบบการคอนโทรลได้ และช่วงพิสัยของแรงบิดของระบบการคอนโทรลแบบควอดแดรันท์เดียวจะอยู่ในควอดแดรันท์แรกเท่านั้น



รูปที่ 4.9 ไดอะแกรมแสดงการทำงานได้ถึง 4 ควอดแดรันท์ของระบบควบคุมความเร็วแบบเซอร์โว



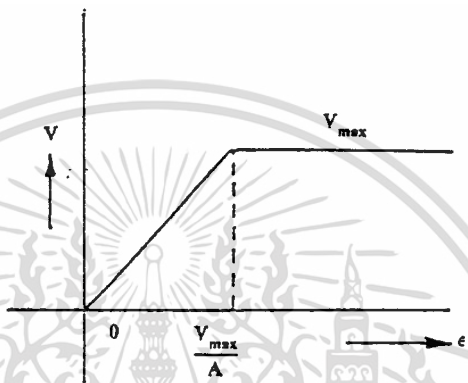
รูปที่ 4.10 การคอนโทรลแบบทำงานแบบควอดแดรันท์เดียว

คุณสมบัติของเพาเวอร์แอมป์ที่ใช้ในระบบควบคุมแบบควอดแดรันท์เดียวอธิบายได้ดังนี้

$$V = 0 \quad \text{ถ้า} \quad \epsilon < 0$$

$$V = A \epsilon \quad \text{ถ้า } 0 \leq \epsilon \leq \frac{V_{\max}}{A} \quad (4.1)$$

$$V = V_{\max} \quad \text{ถ้า } \epsilon > \frac{V_{\max}}{A}$$



รูปที่ 4.11 แสดงถึงคุณสมบัติของเพาเวอร์แอมป์ที่ใช้ในระบบการควบคุมแบบคิวดแคว้นท์เดียว เมื่อ A คือ gain การขยายของเพาเวอร์แอมป์หรือคุณสมบัติของเพาเวอร์แอมป์แสดงเป็นกราฟได้ดังรูปที่ 4.11 เพาเวอร์แอมป์จะจ่ายกระแสไปยังมอเตอร์เฉพาะค่าบวกเท่านั้น ดังนั้น

$$I_a = \frac{V - E_g}{R_a} \quad \text{ถ้า } V > E_g \quad (4.2)$$

$$I_a = 0 \quad \text{ถ้า } V \leq E_g$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ R_a คือ ความต้านทานของมอเตอร์

- E_g คือ โวลต์เตจที่กำเนิดภายในตัวมอเตอร์(counter emf)

การทำงานของระบบ

สมการไดนามิกอย่างง่ายของมอเตอร์คือ

$$K_t I_a = J \frac{d\omega}{dt} + T_L \quad (4.3)$$

เมื่อมอเตอร์ต่ออยู่กับระบบการคอนโทรลแบบทำงานครีอดแดรันท์เดี่ยว ความเร็วและรักษาให้มีค่าเข้าใกล้ความเร็วที่ต้องการ ω_1 ตามกระบวนการต่อไปนี้

ระบบจะควบคุม

(1) เมื่อความเร็วที่เป็นจริง (ω_0) สูงกว่าความเร็วที่ต้องการ (ω_1) ในกรณีนี้ความแตกต่างของความเร็วมีค่าเป็นลบ

$$\epsilon = k(\omega_1 - \omega_0) < 0 \quad (4.4)$$

จากผลดังกล่าวนี้โวลต์เตจและกระแสจะมีค่าเป็นศูนย์ซึ่งเห็นได้จากสมการ 4.1 และ 4.2 ดังนั้น ความเร็วของมอเตอร์จะถูกลดลงซึ่งสามารถหาได้จากสมการ 4.3 เมื่อกระแสเป็นศูนย์อัตราการเปลี่ยนแปลงของความเร็วได้เป็น

$$a = \frac{d\omega}{dt} = -\frac{T_L}{J} \quad (4.5)$$

อัตราการลดความเร็วเท่ากับอัตราส่วนระหว่างแรงบิดที่ใช้หมุนโหลด(T_L)และผลรวมของโมเมนต์ความเฉื่อยของมอเตอร์และโหลด การลดความเร็วลงจะเกิดขึ้นต่อเนื่องตราบเท่าที่ความเร็ว ω_0 ยังมีค่าสูงอยู่ และความแตกต่างของความเร็วมีค่าเป็นลบ

(2) เมื่อความเร็วของมอเตอร์ (ω_0) ต่ำกว่าความเร็วที่ต้องการ (ω_1)

ในกรณีนี้ความแตกต่างของความเร็ว (ϵ) จะมีค่ามากกว่า V_{max} จากผลดังกล่าวนี้โวลต์เตจเอาท์พุท

$V = V_{max}$ และกระแสได้เป็น A

$$I_a = \frac{V_{max} - E_g}{R_a} \quad (4.6)$$

ดังนั้น มอเตอร์จะมีอัตราความเร็วเป็น

$$a = \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J} (K_T I_a - T_L) \quad (4.7)$$

$$a = \frac{1}{J} \left(K_T \frac{V_{max}}{R_a} - E - T_L \right)$$

อัตราการเพิ่มความเร็วของมอเตอร์นี้จะต่อเนื่องกันจนกว่าความแตกต่างของความเร็ว ϵ จะมีค่าน้อยกว่า V_{max} และมีค่าเข้าไปอยู่ในย่านลิเนียร์

A

การพิจารณาที่กระทำมาแล้วนี้แสดงให้เห็นว่าในกรณีที่มอเตอร์มีความเร็วที่เบี่ยงเบนไปจากความเร็วที่ต้องการเป็นจำนวนมาก ระบบก็จะพยายามแก้ไขความผิดพลาดของความเร็วให้เป็นศูนย์ ยังคงเหลือการวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของมอเตอร์ภายใต้ภาวะที่ความเร็วคงที่ (steady-state) และความเร็วของมอเตอร์มีความเบี่ยงเบนเพียงเล็กน้อยไปจากความเร็วที่ต้องการซึ่งก็จะรักษาให้เอาต์พุตของแอมพลิไฟเออร์ทำงานอยู่ในย่านลิเนียร์ $0 \leq V \leq V_{max}$

$$(3) \text{ ในกรณีที่ความเร็วของมอเตอร์คงที่ } \left(\frac{d\omega}{dt} = 0 \right)$$

กระแสที่ไหลในมอเตอร์ในภาวะที่ความเร็วของมอเตอร์คงที่หาได้จากสมการ 4.3 คือ

$$I_a = \frac{T_L}{K_T} \quad (4.8)$$

ค่าของโวลต์เตจและความแตกต่างของความเร็ว ϵ ที่ต้องการสามารถหาได้จากสมการ 4.1 และ 4.2 และ

$$V = E_g + I_a R_a = E_g + \frac{T_L R_a}{K_T} \quad (4.9)$$

$$\epsilon = \frac{V}{A} = \frac{1}{A} \left(E_g + \frac{T_L R_a}{K_T} \right) \quad (4.10)$$

ดังนั้น ค่าของความแตกต่างของความเร็วที่ภาวะคงที่มีค่าเป็นบวกซึ่งแสดงว่าความเร็วของมอเตอร์ต่ำกว่าความเร็วที่ได้ตั้งไว้ ผลที่ได้ย่อมเหมือนกับผลของการคอนโทรลในระบบการควบคุมความเร็วต่างๆ --
ไป

เมื่อเราได้วิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานของระบบที่สภาวะคงที่แล้ว และเห็นได้ว่าระบบก็เป็นเหมือนกับการควบคุมความเร็วดังนั้นระบบจะเกิดโอเวอร์แดมพ์ (overdamped) เมื่ออัตราขยายของระบบต่ำ และจะเกิดโอเวอร์ชูท (overshoot) เมื่ออัตราขยายของแอมพลิไฟเพิ่มขึ้นและเมื่อพิจารณาถึงการล้าหลังของสัญญาณที่เกิดขึ้นในแอมพลิไฟ ระบบสามารถกลายเป็นระบบที่ไม่มีเสถียรภาพได้ถ้าหากอัตราขยายเพิ่มขึ้นมากกว่าขีดจำกัดอันหนึ่ง

เพื่อที่จะอธิบายถึงผลที่จะเกิดขึ้นเหล่านั้น สมมติว่ามอเตอร์กำลังวิ่งที่ความเร็วที่กำหนดให้ และมีคำสั่งให้ความเร็วเพิ่มขึ้นเป็น ω_1 ในช่วงเวลา t_1 ต่อจากนั้นก็ให้ความเร็วลดลงเป็น ω_2 อีกครั้ง รูปวาดของความเร็วของมอเตอร์ที่สอดคล้องกันแสดงในรูปที่ 4.12

เราจะเห็นได้ว่าเมื่อคำสั่งให้ความเร็วของมอเตอร์เพิ่มขึ้น มอเตอร์ก็จะเพิ่มความเร็วด้วยอัตราเร่ง

$$a_1 = \frac{1}{J} (K_T \frac{V_{max} - E_g}{R_a} - T_L) \quad (4.7)$$

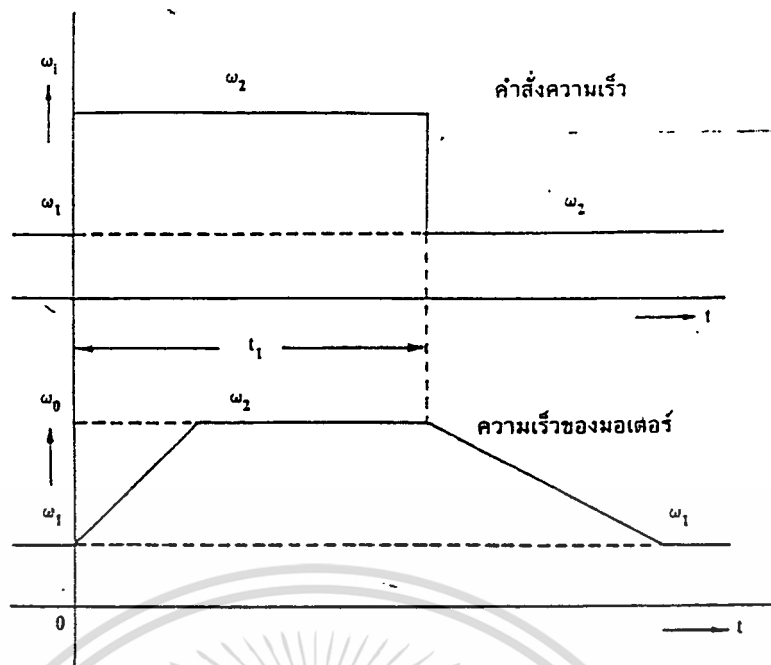
เมื่อคำสั่งให้ความเร็วของมอเตอร์ลดลงมอเตอร์จะลดความเร็วในช่วงเวลา $t > t_1$ ด้วยอัตราเร่ง

$$a_2 = -\frac{T_L}{J} \quad (4.5)$$

จากสมการ 4.8 เราจะเห็นได้ว่ามอเตอร์ลดความเร็วลงด้วยอัตราเร่งที่มีค่าน้อยเกินไปเนื่องจากแรงเสียดทานมีค่าน้อยหรือโมเมนต์ของความเฉื่อยมีค่ามาก เราสามารถเพิ่มอัตราเร่งในการลดความเร็วลงได้โดยใช้ไดนามิคเบรก

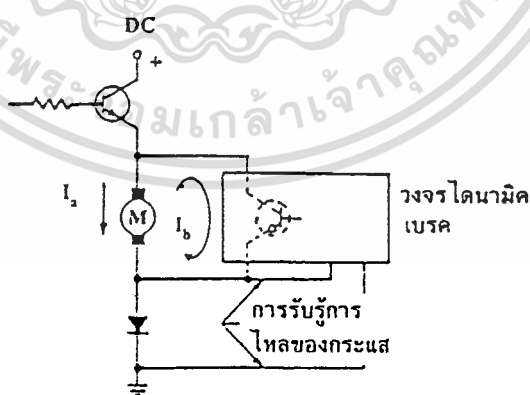
ไดนามิคเบรก

เพาเวอร์แอมป์ที่ใช้ในระบบคอนโทรลที่มีการทำงานในควอดแดรนต์เดียวมีคุณลักษณะคือเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ก็จะกลับมีค่าสูงมากและไม่ยอมให้กระแสไหลผ่าน เราสามารถปรับปรุงเพาเวอร์แอมป์ให้ดีขึ้นได้โดยใช้วงจรที่สามารถรับรู้กระแส i_a ตรวจหาที่กระแสเป็นบวกวงจรนี้จะไม่ทำงาน แต่ถ้ากระแส i_a เป็นศูนย์ วงจรจะลัดระหว่างขั้วของมอเตอร์ซึ่งเป็นทางผ่านให้กระแสไหลวนอยู่ในอาร์มาเจอร์ ดังนั้นจะเป็นการหยุดมอเตอร์วิธีนี้เรียกว่าไดนามิคเบรก



รูปที่ 4.12 แสดงถึงการเปลี่ยนแปลงของคำสั่งในรูปของสเต็ปขึ้นและลง และผลตอบสนองของความเร็วของมอเตอร์

วงจรไดนามิกเบรกดังแสดงในรูปที่ 4.13 จะเป็นตัวทำให้เกิดการลัดวงจรคร่อมมอเตอร์เมื่อระบบการคอนโทรลไม่ยอมปล่อยให้กระแสไหลผ่านมอเตอร์ในภาวะซึ่งอยู่ในช่วงเวลาที่อยู่นอกเหนือการคอนโทรล ไดนามิกเบรกจะขึ้นอยู่กับแรงดันย้อนกลับ (counter emf) ของอาร์มาเจอร์ที่จะทำให้เกิดกระแสเบรก แรงบิดห้ามการหมุนของเพลาจะมีค่าสูงสุดที่ความเร็วสูงและมีประสิทธิภาพต่ำ



รูปที่ 4.13 วงจรไดนามิกเบรก

ในกรณีที่เราได้เพิ่มวงจรมอเตอร์ไดนามิกเบรกเข้ากับระบบการคอนโทรลแบบควอดแดรนต์เดียนี่ จะไม่ทำให้สมการโวลต์เตจ 4.1 เปลี่ยนแปลง แต่สมการของกระแส 4.2 และสมการไดนามิกของมอเตอร์ 4.5 จะเปลี่ยนแปลงไป

สมการของกระแสจะเปลี่ยนไปเป็น

$$I_a = \frac{V - E_g}{R_a} \quad \text{ถ้า } V > E_g \quad (4.11)$$

$$I_a = -\frac{E_g}{R_a} \quad \text{ถ้า } V \leq E_g$$

ถ้าเออร์เซอร์ของความเร็ว (ϵ) เป็นบวกและมีค่ามาก เพาเวอร์แอปจะให้อาห์พุท $V = V_{\max}$ กระแส I_a จะหาได้จากสมการ 4.6 และความเร็วของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นด้วยอัตราเร่งที่หาได้จากสมการ 4.7 ดังนั้นฟังก์ชันของระบบในตอนที่มีความเร็วเพิ่มขึ้นจะไม่มีการเปลี่ยนแปลง

อย่างไรก็ตามถ้าหากเออร์เซอร์ของความเร็ว (ϵ) เป็นลบซึ่งแสดงว่ามอเตอร์หมุนเร็วเกินไป เพาเวอร์แอปจะให้อาห์พุทโวลต์เตจ $V = 0$ และกระแส I_a จะมีค่าเป็นลบคือ

$$I_a = -\frac{E_g}{R_a} \quad (4.12)$$

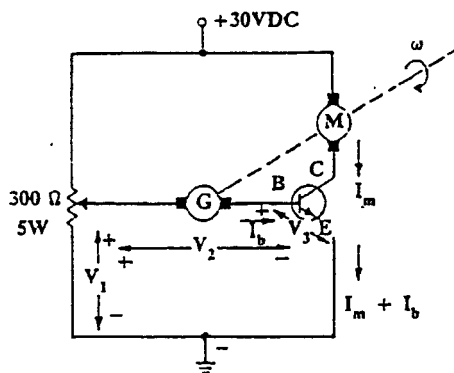
ผลของกระแสนี้จะทำให้อัตราเร่งลดลงด้วยอัตราเร่ง

$$a = \frac{d\omega}{dt} = \frac{1}{J}(K_T I_a - T_L) = \frac{1}{J} \left(\frac{E_g}{R_a} K_T - T_L \right) \quad (4.13)$$

สมการ 4.13 แสดงให้เห็นว่าเมื่อเราเพิ่มไดนามิกเบรกให้กับมอเตอร์ มอเตอร์จะลดความเร็วลงด้วยอัตราเร่งที่สูงกว่าในสมการ 4.5 ดังนั้นระบบจะมีผลตอบสนองที่เร็วขึ้น

4.3.1 ระบบการคอนโทรลความเร็วแบบทิศทางเดียวด้วยทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว

ระบบการคอนโทรลความเร็วของดีซีมอเตอร์อย่างง่ายที่ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียวและใช้กันอย่างกว้างขวางในกรณี เมื่อโหลดคงที่และความเร็วถูกจำกัดอยู่ในช่วงหนึ่งข้อดีก็คือเป็นระบบที่ง่ายมากและราคาถูก



รูปที่ 4.14 ระบบคอนโทรลความเร็วด้วยทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว

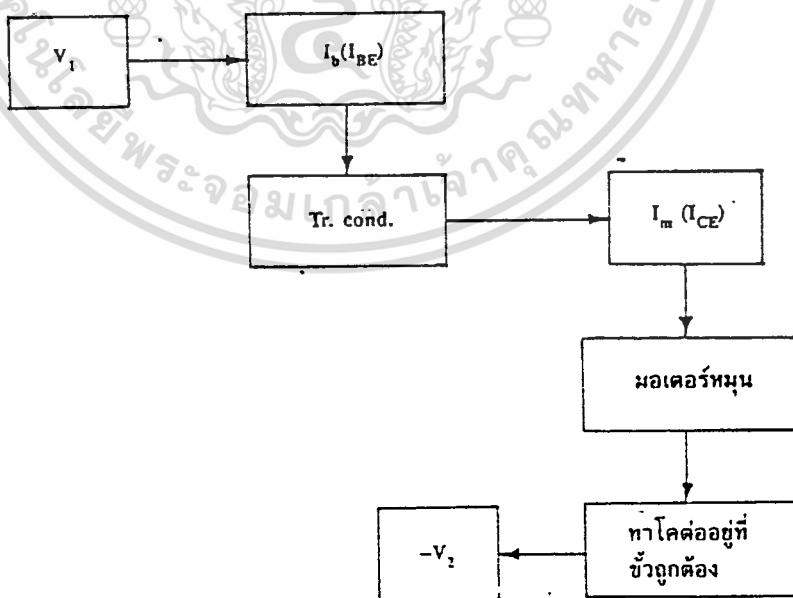
ระบบประกอบด้วย โปเทนทิโอมิเตอร์ขนาดวัตต์(W)และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ติดตั้งบนแผ่นระบายความร้อน

การทำงานของระบบ อธิบายตามขั้นตอนได้ดังนี้

เราตั้ง (set) ความเร็วของระบบได้ด้วยการตั้งค่า V_1 โดยปรับโปเทนทิโอมิเตอร์ 300Ω $5W$

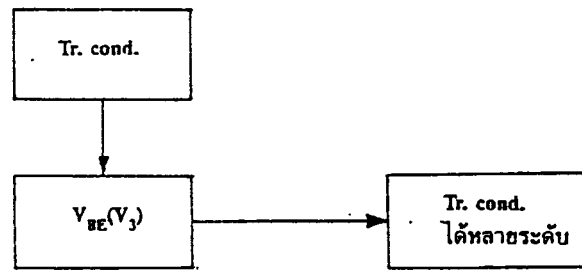
ไดอะแกรมการทำงานของระบบคอนโทรลความเร็วของดีซีมอเตอร์ของรูปที่ 4.14

(1) ขั้นตอนที่หนึ่ง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

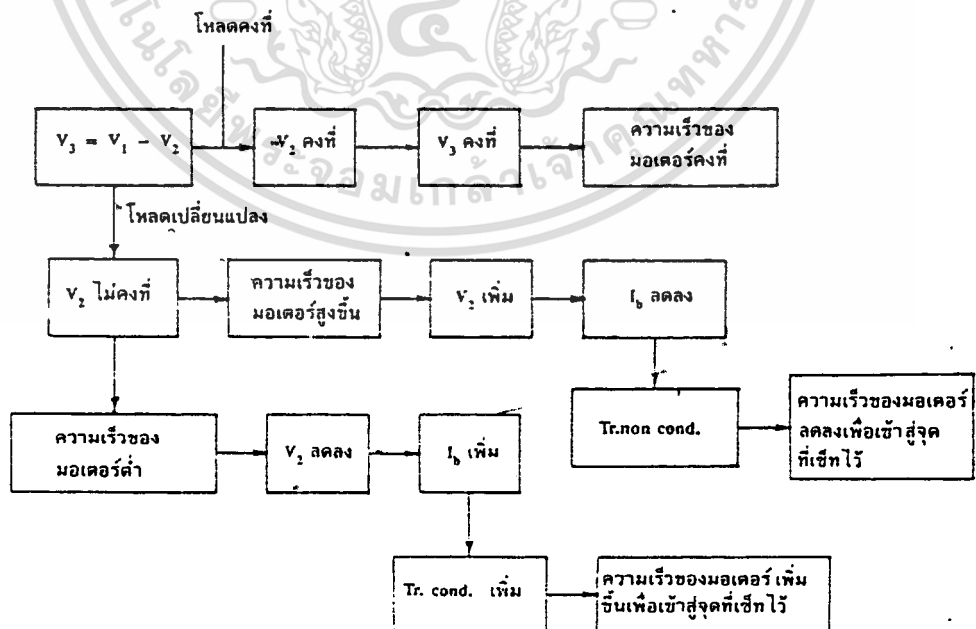
(2) ขั้นตอนที่สอง



(3) ขั้นตอนที่สาม



(4) ขั้นตอนที่สี่



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

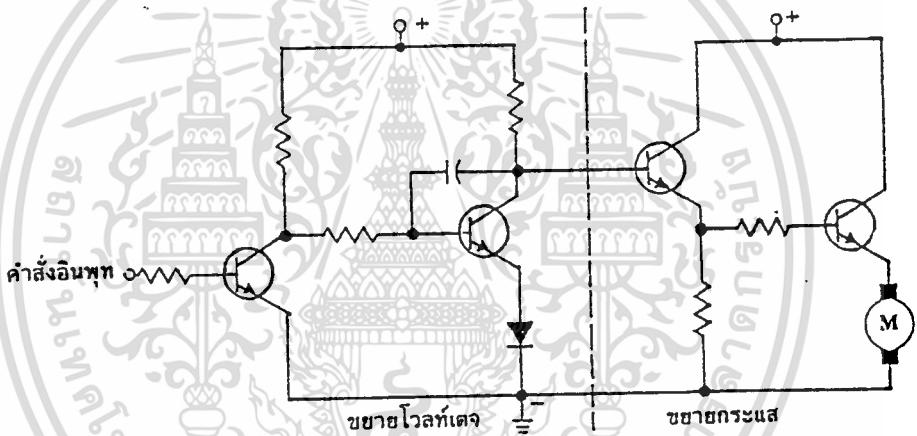
ทรานซิสเตอร์แอมพลิไฟเออร์

ในระบบคอนโทรลความเร็วของดีซีมอเตอร์ที่ใช้ทรานซิสเตอร์แอมพลิไฟเออร์เพียงตัวเดียวจะทำให้ระบบมี gain การขยายต่ำอยู่ในขีดจำกัด การเพิ่ม gain การขยายของระบบกระทำได้ง่าย โดยใช้ทรานซิสเตอร์แอมพลิไฟเออร์ 4 ตัว ตัวแสดงในรูปที่ 4.15

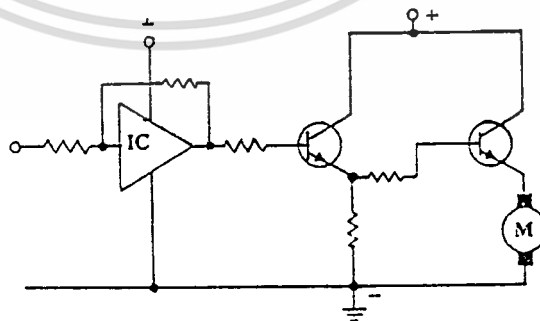
วงจรโวลต์เตจแอมพลิไฟเออร์ในรูปที่ 4.15 สามารถแทนได้ด้วยไอซี (IC) เพียงตัวเดียวดังแสดงในรูปที่ 4.16

โวลต์เตจอ้างอิงสำหรับใช้ตั้ง(setting)ความเร็วด้วยโปเทนทิโอมิเตอร์

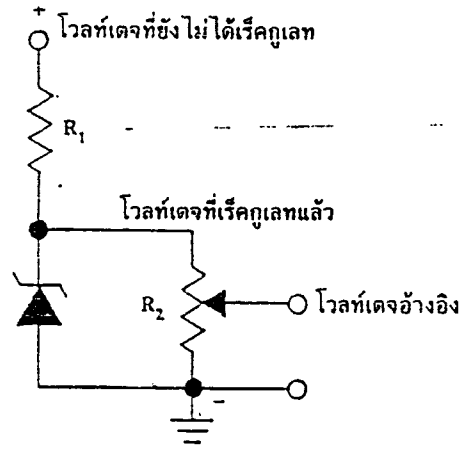
โวลต์เตจอ้างอิงจะต้องไม่เปลี่ยนแปลงตามกระแสไหลดโวลต์เตจตามสาย และอุณหภูมิ แวดล้อม การสร้างโวลต์เตจอ้างอิงกระทำได้โดยใช้ zener ไดโอด หรือใช้ไอซี (IC) เร็กกูเลเตอร์ ตัวอย่าง การจ่ายโวลต์เตจอ้างอิงจากวงจร zener ไดโอดดังแสดงในรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.15 วงจรทรานซิสเตอร์แอมพลิไฟเออร์ 4 ตัว

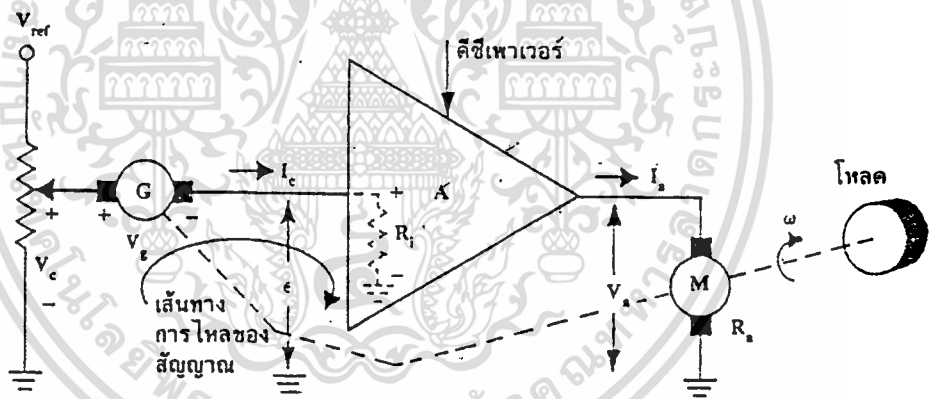


รูปที่ 4.16 ระบบคอนโทรลความเร็วที่ใช้วงจรไอซีแอมพลิไฟเออร์



รูปที่ 4.17 วงจรการจ่ายโวลต์เตจอ้างอิงที่ได้รับการเรีควเลขแล้ว

4.3.2 ระบบเรีควเลขความเร็วของดีซีมอเตอร์ที่มี gain การขยายของระบบมีค่าสูง การทำงานที่สภาวะคงที่ของระบบคอนโทรลความเร็วที่มีคุณสมบัติการทำงานได้ดีคือ การขยายของระบบมีค่าสูงเมื่อเทียบกับระบบที่มีการคอนโทรลด้วยทรานซิสเตอร์เพียงตัวเดียว



รูปที่ 4.18 ระบบคอนโทรลความเร็วของดีซีมอเตอร์ที่มีคุณภาพสูง

พารามิเตอร์ของระบบ

มอเตอร์

$$K_t = 8 \text{ oz-in/A} = 55.65 \cdot 10^{-2} \text{ Nm/A}$$

$$K_e = 5.916 \text{ V/krpm}$$

$$R = 2 \Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เยนเรเตอร์

$$K_{eg} = 5,916 \text{ V/krpm}$$

โหลด

$$T = T_L + T_f = 6 \text{ oz-in}$$

$$= 4.237 \cdot 10^{-2} \text{ Nm}$$

$$\omega = 2000 \text{ rpm}$$

แอมพลิไฟเออร์

$$\text{ดีซี gain } A = 100$$

ในรูปที่ 4.18 กำหนดให้

$$V_c = \text{โวลต์เดจคำสั่ง}$$

$$V_g = \text{โวลต์เดจเยนเนอเรเตอร์}$$

$$\epsilon = \text{โวลต์เดจเออร์เรอร์อินพุท}$$

$$V_a = \text{โวลต์เดจอาร์มาเจอร์}$$

$$I_a = \text{กระแสอาร์มาเจอร์}$$

$$\omega = \text{ความเร็วของดีซีมอเตอร์}$$

ในกรณีที่โหลดคงที่

เมื่อโหลดทอร์กเท่ากับ 6 oz-in ความเร็วของดีซีมอเตอร์จะคงที่เท่ากับ 2000 rpm. จากรูปที่

4.18 เราหาค่า V_a ได้

$$V_a = R_a I_a + K_e \omega \quad (4.14)$$

$$I_a = \frac{T}{K_t} = \frac{6 \text{ oz-in}}{8 \text{ oz-in/A}} = 0.75 \text{ A}$$

$$\text{ดังนั้น } V_a = 2 * 0.75 + 5,916 * 2 = 13,332 \text{ V}$$

$$V_a = A \epsilon \quad (4.15)$$

$$\epsilon = \frac{V_a}{A} = \frac{13,332}{1000} = 13.3 \text{ mV}$$

$$\epsilon = V_c - V_g = V_c - K_e \omega \quad (4.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\text{ดังนั้น } V_c = \epsilon + K_o \omega \quad (4.17)$$

$$V_c = 13.3 \cdot 10^{-3} + 5.916 \cdot 2 = 11.8453 \text{ V}$$

ในกรณีเมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง (จาก 6 oz-in เป็น 10 oz-in)

เมื่อโหลดเปลี่ยนแปลง V_a จะต้องมีค่าเพิ่มขึ้น

$$V_a = R_a I_a + K_a \omega \quad (4.18)$$

$$(I_a = 10 \text{ oz-in} = 1.25 \text{ A})$$

$$8 \text{ oz-in/A}$$

$$\Delta V_a = R_a I_a - R_a I_a = 2 \cdot 0.75 - 2 \cdot 1.25 = 1 \text{ V}$$

$$\Delta \epsilon = \frac{\Delta V_a}{A} = \frac{1}{1000} = 1 \text{ mV}$$

$$\epsilon = \epsilon + \Delta \epsilon = 13.3 + 1 = 14.3 \text{ mV}$$

$$\text{ดังนั้น } \omega = \frac{V_c - \epsilon}{K_o} = \frac{11.8453 - 14.3}{5.916} = 1999.8 \text{ rpm}$$

$$\text{และ } \Delta \omega = 0.2 \text{ rpm}$$

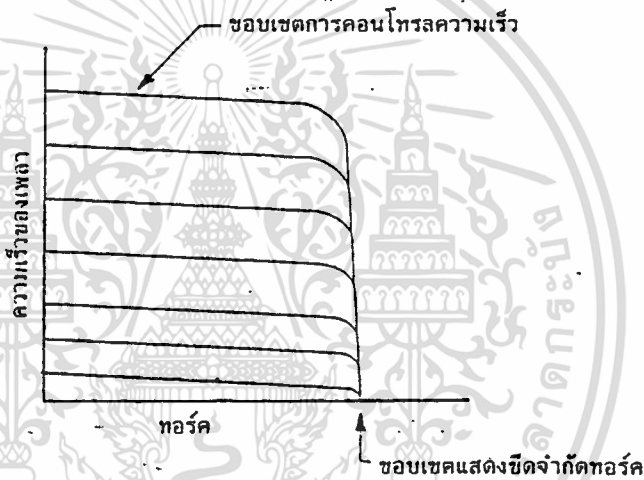
ผลการเปลี่ยนแปลงของความเร็วของมอเตอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดมีค่าน้อยมาก (ประมาณ 0.01 %) ซึ่งไม่ใช่ค่าตัวเลขที่แท้จริงของความเร็วสุดท้ายของมอเตอร์

ในความเป็นจริงความเร็วของมอเตอร์จะได้รับผลกระทบจากแหล่งที่เป็นสาเหตุให้ความเร็วเปลี่ยนแปลงคืออินพุทของเพาเวอร์แอมป์ที่ทำหน้าที่เหมือนผลรวมของเออร์เรอร์ รัลลอคคลื่นโวลต์เดจของเอนเนอเรเตอร์ที่ทำให้ E_g เปลี่ยนแปลง และสัมพันธ์ของอุณหภูมิของเอนเนอเรเตอร์โวลต์เดจที่เปลี่ยนแปลงไปที่ละน้อยอาจเป็นสาเหตุให้เกิดเออร์เรอร์มากกว่าที่แสดงในตัวอย่างนี้

การเพิ่มกำลังการขยาย การขยายของลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์สามารถช่วยทำให้เออร์เรอร์ของความเร็วเนื่องจาก การเปลี่ยนแปลงของโหลด การแปรไปของอุณหภูมิทำให้ K_T, R_a, R เปลี่ยนค่าไปลดน้อยลงได้มาก แต่ไม่สามารถแก้เออร์เรอร์ของส่วนป้อนกลับที่เกิดจากเปลี่ยนแปลงของ K_{Eg} เออร์เรอร์ที่เกิดจากการดริฟท์ที่อินพุทของแอมพลิไฟเออร์และเออร์เรอร์เนื่องจากโวลต์เดจอ้างอิงไม่ถูกต้องได้ แนนอนตัวที่ทำให้เกิดเออร์เรอร์สามอันหลังที่กล่าวนั้นเราสามารถทำให้มีค่าน้อยที่สุดด้วยวิธีการต่างๆ เพื่อไม่ให้มีผลกระทบต่อระบบการคอนโทรลความเร็ว

4. 4 ซีดจำกัดแรงบิด(ทอร์ก)ของมอเตอร์

การป้องกันไม่ให้เกิดโอเวอร์โหลดเกิดขึ้นภายในระบบเราจะต้องมีตัวรับรู้กระแสซึ่งจะทำให้วงจรขยายหยุดทำงานที่ระดับกระแสที่ต้องการ เนื่องจากแรงบิดของมอเตอร์เป็นสัดส่วนกับกระแสในดีซี มอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวร ตัวจำกัดกระแสจะเป็นผลถึงการจำกัดแรงบิด (torque limiter) นั่นเอง คุณสมบัติที่ระหว่าแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์ แสดงให้เห็นถึงความแตกต่างของขอบเขตการคอนโทรลสองเขตขอบเขตการคอนโทรลความเร็วและขอบเขตการคอนโทรลแรงบิดของมอเตอร์ รูป 4.19 แสดงถึงคุณสมบัติของระบบการคอนโทรลความเร็วที่สามารถปรับได้และมีการจำกัดกระแส ถ้าระบบเป็นแบบที่มีแรงบิดของมอเตอร์เกือบคงที่เมื่อกระแสไหลเกินกว่าขีดจำกัดที่ได้ตั้งไว้ และในทันทีทันใดนั้นโอเวอร์โหลดก็จะถูกแก้ไขระบบก็จะกลับคืนเข้าสู่ความเร็วที่ได้ตั้งไว้



รูปที่ 4.19 แสดงถึงเส้นโค้งความเร็ว-แรงบิดของมอเตอร์ของระบบการบังคับความเร็วที่มีอัตราขยายสูง และมีขีดจำกัดแรงบิดด้วย

ในบางกรณีมีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องให้การเพิ่มแรงบิด (acceleration torque) สูงกว่าขีดจำกัดแรงบิดเป็นเวลาบ่อยครั้งจึงจำเป็นต้องป้องกันระบบไม่ให้เกิดโอเวอร์โหลดระบบการป้องกันโอเวอร์โหลดที่กระทำได้โดยกำหนดไทม์ดีเลย์ ที่เป็นฟังก์ชันตัวจำกัดแรงบิดของมอเตอร์ ไทม์ดีเลย์โดยทั่วไปมีค่าประมาณ 150×10^{-3} วินาที สำหรับมอเตอร์ที่มีอาร์มาเจอร์เป็นแกนเหล็ก (iron-core) และมีค่าลดลง สำหรับมอเตอร์ที่มีความเฉื่อยต่ำ ในช่วงเวลาดีเลย์ไทม์ดังกล่าวมอเตอร์จะเพิ่มอัตราเร่งอย่างรวดเร็วด้วยกระแสที่เพิ่มขึ้นอย่างไม่จำกัด และต่อจากนั้นกระแสก็จะถูกจำกัดหลังจากมอเตอร์ได้เพิ่มอัตราเร่งสุดสิ้นไปแล้ว ผู้ที่ใช้ระบบการคอนโทรลความเร็วอาจจะพบว่าการจำกัดกระแสมี

ประโยชน์เมื่อต้องการเพิ่มอัตราเร่งให้กับโหลดที่มีความเฉื่อยสูง วงจรลิมิตกระแสในกรณีนี้จะคอนโทรลการเพิ่มอัตราเร่งจนถึงความเร็วที่ต้องการโดยที่วงจรคอนโทรลหรือมอเตอร์ไม่ได้รับอันตราย

4. 5 การคอนโทรลความเร็วที่สามารถกลับทิศทางได้

รูป 4.20 แสดงถึงการจัดวงจรของสวิตช์ซึ่งให้การคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์แบบใช้แหล่งจ่ายไฟเดียวชั่วคราวและสามารถกลับทิศทางการหมุนได้

การจัดสวิตช์ที่กลับทางได้นี้ให้อยู่ที่ตำแหน่งกลาง (B) ก็จะทำให้ภาวะการคอนโทรลแบบไดนามิกเบรคเพื่อเป็นการลดไม่ให้สวิตช์กลับทิศทางของโวลต์เตจจ่ายให้กับมอเตอร์รวดเร็วเกินไปในเมื่อมอเตอร์ยังคงหมุนอยู่ในทิศทางเดิม ซึ่งอาจเป็นสาเหตุให้ทรานซิสเตอร์พังได้ (breakdown)



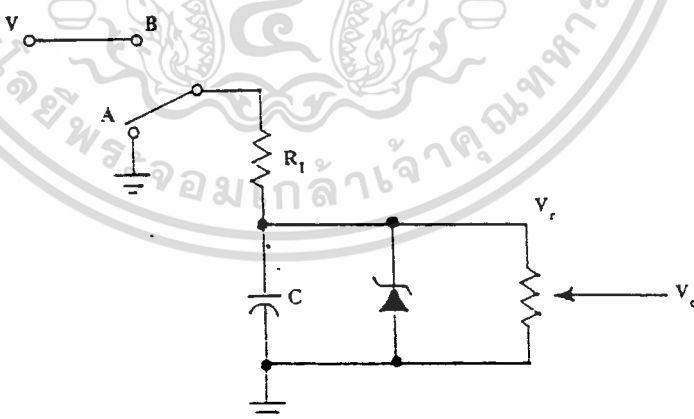
รูปที่ 4.20 แสดงถึงการจัดวงจรของสวิตช์ที่กลับทิศทางได้

วงจรกลับทิศทางของมอเตอร์อาจทำงานได้ด้วยรีเลย์แทนที่จะใช้สวิตช์ที่ทำงานด้วยมือทำให้ได้ระบบการคอนโทรลความเร็วที่มีคุณสมบัติแบบคอนโทรลได้สองทิศทางสำหรับการบังคับในระบบทางไกล อย่างไรก็ตามวิธีการคอนโทรลแบบนี้ตามปกติทั่วไปใช้งานไม่ได้ผลดีในระบบการคอนโทรลตำแหน่งแบบปิดลูปหรือในระบบเซอร์โวคอนโทรลความเร็ว ระบบเซอร์โวตามปกติจะมีการเปลี่ยนกลับทิศทางอยู่ตลอดเวลารอบๆจุดสมดุล ดังนั้นหน้าสัมผัสของรีเลย์จะสึกกร่อนอย่างรวดเร็ว นอกจากนั้นแล้วระบบดังกล่าวยังขึ้นอยู่กับไทม์ดีเลย์และความไม่เป็นเชิงเส้น (nonlinearities) เนื่องจากการสวิตช์ของรีเลย์

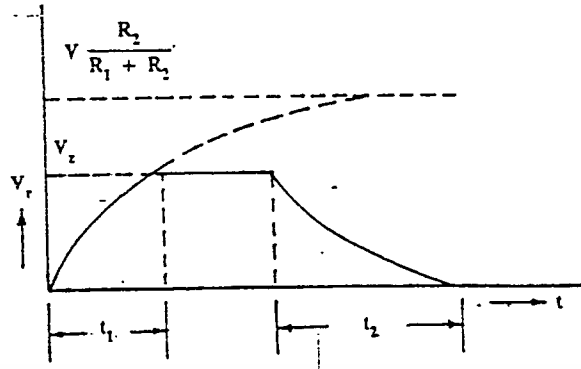
4. 6 ระบบการคอนโทรลอัตราเร่งและการลดความเร็ว

ขณะที่วงจรจำกัดแรงบิดของมอเตอร์อยู่ที่ค่าๆหนึ่งสามารถคอนโทรลคุณสมบัติอัตราเร่งและการลดความเร็วของระบบการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์ได้ ซึ่งหมายความว่าระบบจะมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงทั้งแรงบิดโหลดและแรงเสียดทาน ในกรณีที่เราต้องการให้มีอัตราเร่งหรือลดความเร็วภายใต้การคอนโทรลความเร็วเราสามารถกระทำได้หลายวิธี-

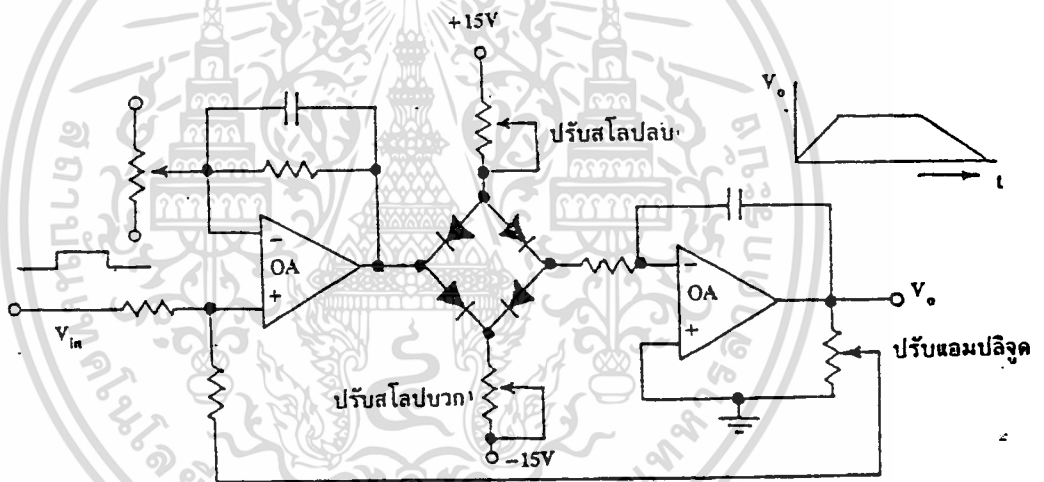
วงจร RC ง่ายๆของรูป 4.21 สามารถใช้คอนโทรลอัตราเร่งได้ ขั้นแรกสมมติว่าสวิตช์เริ่มต้นอยู่ที่ตำแหน่ง A ดังนั้นโวลต์เตจบังคับ V_c เป็นศูนย์ ดังนั้นการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์ก็อยู่ในภาวะหยุดหมุนด้วยการตั้งสวิตช์ไปที่ตำแหน่ง B คาปาซิเตอร์ C จะประจุผ่านทางตัวแบ่งโวลต์เตจ R_1 และ R_2 โวลต์เตจ V_r จะค่อยๆเพิ่มขึ้นในรูปของเอ็กโปเนนเชียล(รูป 4.22)จนกระทั่งมีค่าเท่ากับ V_z และที่จุดนี้โวลต์เตจอ้างอิง V_r (และโวลต์เตจบังคับ V_c ด้วย)จะมีเสถียรภาพ(คงที่)ขณะที่สวิตช์กลับมาอยู่ที่ตำแหน่ง A โวลต์เตจจะลดลงในลักษณะเป็นส่วนกลับของเอ็กโปเนนเชียล เราจะสังเกตได้ว่าขณะที่ระบบการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์เป็นไปตามเส้นโค้งของอัตราเร่ง (หากอัตราเร่งเพิ่มความถี่ความสามารถของแรงบิดของระบบ)และระบบการคอนโทรลจะยังไม่เข้าสู่เส้นโค้งการลดความเร็วลงจนกว่าภาวะโหลดและความสามารถของไดนามิคเบรคจะยอมให้ ถ้าหากไม่เป็นไปตามกรณีดังกล่าวนี้ เราจะต้องใช้ระบบการคอนโทรลแบบสองทิศทาง(ระบบเซอร์โว)ซึ่งสามารถตามร่องของความถี่ได้อย่างต่อเนื่อง



