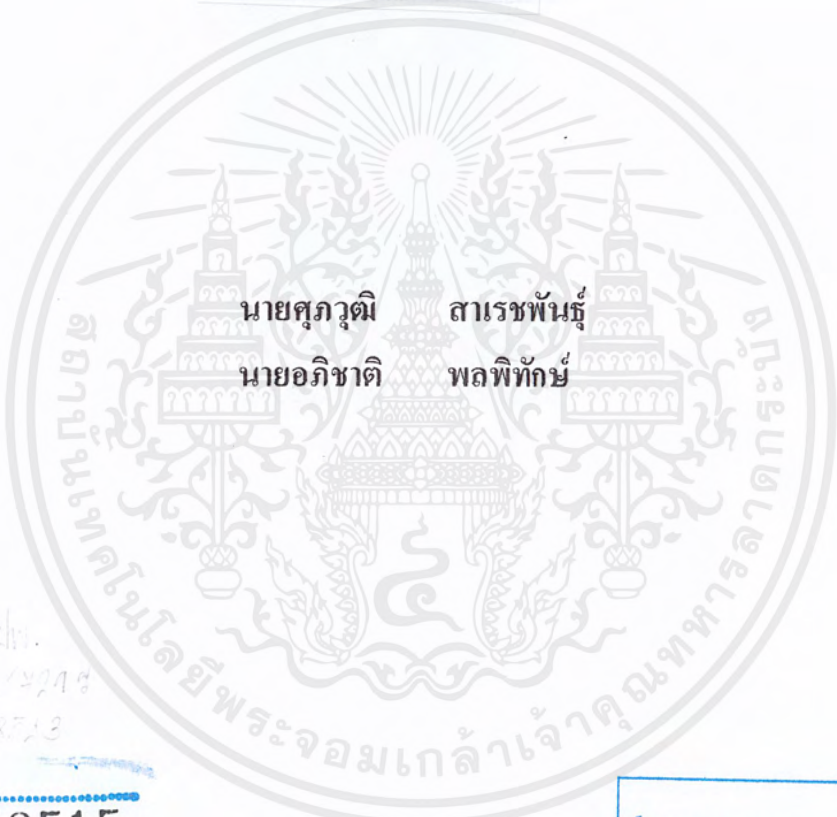


ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง
D.C. MOTOR DRIVE SYSTEM



นายศุภวุฒิ สารเชษฐ์
นายอภิชาติ พลพิทักษ์



พ.ศ.
2544
8523

เลขหนังสือ.....
เลขทะเบียน..... 42515
วัน, เดือน, ปี 24 พ.ค. 2545

b.....
i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม
ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

D.C. MOTOR DRIVE SYSTEM



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR OF ENGINEERING IN INSTRUMENTATION ENGINEERING
DEPARTMENT OF INDUSTRIAL INSTRUMENTATION TECHNOLOGY
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2000


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองปริญญาโท

หัวข้อปริญญาโท ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง
D.C. MOTOR DRIVE SYSTEM
นักศึกษาผู้จัดทำ นายสุภวุฒิ สารพันธ์ รหัสประจำตัว 41012101
นายอภิชาติ พลพิทักษ์ รหัสประจำตัว 41012116
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดคุม
ปีการศึกษา 2543

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท	ลายมือชื่อ
อาจารย์ไสว พงศ์สวัสดิ์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 10 เมษายน พ.ศ. 2544
สถานที่สอบ ณ ห้องสอบปริญญาโท ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

ภาควิชารับรองแล้ว

(ผศ.ประสิทธิ์ จุลสรวิงศ์)
หัวหน้าภาควิชาฯ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญาโท ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง
D.C. MOTOR DRIVE SYSTEM
นักศึกษาผู้จัดทำ นายศุภวุฒิ สารพันธ์
นายอภิชาติ พลพิทักษ์
อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ไสว พงศ์สวัสดิ์
ปีการศึกษา 2543

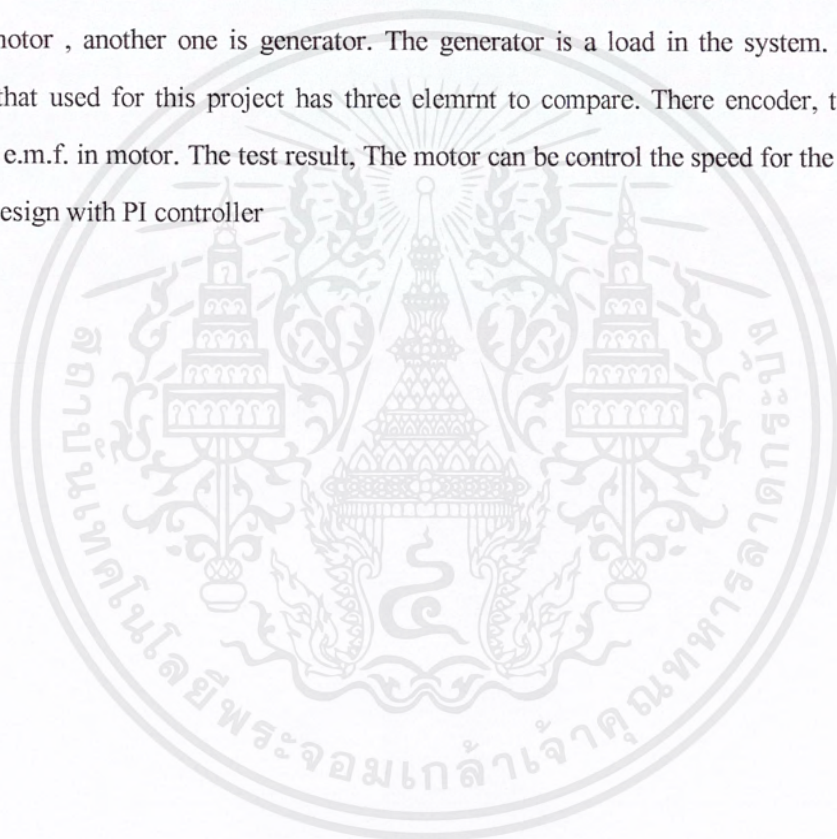
บทคัดย่อ

ปริญญาโทฉบับนี้นำเสนอ การสร้างชุดควบคุม การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยการนำมอเตอร์ 2 ตัวเชื่อมต่อเข้าด้วยกัน ให้ตัวหนึ่งเป็นตัวขับเคลื่อนและอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นโหลด อุปกรณ์ป้องกันในการควบคุมในปริญญาโทนี้ใช้อุปกรณ์ 3 อย่างเปรียบเทียบกับคือ เอนโคเดอร์ , ทาโคเจนเนอร์เรเตอร์ และแรงดันไฟฟ้าด้านกลับของมอเตอร์ จากการทดสอบโดยใช้การควบคุมแบบ PI ทดสอบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ในสถานะที่มีโหลดขนาดต่างๆ สามารถควบคุมให้ได้ตามจุดที่กำหนดได้จริง

Thesis Title D.C. Motor Drive System
Authors Mr.Supawut Sarechapan
Mr.Aphichard Phonphithak
Thesis Advisor Mr.Sawai Pongswatd
Year 2000

ABSTRACT

This Project presented the D.C. driver controller. The two motors are used to coupling. One is motor , another one is generator. The generator is a load in the system. The feedback element that used for this project has three element to compare. There encoder, tachogenerator and back e.m.f. in motor. The test result, The motor can be control the speed for the any condition of lead design with PI controller



กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำปริญยานิพนธ์ ฉบับนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี เพราะได้รับความช่วยเหลือและความเมตตา จากอาจารย์ไสว พงศ์สวัสดิ์ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้ความรู้และคำแนะนำต่างๆ อย่างมากมายรวมทั้งอุปกรณ์ เครื่องมือต่างๆ และสถานที่ปฏิบัติการ และผล.ประภษา อุคคกิม่าพันธุ์ และ อาจารย์อาจินต์ น่วมสำราญ ที่ได้ให้คำแนะนำ วิธีการ และเทคนิคต่างๆ กระผมรู้สึกทราบบ้าง และขอขอบพระคุณอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรมทุกท่าน รวมทั้งเพื่อนๆ และที่ลืมเสียมิได้คือ ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อและคุณแม่อันเป็นที่เคารพรักรยิ่ง และมีพระคุณอย่างสูง ญาติพี่น้องทุกๆ ท่าน คุณค่าและประโยชน์จากปริญยานิพนธ์ฉบับนี้ ขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

คณะผู้จัดทำ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์ของปริญญาโท	1
1.2 ขอบเขตของปริญญาโท	1
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	2
2.1 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	2
2.1.1 แรงบิด (Torque) และ กำลังงาน (Power)	2
2.1.2 แรงดันไฟฟ้าต้านกลับ	4
2.1.3 การแบ่งชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงตามลักษณะการกระตุ้น	5
2.1.4 คุณลักษณะของมอเตอร์	6
2.1.5 การเปรียบเทียบคุณลักษณะของมอเตอร์	8
2.1.6 คุณลักษณะพื้นฐานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	9
2.1.7 พื้นฐานของระบบควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	12
2.2 ทฤษฎีการควบคุม	14
2.2.1 ธรรมชาติของการควบคุม	14
2.2.2 ความหมายของการควบคุมแบบอัตโนมัติ	15
2.2.3 กริยาของการควบคุม	16
2.2.4 การรวมกริยาของการควบคุม	20
2.2.5 การปรับค่าของกริยาควบคุม	21
2.3 ชุดขับเคลื่อน	23
2.3.1 วงจรพัลส์วิดท์โมดูเลชัน (Pulse Width Modulation)	23
2.3.2 ลิเนียร์เพาเวอร์แอมพลิไฟ (Linear Power Amplifier)	26

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.4 ตัวตรวจวัดสัญญาณ (Sensing Element)	30
2.4.1 โปเทนทิโอมิเตอร์	30
2.4.2 ทาโคมิเตอร์	31
2.4.3 เอนโคคเตอร์	32
บทที่ 3 ส่วนต่างๆของโครงการและการออกแบบ	33
3.1 โครงสร้างของระบบ	33
3.2 มอเตอร์	33
3.2.1 ความต้านทานของอาร์เมเจอร์	34
3.2.2 ความเหนี่ยวนำของอาร์เมเจอร์	35
3.2.3 การวัดค่าคงที่ของสมการแรงดันไฟฟ้าต้านกลับ	36
3.3 ชุดขับเคลื่อน (Driver)	36
3.3.1 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมคควบคุมจากแรงดัน	37
3.3.2 กำหนดคาบเวลาการทำงาน	38
3.3.3 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์	38
3.3.4 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ Td	39
3.4 ชุดป้อนกลับ (Feedback Element)	40
3.4.1 ทาโคเจนเนอเรเตอร์ (Tachogenerator)	40
3.4.2 วงจรเปลี่ยนจากความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า	41
3.4.3 แรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (Back e.m.f. : Eg)	43
3.5 ตัวควบคุม (Controller)	45
3.6 แหล่งจ่ายไฟ (Power Supply)	49
บทที่ 4 ผลการทดลอง	50
4.1 คุณลักษณะของมอเตอร์	50
4.1.1 การวัดค่าความต้านทานของอาร์เมเจอร์ (Ra)	50
4.1.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์และความถี่	51
4.1.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์ และแรงดันไฟฟ้าต้านกลับ	54
4.1.4 ค่าคงที่ของสมการแรงบิดของมอเตอร์	56

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
4.1.5 กำลังไฟฟ้า (Power)	57
4.2 ชุดขับเคลื่อน (Driver)	58
4.3 ชุดป้อนกลับ (Feedback Element)	60
4.3.1 ทาโคเจนเนอร์เรเตอร์ (Tachogenerator)	60
4.3.2 วงจรเปลี่ยนจากความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า (Frequency to Voltage)	60
4.3.3 แรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (Back e.m.f. : Eg)	60
4.4 ตัวควบคุม (Controller)	62
4.5 การทดสอบการทำงาน	64
4.5.1 การทดสอบผลตอบสนองทางความเร็ว	64
4.5.2 การการควบคุมความเร็ว	65

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
4.1 แสดงค่าเฉลี่ยความต้านทานในอาร์เมเจอร์	51
4.2 แสดงค่าแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์และความถี่ที่ออกจากเอนโคเดอร์	52
4.3 แสดงค่าแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์และแรงดันไฟฟ้าด้านกลับ	55
4.4 แสดงผลการทดลองวงจรจับเคลื่อน	58
4.5 แสดงผลการทดลองของชุดป้อนกลับ	61
4.6 แสดงการทดสอบโหลดที่ค่าเป้าหมาย 1.3 โวลต์ ความเร็วรอบ 2105 รอบต่อนาที	65
4.7 แสดงการทดสอบโหลดที่ค่าเป้าหมาย 1.5 โวลต์ ความเร็วรอบ 2500 รอบต่อนาที	66



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงความเป็นเครื่องกำเนิดในอาร์เมเจอร์	4
2.2 แสดงวงจรมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกขดกระตุ้น	5
2.3 แสดงวงจรมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน	5
2.4 แสดงวงจรมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม	5
2.5 แสดงวงจรมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสม	6
2.6 แสดงคุณลักษณะมอเตอร์แบบขนาน	6
2.7 แสดงคุณลักษณะมอเตอร์แบบอนุกรม	7
2.8 แสดงวงจรเทียบเคียงของมอเตอร์แบบแยกขดกระตุ้น	9
2.9 แสดงวงจรเทียบเคียงของมอเตอร์แบบอนุกรม	11
2.10 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	12
2.11 แสดงระบบควบคุมแบบอนาล็อก	13
2.12 แสดงระบบควบคุมแบบดิจิทัล	14
2.13 แสดงความซ้ำในการตอบสนองต่อสัญญาณควบคุม	14
2.14 แสดงการควบคุมแบบวงรอบปิดหรือแบบอัตโนมัติ	16
2.15 แสดงบล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมแบบสองตำแหน่ง	17
2.16 แสดงผลตอบสนองของระบบที่อัตราเหลือมกัน $\frac{1}{4}$	23
2.17 แสดงการมือคดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว	23
2.18 แสดงการมือคดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์	24
2.19 แสดงการมือคดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบบไซน์	25
2.20 แสดงระบบยูนิไคเร็คชั่นแนลแอมพลิไฟควบคุมเพียงครี้อครันท์เดียว	28
2.21 แสดงระบบยูนิไคเร็คชั่นแนลแอมพลิไฟที่มีไดนามิคเบรคควบคุมได้สองครี้อครันท์	28
2.22 แสดงระบบไบไดเร็คชั่นแนลแอมพลิไฟควบคุมได้สี่ครี้อครันท์	29
2.23 แสดงภาคเอาต์พุตของลิเนียร์ไบโพลาร์	30
2.24 แสดงภาคเอาต์พุตของลิเนียร์บริดจ์	30
2.25 แสดงไดอะแกรมของการควบคุมตำแหน่งด้วยมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	31
2.26 แสดงการทำงานของทาโคมิเตอร์	31
2.27 แสดงตัวเซ็นเซอร์แบบมีช่องปิด-เปิดให้แสงผ่านได้ช่องเดียวและแบบมีหลายช่อง	32

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	33
3.2 แสดงรูปร่างของโครงการ	33
3.3 แสดงโครงสร้างภายในของมอเตอร์	34
3.4 แสดงคอมมิวเตเตอร์และแปรงถ่าน	34
3.5 แสดงการวัดความต้านทานของอาร์เมเจอร์โดยการวัดโดยตรง	35
3.6 แสดงการวัดความต้านทานของอาร์เมเจอร์โดยการวัดด้วยการทดสอบกระแส	35
3.7 แสดงการวัดค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ด้วยอิมพีแดนซ์บริดจ์	36
3.8 แสดงวิธีการวัดค่าคงที่ของสมการดันไฟฟ้าด้านกลับ	36
3.9 แสดงวงจรควบคุมความเร็วของมอเตอร์	37
3.10 แสดงโครงสร้างภายในและการจัดขาของ IC TL 494	37
3.11 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_t และ C_t ในการกำหนดความถี่	38
3.12 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494	39
3.13 แสดงลักษณะการเลือกใช้อัตัพุดของ TL 494	40
3.14 แสดงวิธีการแบบทาโคเจนเนอร์เรเตอร์	41
3.15 แสดงส่วนประกอบภายในชุดป้อนกลับ	41
3.16 แสดงส่วนของเอนโคเดอร์ที่ตัวมอเตอร์ในโครงการ	42
3.17 แสดงโครงสร้างภายในของเอนโคเดอร์	42
3.18 แสดงโครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ LM 2917	43
3.19 แสดงวงจรที่ทำการประยุกต์ในโครงการ	44
3.20 แสดงวงจรที่นำไปเป็นค่าสัญญาณป้อนกลับ	44
3.21 แสดงระบบตัวควบคุมแบบ PI - Controller	46
3.22 แสดงบล็อกไดอะแกรมและ โบทพล็อตของตัวควบคุมแบบ PI - Controller	47
3.23 แสดงตัวควบคุมแบบ PI - Controller โดยใช้อปแอมป์เพียงตัวเดียว	47
3.24 แสดงตัวควบคุมแบบ PI - Controller แบบแยกส่วนที่ใช้ในโครงการ	48
3.25 แสดงวงจรแหล่งจ่ายไฟ	49
4.1 แสดงรูปมอเตอร์ที่นำมาต่อกัน	50
4.2 แสดงการวัดค่าความต้านทานของอาร์เมเจอร์โดยการหาค่าเฉลี่ย	50
4.3 แสดงวงจรต่อใช้งานของเอนโคเดอร์	52

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.4 แสดงกราฟระหว่างแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์และความถี่ที่ออกจากเอน โคคเตอร์	54
4.5 แสดงวงจรที่นำมาใช้หาค่าแรงดันไฟฟ้าต้านกลับ	54
4.6 แสดงกราฟระหว่างแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์และแรงดันไฟฟ้าต้านกลับ	56
4.7 แสดงวิธีการวัดแรงที่เกิดขึ้นที่เพลา	57
4.8 แสดงวงจรและรูปจริงของชุดขับเคลื่อนของโครงการ	58
4.9 แสดงกราฟผลการทดลองวงจรขับเคลื่อน	59
4.10 แสดงแผ่นวงจรเปลี่ยนจากความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า	60
4.11 แสดงการเปรียบเทียบทั้ง 3 วิธี	61
4.12 แสดงบล็อกไดอะแกรมและวงจรเมื่อใส่เฉพาะเทอม Proportional	62
4.13 แสดงการทดสอบ โหลดกรณีรับค่าเกณฑ์มากเกินไปจนทำให้เกิดการออสซิลเลท	62
4.14 แสดงการทดสอบ โหลดกรณีรับค่าเกณฑ์มากเกินไปจนทำให้เกิดอัตราหน่วงที่ยาวนาน	63
4.15 แสดงการทดสอบ โหลดกรณีรับค่าเกณฑ์ที่ดีที่สุดแล้วแต่ยังไม่ถึงค่าเป้าหมาย	63
4.16 แสดงบล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุมแบบ PI-Controller	63
4.17 วงจรเมื่อใส่เทอม Integral เพิ่มเข้าไป	64
4.18 แสดงการทดสอบ โหลดกรณีรับเทอม Integral มากเกินไป	64
4.19 แสดงผลตอบสนองทางความเร็วที่เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณค่าเป้าหมาย	65
4.20 แสดงการทดสอบ โหลดที่ค่าเป้าหมาย 1.3 โวลต์ โหลดมีค่าความต้านทาน 60 โอห์ม	65
4.21 แสดงการทดสอบ โหลดที่ค่าเป้าหมาย 1.5 โวลต์ โหลดมีค่าความต้านทาน 47 โอห์ม	66

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันนี้วิทยาการ และเทคโนโลยีต่างๆ ได้เจริญก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็ว และได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ซึ่งเทคโนโลยีที่ก้าวหน้านี้ได้นำมาพัฒนาความเจริญก้าวหน้าทางด้านต่างๆ มากมาย เช่น ด้านอุตสาหกรรม ฯลฯ การขับเคลื่อนทางด้านไฟฟ้านั้นถือได้ว่าเป็นมีความสำคัญยิ่งต่อโรงงานอุตสาหกรรม ซึ่งสามารถแยกตามชนิดของมอเตอร์ที่ใช้เป็นต้นกำลังได้ คือ ระบบที่ใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นต้นกำลัง และระบบที่ใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับเป็นต้นกำลัง

ในส่วนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ได้ถูกผลิตขึ้นมามากมาย หลายขนาดแรงดัน ขึ้นอยู่กับลักษณะของงานที่ใช้ ข้อดีของการใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง คือ มีแรงบิดในช่วงเริ่มต้นสูง การควบคุมความเร็วหรือตำแหน่งกระทำได้ง่ายและมีความซับซ้อนน้อย ชุดควบคุมมีราคาถูก การควบคุมความเร็วทำได้ในช่วงกว้าง มีความเที่ยงตรงและมีประสิทธิภาพสูง แต่ก็มีข้อเสีย คือ ต้องมีอุปกรณ์แปลงกระแสไฟฟ้าสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ค่าใช้จ่ายในการซ่อมบำรุงสูงเพราะว่ามีคอมมิวเตเตอร์ มีความเร็วจำกัดอยู่ค่าหนึ่ง

ส่วนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับนั้นมีข้อดี คือ มีราคาถูกกว่าเมื่อคิดเทียบที่กำลังงานเท่ากัน ค่าบำรุงรักษาจะต่ำกว่าเนื่องจากไม่มีคอมมิวเตเตอร์ แต่ก็มีข้อเสีย คือ การควบคุมความเร็วทำได้ในช่วงแคบ ความเที่ยงตรงและประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำ

1.1 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษา และทำชุดขับเคลื่อนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยศึกษาถึงวิธีการออกแบบส่วนควบคุมและชุดขับเคลื่อน และทำการต่อร่วมกันเพื่อควบคุมมอเตอร์ ให้สามารถควบคุมความเร็วได้เมื่อนำไปใช้งานในสถานะที่มีโหลดขนาดต่างๆ กันได้

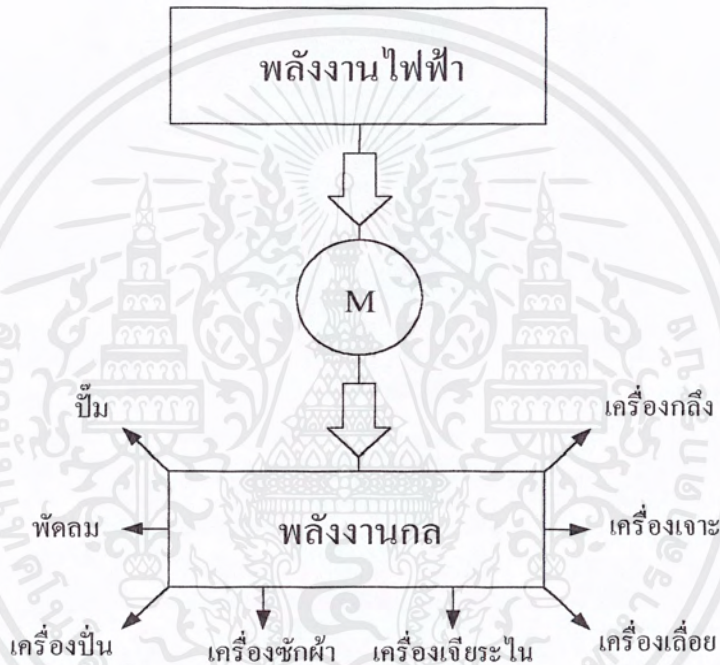
1.2 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยนำมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง 2 ตัว ที่มีคุณสมบัติเหมือนกัน ขนาดเดียวกัน โดยนำเพลามาต่อกัน ให้ตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นมอเตอร์ และอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดจ่ายไปยังโหลด โดยเริ่มจากการศึกษาระบบการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง และระบบขับเคลื่อนไฟฟ้ากระแสตรง จากนั้นทำการหาคุณลักษณะของมอเตอร์ เพื่อกำหนดช่วงที่ต้องการใช้งาน และทำการทดสอบแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้นเมื่อทุกอย่างลงตัวแล้วจึงทำเป็นแผ่นวงจรและทำการทดสอบการทำงาน

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

มอเตอร์ไฟฟ้า คือ ตัวเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้า ให้เป็นพลังงานกลเพื่อนำพลังงานกลที่ได้ไปขับเคลื่อนสิ่งต่างๆ ตามต้องการ อาการทางกลที่เกิดขึ้นก็อาศัยหลักการที่ว่าเมื่อมีกระแสไหลในตัวนำซึ่งอยู่ในสนามแม่เหล็กย่อมทำให้เกิดแรงขึ้น



2.1.1 แรงบิด (Torque) และ กำลังงาน (Power)

แรงบิด (Torque) คือ การหมุนหรือการบิดของโมเมนต์ของแรงๆ หนึ่งที่กระทำรอบแกนอันหนึ่ง วัดได้จากผลคูณของแรงกับรัศมี ณ จุดที่แรงไปกระทำ

พิจารณาวงล้อที่มีรัศมี r เมตรมีแรง F นิวตันมากระทำบนวงล้อนี้ จึงทำให้เกิดการหมุนด้วยความเร็ว S รอบ/วินาที

$$T = F * R \quad (2.1)$$

เมื่อ T = แรงบิด หน่วย นิวตัน-เมตร

F = แรงที่กระทำ หน่วย นิวตัน

r = ระยะทาง หน่วย เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

งานที่ทำได้จากหนึ่งรอบจากแรงนี้

$$W = \text{แรง} * \text{ระยะทาง}$$

$$W = F * 2\pi r \quad (2.2)$$

งานที่ทำต่อวินาที

$$W = F * 2\pi r * S$$

$$= F * r * 2\pi S$$

$$2\pi S = \theta$$

$$W = T * \theta \quad (2.3)$$

กำลังงานที่เกิดขึ้น

$$P = T * \theta$$

(2.4)

แรงที่เกิดขึ้นในอาร์เมเจอร์ (Armature Torque of Motor)

ให้ T_m เป็นแรงบิดที่เกิดขึ้นจากอาร์เมเจอร์ เมื่อมอเตอร์วิ่งด้วยความเร็ว S รอบ/วินาที โดย T_m หน่วยเป็น นิวตัน-เมตร จะได้ว่า

$$P_m = T_m * 2\pi S \quad (2.5)$$

เมื่อ P_m = กำลังงานที่เกิดขึ้นที่อาร์เมเจอร์ หน่วย วัตต์

เรารู้ว่ากำลังไฟฟ้าที่เปลี่ยนไปเป็นกำลังกลในอาร์เมเจอร์ คือ

$$P = E_g * I_a \quad (2.6)$$

จะได้

$$T_m * 2\pi S = E_g * I_a$$

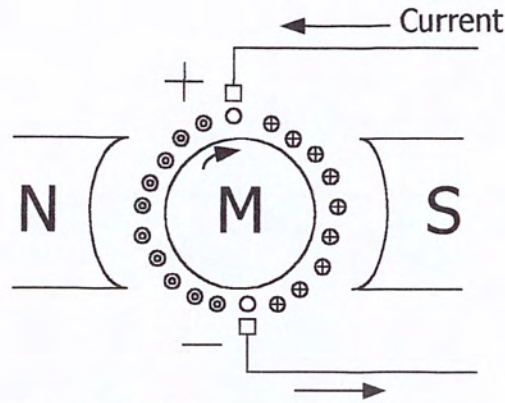
$$T_m = K_t * \phi * I_a \quad (2.7)$$

$$E_g = \frac{\phi Z S P}{a}$$

เมื่อ K_t = ค่าคงที่แรงบิดในมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.2 แรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (Back e.m.f.)



รูปที่ 2.1 ความเป็นเครื่องกำเนิดในมอเตอร์

ให้พิจารณามอเตอร์ดังรูปที่ 2.1 ขณะที่อาร์เมเจอร์หมุนในสนามแม่เหล็ก ทำให้มีแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำเกิดขึ้นบนตัวนำอาร์เมเจอร์ ตามกฎมือขวาของเฟลมมิง ซึ่งมีทิศทางการไหลของกระแสเหนี่ยวนำตรงกันข้ามในลักษณะที่ต่อต้านการไหลของกระแสของมอเตอร์

ด้วยเหตุที่แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นบนตัวนำอาร์เมเจอร์ดังรูปที่ 2.1 ให้กำเนิดกระแสไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ในทิศทางตรงกันข้าม ในลักษณะที่ต่อต้านการไหลของกระแสของมอเตอร์ แรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นนี้จึงเรียกว่า “แรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (Back หรือ Counter electromotive force)”

เมื่อ E_g = แรงดันไฟฟ้าต้านกลับ หน่วย โวลต์

ϕ = เส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้ว หน่วย เวเบอร์

P = จำนวนขั้วแม่เหล็ก หน่วย ขั้ว

n = จำนวนรอบที่มอเตอร์หมุน หน่วย รอบต่อนาที

Z = จำนวนตัวนำบนอาร์เมเจอร์ หน่วย ตัวนำ

a = จำนวนวงจรไฟฟ้าคู่ขนานบนอาร์เมเจอร์ หน่วย ต่อวงจร

K = ค่าคงที่ของมอเตอร์

$$E_g = \frac{\phi P Z n}{60a}$$

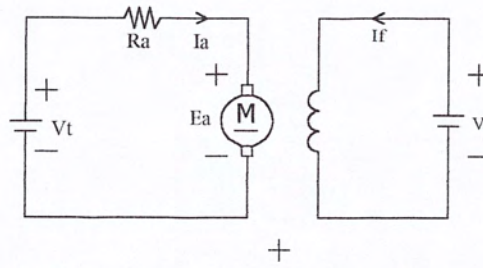
$$E_g = K \phi n \quad (2.8)$$

$$K = \frac{PZ}{60a}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 การแบ่งชนิดของมอเตอร์กระแสตรงตามลักษณะการกระตุ้น

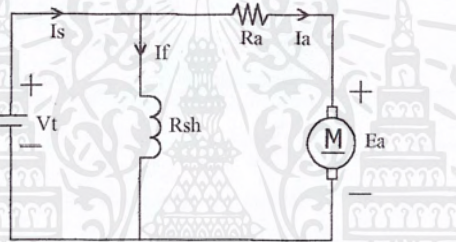
1. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกขดกระตุ้น (Separately excited motor)



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบแยกขดกระตุ้น

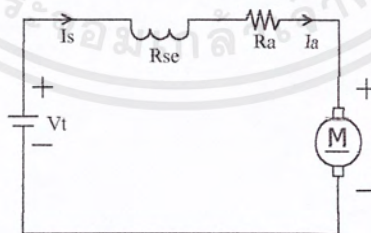
2. มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นด้วยตัวเอง (Self excited motor)

- มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน (shunt motor)



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรมอเตอร์ไฟฟ้าแบบขนาน

- มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม (series motor)



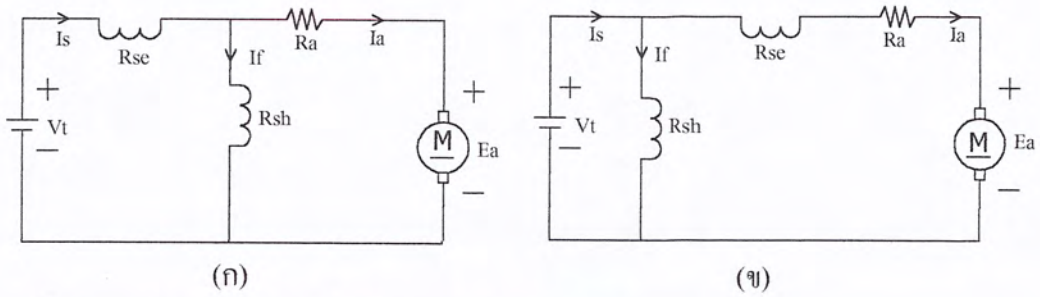
รูปที่ 2.4 แสดงวงจรมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม

- มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสม (compound motor)

* ชนิดขดลวดขนานสั้น (short shunt)

* ชนิดขดลวดขนานยาว (long shunt)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสม

(ก) แบบขดลวดขนานสั้น (short shunt)

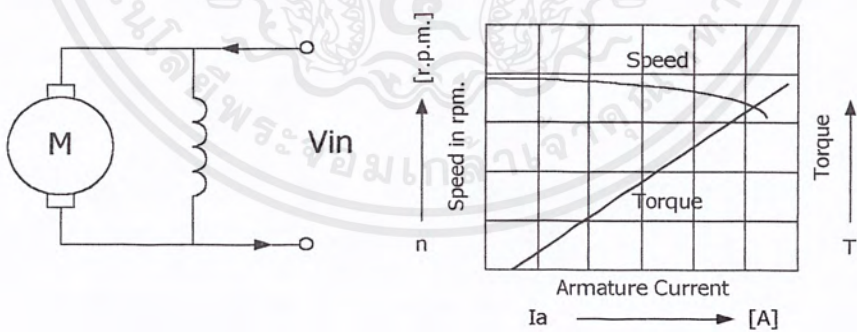
(ข) แบบขดลวดขนานยาว (long shunt)

2.1.4 คุณลักษณะของมอเตอร์

Performance curve คือกราฟหรือ curve ที่แสดงคุณลักษณะประจำตัวต่างๆ ของมอเตอร์แต่ละแบบ โดยแสดงความสัมพันธ์ต่างๆ เหล่านั้น เปรียบเทียบกับกำลังม้าที่มอเตอร์จ่ายออกมา อาทิเช่น ความเร็วกับแรงม้า ประสิทธิภาพกับแรงม้า เป็นต้น ในที่นี้จะกล่าวแยกไปตามแบบของมอเตอร์ที่ใช้ดังนี้