รูปที่ 4.21 วงจรคอนโทรลอัตราเร่ง(แร็พ)แบบง่ายๆ



รูปที่ 4.22 แสดงถึงคุณสมบัติของการ turn-on และการ turn-off ของวงจร RC ในรูปที่ 4.21



รูปที่ 4.23 วงจร ก้าเนิดเริ่มพีที่สามารถปรับความลาดได้อย่างอิสระ

วงจรการคอนโทรลอีกแบบหนึ่งที่มีลักษณะเป็นเชิงเส้นดังแสดงในรูป 4.23 วงจรนี้เป็นตัวกำเนิดเริ่มพี(อัตราเร่ง)ซึ่งเป็นเชิงเส้นและสามารถปรับความลาด (slope) ได้อย่างอิสระ

4.7 การวิเคราะห์และออกแบบระบบคอนโทรลความเร็ว

ระบบการคอนโทรลความเร็วโดยทั่วไปจะต้องออกแบบระบบให้มีความสอดคล้องกับภาวะทั้ง 2 สภาวะต่อไปนี้

(1) ความเร็วของผลตอบสนอง

ระบบการคอนโทรลความเร็วโดยทั่วไปควรจะสามารถตอบสนองตามสัญญาณคำสั่งคอนโทรลได้อย่างรวดเร็ว ข้อกำหนดนี้อาจแสดงได้ทั้งในเทอมผลตอบสนองต่อสเตปของระบบหรือในเทอมแบนด์วิธของระบบ

(2) การเปลี่ยนแปลงของความเร็ว

การเปลี่ยนแปลงของความเร็วเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดและเนื่องจากสิ่งรบกวนอื่นๆ ต้องมีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้ นอกจากนี้คุณลักษณะชั่วขณะที่เกิดขึ้นต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดควรลดลงเร็วที่สุดเท่าที่จะทำได้

เราได้วิเคราะห์คุณสมบัติของระบบตามข้อกำหนดทั้ง 2 ข้อข้างบนเป็นพิเศษ โดยเริ่มต้นด้วยระบบที่ใช้แอมพลิไฟแบบแอมพลิไฟกระแส ต่อจากนั้นจะวิเคราะห์ระบบที่มีส่วนประกอบของโวลท์เตจแอมพลิไฟ

4.7.1 การวิเคราะห์ระบบการคอนโทรลความเร็วที่ใช้แอมพลิไฟเออร์แบบกระแส

เซอร์โวแอมพลิไฟเออร์สามารถแบ่งออกได้เป็นสองกลุ่มหลัก ตามชนิดของการป้อนกลับที่มีใช้กันมีแอมพลิไฟเออร์โวลท์เตจ แอมพลิไฟเออร์กระแส แอมพลิไฟเออร์ทั้งสองชนิดจะต้องศึกษา และทรานสเฟอร์ฟังก์ชันโมเดลสำหรับแอมพลิไฟเออร์แต่ละชนิดจะมีลักษณะต่างกัน

แอมพลิไฟเออร์กระแส

แอมพลิไฟเออร์กระแสต่างจากโวลท์เตจแอมพลิไฟเออร์โดยที่วาระสจะถูกป้อนกลับ ดังนั้นกระแสเอาท์พุทจะเป็นสัดส่วนกับอินพุทโวลท์เตจ ดังนั้นทรานสเฟอร์ฟังก์ชันจะมีโพล (pole) เดียวเท่ากับ

$$\frac{I_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{A}{1 + \tau_a s} \quad (4.19)$$

เมื่อ A มีหน่วยเป็น (A/V)

ระบบการคอนโทรลความเร็วที่ใช้แอมพลิไฟเออร์กระแส

ระบบการคอนโทรลความเร็วด้วยแอมพลิไฟเออร์กระแสแอมพลิไฟเออร์จะประกอบด้วยการป้อนกลับกระแส ดังนั้นมันจะมีกระแสเอาท์พุทที่เป็นสัดส่วนกับสัญญาณอินพุทของมันกำหนดให้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของแอมพลิไฟเออร์กระแส คือ $A_c(s)$ และสังเกตได้ว่าแรงบิด (torque) ที่เกิดขึ้นจะเป็นสัดส่วนกับกระแส

$$T_g(t) = K_t i(t) \quad (4.20)$$

สมมติว่า viscous friction มีค่าน้อยมาก ดังนั้นอัตราเร่งของมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนกับผลลัพธ์ของแรงบิด $T_g - T_L$

$$J \frac{d\omega(t)}{dt} = T_g(t) - T_L(t) \tag{4.21}$$

เมื่อ J คือผลรวมของ moment of inertia ของอาร์มาเจอร์ของมอเตอร์และโหลด และ T_L คือแรงบิดของโหลด

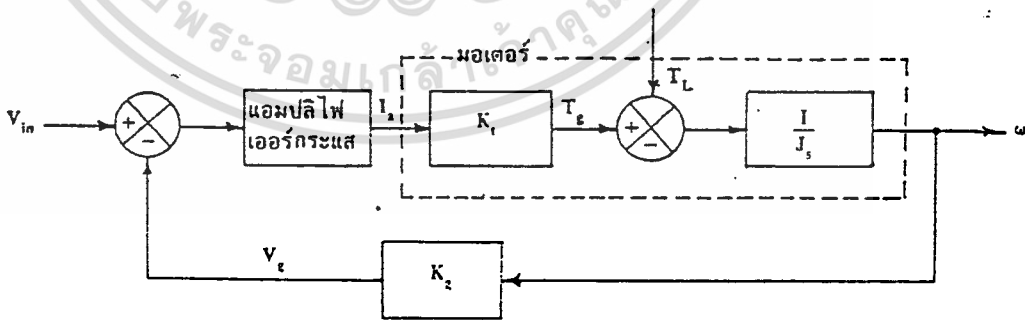
ต่อไปสมมติว่าระบบประกอบด้วยแท็คโคมิเตอร์ที่มีอัตราขยายโวลต์โตเท่ากับ K_g ระบบอาจแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังในรูปที่ 4.24 และหา close loop transfer function ฟังก์ชันระหว่างคำสั่งอินพุต V_{in} และความเร็วเอาต์พุต ω ได้เป็น

$$\frac{\omega(s)}{V_{in}(s)} = \frac{A_o(s)K_f/J_s}{1 + A_o(s)K_f K_g/J_s} \tag{4.22}$$

ช่วงความถี่ที่เราสนใจอยู่ในช่วงความถี่ต่ำ และความถี่ต่ำจะอยู่ในย่านของรูปแบบวิคท์ สำหรับช่วงความถี่ดังกล่าวอัตราขยายของ open loop จะมีค่ามากกว่าหนึ่ง

$$\frac{A_c(s) K_f K_g}{J_s} \gg 1 \tag{4.23}$$

เมื่อ $s = j\omega$, ω คือความถี่มีหน่วยเป็นเรเดียน/วินาที



รูปที่ 4.24 ระบบคอนโทรลความเร็วด้วยแอมพลิไฟเออร์กระแส

ดังนั้นภายใต้สมมติในสมการ 4.23 เราอาจจะตัดเทอม 1 ในส่วนของสมการ 4.22 ออกได้ผลลัพธ์ที่ได้จะจัดให้อยู่ในเทอมที่ง่ายขึ้นได้เป็น

$$\frac{\omega(s)}{V_{in}(s)} = \frac{A_o(s)K_t/J_s}{A_o(s)K_t K_g/J_s} = 1 \quad (4.24)$$

สมการ 4.24 แสดงว่าความเร็ว $\omega(s)$ จะเป็นสัดส่วนกับคำสั่งอินพุตนั่นคือ คุณสมบัติพื้นฐานของระบบคอนโทรลความเร็ว

เพื่อการพิจารณาถึงคุณสมบัติทางไดนามิกของระบบเราต้องแก้สมการ characteristic equation ของรูปซึ่งจะหาได้โดยกำหนดให้ส่วนของสมการ 4.21 เท่ากับศูนย์

$$1 + \frac{A_o(s)K_t K_g}{J_s} = 0 \quad (4.25)$$

รากของสมการ 4.25 คือค่าโพล (poles) ของระบบแบบ closed loop โพลเหล่านี้ใช้เป็นตัวกำหนดแบนด์วิดท์และคุณสมบัติไดนามิกของระบบคอนโทรลความเร็ว

ระบบคอนโทรลความเร็วจะได้รับอิทธิพลจากคำสั่งอินพุต V_{in} และด้วยแรงบิดของโหลด ผลของคำสั่งอินพุตที่มีต่อความเร็วจะอธิบายได้ด้วยสมการ 4.22 และสมการ 4.24 นั่นคือทรานสเฟอ์ฟังก์ชัน ระหว่างสัญญาณคำสั่งและความเร็ว

เราสามารถหาทรานสเฟอ์ฟังก์ชันระหว่างแรงบิดโหลด T_L และความเร็ว ω ได้ในทำนองเดียวกัน ดังจะได้อธิบายต่อไป

ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันแรงบิด-ความเร็ว

ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันระหว่างแรงบิดโหลด T_L และความเร็ว ω สามารถจะหาได้จากบล็อกไดอะแกรมของรูปที่ 4.24 ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันหาออกมาได้เป็น

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = \frac{-1/J_s}{1 + A_o(s)K_t K_g/J_s} \quad (4.26)$$

ภายใต้เงื่อนไขสมการ 4.23 และสมการ 4.26 เราจะได้

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = \frac{-1/J_s}{A_o(s)K_t K_g/J_s} = \frac{-1}{A_o(s)K_t K_g/J_s} \quad (4.27)$$

เราอาจสรุปจากสมการ 4.27 ได้ว่า เพื่อจะลดผลของ T_L ที่มีต่อความเร็วเราควรจะรักษาให้อัตราขยาย open loop $A_o(s)K_tK_g$ มีค่าสูงที่สุดเท่าที่จะทำได้ จุดที่น่าสนใจมากที่สุดที่ควรสังเกตในที่นี้คือ ซีโร (zero) ของทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของแอมพลิไฟเออร์ $A_o(s)$ จะกลายเป็นโพล (pole) ของ close loop ทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน ซีโร (zero) ของแอมพลิไฟเออร์นี้มีผลสำคัญต่อคุณสมบัติของระบบมาก ในกรณีเมื่อแอมพลิไฟเออร์มีการชดเชยแบบ lag-lead ในกรณีดังกล่าวทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของแอมพลิไฟเออร์จะกลายเป็น

$$A_o(s) = \frac{K(s+b)}{s+a} \quad b > a \quad (4.28)$$

ซีโร (zero) ของทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของแอมพลิไฟเออร์ที่ $s = -b$ จะกลายเป็นโพล (pole) ของทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของสมการ 4.27 และเนื่องจากตัวอย่างที่กล่าวนี้เกิดขึ้นที่ความถี่ต่ำจึงเป็นผลให้ผลตอบสนองชั่วคราวช้ามากต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด

สังเกตได้ว่าทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของแอมพลิไฟเออร์ในสมการ 4.28 มีผลตอบสนองความเร็วต่อคำสั่งอินพุทไม่ช้า แต่จะช้าเฉพาะต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดเท่านั้น ดังนั้นผลตอบสนองสเตปต์ต่อคำสั่งอินพุทไม่ได้แสดงถึงผลตอบสนองระบบต่อการเปลี่ยนแปลงโหลด ผลของภาวตอบสนองนี้แสดงได้ด้วยตัวอย่างต่อไปนี้

ตัวอย่าง

พิจารณาถึงระบบคอนโทรลความเร็วแสดงในรูปที่ 4.24 และมีพารามิเตอร์ดังต่อไปนี้

$$K_t = 0.2 \text{ newton-meter/ampere}$$

$$K_g = 0.05 \text{ volt/(radian/second)}$$

$$J = 2 \times 10^{-4} \text{ kilogram-meter}^3$$

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของแอมพลิไฟเออร์ที่กำหนดให้คือ

$$A_o(s) = \frac{20(s+10)}{(s+1)}$$

ผลของทรานสเฟอร์ฟังก์ชันระหว่างคำสั่งอินพุทและความเร็วในสมการ 4.24 จะได้เป็น

$$\omega(s) = \frac{2 \times 10^4(s+10)}{(s+10.1)(s+99)}$$

$$V_{in}(s) = (s+10.1)(s+99)$$

ซีโรที่ $s = -10$ จะตัดกันกับโพลที่ $s = -10.1$ และทรานสเฟอร์ฟังก์ชันอาจเขียนได้เป็น

$$\frac{\omega(s)}{V_{in}(s)} = \frac{20}{(1+s) \cdot 991}$$

เพื่อพิจารณาถึงผลตอบสนองสเตปต่อคำสั่งอินพุตสเตป เรากำหนดให้อินพุตเป็น

$$V_{in}(s) = \frac{1}{s}$$

ผลลัพธ์นี้ที่อยู่ในรูปของความเร็วนั้นคือ

$$\omega(s) = \frac{20}{s(1+s) \cdot 991}$$

ผลตอบสนองตามเวลา $\omega(t)$ ซึ่งสอดคล้องกับสมการข้างบนนี้คือ

$$\omega(t) = \frac{20}{991}(1 - e^{-991t}) \quad t \geq 0$$

ฟังก์ชัน $\omega(t)$ แสดงได้ด้วยกราฟในรูปที่ 4.25

เพื่อจะพิจารณาถึงผลตอบสนองสเตปต่อการเปลี่ยนแปลงโหลด และสมการ 4.25 จะได้เป็น

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = \frac{-5 \cdot 10^3(s+1)}{(s+10)(s+991)}$$

กำหนดให้การเปลี่ยนแปลงของโหลดเป็นสเตปลบและมีแมกนิจูดเท่ากับ 2

$$T_L(s) = \frac{-2}{s}$$

ดังนั้นผลลัพธ์ของผลตอบสนองความเร็วนั้นคือ

$$\omega(s) = \frac{10^4(s+1)}{s(s+10.1)(s+991)}$$

จากสมการของ $\omega(s)$ เขียนเป็นรูปของผลบวกของ partial fraction

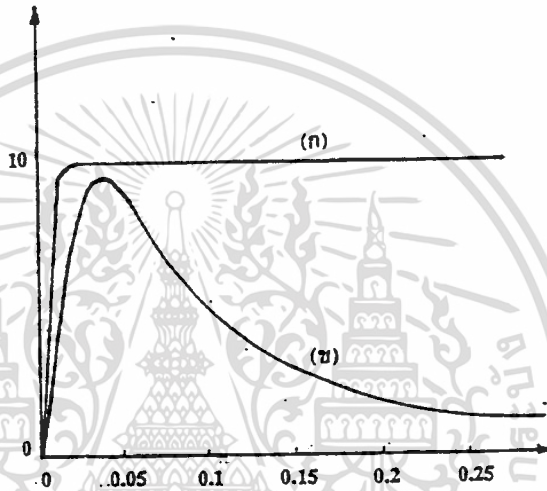
$$\omega(s) = \frac{1}{s} + \frac{9.81}{s+10.1} - \frac{10.18}{s+991}$$

และอินเวอร์สลาปลาซทรานสฟอร์มของ $\omega(s)$ ได้เป็น

$$\omega(t) = 1 + 9081e^{-10.1t} - 10.18e^{-991t} \quad t \geq 0$$

ซึ่งแสดงได้ด้วยเส้นโค้ง(ข)ในรูปที่ 4.25

การเปรียบเทียบระหว่างเส้นโค้ง(ก)และเส้นโค้ง(ข)ของรูปที่ 4.25 แสดงว่าผลตอบสนองต่อคำสั่งอินพุตมี time constant ประมาณ 1 มิลลิวินาที และผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดมี time constant หลายร้อยมิลลิวินาที



รูปที่ 4.25 ผลตอบสนองของระบบคอนโทรล เส้นโค้ง(ก)แสดงผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของคำสั่ง เส้นโค้ง(ข)แสดงผลตอบสนองของระบบต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด

4.7.2 การวิเคราะห์ระบบคอนโทรลความเร็วที่ใช้โวลต์เดจแอมพลิไฟเออร์

แอมพลิไฟเออร์ในอุดมคติควรมีอัตราขยายคงที่สำหรับทุกความถี่ อย่างไรก็ตามจะเป็นไปไม่ได้ในทางปฏิบัติ และแอมพลิไฟเออร์ทั้งหลายจะมีแบนวิดท์ที่ถูกจำกัด ถ้าทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันของแอมพลิไฟเออร์มีโพลเดี่ยวทรานส์เฟอร์ฟังก์ชันระหว่างคำสั่งอินพุต $V_{in}(s)$ และเอาต์พุต $V_{out}(s)$ คือ

$$\frac{V_{out}(s)}{V_{in}(s)} = \frac{A}{1+s\tau_s} \quad (4.29)$$

เมื่อ A คืออัตราขยายดีซีของแอมพลิไฟเออร์ และ τ_s คือ time constant

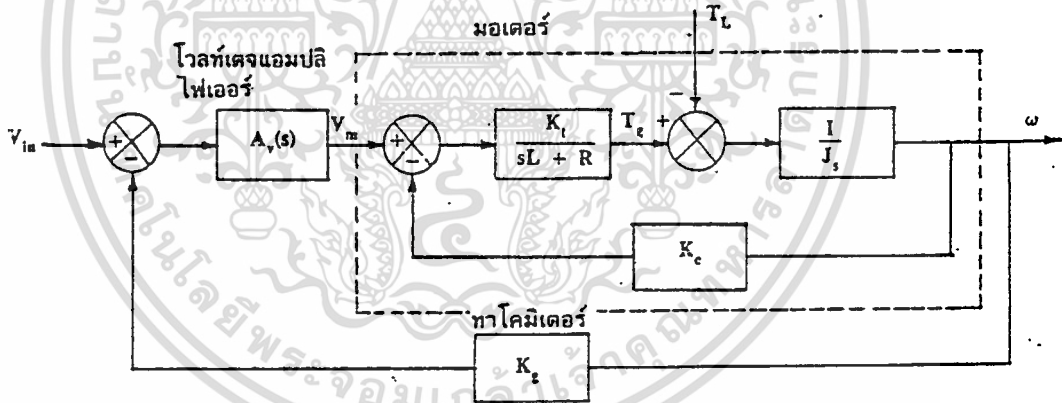
ถ้าแอมพลิไฟเออร์มีโพลมากกว่าหนึ่งโพลทรานสเฟอร์ฟังก์ชันก็จะมีโครงสร้างเป็นไปตามนั้น

ระบบคอนโทรลความเร็วที่ใช้โวลต์เตจแอมพลิไฟเออร์

พิจารณาบล็อกไดอะแกรมของระบบแสดงในรูปที่ 4.26 เรากำหนดให้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของโวลต์เตจแอมพลิไฟเออร์คือ $A_v(s)$ สังเกตได้ว่า มอเตอร์ที่แสดงในกรณีนี้จะซับซ้อนมากขึ้น เนื่องจากผลของอาร์มาเจอร์อินดักแตนซ์และ back emf โวลต์เตจ

กำหนดให้ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของมอเตอร์เท่ากับ $M(s)$ สำหรับบล็อกไดอะแกรมที่กำหนดให้เราจะได้

$$M(s) = \frac{\Omega(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{K_t}{(sL+R)Js}}{1 + \frac{K_t K_e}{(sL+R)Js}} = \frac{K_t}{Js(sL+R) + K_t K_e} \tag{4.30}$$



รูปที่ 4.26 บล็อกไดอะแกรมของระบบคอนโทรลความเร็วด้วยโวลต์เตจแอมพลิไฟเออร์

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันระหว่างสัญญาณคำสั่ง V_{in} และความเร็ว Ω มีค่าเท่ากับ

$$\frac{\Omega(s)}{V_{in}(s)} = \frac{A_v(s)M(s)}{1 + K_G A(s)M(s)} \tag{4.31}$$

ที่ความถี่ต่ำเมื่ออัตราขยาย open-loop จะมีค่าสูง

$$\left| K_g A_v(s) M(s) \right| \gg 1 \quad (4.32)$$

เมื่อ $s = j\omega$

ดังนั้นเทอมที่มีค่าเท่ากับ 1 ในส่วนของสมการ 4.31 อาจตัดทิ้งได้และทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของระบบของสมการ 13 สามารถประมาณได้เป็น

$$\frac{\omega(s)}{V_{in}(s)} = \frac{1}{K_g}$$

ซึ่งได้ค่าเท่ากับทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของระบบคอนโทรลความเร็วด้วยแอมพลิไฟเออร์กระแสในสมการ 4.24

ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันระหว่างแรงบิดโหลด T_L และความเร็ว ω จะหาได้เป็น

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = \frac{-1}{J_s \left(1 + \frac{K_t K_e}{J_s(sL+R)} + \frac{A_v(s) K_t K_g}{J_s(sL+R)} \right)} \quad (4.33)$$

สมการ 4.33 อาจเขียนได้เป็น

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = \frac{\frac{sL+R}{J_s(sL+R)+K_t K_e} M(s)}{1 + \frac{A_v(s) K_t K_g}{J_s(sL+R)+K_e K_t}} = \frac{\frac{sL+R}{J_s(sL+R)+K_t K_e} M(s)}{1 + A_v(s) K_g M(s)} \quad (4.34)$$

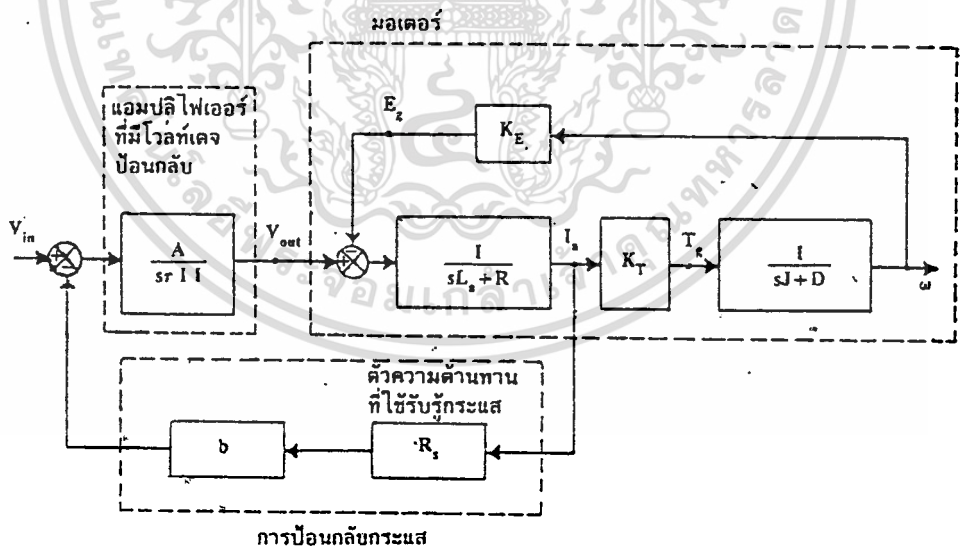
ที่ความเร็วต่ำเมื่ออัตราขยาย open-loop มีค่าสูงและจากสมการ 4.32 และสมการ 4.34 สามารถประมาณค่าได้เป็น

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = - \frac{(sL+R)}{A_V(s)K_T K_G} \tag{4.35}$$

เราจะเห็นได้ว่าผลตอบสนองของความเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดสามารถลดลงได้ด้วยการเพิ่มอัตราขยายของแอมพลิไฟเออร์ A_V หรือเพิ่มอัตราขยายป้อนกลับของเทคโคมิเตอร์ K_G นอกจากนั้นเราจะเห็นได้ว่าซีโร(zero) ของ $A_V(s)$ จะเป็นโพล (pole) ของทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของระบบ ดังนั้นซีโรที่ความถี่ต่ำของ $A_V(s)$ จะตอบสนองความเร็วต่อการเปลี่ยนแปลงในโหลดอย่างช้าๆ

แอมพลิไฟเออร์กับระบบการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์

ในบางกรณีเราจะใช้ทั้งการป้อนกลับแบบกระแสและโวลต์เตจเพื่อให้ได้คุณสมบัติการทำงานระดับหนึ่ง การจัดระบบดังกล่าวแสดงได้ดังในรูปที่ 4.27 บล็อก $\frac{A}{1 + \tau_v s}$ แสดงถึงแอมพลิไฟเออร์ที่มีโวลต์เตจฟีดแบ็ค เราจะได้แสดงว่าเราจะเพิ่มการป้อนกลับกระแสได้อย่างไรและพิจารณาถึงผลการป้อนกลับกระแสที่มีต่อทรานสเฟอร์ฟังก์ชัน



รูปที่ 4.27 ระบบของมอเตอร์และแอมพลิไฟเออร์ที่มีการป้อนกลับกระแสและโวลต์เตจ

ทรานเฟอร์ฟังก์ชันระหว่าง V_{in} และความเร็ว ω เท่ากับ

$$\frac{\omega(s)}{V_{in}(s)} = \frac{\frac{A}{1+\tau_a s} \cdot \frac{1}{sL_a + R} \cdot \frac{K_t}{sJ + D}}{1 + \frac{A}{1+\tau_a s} \cdot \frac{1}{sL_a + R} \cdot \frac{K_e K_t}{sL_a + R} + \frac{1}{sL_a + R} \cdot \frac{K_e K_o}{sJ + D}} \quad (4.36)$$

$$= \frac{A K_T}{(1 + \tau_a s)(sL_a + R)(sJ + D) + K_e K_t (1 + \tau_a s)}$$

สังเกตได้ว่าถ้า $b=0$ จากนั้นสมการ 4.36 จะเท่ากับผลคูณของ

$$\frac{K_t}{(sJ+D)(sL_a+R)+K_e K_t} * \frac{1}{1+\tau_a s} \text{ แสดงว่าระบบคือ series combination ระหว่างโวลต์โตน}$$

แอมพลิไฟเออร์และมอเตอร์

ถ้าเป็นในกรณีอื่นคือ b มีค่ามาก ค่าโพลของระบบจะมีค่าเปลี่ยนไปที่ต้องพิจารณา

เมื่อเราใช้การป้อนกลับกระแสเป็นบวก(positive current feedback) ดังนั้นสมการ 4.36 จะอยู่

ในสถานะที่ $b < 0$ ข้อสังเกตในกรณีนี้ถ้า b มีค่ามากจะทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพ

4.8 ระบบคอนโทรลแรงบิด

ในบางกรณีเราต้องการรักษาให้แรงบิดคงที่ เนื่องจากแรงบิดจะเป็นสัดส่วนกับกระแสของมอเตอร์ นั่นหมายความว่าเราจะต้องให้กระแสของมอเตอร์ไหลคงที่ วิธีการนี้กระทำได้ดังแสดงในรูปที่ 4.27

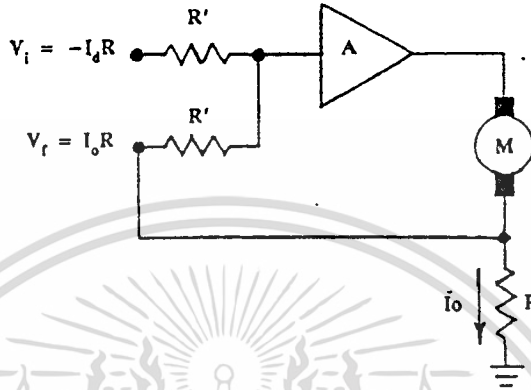
อินพุทโวลต์โตน $V_{in} = -i_d R$ จะถูกเปรียบเทียบกับโวลต์โตนป้อนกลับ $V_f = I_o R$ และเป็นอินพุทให้กับแอมพลิไฟเออร์ที่มีอัตราขยายสูง ถ้ากระแสเอาต์พุท มีค่าต่างไปจากกระแสที่ต้องการ ความแตกต่างดังกล่าวจะถูกขยายและใช้สำหรับไปแก้ไขสถานะให้ถูกต้อง(คือมี $I_o = I_d$ คงที่)

4.9 แอมพลิไฟเออร์ที่ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดโวลต์โตนและกระแส

โวลต์โตนแอมพลิไฟเออร์

แหล่งกำเนิดโวลต์โตนจะให้เอาต์พุทอิมพีแดนซ์ต่ำต่อมอเตอร์คือ จะไม่ทำให้เอาต์พุทโวลต์โตนเปลี่ยนแปลงและสามารถลดการเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์เนื่องจากแอมพลิไฟเออร์โวลต์

แต่ก็สามารถรับ (sink) กระแสจาก back emf เจนเนอเรเตอร์ดังนั้นแอมพลิไฟเออร์โวลต์เตจจะให้ปริมาณการแดมป์ (damp) จำนวนหนึ่ง ซึ่งสามารถทำให้เสถียรภาพ (stability) ดีขึ้น



รูปที่ 4.27 ระบบคอนโทรลแรงบิด

แอมพลิไฟเออร์กระแส

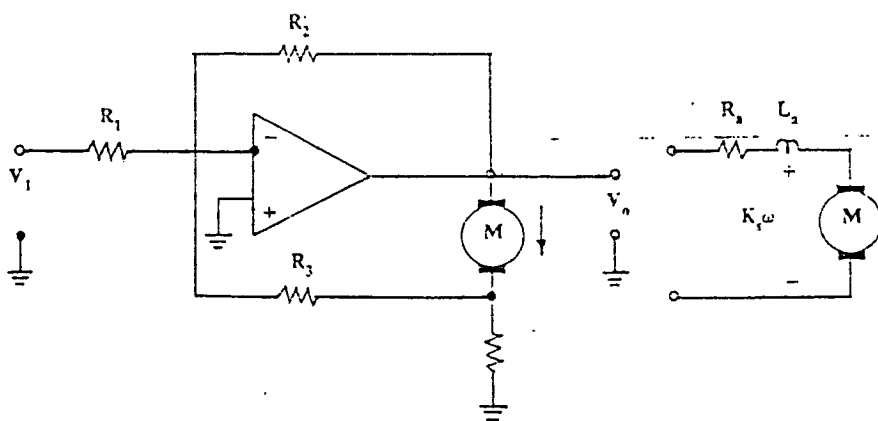
แหล่งกำเนิดกระแสจะให้เอาท์พุทอิมพีแดนซ์สูงต่อมอเตอร์ ดังนั้นแอมพลิไฟเออร์กระแสเกือบจะไม่มีการแดมป์ แอมพลิไฟเออร์แบบนี้จะเป็นประโยชน์สำหรับไดร์ (drive) มัลติเฟสมอเตอร์หรือบรัชเลสส์ (brushless) ดีซีมอเตอร์ซึ่งมีขดลวดคัปปลิง (mutual coupling) ระหว่างขดลวด อาจเป็นสาเหตุ

ให้เกิดแดมป์มากเกินไปถ้าหากใช้แอมพลิไฟเออร์โวลต์เตจ

แอมพลิไฟเออร์กระแสสามารถกำจัดระบบที่ขึ้นอยู่กับอินดักแตนซ์ของมอเตอร์คือสามารถหักล้าง electrical pole ของมอเตอร์ได้อย่างแท้จริงเมื่อสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย คือการยอมรับของแหล่งกำเนิดกระแสมีค่าไม่มากเกินไป การอิมิตซ์ของโวลต์เตจ

นอกจากนั้นทรานสเฟอร์ฟังก์ชันจะประกอบด้วยผลของการอินทิเกรชันระหว่างกระแสและอัตราเร่ง (acceleration) ซึ่งมีผลเสียต่อเสถียรภาพของระบบ

พิจารณาระบบที่แสดงในรูป 4.28



รูปที่ 4.28 แอมพลิไฟเออร์ที่ประกอบด้วยแหล่งกำเนิดโวลต์เตจและแหล่งกำเนิดกระแส

เมื่อแอมพลิไฟเออร์มีอัตราขยายสูง อินพุตลบของ op amp อาจพิจารณาให้เป็นกราวด์เสมือน ผลลัพธ์ที่เกิดขึ้นแสดงได้ดังต่อไปนี้

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_0}{R_2} + \frac{iR_s}{R_3} = 0 \quad (4.37)$$

เมื่อให้ R_3 มีค่าสูงเสมือนกับเปิดวงจร

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{V_0}{R_2} = 0 \quad (4.38)$$

หรือ

$$\frac{V_0}{V_1} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (4.39)$$

ซึ่งสมการ 4.39 แสดงถึงคุณสมบัติของแอมพลิไฟเออร์โวลต์เตจ

ในการทำงานเดียวกัน เมื่อ R_2 (รีซิสเตอร์ป้อนกลับโวลต์เตจ) มีค่าสูงมากๆ สมการ 4.37 ก็อาจเขียนได้เป็น

$$\frac{V_1}{R_1} + \frac{iR_s}{R_3} = 0 \quad (4.40)$$

หรือ

$$i = -\frac{R_3}{R_1 R_s} V_1 \quad (4.41)$$

ซึ่งสมการ 4.41 แสดงถึงคุณสมบัติของแอมพลิไฟเออร์กระแส

เรามาทิศารณาถึงผลของการป้อนกลับกระแสและโวลต์เตจที่มีต่อทรานเฟอร์ฟังก์ชันของมอเตอร์และแอมพลิไฟเออร์

สมมติว่าโวลต์เตจตกคร่อม R_s มีค่าน้อย เราจะได้สมมติว่า V_o คือโวลต์เตจของมอเตอร์

ใช้สมการมาตรฐานของมอเตอร์เราอาจเขียนได้

$$V_o = K_e \omega + R_a i + L_a \frac{di}{dt} \quad (4.42)$$

$$K_t i = J \frac{d\omega}{dt} \quad (4.43)$$

เมื่อ K_t คือค่าคงที่ของแรงบิดมอเตอร์ (motor torque constant) ใส่ลาปลาซทรานสฟอร์มของสมการ 4.43 เราจะได้

$$K_t I(s) = J s \omega(s) \quad (4.44)$$

หรือ

$$I(s) = \frac{J}{K_t} \omega(s) \quad (4.45)$$

ใส่ลาปลาซทรานสฟอร์มสมการ 4.42 เราจะได้

$$V_o(s) = K_e \omega + (R_a + sL_a) I(s) \quad (4.46)$$

แทนค่าเหล่านี้ลงในสมการ 4.37 จะได้

$$\frac{V_1(s)}{R_1} + \frac{K_t K_e \omega(s) + sJ(R_a + sL_a) \omega(s) + sJR_s \omega(s)}{R_2 K_2 + K_t R_3} = 0 \quad (4.47)$$

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันระหว่างอินพุตโวลต์เตจ V_1 และความเร็ว ω เราจะได้เขียนได้เป็น

$$\frac{\omega(s)}{V_1(s)} = -1 \frac{R_2 R_3 K_t}{R_1 (R_3 K_2 K_t + sJ(R_a + sL_a) + sJR_s R_2)} \quad (4.48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่มีการป้อนกลับกระแสเพียงอย่างเดียว เมื่อ R_2 มีค่ามาก เราจะเขียนสมการ (4.47)

ใหม่ได้เป็น

$$\frac{\Omega(s)}{V_1(s)} = - \frac{R_2 K_t}{s J R_1 R_3} \quad (4.49)$$

สมการ (4.48) แสดงถึงทรานเฟอร์ฟังก์ชันที่มี order ที่หนึ่งและเป็น pure integration และในกรณีที่มีการป้อนกลับโวลต์ตรงเพียงอย่างเดียว เมื่อ R_3 มีค่ามาก เราจะเขียนสมการ (4.48) ใหม่ได้เป็น

$$\frac{\Omega(s)}{V_1(s)} = \frac{- R_2 K_t}{K_1 K_o K_t + s J (R_a + s L_a)} \quad (4.50)$$

หรือ

$$\frac{\Omega(s)}{V_1(s)} = - \frac{\frac{R_2 K_t}{R_1 J_a L_a}}{s^2 + \frac{s R_a}{L_a} + \frac{K_o K_t}{J L_a}} \quad (4.51)$$

สมการ (4.51) แสดงถึงระบบที่มี order ที่สอง

ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันที่สมบูรณ์คือประกอบทั้งการป้อนกลับของกระแสและโวลต์ตรงจะหาได้โดยจัดสมการ (4.48) เสียใหม่ได้เป็น

$$\frac{\Omega(s)}{V_1(s)} = - \frac{\frac{R_2 K_t}{R_1 J L_a}}{\frac{s^2 + R_a}{L_a} + \frac{R_a R_2 s}{L_a R_3} + \frac{K_o K_t}{J L_a}} \quad (4.52)$$

เปรียบเทียบสมการ (4.52) และสมการ (4.51) ซึ่งมีการป้อนกลับของโวลต์ตรงเพียงอย่างเดียว เท่านั้นแสดงว่าการเพิ่มการป้อนกลับของกระแสจะเป็นการเพิ่มสัมประสิทธิ์ของเทอม s กำลังหนึ่งในส่วนของสมการ (4.52) ดังนั้นลูปแดมป์ (loop damping) จะเพิ่มขึ้น

4.10 การวิเคราะห์ระบบการคอนโทรลความเร็วที่สถานะคงที่

การวิเคราะห์คุณสมบัติการทำงานที่สภาวะคงที่กระทำได้จากสมการแรงบิดของระบบขั้นต้น เราต้องเข้าใจถึงพื้นฐานของวิสกอสฟริกชัน (viscous friction) สมมูลย์ของมอเตอร์ที่จะทำให้ได้ความเร็วเอาท์พุทที่ต้องการ วิสกอสฟริกชันของมอเตอร์มีบทบาทสำคัญในการกำหนดคุณสมบัติการ

มอเตอร์มีค่าเท่ากับ V ป้อนเข้าที่ขั้วอาร์มาเจอร์ของมอเตอร์ซึ่งจะทำให้มอเตอร์หมุนด้วยความเร็ว ω รอบต่อนาที ถ้าแรงบิดโหลด T_L ป้อนให้กับเพลาของโหลด สมการแรงบิดของมอเตอร์ที่สภาวะสมดุลจะได้เป็น

$$T_L = K_t I_a \quad (4.53)$$

เมื่อ K_t ค่าคงที่ของแรงบิดมอเตอร์(ปอนด์-ฟุต/แอมป์)

I_a กระแสของอาร์มาเจอร์(แอมป์)

กระแสของอาร์มาเจอร์ของดีซีมอเตอร์แบบแยกกระตุ้นเขียนได้เป็น

$$I_a = \frac{V - E}{R_a} = \frac{V - K_e \omega}{R_a} \quad (4.54)$$

เมื่อ E โวลต์เตจย้อนกลับของมอเตอร์

R_a ความต้านทานของขดลวดอาร์มาเจอร์ของมอเตอร์

K_e ค่าคงที่ของโวลต์เตจย้อนกลับของมอเตอร์(โวลต์/รอบต่อนาที)

แทนค่าสมการ 4.54 ลงในสมการ 4.53 จะได้

$$K_t \left(\frac{V - K_e \omega}{R_a} \right) = T_L$$

หรือ

$$\left(\frac{K_t V}{R_a} \right) = \left(\frac{K_t K_e \omega}{R_a} \right) + T_L \quad (4.55)$$

ถ้าเราสังเกตหน่วยของค่าสัมประสิทธิ์ของเทอม ω ในสมการ 4.55

เราจะเห็นได้ว่าค่าสัมประสิทธิ์

(ส.ป.ส.) ดังกล่าวมีหน่วยเหมือนกับหน่วยของวิสคอสฟริกชัน นั่นคือ

$$B = \frac{K_t (\text{ปอนด์-ฟุต/แอมป์}) K_e (\text{โวลต์/รอบต่อนาที})}{R_a (\text{โวลต์/แอมป์})}$$

$$B = \frac{K_t K_e (\text{ปอนด์-ฟุต/รอบต่อนาที})}{R_a} \quad (4.56)$$

นอกจากนั้นเทอมทางด้านซ้ายของสมการ 4.55 ดูเหมือนเป็นค่าสูงสุดของแรงบิดที่พัฒนาขึ้น โดยอาร์มาเจอร์โวลต์เตจ V ณ สภาวะที่มอเตอร์ถูกล๊อคโรเตอร์(ความเร็วเป็นศูนย์)เราเรียกแรงบิดที่ สภาวะนี้ว่า T_{id} และแทนค่าสมการ 4.56ลงในสมการ 4.55 จะได้สมการแรงบิดที่ต้องการคือ

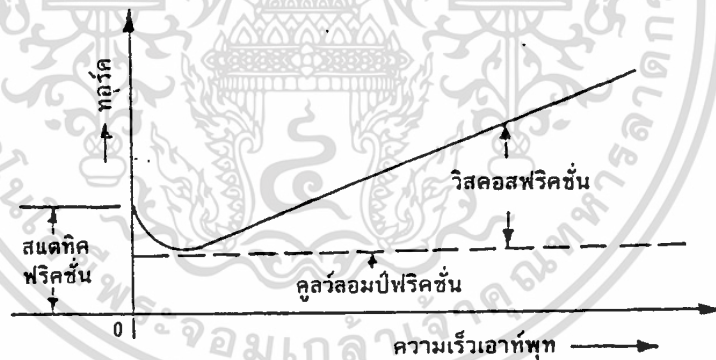
$$T_{id} = B\omega + T_L \quad (4.57)$$

เราจะเห็นได้ชัดว่าเส้นโค้งแสดงคุณสมบัติของความเร็วต่อแรงบิดในรูป 4.30 เขียนขึ้นได้จากสมการ 4.57 ในรูปของ

$$T_L = T_{id} - B\omega = \frac{K\phi V}{R_a} - B\omega \quad (4.58)$$

เมื่อ V มีค่าคงที่เส้นโค้ง T_L จะลดลงเมื่อความเร็วเพิ่มขึ้นซึ่งปรากฏว่าส่วนกลับของสโลปของเส้นเหล่านี้จะเท่ากับค่า วิสคอสฟริกชันของมอเตอร์

ประโยชน์ที่ได้ในจุดนี้คือเราจะได้เห็นความแตกต่างของแรงบิดเสียดทานชนิดต่างๆได้พอๆกับ ค่าของวิสคอสฟริกชันซึ่งได้กล่าวมาแล้ว ลักษณะแตกต่างของแรงบิดเสียดทานอาจดูได้จากรูป 4.31 ซึ่งแสดงให้เห็นถึงแรงเสียดทาน 3 ลักษณะ



รูปที่ 4.31 แสดงให้เห็นความแตกต่างระหว่างแรงบิดเสียดทานหลายชนิด

วินคอสฟริกชัน คือแรงบิดซึ่งต้านทานการหมุนในลักษณะที่เป็นสัดส่วนกับความเร็วของมอเตอร์

สแตติกฟริกชัน คือแรงบิดที่ต้องการก่อนที่จะเริ่มต้นหมุน

คูวล์ลอมบ์ฟริกชัน คือแรงบิดซึ่งต้านทานการหมุนที่เป็นอิสระต่อความเร็วของมอเตอร์
ถ้าส่วนประกอบใดๆ ของระบบทำให้เกิดคูวล์ลอมบ์ฟริกชันจะมีผลกระทบผกผันกับคุณสมบัติการทำงานที่สภาวะคงที่ดังนั้นถ้าต้องการให้การทำงานของระบบมีความเที่ยงตรงสูงต้องพยายามรักษาให้คูวล์ลอมบ์ฟริกชันมีค่าต่ำสุด

เรากลับมาพิจารณาถึงคุณสมบัติการทำงานของระบบในรูป 4.29 โดยที่มอเตอร์ของระบบมีคุณสมบัติตามรูป 4.30

การวิเคราะห์ในลักษณะปิดลูป

ระบบทำงานเป็นแบบปิดลูปเมื่อสวิตช์ S อยู่ที่ตำแหน่ง a กำหนดให้ค่าคงที่ของอัตราส่วนประกอบต่างๆในระบบมีค่าดังต่อไปนี้

$$K_A \text{ อัตราขยายของแอมป์ลิไฟ} = 10 \text{ แอมป์/โวลต์}$$

$$K_G \text{ อัตราขยายของเอนเนอเรเตอร์} = 100 \text{ โวลต์/แอมป์}$$

$$K_M \text{ อัตราขยายของแรงบิดของมอเตอร์} = \frac{K_T}{R_a} = 1 \text{ ปอนด์-ฟุต/โวลต์}$$

$$K_g \text{ อัตราขยายของดีซีทาโคมิเตอร์} = 0.01 \text{ โวลต์/รอบต่อนาที}$$

$$B \text{ แรงเสียดทานวิสกอสของมอเตอร์} = \frac{20}{200} = 0.1 \text{ ปอนด์-ฟุต/รอบต่อนาที}$$

สมมติว่ามอเตอร์ทำงานที่ภาวะไม่มีโหลดด้วยความเร็ว = 1000 รอบต่อนาที เพื่อที่จะรักษาให้มอเตอร์หมุนอยู่ที่ความเร็วนี้ต้องใช้แรงบิดที่พัฒนาขึ้นโดยมอเตอร์ = $0.1(1000) = 100$ ปอนด์ฟุต ดังนั้นระบบต้องใช้สัญญาณขับมอเตอร์เท่ากับ

$$E_o K_A K_G K_M = 100$$

$$e_o = \frac{100}{1000} = 0.1 \text{ โวลต์}$$

เนื่องจากโวลต์เตจที่ป้อนกลับจากทาโคเอนเนอเรเตอร์เท่ากับ

$$\omega K_g = 0.01(1000) = 10 \text{ โวลต์}$$

ต่อจากนั้นเราจึงสามารถหาอินพุทโวลต์เตจอ้างอิงสำหรับความเร็วเอาท์พุท 1000 rpm คือ

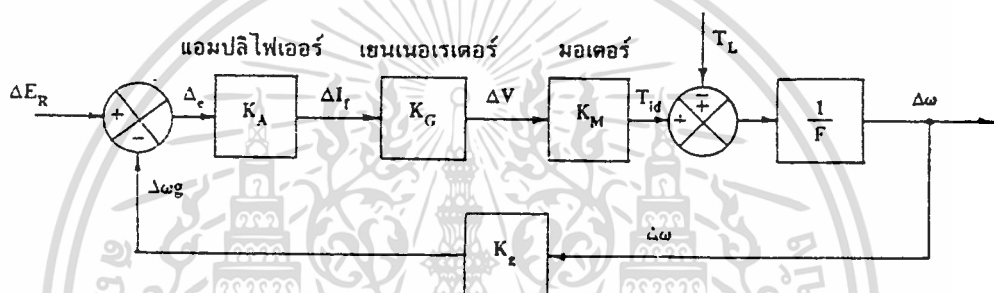
$$E_R = e_o + K_g \omega = 10.1 \text{ โวลต์}$$

บล็อกไดอะแกรมของระบบแสดงได้ดังในรูป 4.32 ค่าอินพุทและเอาต์พุทของส่วนประกอบต่างๆแสดงถึงการเปลี่ยนแปลงในช่วงเริ่มต้นของการทำงาน สมการแรงบิดจากสมการ 4.57 แสดงถึงการแปรเปลี่ยนไปจากจุดหยุดนิ่ง ดังนั้น

$$\Delta T_{id} = B \Delta \omega + \Delta T_L \quad (4.59)$$

เขียนสมการนี้ให้อยู่ในฟอร์มทั่วๆไปที่ใช้ได้ทั้งการทำงานแบบปิดลูปและเปิดลูปจะได้เป็น

$$\Delta T_{id} = (\Delta E_r - K_g \Delta \omega) K_A K_G K_T \quad (4.60)$$



รูปที่ 4.32 บล็อกไดอะแกรมของระบบการคอนโทรลความเร็ว

สมการ 4.60 แสดงให้เห็นว่าถ้าต้องการให้แรงบิดที่พัฒนาขึ้นโดยมอเตอร์เพิ่มขึ้นก็จำเป็นต้องเพิ่มสัญญาณขับมอเตอร์ ถ้าหากเราแทนสมการ 4.60 ลงในสมการ 4.59 ก็จะได้

$$(\Delta E_r - K_a \Delta \omega) K_A K_G K_T = B \Delta \omega + \Delta T_L \quad (4.61)$$

เนื่องจากสมการที่ได้ยังเป็นสมการของแรงบิดและพารามิเตอร์ที่ต้องการควบคุมคือความเร็วเราจึงควรรหาค่าของความเร็วจากสมการดังกล่าวโดยหารสมการ 4.61 ด้วย B ทั้งสองข้างจะได้เป็น

$$\frac{(\Delta E_r - K_a \Delta \omega) K_A K_G K_T}{B} = \Delta \omega + \frac{\Delta T_L}{B} \quad (4.62)$$

กำหนดให้ $K = K_A K_G K_T / B$ (รอบต่ออนาที/โวลท์) หน่วยของมันแสดงให้เห็นว่า K เป็นค่าคงที่ของความเร็ว หรือเป็นอัตราขยายการส่งสัญญาณโดยตรงของระบบโดยการใช้ข้อกำหนดที่เหมาะสมกับสมการ 4.62 เราสามารถหาค่าคุณสมบัติการทำงานของระบบในลักษณะจำเพาะได้

สมมุติว่าระบบเป็นระบบที่ทำหน้าที่เรกดูเลขความเร็วซึ่งสอดคล้องกับภาวะการทำงานควิซเซินต์ (quiescent) ที่ได้คำนวณไปแล้ว ตามข้อกำหนดของเรกดูเลขเดอริให้ สำหรับการดำเนินงานให้ $E_R = 0$ ลักษณะนี้ ความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงของความเร็วที่สอดคล้องกับการเปลี่ยนแปลงของโหลดคือ

$$\Delta\omega = - \frac{\Delta T_L/B}{1 + K_g K} \quad (4.64)$$

สมการ 4.63 แสดงให้เห็นถึงว่าการเปลี่ยนแปลงของความเร็วเอาท์พุทขึ้นอยู่กับอัตราขยายของลูป $K_g K$ อย่างไรก็ตามค่าของเทอม $\Delta T_L/B$ จะทำให้ความเร็วของระบบเปิดลูปเปลี่ยนแปลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหลด ΔT_L ดังนั้นผลของการบังคับแบบเปิดลูปทำให้การเปลี่ยนแปลงของความเร็วเอาท์พุทน้อยกว่า การเปลี่ยนแปลงเมื่อเป็นแบบเปิดลูปด้วยแฟคเตอร์ $1/(1+K_g K)$ ในรูป 4.30 ถ้าหากสมมติให้แรงบิดโหลดเปลี่ยนแปลงไปเท่ากับ 20 ปอนด์-ฟุต จะทำให้ความเร็วของมอเตอร์ในลักษณะเปิดลูปเปลี่ยนแปลงไปเท่ากับ

$$\Delta\omega = \frac{-200}{1+0.01(10,000)} = -1.98 \text{ รอบต่ออนาที}$$

ดังนั้นความเร็วมอเตอร์ที่ภาวะโหลดอันใหม่เท่ากับ 998.02 รอบต่ออนาที และมีค่าของสัญญาณขับมอเตอร์เท่ากับ

$$\begin{aligned} e &= E_R - K_g(\omega_0 + \Delta\omega) \\ &= E - K_g\omega_0 - K_g\Delta\omega = e_0 - K_g\Delta\omega \\ &= 0.1 + 0.1(1.95) = 0.1198 \end{aligned}$$

เราจะสังเกตได้ว่า ผลของการแก้ไขตัวเองเนื่องจากการต่อแบบป้อนกลับจะยังผลให้สัญญาณขับมอเตอร์เพิ่มขึ้นด้วยส่วนของเทอม $K_g\Delta\omega$.