มอเตอร์แบบขนาน (Shunt Motor)

มอเตอร์แบบนี้มีคุณลักษณะประจำตัวที่สำคัญๆ อยู่ 4 อย่าง คือ แรงบิด กระแส ความเร็ว และประสิทธิภาพลักษณะประจำตัวของแต่ละตัวเหล่านี้ต่างก็พล็อตกับกำลังม้าที่มอเตอร์ส่งออกไป



รูปที่ 2.6 คุณลักษณะของมอเตอร์แบบขนาน

จากรูปที่ 2.6 พบว่าในขณะที่มอเตอร์ไม่ได้รับภาระทางกล (mechanical load) นั้น จะมีค่าความเร็วที่ค่าๆ หนึ่ง และความเร็วของมอเตอร์จะไม่วิ่งเคล็ดไป (run away) จากความเร็วปกติ เมื่อทำการตัดภาระทางกลออกไปทันที อย่างไรก็ตาม ความเร็วของมอเตอร์ขณะที่ไม่มีภาระและขณะที่มีภาระเต็มทีนั้น ไม่ได้แตกต่างจากกันไปมากนัก ฉะนั้นจึงถือว่ามอเตอร์มีความเร็วคงที่

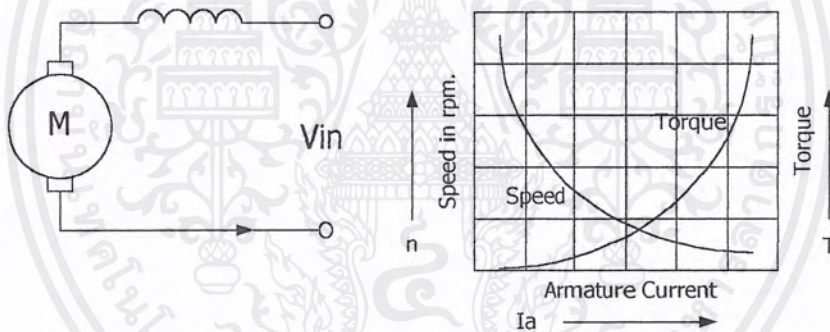
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ดี ความเร็วในช่วงที่นำไปใช้งานนี้ สามารถปรับให้เร็วได้ โดยการต่อความต้านทานอนุกรมเข้ากับสนามขานาน (shunt field)

จากรูปที่ 2.6 พบว่ามอเตอร์จะกินกระแสไฟจำนวนหนึ่งในขณะที่มอเตอร์ยังไม่จ่ายโหลดออกไป ทั้งนี้เพราะต้องนำกำลังไฟจำนวนหนึ่งไปจ่ายให้ส่วนสูญเสียกำลังคงที่นั่นเอง

ในการใช้มอเตอร์ให้เริ่มหมุน (starting) ภาระหรือโหลดของมอเตอร์แบบนี้จะพบว่ามอเตอร์แบบขานานนี้ มีแรงบิดหมุนต่ำกว่าแบบอื่น (มอเตอร์แบบอนุกรมหรือแบบผสม) นั่นคือมีแรงเริ่มหมุนต่ำ ซึ่งไม่ได้หมายความว่ามอเตอร์แบบขานานนี้จะไม่สามารถเริ่มหมุนภาระทางกลที่หนักๆ ได้ แต่หมายความว่ามอเตอร์แบบอนุกรมหรือแบบผสมนั้น สามารถที่จะทำให้ภาระทางกลที่หนักๆ หมุนได้ โดยที่กินกระแสไฟขณะที่ทำให้เริ่มหมุนน้อยกว่านั้นก็คือ การเสียมราคาของมอเตอร์แบบขานานจะมีการเสียมราคามากกว่า ถ้าหากนำไปใช้หมุนภาระที่หนักๆ หมุนขณะที่เริ่มต้น

มอเตอร์แบบอนุกรม (Series Motor)



รูปที่ 2.7 คุณลักษณะของมอเตอร์แบบอนุกรม

Performance curve ของมอเตอร์แบบนี้ก็จะมี curve ต่างๆ ในทำนองเดียวกัน กับ Performance curve ของมอเตอร์แบบขานานนั่นเอง แต่มอเตอร์แบบอนุกรมนี้มีเส้นกราฟแสดงให้เห็นชัดว่าความเร็วจะลดลงอย่างมากเมื่อต้องจ่ายกำลังม้าออกไปมาก ส่วนในขณะที่ไม่ได้จ่ายแรงม้านั้น ความเร็วของมันจะเพิ่มสูงขึ้นอย่างรวดเร็ว เมื่อเปรียบเทียบกับตอนที่จ่ายกำลังไฟเต็มที่ นั่นคือ ความเร็วจะไม่คงที่และจะเปลี่ยนแปลงไปมาก เมื่อต้องจ่ายกำลังกลมาก ฉะนั้นจึงไม่นิยมใช้กับโหลดที่ต้องการให้มีค่าความเร็วคงที่หรือค่อนข้างสม่ำเสมอ

สำหรับกระแสค่าหนึ่งที่มอเตอร์แบบนี้ใช้ในการทำให้เริ่มหมุนนั้นจะปรากฏว่าให้แรงบิดเริ่มแรกมากกว่ามอเตอร์แบบขานานที่ค่ากระแสเดียวกัน ดังนั้นจึงนิยมใช้ในกรณีที่ต้องการโหลดเริ่มแรกที่หนักๆ ดังนั้นจึงเป็นเอกลักษณ์หรือข้อเด่นของมอเตอร์ชนิดนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5 การเปรียบเทียบคุณลักษณะของมอเตอร์

เครื่องกลไฟฟ้าที่มีโครงร่างโครงเดียวกันนั้นย่อมมี Magnetization curve อันเดียวกัน แม้ว่าเครื่องกลไฟฟ้านั้นจะเป็นมอเตอร์แบบอนุกรม ขนาน หรือผสมก็ตาม

การเปรียบเทียบของมอเตอร์แบบขนานกับแบบอนุกรม

- มอเตอร์แบบขนาน คุณลักษณะประจำตัวของมอเตอร์แบบนี้สรุปได้ดังนี้
 - ก.) มอเตอร์แบบนี้ถือว่ามีความเร็วคงที่อย่างพอเพียงในการใช้งาน
 - ข.) แรงบิดเริ่มแรกของมอเตอร์แบบนี้ไม่สูงเหมือนกับมอเตอร์แบบอนุกรม เมื่อเปรียบเทียบในกรณีที่ต้องกินกระแสไฟเท่าๆ กัน

การนำไปใช้งาน

- ใช้กับงานที่ต้องการให้มีความเร็วคงที่โดยประมาณ จากช่วงที่ไม่ได้รับภาระทางกลจนถึงช่วงที่ได้รับภาระทางกลเต็มที่ (full load)
- เมื่อต้องการนำไปหมุนหรือไปขับโหลด ณ ที่ความเร็วต่างๆ กัน โดยที่แต่ละความเร็วนั้น คงที่อยู่กับงานแบบหนึ่งเป็นเวลานานเท่าที่ต้องการใช้กับงานชนิดนั้น เช่น เครื่องกลึง
- มอเตอร์แบบอนุกรม คุณลักษณะประจำตัวของมอเตอร์แบบนี้สรุปได้ดังนี้
 - ก.) มีแรงบิดเริ่มแรกสูงมาก
 - ข.) มีความเร็วต่ำเมื่อต้องการหมุนโหลดมากๆ และมีความเร็วสูงมากจนเป็นอันตรายกับตัวมอเตอร์เองเมื่อมีโหลดต่ำมากๆ

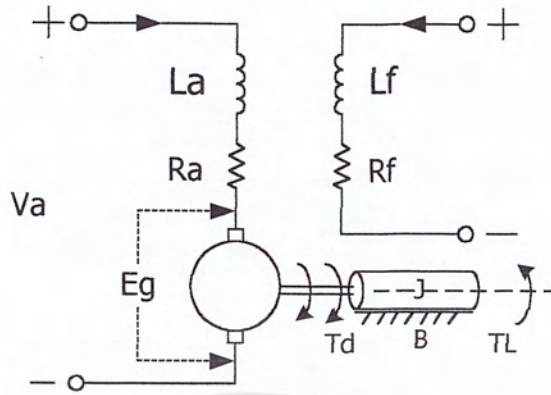
การนำไปใช้งาน

- เมื่อต้องการใช้แรงบิดสูงๆ เช่น ใช้ในการขับรถราง
- เมื่อมอเตอร์สามารถต่อโดยตรงกับโหลด เช่น พัดลม ซึ่งความเร็วจะเพิ่ม ขึ้นได้ก็ต่อเมื่อแรงบิดเพิ่มขึ้น
- ในกรณีที่โหลดนั้นไม่จำเป็นต้องให้ความเร็วคงที่ เมื่อ ได้รับโหลดมากขึ้น ซึ่งเป็นตัวทำให้ความเร็วลดลงไปนั้น กลับกลายเป็นข้อดีของมอเตอร์ เพราะวามอเตอร์จะไม่กินไฟเพิ่มขึ้นมากทั้งๆ ที่แรงบิดนั้นต้องใช้มาก
- มอเตอร์แบบอนุกรมนี้ไม่ควรนำไปใช้กับ โหลดที่มีโอกาสจะเกิดค่าโหลดน้อยๆ ขึ้นมา ดังนั้นจึงไม่ควรนำไปใช้กับปั๊มหนีศูนย์กลาง (Centrifugal pump) หรือขับ โหลดชนิดที่ใช้สายพานเป็นตัวจุด เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.6 คุณลักษณะพื้นฐานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

วงจรเทียบเคียงของมอเตอร์แบบกระตุ้นภายนอกดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 วงจรเทียบเคียงของมอเตอร์แบบกระตุ้นภายนอก

เราสามารถหาค่ากระแสที่ฟลักซ์ชั่วขณะได้จากสมการ

$$V_f = R_f * i_f + L_f * \frac{di_f}{dt} \tag{2.9}$$

หาค่ากระแสที่อาร์เมเจอร์ชั่วขณะได้จากสมการ

$$V_a = R_a * i_a + L_a * \frac{di_a}{dt} + E_g \tag{2.10}$$

แรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (Eg) หรือที่เรียกว่าแรงดันความเร็ว (Speed voltage) มีค่าเป็น

$$E_g = K_e * \omega * i_f \tag{2.11}$$

แรงบิดที่เพลลาของมอเตอร์คือ

$$T = K_t * i_f * i_a \tag{2.12}$$

แรงบิดที่เพลลาของมอเตอร์จะต้องเท่ากับ โทลคของแรงบิด ดังสมการ

$$T = J \frac{d\omega}{dt} + B\omega + T_L \tag{2.13}$$

กำหนดให้

ω = motor speed (rad/s)

B = Viscous friction constant (Nm/rad/s)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

K_e = ค่าคงที่ของแรงดัน (V/A - rad/s)

K_t = ค่าคงที่ของแรงบิด

L_a = ค่าเหนี่ยวนำของอาร์เมเจอร์ (H)

L_f = ค่าเหนี่ยวนำของขดลวดฟิลด์ (H)

R_a = ค่าความต้านทานของอาร์เมเจอร์ (Ω)

R_f = ค่าความต้านทานของฟิลด์ (Ω)

T_L = Load Torque (N-m)

ภายใต้สภาวะคงที่ความแตกต่างทางเวลาของสมการที่ผ่านมาจะเท่ากับศูนย์เป็นผลให้ปริมาณต่างๆ ที่ปรากฏในสมการข้างบนมีค่าเฉลี่ยที่สภาวะคงที่ ดังนี้คือ

$$V_f = R_f * I_f$$

$$E_g = K_e * \omega * I_f$$

$$V_a = R_a * I_a + E_g$$

$$V_a = R_a * I_a + K_e * \omega * I_f$$

$$T = K_t * I_f * I_a$$

$$T = B\omega + T_L$$

สภาวะอิมิตัวสมการกำลัง (Power developed) หาได้จาก

$$P = T * \omega \quad (2.14)$$

ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสของฟิลด์ (I_f) และแรงดันต้านกลับ (E_g) จะไม่เชิงเส้น เนื่องจากการอิมิตัวสนามแม่เหล็ก ความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงแบบแยกขดกระตุ้นหาได้จากสมการ

$$\omega = \frac{V_a - R_a * I_a}{K_e * I_f} = \frac{V_a - R_a * I_a}{K_e * V_f / R_f} \quad (2.15)$$

จากสมการที่ 2.15 ทำให้ทราบว่า การเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์ทำได้โดย

1. ควบคุมแรงดันที่อาร์เมเจอร์ V_a ซึ่งเรียกว่า การควบคุมแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ควบคุมกระแสที่ฟิลด์ ซึ่งเรียกว่า การควบคุมฟิลด์
3. ควบคุมกระแสที่อาร์เมเจอร์ I_a ขณะที่ I_f มีค่าคงที่

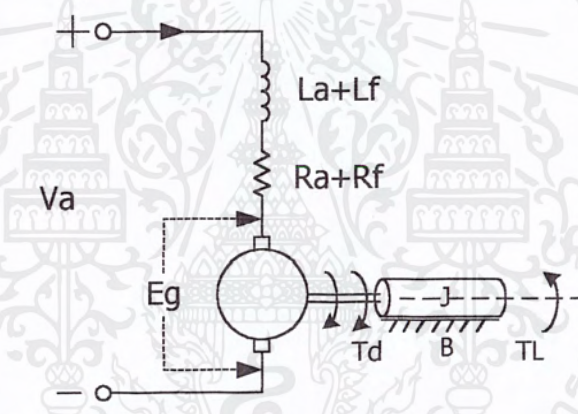
ความเร็วซึ่งสอดคล้องกับค่าพิคคของ V_a , ค่าพิคคของ I_f และค่าพิคคของ I_a เรียกว่า

ความเร็วฐาน (Base Speed)

กรณีความเร็วของมอเตอร์ต่ำกว่าความเร็วฐาน หรือขณะเร่งความเร็วให้ถึงความเร็วฐาน ค่า I_a และ I_f จะคงที่ ดังนั้นความเร็วของมอเตอร์ขณะต่ำกว่าความเร็วฐานจึงขึ้นอยู่กับ การปรับค่า V_a (เพื่อให้ได้แรงบิดคงที่)

กรณีความเร็วของมอเตอร์สูงกว่าความเร็วฐานค่า V_a จะคงที่ ดังนั้นความเร็วของมอเตอร์ จึงขึ้นอยู่กับ การปรับค่า I_f (เพื่อให้ได้แรงบิดคงที่)

วงจรเทียบเคียงของมอเตอร์แบบอนุกรมดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 วงจรเทียบเคียงของมอเตอร์แบบอนุกรม

มอเตอร์อนุกรมจะมีขดลวดฟิลด์ต่ออนุกรมกับขดลวดอาร์เมเจอร์คือ $I_a = I_f$ ขณะที่ สภาวะคงที่ ปริมาณต่างๆ จะมีค่าเฉลี่ยดังนี้

$$E_g = K_e * \omega * I_a$$

$$V_a = R_a * I_a + E_g$$

$$V_a = R_a * I_a + K_e * \omega * I_a$$

$$T = K_t * I_a * I_f$$

$$T = B\omega + T_L$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเร็วของมอเตอร์อนุกรมหาค่าได้จากสมการดังนี้คือ

$$\omega = \frac{V_a - R_a * I_a}{K_e * I_a} \quad (2.16)$$

จากสมการ 2.16 แสดงให้เห็นว่า การเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์อนุกรมทำได้โดย

1. ควบคุมแรงดันที่อาร์เมเจอร์
2. ควบคุมกระแสที่อาร์เมเจอร์

นอกจากนี้สมการ V_a แสดงให้เห็นว่ามอเตอร์อนุกรมมีแรงบิดเริ่มต้นหมุนสูง ด้วยเหตุนี้จึงมักใช้ในการลากจูง เช่น ใช้เป็นมอเตอร์ลากจูงในหัวรถจักรไฟฟ้า เป็นต้น

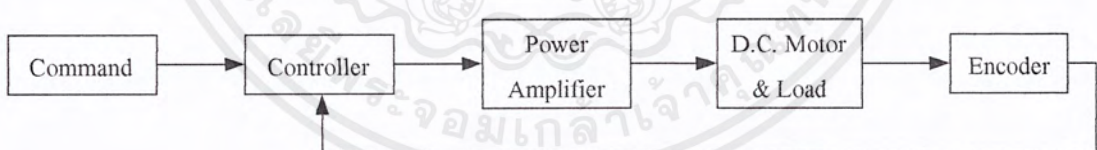
2.1.7 พื้นฐานของระบบควบคุมดิจิทัล

ส่วนประกอบพื้นฐานของระบบควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

แสดงไว้ใน

บล็อกไดอะแกรมดังรูป ที่ 2.10 ซึ่งประกอบด้วยส่วนที่สำคัญ 4 ส่วนคือ

- (1) Controller
- (2) Driver หรือ Power Amplifier
- (3) Feedback Transducer หรือ Encoder
- (4) D.C. Motor และ Load