อัตราขยายของลูปปิดจะหาได้จากสมการ 4.63 โดยกำหนดให้ $\Delta T_L = 0$ ผลลัพธ์ที่ได้ก็

คือ

$$\frac{\Delta\omega}{\Delta E_R} = \frac{K}{1 + K_g K} \quad (4.65)$$

การวิเคราะห์แบบเปิดลูป

ตามที่ได้กล่าวในหัวข้อที่แล้วมา การทำงานของระบบเปิดลูปต้องการระดับสัญญาณอ้างอิงที่ต่างไปจากเดิมเพื่อให้ได้ความเร็วตอนมีโหลดเท่ากับความเร็วตอนที่ไม่มีโหลด ดังนั้นเพื่อให้ได้ความเร็ว 1000 รอบต่อนาที ต้องใช้อินพุทอ้างอิงเท่ากับ 0.1 โวลท์ ซึ่งเป็นค่าของสัญญาณขับมอเตอร์เมื่อไม่มีโหลด

ถ้าอินพุทอ้างอิงนี้มีค่าคงที่โดยโหลดเพิ่มขึ้นและกำหนดให้การบังคับ $\Delta E_R = 0$ และ $K_g = 0$ แสดงให้เห็นว่าความเร็วของมอเตอร์จะลดลงเป็น

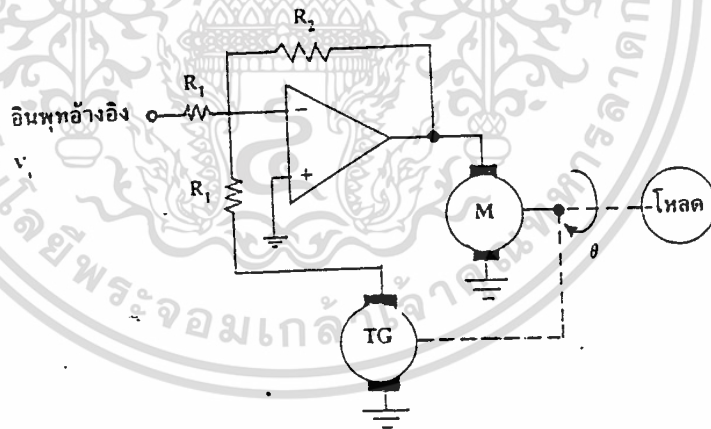
$$\Delta\omega = -\frac{\Delta T_L}{B} \quad (4.66)$$

B

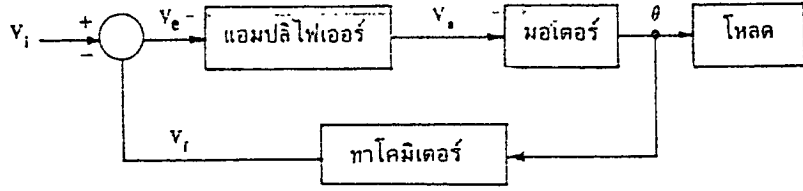
4.11 ระบบการเรีควเลขความเร็ว

ระบบการเรีควเลขคือ ระบบที่แสดงคุณสมบัติพื้นฐานซึ่งมีสัญญาณขับมอเตอร์ (actuating signal) ที่มีค่าคงที่เพื่อเป็นผลให้ค่าเอาต์พุตคงที่

ระบบการเรีควเลขความเร็วแบบพื้นฐานแสดงในรูป 4.33 และบล็อกไดอะแกรมของระบบแสดงในรูป 4.34 การวิเคราะห์ระบบการเรีควเลขขั้นแรกเราต้องพิจารณาถึงความสัมพันธ์ของอินพุทเอาต์พุตของส่วนประกอบแต่ละส่วน



รูปที่ 4.33 ระบบการเรีควเลขความเร็ว



รูปที่ 4.34 บล็อกไดอะแกรมของระบบการเร็วคูณความเร็วจึง

$$V_a = K_a V_e \tag{4.67}$$

เมื่อ K_a คืออัตราขยายโวลต์เตจของแอมพลิฟายเออร์ จะให้โวลต์เตจ V_f เป็นสัดส่วนกับความเร็ว ω และ

$$V_f = K_g \omega \tag{4.68}$$

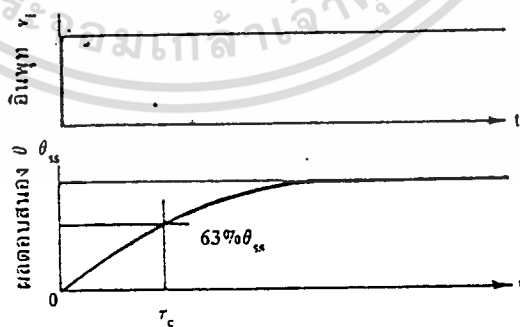
ผลตอบสนองของระบบต่อสเตปอินพุตได้เป็น

$$\omega = \omega_{ss} (1 + e^{-t/\tau_c}) \tag{4.73}$$

เมื่อ ω_{ss} และ τ_c กำหนดได้โดยสมการ 4.70 และ 4.71 รูป 4.35 คือกราฟแสดงถึงผลตอบสนอง ω ต่อสเตปอินพุตโวลต์เตจ

ผลคูณของ $K_a K_m K_g$ คืออัตราขยายลูฟของระบบ ถ้าอัตราขยายลูฟมีค่าสูง $K_a K_m K_g$ ความเร็วที่สภาวะคงที่จะได้เป็น

$$\omega_{ss} \approx \frac{V_i}{K_g} \tag{4.74}$$



รูปที่ 4.35 ผลตอบสนองของระบบคอนโทรลความเร็วต่อสเตปอินพุต

ดังนั้นการคอนโทรลความเร็วจะขึ้นอยู่กับแมกนิจูดของอินพุทและคุณสมบัติของส่วนป้อนกลับซึ่งในที่นี้คือทาโคมิเตอร์ ความเร็วจะไม่ขึ้นอยู่กับคุณสมบัติที่เป็นจริงของแอมพลิไฟหรือมอเตอร์และไม่ขึ้นอยู่กับโหลดที่เอาท์พุทของมอเตอร์ด้วย

เราจะเห็นได้ว่าโหม้คอนสแตนต์ของระบบปิดลูปลจะลดลงเมื่อเทียบกับโหม้คอนสแตนต์ของตัวมอเตอร์ด้วยคุณสมบัติของอัตราขยายลูปลซึ่งยังผลให้ผลตอบสนองของการคอนโทรลแบบปิดลูปลลดลงอย่างไรก็ตามผลตอบสนองของระบบไม่สามารถทำให้ลดลงโดยไม่มีลิมิตได้แม้จะเพิ่มค่าอัตราขยายลูปลไปเรื่อยๆก็ตาม) เพราะที่จุดหนึ่งผลตอบสนองจะถูกลิมิตโดยความเร็วสูงสุดหรืออัตราเร่งซึ่งมอเตอร์สามารถกระทำได้ ระบบจะทำงานเข้าไปในย่านนอนลินีเยร์และสมการต่างๆที่อยู่บนพื้นฐานการทำงานแบบลินีเยร์ก็ใช้ไม่ได้อีกต่อไป

เมื่อ K_g คืออัตราขยายของทาโคมิเตอร์ที่มีค่าคงที่ โวลท์เตจเซอร์เวอร์ที่ป้อนให้กับอินพุทแอมพลิไฟแสดงได้ดังนี้

$$V_e = V_i - V_f = V_i - K_g \omega \quad (4.69)$$

มอเตอร์จะพัฒนาแรงบิดได้เท่ากับแรงบิดที่ได้จากความเฉื่อยและแด้มพ์ของโหลด จากโหลดของมอเตอร์เราจะได้ (เมื่อ $R_a = 1$ โอห์ม)

$$\frac{J}{K_t} \omega + \frac{B}{K_t} \omega = V_a = K_a V_e = K_a (V_i - K_g \omega)$$

หาค่าของ V_i ได้

$$V_i = \frac{(B + K_g)}{K_a K_t} \omega + \frac{J}{K_a K_t} \omega \quad (4.70)$$

สมการ 4.69 เป็นสมการลำดับหนึ่งของตัวแปร ω และค่าของ ω จะเป็นฟังก์ชันของเวลาต่อสัญญาณคอนโทรลอินพุท ถ้าสัญญาณอินพุท V_i คงที่ และที่สภาวะคงที่ $\omega = 0$ และเอาท์พุทที่สภาวะคงที่เป็น

$$\omega_{ss} = \left(\frac{K_a K_t}{B + K_a K_g K_t} \right) V_i$$

$$\omega_{ss} = \left(\frac{K_a K_t / B}{1 + K_a K_g K_t / B} \right) V_i$$

$$\omega_{ss} = \frac{(K_a K_m / B) V_i}{1 + K_a K_m K_g} \quad (4.71)$$

เมื่อ K_m คืออัตราขยายของความเร็ว เนื่องจากระบบเร็กกูเลทได้ออกแบบเพื่อรักษาตัวแปรเอาต์พุตให้คงที่ ดังนั้นเอาต์พุตที่สภาวะคงที่ของสมการ 4.70 จึงน่าสนใจอย่างยิ่ง

ระบบการเร็กกูเลทปกติกจะไม่ได้กำหนดไว้สำหรับการทำงานในช่วงทรานเซียนต์ อย่างไรก็ตามเราจะพิจารณาถึงผลตอบสนองของระบบการคอนโทรลความเร็วต่อสเทปอินพุตและหาอัตราส่วนของสัมประสิทธิ์ของ ω และ $\dot{\omega}$ ในสมการ 4.70 ไทม์คอนสแตนต์ τ_o ของระบบปิดลูปคือ

$$\tau_o = \frac{J}{B + K_a K_g K_t} = \frac{J/B}{1 + K_a K_m K_g} \quad (4.72)$$

4.12 ตัวอย่างการออกแบบระบบการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์

4.12.1 ระบบคอนโทรลความเร็วของอินดักชันมอเตอร์แบบสองเฟส

ในรูป 4.36(ก) แสดงถึงระบบการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์แบบสองเฟส ถ้าหากไทม์คอนสแตนต์ของขดสนามแม่เหล็กควบคุมของมอเตอร์มีค่าน้อยมากไม่นำมาพิจารณาและถ้าสมมติให้โหลดมีค่าของความเฉื่อยเท่านั้น ดังนั้นบล็อกไดอะแกรมของระบบแสดงให้ดังในรูป 4.36(ข) เราสามารถคิดถึงการรบกวนของแรงบิดโหลดเข้าในระบบได้โดยเขียนสมการดิฟเฟอเรนเชียลของภาวะไดนามิกที่ด้านทานการหมุนตลอดเวลา เราสามารถเขียนสมการแรงบิดได้เป็น

$$T = K_m \omega + K_e V_e \quad (4.75)$$

แรงบิดที่ด้านการหมุนของเพลลาของมอเตอร์(สมมติให้เป็นความเฉื่อยของโหลดเท่านั้น)

$$T = (J_L + J_m) \dot{\omega} \pm T_L \quad (4.76)$$

เมื่อ T_L แรงบิดภายนอกซึ่งอาจใช้สำหรับด้านการหมุนของเพลลาหรือช่วยเสริมในการขับให้เพลลาของมอเตอร์หมุน

ดังนั้น

$$(J_L + J_m) \dot{\omega} \pm T_L = K_m \omega + K_e V_e \quad (4.77)$$

จัดสมการใหม่ได้เป็น

$$J \dot{\omega} - K_m \omega = K_e V_e \pm T_L \quad (4.78)$$

เมื่อ $J \triangleq (J_m + J_L)$ และทรานเฟอร์ทั้งหมดมีภาวะเริ่มต้นเป็นศูนย์

$$(Js^2 - K_m s) \Theta(s) = K_e V_e(s) \pm T_L(s) \quad (4.79)$$

จากนั้น

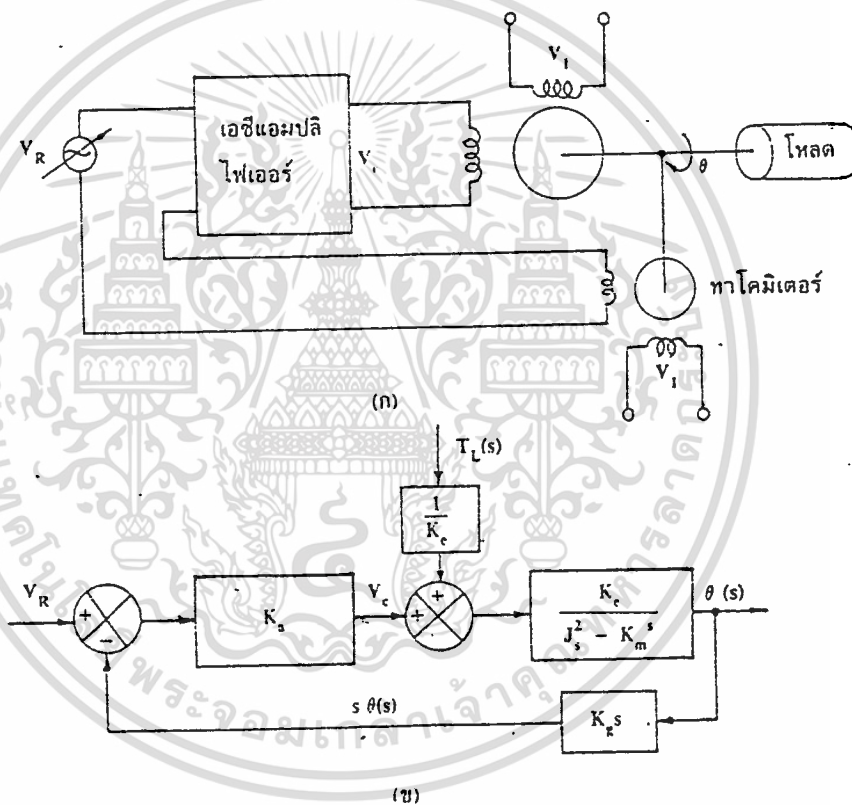
$$\theta(s) = \frac{K_e}{Js^2 - K_m s} \quad (4.80)$$

$$V_c(s) = \frac{1}{Js^2 - K_m s}$$

$$\theta(s) = \frac{1}{Js^2 - K_m s} \quad (4.81)$$

$$T_L(s) = \frac{1}{Js^2 - K_m s}$$

สำหรับการใช้ระบบการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์แบบสองเฟสเรามักจะกำหนดให้อัตราขยายป้อนกลับ K_g มีค่าสูง ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันลูปปิดได้เป็น (เมื่อ $T_L = 0$)



รูปที่ 4.36 แสดงถึงการคอนโทรลความเร็วของอินดักชันมอเตอร์แบบสองเฟส (ก) ไดอะแกรมของระบบ (ข)บล็อกไดอะแกรมแสดงถึงผลของโหลด

$$\theta(s) = \frac{K_a K_c / (Js^2 - K_m s)}{1 + K_a K_c K_g s / (Js^2 - K_m s)} \quad (4.82)$$

$$V(s) = \frac{1 + K_a K_c K_g s / (Js^2 - K_m s)}{1 + K_a K_c K_g s / (Js^2 - K_m s)}$$

เมื่อ K_g มีค่าสูงสุดหรือ $K_a K_e K_g \gg 1$ ในสมการ 4.82 อาจเขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{\theta(s)}{V_R(s)} \approx \frac{1}{K_g s} \quad (4.83)$$

$$\frac{s\theta(s)}{V_R(s)} = \frac{\omega(s)}{V_R(s)} = \frac{1}{K_g} \quad (4.84)$$

แสดงให้เห็นว่าความเร็วของมอเตอร์จะคงที่ที่ค่าซึ่งกำหนดได้โดยโวลต์เตจอ้างอิง

ถ้าเราพิจารณาถึงผลตอบแรงบิดไหลดที่มีต่อความเร็วของมอเตอร์สามารถกระทำได้จากบล็อกไดอะแกรมของรูป 4.36(ข) ดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \frac{s\theta(s)}{T_L(s)} &= \frac{K_g s / (J s^2 K_m s)}{1 + K_a K_e K_g s / (J s^2 K_m s)} \\ &= \frac{K_g}{J s + K_a K_e K_g - K_m} \end{aligned} \quad (4.85)$$

ที่สภาวะคงที่สมการข้างบนนี้จะลดลงเป็น

$$\frac{s\theta(s)}{T_L(s)} \Big|_{s \rightarrow 0} = \frac{K_g}{K_a K_e K_g - K_m} \approx \frac{1}{K_a K_e} \quad (4.86)$$

ดังนั้นผลของแรงบิดไหลดที่มีต่อความเร็วอาจมีค่าน้อยมากถ้าผลคูณของ $K_a K_e$ มีค่ามาก

4.12.2 ระบบการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์แบบบังคับสนามแม่เหล็กโดยให้กระแสอาร์มาเจอร์คงที่

ถ้าหากเราใช้ดีซีมอเตอร์แบบคอนโทรลสนามแม่เหล็กโดยให้กระแสอาร์มาเจอร์คงที่ในระบบการคอนโทรลความเร็วแล้ว วงจรของระบบจะคล้ายคลึงกับระบบที่ใช้มอเตอร์แบบสองเฟสมาก ดังแสดงในรูป 4.37(ก) บล็อกไดอะแกรมของทรานสเฟอ์ฟังก์ชันกำหนดได้ดังในรูป 4.37(ข) ตัวคงที่ต่างๆ จะมีค่าดังต่อไปนี้

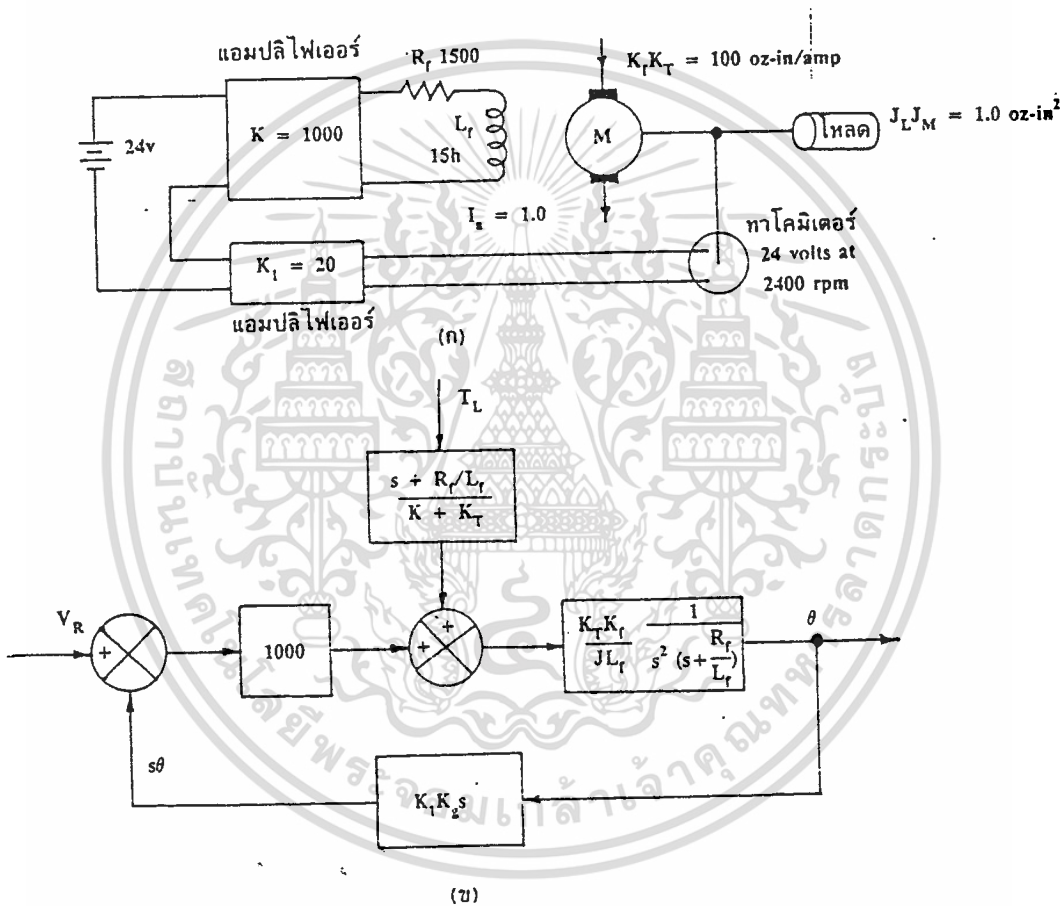
$$K = 1000$$

$$K_g = \frac{24}{2400} \text{ โวลต์/รอบต่ออนาที} = \frac{1}{100} * 60 = 0.0956 \text{ โวลต์/เรเดียน/วินาที}$$

$$\begin{aligned}
 K_1 &= 20 & K_t K_f &= 100 \text{ ออนซ์-นิ้ว/แอมป์} \\
 R_f &= 1500 \text{ โอห์ม} & J &= J_L + J_m = 1.0 \text{ ออนซ์-นิ้ว} \\
 L_f &= 15 \text{ เฮนรี} & I_a &= 1.0 \text{ แอมป์}
 \end{aligned}$$

จากค่าพารามิเตอร์เหล่านี้เราหาทรานสเฟอ์ฟังก์ชันได้

$$G_L(s) = \frac{20,000 K_t K_f K_g s (-1)}{J L_f s(s^2+100) s^2(s+100)} = \frac{12720s}{s^2(s+100)}$$



รูปที่ 4.37 (ก)ระบบการคอนโทรลความเร็วของดีซีมอเตอร์ (ข)บล็อกไดอะแกรมทางเดินของรากของทรานสเฟอ์ฟังก์ชันแสดงได้ดังในรูป 4.38 จากนั้น

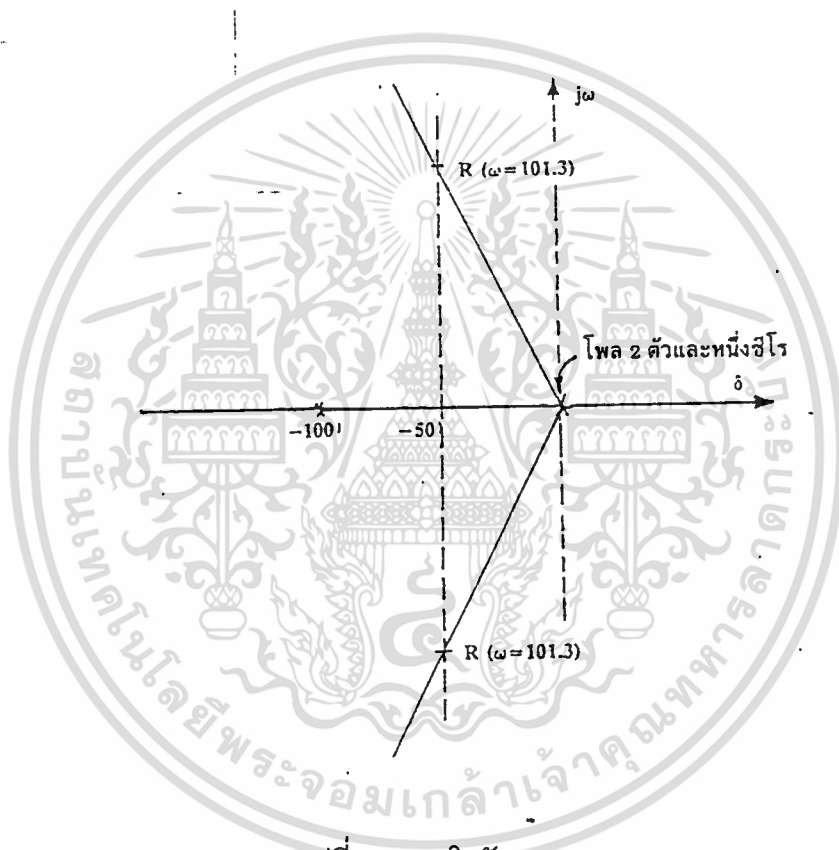
$$\xi = \frac{50}{100} = 0.442$$

แต่มีพียงค่านี้แสดงว่าระบบมีผลตอบสนองที่เต็มพียงค่อนข้างดีและ $\xi\omega_n = 5650$ ดังนั้น

ไทม์คอนสแตนต์ของระบบ $\tau = \frac{1}{\xi\omega_n} = 0.000177$ วินาทีและช่วงเวลาของทรานเซียนท์ประมาณค่า

ได้ $4\tau = 0.0007$ วินาที ดังนั้นระบบจะมีผลตอบสนองค่อนข้างเร็ว ความเที่ยงตรงที่สภาวะคงที่หาได้

$$\text{โดย } \frac{\omega}{v_r} \Big|_{t \rightarrow \infty} = \frac{1272}{1+1272}$$



รูปที่ 4.38 รุทโลกซ์ของ $G_L(s) = \frac{12720s}{s^2(s+100)}$

ถ้าระบบมีแรงบิดของโหลดเท่ากับ 5 ออนซ์-นิ้ว

$$\theta(s) = \frac{s + R_f}{L_f} \frac{K_t K_f}{s^2(s + R_f/L_f)} \frac{1}{1 + 20000Kg} \frac{K_t K_f}{L_f} \frac{1}{s^2(s + R_f/L_f)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไปทำธุรกิจใดๆขึ้น จึงขอร้องให้ผู้อ่านโปรดช่วย และเชื่อว่าสิ่งนี้ช่วยผู้อ่านของเอกสารเหล่านี้ที่มีโอกาสไปใช้ได้

หรือ

$$\frac{s\theta(s)}{T_L(s)} = \frac{s + R_f}{K_t K_f} \left(\frac{1}{20000 K_G} \right)$$

ที่สภาวะคงที่

$$\Delta\omega \Big|_{s \rightarrow 0} = \frac{R_f}{L_f K_t K_f} \left(\frac{1}{20000 K_G} \right) T_L$$

และเมื่อ $T_L = 5$ ออนซ์-นิ้ว

$$\begin{aligned} \Delta\omega &= \frac{1500(s)}{(100)(0.3s)(20000)(0.0956)} = 0.002615 \text{ เรเดียน/วินาที} \\ &= 0.25 \text{ รอบต่อนาที} \end{aligned}$$

การหาทานสฟอร์มหำหนดให้ภาวะเริ่มต้นเป็นศูนย์และแทนค่าลงไปตามที่ต้องการ

$$Js^2\theta(s) \pm T_L(s) = \frac{K_t K_f E_f}{sL + R_f} \quad (4.87)$$

จากนั้น

$$\frac{\omega(s)}{E_f(s)} = \frac{K_t K_f / L_f J}{s(s + R_f/L)} \quad (\text{เมื่อ } T_L = 0) \quad (4.88)$$

$$\frac{\omega(s)}{T_L(s)} = \frac{1}{Js} \quad (\text{เมื่อ } E_f = 0) \quad (4.89)$$

4.13 การเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์

การเปลี่ยนแปลงความเร็วมอเตอร์หักเหไปจากความเร็วที่ต้องการมีสาเหตุมาจากหลายแฟคเตอร์ การแปรไปของความเร็วของมอเตอร์แบ่งออกได้ 2 พวกคือการแปรความเร็วไปอย่างช้าๆเรียก long-term speed variation (LTSV) และการเปลี่ยนความเร็วของมอเตอร์เป็นไปอย่างรวดเร็วเราเรียกว่า instantaneous speed variation (ISV) เทอร์ชโวลต์ระหว่างลักษณะการเปลี่ยนแปลงทั้ง 2 ขึ้นอยู่กับ

ข้อกำหนดในการนำไปใช้งานตัวอย่างของระยะเวลาจำกัดสำหรับการเปลี่ยนแปลงของความเร็วคือ 1 นาที ดังนั้น LSTV คือการเปลี่ยนแปลงของความเร็วที่ยาวนานกว่า 1 นาที ส่วน ISV คือการเปลี่ยนแปลงของความเร็วที่สั้นกว่า 1 นาที

LTSV เกิดขึ้นเนื่องจากผลการเปลี่ยนแปลงของค่าพารามิเตอร์ซึ่งเป็นสาเหตุมาจากอุณหภูมิเปลี่ยนแปลงโวลต์เดจซ์เคลื่อนและส่วนประกอบขั้วรถ ในการประยุกต์ใช้งานที่ต้องการเสถียรภาพเป็นระยะเวลานาน (LTSV) เราจำเป็นต้องใช้ระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์อยู่ภายในค่าที่สามารถยอมรับได้ ถ้าเราไม่สามารถทำให้ค่าการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์อยู่ภายในขีดจำกัดได้ เราต้องดัดแปลงระบบให้มีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์น้อยที่สุด ระบบดังกล่าวได้แก่ระบบการบังคับความเร็วแบบเฟสล็อกคูลฟ

ส่วนในกรณีของ - ISV นั้นค่อนข้างยุ่งยากซับซ้อนและขึ้นอยู่กับข้อกำหนดของการใช้งานเป็นส่วนใหญ่ ตามปกติเหตุผลหลักของ อธิบายได้ดังต่อไปนี้

(1) เวลาของผลตอบสนอง

เมื่อสัญญาณคำสั่งเปลี่ยนแปลงระบบก็จะเข้าสู่โหนดทรานเซียนท์ก่อนที่จะเข้าสู่ความเร็วที่ต้องการ ผลตอบสนองทรานเซียนท์นี้สามารถจะคาดหมายได้โดยขึ้นอยู่กับแบนด์วิดท์ของลูปและเสถียรภาพของระบบ

(2) การเปลี่ยนแปลงของแรงบิดโหด

เมื่อแรงบิดโหดเปลี่ยนแปลงจะเป็นสาเหตุให้ความเร็วของมอเตอร์เปลี่ยนไป ผลที่เกิดขึ้นนี้ไม่เป็นที่ต้องการ เนื่องจากเราต้องการให้ความเร็วของมอเตอร์เป็นอิสระต่อโหดความสัมพันธ์ระหว่างการเปลี่ยนแปลงโหดที่สอดคล้องการเปลี่ยนแปลงของความเร็วของมอเตอร์ไม่ค่อยมีใครจะสนใจมากนัก เพราะว่าการวัดผลของการเปลี่ยนแปลงของโหดกระทำได้ยาก ถ้าเราต้องการให้ผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหดจะเป็นไปอย่างรวดเร็วเราควรจะหลีกเลี่ยงการออกแบบชุดเขยระบบด้วยวงจร lag-lead ที่มีซีโรอยู่ที่ต่ำๆ เพราะว่าวงจร lag-lead จะทำให้ผลตอบสนองของการเปลี่ยนแปลงโหดเป็นไปอย่างเชื่องช้า

(3) การกระเพื่อมของแรงบิด

แรงบิดที่เกิดขึ้นของมอเตอร์ไม่ได้เป็นส่วนที่เที่ยงตรงกับกระแสโดยตรงมันจะค่อยๆแปรไปเป็นฟังก์ชันกับตำแหน่งเชิงมุมของเพลามอเตอร์การเปลี่ยนแปลงของแรงบิดเหล่านี้เราเรียกว่า การกระเพื่อมของแรงบิด และยังเป็นสาเหตุให้เกิด ผลของการกระเพื่อมของแรงบิดมีความสำคัญที่

ความเร็วต่างๆเพราะว่าความถี่ของการกระเพื่อมต่ำถ้าการกระเพื่อมของแรงบิดและความถี่ของมันสามารถวัดได้เราก็จะสามารถคาดหมายถึงผลการเปลี่ยนแปลงของความเร็วมอเตอร์ได้

(4) แรงเสียดทานภายใน

แรงเสียดทานที่สามารถแปรค่าได้ในตัวมอเตอร์จะทำให้ความเร็วของมอเตอร์เปลี่ยนไปเช่นเดียวกับสาเหตุจากการเปลี่ยนแปลงของโหลด แรงเสียดทานภายในตัวมอเตอร์สามารถวัดค่าได้และกำหนดไว้โดยโรงงานผู้ผลิตมอเตอร์นั้น

(5) สัญญาณรบกวน(นอยส์)

การเปลี่ยนแปลงของความเร็วมอเตอร์อาจจะเป็นผลตอบสนองที่มีต่อสัญญาณรบกวนหรือสัญญาณจากภายนอกและสัญญาณที่ไม่ต้องการ ผลของสัญญาณนอยส์นี้มีความสำคัญอย่างยิ่งในระบบที่ใช้แอมพลิไฟแบบพัลส์วิดท์โมดูเลชันหรือเฟสดีเทคเตอร์เราสามารถวัดสัญญาณเหล่านี้ได้หลายจุดในระบบถ้าเราไม่สามารถจะลดขนาดของสัญญาณเหล่านี้ลงได้เราก็ควรจะเพิ่มความถี่ของสัญญาณเหล่านี้ขึ้นเพื่อลดผลที่จะกระทบกระเทือนต่อความเร็วของมอเตอร์

(6) สัญญาณรบกวนที่เกิดในทาโคมิเตอร์

ลักษณะที่เลวร้ายที่สุดของการเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์เป็นสาเหตุมาจากสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในทาโคมิเตอร์เพราะว่าระบบไม่มีการป้องกันการรบกวนของสัญญาณที่เกิดขึ้นดังกล่าวสัญญาณรบกวนเหล่านี้อธิบายได้ในรูปของเออร์เรอร์ความเร็วของระบบซึ่งอุปพยายามจะแก้ไขเออร์เรอร์ความเร็วดังกล่าว ดังนั้นในการประยุกต์ใช้ในงานต่างๆทาโคมิเตอร์จึงมีความสำคัญอย่างยิ่งที่จะต้องเป็นแบบกำเนิดสัญญาณรบกวนต่ำเมื่อระดับความเที่ยงตรงของความเร็วของระบบขึ้นอยู่กับ การป้อนกลับความเร็วนี้ได้จากทาโคมิเตอร์

ผลการทดลองและสรุปผลการทดลอง

ผลการทดลอง การทดลองเริ่มจากการทดสอบวงจร PWM สร้างขึ้นมาเพื่อให้ได้รูปแบบสัญญาณตามเงื่อนไขของวงจรขยาย PWM โดยสัญญาณที่จะป้อนให้กับวงจรขยาย PWM แบ่งเป็น 4 ช่องสัญญาณคือ PWA , PWB , PWC , และ PWD วงจรพัลส์วิดโมดูเลเตอร์รับสัญญาณคำสั่งเป็น V_{in} ตามเงื่อนไขของวงจรขยายแบบยูนิโพลาร์พัลส์วิดโมดูเลชัน ถ้า V_{in} เป็นบวกจะได้ $V_m = -V_s$ ถ้า V_{in} เป็นลบจะได้ $V_m = V_s$ ดังนั้นเมื่อวงจรพัลส์วิดโมดูเลเตอร์รับค่า V_{in} เข้ามาแล้วก็จะทำการผลิตพัลส์วิดทั้ง 4 ช่องสัญญาณเพื่อไปใช้ขับวงจรขยาย PWM ทำให้อุปกรณ์สวิตช์ตามเงื่อนไขทั้ง 4 ช่องสัญญาณ

การนำสัญญาณทั้ง 4 ช่องไปขับมอเตอร์เฟสที่ต่อแบบบริดจ์ จะอาศัยชุดขับ IR2110 เพื่อช่วยในการขับมอเตอร์ โดยการป้อนสัญญาณ PWA , PWB , PWC , และ PWD เข้าทาง อินพุทของชุดขับ IR2110 และจะนำ เอาท์พุท ของ IR2110 ต่อไปยังขาเกตของมอเตอร์เฟสทั้ง 4 ตัวเพื่อให้ ปิด-เปิด วงจรตามสัญญาณที่เราป้อนให้ หลังจากนั้นก็ทำการปรับสัญญาณคำสั่งเพื่อวัดความเร็วรอบและบันทึกผล จากการทดลองเราสามารถควบคุมความเร็วรอบแบบรูปเปิดได้ เมื่อควบคุมความเร็วรอบได้ก็ทำการทดสอบผลตอบสนองต่อสัญญาณคำสั่ง โดยทำการป้อนสัญญาณคำสั่งที่เป็นสัญญาณสามเหลี่ยมที่มีความถี่ต่ำเข้าไป ผลจากการทดลอง มอเตอร์สามารถปรับเปลี่ยนความเร็วรอบตามสัญญาณคำสั่งที่ป้อนเข้าไปได้ทันที หลังจากนั้นก็ทำการเพิ่มความถี่ขึ้นเรื่อยๆจนกระทั่งคาบเวลาของสัญญาณสามเหลี่ยมเท่ากับ 50 ms มอเตอร์จึงไม่สามารถปรับเปลี่ยนความเร็วรอบได้ทันทีตามสัญญาณคำสั่งที่ป้อนเข้ามา

สรุปผลการทดลอง

เมื่อเราป้อนสัญญาณบวกเข้าไปมอเตอร์จะหมุนตามเข็มนาฬิกา หลังจากนั้นก็ทำการปรับค่าแรงดันเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ เพื่อบันทึกผลความเร็วรอบที่เปลี่ยนแปลงไป ความเร็วรอบต่ำสุดที่มอเตอร์สามารถหมุนตามเข็มได้คือ 25 rpm และความเร็วรอบสูงสุดที่มอเตอร์สามารถหมุนตามเข็มได้คือ 1375 rpm ที่แรงดันคำสั่งเข้าไป +5 V เมื่อเราป้อนสัญญาณลบเข้าไป มอเตอร์จะหมุนทวนเข็มนาฬิกา หลังจากนั้นก็ทำการปรับค่าแรงดันลดลงเรื่อยๆ ความเร็วรอบต่ำสุดที่มอเตอร์สามารถหมุนทวนเข็มได้คือ 20 rpm และความเร็วรอบสูงสุดที่มอเตอร์สามารถหมุนทวนเข็มได้คือ 1340 rpm ที่แรงดันคำสั่งเข้าไป -5 V

ตามเข็มนาฬิกา

ขณะ NO LOAD

สัญญาณค่าสั่ง	ความเร็วรอบมอเตอร์	แรงดันที่ตกคร่อม มอเตอร์
(volt)	(rpm)	(volt)
0.38	25	1
0.42	35	1.2
0.53	75	1.75
0.63	140	2
0.71	155	2.4
0.83	191	2.6
0.9	218	3
1	255	3.6
1.1	275	4
1.22	330	4.6
1.3	355	5
1.4	404	5.6
1.5	430	6.1
1.6	455	6.6
1.7	474	7
1.8	502	7.4
1.9	531	7.8
2.01	560	8.2
2.11	585	8.8
2.22	608	9
2.31	650	9.4
2.41	666	9.8
2.51	690	9.9
2.6	713	10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