รูปที่ 2.10 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

ตัวควบคุม เป็นส่วนของระบบ ที่ทำให้เกิดสัญญาณควบคุม ไปควบคุมดิจิทัลมอเตอร์ และโหลด ตัวควบคุมที่ให้เกิดสัญญาณอนาลอกเราเรียกว่าอนาลอกคอนโทรลเลอร์ ส่วนตัวควบคุมที่ให้เกิดสัญญาณควบคุมเป็นดิจิทัลเราเรียกว่าดิจิทัลคอนโทรลเลอร์

วงจรถ่ายเป็น ส่วนประกอบของระบบ ที่อยู่ระหว่างตัวควบคุม กับดิจิทัลมอเตอร์ และโหลดมีหน้าที่ปรับรูปและขยายสัญญาณ ให้เหมาะสมก่อนที่จะป้อนเข้าไปขับดิจิทัลมอเตอร์

และโหลด วงจรไดรเวอร์ส่วนใหญ่ได้แก่ เพาเวอร์แอมพลิไฟซึ่งอาจแบ่งออกเป็นลิเนียร์เพาเวอร์แอมพลิไฟและพัลส์วิดท์โมดูเลชันแอมพลิไฟ

ฟีดแบ็คทรานควิเซอร์หรือเอนโคเดเดอร์ เป็นสิ่งประดิษฐ์ที่ใช้รับรู้หรือตรวจจับสัญญาณเอาต์พุตที่ต้องการ สัญญาณที่ตรวจจับได้นี้จะป้อนกลับไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ทำให้ได้สัญญาณค่าคลาดเคลื่อน ฟีดแบ็คทรานควิเซอร์นั้นแบ่งออกเป็น 2 แบบคือ อนุาลอกทรานควิเซอร์และ ดิจิตอลทรานควิเซอร์

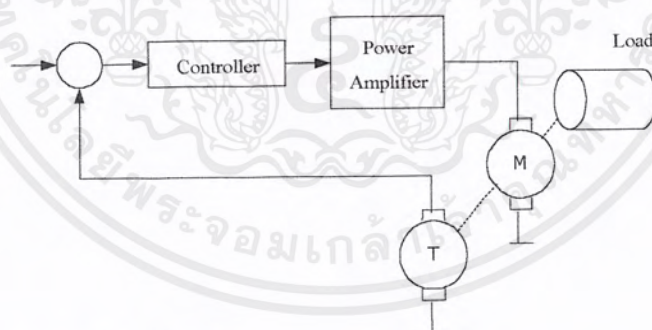
ดีซีมอเตอร์และโหลด คือระบบที่ถูกคอนโทรลหรือส่วนที่ออกแรงทำงานซึ่งจะเป็นเครื่องจักรกลหรืออะไรก็ตามที่ให้อำนาจ

ลักษณะการควบคุมของระบบดีซีมอเตอร์

ระบบการควบคุมดีซีมอเตอร์สามารถที่จะจำแนกลักษณะการควบคุมได้เป็น 2 แบบคือ แบบอนุาลอก และแบบดิจิตอล

ระบบอนุาลอกคอนโทรล

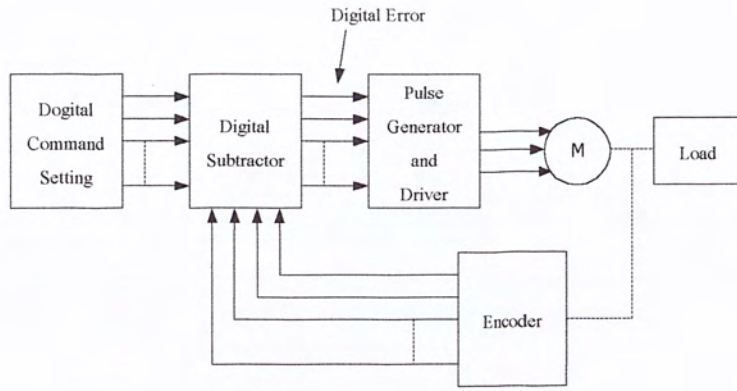
ในวงรอบการควบคุมของอนุาลอกคอนโทรล เอาต์พุตของระบบจะถูกวัดค่าหรือตรวจจับค่าได้เป็นสัดส่วน กับสัญญาณไฟฟ้าที่เป็นสัญญาณอนุาลอก เช่นระบบที่มีการป้อนกลับด้วยทาโคมิเตอร์ แรงดันเอาต์พุตของทาโคมิเตอร์จะเป็นอนุาลอกความเร็วของมอเตอร์ เป็นต้น



รูปที่ 2.11 ระบบอนุาลอกคอนโทรล

ระบบดิจิตอลคอนโทรล

ระบบดิจิตอลคอนโทรล คือ ระบบที่คอนโทรลมีฟีดแบ็คทรานควิเซอร์เป็นดิจิตอลทรานควิเซอร์ที่สามารถวัดสัญญาณไดนามิกควารีเอเบิ้ล เป็นสัญญาณดิจิตอลหรือในรูปของสัญญาณเอนโคดดิ้งของไบนารีคือ สัญญาณเอาต์พุตของดิจิตอลทรานควิเซอร์จะเป็นไค์ดไบนารีป้อนกลับไปควบคุมคอนโทรลเลอร์เพื่อควบคุมให้คุณสมบัติการทำงานของระบบเป็นไปตามต้องการ



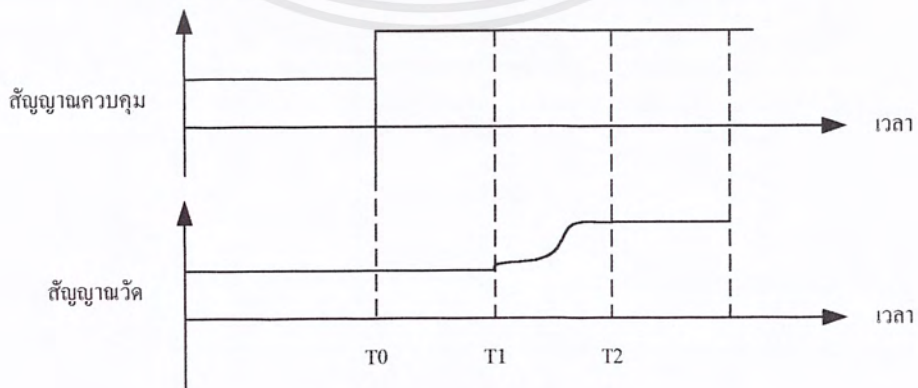
รูปที่ 2.12 ระบบดิจิทัลคอนโทรล

2.2 ทฤษฎีการควบคุม

การควบคุมแบบต่างๆ ที่ใช้ในระบบควบคุมแบบอัตโนมัติ จะทำหน้าที่เปรียบเทียบหาความแตกต่าง (ความคลาดเคลื่อน) ระหว่างค่าเอาต์พุตจริงของระบบกับค่าของอินพุตอ้างอิง จากนั้นจะสร้างสัญญาณควบคุมขึ้น เพื่อที่จะไปทำให้ค่าความคลาดเคลื่อนมีค่าลดลงจนเป็นศูนย์ หรือมีค่าน้อยที่สุด ลักษณะของการสร้างสัญญาณควบคุมของตัวควบคุมนี้จะเรียกว่า “ กริยาควบคุม (Control Action) ”

2.2.1 ธรรมชาติของการควบคุม

ตามรูปที่ 2.13 เมื่อสัญญาณควบคุมเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดที่เวลา สัญญาณของตัวแปรกระบวนการจะคงเดิมจนถึงเวลา ตัวแปรกระบวนการจะค่อยๆ เปลี่ยนไปจนกระทั่งถึงเวลาคงที่ที่เวลา ลักษณะนี้เรียกว่า กระบวนการมีความช้าในการตอบสนอง (Process time lag) ซึ่งอาจแบ่งเป็น Dead time และ Capacity lag time



รูปที่ 2.13 ความช้าในการตอบสนองต่อสัญญาณควบคุม

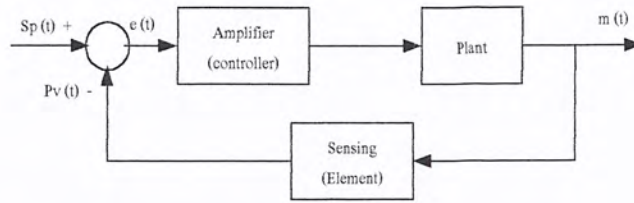
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1) **Dead time** คือ ช่วงเวลาที่นับจากขณะที่สัญญาณควบคุมเปลี่ยนแปลงไปจนกระทั่งสัญญาณวัดของตัวโปรเซสเริ่มเปลี่ยนแปลง ดังรูปที่ 2.13 Dead time มีค่าเท่ากับ $T_1 - T_0$ โดยทั่วไปแล้ว Dead time มักเกิดกับวัตถุที่เคลื่อนที่จากจุดหนึ่งไปยังอีกจุดหนึ่งทำให้ Dead time ขึ้นอยู่กับความเร็วและระยะทางในการเคลื่อนที่ของวัตถุ เราอาจเรียก Dead time ได้ว่าเป็น Distance Velocity lag หรือ Transportation lag ในการควบคุม Dead time จะเป็นเวลาที่ตัวควบคุมต้องรอเพื่อที่จะทราบผลของการเปลี่ยนแปลงสัญญาณควบคุมที่ตัวควบคุมได้ส่งออกไปแล้ว ยิ่ง Dead time มีค่ามาก ทำให้การควบคุมยากขึ้น

2) **Capacity lag** คือ ความเร็ว ในการตอบสนองประเภทนี้จะเป็นตัวจำกัด อัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณวัด อย่างไม่ให้ค่ามากเกินไป ยิ่ง Capacity lag มีค่ามาก อัตราการเปลี่ยนแปลงสูงสุดของสัญญาณวัดยิ่งมีค่าน้อย ช่วงสถานะที่เปลี่ยนแปลงจากสถานะสมดุล (Steady state) เดิมไปสู่สถานะใหม่จะนานขึ้น รูปที่ 2.13 คือ ช่วงระยะระหว่าง T_1 กับ T_2 ในการควบคุมถ้ามีค่า Capacity lag ยิ่งมากสัญญาณวัดจะยิ่งเปลี่ยนแปลงไปอย่างช้าๆ ตัวควบคุมสามารถเปลี่ยนแปลงค่าสัญญาณควบคุมไปต่อต้านการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณได้ง่ายยิ่งขึ้น

2.2.2 ความหมายของการควบคุมอัตโนมัติ

ตัวควบคุมจะทำหน้าที่ ตรวจสอบวัดสัญญาณค่าคลาดเคลื่อน ซึ่งส่วนมากจะเป็นสัญญาณระดับต่ำ ดังนั้น จึงต้องมีการขยาย เพื่อทำหน้าที่ขยายสัญญาณค่าคลาดเคลื่อนให้มีระดับสูงเพียงพอและ เอาต์พุตของตัวควบคุมจะถูกส่งไปยังตัวกระทำ (Actuator) เช่น มอเตอร์ไฟฟ้า วาล์ว นิวแมติกส์ หรืออื่นๆ เป็นต้น รูปที่ 2.14 แสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของตัวควบคุม ซึ่งต่อร่วมกับอุปกรณ์วัดสัญญาณ (Sensing Element) ตัวควบคุมในที่นี้จะประกอบไปด้วยอุปกรณ์วัดความคลาดเคลื่อน (Error Detector) และ ภาคขยาย สำหรับอุปกรณ์วัดสัญญาณนั้นเป็นอุปกรณ์ซึ่งทำหน้าที่แปลงสัญญาณเอาต์พุตไปเป็นสัญญาณที่เหมาะสม เช่น แรงดัน หรือ สัญญาณไฟฟ้า ซึ่งจะเหมาะสมสำหรับเปรียบเทียบค่าของสัญญาณเอาต์พุตกับสัญญาณอ้างอิงได้ อุปกรณ์วัดสัญญาณนี้จะอยู่ในส่วนป้อนกลับ (Feedback Path) ของระบบลูปปิด (Closed Loop) ส่วนค่าที่กำหนดไว้ (Set Point) ของตัวควบคุมนั้นจะถูกแปลงให้เป็นสัญญาณอินพุตอ้างอิง ที่มีหน่วยเดียวกับสัญญาณป้อนกลับที่ได้จากอุปกรณ์วัดสัญญาณ เมื่ออุปกรณ์วัดค่าคลาดเคลื่อนตรวจวัดค่าคลาดเคลื่อนระหว่างสัญญาณอินพุตอ้างอิง และสัญญาณป้อนกลับได้แล้ว ก็จะส่งค่าคลาดเคลื่อนนี้ไปยังภาคขยายสัญญาณเพื่อขยายค่าคลาดเคลื่อนให้มีระดับสูงพอ ที่จะไปทำให้ตัวกระทำในระบบทำงานได้



รูปที่ 2.14 การควบคุมแบบวงรอบปิดหรือแบบอัตโนมัติ

2.2.3 กริยาของการควบคุม

ตัวควบคุมที่ใช้ในงานอุตสาหกรรม สามารถจำแนกออกได้ตามลักษณะของกริยาควบคุมได้ดังนี้

1. กริยาควบคุมแบบสองตำแหน่ง Two-Position
2. กริยาควบคุมแบบ Proportional
3. กริยาควบคุมแบบ Integral
4. กริยาควบคุมแบบ Derivative
5. กริยาควบคุมแบบ Proportional plus Integral
6. กริยาควบคุมแบบ Proportional plus Derivative
7. กริยาควบคุมแบบ Proportional plus Integral plus Derivative

ตัวควบคุมอัตโนมัติที่ใช้ในงานอุตสาหกรรมนั้น ส่วนใหญ่จะใช้ไฟฟ้าหรือแรงดันของของไหล เช่น น้ำมัน หรือ ลมเป็นแหล่งจ่ายกำลัง ดังนั้นตัวควบคุมอัตโนมัติจึงจะแบ่งออกตามลักษณะของกำลังงานในการทำงานของระบบได้ เช่น ตัวควบคุมแบบนิวแมติกส์ (Pneumatic) ตัวควบคุมแบบไฮดรอลิก (Hydraulic) หรือ ตัวควบคุมแบบอิเล็กทรอนิกส์เป็นต้น การตัดสินใจว่าจะเลือกใช้ตัวควบคุมแบบใดนั้น จะต้องพิจารณาจากธรรมชาติของระบบ สภาพการทำงาน ความปลอดภัย ความเที่ยงตรง ความไวใจได้ ราคา ขนาด และ น้ำหนัก และอื่นๆ เป็นต้น

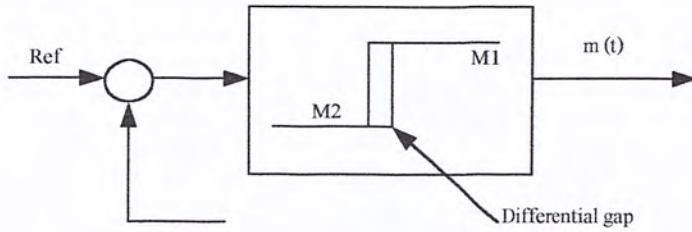
กริยาควบคุมแบบสองตำแหน่ง (Two-Position)

ในระบบการควบคุมแบบสองตำแหน่งนั้น ตัวกระทำจะทำงานในตำแหน่งคงที่ที่เพียงสองตำแหน่งเท่านั้น ในบางครั้งจึงมีชื่อเรียกง่ายๆ ว่า On และ Off การควบคุมแบบสองตำแหน่งนี้จะเป็นการควบคุมแบบง่าย ๆ และราคาไม่แพง ดังนั้นจึงนิยมใช้กันอย่างกว้างขวางในการควบคุมทางอุตสาหกรรมกำหนดให้ตัวควบคุมของสัญญาณเอาต์พุตเป็น $m(t)$ และ สัญญาณค่าคลาดเคลื่อนเป็น $e(t)$ ฉะนั้นในการควบคุมแบบสองตำแหน่งสัญญาณ $m(t)$ จะมีค่าอยู่เพียงค่าสูงสุดหรือค่าต่ำสุดเท่านั้น โดยจะขึ้นอยู่กับว่าสัญญาณค่าคลาดเคลื่อนมีค่าเป็นบวกหรือเป็นลบ นั่นคือ

$$m(t) = M1 \text{ สำหรับ } e(t) > 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m(t) = M2 \text{ สำหรับ } e(t) < 0$$



รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรม ของตัวควบคุมแบบสองตำแหน่ง