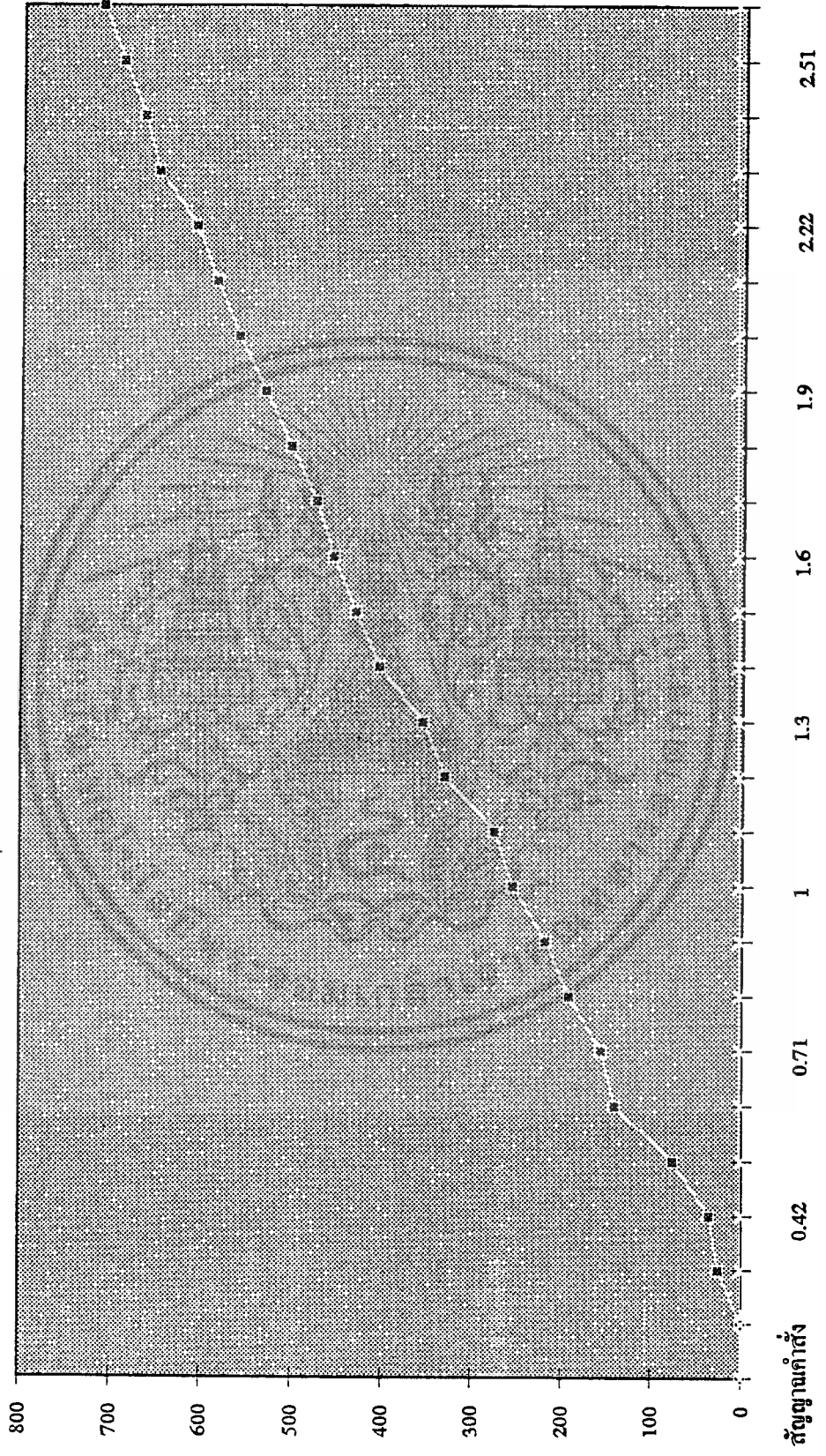
ตามเข็มนาฬิกา

ขณะ NO LOAD

สัญญาณค่าสั่ง	ความเร็วรอบมอเตอร์	แรงดันที่ตกคร่อม มอเตอร์
(volt)	(rpm)	(volt)
2.72	745	10.3
2.82	764	10.6
2.9	788	11
3.01	827	11.2
3.11	839	12
3.21	861	12.5
3.32	883	12.7
3.41	920	13
3.5	943	13.6
3.6	980	13.8
3.7	1010	14.2
3.8	1026	14.8
3.9	1050	15
4	1072	15.2
4.1	1103	16.5
4.2	1130	17
4.32	1180	17.6
4.42	1200	18.2
4.52	1242	18.6
4.6	1270	18.8
4.7	1280	19
4.83	1302	19.2
4.9	1338	19.6
5.01	1357	19.8

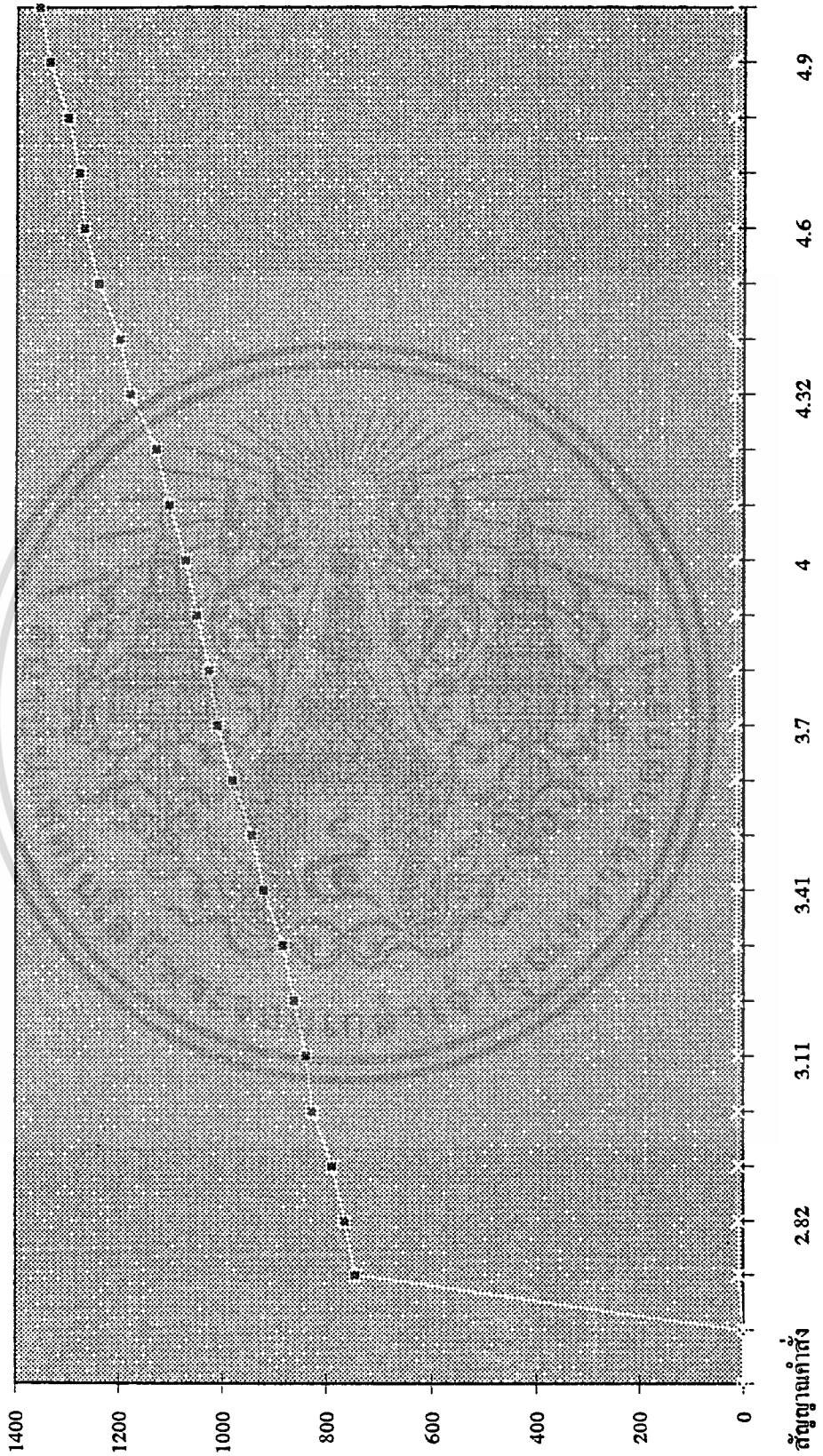
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NO LOAD



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการวิจัยเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NO LOAD



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น

ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทวนเข็มนาฬิกา

ขณะ NO LOAD

สัญญาณคำสั่ง	ความเร็วรอบมอเตอร์	แรงดันที่ตกคร่อม มอเตอร์
(volt)	(rpm)	(volt)
-0.56	20	0.6
-0.6	37	0.7
-0.72	63	1.2
-0.81	95	1.57
-0.9	128	1.9
-1	144	2.2
-1.11	198	2.8
-1.21	230	3.5
-1.31	276	4.1
-1.41	332	4.9
1.51	371	5.5
-1.62	408	6
-1.71	434	6.6
-1.8	463	6.9
-1.9	494	7.3
-2.01	528	7.8
-2.12	557	8.1
-2.21	576	8.4
-2.31	608	8.8
-2.41	630	9.1
-2.52	660	9.6
-2.62	690	10
-2.72	731	10.2
-2.82	750	10.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

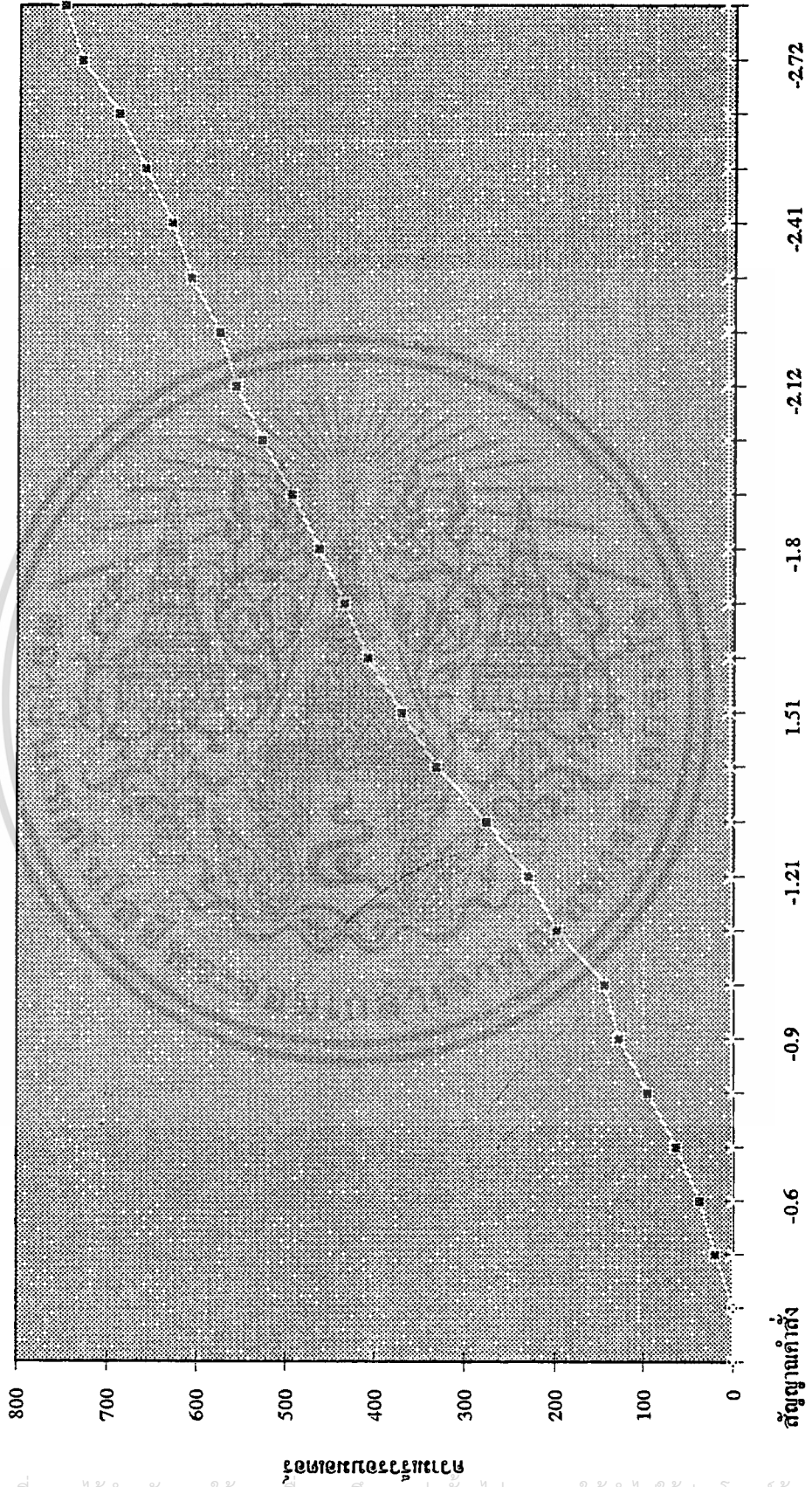
ทวนเข็มนาฬิกา

ขณะ NO LOAD

สัญญาณคำสั่ง	ความเร็วรอบมอเตอร์	แรงดันที่ตกคร่อม มอเตอร์
(volt)	(rpm)	(volt)
-2.91	763	10.7
-3.02	805	11
-3.1	827	11.1
-3.2	856	11.3
-3.3	880	11.9
-3.4	905	12
-3.52	942	12.8
-3.6	958	13
-3.71	987	13.2
-3.8	1011	14
-3.9	1042	14.8
-4	1073	15
-4.1	1096	15.4
-4.2	1124	15.9
-4.32	1149	16.2
-4.4	1180	16.6
-4.5	1206	17.1
-4.62	1242	17.5
-4.7	1260	18
-4.8	1285	18.6
-4.9	1292	18.9
-5.01	1340	19.2

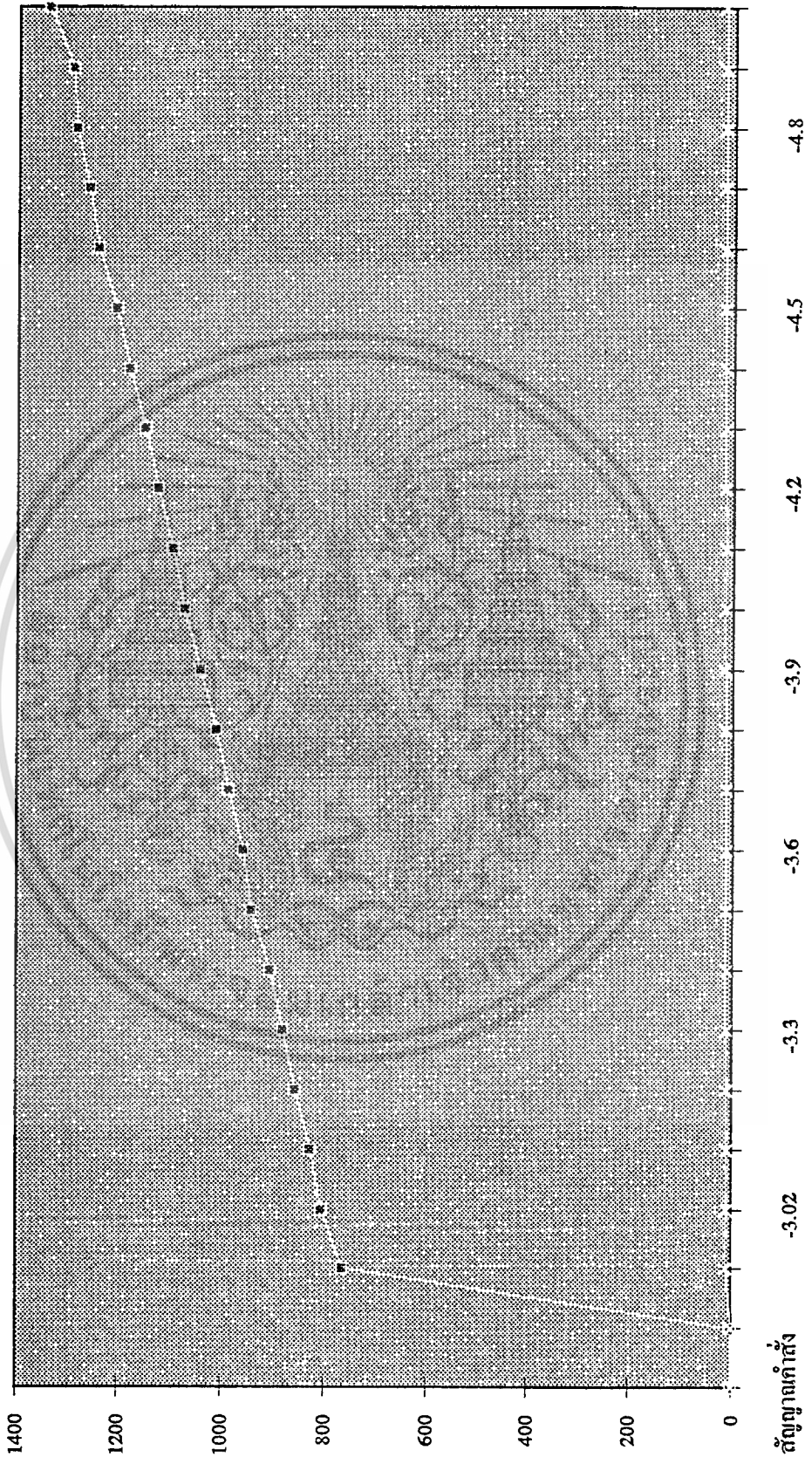
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NO LOAD



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NO LOAD



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน **เฉพาะบุคคล** ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามเข็มนาฬิกา

ขณะ FULL LOAD

สัญญาณคำสั่ง	ความเร็วรอบมอเตอร์	แรงดันที่ตกคร่อม มอเตอร์
(volt)	(rpm)	(volt)
0.35	20	1.1
0.41	31	1.23
0.52	68	1.8
0.6	128	2.12
0.72	134	2.45
0.81	175	2.67
0.92	198	3
1.01	236	3.7
1.12	255	4.1
1.21	315	4.65
1.32	340	5.13
1.41	385	5.56
1.52	410	6.18
1.63	438	6.65
1.71	461	7.2
1.8	487	7.5
1.92	509	8.01
2	546	8.4
2.11	573	8.7
2.2	598	9
2.3	637	9.46
2.42	645	9.85
2.51	672	9.9
2.6	701	10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

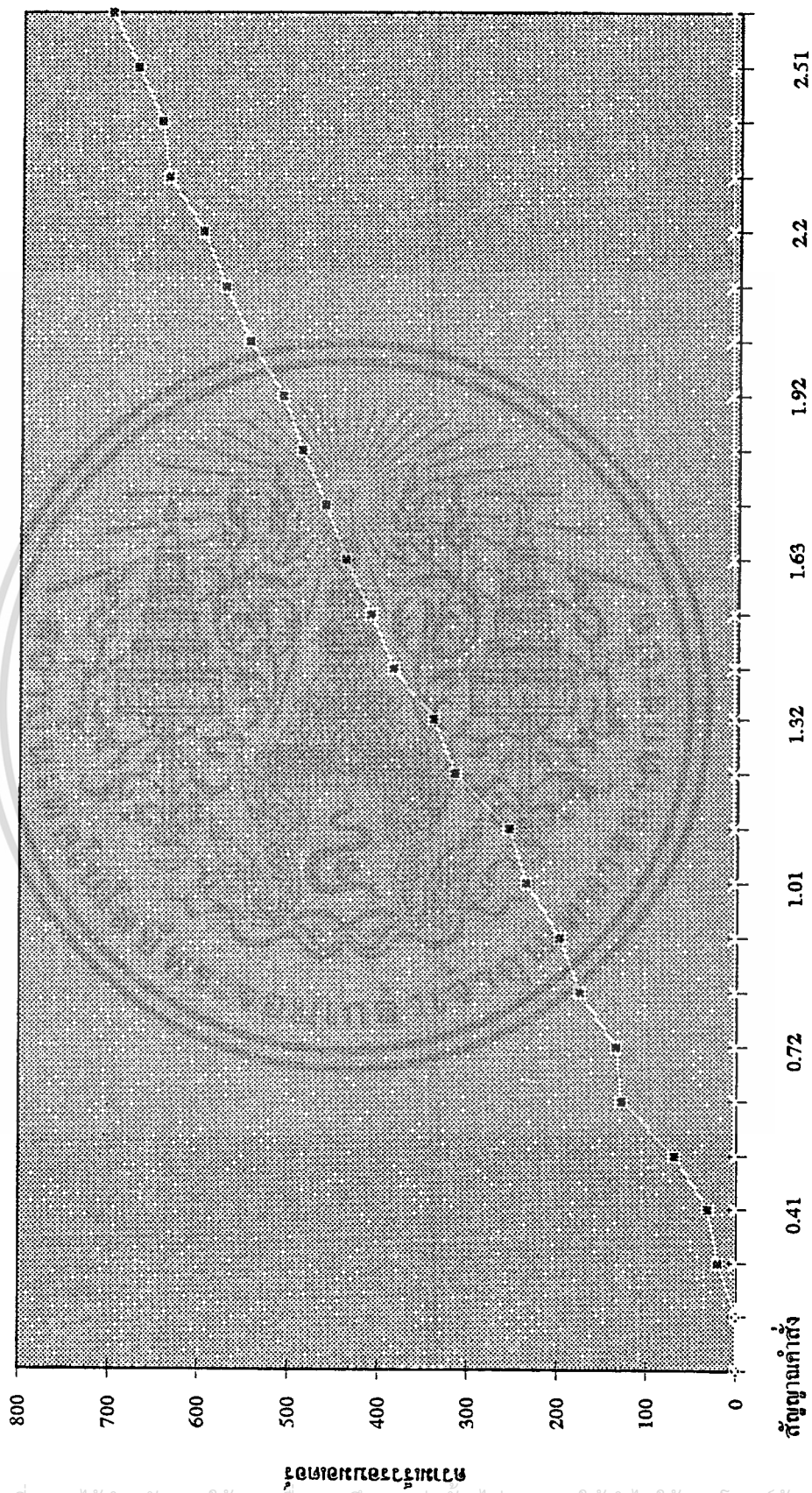
ตามเข็มนาฬิกา

ขณะ FULL LOAD

สัญญาณคําสั่ง	ความเร็วรอบมอเตอร์	แรงดันที่ตกคร่อม มอเตอร์
(volt)	(rpm)	(volt)
2.71	727	10.35
2.82	750	10.6
2.93	775	11
3	816	11.3
3.12	824	12.1
3.2	849	12.55
3.34	867	12.8
3.41	912	13.1
3.5	925	13.65
3.61	973	13.9
3.75	997	14.3
3.82	1014	14.75
3.91	1037	15
4	1063	15.15
4.11	1088	16.51
4.21	1115	17.2
4.32	1162	17.5
4.4	1184	18.1
4.5	1228	18.5
4.62	1256	18.75
4.7	1269	19
4.81	1287	19.12
4.92	1320	19.5
5	1345	20

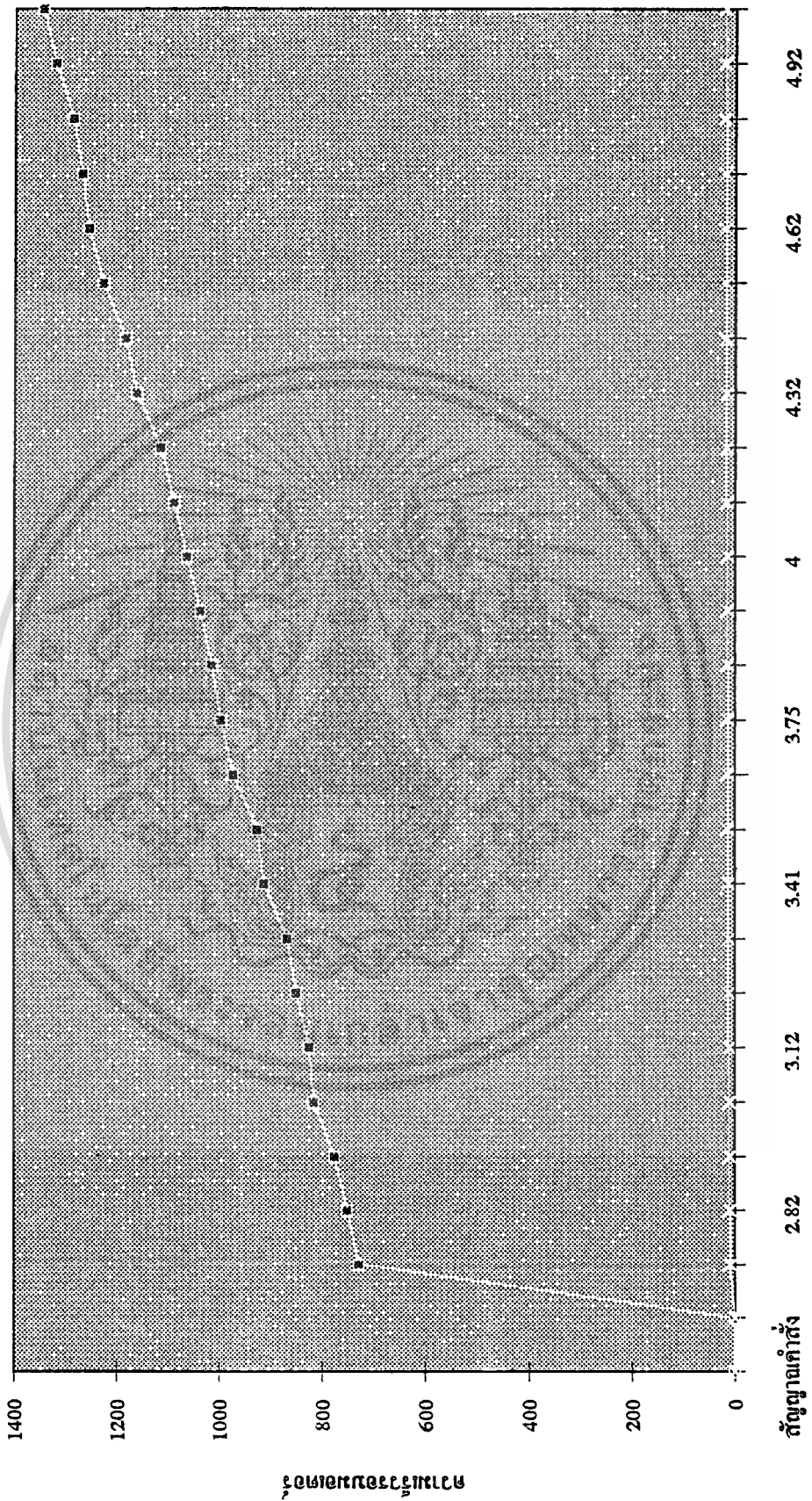
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FULL LOAD



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FULL LOAD



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทวนเข็มนาฬิกา

ขณะ FULL LOAD

สัญญาณคำสั่ง	ความเร็วรอบมอเตอร์	แรงดันที่ตกคร่อม มอเตอร์
(volt)	(rpm)	(volt)
-0.55	15	0.58
-0.62	33	0.72
-0.73	59	1.29
-0.81	87	1.61
-0.92	118	1.93
-1	130	2.24
-1.13	190	2.9
-1.24	219	3.3
-1.32	264	4.2
-1.43	321	5.1
-1.51	359	5.6
-1.62	398	6.2
-1.72	420	6.5
-1.8	452	7.1
-1.92	480	7.4
-2.01	512	7.9
-2.14	540	8.2
-2.22	555	8.5
-2.31	597	9
-2.41	619	9.2
-2.51	640	9.8
-2.61	678	10.1
-2.73	720	10.3
-2.81	739	10.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

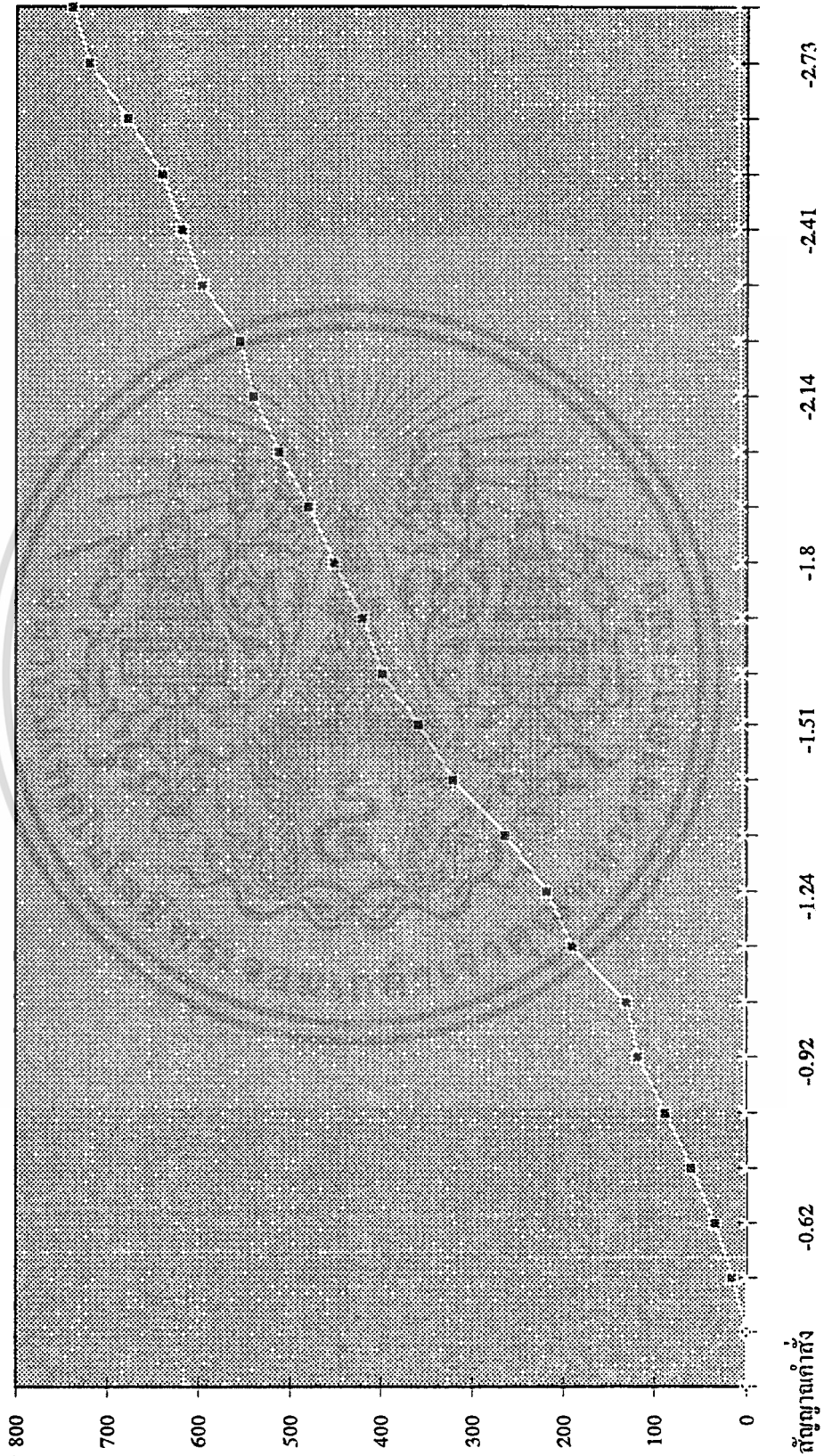
ทวนเข็มนาฬิกา

ขณะ FULL LOAD

สัญญาณคำสั่ง	ความเร็วรอบมอเตอร์	แรงดันที่ตกคร่อม มอเตอร์
(volt)	(rpm)	(volt)
-2.93	751	10.8
-3.02	798	11.1
-3.1	810	11.2
-3.21	848	11.4
-3.31	865	11.8
-3.42	898	12.2
-3.5	930	12.9
-3.61	945	13.1
-3.72	970	13.3
-3.81	999	14.2
-3.92	1030	14.7
-4.02	1060	15.1
-4.11	1084	15.3
-4.22	1115	15.8
-4.3	1135	16.1
-4.41	1172	16.4
-4.52	1190	17
-4.63	1229	17.3
-4.71	1248	17.8
-4.83	1269	18.4
-4.91	1280	18.7
-5	1328	19

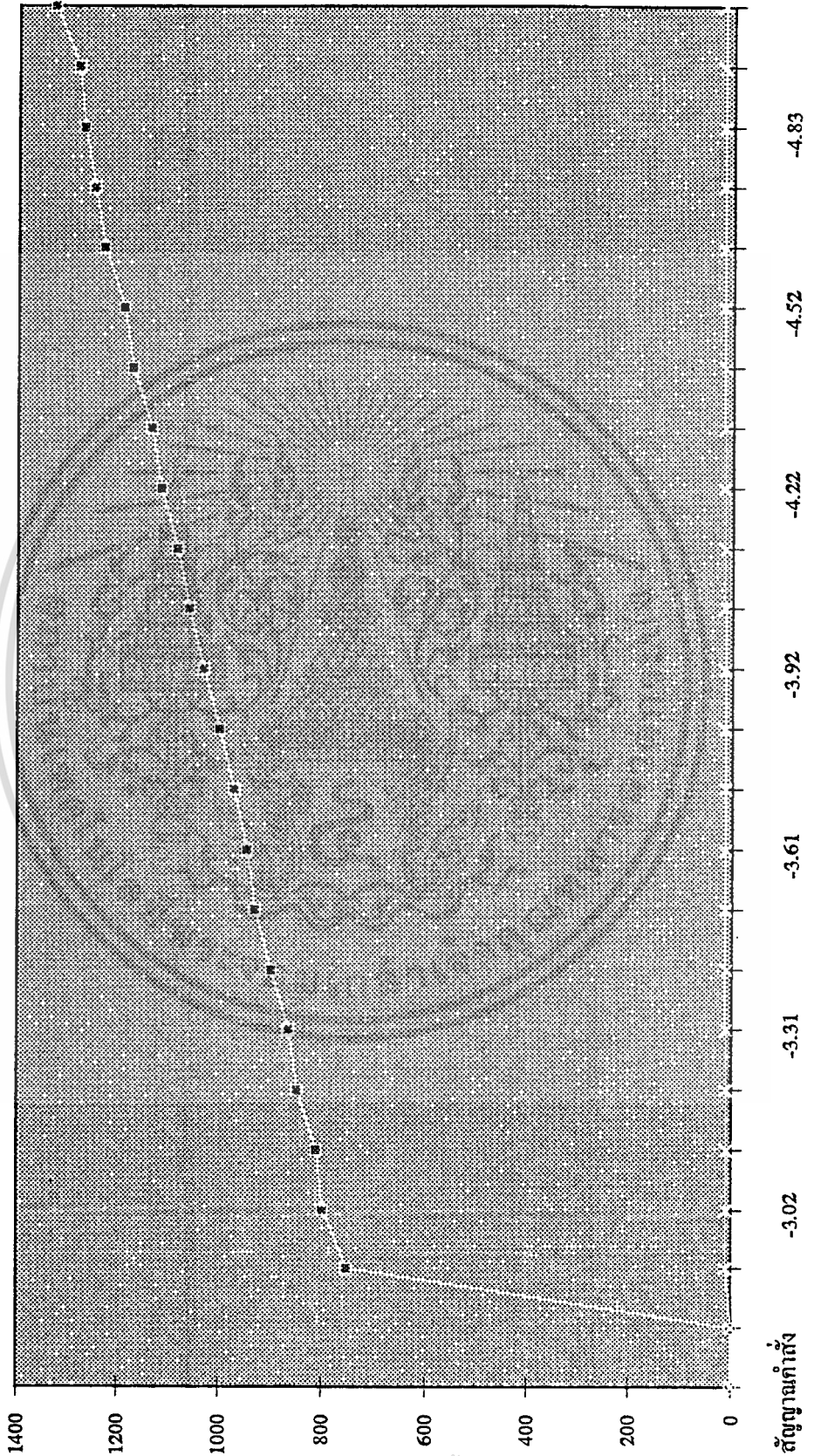
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FULL LOAD

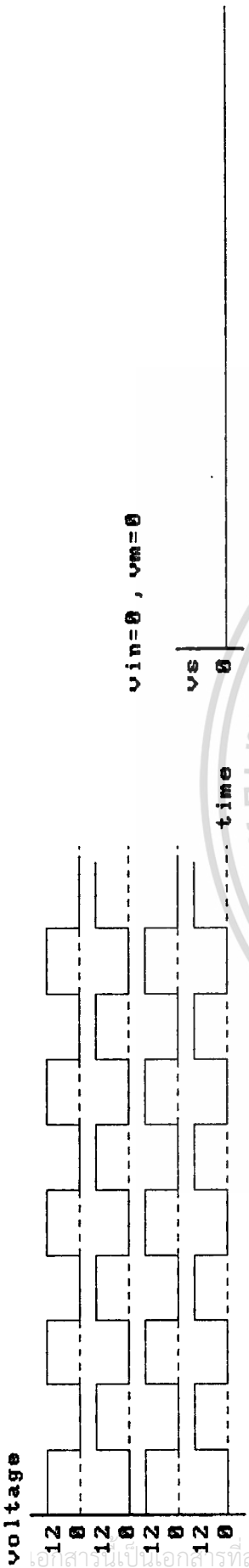


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน **เรือประมงพื้นบ้าน** ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FULL LOAD

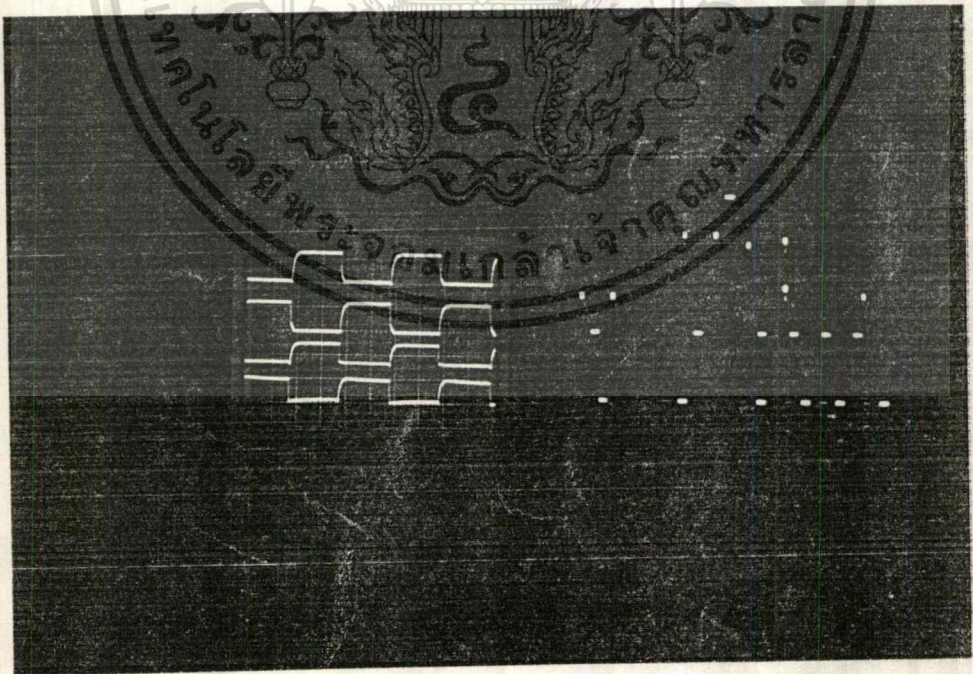
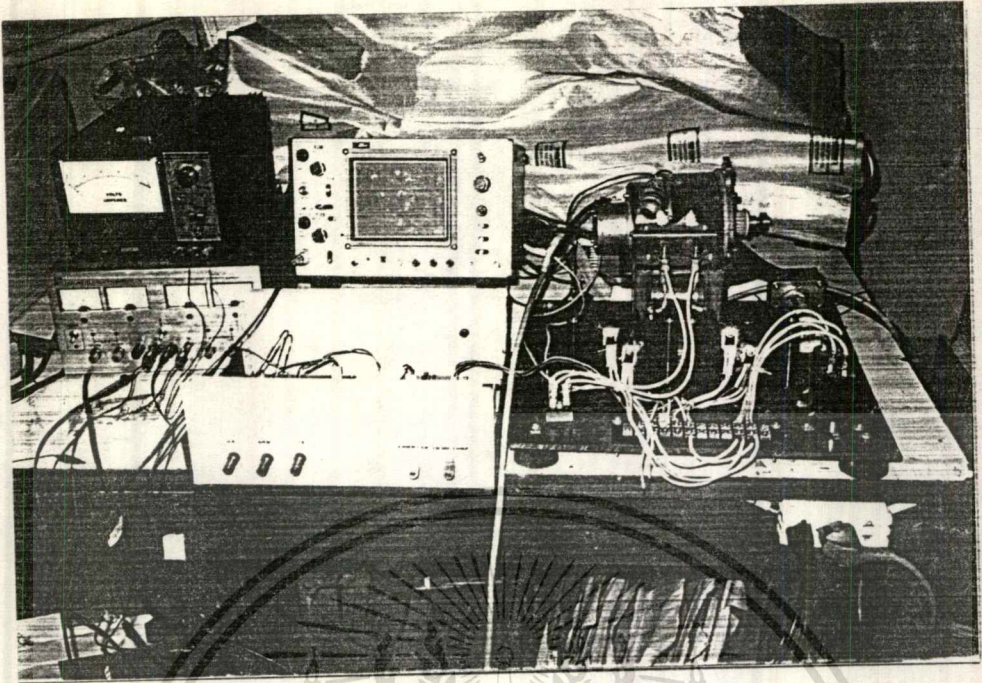


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

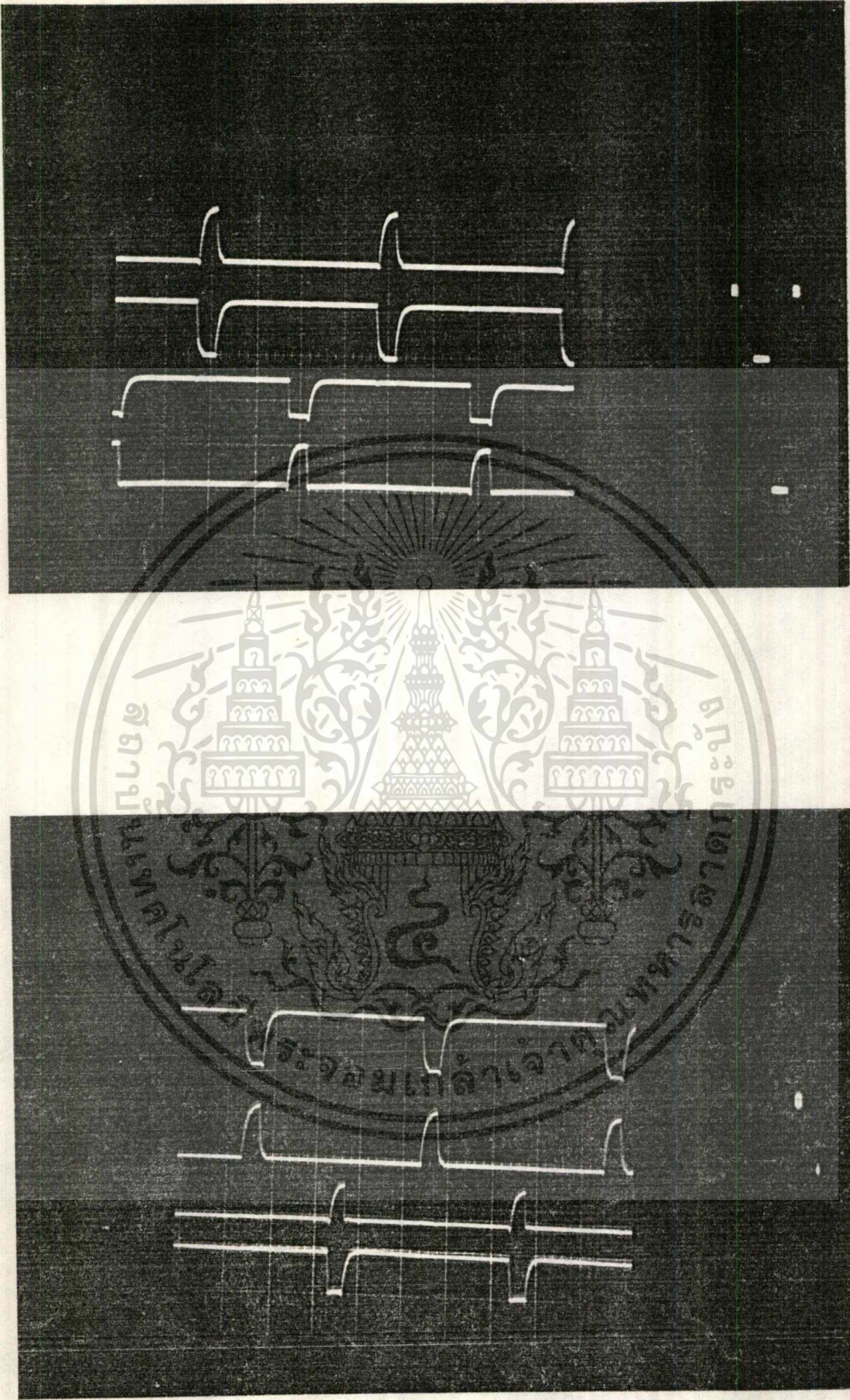


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

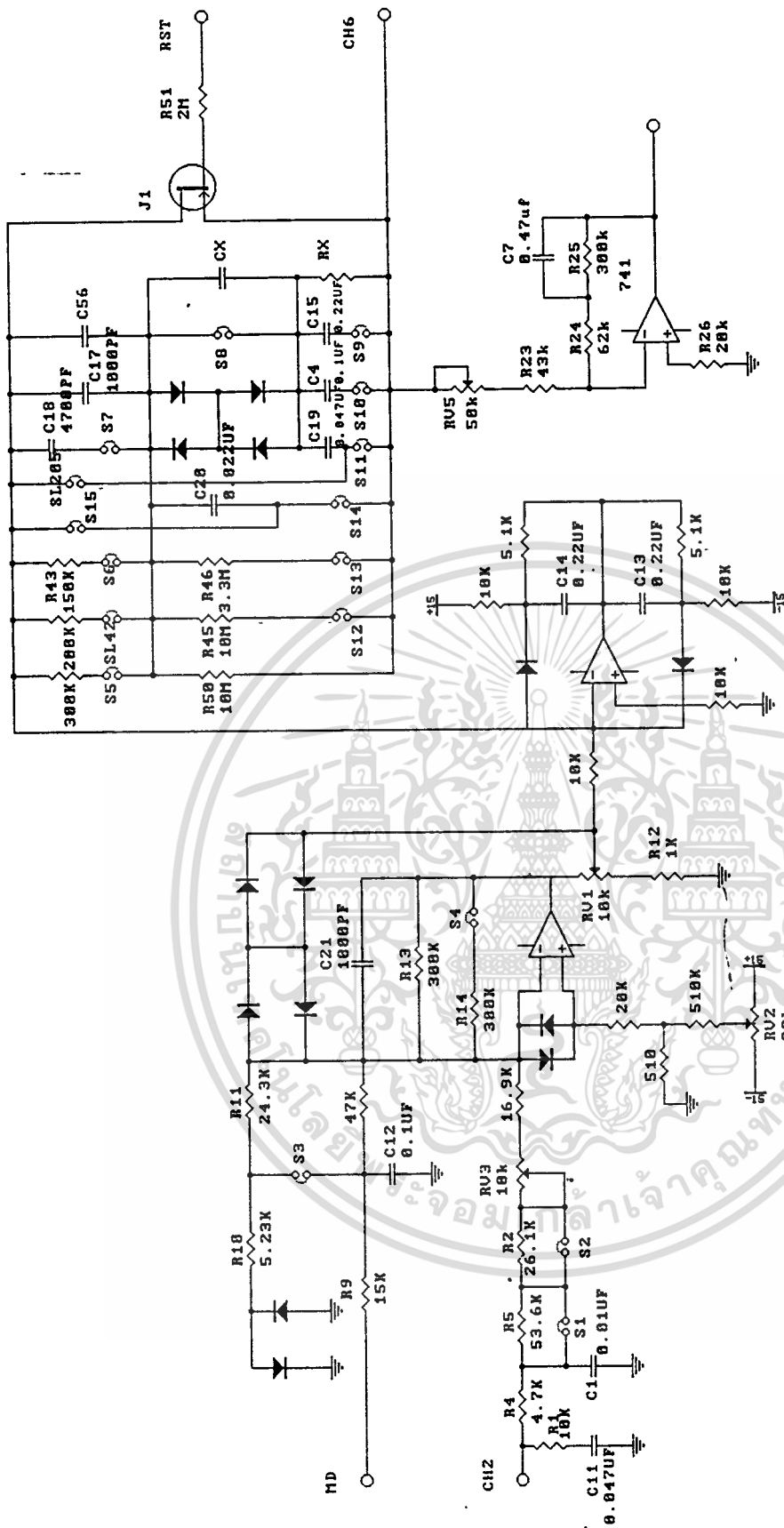
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



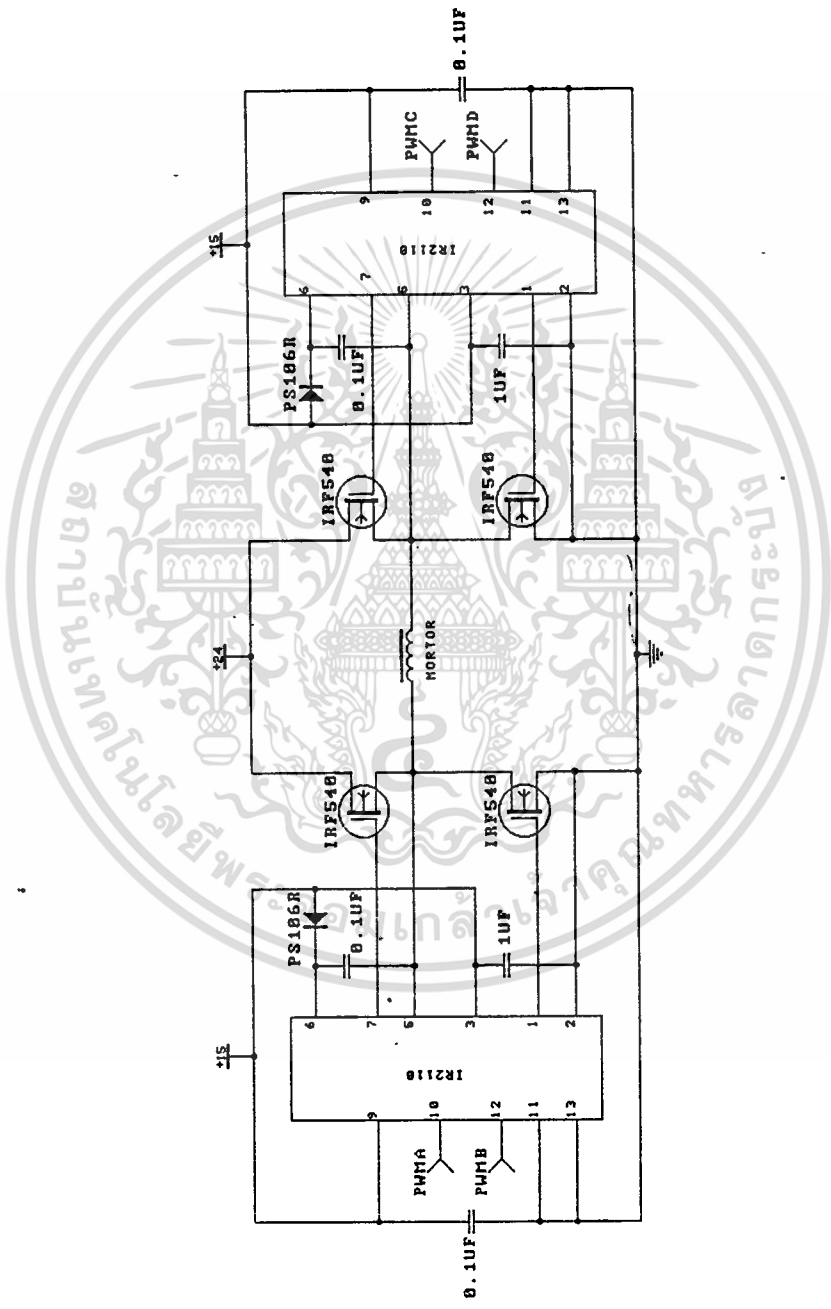
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



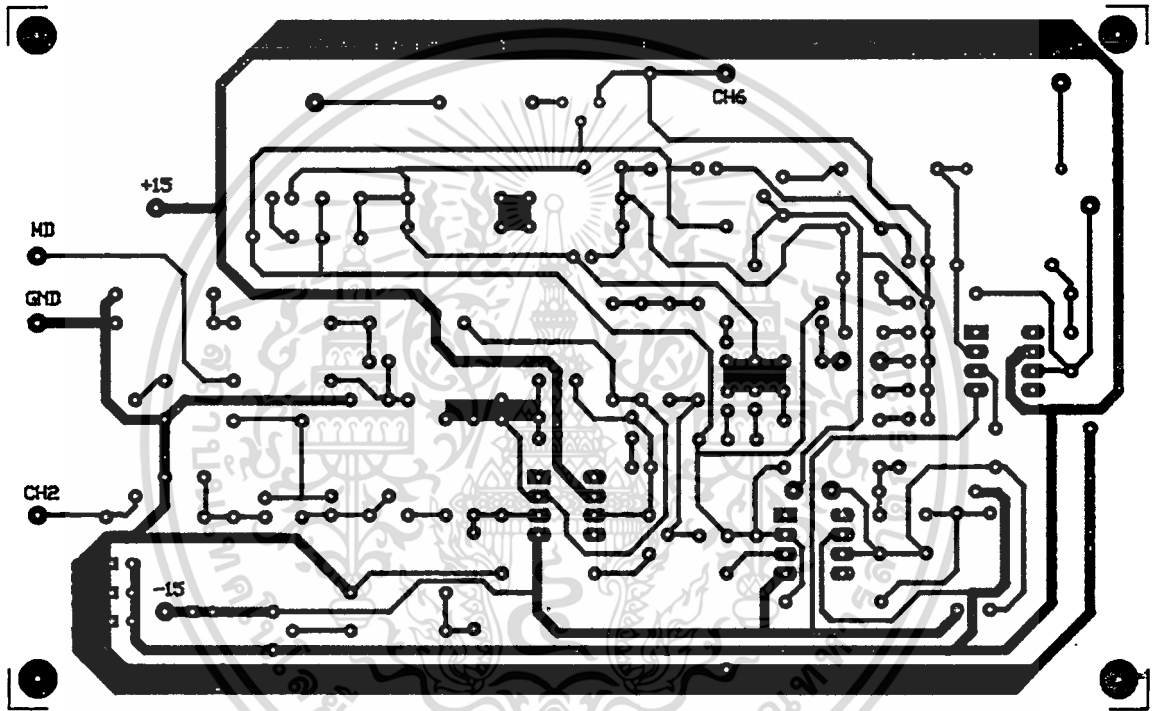
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

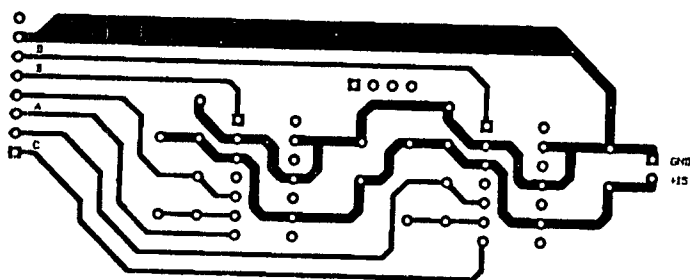
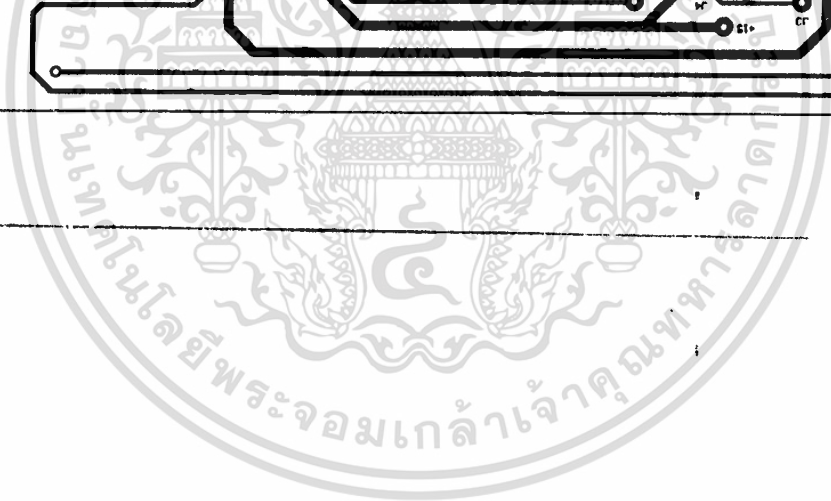
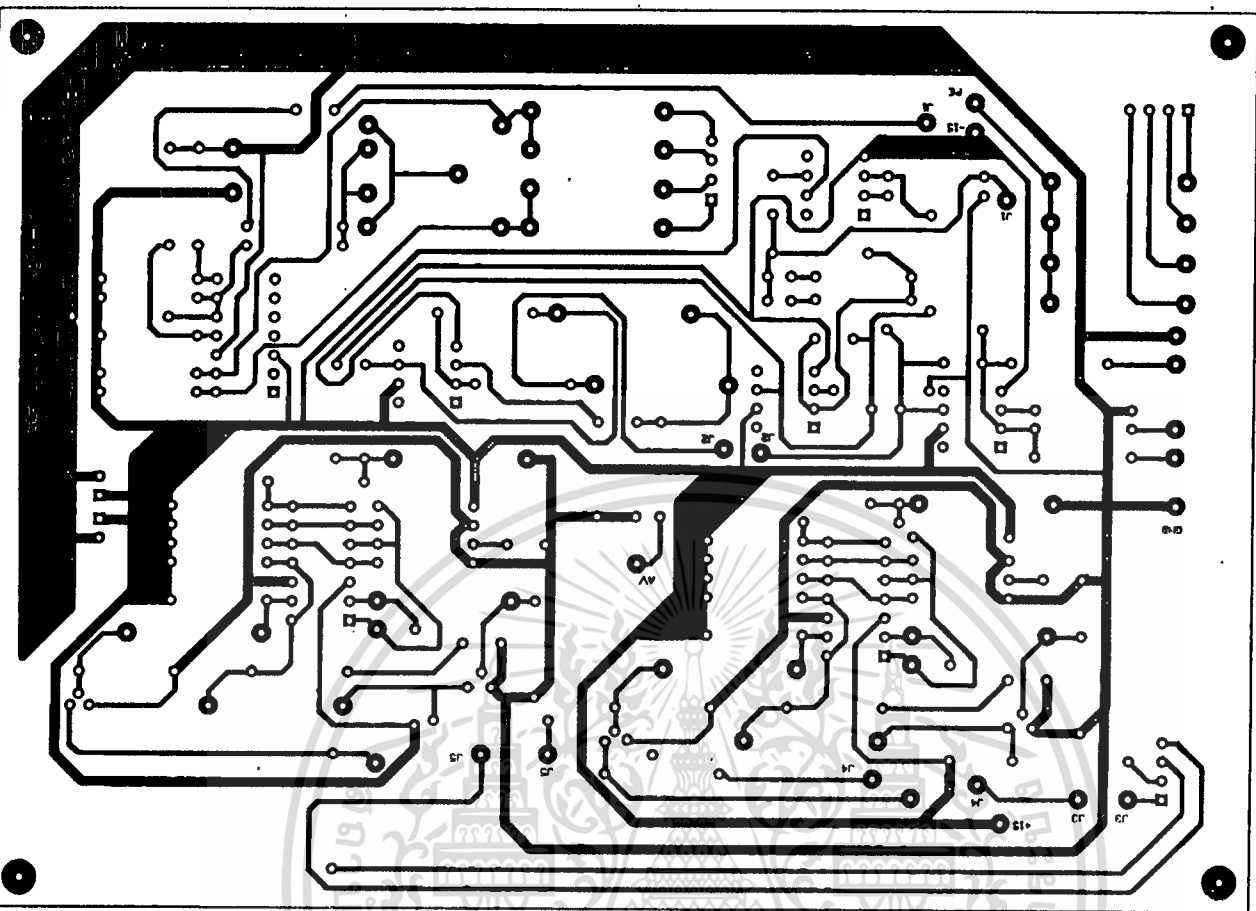


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

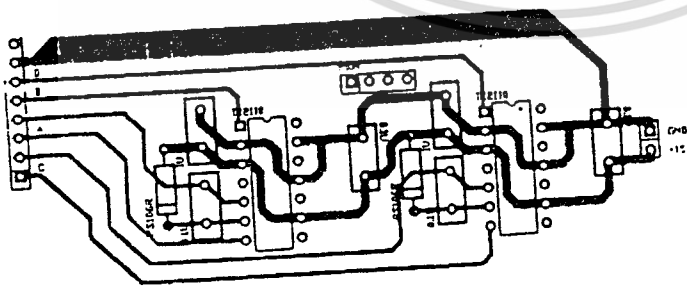
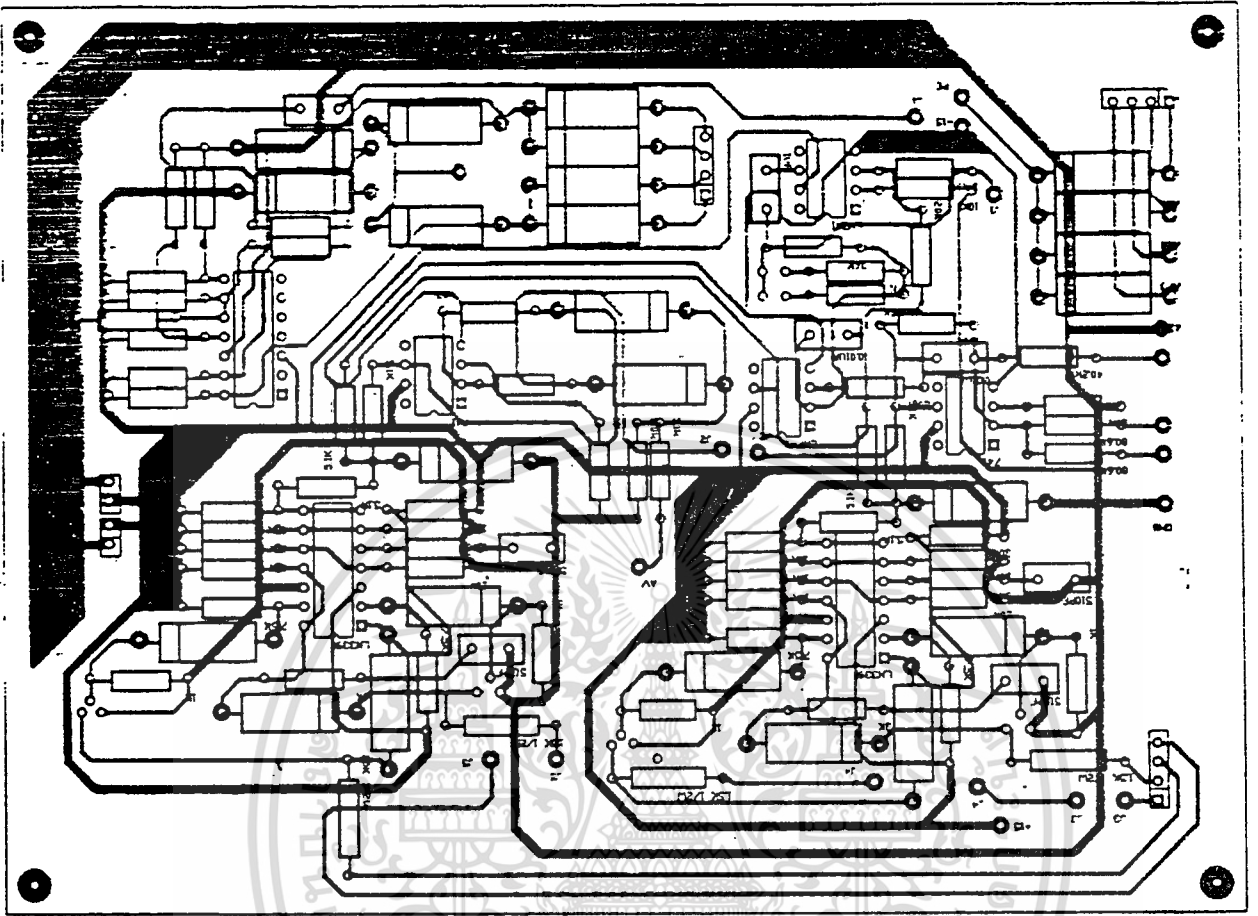


BALL30-2 Bottom Layer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไปว่ากรณิดังนี้ มีอีกทั้งหาจะมีให้ดัดแปลงปัญหา และต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LM139/LM239/LM339/LM139A/LM239A/LM339A/ LM2901/LM3302 Low Power Low Offset Voltage Quad Comparators

General Description

The LM139 series consists of four independent precision voltage comparators with an offset voltage specification as low as 2 mV max for all four comparators. These were designed specifically to operate from a single power supply over a wide range of voltages. Operation from split power supplies is also possible and the low power supply current drain is independent of the magnitude of the power supply voltage. These comparators also have a unique characteristic in that the input common-mode voltage range includes ground, even though operated from a single power supply voltage.

Application areas include limit comparators, simple analog to digital converters; pulse, squarewave and time delay generators; wide range VCO; MOS clock timers; multivibrators and high voltage digital logic gates. The LM139 series was designed to directly interface with TTL and CMOS. When operated from both plus and minus power supplies, they will directly interface with MOS logic— where the low power drain of the LM339 is a distinct advantage over standard comparators.

Advantages

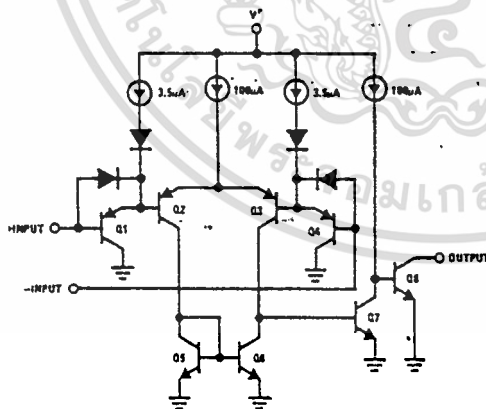
- High precision comparators
- Reduced V_{OS} drift over temperature

- Eliminates need for dual supplies
- Allows sensing near GND
- Compatible with all forms of logic
- Power drain suitable for battery operation

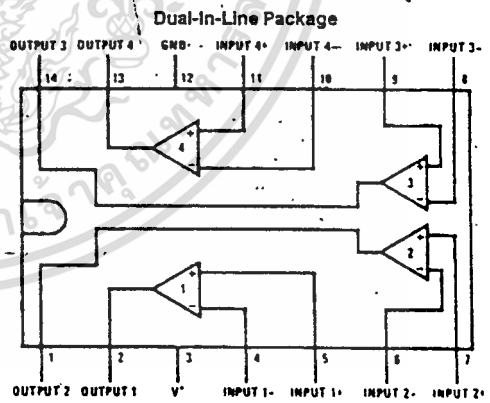
Features

- Wide single supply voltage range of dual supplies
 - LM139 series, 2 V_{DC} to 36 V_{DC} or
 - LM139A series, LM2901 $\pm 1 V_{DC}$ to $\pm 18 V_{DC}$
 - LM3302 2 V_{DC} to 28 V_{DC} or $\pm 1 V_{DC}$ to $\pm 14 V_{DC}$
- Very low supply current drain (0.8 mA) — independent of supply voltage
- Low input biasing current 25 nA
- Low input offset current ± 5 nA and offset voltage ± 3 mV
- Input common-mode voltage range includes GND
- Differential input voltage range equal to the power supply voltage
- Low output saturation voltage 250 mV at 4 mA
- Output voltage compatible with TTL, DTL, ECL, MOS and CMOS logic systems

Schematic and Connection Diagrams



TL/H/5706-1



TOP VIEW

TL/H/5706-2

- Order Number LM139J, LM139AJ, LM239J, LM239AJ, LM339J, LM339AJ, LM2901J or LM3302J
 See NS Package Number J14A
 Order Number LM339AM, LM339M or LM2901M
 See NS Package Number M14A
 Order Number LM339AN, LM339AN, LM2901N or LM3302N
 See NS Package Number N14A

Electrical Characteristics (V_I = 5 V_{DC}, T_A = 25°C, unless otherwise stated) (Continued)

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A		LM139		LM239, LM339		LM2901		LM3302		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Saturation Voltage	V _{IN(-)} = 1 V _{DC} , V _{IN(+)} = 0, I _{SINK} ≤ 4 mA	250	400	250	400	250	400	250	400	250	400	250	500	mV _{DC}
Output Leakage Current	V _{IN(+)} = 1 V _{DC} , V _{IN(-)} = 0, V _O = 5 V _{DC}	0.1		0.1		0.1		0.1		0.1		0.1		nA _{DC}

Electrical Characteristics (V_I = 5.0 V_{DC}, Note 4)

Parameter	Conditions	LM139A		LM239A, LM339A		LM139		LM239, LM339		LM2901		LM3302		Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	(Note 8)			±4.0	±4.0	±9.0	±9.0	±9.0	±9.0	±9	±15	±40	±40	mV _{DC}
Input Offset Current	I _{IN(+)} = I _{IN(-)} , V _{CM} = 0V			±100	±150	±100	±150	±150	±150	±50	±200	±300	±300	nA _{DC}
Input Bias Current	I _{IN(+)} or I _{IN(-)} with Output in Linear Range, V _{CM} = 0V (Note 5)			300	400	300	400	300	400	200	500	1000	1000	nA _{DC}
Input Common-Mode Voltage Range	V _I = 30 V _{DC} (LM3302, V _I = 28 V _{DC}) (Note 6)	0	V _I - 2.0	0	V _I - 2.0	0	V _I - 2.0	0	V _I - 2.0	0	V _I - 2.0	0	V _I - 2.0	V _{DC}
Saturation Voltage	V _{IN(-)} = 1 V _{DC} , V _{IN(+)} = 0, I _{SINK} ≤ 4 mA			700	700	700	700	700	700	400	700	700	700	mV _{DC}
Output Leakage Current	V _{IN(+)} = 1 V _{DC} , V _{IN(-)} = 0, V _O = 30 V _{DC} (LM3302, V _O = 28 V _{DC})			1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	1.0	μA _{DC}
Differential Input Voltage	Keep all V _{IN} 's ≥ 0 V _{DC} (or V _I if used), (Note 8)			36	36	36	36	36	36	36	36	36	28	V _{DC}

Note 1: For operating at high temperatures, the LM339/LM339A, LM2901, LM3302 must be derated based on a 125°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 85°C/W which applies for the device soldered in a printed-circuit board, operating in a still air ambient. The LM239 and LM139 must be derated based on a 150°C maximum junction temperature. The low bias dissipation and the "ON-OFF" characteristic of the outputs keeps the chip dissipation very small (P_D < 100 mW), provided the output transistors are allowed to saturate.

Note 2: Short circuits from the output to V_I can cause excessive heating and eventual destruction. When considering short circuits to ground, the maximum output current is approximately 20 mA independent of the magnitude of V_I. Note 3: This input current will only exist when the voltage at any of the input leads is driven negative. It is due to the collector-base junction of the input PNP transistors becoming forward biased and thereby acting as input diode clamps. In addition to this diode action, there is also lateral NPN parasitic transistor action on the IC chip. This transistor action can cause the output voltages of the comparators to go to the V_I voltage level (or to ground for a large overdrive) for the time duration that an input is driven negative. This is not destructive and normal output states will re-establish when the input voltage, which was negative, again returns to a value greater than -0.3 V_{DC} (at 25°C). Note 4: These specifications are limited to -55°C ≤ T_A ≤ +125°C for the LM139/LM139A, with the LM239/LM239A, all temperature specifications are limited to -25°C ≤ T_A ≤ +85°C, the LM339/LM339A temperature specifications are limited to 0°C ≤ T_A ≤ +70°C, and the LM2901, LM3302 temperature range is -40°C ≤ T_A ≤ +85°C.

Note 5: The direction of the input current is out of the IC due to the PNP input stage. This current is essentially constant, independent of the state of the output so no loading change exists on the reference or input lines. Note 6: The input common-mode voltage of either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3V. The upper end of the common-mode voltage range is V_I - 1.5V at 25°C, but either or both inputs can go to +30 V_{DC} without damage (25V for LM3302), independent of the magnitude of V_I.

Note 7: The response time specified is a 100 mV input step with 5 mV overdrive. For larger overdrive signals 300 ns can be obtained, see typical performance characteristics section. Note 8: Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as the other voltage remains within the common-mode range, the comparator will provide a proper output state. Must not be less than -0.3 V_{DC} (or 0.3 V_{DC} below the magnitude of the negative power supply, if used) (at 25°C). Note 9: At output switch point, V_O = 1.4 V_{DC}, R_S = 0Ω with V_I from 5 V_{DC} to 30 V_{DC} and over the full input common-mode range (0 V_{DC} to V_I - 1.5 V_{DC}), at 25°C. For LM3302, V_I from 5 V_{DC} to 28 V_{DC}.

Note 10: Refer to RETS1390X for LM139A, LM239A, LM339A specifications and to RETS1302X for LM139J military specifications.

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 10)

LM139/LM239/LM339 LM3302 LM239, LM339 LM139
 LM139A/LM239A/LM339A LM2901 LM139A/LM239A/LM339A LM2901 LM3302

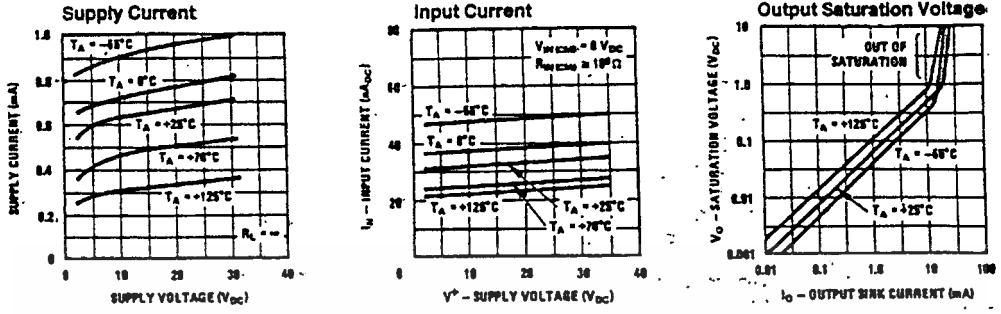
Supply Voltage, V^+	± 36 VDC or ± 18 VDC	Operating Temperature Range	0°C to $+70^\circ\text{C}$
Differential Input Voltage (Note 8)	36 VDC	LM339/LM239/LM339	-25°C to $+85^\circ\text{C}$
Input Voltage	-0.3 VDC to $+36$ VDC	LM239/LM239A	-40°C to $+85^\circ\text{C}$
Input Current ($V_{IN} < -0.3$ VDC), (Note 3)	50 mA	LM2901	-55°C to $+125^\circ\text{C}$
Power Dissipation (Note 1)	1050 mW	LM139/LM139A	260°C
Molded DIP	1190 mW	Soldering Information	
Cavity DIP	760 mW	Dual-In-Line Package	
Small Outline Package		Soldering (10 seconds)	
Output Short-Circuit to GND, (Note 2)	Continuous	Small Outline Package	215°C
Storage Temperature Range*	-65°C to $+150^\circ\text{C}$	Vapor Phase (60 seconds)	220°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	260°C	Infrared (15 seconds)	

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

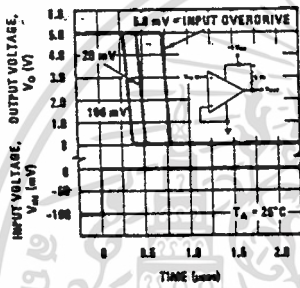
Electrical Characteristics ($V^+ = 5$ VDC, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise stated)

Parameter	Conditions	LM139A	LM239A, LM339A	LM139	LM239, LM339	LM2901	LM3302	Units
Input Offset Voltage (Note 9)		± 1.0 ± 2.0	± 1.0 ± 2.0	± 2.0 ± 5.0	± 2.0 ± 5.0	± 2.0 ± 7.0	± 3 ± 20	mVDC
Input Bias Current	$I_{IN(+)}$ or $I_{IN(-)}$ with Output in Linear Range, (Note 5), $V_{CM} = 0$ V	25 100	25 250	25 100	25 250	25 250	25 500	nADC
Input Offset Current	$I_{IN(+)} - I_{IN(-)}$, $V_{CM} = 0$ V	± 3.0 ± 25	± 5.0 ± 50	± 3.0 ± 25	± 5.0 ± 50	± 5 ± 50	± 3 ± 100	nADC
Input Common-Mode Voltage Range (Note 6)	$V^+ = 30$ VDC (LM3302, $V^+ = 28$ VDC)	0 $V^+ - 1.5$ 0	$V^+ - 1.5$ 0	0 $V^+ - 1.5$ 0	0 $V^+ - 1.5$ 0	0 $V^+ - 1.5$ 0	0 $V^+ - 1.5$ 0	VDC
Supply Current	$R_L = \infty$ on all Comparators, $V_{REF} = 1.4$ VDC, $V_{RL} = 5$ VDC, $R_L = 5.1$ k Ω , $V_O = 1$ VDC to 11 VDC	0.8 2.0	0.8 2.0 1.0 2.5	0.8 2.0 1.0 2.5	0.8 2.0 1.0 2.5	0.8 2.0 1.0 2.5	0.8 2.0 1.0 2.5	mADC
Voltage Gain	$R_L \geq 15$ k Ω , $V^+ = 15$ VDC, $V_O = 1$ VDC to 11 VDC	50 200	50 200	50 200	50 200	25 100	2 30	V/mV
Large Signal Response Time	$V_{IN} =$ TTL Logic Swing, $V_{REF} = 1.4$ VDC, $V_{RL} = 5$ VDC, $R_L = 5.1$ k Ω ,	300	300	300	300	300	300	ns
Response Time (Note 7)	$V_{RL} = 5$ VDC, $R_L = 5.1$ k Ω ,	1.3	1.3	1.3	1.3	1.3	1.3	μ s
Output Sink Current	$V_{IN(-)} = 1$ VDC, $V_{IN(+)} = 0$, $V_O \leq 1.5$ VDC	6.0 16	6.0 16	6.0 16	6.0 16	6.0 16	6.0 16	mADC

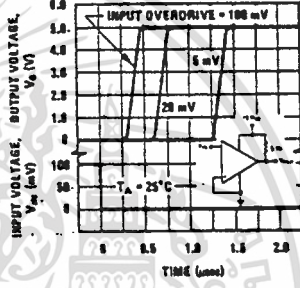
Typical Performance Characteristics LM139/LM239/LM339, LM139A/LM239A/LM339A, LM3302



Response Time for Various Input Overdrives—Negative Transition

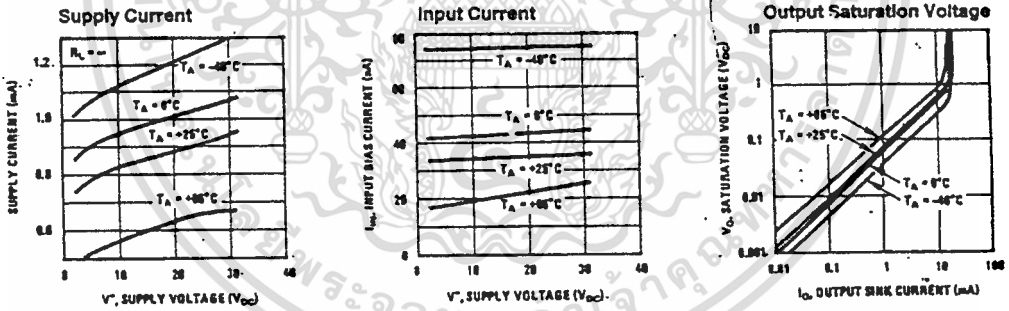


Response Time for Various Input Overdrives—Positive Transition

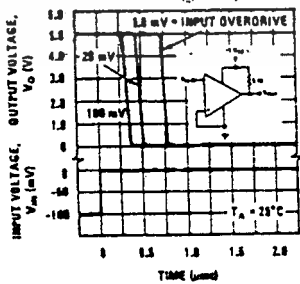


TU/H/5706-6

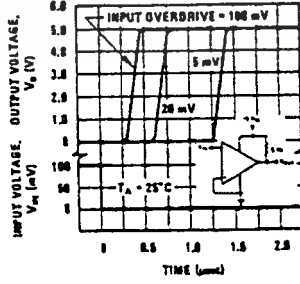
Typical Performance Characteristics LM2901



Response Time for Various Input Overdrives—Negative Transition



Response Time for Various Input Overdrives—Positive Transition



TU/H/5706-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Application Hints

The LM139 series are high gain, wide bandwidth devices which, like most comparators, can easily oscillate if the output lead is inadvertently allowed to capacitively couple to the inputs via stray capacitance. This shows up only during the output voltage transition intervals as the comparator changes states. Power supply bypassing is not required to solve this problem; Standard PC board layout is helpful as it reduces stray input-output coupling. Reducing this input resistors to $< 10 \text{ k}\Omega$ reduces the feedback signal levels and finally, adding even a small amount (1 to 10 mV) of positive feedback (hysteresis) causes such a rapid transition that oscillations due to stray feedback are not possible. Simply socketing the IC and attaching resistors to the pins will cause input-output oscillations during the small transition intervals unless hysteresis is used. If the input signal is a pulse waveform, with relatively fast rise and fall times, hysteresis is not required.

All pins of any unused comparators should be grounded.

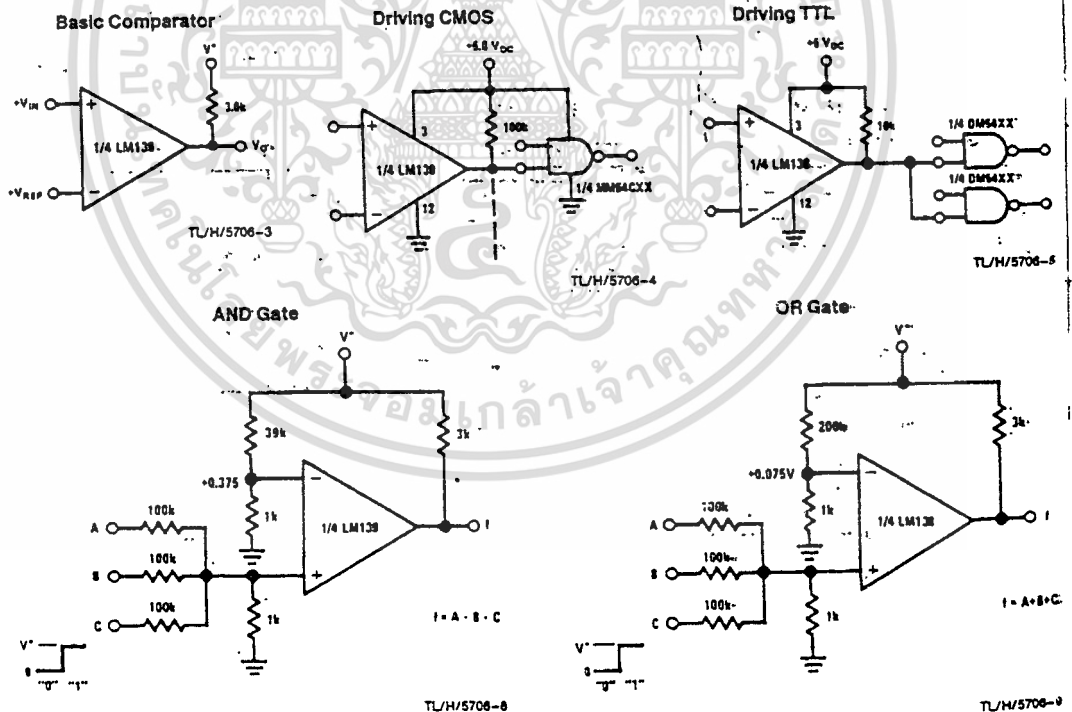
The bias network of the LM139-series establishes a drain current which is independent of the magnitude of the power supply voltage over the range of from 2 V_{DC} to 30 V_{DC} .

It is usually unnecessary to use a bypass capacitor across the power supply line.

The differential input voltage may be larger than V^+ without damaging the device. Protection should be provided to prevent the input voltages from going negative more than $-0.3 V_{OC}$ (at 25°C). An input clamp diode can be used as shown in the applications section:

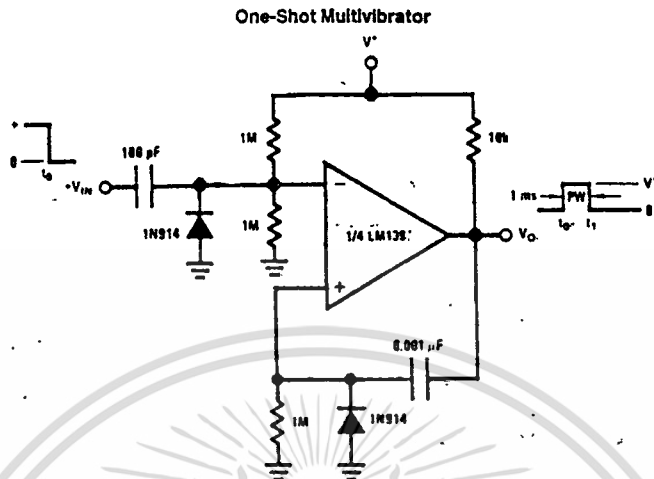
The output of the LM139 series is the uncommitted collector of a grounded-emitter NPN output transistor. Many collectors can be tied together to provide an output OR'ing function. An output pull-up resistor can be connected to any available power supply voltage within the permitted supply voltage range and there is no restriction on this voltage due to the magnitude of the voltage which is applied to the V^+ terminal of the LM139A package. The output can also be used as a simple SPST switch to ground (when a pull-up resistor is not used). The amount of current which the output device can sink is limited by the drive available (which is independent of V^+) and the β of this device. When the maximum current limit is reached (approximately 16 mA), the output transistor will come out of saturation and the output voltage will rise very rapidly. The output saturation voltage is limited by the approximately $60 \Omega R_{SAT}$ of the output transistor. The low offset voltage of the output transistor (1 mV) allows the output to clamp essentially to ground level for small load currents.