รูปที่ 2.15 แสดงถึง บล็อกไดอะแกรม ของตัวควบคุมแบบสองตำแหน่ง และสำหรับช่วง ซึ่งสัญญาณค่าคลาดเคลื่อนเปลี่ยนแปลงไป ก่อนเกิดการเปลี่ยนแปลงตำแหน่ง (Switching) ของการควบคุมนั้นเรียกว่า Differential gap ดังแสดงในรูป 2.15 ช่วง Differential gap นี้เอาต์พุต ของตัวควบคุม $m(t)$ จะยังคงรักษาค่าเดิมอยู่ จนกระทั่งสัญญาณค่าคลาดเคลื่อนเปลี่ยนแปลงไป เล็กน้อยจากค่าศูนย์ในบางกรณี Differential gap นั้นเป็นผลจากการเสียดทานที่ไม่ได้คิดไว้ก่อน แต่ในบางครั้งก็ควรทำให้มีช่วง Differential gap เพื่อป้องกัน On-Off บ่อยเกินไป

กริยาควบคุมแบบ Proportional

ข้อเสียของการควบคุมแบบแบบ On-Off คือ การแกว่งของค่าตัวแปรกระบวนการ รอบๆ ค่าเป้าหมายเนื่องจากสัญญาณควบคุมมีแค่สองค่า (On หรือ Off) ขณะที่สัญญาณวัดมีค่า เข้าใกล้ค่าเป้าหมายสัญญาณควบคุม จะมีค่ามากเกินไป หรือน้อยเกินไปไม่สมดุลกับค่า ความผิดพลาด เพื่อจะกำจัดการแกว่ง เราจึงควรจะกำหนดให้สัญญาณควบคุม มีสัดส่วนเหมาะสม กับขนาดความคลาดเคลื่อนขณะสัญญาณวัดมีค่าเข้าใกล้เป้าหมาย การควบคุมที่ใช้หลักการนี้เรียกว่า Proportional Control ความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณขาออก กับ สัญญาณขาเข้า $Sinp(t)$ มีค่า เป้าหมาย $Soutp(t)$ ใดๆแสดงได้ดังนี้

$$m_p(t) = K_p * e(t) + b \tag{2.17}$$

$m_p(t)$ = สัญญาณขาออก

$e(t)$ = ค่าคลาดเคลื่อน ($Soutp(t) - Sinp(t)$)

$Soutp(t)$ = ค่าเป้าหมาย

$Sinp(t)$ = สัญญาณเข้า

b = สัญญาณควบคุมขณะไม่มีความผิดพลาด ($Soutp(t) = Sinp(t)$)

K_p = Proportional Gain (%)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อัตราการทำงานต่อการคลาดเคลื่อนของ Proportional ถูกกำหนดด้วยค่า Proportional Gain (K_p) เราให้ค่าจำกัดความของ Proportional Gain ว่าเป็นเปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณขาเข้า (กรณีค่าเป้าหมายคงที่) ทำให้สัญญาณขาออกเปลี่ยนแปลงไป 100%

ในการควบคุมแบบ Proportional โดยทั่วไปสัญญาณของกระบวนการ จะมีค่าเท่ากับค่าเป้าหมายที่สภาวะการทำงาน และสภาพแวดล้อมที่สภาวะใดสภาวะหนึ่งเท่านั้น ถ้าสภาวะการทำงานและสภาพแวดล้อมเปลี่ยนแปลงไปจากค่านี้ คือเกิดสิ่งรบกวน สัญญาณวัดจะมีค่าต่างไปจากค่าเป้าหมายที่สภาวะสมดุล ค่าความแตกต่างระหว่างสัญญาณวัด กับค่าเป้าหมายที่สภาวะสมดุล เรียกว่า ออฟเซต (offset) ขนาดของออฟเซตนี้จะขึ้นอยู่กับขนาดของสิ่งรบกวน (Disturbance) และค่า K_p ยิ่ง K_p มีค่าน้อยออฟเซตยิ่งมีค่ามาก ในทางกลับกันถ้า K_p มีค่ามากออฟเซตจะมีค่าลดลง แต่อย่างไรก็ดีถ้าค่า $K_p = \infty$ สัญญาณการวัดก็จะเกิดการแกว่ง เนื่องจากกรณีนี้กรียา Proportional จะทำงานเหมือนเป็น On-Off

ข้อดีของกรียา Proportional เมื่อเทียบกับการควบคุมแบบสองตำแหน่ง ตัวแปรกระบวนการจะมีเสถียรภาพดีกว่า (ไม่แกว่ง) ถ้าเราปรับ K_p ได้เหมาะสม แต่มีข้อเสียคือเกิดออฟเซต การควบคุมแบบนี้จะเหมาะกับกระบวนการที่สิ่งรบกวนมีขนาดไม่มากนัก Dead time มีค่าน้อย และ Capacity lag มีขนาดปานกลาง

กรียาควบคุมแบบ Integral

ในการควบคุมแบบ Integral นั้นค่าของเอาต์พุตของตัวควบคุม $m(t)$ จะมีความสัมพันธ์กับค่าคลาดเคลื่อน $e(t)$ ดังนี้

$$\frac{d}{dt}m_i(t) = K_i * e(t)$$

$$m_i(t) = K_i \int e(t)dt \quad (2.18)$$

เมื่อ $K_i = \text{Integral Gain}$ ที่สามารถปรับค่าได้

การควบคุมแบบ Integral เป็นกริยาหนึ่งที่ใช้กันบ่อยๆ ในระบบการควบคุม โดยมีพื้นฐานเกี่ยวข้องกับเหตุการณ์ ในอดีตของค่าคลาดเคลื่อนที่เกิดขึ้นในการผันแปรทางการควบคุมของการควบคุมนี้ สามารถเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า “โหมกรีเซต (Reset)” ถ้าการควบคุมแบบ Proportional กำหนดการป้อนกลับบนพื้นฐานของค่าคลาดเคลื่อนในอดีตที่เกิดขึ้นดังนั้นเป็นไปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ว่า เมื่อขณะใดขณะหนึ่งถ้าค่าของความคลาดเคลื่อนเป็นศูนย์แล้วการควบคุมแบบ Integral ยังคงถูกป้อนกลับอยู่เพราะเกิดจากค่าคลาดเคลื่อนในอดีต จากนั้นเราสามารถมองเห็นภาพของกริยาแบบนี้ในเทอมของ Integral สามารถคำนวณจากพื้นที่สุทธิ ภายใต้เส้นกราฟค่าความคลาดเคลื่อนต่อเวลา การกระทำเอาต์พุตถูกพบว่าเป็นการคูณด้วยค่าคงที่ซึ่งเรียกว่า “Integral Gain” ดังนี้

$$m_i(t) = K_i * Ae(t) + b_i(0) \quad (2.19)$$

$Ae(t)$ = พื้นที่สุทธิของค่าคลาดเคลื่อนต่อเวลา คำนวณจากเวลา $t=0$

$b_i(0)$ = สัญญาณควบคุมขณะไม่มีคลาดเคลื่อน ที่เวลา $t=0$

กริยาควบคุมแบบ Integral สามารถกำหนดเอาต์พุตอัตโนมัติ เพื่อเผชิญการเปลี่ยนแปลงของโหลดได้

กริยาควบคุมแบบ Derivative

การกระทำในกริยาควบคุมแบบนี้ ถูกพิจารณาว่าเป็นการปฏิบัติการ ของการควบคุมอยู่บนพื้นฐานของอัตราเวลาของการเปลี่ยนแปลงค่าคลาดเคลื่อน ในกรณีที่ค่าคลาดเคลื่อนที่แท้จริงเป็นศูนย์ การกระทำ Derivative ยังจะให้ผลตอบสนองได้ เฉพาะอัตราการเปลี่ยนแปลงค่าคลาดเคลื่อนซึ่งขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงค่าคลาดเคลื่อนนั้นทำให้เรียกย่อยๆว่า “เรทแอกชัน (rate action)” การตอบสนองของการปฏิบัติ Derivative จะไม่ขึ้นอยู่กับค่าคลาดเคลื่อนในขณะนี้โดยเฉพาะ แต่จะขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าคลาดเคลื่อนในขณะนั้น แต่ว่าเพื่อให้กระจายเอาต์พุต จำเป็นต้องปรับค่าบางสิ่ง โดยค่าคลาดเคลื่อนที่กำลังเปลี่ยนแปลงแบบรวดเร็ว นั้นจะประกันได้ว่าเอาต์พุตจะไม่เป็นศูนย์เว้นเสียแต่จะมีเงื่อนไขอื่น

อัตราการเปลี่ยนแปลง ของค่าคลาดเคลื่อนสามารถถูกประมาณ โดยการเอาผลต่างระหว่างค่าคลาดเคลื่อนสองค่าหารด้วยความต่างของเวลา ดังนี้

$$m_d(t) = K_D \frac{e_p(t_1) - e_p(t_0)}{t_1 - t_0} \quad (2.20)$$

K_D = Derivative Gain

$e_p(t_1)$ = ค่าคลาดเคลื่อนที่เวลา t_1

$e_p(t_0)$ = ค่าคลาดเคลื่อนที่เวลา t_0

สังเกตได้ว่า มีเทอมเอาต์พุตของการควบคุมออกมา เมื่อมีอัตราที่เปลี่ยนแปลง ค่าคลาดเคลื่อนเริ่มต้นเป็นศูนย์ ด้วยเหตุนี้การควบคุมแบบ Derivative จะไม่ใช้งานแบบโคเคเดี่ยว เพราะว่าจะไม่ตอบสนองที่ค่าคลาดเคลื่อนคงที่ (fixed error)

2.2.4 การรวมกริยาของการควบคุม

กริยาควบคุมแบบ Proportional Plus Integral

กริยาการควบคุมแบบนี้สามารถแสดงได้ด้วยสมการดังต่อไปนี้

$$m_{PI}(t) = K_p * e(t) + K_p K_I \int_0^t e(t) dt \quad (2.21)$$

K_p และ K_i เป็นค่าที่ปรับได้โดยการปรับ K_i นั้นจะเป็นการปรับกริยาควบคุม Integral ส่วนการปรับค่าของ K_p นั้น จะมีผลต่อส่วน Proportional ซึ่ง Proportional จะมี offset ถ้าเกิดมีสิ่งรบกวนกระบวนการ (Disturbance) เพื่อจะกำจัด offset โดยพนักงานไม่จำเป็นต้องคอยปรับตัวควบคุมบ่อยๆ เราจำเป็นต้องให้ตัวควบคุมที่สามารถปรับค่าไบอัส Bias โดยอัตโนมัติ ขนาดของกริยา Integral ขณะใดขณะหนึ่งจะไม่สัมพันธ์กับค่าคลาดเคลื่อนในขณะนั้น แต่จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับขนาดของค่าคลาดเคลื่อนสะสม ผลของกริยา Integral จะเหมือนกับการปรับค่า Bias จนกระทั่งค่าคลาดเคลื่อนหมดไปอัตราการตอบสนองของกริยา Integral ขึ้นอยู่กับการปรับค่า K_i ยิ่ง K_i มีค่าน้อยลง การตอบสนองยิ่งจะเร็วขึ้น ข้อดีของการเพิ่มกริยา Integral จะเสมือนการเพิ่ม Capacity lag เข้าไปในระบบควบคุมกระบวนการเปลี่ยนแปลงค่าเข้าสู่เป้าหมายได้ช้าลง กริยาการควบคุมแบบ Proportional Plus Integral จึงเหมาะสมกับกระบวนการที่ค่อนข้างไวอยู่แล้ว คือ ทั้ง Dead time และ Capacity lag มีค่าน้อย

กริยาควบคุมแบบ Proportional Plus Derivative

กริยาการควบคุมของตัวแปรควบคุมแบบนี้จะอยู่ในรูปของสมการต่อไปนี้

$$m_{PD}(t) = K_p e(t) + K_p K_D \frac{de(t)}{dt} \quad (2.22)$$

ค่าของ K_p และ K_d นั้น จะเป็นค่าที่สามารถปรับได้ และในบางครั้งจะเรียกกริยาการควบคุมแบบ Derivative ว่า rate control ทั้งนี้เพราะขนาดของสัญญาณเอาต์พุตของกริยาควบคุมนั้นจะเป็นสัดส่วนกับอัตราการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณค่าคลาดเคลื่อน กริยาการควบคุมแบบ Derivative มีลักษณะของการคาดการณ์ล่วงหน้าโดยที่ K_d จะเป็นช่วงเวลาซึ่งกริยาการควบคุมเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แบบ Derivative ถ้าหน้ากริยาการควบคุมแบบ Proportional แต่อย่างไรก็ตามกริยาการควบคุมแบบ Derivative จะคาดการณ์ล่วงหน้าไม่ได้ถ้าการกระทำนั้นยังไม่เกิดขึ้น ถึงแม้ว่ากริยาการควบคุมแบบ Derivative มีข้อดีคือมีลักษณะของการคาดการณ์ล่วงหน้าแต่มันก็มีข้อเสียคือมันจะขยายสัญญาณรบกวน (noise) และอาจจะเป็นสาเหตุให้เกิด saturation ในตัวกระทำได้ นอกจากนี้ตัวควบคุมแบบ Derivative ยังไม่สามารถจะใช้ตัวเดียวโดดๆ ได้ เพราะกริยาการควบคุมของมันจะมีผลเฉพาะช่วงของทรานเซียนส์ (transient) เท่านั้น

กริยาการควบคุมแบบ Proportional Plus Integral Plus Derivative

กริยาการควบคุมแบบนี้ได้จากการรวมเอากริยาการควบคุมแบบ Proportional กริยาการควบคุมแบบ Integral และกริยาการควบคุมแบบ Derivative เข้าด้วยกัน กริยาการควบคุมแบบ PID สามารถแสดงในรูปของสมการได้ดังต่อไปนี้

$$m_{PID}(t) = K_P + K_P K_D \frac{de(t)}{dt} + K_P K_I \int_0^t e(t) dt \quad (2.23)$$

กริยา Integral ในการควบคุมแบบ Proportional Plus Integral จะทำให้ต้องควบคุมค่าตอบสนองต่อค่าคลาดเคลื่อนช้าลง กรณีที่กระบวนการช้าอยู่แล้ว อาจจำเป็นต้องเพิ่มกริยา Derivative เพื่อลดความช้าของระบบควบคุม การเพิ่มกริยาเข้าไปในการควบคุมแบบ Proportional Plus Integral จะทำให้ผลตอบสนองของระบบต่อสิ่งรบกวนไวขึ้น สัญญาณการเปลี่ยนแปลงสู่ค่าเป้าหมายไวขึ้น

2.2.5 การปรับค่าของกริยาควบคุม

การปรับค่าตัวควบคุมเป็นสิ่งที่จำเป็นสำหรับการควบคุมที่ดีที่สุด ในหัวข้อนี้จะได้นำเสนอวิธีการปรับค่าตัวควบคุมเพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่ดีที่สุด วิธีการปรับค่าตัวควบคุมนั้นมีหลายวิธี แต่ไม่ว่าวิธีไหนที่เป็นที่ยอมรับกันว่าดีที่สุด กล่าวคือบางวิธีจะต้องพิจารณาจากผลตอบสนองของระบบ และอาศัยหลักคณิตศาสตร์ในการพิจารณา โดยทั่วไปแล้วการปรับค่าของตัวควบคุมจะพิจารณาจากเงื่อนไขในโดเมนความถี่ ซึ่งจะอยู่ในรูปของ gain margin และ phase margin เงื่อนไขในโดเมนเวลาที่นิยมใช้เพื่อปรับค่าตัวควบคุมมีดังนี้ คือ

1.) อัตราการเสื่อม 1/4 (quarter decay) กล่าวคือ peak overshoot อันแรก (maximum overshoot) ของผลตอบสนองของระบบที่มีการ oscillate จะต้องมิต่ำเท่ากับ 1/4 รูปที่

2.16 แสดงถึงเงื่อนไขนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.) ดัชนีแสดงสมรรถนะแบบ Integral of square error (ISE) ที่มีค่าน้อยที่สุด
สมการของดัชนีสมรรถนะแบบนี้คือ

$$ISE = \int_0^{\infty} [e(t)]^2 dt = \text{min imum}$$

โดยที่ $e(t)$ = ค่าความคลาดเคลื่อน

3.) ดัชนีแสดงสมรรถนะแบบ Integral of absolute error (IAE) ที่มีค่าน้อยที่สุด
สมการของดัชนีสมรรถนะแบบนี้คือ

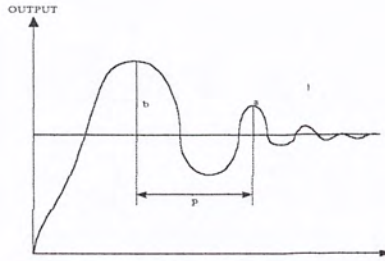
$$AE = \int_0^{\infty} |e(t)| dt = \text{min imum}$$

4.) ดัชนีแสดงสมรรถนะแบบ Integral of time multiplied absolute error (ITAE)
ที่มีค่าน้อยที่สุดนั่นเอง

$$ITAE = \int_0^{\infty} t|e(t)| dt = \text{min imum}$$

เงื่อนไขทั้งสี่แบบที่กล่าวมานี้ นั้น แบบแรกจะเป็นแบบที่สะดวก เพราะสามารถวัดได้จาก
ผลตอบสนองของระบบโดยตรง ส่วนแบบที่สองถึงแบบที่สี่นั้น มีข้อดีคือ มีความแม่นยำสูงกว่า
แบบแรก กล่าวคือค่าต่างๆ ของตัวควบคุมอาจจะมีหลายค่าที่ทำให้ผลตอบสนองมีอัตราเสื่อม 1 / 4
แต่จะมีเพียงค่าเดียวที่ทำให้เงื่อนไขแบบที่สองหรือแบบที่สามหรือแบบที่สี่มีค่าน้อยที่สุด

เงื่อนไขแบบอัตรการเสื่อม 1 / 4 นั้นจะเป็นเงื่อนไขที่ดีในการประนีประนอมระหว่าง
rise time ที่เร็วและ setting time ที่น้อย สำหรับเงื่อนไขแบบที่สองถึงแบบที่สี่นั้น เนื่องจากว่า
ผลตอบสนองของระบบแต่ละระบบจะไม่เหมือนกัน ดังนั้นค่าดัชนีของแต่ละแบบนั้นสามารถ
อธิบายได้ดังนี้คือ เงื่อนไขแบบที่สองซึ่งเป็นดัชนีแสดงสมรรถนะแบบ ISE นั้นถ้าค่าคลาดเคลื่อน
มาก ค่าของดัชนีแสดงสมรรถนะก็จะมาก ดังนั้นการทำให้ดัชนีแสดงสมรรถนะแบบนี้มีค่าน้อย
ที่สุดก็คือ ผลตอบสนองของระบบจะต้องมี rise time ที่น้อยมาก ซึ่งทำให้มีข้อเสียคือมี overshoot
สูง สำหรับเงื่อนไข ITAE ซึ่งเป็นค่าของเวลาคูณกับค่าความคลาดเคลื่อนนั้น ถ้าต้องการทำให้มีค่า
น้อยที่สุดแล้วผลตอบสนองของระบบจะต้องมี setting time ที่น้อยและมีอัตรการหน่วงสูง ส่วน
เงื่อนไขแบบ IAE นั้นจะมีคุณลักษณะใกล้เคียงกับเงื่อนไขแบบอัตรการเสื่อม 1 / 4



รูปที่ 2.16 ผลตอบสนองของระบบที่อัตราเหลือมกัน $\frac{1}{4}$

2.3 ชุดขับเคลื่อน

2.3.1 วงจรพัลส์วิดโมดูเลชัน (Pulse Width Modulation : PWM)

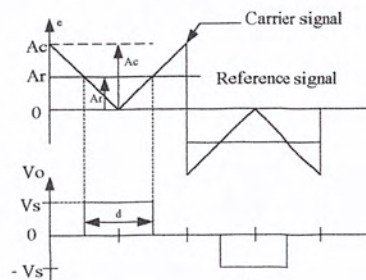
ในการควบคุมความเร็วมอเตอร์ให้คงที่ หรือวงจรสวิตซ์ชัฟฟลาย ที่ควบคุมแรงดันคงที่นิยมใช้ในเทคนิคการควบคุมความกว้างของพัลส์ (PWM) ซึ่งเป็นการควบคุมโดยเปลี่ยนแปลงเวลาที่อุปกรณ์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์ เช่นทรานซิสเตอร์, เพาเวอร์มอสเฟต , ไอจีบีที (IGBT) หรืออื่นๆ นั้นนำกระแส

ลักษณะของ PWM โดยทั่วไปมีอยู่ 3 ลักษณะคือ

1. เปลี่ยนแปลงทั้งความถี่และความกว้างของพัลส์ (Variation of both frequency and pulse width)
2. เปลี่ยนความถี่ โดยความกว้างของพัลส์คงที่ (Constant pulse with variable frequency)
3. เปลี่ยนความกว้าง โดยความถี่คงที่ (Constant frequency with variable pulse)

2.3.1.1 การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว (Single Pulse Width Modulation)

การควบคุมการมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว เป็นการควบคุมความกว้างของพัลส์แรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จำนวน 1 พัลส์ต่อครึ่งไซเคิล



รูปที่ 2.17 การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบเดี่ยว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.17 แสดงการกำเนิดสัญญาณทริกเกอร์ที่เกท และแรงดันเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์เฟสเดียว สังเกตว่าสัญญาณทริกเกอร์ที่เกทเหล่านี้เกิดจากบริเวณจุดตัดกันที่เกิดจากการเปรียบเทียบ) ระหว่างสัญญาณอ้างอิง(Reference Signal) รูปสี่เหลี่ยมขนาด A_c กับสัญญาณพาหะ(Carrier Signal) รูปสามเหลี่ยมขนาด A_r [การเปรียบเทียบของสัญญาณนี้อาศัยไอซี(IC) หรือวงจรสำหรับทำหน้าที่เป็นวงจรเปรียบเทียบ] โดยมีความถี่ของรูปคลื่นพาหะเป็นตัวกำหนดความถี่ของแรงดันเอาต์พุต

การปรับ A_r จาก 0 ถึง A_c ทำให้ความกว้างของพัลส์ (δ) เปลี่ยนแปลงจาก 0 ถึง 180 องศา สำหรับอัตราส่วน A_r ต่อ A_c เป็นตัวแปรควบคุมที่เรียกว่า มีอดดูเลชัน อินเด็กซ์ (Modulation Index; M) เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$M = \frac{A_c}{A_r}$$

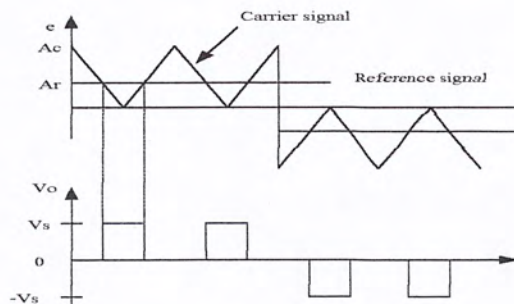
ค่า rms ของแรงดันเอาต์พุตหาได้จาก

$$V_o = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \tag{2.24}$$

2.3.1.2 การมอดดูเลทตามความกว้างพัลส์แบบหลายพัลส์ (Multiple Pulse Width Modulation)

การมอดดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์ หรือ Uniform pulse Width Modulation (UPWM) เป็นการทำให้จำนวนพัลส์ในแต่ละครึ่งไซเคิลของรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตมีจำนวนมากขึ้นกว่าเดิมและลดองค์ประกอบฮาร์โมนิกในรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุต

สัญญาณทริกเกอร์ที่เกท สำหรับใช้ในการเปิด และปิดทรานซิสเตอร์ของการมอดดูเลทประเภทนี้เกิดจากบริเวณจุดตัดระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณพาหะ ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 การมอดดูเลทตามความกว้างของพัลส์แบบหลายพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาจำนวนพัลส์ต่อครึ่งไซเคิล (p) ได้จาก

$$p = \frac{f_c}{2f_o}$$

เมื่อ f_c = ความถี่ของสัญญาณพาหะ

f_o = ความถี่ของเอาต์พุต

นอกจากนี้มอดูเลชัน อินเด็กซ์ (M) ยังเป็นตัวควบคุมแรงดันเอาต์พุต กล่าวคือ การเปลี่ยนของ M จาก 0 เป็น 1 ทำให้ความกว้างของพัลส์เปลี่ยนจาก 0 เป็น π/p และแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนจาก 0 ถึง V_s

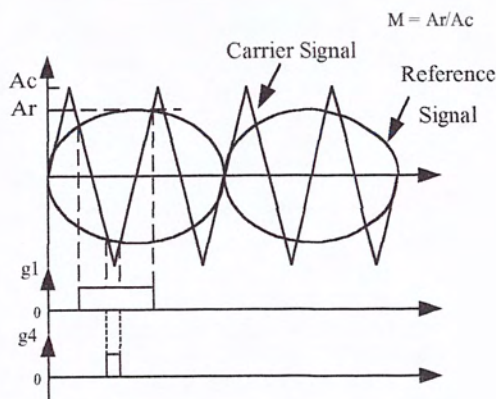
ถ้า δ เป็นความกว้างของแต่ละพัลส์ หาค่า rms ของแรงดันเอาต์พุต ได้จาก

$$V_o = \left[\frac{2p}{2\pi} \int_{(\pi/p-\delta)/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \quad (2.25)$$

2.3.1.3 การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบไซน์ (Sinusoidal Pulse Width Modulation)

การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบไซน์ SPWM คล้ายกับ UPWM แต่ความกว้างของแต่ละพัลส์เปลี่ยนแปลงเป็นสัดส่วนต่อขนาดของรูปคลื่นไซน์

สัญญาณทริกเกอร์ที่เกิดซึ่งเกิดจากการเปรียบเทียบของสัญญาณอ้างอิง (รูปคลื่นไซน์) กับสัญญาณพาหะ (สามเหลี่ยม) ดังรูป 2.19



รูปที่ 2.19 การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์แบบไซน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณอ้างอิงมี 2 สัญญาณและมีมมเฟสต่างกัน 180 องศา เป็นการยืนยันหลักการที่ว่าทรานซิสเตอร์ที่อยู่ในสาขาเดียวกันนั้น ไม่สามารถนำกระแสในเวลาเดียวกันได้ นอกจากนี้ยังแสดงให้เห็นว่าเกิดสัญญาณทริกเกอร์ที่เกทและรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตได้อย่างไร

สัญญาณทริกเกอร์ที่เกิดจากสัญญาณพาหะทิศทางเดียว ซึ่งจะสร้างสัญญาณทริกเกอร์ที่เกทและแรงดันเอาต์พุตคล้ายกับรูป ค่า rms ของแรงดันเอาต์พุตแปรค่าได้ตั้งแต่ 0 ถึง V_s โดยการปรับค่า M จาก 0 ถึง 1 นอกจากนี้ถ้ากำหนดให้ δ_m เป็นความกว้างของพัลส์ลำดับที่ m ก็จะสามารถหาค่า rms ของแรงดันเอาต์พุต ได้จากสมการ ดังนี้คือ

$$V_o = V_s \left(\sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{1/2} \quad (2.26)$$

2.3.2 ลิเนียร์เพาเวอร์แอมพลิไฟ (Linear Power Amplifier)

ลิเนียร์เซอร์โวแอมพลิไฟโดยปกติสร้างขึ้น เพื่อใช้เป็นอุปกรณ์ขยายแบบลิเนียร์เช่นเดียวกันกับ ออปแอมป์ หรือ ดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟที่ใช้ไปกระตุ้นภาคเพาเวอร์ให้ไปขับมอเตอร์ ภาคเพาเวอร์จะมีการป้อนกลับแบบวงรอบปิด เพื่อให้พารามิเตอร์ที่ต้องการได้แก่ มอเตอร์โวลต์เตจ กระแสของมอเตอร์หรือพารามิเตอร์ทั้งสองดังกล่าวมีความเป็นเชิงเส้น ในกรณีนี้ความไม่เป็นเชิงเส้นและครีฟที่เกิดขึ้น จากอุณหภูมิในภาคเพาเวอร์จะลดลง โดยอัตราขยายรูปของระบบนอกจากนั้น ออปแอมป์ยังมักใช้เป็นเสมือนการชดเชย หรือใช้เป็นซัมมิ่งแอมพลิไฟ ทำหน้าที่เหมือนกับจุดรวมของสัญญาณบังคับ และสัญญาณป้อนกลับของระบบ ซึ่งได้แก่สัญญาณที่ได้จากอนาลอกทาโคมิเตอร์ (ในระบบการบังคับความเร็ว) และสร้างสัญญาณเออร์เรอร์ซึ่งจะถูกขยายโดยภาคเพาเวอร์เพื่อไปแก้พารามิเตอร์ที่ต้องการบังคับให้มีค่าที่ถูกต้อง

ลิเนียร์แอมพลิไฟจะเป็นตัวควบคุมแรงดันหรือกระแสของมอเตอร์ โดยการบังคับขนาดแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ ดังนั้นมันจะเป็นตัวที่ลดแรงดันเอาไว้ ซึ่งเท่ากับผลต่างของแหล่งจ่ายแรงดันกับแรงดันที่มอเตอร์ใช้งานจริงในขณะที่มีกระแสที่เหมาะสมไหลผ่าน กำลังงานจะสูญเสียในเอาต์พุตทรานซิสเตอร์เป็นจำนวนมาก โดยเฉพาะขณะที่มอเตอร์วิ่งที่ความเร็วต่ำ แรงบิดสูง เพราะขณะนั้น แรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ต่ำกระแสจึงสูง เป็นความแตกต่างที่เห็นได้ชัดเมื่อเทียบกับสวิทชิงแอมพลิไฟ สวิทชิงแอมพลิไฟควบคุม โวลต์เตจของมอเตอร์โดยปรับ duty cycle ของโวลต์เตจที่จ่ายให้กับมอเตอร์และให้มันทำงานทุกๆภาวะอิมตัวหรือที่ภาวะออฟ ดังนั้นการสูญเสียของกำลังงานจะน้อยในแต่ละภาวะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานสูงขึ้น อย่างไรก็ตาม สวิทชิงแอมพลิไฟก็สร้างปัญหาใหม่ขึ้นมาอีก เพื่อหลีกเลี่ยงการสูญเสียการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิตช์ที่ความถี่สูง ค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์(หรือภายนอก) ต้องมีค่าน้อย ดังนั้นจึงเป็นการเพิ่ม time constant ของระบบ ซึ่งจะทำให้แบนด์วิดท์ของระบบลดลงด้วย นอกจากนี้ยังเกิดปัญหาการรบกวนของสนามแม่เหล็ก (EMI) ซึ่งมักจะเกิดขึ้นรุนแรงทำให้ระบบเกิดการความยุ่งยากและทำงานผิดพลาดขึ้นได้ ดังนั้นจึงเป็นการยากที่จะตัดสินใจว่าแอมพลิไฟฟิไนคไหนดีกว่ากัน

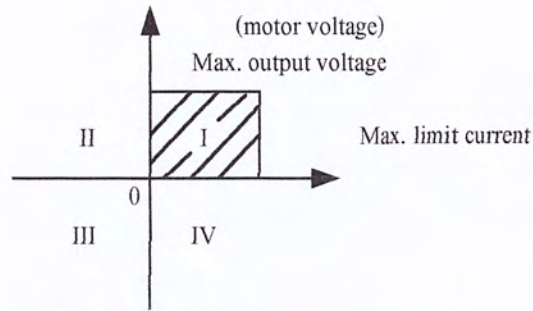
ลิเนียร์แอมพลิไฟตามปกตินิยมใช้ในระบบที่มีแบนด์วิดท์กว้างและกำลังงานต่ำ (น้อยกว่า 2-3 วัตต์) และมักจะใช้สำหรับขับเคลื่อนขดลวดหมุนของมอเตอร์ที่มีความละเอียดต่ำ ให้เพิ่มกระแสด้วยอัตราเร่งสูงในช่วงเวลาอันสั้น (2-3 มิลลิวินาที) ซึ่งกระแสพิกัดที่กำหนดไว้ของเอาต์พุตทรานซิสเตอร์อาจจะยังใช้งานได้ดี ในทางตรงกันข้ามสวิตซ์เชิงแอมพลิไฟ โดยทั่วไปมักจะใช้ในระบบที่ใหญ่ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งระบบดังกล่าวต้องการขยายช่วงการทำงานที่ความเร็วต่ำ และมีแรงบิดสูงซึ่งจะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานอย่างมากในลิเนียร์แอมพลิไฟ

ลิเนียร์แอมพลิไฟอาจจำแนกตามหน้าที่จะแบ่งได้เป็น : ยูนิไดเรกชันแนลและไบไดเรกชันแนลแอมพลิไฟ แบ่งตามโครงสร้างได้เป็น : ไบโพลาร์และบริดจ์ หรือถ้าแบ่งตามทรานสเฟอร์ฟังก์ชันได้เป็นแรงดันและกระแสแอมพลิไฟ

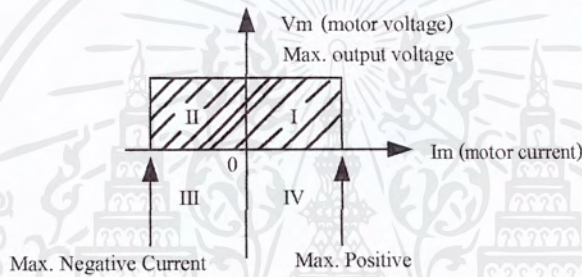
2.3.2.1 ยูนิไดเรกชันแนลเซอร์โวแอมพลิไฟ (Unidirectional Servo Amplifier)