Typical Applications ($V^+ = 5.0 V_{DC}$)

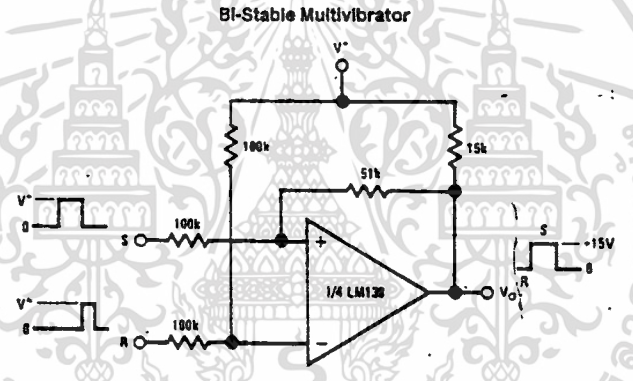


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

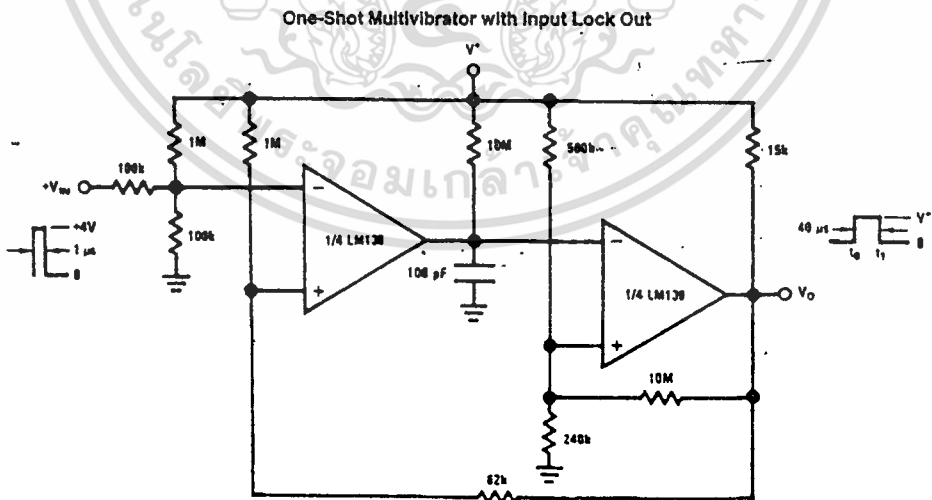
Typical Applications ($V^+ = 15\text{ V}_{\text{DC}}$) (Continued)



TL/H/5706-10



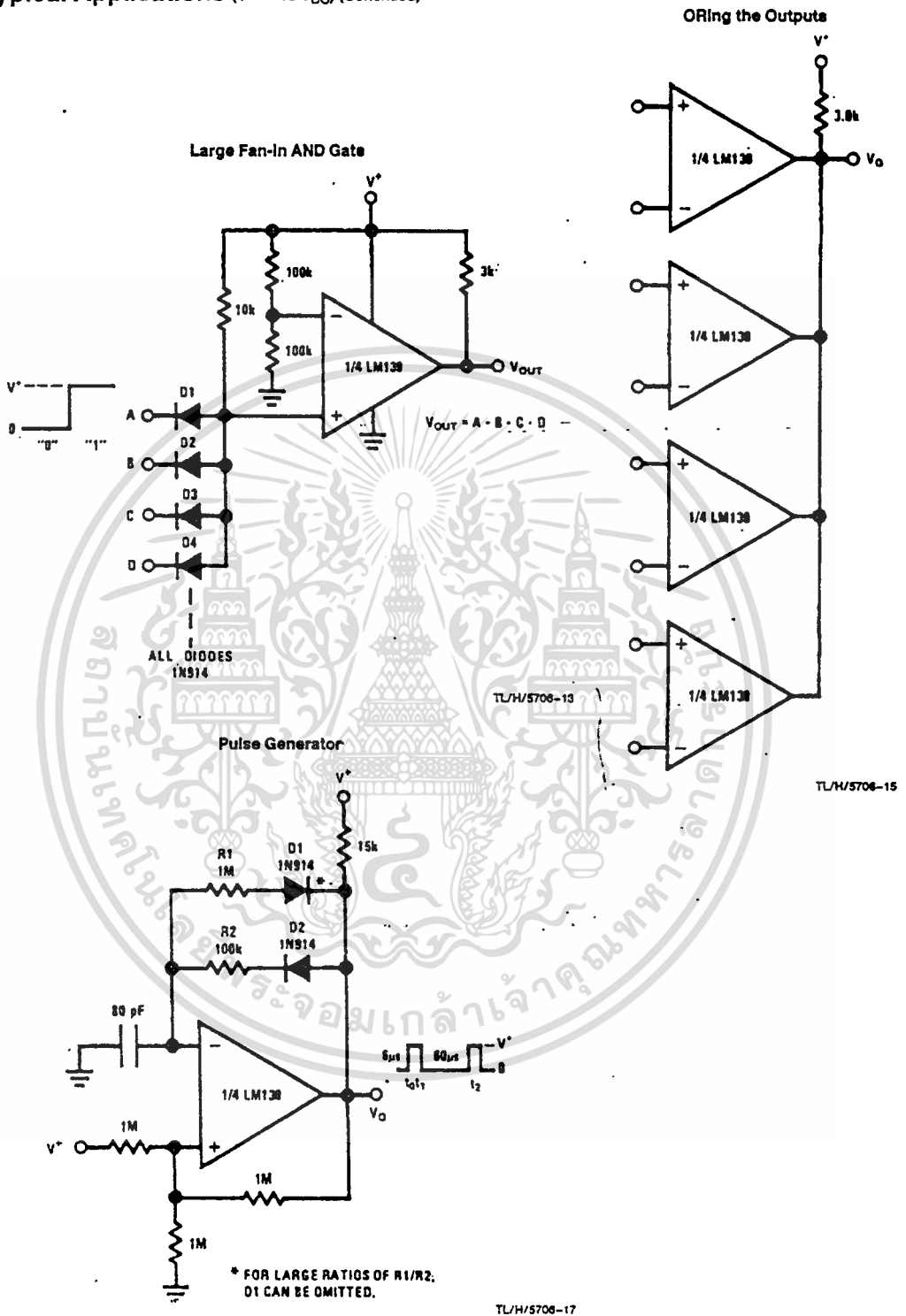
TL/H/5706-11



TL/H/5706-12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

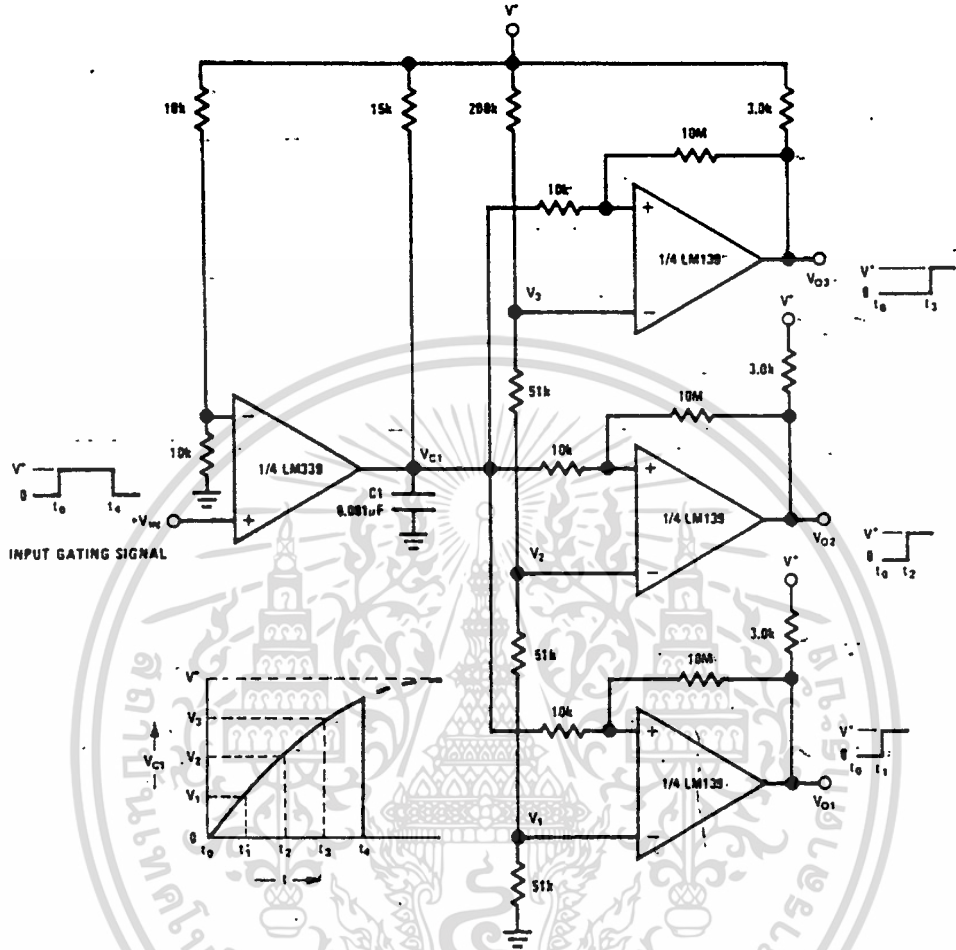
Typical Applications ($V^+ = 15 V_{DC}$) (Continued)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

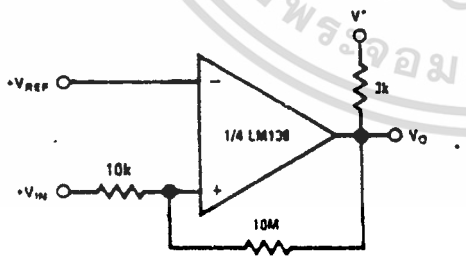
Typical Applications ($V^+ = 15 V_{DC}$) (Continued)

Time Delay Generator



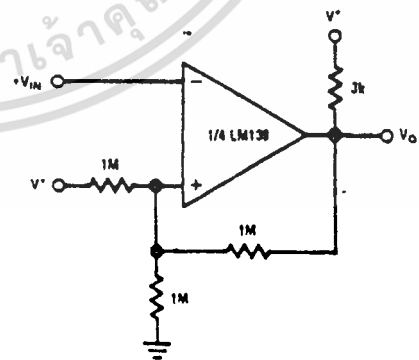
TL/H/5706-14

Non-inverting Comparator with Hysteresis



TL/H/5706-18

Inverting Comparator with Hysteresis

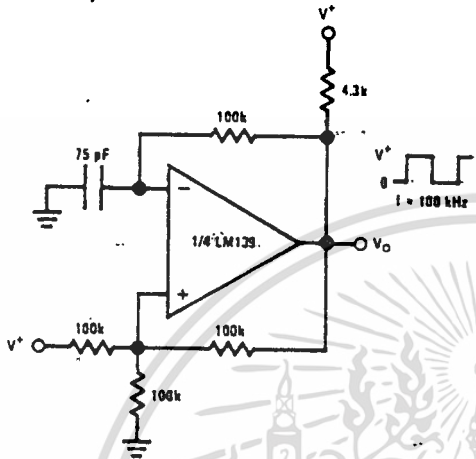


TL/H/5706-19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

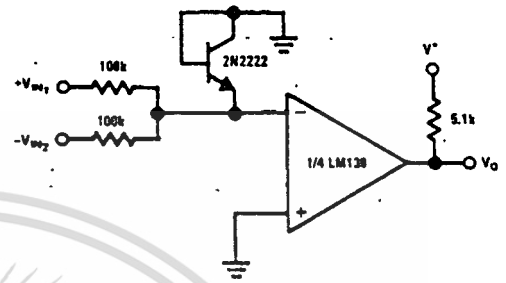
Typical Applications ($V^+ = 15\text{ V}_{DC}$) (Continued)

Squarewave Oscillator



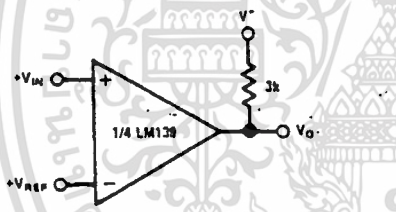
TL/H/5708-18

Comparing Input Voltages of Opposite Polarity



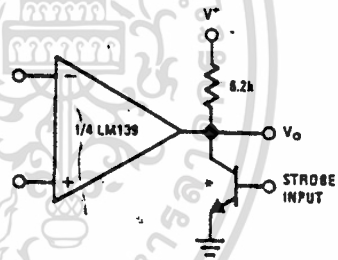
TL/H/5708-20

Basic Comparator



TL/H/5708-21

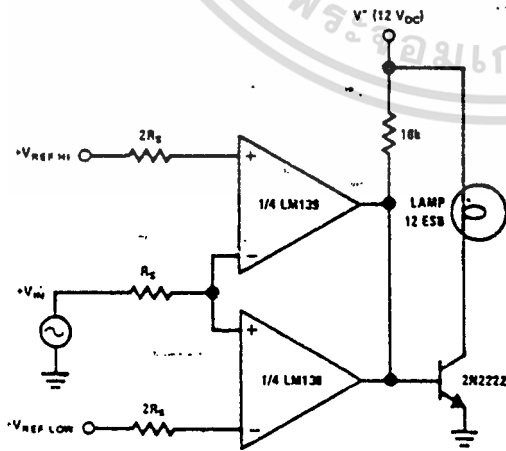
Output Strobing:



TL/H/5708-22

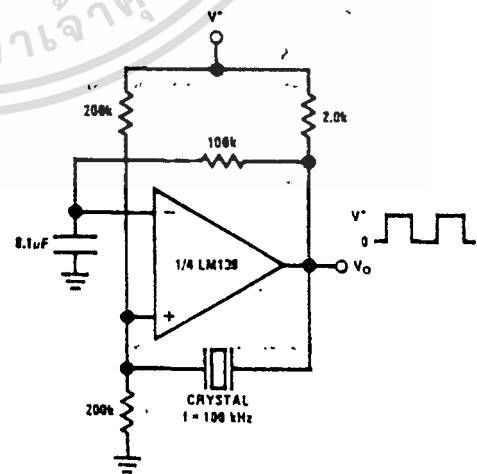
*Or open-collector logic gate without pull-up resistor

Limit Comparator



TL/H/5708-24

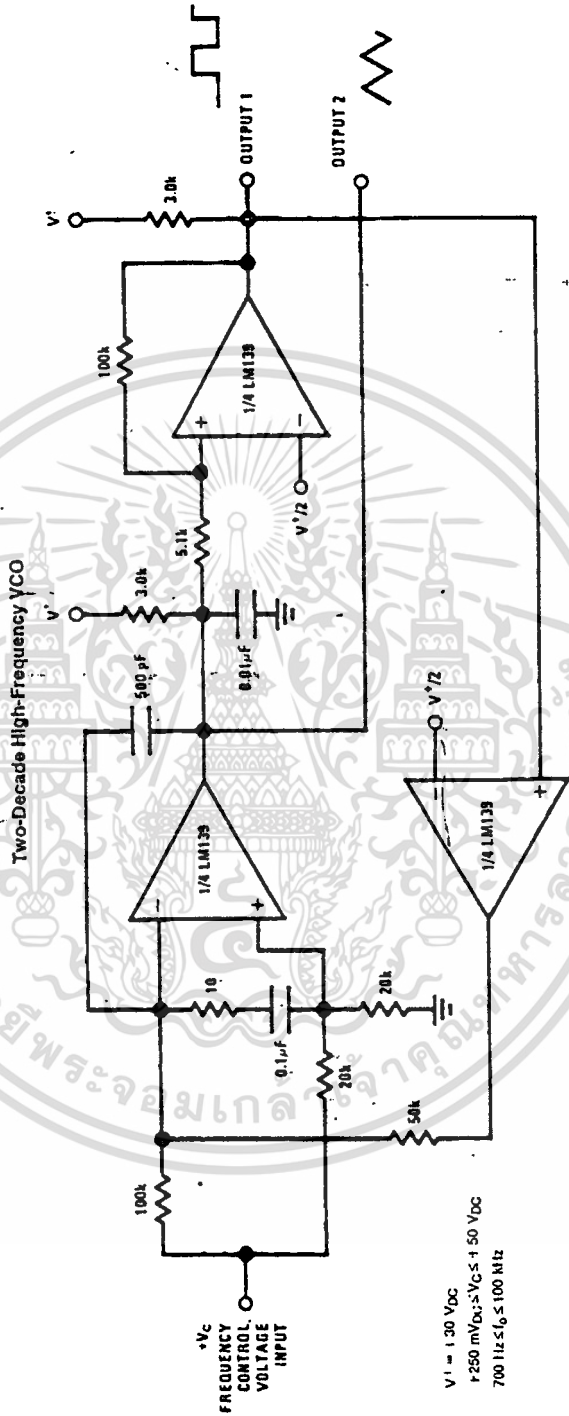
Crystal Controlled Oscillator



TL/H/5708-25

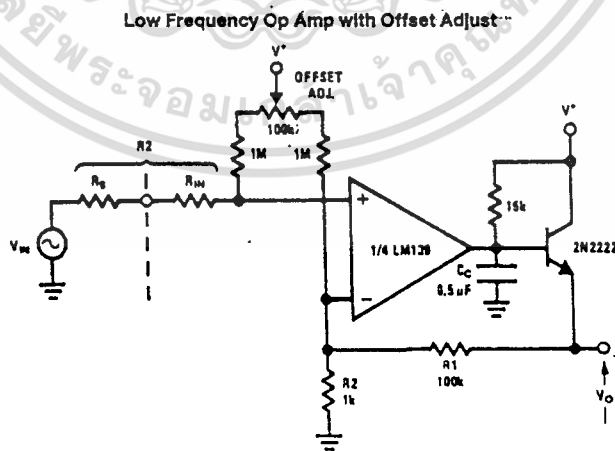
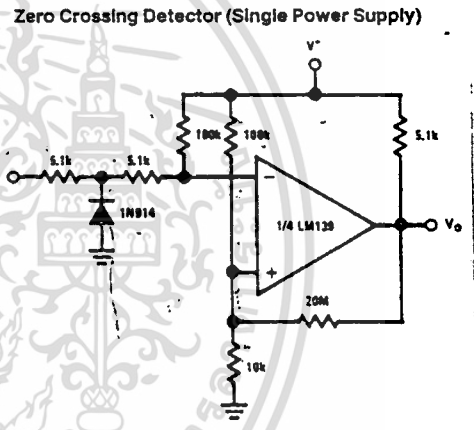
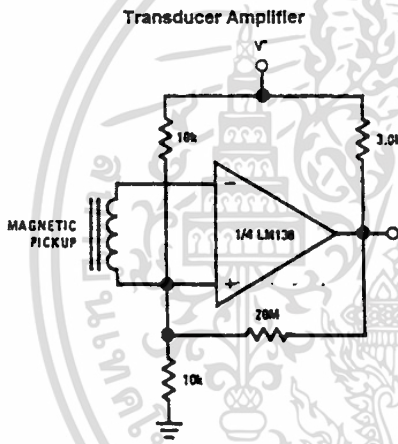
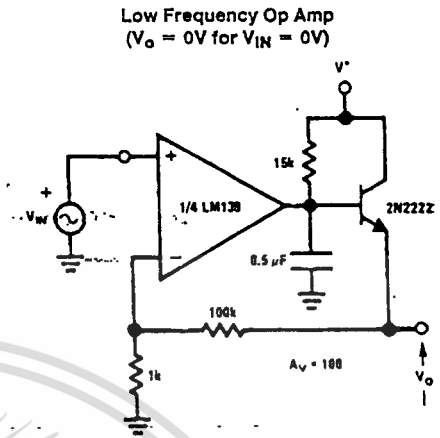
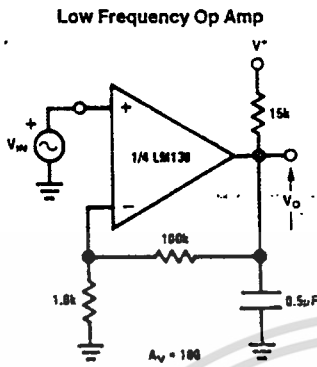
Typical Applications ($V^+ = 15\text{ V}_{DC}$) (Continued)

TLJ115706-23



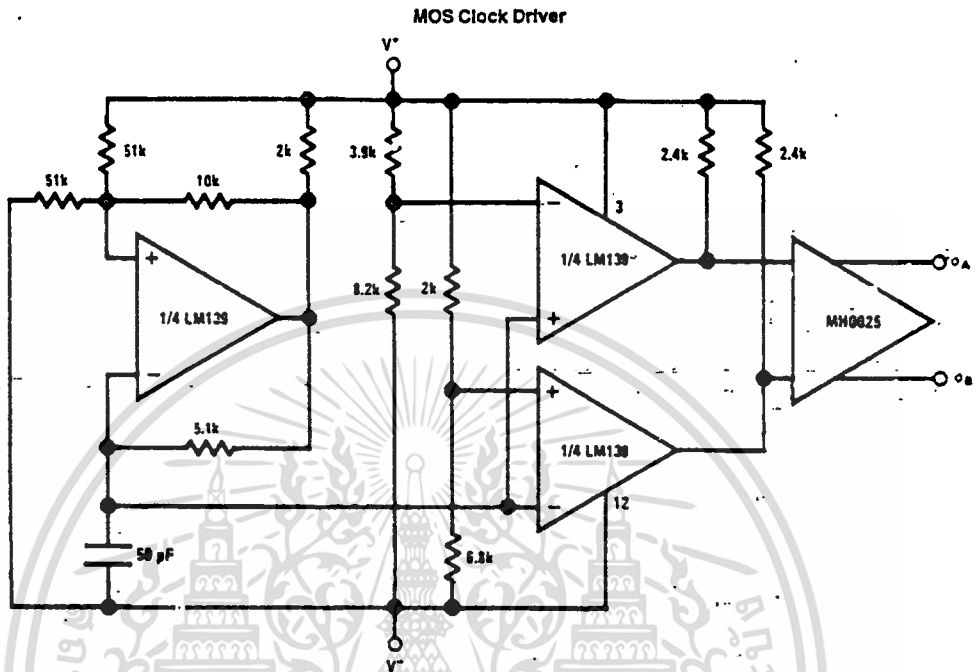
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications ($V^+ = 5\text{ V}_{DC}$) (Continued)

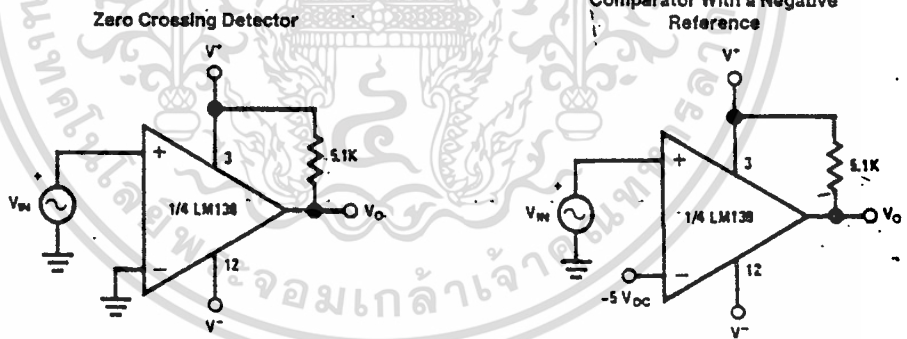


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Split-Supply Applications ($V^+ = +15\text{ V}_{DC}$ and $V^- = -15\text{ V}_{DC}$)



TL/H/5706-31



TL/H/5706-32

TL/H/5706-33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



LM741/LM741A/LM741C/LM741E Operational Amplifier

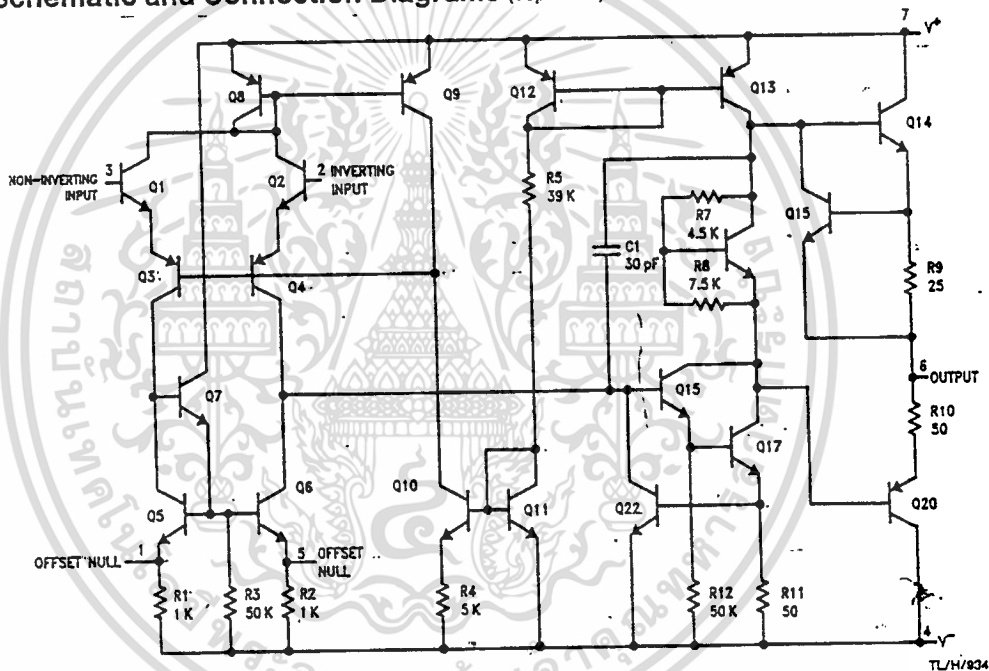
General Description

The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1439 and 748 in most applications. The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and

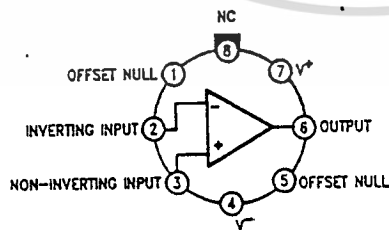
output, no latch-up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to +70°C temperature range, instead of -55°C to +125°C.

Schematic and Connection Diagrams (Top Views)

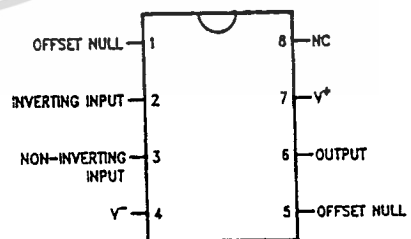


Metal Can Package



Order Number LM741H, LM741AH, LM741CH or LM741EH
See NS Package Number H08C

Dual-In-Line or S.O. Package



Order Number LM741J, LM741AJ, LM741CJ, LM741CM, LM741CN or LM741EN
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.
(Note 5)

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±22V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	500 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short Circuit Duration	Continuous	Continuous	Continuous	Continuous
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +70°C	-55°C to +125°C	0°C to +70°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Junction Temperature	150°C	100°C	150°C	100°C
Soldering Information				
N-Package (10 seconds)	260°C	260°C	260°C	260°C
J- or H-Package (10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C
M-Package				
Vapor Phase (60 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
Infrared (15 seconds)	215°C	215°C	215°C	215°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.				
ESD Tolerance (Note 6)	400V	400V	400V	400V

Electrical Characteristics (Note 3)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_S \leq 50\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	6.0	mV mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 50\Omega$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$			4.0			6.0			7.5	mV mV
				15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Average Input Offset Voltage Drift				15							$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	±10				±15			±15		mV
Input Offset Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		3.0	30		20	200		20	200	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			70		85	500			300	nA
Average Input Offset Current Drift				0.5							nA/°C
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$		30	80		80	500		80	500	nA
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$			0.210			1.5			0.8	μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 20\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		M Ω
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $V_S = \pm 20\text{V}$	0.5									M Ω
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$							±12	±13		V
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$				±12	±13					V
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	50									V/mV V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 20\text{V}$, $V_O = \pm 15\text{V}$ $V_S = \pm 15\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$	32			25			15			V/mV V/mV V/mV
	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 5\text{V}$, $V_O = \pm 2\text{V}$	10									V/mV V/mV V/mV

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Note 3) (Continued)

Parameter	Conditions	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 20V$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	± 16 ± 15									V _{pp} V _{pp}
	$V_S = \pm 15V$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$				± 12 ± 10	± 14 ± 13		± 12 ± 10	± 14 ± 13		V _{pp} V _{pp}
Output Short Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$	10 10	25	35 40		25			25		mA mA
Common-Mode Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega, V_{CM} = \pm 12V$				70	90		70	90		dB dB
	$R_S \leq 50\Omega, V_{CM} = \pm 12V$	80	95								
Supply Voltage Rejection Ratio	$T_{AMIN} \leq T_A \leq T_{AMAX}$ $V_S = \pm 20V$ to $V_S = \pm 5V$ $R_S \leq 50\Omega$										dB dB
	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$	86	96		77	96		77	96		
Transient Response	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain		Rise Time	0.25	0.8		0.3		0.3		μs
			Overshoot	6.0	20		5		5		%
Bandwidth (Note 4)	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.437	1.5								MHz
Slew Rate	$T_A = 25^\circ\text{C}$, Unity Gain	0.3	0.7			0.5		0.5			V/ μs
Supply Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$					1.7	2.8	1.7	2.8		mA
Power Consumption	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $V_S = \pm 20V$ $V_S = \pm 15V$		80	150		50	85	50	85		mW mW
	LM741A	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			165 135						mW mW
LM741E	$V_S = \pm 20V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$			150 150							mW mW
LM741	$V_S = \pm 15V$ $T_A = T_{AMIN}$ $T_A = T_{AMAX}$					60 45	100 75				mW mW

Note 1: For operation at elevated temperatures, these devices must be derated based on thermal resistance, and T_J max. (listed under "Absolute Maximum Ratings"). $T_J = T_A + (\theta_{JA} P_D)$.

Thermal Resistance	Cardip (J)	DIP (M)	HO8 (H)	SO-8 (M)
θ_{JA} (Junction to Ambient)	100°C/W	100°C/W	170°C/W	195°C/W
θ_{JC} (Junction to Case)	N/A	N/A	25°C/W	N/A

Note 2: For supply voltages less than $\pm 15V$, the absolute maximum input voltage is equal to the supply voltage.

Note 3: Unless otherwise specified, these specifications apply for $V_S = \pm 15V$, $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq +125^\circ\text{C}$ (LM741/LM741A). For the LM741C/LM741E, these specifications are limited to $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq +70^\circ\text{C}$.

Note 4: Calculated value from: BW (MHz) = $0.35/\text{Rise Time}(\mu\text{s})$.

Note 5: For military specifications see RETS741X for LM741 and RETS741AX for LM741A.

Note 6: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATION NOTES

PUBLISHED BY INTERNATIONAL RECTIFIER, 233 KANSAS STREET, EL SEGUNDO, CA 90245. (213) 772-2000

AN-978A

HV Floating MOS-Gate Driver IC

(HEXFET is a trademark of International Rectifier)

by Steve Clemente and Ajit Dubhashi

Introduction

The gate drive requirements for a power MOSFET or IGBT utilized as a high side switch (drain connected to the high voltage rail, as shown in Figure 1) driven in full enhancement, i.e., lowest voltage drop across its terminals, can be summarized as follows:

1. Gate voltage must be 10-15V higher than the drain voltage. Being a high side switch, such gate voltage would have to be higher than the rail voltage, which is frequently the highest voltage available in the system.
2. The gate voltage must be controllable from the logic, which is normally referenced to ground. Thus, the control signals have to be level-shifted to the source of the high side power device, which, in most applications, swings between the two rails.
3. The power absorbed by the gate drive circuitry should not significantly affect the overall efficiency.

With these constraints in mind, several techniques are presently used to perform this function, as shown in principle in Table I. Each basic circuit can be implemented in a wide variety of configurations.

International Rectifier's IR2110 Gate Driver integrates most of the functions required to drive one high side and one low side power MOSFET or IGBT in a compact, high

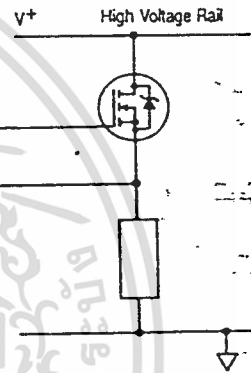


Figure 1. Power MOSFET in high side configuration

performance package. With the addition of few components, the IR2110 provides very fast switching speeds (see Table II) and low power dissipation, and can operate on the bootstrap principle or with a floating power supply. Used in the bootstrap mode, the IR2110 driver can operate in most applications from frequencies in the tens of Hz up to hundreds of kHz.

1. The Block Diagram of the IR2110

As shown in Figure 2, the IR2110 comprises a drive circuit for a ground referenced power transistor, another for a high side one, level translators and input logic circuitry.

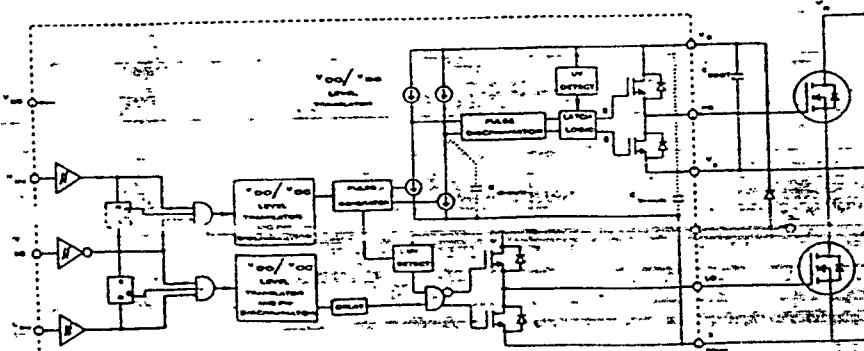
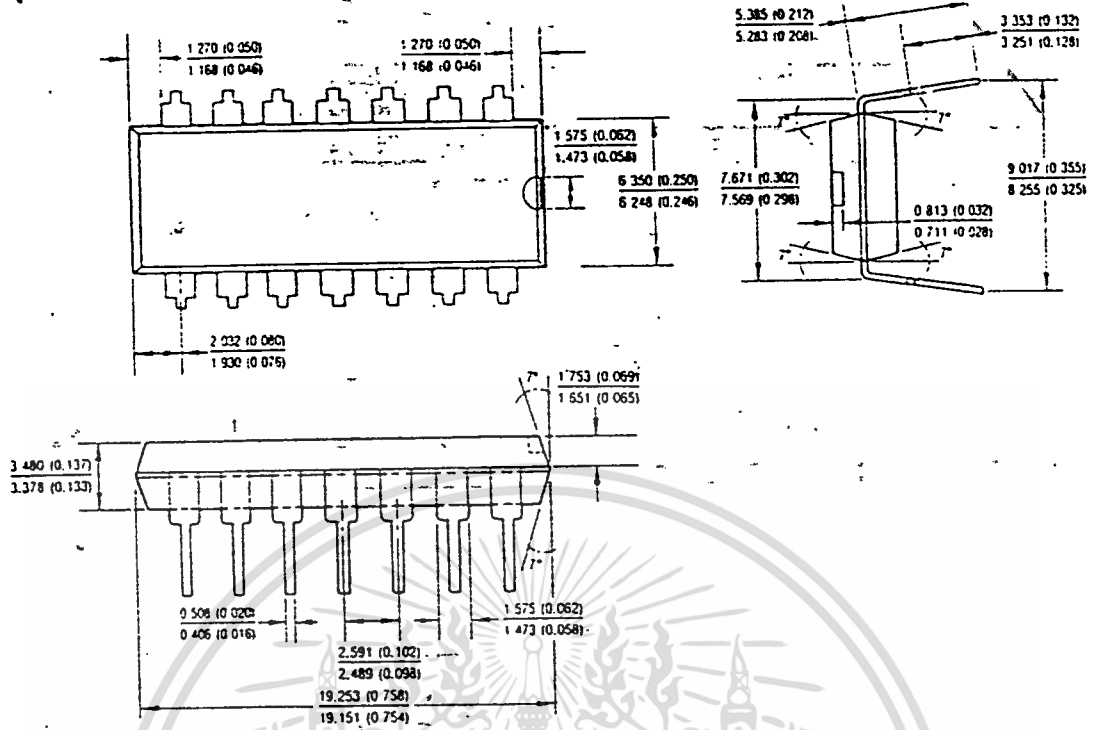
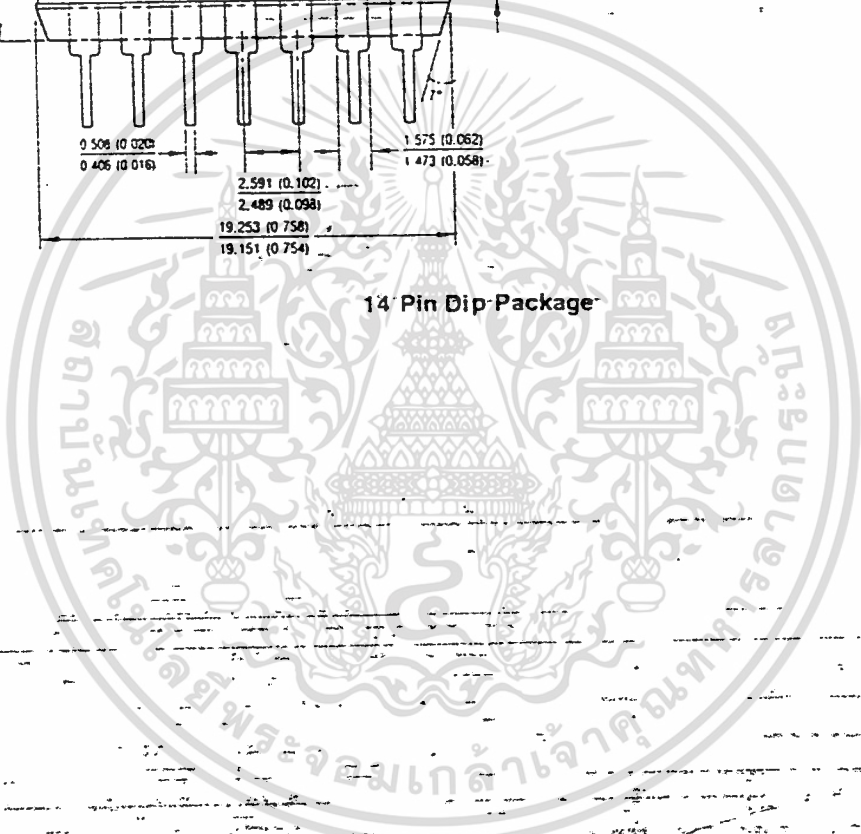


Figure 2. Block diagram of the IR2110.

Mechanical Specification



14 Pin Dip Package



International Rectifier

WORLD HEADQUARTERS: 223 KANSAS ST., EL SEGUNDO, CA 90245 USA • (310) 322-3331 • FAX (310) 322-3332 • TELEX 472-0403
 EUROPEAN HEADQUARTERS: HURST GREEN, OXTED, SURREY RH3 9BB, UK • (44) 0883 713215 • FAX (44) 0883 714234 • TELEX 95219

IR Canada: 101 Bentley St., Markham, Ontario L3R 9Z1 • Tel: (416) 475-1892 • IR Germany: Saaburgstrasse 157, D-6340 Bad Homburg • Tel: (69) 6172 37066 • FAX: (49) 6172 37065
 IR Italy: Via Privata Liguria 49, 10071 Biadene Tizze • Tel: (39) 11 470 4290 • FAX: (39) 11 470 4290 • IR Far East: K&H Building, 10-4 Aishi-Kyakukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo 171 • Tel: (81) 3 3983 0641 • FAX: (81) 3 3983 0642 • IR Southeast Asia: HEX 10-01 Fortune Centre, 180 Middle Rd, Singapore 0712 • Tel: (65) 336 3922 • FAX: (65) 337 4692

Sales Offices, Agents and Distributors in Major Cities Throughout the World

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
 ©1991 International Rectifier Printed in U.S.A.
 ไม่ควรคัดลอกหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต และขอสงวนสิทธิ์ในข้อกำหนดที่เปลี่ยนแปลงโดยไม่ต้องแจ้งให้ทราบล่วงหน้า

TABLE I

METHOD	BASIC CIRCUIT	KEY FEATURES
FLOATING GATE DRIVE SUPPLY		<p>Full gate control for indefinite periods of time. Cost impact of isolated supply is significant (one required for each high side MOSFET).</p> <p>Level shifting a ground referenced signal can be tricky: Level shifter must sustain full voltage, switch fast with minimal propagation delays and low power consumption. Opto isolators tend to be relatively expensive, limited in bandwidth and noise sensitive.</p>
PULSE TRANSFORMER		<p>Simple and cost effective but limited in many respects. Operation over wide duty cycles requires complex techniques. Transformer size increases significantly as frequency decreases. Significant parasitics create less than ideal operation with fast switching waveforms.</p>
CHARGE PUMP		<p>Can be used to generate an "over-rail" voltage controlled by a level shifter or to "pump" the gate when MOSFET is turned on. In the first case the problems of a level shifter have to be tackled. In the second case turn on times tend to be too long for switching applications. In either case, gate can be kept on for an indefinite period of time. Inefficiencies in the voltage multiplication circuit may require more than two stages of pumping.</p>
BOOTSTRAP		<p>Simple and inexpensive with some of the limitations of the pulse transformer: duty cycle and on-time are both constrained by the need to refresh the bootstrap capacitor. If the capacitor is charged from a high voltage rail, power dissipation can be significant. Requires level shifter, with its associated difficulties.</p>
CARRIER DRIVE		<p>Gives full gate control for an indefinite period of time but is somewhat limited in switching performance. This can be improved with added complexity.</p>

Table II

Typical switching times for different HEXFET die sizes

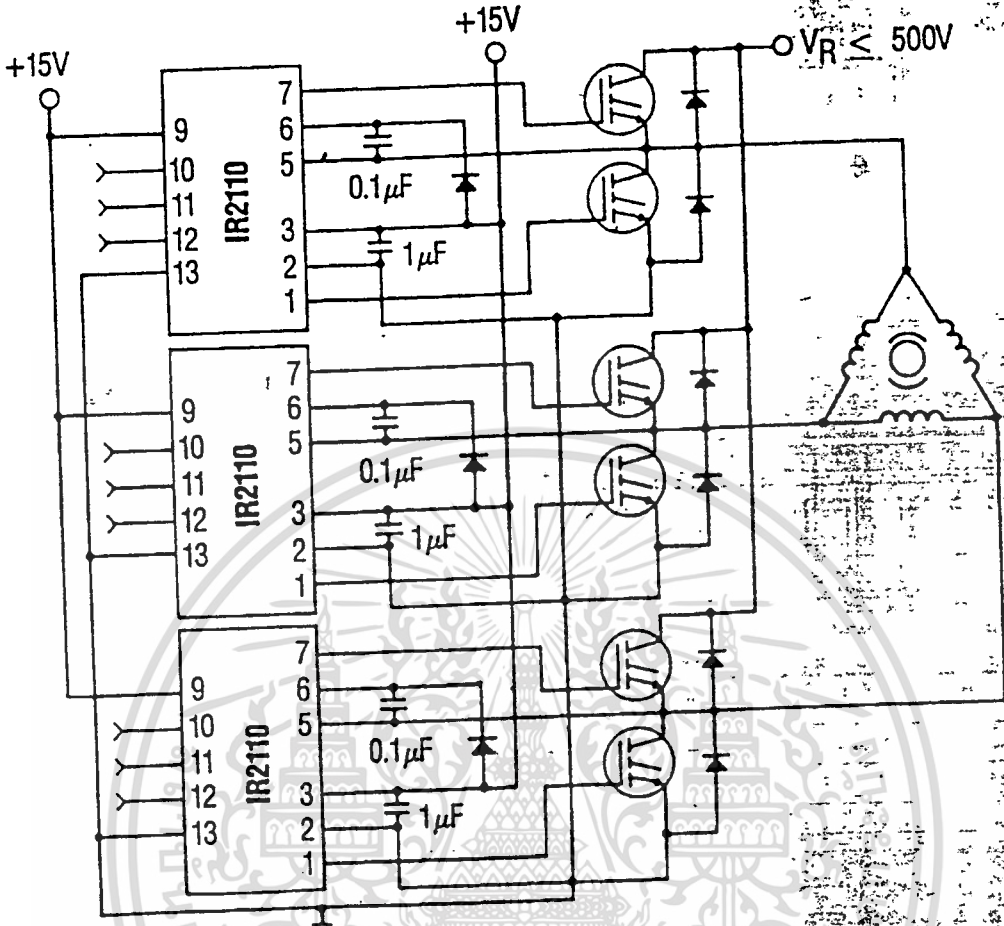
(V_{cc} = 15V, test circuit as in Figure 9a, without gate network)

Die Size	Rise Time	Fall Time
HEX-2	25ns	17ns
HEX-3	38ns	23ns
HEX-4	53ns	34ns
HEX-5	78ns	54ns
HEX-6	116ns	74ns

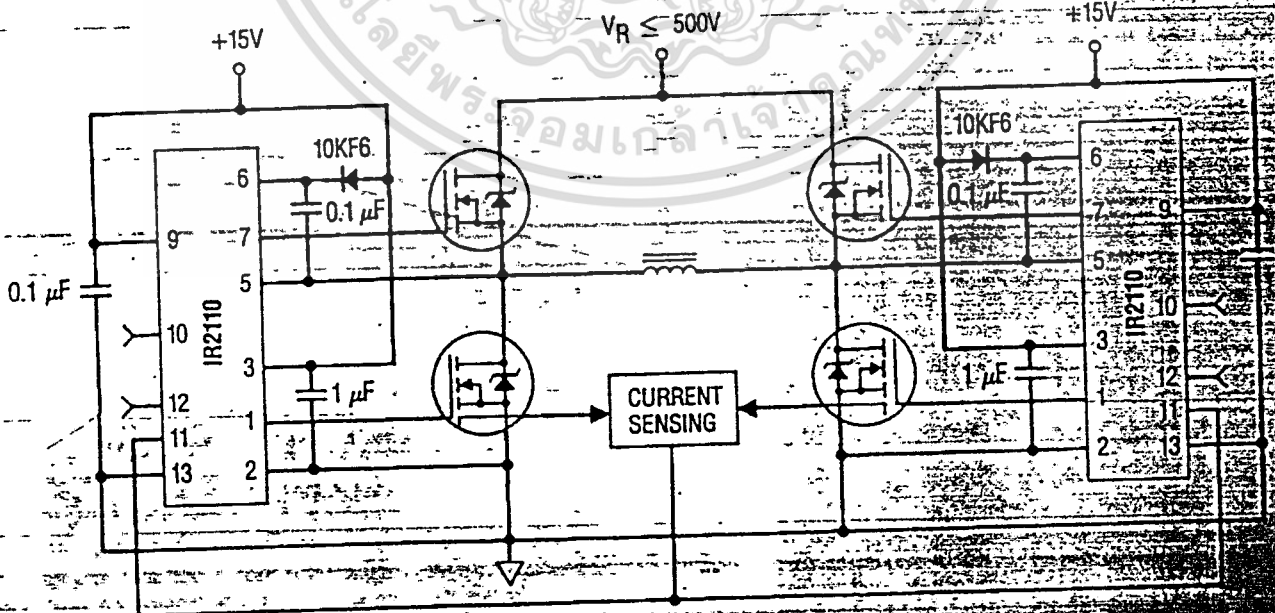
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ผ่านการคัด

ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications Continued



3-Phase Bridge Motor Drive



H-Bridge

Typical implementation of an H-bridge with cycle-by-cycle current mode control

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของ บริษัท เซมิคอนดักเตอร์ เทคโนโลยี จำกัด

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกครั้งห้ามมิให้ตีหรือสงเนื้อหา และของก... องค์กร... จำกัด

1.1 Input logic

Both channels are controlled by TTL/CMOS compatible inputs with transition thresholds proportional to the logic supply V_{DD} (3 to 20V) and Schmitt trigger buffers with hysteresis equal to 10% of V_{DD} to accept inputs with long rise time.

Each channel can be controlled independently from the other and the gate drive follows the input command within the limits of the propagation delay. In those applications where a deadtime is required to prevent conduction overlap in the power devices, the input commands have to be suitably spaced by the controlling logic. Section 4.3 shows a simple way to perform this function with few passive components.

The propagation delay between input command and gate drive output is approximately the same for both channels at turn-on (120ns) as well as turn-off (95ns) with a temperature dependence characterized in the data sheet.

The shutdown function is internally latched by a logic 1 signal and activates the turn off of both power devices. The first input command after the removal of the shutdown signal clears the latch and activates its channel. This latched shutdown lends itself to a simple implementation of a cycle-by-cycle current control, as exemplified in Section 4.3.

The signals from the input logic are coupled to the individual channels through high noise immunity level translators. This allows the ground reference of the logic supply (V_{SS} on pin 13) to swing by $\pm 5V$ with respect to the power ground (COM on pin 2). This feature is of great help in coping with the less than ideal ground layout of a typical power conditioning circuit. As a further measure of noise immunity, a pulse-width discriminator screens out pulses that are shorter than 50ns or so.

1.2 Low Side Channel

The output stage is implemented with two N-Channel MOSFETs in totem pole configuration (source follower as a current source and common source for current sinking), driven from the input circuits. Each MOSFET can sink or source gate currents of 2A. Because of the totem pole arrangement, the rise time of the gate

waveform is slower than the fall time. This feature has a significant appeal in the great majority of power conditioning circuits. With clamped inductive loads, slower turn-on reduces the peak reverse recovery current in the freewheeling diode with some increase in the turn-on losses. The full 2A sinking capability of the totem pole on the other hand, gives good switching performance at turn-off, when most of the switching losses occur.

The source of the lower device in the totem pole is independently brought out to pin 2 so that a direct connection can be made to the source of the power device for the return of the gate drive current. The relevance of this will be seen in Layout Guidelines, Section 3.

An undervoltage lockout prevents either channel from operating if V_{CC} is below the specified value (8.6/8.2V). Any pulse that is present at the input when the UV lockout is released is forwarded to the appropriate channel.

1.3 High side channel

This channel has been built into an "isolation tube" (Figure 3) capable of floating from +500V to -5V with respect to power ground (COM on pin 2). The tube "floats" at the potential of pin 6 (V_S) which is established by the voltage applied to pin 5 (V_B). Typically this pin is connected to the source of the high side device as shown in Figure 2 and swings with it between the two rails. If an isolated supply is connected between this pin and V_S (pin 6), the high side channel will switch its output (HO pin 7) between the positive of this supply and its ground in accordance with the input command.

One significant feature of MOS-gated devices is their capacitive input characteristic, i.e., the fact that they are turned on by supplying a charge to the gate rather than a continuous current. If the high side channel is driven by one such device, the isolated supply can be replaced by a capacitor, as shown in Figure 2. The gate charge for the high side MOSFET is provided by the bootstrap capacitor, which is charged by the 15V supply through the bootstrap diode during the time when the device is off (assume that V_S swings to ground during that time as it does in most applications). Since the capacitor is charged from a low voltage source the power consumed to drive the gate is small.

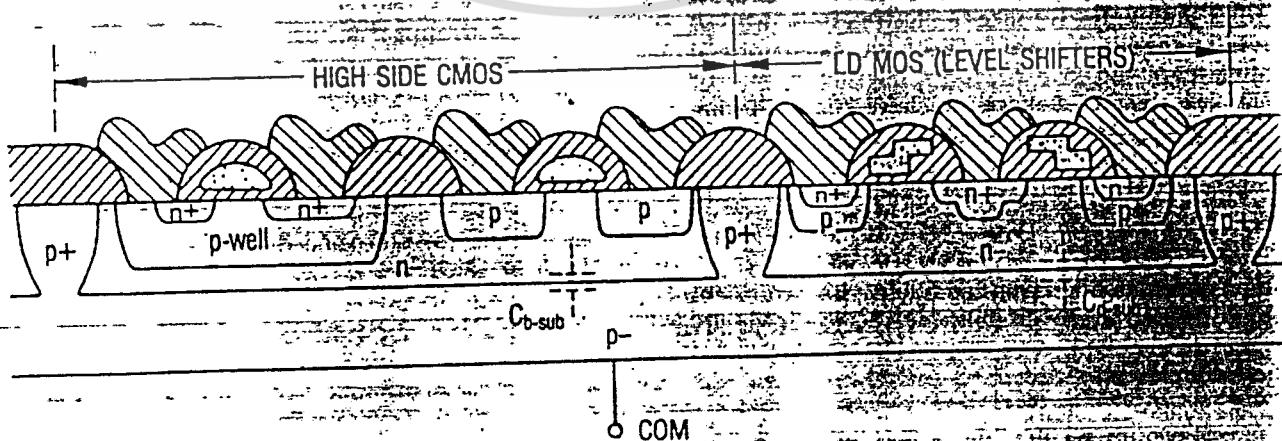


Figure 3. Silicon cross-section showing the parasitic capacitances

IR2110

The high voltage dissipation can be calculated by the following formula:

$$PD(HV) = \underbrace{HV \cdot I_{LK} \cdot d}_{\text{static}} + \underbrace{(V_{BON} + V_{BOFF}) \cdot Q_p \cdot f}_{\text{dynamic}}$$

with HV the high voltage bus voltage, I_{LK} the leakage current of V_B to ground, d the duty cycle of the high side switch, Q_p the pulsed charge of high voltage level shifter, V_{BON} the average voltage of V_B during the turn-on pulse, V_{BOFF} the average voltage of V_B during the turn-off pulse and f the switching frequency of the high side channel. The level shifting losses are usually much larger than the leakage losses such that the static term can be neglected for most applications. Fig. 17 shows the total high voltage dissipation as a function of switching frequency at various fixed V_S voltage level. Note that the graph only shows the high-voltage power dissipation per set or reset event at the particular fixed

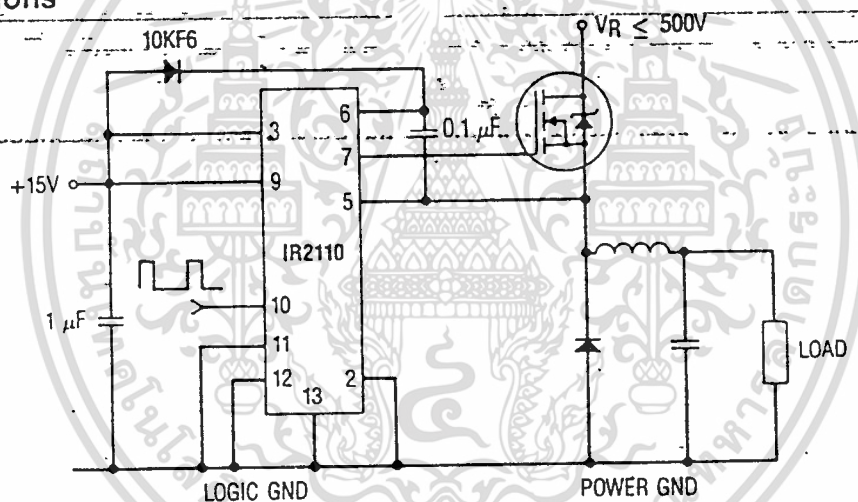
V_S level. Keep in mind that in actual application V_S is swinging during the level shifting event.

The low voltage dissipation can be calculated by the following formula:

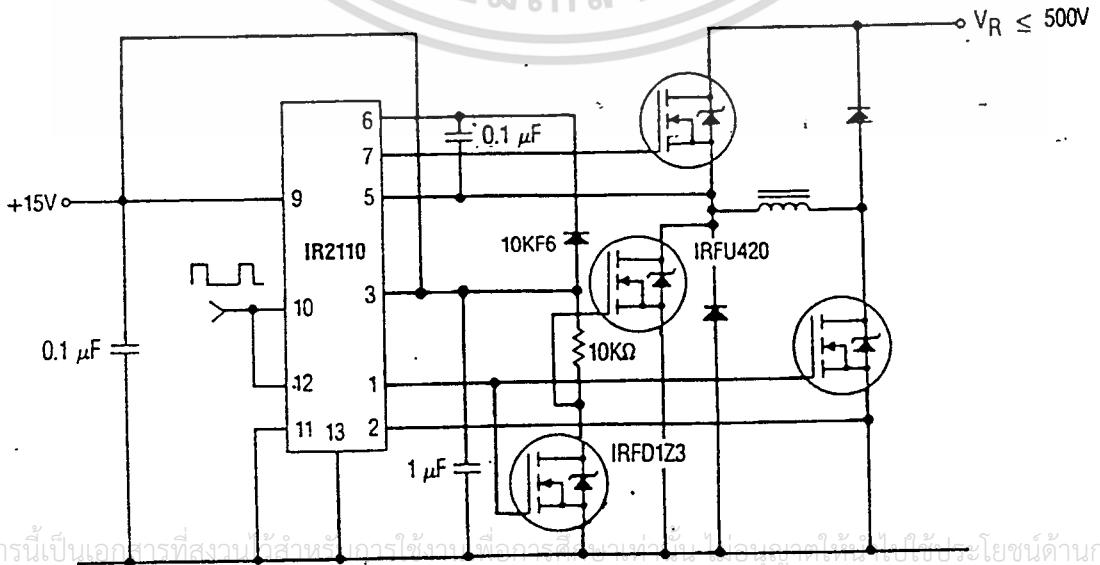
$$PD(LV) = \underbrace{V_{bias} \cdot I_{Qtot}}_{\text{static}} + \underbrace{2 \cdot V_{bias} \cdot Q_g \cdot f}_{\text{dynamic}} + \underbrace{V_{bias} \cdot Q_{cmos} \cdot f}_{\text{dynamic}}$$

with V_{bias} the low voltage bias voltage assuming V_{DD} = V_{CC} = V_{BS}, I_{Qtot} the total quiescent current, Q_g the delivered gate charge per driven MOSFET, f the switching frequency and Q_{cmos} the switching losses associated with the internal CMOS circuitry. The quiescent losses are usually much smaller than the dynamic losses such that the static term can be neglected. Fig. 18 shows the total low voltage power dissipation as a function of switching frequency at various load conditions. The switching losses associated with internal circuitry (Q_{cmos}) are shown in the graph for the case of "0 pf" loading condition.

Typical Applications



Buck Converter



Qual Forward Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน...
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่เนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Description

The IR2110 is a monolithic high voltage, high speed two channel power MOSFET or IGBT driver. Refer to the section on Functional Block Diagram for the internal partitioning of the various circuit blocks. The driver translates logic input signals into corresponding "in-phase" low impedance outputs. The low side channel output (LO) is referenced to a fixed rail (V_{CC}) and the high side channel output (HO) is referenced to a floating rail (V_{BS}) with offset capability up to 500V.

The logic circuit provides the control pulses for the two output channels corresponding to the logic inputs as indicated by the Input/Output Timing Diagram in Fig. 1. The HO and LO outputs are in phase with the HIN and LIN logic inputs. The two outputs will turn off when the SD input switches high and the outputs will remain off even after the SD input returns to low until the next rising edge of the respective inputs. In the case when V_{CC} is below the undervoltage trip point the UV detect circuit will send a shutdown signal to disable both channels. Also a separate UV detect block is used to disable the high side channel when V_{BS} is below its own undervoltage trip point. The logic inputs use Schmitt trigger circuits with a hysteretic band of $0.1 \cdot V_{DD}$ to provide high noise immunity and can accept inputs with slow rise time. The logic circuit is referenced to its own logic supply to allow the use of a lower supply voltage than the output operating supply voltage. A high noise immunity V_{DD}/V_{CC} level-shifting circuit is used to translate logic signal to the output drivers. With a $\pm 5V$ rated offset capability between the logic ground (V_{SS}) and power ground (COM), the logic circuit is unaffected by the noise coupling generated by the switching action of the output drivers.

Propagation delay for the two channels are matched using the low side delay circuit to simplify the timing requirements of the control pulses. The turn-on delay is matched at 120ns for the low side channel ($L_{t_{on}}$) and the high side channel ($H_{t_{on}}$) with V_{S} at 0V since the high side turn-on command is usually executed when V_{S} is at or near 0V. The turn-off delay is matched at 94ns for the low side channel ($L_{t_{off}}$) and the high side channel ($H_{t_{off}}$) with V_{S} at 500V since the high side turn-off command is usually executed after the high side power MOSFET is "on" and V_{S} is at or near the high voltage rail.

Both channels use identical low cross-conduction common pole output connected transistors. The output driver consists of two N-channel MOSFETs with peak current capability above 2A and on resistance of less than 3 ohms (Fig. 10). One output MOSFET is connected as a source follower and the other in common source configuration. Because of the totem pole arrangement the rise time is slower than the fall time driving capacitive load. For a typical 3300pf load the rise and fall times are 50ns and 33ns respectively.

For the high side channel, narrow "On" and "Off" pulses triggered respectively by the rising and the falling edge of HIN are generated by the pulse generator. The respective pulses are used to drive separate high voltage DMOS level translators that set or reset a RS latch operating off the floating rail. Level shifting of the ground referenced HIN signal is thus accomplished by transposing the signal references to the floating rail. Because each high voltage DMOS level

translator is turned on for only the duration of the short "On" or "Off" pulses with each set or reset event, power dissipation is minimized. False triggering of the RS latch from fast dv/dt transients on the V_{S} node is effectively differentiated from normal pull-down pulses through a pulse discriminator circuit such that the high side channel is essentially immune to any magnitude of dv/dt value. Also the high voltage level shifting circuit is designed to function normally even when the V_{S} node swings more than 4V below the COM pin. This condition can often occur during the recirculation period of the output free-wheeling diode.

Application Guidelines

(Also see Application Note AN-978A for details)

The IR2110 is typically used to drive two high voltage N-channel power MOSFETs or IGBTs configured in half-bridge, dual-forward or other topologies. The fixed rail referenced output is used to drive a low side connected power MOSFET. The floating output channel is used to drive a power MOSFET in the high side configuration that requires an over-rail gate drive. Refer to the section on Typical Applications for the various circuit topologies where the IR2110 is applicable.

Typically, the floating supply is derived from the fixed supply using a bootstrap technique as shown in the section on Typical Connection. The charging diode must have a voltage withstand capability higher than the peak HV bus voltage. To minimize power dissipation a fast recovery diode is recommended. The value of the bootstrap capacitor depends on the switching frequency, duty cycle and gate charge requirement of the power MOSFET. The voltage across the capacitor should not be allowed to drop below the under-voltage lockout threshold, otherwise protective shutdown will occur. A 0.1 μF capacitor is usually suitable for applications switching above 5 KHz.

Supply bypass capacitors between V_{CC} and COM and between V_{DD} and V_{SS} are required to supply the transient current needed for switching the capacitive loads. These capacitors, together with the reservoir capacitor across V_B and V_{S} , must be connected close to the device. A 0.1 μF ceramic disk capacitor in parallel with a 1 μF tantalum capacitor is recommended for V_{CC} bypass. A 0.1 μF ceramic disk capacitor is usually adequate for the logic supply.

The outputs of the IR2110 are designed to deliver gate drives for fast switching speed even for high current power MOSFETs with relatively high gate charge requirement. The typical switching speed for various standard power MOSFET sizes is shown in Fig. 20. To minimize inductance in the gate drive loop, each MOSFET should have its own dedicated connection going to Pin 2 and 5 of the IR2110 for the return of the gate drive signal. For smaller power MOSFETs a series gate resistor for each output is recommended to limit switching speed. The value of the gate resistor depends on EMI requirement, switching losses and the maximum allowable dv/dt .

The total power dissipation of the IR2110 is a function of HV bus voltage, V_{CC} and V_{DD} voltages, switching frequency, duty cycle, delivered gate drives charge, and operating junction temperature. The total dissipation can be divided into two categories: High voltage and low voltage switching.

The input commands for the high side channel have to be level-shifted from the level of COM to whatever potential the "tab" is floating at, which can be as high as 500V. As shown in Figure 2, the on/off commands are transmitted in the form of narrow pulses at the rising and falling edges of the input command. They are latched by a set/reset flip-flop referenced to the floating potential. The use of pulses greatly reduces the power dissipation associated with the level translation.

The pulse discriminator differentiates the set/reset pulses from fast dv/dt transients appearing on the V_S node so that switching rates as high as 50V/ns in the power devices will not adversely affect the operation of the IR2110.

This channel has its own undervoltage lockout which blocks the gate drive if the voltage between V_S (pin 6) and V_S (pin 5), i.e., the voltage across the upper totem pole, is below its limits (8.7/8.3V). The operation of the UV lockout differs from the one on V_{CC} in one detail: the first pulse after the UV lockout has released the channel changes the state of the output.

The high voltage level translator circuit is designed to function properly even when the V_S node swings 5V below the COM pin. This can occur due to the forward recovery of the lower power diode or to the Ldi/dt induced voltage transient.

2. Application Guidelines

As shown in Figure 2, the bootstrap diode and capacitor are the only external components strictly required for operation in a standard PWM application. Local decoupling capacitors on the V_{CC} (and digital) supply are useful in practice to compensate for the inductance of the supply lines.

2.1 The Bootstrap components

The voltage seen by the bootstrap capacitor is the V_{CC} supply only. Its capacitance is determined by the following constraints:

a) Gate charge required (see also Ref. 1). After the turn-on charge has been delivered to the gate, the voltage across the bootstrap capacitor should be significantly higher than the minimum required for full enhancement (10V). Assuming, for the sake of illustration, a drop of 1.5V on the charging path of the bootstrap capacitor and assuming a voltage drop due to the internal leakage of half the excess gate voltage, we have the following constraint:

$$C_{\text{BOOT}} > \frac{2 Q_G}{(V_{\text{CC}} - 1.5 - 10)}$$

In some unusual operating conditions, like transient overloads, the voltage drop across the lower power transistor can be significantly higher than the 1.5V used in the example.

b) Longest conduction time. The voltage on the gate of the power MOSFET at the end of the longest conduction

time must be sufficient to keep it in full enhancement. The steady-state current drawn from C_{BOOT} is equal to the quiescent current of the high side channel (I_{QBS}). Assuming the initial voltage calculated from the previous expression, this constraint translates into the following:

$$C_{\text{BOOT}} > \frac{2 I_{\text{QBS}} t_{\text{on}}}{(V_{\text{CC}} - 1.5 - 10)}$$

c) Shortest conduction time. Stray impedances in the charging path limit the rate of charge of the bootstrap capacitor. Thus the capacitance should be low enough that the charge delivered to the gate plus the charge lost due to the quiescent current is totally replenished in the shortest conduction time for the lower power device. Conversely, a minimum conduction time may have to be maintained to insure that the bootstrap capacitor is fully charged.

d) Undervoltage lockout. If the voltage across the bootstrap capacitor falls below the undervoltage lockout threshold (8.3V), the power device is turned off and is kept off until the capacitor discharges to approximately 3.5V. Below this voltage the capacitor would not have enough charge to enhance the power device to any significant extent.

The value of 0.1 μF shown in Figures 6, 7 and 8 is adequate for a large die operated as low as 5kHz with a duty cycle close to 100 percent.

The bootstrap diode must be able to block the full voltage seen in the specific circuit; in the circuits of Figures 6, 7, and 8 this occurs when the top device is on and is about equal to the voltage across the power rail. The current rating of the diode is the product of gate charge times switching frequency. For an IRF450 HEXFET power MOSFET operating at 100kHz it is approximately 12mA. The high temperature reverse leakage characteristic of this diode can be an important parameter in those applications where the capacitor has to hold the charge for a prolonged period of time. For the same reason, it is important that this diode be ultra-fast recovery to reduce the amount of charge that is fed back from the bootstrap capacitor into the supply.

2.2 Power dissipation

The total losses in the IR2110 driver result from a number of factors that can be grouped under "high voltage" and "low voltage," "static" and "dynamic."

a) Low voltage static losses (P_{D(LVst)}) are due to the quiescent currents from the three low voltage supplies, V_{DD}, V_{CC} and V_{SS}. In a typical 15V application these losses amount to approximately 3.5mW at 25°C, going to 5mW at 125°C!

¹All temperatures mentioned in the text refer to junction, unless otherwise specified.

b) Low voltage dynamic losses ($P_{D(lv)sw}$) on the V_{CC} supply are due to two different components:

b1) Charge transfer to and from the gate of the power devices, i.e.,

$$P_G = 2V \cdot Q_G \cdot f$$

For two large IRF450 HEXFETs operated at 100kHz with $V_{GS} = 15V$, we have:

$$P_G = 2 \cdot 15 \cdot 120 \cdot 10^{-9} \cdot 100 \cdot 10^3 = 0.36W$$

The factor 2 in the formula is valid in the assumption that two devices are being driven, one per channel. If V_{SS} is generated with a bootstrap capacitor/diode, this power is supplied from V_{CC} . The use of gate resistors reduces the amount of gate drive power that is dissipated inside the IR2110 by the ratio of the respective resistances. The internal resistances are approximately 6 Ohms, sourcing or sinking, so that, if the gate resistor is 10 Ohms, only 6/16 of P_G is dissipated within the IR2110. These losses are not temperature dependent.

b2) Dynamic losses associated with the switching of the internal CMOS circuitry. They can be approximated with the following formula:

$$P_{CMOS} = V_{CC} \cdot Q_{CMOS} \cdot f$$

with Q_{CMOS} approximately equal to 16nC, largely independent from temperature. In a typical 100kHz application these losses would amount to 24mW.

c) High voltage static losses ($P_{D(hv)q}$) are mainly due to the leakage currents in the level shifting stage. They are dependent on the voltage applied on the V_S pin and they are proportional to the duty cycle, since they only occur when the high side power device is on. If V_S were kept continuously at 400V they would typically be 0.06mW at 25°C, going to 2.25mW at 125°C. These losses would be virtually zero if V_S is grounded, as in a push-pull or similar topology.

d) High voltage switching losses ($P_{D(hv)sw}$) comprise two terms, one due to the level shifting circuit (Figure 2) and one due to the charging and discharging of the capacitance of the high side p-well (C_{b-sub} in Figure 3).

d1) Whenever the high side flip-flop is reset, a command to turn-off the high side device (i.e., to set the flip-flop) causes a current to flow through the level-shifting circuit. This charge comes from the high voltage bus through the power device and the bootstrap capacitor. If the high side flip-flop is set and the low side power device is on, a command to reset it causes a current to flow from V_{CC} through the diode. Thus, for a half-bridge operating from a rail voltage V_R , the combined power dissipation is:

$$(V_R + V_{CC}) \cdot Q_P \cdot f$$

with Q_P the charge absorbed by the level shifter, and f the switching frequency of the high side channel. Q_P is approximately 5nC at $V_R = 50V$, going to 10nC as the rail voltage increases to 500V. In a typical 400V, 100kHz application these losses would amount to 0.375W. This includes the charging and discharging of C_{d-sub} . There is a third possible source for Q_P , when the high side flip-flop is being reset (i.e., the power device is being turned on) and the low side power device is off. In this case the charge comes from the high voltage bus, through the device capacitances and leakages or through the load. The power dissipation is somewhat higher than what would be calculated from the above expression.

In a push-pull or other topology where V_S (pin 5) is grounded, both level shifting charges are supplied from V_{CC} with significantly lower losses.

d2) In a high-side/low-side power circuit, the well capacitance C_{b-sub} is charged and discharged every time V_S swings between V_R and COM. Charging current is supplied by the high voltage rail through the power device and the epi resistance. Discharge occurs through the lower device and the epi resistance. The losses incurred in charging or discharging a capacitor through a resistor are equal to $QV/2$, regardless of the value of resistance. However, much of these losses occur outside the bridge driver, since the epi resistance is negligible compared to the internal resistance of the power devices during their switching transitions. Assuming a charge value of 9nC at 450V and an operating frequency of 100kHz, the total losses caused by the charging and discharging of this capacitance amount to:

$$Q \cdot V \cdot f = 9 \cdot 10^{-9} \cdot 450 \cdot 10^5 = 0.4W$$

almost totally outside the IR2110. For all practical purposes, C_{b-sub} cannot be distinguished from the output capacitance of the lower power device.

If V_S is grounded the capacitor is charged at a fixed voltage and these losses would be zero.

C_{b-sub} (like C_{d-sub}) is a reverse biased junction and its capacitance is a strong function of voltage. For this reason, rather than giving the value in terms of capacitance, three charge values are given for three different voltages:

Voltage at V_S	Charge in C_{b-sub}
100V	3.3nC
200V	5.3nC
400V	9nC

These charges are not temperature dependent.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้มาไปใช้ประโยชน์ใดๆ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำ

Typical Performance Characteristics

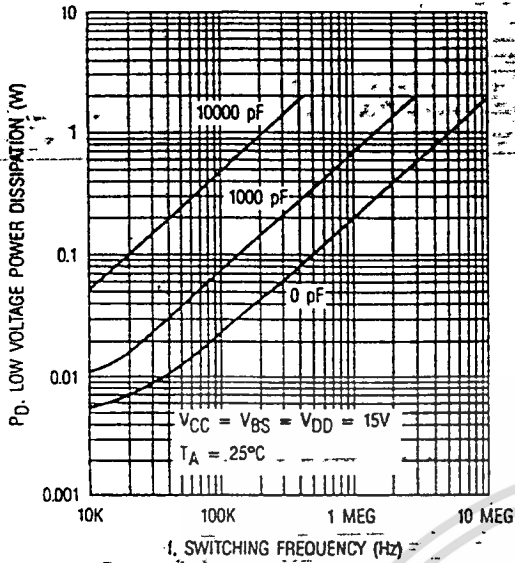


Fig. 18a — Low Voltage Power Dissipation vs. Switching Frequency

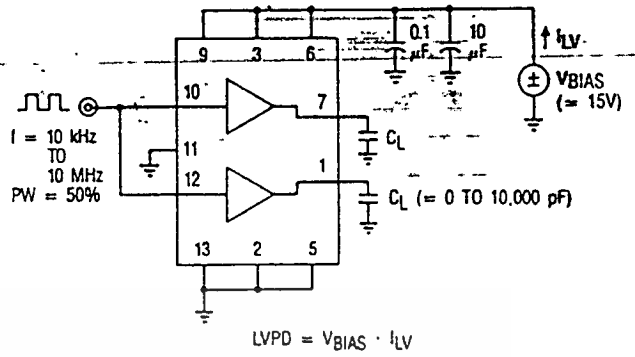


Fig. 18b. — Low Voltage Power Dissipation Test Circuit

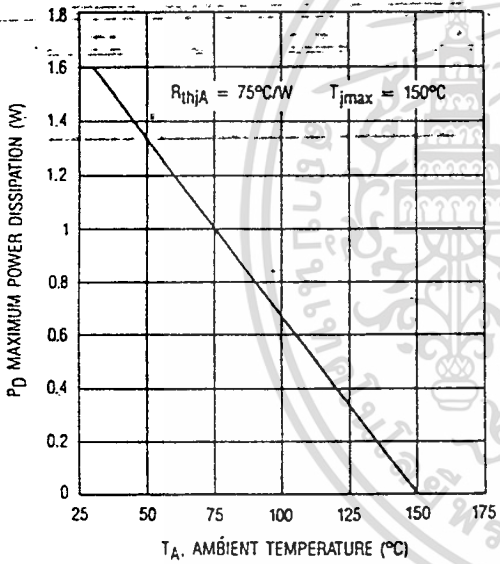


Fig. 19 — Maximum Power Dissipation vs. Ambient Temperature

HEXFET SIZE	TYPICAL t_r	TYPICAL t_f
2	25 ns	17 ns
3	38 ns	23 ns
4	53 ns	34 ns
5	78 ns	54 ns
6	116 ns	74 ns

Fig. 20 — HEXFET Die Size vs Switching Time ($V_{BIAS} = 15V$)

HEXFET TYPE	HV= 100V	200V	300V	400V
820	2000	1200	700	350
830	1600	1100	640	330
840	1100	820	540	300
P450	640	540	400	250
P460	490	460	340	230

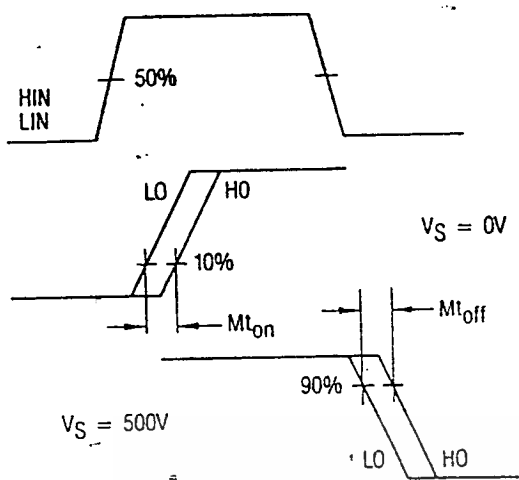
$T_A = 25^\circ C$ AND
 $V_{BIAS} = 15V$

Fig. 21 — Maximum Switching Frequency, f_{max} (kHz)

(f_{max} = switching frequency at which $T_j = T_{jmax}$ and is derived from calculation using typical electrical and thermal ratings. For operation at higher T_A , f_{max} should be derated accordingly.)

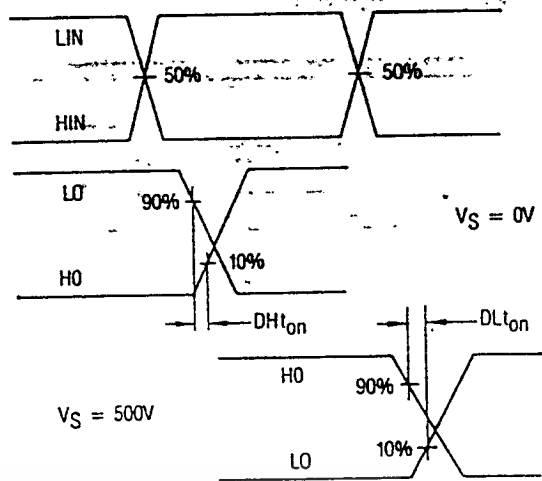
เอกสารนี้เป็นของ... ไม่ควรนำออก... โปรดใช้... ไม่ควรนำออก... โปรดใช้

Typical Performance Characteristics



TYPICAL $M_{t_{on}} = M_{t_{off}} = 0$ ns

Fig. 14 — Delay Matching Waveform Definitions



TYPICAL $DHT_{on} = DLT_{on} = 26$ ns

Fig. 15 — Deadtime Waveform Definitions

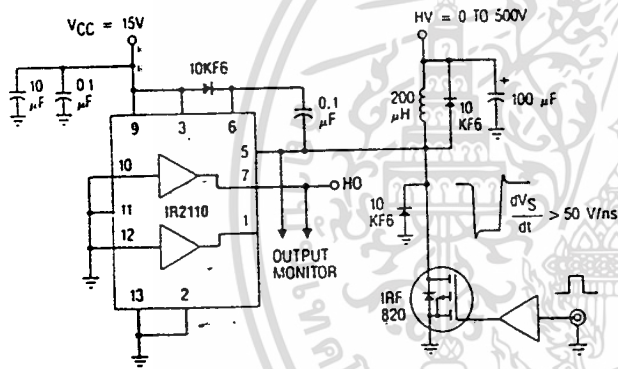


Fig. 16 — Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

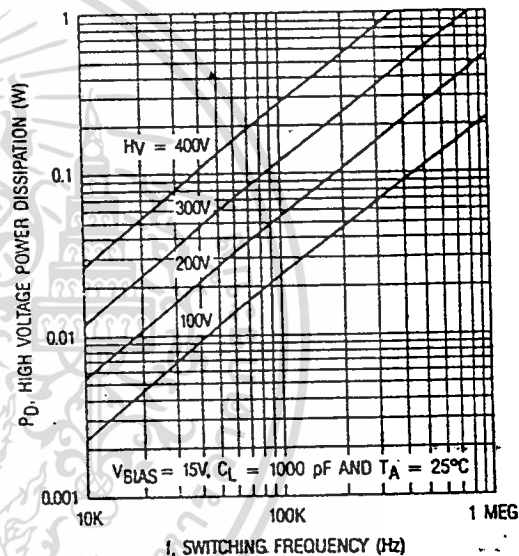
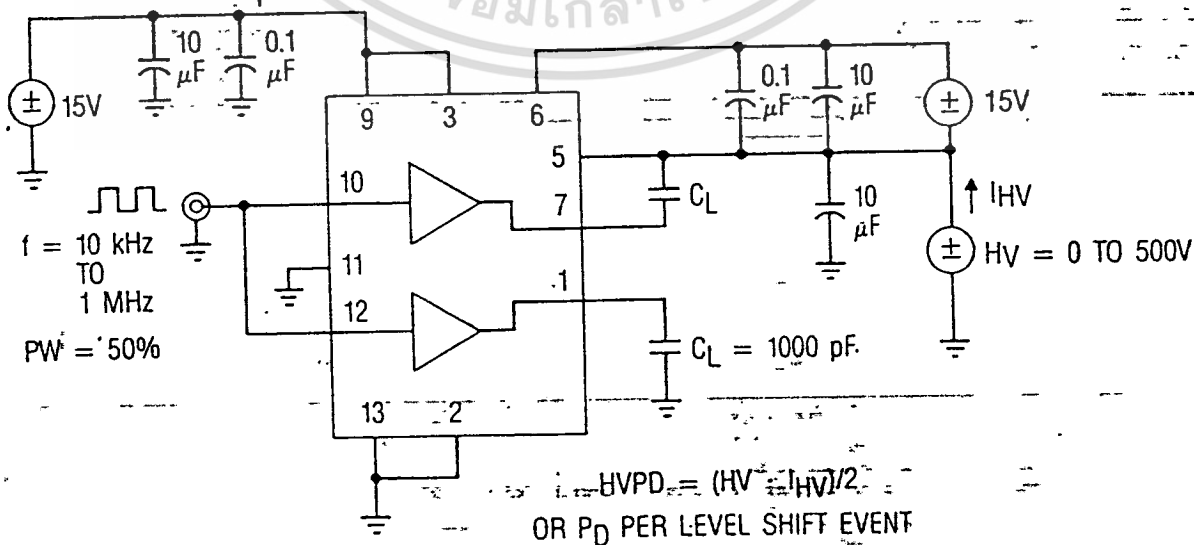


Fig. 17a — High Voltage Power Dissipation vs. Switching Frequency



$$P_{D, HV} = (HV \cdot I_{HV}) / 2$$

OR P_D PER LEVEL SHIFT EVENT

Fig. 17b — High Voltage Power Dissipation Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในองค์กรเท่านั้น การเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตเป็นการฝ่าฝืนนโยบายด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกและเผยแพร่ข้อมูลใดๆที่ปรากฏในเอกสารนี้โดยไม่ผ่านการนำใบ

The above discussion on losses can be summarized as follows:

The dominant losses are switching and, in high voltage applications at 100kHz or above, the static losses in Item a and Item c can be neglected outright.

The temperature dependence of the switching losses is not significant.

The combined losses are a function of the control mode, as well as the electrical parameters and temperature.

Knowing the power losses in the IR2110, the maximum ambient temperature can be calculated (and vice-versa) from the following expression:

$$T_{a,max} = T_{j,max} - P_D \cdot R_{th,j-a}$$

where $R_{th,j-a}$ is the thermal resistance from die to ambient. For the 14 pin DIL package this is $75^\circ\text{C}/\text{W}$ maximum.

Figure 4 shows the power dissipation and the maximum ambient temperature at four different voltages when driving two IRF830 HEXFETs. Although measured in a specific set of operating conditions, these curves are general in nature and can be used to derive power losses and maximum ambient temperature for other operating conditions. To this end, the curve for $V_S = 0$ is of particular interest to isolate the low-voltage components of losses since the high voltage ones become zero, as indicated above. The following example shows the breakdown of losses for operation of two IRF830 HEXFETs in a half-bridge from a 400V rail, 300kHz and no load:

$P_{D(hv)q}$		0.004W
$P_{D(hv)sw}$	$P_{CMOS} = \frac{15 \cdot 16 \cdot 10^{-9}}{300 \cdot 10^3}$	0.072
P_G	$\frac{2 \cdot 15 \cdot 28 \cdot 10^{-9}}{300 \cdot 10^3}$	0.252
$P_{D(hv)q}$		0.002
$P_{D(hv)sw}$	$\frac{(400 + 200) \cdot 9 \cdot 10^{-9}}{300 \cdot 10^3}$	1.620
Total		1.950

Notice how the total is very close to the value shown in Figure 4a. The value of 200V in the formula to calculate $P_{D(hv)sw}$ is appropriate at no load, since this case would be the third in Section 2.2.d1.

If the power dissipation in the IR2110 turns out to be excessive for the maximum ambient temperature, the addition of external gate resistors decreases the amount of power dissipated inside the package (Item c), while keeping the combined gate dissipation constant. Switching losses may, in fact, increase.

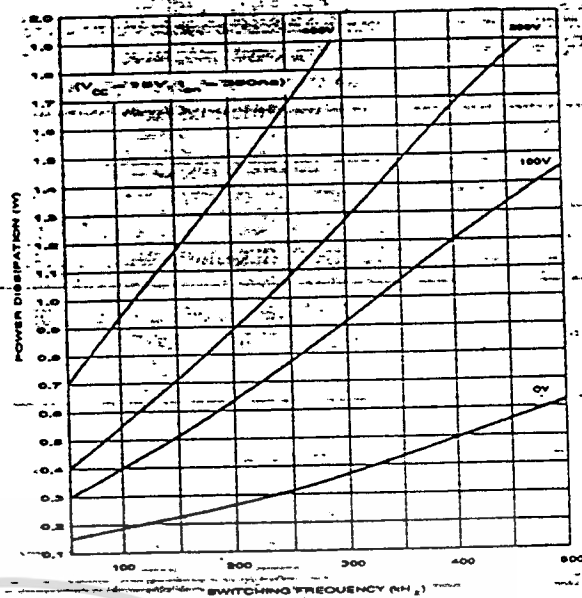


Figure 4a. Power dissipation as a function of frequency and operating voltage measured when driving two IRF830 HEXFETs in half-bridge configuration without gate resistors or load

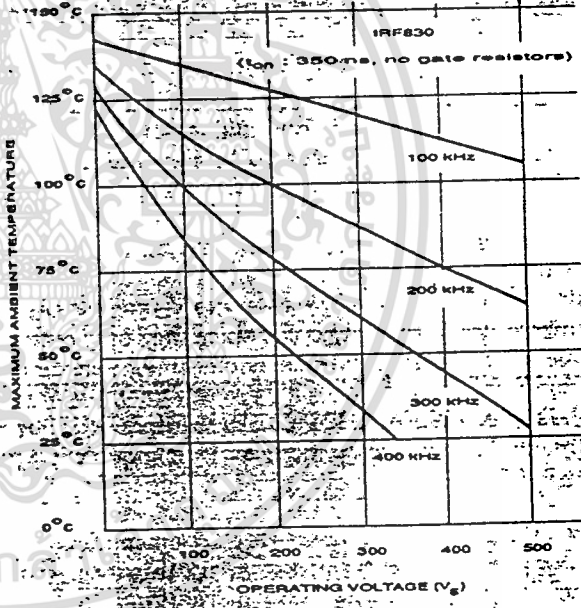


Figure 4b. Maximum ambient temperature as a function of frequency and operating voltage for half-bridge operation. This figure is derived from measured data, as shown in Figure 9a

The actual junction temperature can be measured while in operation by pulling 1mA from the Shutdown pin with the help of an adjustable current source, like the LM334. The voltage at the pin is 650mV at 25°C , decreasing by $2\text{mV}/^\circ\text{C}$.

3. Layout Guidelines

In spite of the noise immunity features mentioned in Section 1, great care should be exercised in the layout of

the power and control circuits to prevent false triggering and erratic operation. The following two areas require specific attention.

a) Stiffening the voltage busses.

Problems are normally encountered whenever logic and power meet. The IR2110 will be no exception, in spite of the precautions that have been taken in its design.

Because of the high di/dt frequently encountered in power circuits, any stray inductance in the power ground connections will cause voltage differentials to appear between the two ground pins and between COM pins of other IR2110s sharing the same power ground.

Particularly severe conditions of di/dt (hence, of ground noise) are encountered during commutation of the load current from the body drain diode of a MOSFET to the channel of another MOSFET. This second device will carry a large spike of reverse recovery current from the body drain diode of the previous MOSFET. For the duration of the reverse recovery significant Ldi/dt induced voltage transients will appear at the COM pin of the IR2110.

The peak of reverse recovery current is greatly reduced by slowing down the turn-on of the power MOSFET, while the problem of the voltage spike can be mitigated with good quality capacitors (low inductance and low ESR) between the two rails and compact assembly (Ref. 4, Figure 4).

To help the designers overcome these problems, the IR2110 is provided with two ground pins, V_{SS} (pin 13) and COM (pin 2) and has been designed to withstand $\pm 5V$ of transient offset between these two pins.

The pins, at opposite sides of the package, are not connected inside and an external connection is required. This connection can be directly between the two pins (Figure 6) or through a common ground (Figure 8), depending on the circumstances. As a general rule, V_{SS} should be used as a ground reference for the logic signals at the input and should be routed with them and with the logic supply V_{DD} (if different from V_{CC}), from wherever these signals are generated. COM, on the other hand, is mainly the gate return for the lower power device.

The routing of the power grounds, although not directly related to the operation of the IR2110, will affect its performance in terms of switching behavior and noise immunity. References 2 and 3 provide valuable guidelines and more detailed information on this subject and, specifically, on "how to minimize the noise voltage generated by currents from two or more circuits flowing through a common ground impedance."

Local decoupling capacitors should also be used to stiffen V_{CC} and V_{DD} . Both should be close to the pins of the IC and the bypass capacitor for the V_{CC} should be significantly larger than the bootstrap capacitor.

The potential discrepancy between V_{SS} and COM should be kept in mind when analyzing waveforms with

an oscilloscope. The waveforms will be correct to the extent that the ground lead of the oscilloscope is short and tied to appropriate reference point. For example, if the gate waveform of the lower device is to be analyzed, the ground probe should be connected to the source pin of the device, and not to a generic "ground." In fact, it is useful to measure the noise voltage between one ground and another while switching high currents.

b) Gate charge/discharge loops.

The inductance of these loops should be minimized to reduce oscillations and to improve switching speed and noise immunity, particularly the "dv/dt induced turn-on" (Ref 4, Figure 2). To this end, each MOSFET should have a dedicated connection going to pins 2 and 5 of the IR2110 for the return of the gate drive signal. Best results are obtained with a twisted pair connected, on one side, to gate and source, on the other side, to gate drive and gate drive return. On pc boards parallel tracks should be used.

The use of gate resistors is a deviation from the general rule that gates should be driven from low impedance sources. This deviation is necessary in most cases, for the following reasons:

- After all due care has been exercised there still is an amount of inductance in the gate drive loop that causes unacceptable ringing.
- Switching speed of the power device needs to be slowed down for EMI considerations, particularly if its die size is small.
- The peak reverse recovery current needs to be reduced, as explained in Section 4.3 (see also RC-5).
- The power dissipation in the IR2110 is excessive (Sections 2.2.b and d).

The layout shown in Figure 5a is a good vehicle to exemplify the impact of stray inductance in the gate drive loop. In this circuit the voltage differential measured between the gate pin of the power MOSFET and the drive pin of the IR2110 during a fast transient was in excess of 2V.

Figure 5b shows an example of a compact layout for motor drives in the kW range.

4. Specific Applications

4.1 Buck Converter

Figure 6 shows a typical implementation of a buck converter with the high-side drive function performed by the IR2110. The initial charge for the bootstrap capacitor comes from the V_{CC} supply through the inductor and the filter capacitor. The Q of this resonant circuit should be low enough to insure that the bootstrap capacitor does not get charged beyond the limits of V_{GS} (20V). If this is not so, a resistor in series with the bootstrap diode or a zener in parallel with the bootstrap capacitor would take care of possible overvoltages.