ยูนิไดเรกชันแนลแอมพลิไฟเป็นเครื่องขยายแบบง่ายที่สุด ของลิเนียร์แอมพลิไฟและใช้ในระบบที่มอเตอร์ถูกขับให้หมุนได้ในทิศทางเดียว นั่นคือ ลิเนียร์ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของแอมพลิไฟแบบนี้จะทำงานอยู่ในควอเตอร์แรกเท่านั้น และไม่สามารถให้แรงดันหรือกระแสไหลกลับทิศทางได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.20 ระบบดังกล่าวแสดงคุณสมบัติการทำงาน โดยสามารถเพิ่มอัตราเร่งได้อย่างรวดเร็ว แต่สามารถลดความเร็วลงได้อย่างเชื่องช้า เนื่องจากมอเตอร์จะลดความเร็วลงได้ ด้วยแรงเสียดทานและ viscous damping ของระบบเพียงเท่านั้น การเพิ่มไดนามิกเบรคเข้าในระบบ สามารถทำให้ยูนิไดเรกชันแนลแอมพลิไฟทำงานได้สองควอเตอร์ การหมุนของมอเตอร์ยังคงเป็นทิศทางเดียว แต่สามารถกลับทิศทางการไหลของกระแสของมอเตอร์โดยตัดกระแสขับเคลื่อนมอเตอร์ออกและให้ทางเดินของกระแส ซึ่งเกิดจากแรงดันย้อนกลับของมอเตอร์ (motor back emf) ในทิศทางตรงกันข้ามกระแสที่ใช้สำหรับลดความเร็วลงเป็นฟังก์ชันกับแรงดันย้อนกลับ(back emf) ดังนั้นมันจึงเป็นฟังก์ชันความเร็วและให้คุณสมบัติสามารถลดความเร็วลงได้อย่างมาก เมื่อมอเตอร์หมุนอยู่ที่ความเร็วสูง และความสามารถในการหน่วงความเร็วลงนี้จะลดลงเป็นศูนย์ เมื่อมอเตอร์มีความเร็วเข้าใกล้ศูนย์ การทำงานในควอเตอร์ที่ 2 นี้ เป็นลักษณะของการทำงานเพียงชั่วขณะเท่านั้น และใช้งานได้เฉพาะขณะที่ ระบบต้องการลดความเร็วลงจากความเร็วที่เป็นอยู่ เพื่อทำให้เกิดกระแสวนหรือกระแสต้านการหมุนของมอเตอร์ตามที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.20 ระบบยูนิโคเร็กซ์ันแนลแอมพลิไฟควบคุมเพียงครีอครันท์เดียว

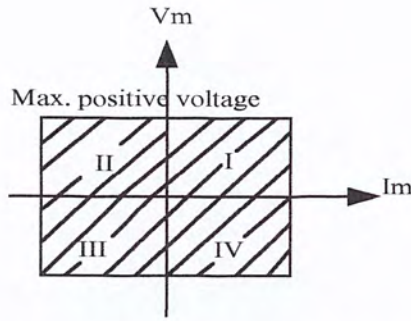


รูปที่ 2.21 ระบบยูนิโคเร็กซ์ันแนลแอมพลิไฟที่มีไดนามิกเบรคควบคุมได้สองครีอครันท์

2.3.2.2 ไบโคเร็กซ์ันแนลเซอร์โวแอมพลิไฟ (Bidirectional Servo Amplifier)

ไบโคเร็กซ์ันแนลเซอร์โวแอมพลิไฟ สามารถทำให้มอเตอร์ทำงานได้สองทิศทาง และมีลิเนียร์ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันตลอดถึงช่วงความเร็วเป็นศูนย์ แอมพลิไฟแบบนี้สามารถควบคุมได้เต็มทั้ง 4 ครีอครันท์ดังรูปที่ 2.22 และสามารถป้อนแรงดันและกระแสทั้งชั่วบวกหรือลบให้กับมอเตอร์ได้ ไบโคเร็กซ์ันแนลแอมพลิไฟแบบพื้นฐาน 2 แบบได้แก่ ลิเนียร์ไบโพลาร์และลิเนียร์บริดจ์ ซึ่งแบ่งออกตามลักษณะโครงสร้างของเอาต์พุต ไบโพลาร์แอมพลิไฟจะใช้เพาเวอร์ซัพพลายถึงสองลักษณะสำหรับการทำงานแบบตรงและกลับ แรงดันที่ป้อนให้มอเตอร์เท่ากับผลต่างระหว่างแรงดันที่แหล่งจ่ายและแรงดันตกคร่อมคอลเลกเตอร์-อิมิตเตอร์ของ Q_1 และ Q_2 ในขณะที่ตัวหนึ่งตัวไดนากระแสเนื่องด้วยลิเนียร์แอมพลิไฟโดยทั่วไปมีประสิทธิภาพไม่ค่อยดีนัก โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ภาวะความเร็วต่ำแรงบิดสูง ซึ่งในภาวะนี้กระแสจะไหลสูง และแรงดันตกคร่อมเอาต์พุตทรานซิสเตอร์สูงด้วย ดังนั้นในระบบใหญ่จำเป็นต้องใช้ตัวระบายความร้อนขนาดใหญ่หรือใช้พัดลมสำหรับระบายความร้อนด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



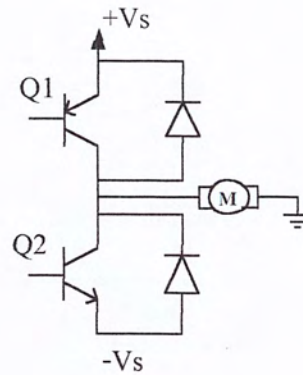
รูปที่ 2.22 ไบโพลาร์ชั้นแอมป์โอเอเอ็มพีไฟควมคุมได้ 4 ควอดรันท์

ลิเนียร์ไบโพลาร์แอมป์โอเอเอ็มพีไฟเป็นแอมป์โอเอเอ็มพีไฟ ที่ออกแบบได้ง่ายกว่าลิเนียร์บริดจ์ แต่การออกแบบไบโพลาร์มีข้อเสียที่สำคัญหลายข้อซึ่งควรจะได้ประเมินข้อดีข้อเสียของระบบเสียก่อน

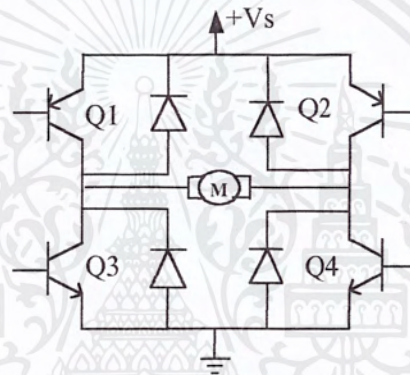
1. แหล่งจ่ายเป็นแบบไบโพลาร์คือมีสองขั้ว บวกและลบ
2. ค่า V_{CEO} ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องสูงกว่าผลบวกของแหล่งจ่ายแรงดันทั้งสอง ($2V_s$)
3. ลิเนียร์ไบโพลาร์แอมป์โอเอเอ็มพีไฟจะต้องทนต่อฟอร์เวอร์ด์ไบอัสเบรคดาวน์ ที่สองเอาต์พุตเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อาจจะเสียได้ ในช่วงการลดความเร็วลงของโหลด ที่มีความเฉื่อยสูงจากความเร็วสูงๆ

ลิเนียร์บริดจ์จะใช้แหล่งจ่ายเพียงขั้วเดียวคือ บวกหรือลบ เพื่อป้อนให้กับมอเตอร์ซึ่งแรงดันที่ป้อนให้มอเตอร์นี้จะมีขนาดเกือบเท่ากับแรงดันของแหล่งจ่าย ในวงจรบริดจ์ Q_1 และ Q_4 จะนำกระแสเมื่อมอเตอร์ได้รับแรงดันให้หมุนไปในทิศทางหนึ่งและ Q_2 และ Q_3 จะนำกระแสเมื่อมอเตอร์ได้รับแรงดันให้หมุนไปในทิศทางตรงข้าม ดังนั้นแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์แต่ละตัวที่นำกระแสจะเท่ากับครึ่งหนึ่ง (แรงดันที่แหล่งจ่าย-แรงดันตกคร่อมมอเตอร์) โครงสร้างของลิเนียร์บริดจ์ต้องการให้ V_{CEO} ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าสูงกว่า V_s ตามรูป 2.23 หรือรูป 2.24 ฟรีวิลลิงไดโอดตกคร่อม Q_1 และ Q_2 สำหรับไบโพลาร์และตกคร่อม Q_1 และ Q_4 สำหรับบริดจ์ ไดโอดจะเป็นตัวกดให้แรงดันเอาต์พุตลดลงเท่ากับแรงดันตกคร่อมไดโอด ที่เป็นบวกหรือเป็นลบมากกว่า $\pm V_s$ สำหรับไบโพลาร์ และสำหรับบริดจ์ไดโอดจะกดแรงดันแต่ละขาของบริดจ์เพื่อให้แรงดันตกคร่อมไดโอดตัวหนึ่งเป็นบวกมากกว่า V_s กับให้แรงดันตกคร่อมไดโอดอีกตัวหนึ่งมีค่าต่ำกว่ากราวด์ ดังนั้นเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์จะไม่ขึ้นอยู่กัแรงดันผลักดันที่มีค่ามากกว่า V_s หลายเท่าสำหรับบริดจ์และเท่ากับ $2V_s$ สำหรับไบโพลาร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.23 ภาคเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์โพลาร์



รูปที่ 2.24 ภาคเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์บริดจ์

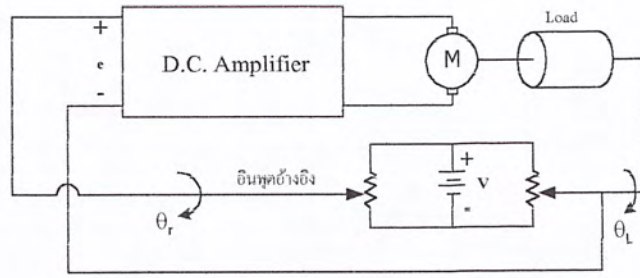
2.4 ตัวตรวจวัดสัญญาณ (Sensing Element)

เซ็นเซอร์และเอนโคเดอร์เป็นส่วนประกอบที่สำคัญในระบบควบคุม ที่มีกรป้อนกลับ ในระบบควบคุมแบบวงรอบเปิด เอนโคเดอร์มักจะใช้สำหรับตรวจสอบคุณสมบัติ การทำงานของระบบ ส่วนในระบบควบคุมแบบวงรอบปิดเซ็นเซอร์และเอนโคเดอร์ใช้เป็นตัวป้อนกลับ เพื่อการควบคุมยกตัวอย่างเช่น

2.4.1 โปเทนทิโอมิเตอร์

โปเทนทิโอมิเตอร์เป็นเครื่องมือที่เปลี่ยนพลังงานกลไปเป็นพลังงานไฟฟ้า อินพุตที่ป้อนเข้า โปเทนทิโอมิเตอร์จะอยู่ในรูปของการเคลื่อนที่แบบเชิงกล และอาจเป็นการเคลื่อนที่แบบหมุนรอบหรือเคลื่อนที่เป็นเชิงเส้นก็ได้ เมื่อป้อนแรงดันไฟฟ้าเข้าที่ปลายข้างที่อยู่กับที่ของโปเทนทิโอมิเตอร์ แรงดันเอาต์พุตจะได้ออกมาที่ปลายของส่วนที่เคลื่อนที่ของโปเทนทิโอมิเตอร์ ซึ่งจะแปรผันโดยตรงกับความเร็วของการหมุนหรือระยะของการเคลื่อนที่เป็นเชิงเส้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



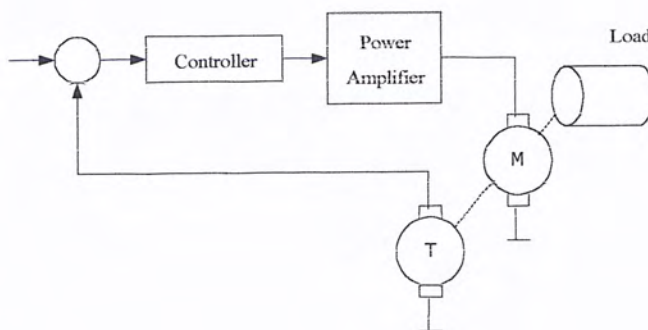
รูปที่ 2.25 แสดงถึงไดอะแกรมของการควบคุมตำแหน่งด้วยดีซีมอเตอร์

ในระบบควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง เรามักจะใช้โปเทนทิโอมิเตอร์ สำหรับการควบคุมตำแหน่งวงรอบเปิด ดังรูปที่ 2.20 แสดงถึงไดอะแกรมของการควบคุมตำแหน่งด้วยมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โปเทนทิโอมิเตอร์จะถูกใช้เป็นส่วนป้อนกลับเพื่อเปรียบเทียบตำแหน่งของโหลดกับตำแหน่งอ้างอิงที่ต้องการ ผลต่างที่ได้จากการเปรียบเทียบโปเทนทิโอมิเตอร์จะกำเนิดสัญญาณค่าคลาดเคลื่อนออกมาเป็นแรงดัน นำไปขยายเพื่อไปขับเคลื่อนมอเตอร์และไปขับ โหลดให้อยู่ในตำแหน่งที่ต้องการ

2.4.2 ทาโคมิเตอร์

ทาโคมิเตอร์เป็นเครื่องมือที่สามารถแปลงพลังงานกลไปเป็นพลังงานไฟฟ้า และให้กำเนิดแรงดันเอาต์พุตที่เป็นสัดส่วนกับขนาดของความเร็วเชิงมุม ในระบบการควบคุมมอเตอร์ โดยทั่วไปจะใช้ทาโคมิเตอร์เป็นตัวแสดงความเร็ว เพื่ออ่านค่าความเร็วของเพลาของมอเตอร์หรือเพื่อป้อนความเร็วกลับสำหรับการควบคุมความเร็วหรือสำหรับทำให้เสถียรภาพของระบบดีขึ้น

ดีซีทาโคมิเตอร์สามารถใช้เป็นตัวป้อนกลับ ความเร็วของเพลาของมอเตอร์ เพื่อเปรียบเทียบ แล้วขยายผลต่างที่ได้ให้ไปขับมอเตอร์ ในระบบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยการต่อทาโคมิเตอร์เข้ากับเพลาของมอเตอร์โดยตรงแสดงดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.26 การทำงานของทาโคมิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.3 เอนโคเดอร์

ในระบบการควบคุมตำแหน่ง หรือความเร็วของมอเตอร์ต้องใช้เอนโคเดอร์ สำหรับรักษาตำแหน่งและสำหรับสร้างสัญญาณป้อนกลับ โดยที่ตัวเอนโคเดอร์จะสร้างสัญญาณพัลส์ ที่แปรผันตรงกับการหมุนของเพลา ซึ่งสามารถนำไปใช้ในการรับรู้ความเร็วของเพลามอเตอร์ ในรูปของอัตราจำนวนพัลส์

เอนโคเดอร์ประกอบด้วยส่วนที่สำคัญ คือตัวกำเนิดแสง จานหมุน (rotary disk) จานอยู่กับที่และตัวเซ็นเซอร์ บนแผ่นจานหมุนทำเป็นช่องโดยรอบดังรูป 2.27 และบนแผ่นอยู่กับที่ จะมีช่องสำหรับให้แสงผ่านตรงข้ามไปยังตัวเซ็นเซอร์ ถ้าเป็นเอนโคเดอร์ที่ใช้วัดความเร็วต่ำ ไม่ต้องมีแผ่นอยู่กับที่ก็ได้ ส่วนตัวกำเนิดแสงอาจเป็นหลอดไฟหรือ LED ก็ได้



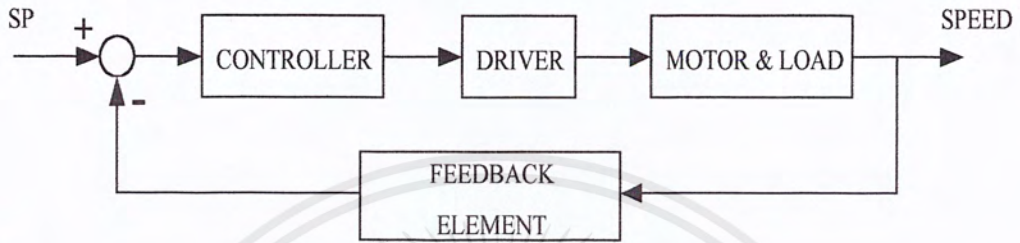
รูปที่ 2.27 แสดงถึงตัวเซ็นเซอร์แบบมีช่องปิดเปิดให้แสงผ่านได้ช่องเดียวและแบบมีหลายช่อง

โดยทั่วไปแล้ว สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจากเอนโคเดอร์โดยตรง จะมีระดับไม่เพียงพอ ในการควบคุมหรือสำหรับประมวลสัญญาณ ดังนั้นจึงต้องมีวงจรมีขยาย และแปลงรูปร่างรูปคลื่น สัญญาณต่อไว้ในตัวเอนโคเดอร์ด้วยเสมอ สัญญาณรูปคลื่นที่ได้จากตัวเซ็นเซอร์ปกติแล้วจะเป็น รูปสัญญาณสามเหลี่ยมหรือรูปสัญญาณซายน์ขึ้นอยู่กับความละเอียดที่ต้องการ รูปสัญญาณเหล่านี้ สามารถทำให้เป็นสัญญาณรูปสี่เหลี่ยมได้ โดยการต่อตัวคอมพาราเตอร์เข้ากับลิเนียร์แอมพลิไฟ ของเอนโคเดอร์ก็จะได้เอาต์พุตของเป็นรูปสี่เหลี่ยมตามต้องการ