R2110
Typical Performance Characteristics

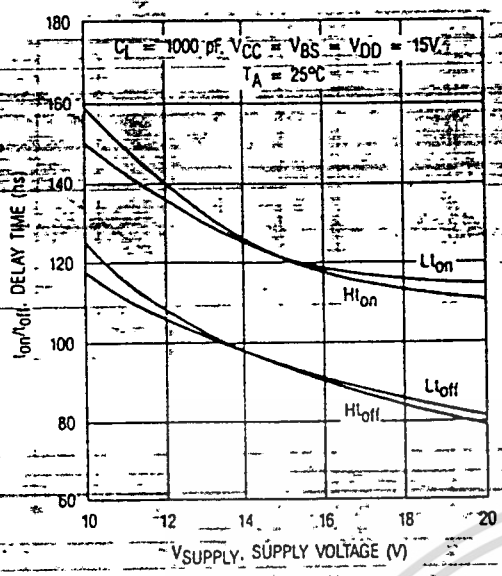


Fig. 12a — Delay Time vs. Supply Voltage

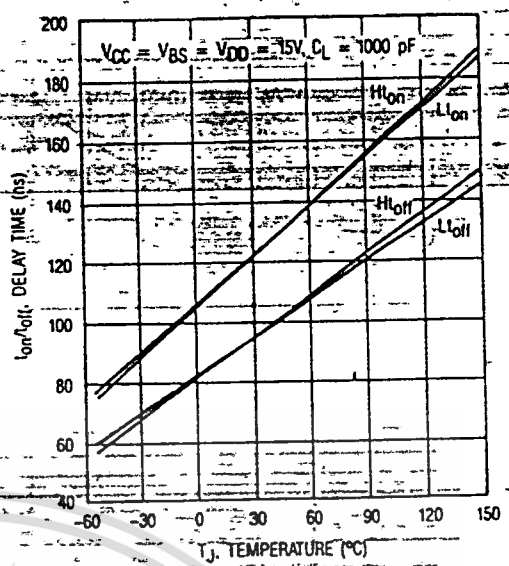


Fig. 12b — Delay Time vs. Temperature

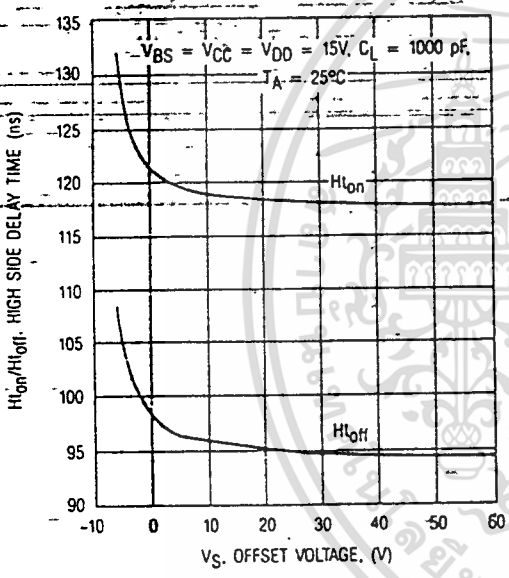


Fig. 12c — High Side Delay Time vs. V_S Offset Voltage

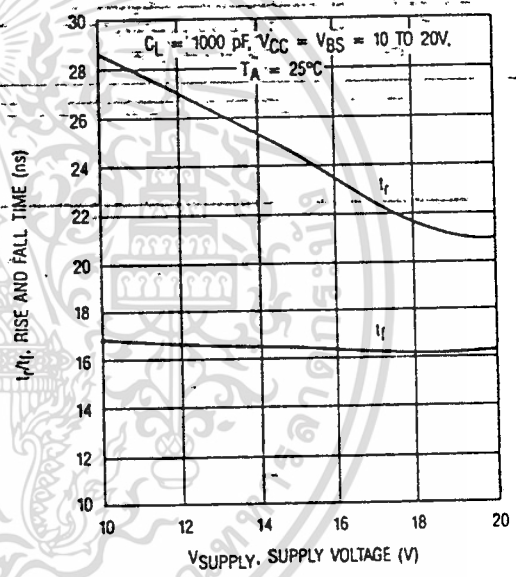


Fig. 13a — Rise and Fall Time vs. Supply Voltage

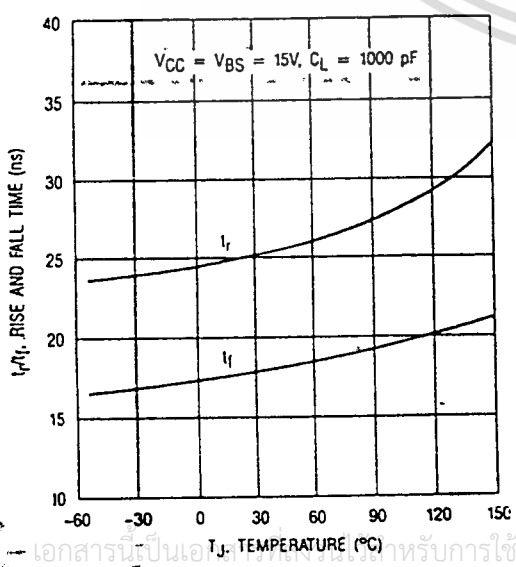


Fig. 13b — Rise and Fall Time vs. Temperature

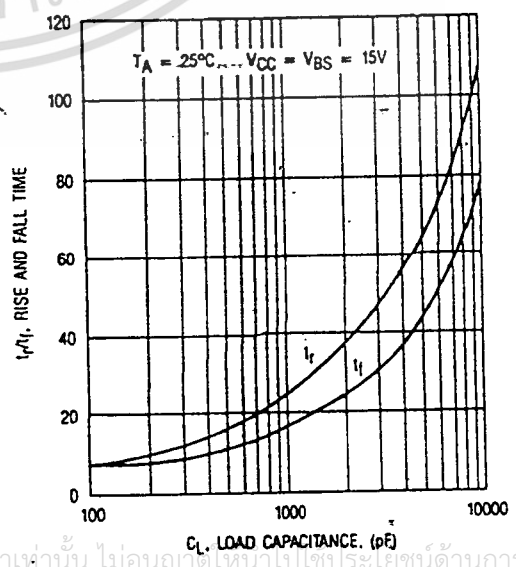
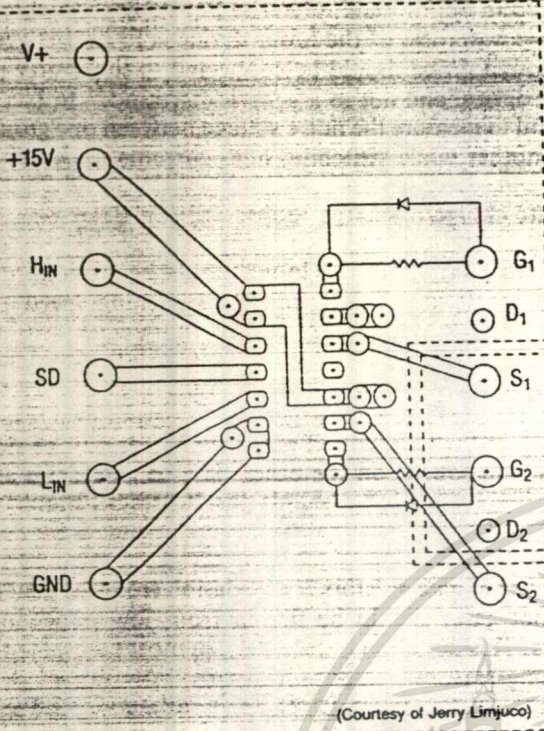


Fig. 13c — Rise Time/Fall Time vs. Load Capacitance

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของ บริษัท เซมิคอนดักเตอร์ เทคโนโลยี จำกัด สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 มิฉะนั้นจะถือว่าผิดกฎหมายและต้องจ่ายค่าปรับ



(Courtesy of Jerry Limjuco)

Note: Dotted lines represent pads on bottom side of board.
 V+, GND, D₁, S₁, D₂, S₂ terminals have plated through holes

Figure 5a. IR2110 test circuit

If the converter is operated in the continuous current mode the bootstrap capacitor is charged during the conduction time of the freewheeling diode. In the discontinuous current mode, if the conduction time of the diode is very short, the charging of the bootstrap capacitor will be completed through the filter components and/or the load. This is true whether the dc-to-dc converter performs the function of a supply or speed control for a dc motor.

If the output voltage of the buck converter is between 10 and 20V, it can be used in place of a dedicated supply to power the PWM controller as well as the IR2110 and other auxiliary circuits. A start-up circuit is required to insure that the bootstrap capacitor is charged when power is first turned on. A resistor and diode from the rail voltage are commonly used for this purpose.

4.2 Dual Forward Converter and Switched Reluctance Motor Drives

Figure 7 shows a bridge arrangement that is frequently used to drive the windings of a switched reluctance motor. It is also known as a dual forward converter.

The use of the IR2110 requires the addition of three devices to insure that the bootstrap capacitor is charged at turn on and in subsequent cycles, should the conduction time of the freewheeling diodes become very short.

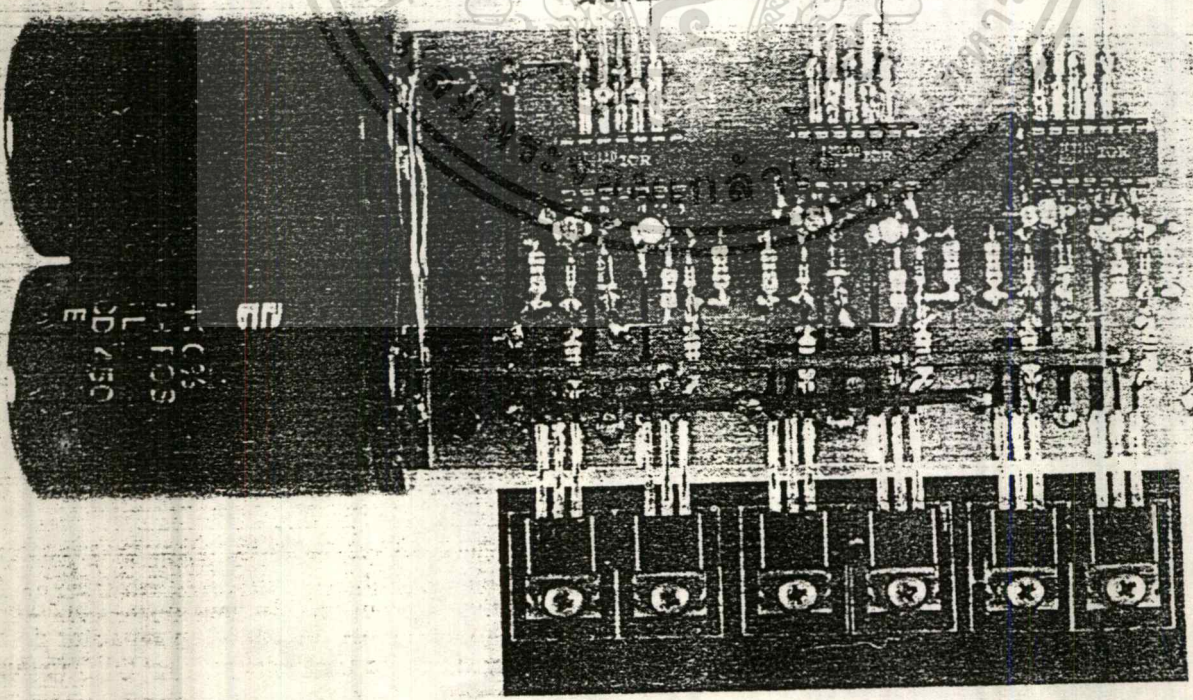


Figure 5b. Layout of a three-phase motor drive. The common ground point is the junction of the negative terminals of the reservoir capacitors. (Courtesy of Duncan Grant)

Typical Performance Characteristics

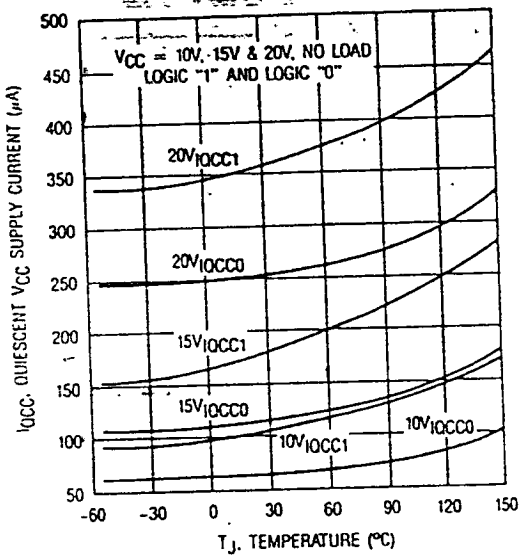


Fig. 7 — Quiescent V_{CC} Supply Current vs. Temperature

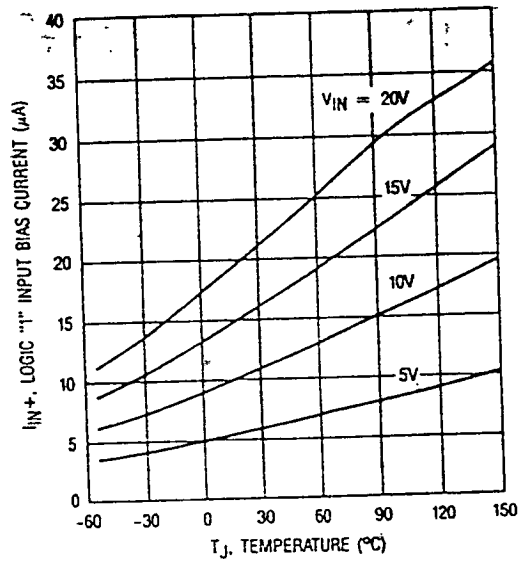


Fig. 8 — Logic "1" Input Bias Current vs. Temperature

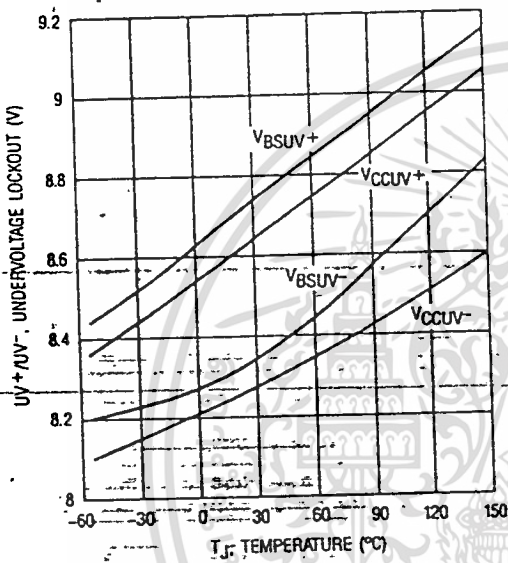


Fig. 9 — Undervoltage Lockout vs. Temperature

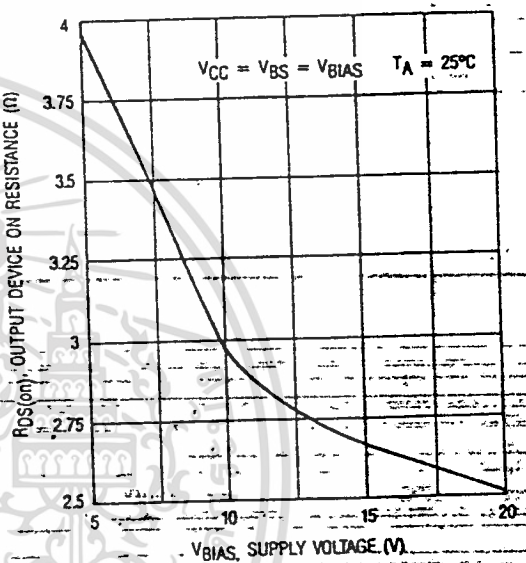


Fig. 10 — Output Device On-Resistance vs. Supply Voltage

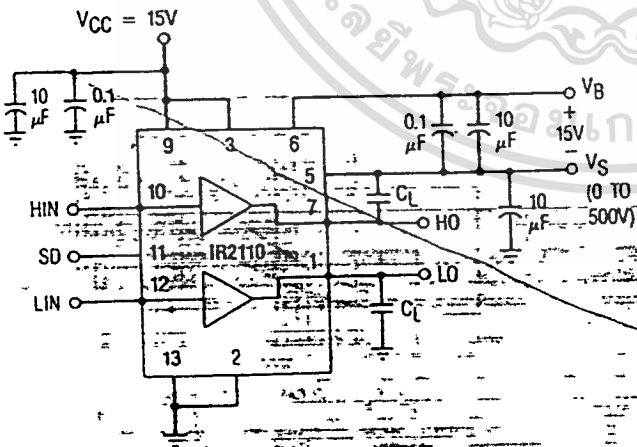


Fig. 11a — Switching Time Test Circuit

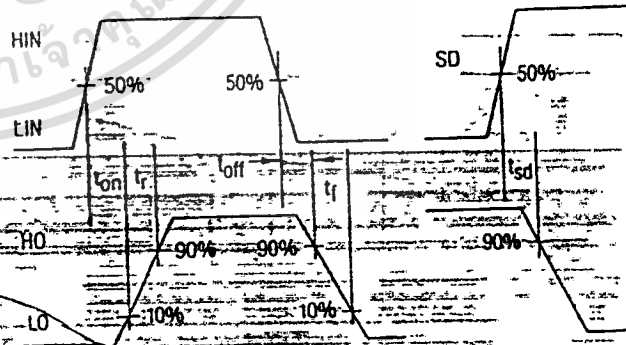


Fig. 11b — Switching Time Waveform Definition

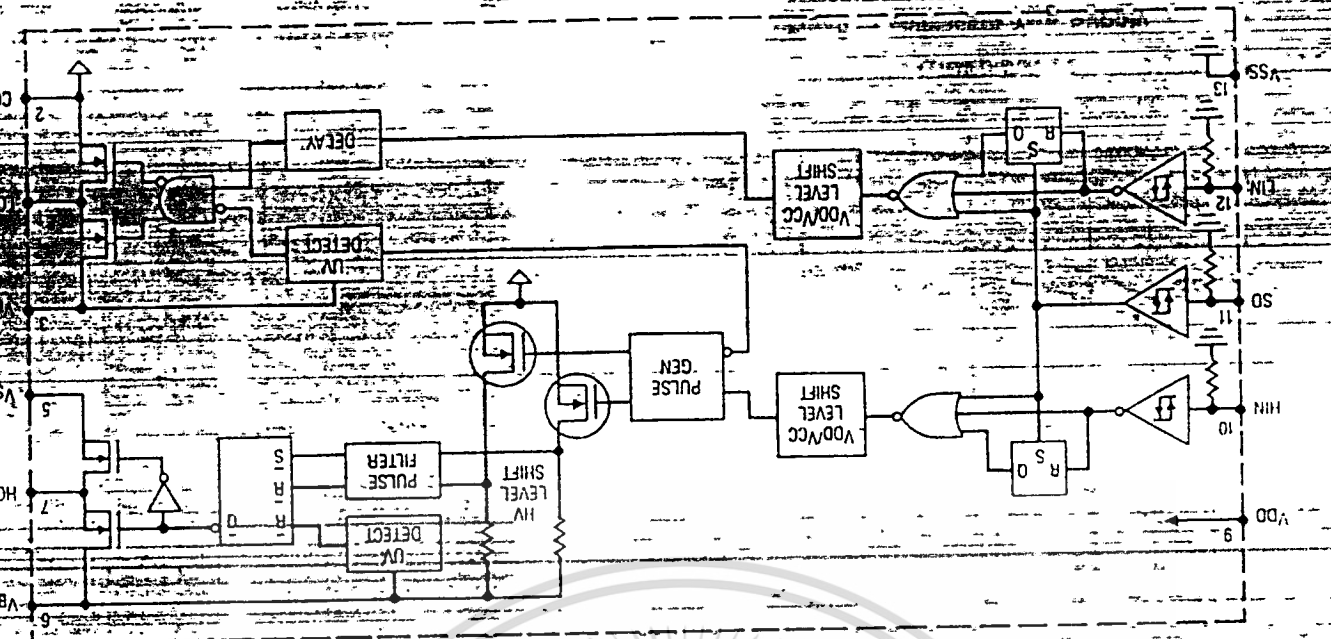
Figure 7. Dual forward converter and switched reluctance motor

Static Electrical Characteristics (VCC, VBS, VDD) = 15V unless otherwise specified.

The V_{IH} and I_{IN} parameters are referred to V_{SS} and are applicable to all three logic input pins: HIN, LIN and SD. The V_{IL}, V_{TH} and I_{IN} parameters are referred to COM or VS and are applicable to the respective output pins: HO or LO.

Symbol	Parameter	T _J = 25°C				T _J = -55 to 150°C					
		Min	Typ	Max	Units	Min	Typ	Max	Units		
V _{IH}	Logic "1" Input Voltage	3.1	—	—	3.3	—	—	—	V		
V _{IL}	Logic "0" Input Voltage	12.6	—	—	13.3	—	—	V			
V _{OH}	High Level-Output Voltage, V _{BIAS} -V _O	0.7	1.2	1.5	0.1	1.2	1.5	V			
V _{OL}	Low Level-Output Voltage, V _O	—	—	0.1	—	—	0.1	V			
I _{LK}	Offset Supply Leakage Current	—	50	—	—	50	—	250	µA		
I _{OBS}	Quiescent V _{BS} Supply Current	—	125	230	—	500	—	500	µA		
I _{OCC}	Quiescent V _{CC} Supply Current	—	180	340	—	600	—	600	µA		
I _{QDD}	Quiescent V _{DD} Supply Current	—	5	30	—	60	—	60	µA		
I _{IN+}	Logic "1" Input Bias Current	—	15	30	—	70	—	70	µA		
I _{IN-}	Logic "0" Input Bias Current	—	—	1	—	10	—	10	µA		
V _{BSV} +	V _{BS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.7	8.7	9.7	—	—	—	—	V		
V _{BSV} -	V _{BS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.3	8.3	9.3	—	—	—	—	V		
V _{CCV} +	V _{CC} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.6	8.6	9.6	—	—	—	—	V		
V _{CCV} -	V _{CC} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.2	8.2	9.2	—	—	—	—	V		
I _{O+}	Output High Short Circuit Pulsed Current	—	—	—	—	—	—	—	A		
I _{O-}	Output Low Short Circuit Pulsed Current	—	—	—	—	—	—	—	A		
Reference		Test Conditions		Units							
Fig. 4		V _{DD} = 5V	V _{DD} = 10V	V _{DD} = 15V	V _{DD} = 20V	V _{DD} = 20V					
Fig. 5		V _B = V _S = 500V									
Fig. 6		V _{IN} = V _{IH} or V _{IL}									
Fig. 7		V _{IN} = V _{IH} or V _{IL}									
Fig. 8		V _{IN} = 15V	V _{IN} = 0V								
Fig. 9		V _{OUT} = 0V, V _{IN} = 15V	V _{OUT} = 15V, V _{IN} = 0V								
		PW <= 10 µs	PW <= 10 µs								

Functional Block Diagram



3 Full Bridge with Current Mode Control

Figure 8 shows an H bridge with cycle-by-cycle current control implemented with current sensing devices on the V side in combination with the shutdown pin of the 2110. The detailed implementation of the current sensing circuit is dependent on the PWM technique used to generate the desired output voltage, the accuracy required, the availability of a negative supply, bandwidth, etc. (Ref. 6, 7 and 8 cover these aspects in greater detail).

As explained in Section 1.1, the shutdown function is implemented so that the power MOSFETs will remain in the off-state as the load current decays through their internal inductances. The latch is reset at the beginning of next cycle, when the power devices are once again commanded on.

Stray inductances (L_1 and L_2 shown by dashed lines in Figure 8), in combination with high di/dt due to fast switching are the cause of the overshoots frequently seen across the power MOSFETs. Decoupling capacitors would cancel out the negative effects of L_1 , L_2 on the other hand, must be reduced with a tight layout. This inductance, together with the forward recovery of the freewheeling diodes, causes the center point to swing outside of the rail voltage, i.e., V_S (pin 5) of the IR2110 would go below COM (pin 2). As mentioned in Section 3, this is allowed to $-5V$ and erratic operation of the high side channel can occur if this limit is substantially exceeded.

The turn-on and turn-off propagation delays of the IR2110 are closely matched (worst case mismatch: 10ns), with the turn-on propagation delay 25ns longer than the turn-off. This, by itself, should insure that no conduction overlap of the power devices would occur, even if the on and off input command coincide. As an added safety margin a resistor-diode network can be added to the gate, as shown with dashed lines in Figure 8. The purpose of this network is to further delay the turn-on, without affecting the turn-off, thereby inserting some additional dead-time.

The resistor-diode network is also useful in reducing the peak of the current spike during the reverse recovery

time. As explained in Ref. 5, this has an impact on power losses, as well as dv/dt and EMI.

Figure 9 shows the waveforms taken from a test circuit laid out as shown in Figure 5a. Operation at 500kHz with the IRF830 HEXFET did not present any problem nor cause any noticeable heating of the IR2110.

4.4 Brushless and Induction Motor Drives

The implementation of a three-phase bridge for motor drives requires a more careful attention to the layout due to the large di/dt components in the waveforms and the fact that switching events occur at 120° intervals. In particular, the driver furthest away from the common grounding point will experience the largest voltage differential between COM and the ground reference. Section 3 and Ref. 2 and 3 deal with this subject in greater detail.

Furthermore, there are several operating conditions that require close scrutiny as potential problem areas. One such condition could occur when a brushless dc motor is operated with locked rotor for an indefinite period of time with one leg of the bridge being off. In this condition the bootstrap capacitor could eventually discharge, depending on the voltage seen by V_S during this period of time. As a result the top power device would not go on when commanded to do so. In most cases this would not be a cause for malfunction, since the lower device would be commanded on next and the bootstrap capacitor would be charged and ready for next cycle. In general, if the design cannot tolerate this type of operation, it can be avoided in one of three ways:

- if the pole has been inactive for some time, the control logic turns on the lower device first;
- the control could be arranged to have a very short "normal" duty cycle even when no conduction is required;
- if a pole can be inactive for a limited and known period of time, the bootstrap capacitor could be sized to hold up the charge for that time.

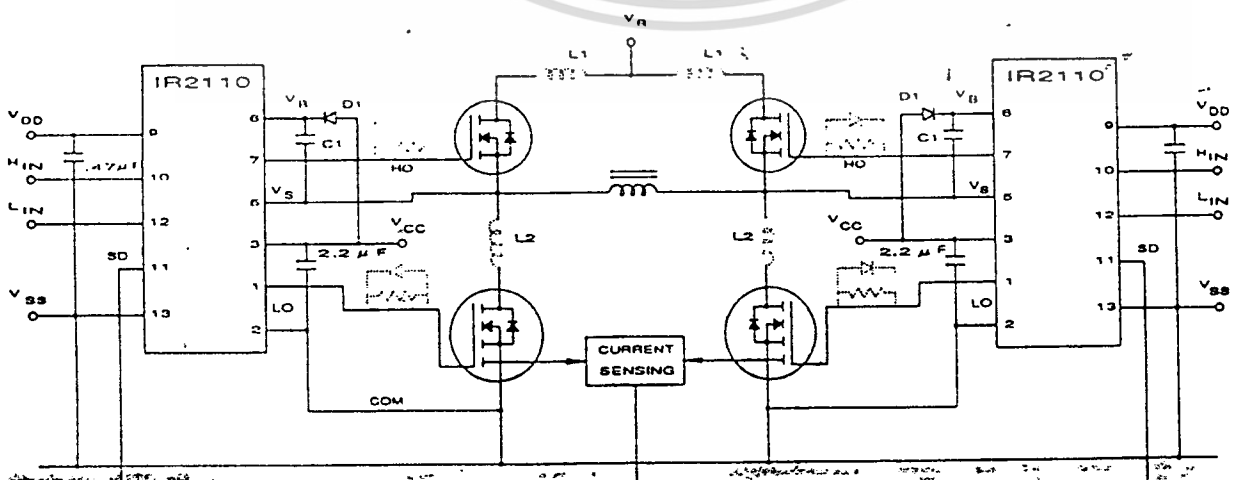


Figure 8. Typical implementation of all H bridge with cycle-by-cycle current mode control

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

If the bridge is part of an induction motor drive that use a PWM technique to synthesize a sine wave, each pole goes through prolonged periods of time with zero or very low duty cycle at low frequency. The bootstrap capacitor should be sized to hold enough charge to go through these periods of time without refreshing.

In circuits like the one shown in Figure 10, the isolation between the high voltage rail and the logic circuitry is supplied by the IR2110 as a reverse biased junction. A breakdown of one of these junctions would have disastrous consequences for the rest of the equipment. In many instances this cannot be allowed and some form of galvanic isolation is mandated by safety considerations or as a form of damage containment. Optoisolators or pulse transformers are frequently used to perform this function. The use of the IR2110 as a driver eliminates the dv/dt requirements that would otherwise be placed on these isolation components and reduces their cost while providing a high performance gate drive capability that is well beyond what these components perform directly.

4.5 Push-Pull

The IR2110 can still make a very useful contribution in applications that do not capitalize on its key feature, the high voltage level shifting and floating gate drive. Convenience, noise resilience between V_{SS} and COM and high speed drive capability are appealing features in most power conditioning applications. The IR2110 can perform the interface and gate drive function with the simple addition of two decoupling capacitors.

4.6 High-Side P-Channel

The IR2110 can also drive a P-Channel device as a high side switch, provided that a negative supply referenced to the positive rail is available, as shown in Figure 11. When operated in this mode, the H_{IN} input becomes active low, i.e. a logic 0 at the input turns on the P-Channel MOSFET.

Whenever V_S (or V_B) are at fixed potential with respect to ground, the power losses mentioned in Section 2.2.d.2 would be zero.

5. Troubleshooting Guidelines

To analyze the waveforms of the floating channel of the IR2110 a differential input oscilloscope is required. It is assumed that any voltage differential not referenced to ground is measured in this way.

It is also assumed that obvious checks have been made, for example:

- Pins are correctly connected and power supplies are decoupled.
- The bootstrap charging diode is ultra-fast, rated for the rail voltage.
- The shutdown pin is grounded.
- Logic inputs do not cause simultaneous conduction of devices, unless the topology requires it.

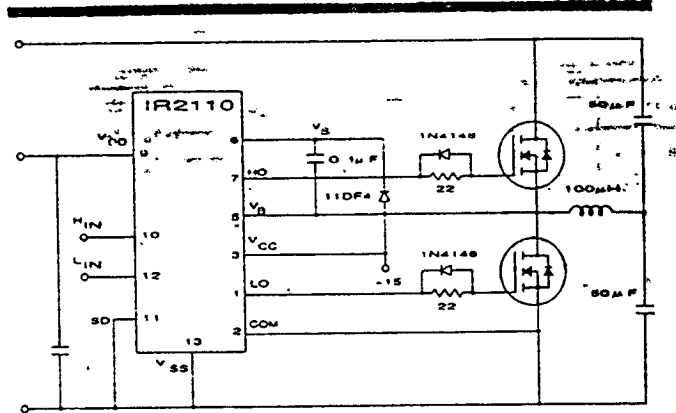


Figure 9a. Test circuit for waveforms shown below

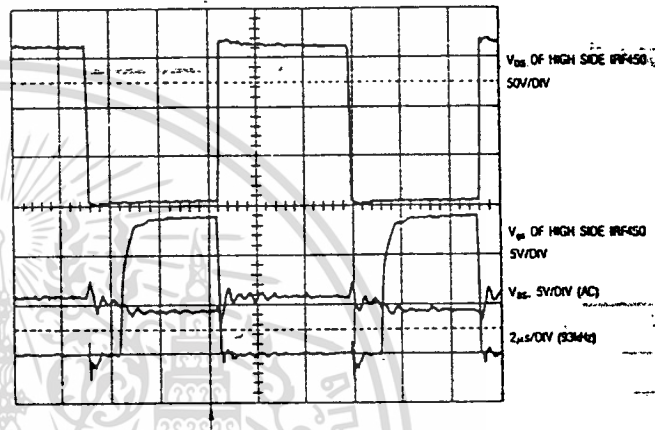


Figure 9b. Waveforms associated with the circuit shown in Figure 9a. IRF450 operated at approximately 100kHz in a 100 μ H inductor.

The voltage drop across the bootstrap capacitor (0.1 μ F) due to the delivery of the gate charge is minimal (approx. 2V).

Due to the inductive nature of the load, the voltage across the HEXFET is close to zero even before gate voltage is present, because its internal diode goes in conduction when the other device goes off.

The resistor-diode network has the effect of slowing down the gate turn-on waveform substantially with minimal effect on the gate turn-off. In this particular operating mode the resistor-diode network does not perform a useful function because the turn-on occurs with zero volts across the HEXFET.

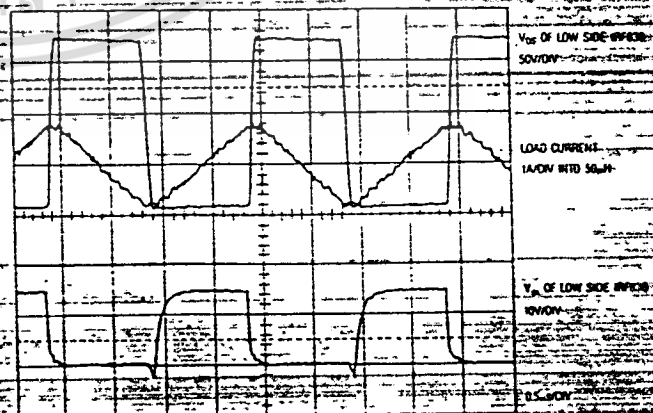


Figure 9c. Waveforms associated with the circuit in Figure 9a. IRF630's operated at 500kHz in a 50 μ H inductor. The negative spike in the gate waveform is due to the forward recovery of the internal rectifier.

Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. Voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still conditions.

Symbol	Parameter	Min	Max	Units	
V _B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	-0.5	V _S +20	V	
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	—	500		
V _{HO}	High Side Output Voltage	V _S -0.5	V _B +0.5		
V _{CC}	Low Side Fixed Supply Voltage	-0.5	20		
V _{LO}	Low Side Output Voltage	-0.5	V _{CC} +0.5		
V _{DD}	Logic Supply Voltage	-0.5	V _{SS} +20		
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	V _{CC} -20	V _{CC} +0.5		
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN, & SD)	V _{SS} -0.5	V _{DD} +0.5		
dV _S /dt	Allowable Offset Supply Voltage Transient (Fig. 16)	—	50		V/ns
P _D	Package Power Dissipation @ T _A <= 25°C (Fig. 19)	—	1.6		W
R _{thJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	—	75	°C/W	
T _J	Junction Temperature	-55	150	°C	
T _S	Storage Temperature	-55	150		
T _L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

Input/Output Logic Timing diagram is shown in Fig. 1. For proper operation the device should be used in the recommended conditions.

V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other conditions are shown in Fig. 2 and 3.

Symbol	Parameter	Min	Max	Units
V _B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	V _S +10	V _S +20	V
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	-4	500	
V _{HO}	High Side Output Voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low Side Fixed Supply Voltage	10	20	
V _{LO}	Low Side Output Voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic Supply Voltage	V _{SS} +5	V _{SS} +20	
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	-5	5	
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	

Dynamic Electrical Characteristics

V_{AS} (V_{CC}, V_B, V_{DD}) = 15V and V_{SS} = COM unless otherwise specified.

Dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit as shown in Fig. 11.

Symbol	Parameter	T _J = 25°C			T _J = -55 to 150°C		Units	Test Conditions	Reference
		Min	Typ	Max	Min	Max			
t _{pd}	Turn-On Propagation Delay	—	120	150	—	260	ns	V _S = 0V	Fig. 12
	Turn-Off Propagation Delay	—	94	125	—	220		V _S = 500V	
	Shutdown Propagation Delay	—	110	140	—	235		V _S = 500V	
t _r	Turn-On Rise Time	—	25	35	—	50	ns	C _L = 1000pf	Fig. 13
	Turn-Off Fall Time	—	17	25	—	40		C _L = 1000pf	
t _{dm}	Delay Matching, HS and LS Turn-On	—	—	10	—	—	ns	H _{on} -L _{on}	Fig. 14
	Delay Matching, HS and LS Turn-Off	—	—	10	—	—		H _{off} -L _{off}	
t _{don}	Deadtime, LS Turn-Off to HS Turn-On	16	26	36	—	—	ns	(H _{on} -L _{off})	Fig. 15
	Deadtime, HS Turn-Off to LS Turn-On	16	26	36	—	—		(L _{on} -H _{off})	

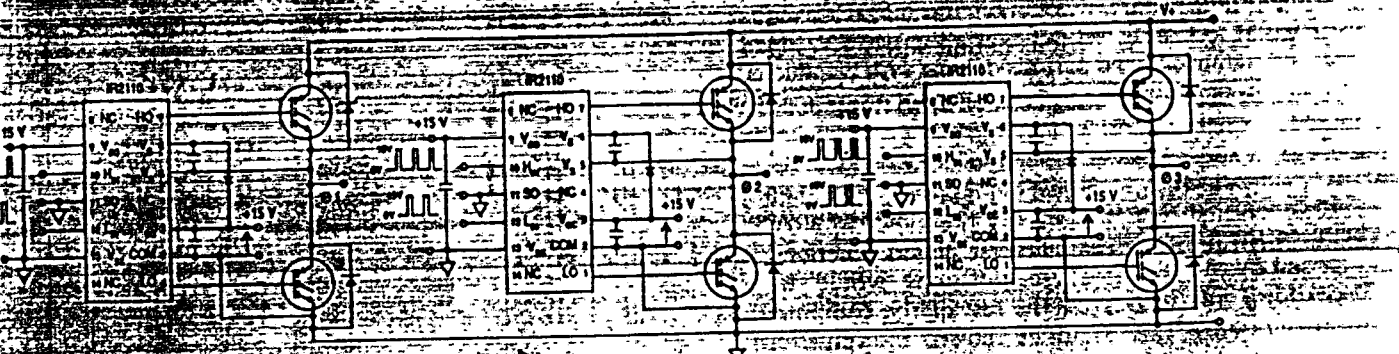


Figure 10: Three-Phase Inverter using three IR2110 devices to drive six IGBTs

TYPICAL PROBLEM	POSSIBLE CAUSE
Drive pulses on lower channel only	Verify that V_{CC} is above the lockout level.
Drive pulses on lower channel only at turn-on	Measure voltage across bootstrap capacitor; it should be above the lockout level. If it is not, check why capacitor doesn't get charged. Insure that capacitor is charged at turn-on.
Drive pulses on lower channel only at turn-on	Verify that V_S doesn't go below COM by more than 5V.
Drive pulses on lower channel only at turn-on	Verify that high side channel does not go in undervoltage lockout.
Drive pulses on lower channel only at turn-on	Verify that dv/dt on V_S with respect to COM does not exceed 50V/ns. If so, switching may need slowing down.
Drive pulses on lower channel only at turn-on	Verify that logic inputs are noise-free with respect to V_{SS} .
Drive pulses on lower channel only at turn-on	Verify that input logic signals are longer than 50ns.
Excessive ringing on gate signal	Reduce inductance of gate drive loop. Use twisted wires, shorten length. If reduction of loop inductance does not bring ringing to acceptable level, add gate resistors.

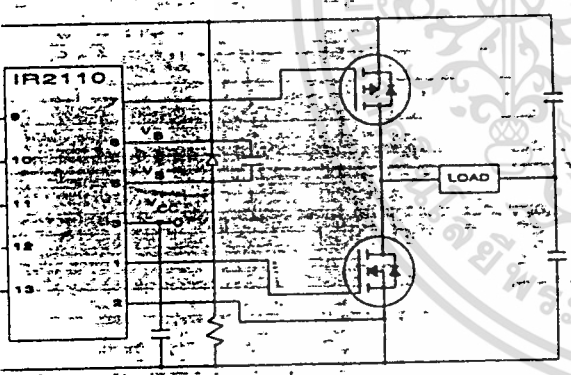


Figure 11: IR2110 driving a high side P-channel

References:

1. Application Note AN-944 "A New Gate Charge Factor"
2. "New High Voltage Bridge Driver Simplifies PWM Inverter Design," by D. Grant, B. Pelly. PCIM Conference 1989
3. "Noise Reduction Techniques in Electronic Systems" by H.W. Ott, John Wiley 1987
4. Application Note An-936 "The Do's and Don't's of using HEXFETs"
5. Application Note AN-967 "PWM Motor Drive with HEXFET-III"
6. Application Note AN-961 "Using HEXSense in Current-Mode Control Power Supplies"
7. Application Note AN-959 "An Introduction to the HEXSense"
8. "Dynamic Performance of Current Sensing Power MOSFETs" by D. Grant and R. Pearce, Electronic Letters, Vol. 24 No. 18, Sept 1, 1988

The information presented in this application note is believed to be accurate and reliable. However, International Rectifier can assume no responsibility for its use or any infringement of patents or other rights of the third parties which may result from its use. No license is granted by implication or other use under any patent or patent rights of International Rectifier. No patent liability shall be incurred for use of the circuits or devices described herein. Data subject to change without notice.

Printed in U.S.A. 0190-M10-S2767



WORLD HEADQUARTERS: 233 KANSAS ST., EL SEGUNDO, CA 90245, U.S.A. (213) 772-2000, TWX, 910-348-6392, TELEX: 472-0403
 EUROPEAN HEADQUARTERS: HURST GREEN, OXTED, SURREY RH8 9BB, ENGLAND TELEPHONE: (0883) 713215, TELEX 95219

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ขอสงวนสิทธิ์ในให้ดัดแปลง 12 หน้า และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INTERNATIONAL RECTIFIER



HIGH VOLTAGE MOS GATE DRIVER

IR2110

General Description

The IR2110 is a high voltage, high speed MOS-gated power device driver with independent high side and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS outputs or with LSTTL outputs using pull-up resistors. Output drivers use low impedance totem-pole arrangement designed for low cross-conduction current spike. Propagation delays for the two channels are matched to simplify use in high frequency application. The floating channel can be used to drive a N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration that operates off high voltage rail up to 500 volts.

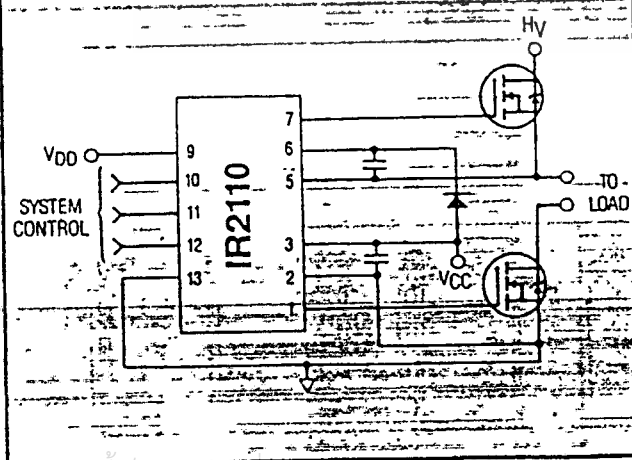
Features

- Floating supply designed for bootstrap operation
 - Operating offset range from -4 to +500V
 - dv/dt immunity rated at $\pm 50V/ns$
 - Quiescent power dissipation of 1.6mW at 15V
- Wide output operating gate drive supply range from 10 to 20V
- Separate logic supply to interface with logic signal
 - Operating supply range from 5 to 20V
 - Logic and power ground operating offset range from -5 to +5V
- CMOS Schmitt-triggered inputs with hysteresis and pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Undervoltage lockout with hysteresis for both channels
- Output totem-pole driver designed to drive MOS-gated power devices
 - Peak current capability at 2A minimum
 - Switching time of 25ns typical into 1000pf load
- Matched propagation delay time for both channels
 - Typical 120ns turn-on delay and 94ns turn-off delay
 - Maximum rated matching differential of $\pm 10ns$
- Latch immune CMOS. Withstand $>2A$ reverse current at I/O pins.

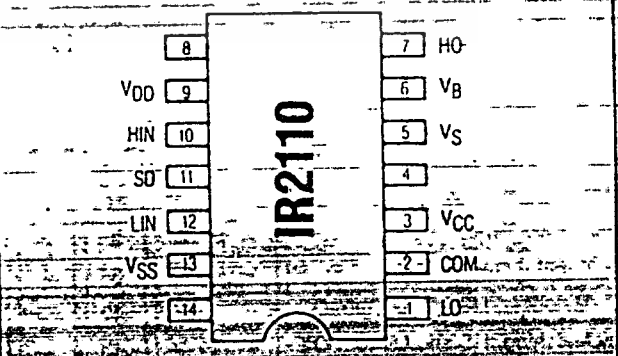
Applications

- High frequency switch-mode power supply
- DC and AC motor drives
- Electronic lamp ballast
- Battery charger
- Induction heating and welding
- Switching amplifier

Typical Connection



Pinout Assignment



For mechanical specifications see back page

เซมิคอนดักเตอร์ที่วางไว้สำหรับใช้กับ...

มีวางจำหน่ายทั้งปลีก และ อีกรหัส...

กิตติกรรมประกาศ

ในการทำโครงการวิจัยในครั้งนี้ ผู้จัดทำขอขอบพระคุณอาจารย์ สมยศ จุณณะปิยะ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้กรุณาให้คำปรึกษาและ ขอขอบพระคุณอาจารย์ สุนันท์ ศรเสนา ที่ได้ให้คำปรึกษาและข้อมูลที่เป็นประโยชน์แก่การทำโครงการ ขอขอบคุณบริษัท แอคคิวเมท จำกัด ที่เอื้อเฟื้ออุปกรณ์และสถานที่ในการทำโครงการ รวมทั้งขอขอบคุณเพื่อนๆที่ช่วยเหลือและเป็นกำลังใจให้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. ผศ. โยธิน เปรมปราชญ์ไรซ์ , “ระบบเซอร์โวและอิเล็กทรอนิกส์คอนโทรลมอเตอร์”
ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้า
คุณทหารลาดกระบัง , 2533
2. ผศ. โยธิน เปรมปราชญ์ไรซ์ , “วิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมมอเตอร์”
ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า
เจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2525
3. วิโรจน์ อัครรังสี , ชัชวาลย์ เต็มฤทธิ์วงศ์ , กรชูลี ใช้สถิตย์ , “ การใช้งานอปแอมป์
และลิเนียร์ไอซี “ บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่นจำกัด(มหาชน) 2521
4. “ Power Interface products designer’s manual , International rectifier ,
California 1990
5. Hexfet power mosfet dedigner’s manual , Internationnal rectifier ,
California 1993