บทที่ 3

ส่วนต่างๆ ของโครงการและการออกแบบ

3.1 โครงสร้างของระบบ



รูปที่ 3.1 Block Diagram ระบบการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

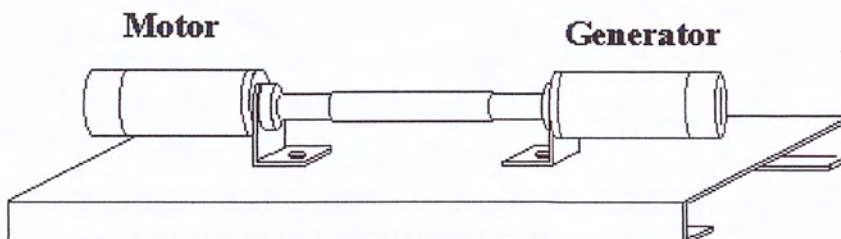
การทำงานของ Block Diagram

เมื่อเราป้อนสัญญาณค่าเป้าหมาย(Set Point)และส่งสัญญาณไปยังอุปกรณ์ป้อนกลับนำไปเปรียบเทียบกับค่าเป้าหมายจะได้ค่าคลาดเคลื่อนออกมาให้กับตัวควบคุม ตัวควบคุมจะทำการชดเชยสัญญาณให้เข้าสู่ค่าเป้าหมายส่งไปยังชุดขับเคลื่อน โดยใช้วงจร Pulse Width Modulation ส่งสัญญาณให้กับชุดแอมพลิไฟเออร์ ในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ต่อไป

ยกตัวอย่างเช่น ในกรณีที่ต่อโหลดเข้ามา จะทำให้ความเร็วของมอเตอร์ลดลง สัญญาณจากอุปกรณ์ป้อนกลับก็จะลดลง จึงเกิดค่าคลาดเคลื่อนเพิ่มขึ้น ตัวควบคุมก็จะทำการชดเชยสัญญาณให้สู่ค่าเป้าหมายส่งให้กับชุดขับเคลื่อนต่อไป

3.2 มอเตอร์

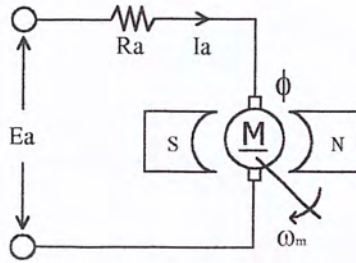
โดยการนำเพลลาของมอเตอร์ 2 ตัว มาต่อร่วมกัน (Coupling) โดยตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นมอเตอร์ และอีกตัวหนึ่งทำหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดจ่ายไปยังโหลด



รูปที่ 3.2 รูปร่างของโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอเตอร์ที่ใช้เป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยจะต้องทำการศึกษาคณลักษณะของมอเตอร์ตัวนี้ก่อนว่ามีขีดจำกัดการทำงานสูงสุดเท่าใด โดยจะทำการทดสอบมอเตอร์จากการวัดค่าต่างๆ



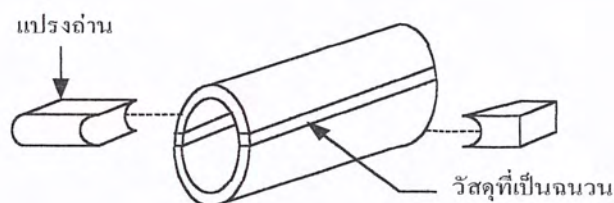
รูปที่ 3.3 โครงสร้างภายในของมอเตอร์

3.2.1 ความต้านทานของอาร์เมเจอร์

เนื่องจากมอเตอร์เป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงจึงต้องมีคอมมิวเตเตอร์ในการแปลงจากไฟฟ้าสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง และเป็นตัวเชื่อมต่อระหว่างแปรงถ่านไปยังขดลวดหมุน

การวัดค่าความต้านทานของอาร์เมเจอร์ในดีซีมอเตอร์แบบมีแปรงถ่านเราต้องคำนึงถึงความจริงว่า ความต้านทานของแปรงถ่าน ไม่ได้เทียบเท่ากับความต้านทานที่แท้จริง การเชื่อมโยงระหว่างแปรงถ่านกับคอมมิวเตเตอร์ตามปกติจะให้ความต้านทานที่ไม่เป็นเชิงเส้น ความต้านทานที่ไม่เป็นเชิงเส้นอาจเกิดจาก metal-graphite ที่ประกอบด้วยแปรงถ่านและวัสดุของคอมมิวเตเตอร์ เนื่องจากอิทธิพลนี้ การวัดความต้านทานของอาร์เมเจอร์ด้วยโอห์มมิเตอร์ จะให้ค่าที่ผิดพลาด นอกจากนั้นความต้านทานของอาร์เมเจอร์จะมีค่าแปรไปตามตำแหน่งของแกนมอเตอร์ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในมอเตอร์ที่มีจุดของคอมมิวเตเตอร์น้อยเพียง 2-3 จุด

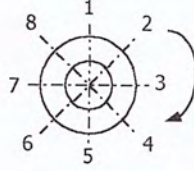
เป็นที่ทราบกันแล้วว่า จุดประสงค์ของแปรงถ่านก็คือเป็นตัวเชื่อมต่อแรงดันจากแหล่งจ่ายเข้ามายังมอเตอร์ เพื่อที่จะกระทำสิ่งนี้ แปรงถ่านแต่ละอันจะต้องเชื่อมเข้ากับปลายแต่ละข้าง ของวงขดลวด แต่การเชื่อมต่อดังกล่าวโดยตรง ไม่สามารถจะกระทำได้เนื่องจากวงขดลวดเป็นตัวเคลื่อนที่หมุน ดังนั้นแปรงถ่านทั้งสองอันจึงถูกต่อเชื่อมเข้ากับปลายทั้งสองของวงขดลวด โดยการผ่านคอมมิวเตเตอร์แทน



รูปที่ 3.4 คอมมิวเตเตอร์และแปรงถ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะเห็นได้ว่า ถ้ามอเตอร์หมุนไปตำแหน่งของซีคอมมิวเตเตอร์ ที่สัมผัสกับแปรงถ่าน ย่อมเปลี่ยนไป วิธีการวัดค่าความต้านทานในอาร์เมเจอร์จึงต้องทำการหาค่าเฉลี่ยที่ตำแหน่งต่างๆ ซึ่งยังวัดและหาค่าเฉลี่ยหลายๆ ตำแหน่งก็จะได้ค่าที่ใกล้เคียงมากขึ้น



รูปที่ 3.5 การวัดค่าความต้านทานของอาร์เมเจอร์โดยการวัดโดยตรง

วิธีการวัดความต้านทานของอาร์เมเจอร์อีกวิธีหนึ่ง คือ เปลี่ยนจากการใช้โอห์มมิเตอร์ มาใช้วิธีการวัดด้วยโวลต์-แอมป์มอเตอร์ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 การวัดความต้านทานของอาร์เมเจอร์ด้วยการทดสอบกระแส

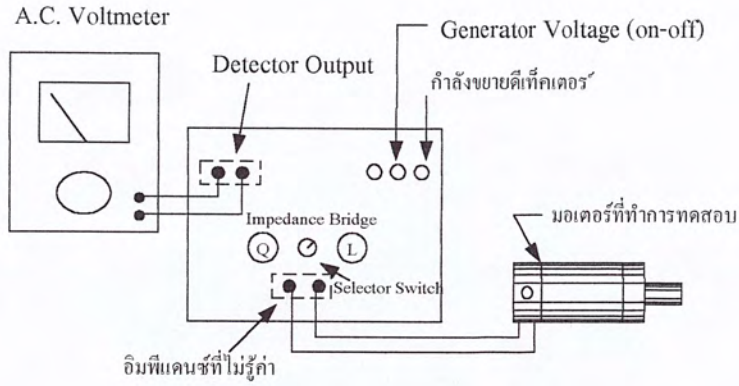
เราถือคอราร์เมเจอร์ของมอเตอร์ให้หยุด ที่ตำแหน่งหนึ่ง และการวัดความต้านทานของอาร์เมเจอร์นี้ควรทำที่อุณหภูมิ 25 องศาเซลเซียส ดังนั้นเราต้องระมัดระวังอย่าให้ค่ากระแสเพิ่มขึ้นเกิน $\frac{1}{4}$ ของพิกัดกระแสที่ใช้งาน (rate current) จากนั้นก็จ่ายแรงดันคร่อมตัวอาร์เมเจอร์ วัดค่ากระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์ แล้วคำนวณค่าความต้านทานของอาร์เมเจอร์จากสูตร $R_a = V/I$

เราต้องทำการวัดที่ค่ากระแสหลายๆ ค่า และที่ตำแหน่งมุมเพลลาของมอเตอร์หลายๆ จุด แล้วจึงหาค่าเฉลี่ยพล็อตเป็นกราฟ

3.2.2 ความเหนี่ยวนำของอาร์มาเจอร์

เราเอามอเตอร์ที่ต้องการทดสอบต่อเข้ากับอิมพีแดนซ์บริดจ์ ดังรูปที่ 3.7 เราต้องเซตค่า Q และ L ให้สลับตำแหน่งกันไปมา แล้วปรับค่าของ Q และ L ไปเรื่อยๆ จนกว่าจะอ่านค่าแรงดันที่โวลต์มิเตอร์ได้ต่ำสุด เมื่อโวลต์มิเตอร์อ่านค่าได้ต่ำสุดแล้ว ค่า L ที่เราตั้งไว้จะแสดงถึงค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์

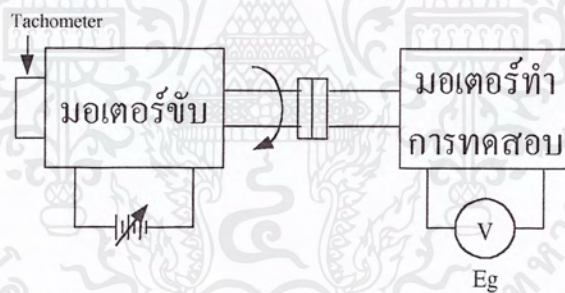
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 การวัดค่าความเหนี่ยวนำของมอเตอร์ด้วยอิมพีแดนซ์บริดจ์

3.2.3 การวัดค่าคงที่ของสมการแรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (back e.m.f. constant)

การวัดค่าแรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (Back e.m.f. Constant) ; K_e เรากระทำได้โดยขับมอเตอร์ที่ต้องการทดสอบให้หมุนเหมือนเป็นเครื่องกำเนิด ด้วยมอเตอร์อีกตัวหนึ่ง และวัดค่าแรงดันที่เกิดขึ้นในตัวมอเตอร์ที่ทดสอบ E_g ขณะเดียวกันก็วัดความเร็วของแกนมอเตอร์ด้วยตัวอย่างของวงจรที่ใช้ในการทดสอบนี้แสดงได้ในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 วิธีการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าต้านกลับของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

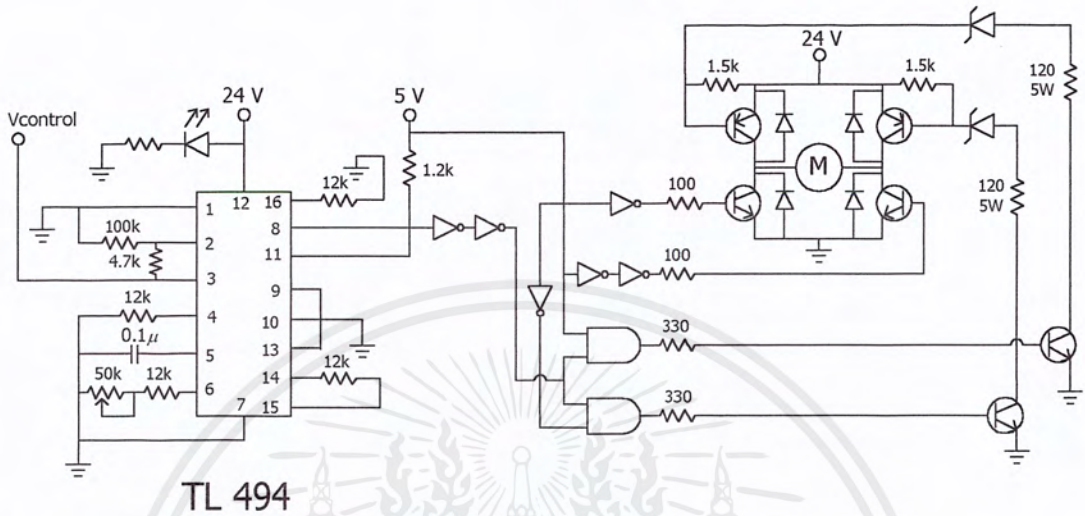
เราหาค่าแรงดันไฟฟ้าต้านกลับของมอเตอร์ได้จากสัมพันธ์ต่อไปนี้ :

$$K_e = \frac{E_g}{\omega} \tag{3.1}$$

3.3 ชุดขับเคลื่อน (DRIVER)

ในโครงการนี้ได้จัดทำภาค Driver ขึ้นมาโดยใช้หลักการของ Pulse Width Modulation ซึ่งมี IC TL494 ผลิตพัลส์ ที่มีค่า R_t และ C_t กำหนดค่าความถี่ที่เหมาะสม โดยไม่ทำให้มอเตอร์เกิดการออสซิลเลท ชุด PWM นี้ จะควบคุมความเร็วของมอเตอร์ โดยการเปลี่ยนความกว้างของพัลส์ ซึ่งรับอินพุตมาภาคควบคุม เมื่อความกว้างของพัลส์เปลี่ยนไปทำให้ค่า Duty Cycle เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีค่าเปลี่ยนไป ถ้ามีค่าสูงขึ้นทำให้ Transistor On นานขึ้น ยิ่งถ้า Duty Cycle มีค่า 100 เปอร์เซ็นต์ ทำให้ Transistor นำกระแสได้ 100 เปอร์เซ็นต์เช่นกัน แรงดันที่ตกคร่อมมอเตอร์ประมาณเท่ากับแหล่งจ่าย ดังนั้นความเร็วของมอเตอร์จึงเปลี่ยนตามค่า Duty Cycle

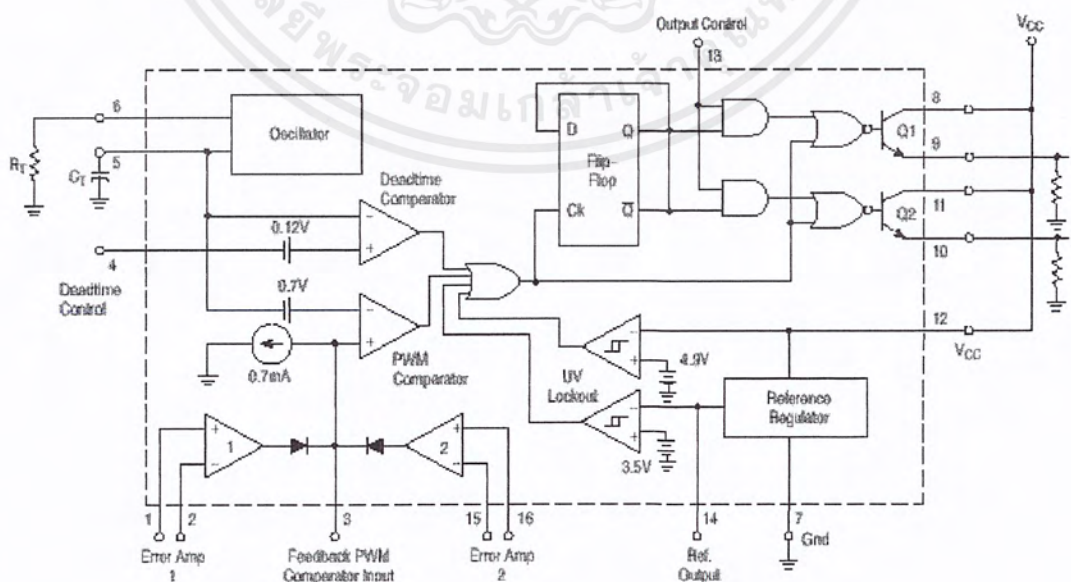


TL 494

รูปที่ 3.9 วงจรควบคุมความเร็วของมอเตอร์

3.3.1 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมคควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อรับสัญญาณไฟฟ้า แล้วสัญญาณเอาต์พุตออกเป็นสัญญาณพัลส์ โดยทำงานด้วยโหมคควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงดังรูป 3.10



รูปที่ 3.10 โครงสร้างภายในและการจัดขาของ IC TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

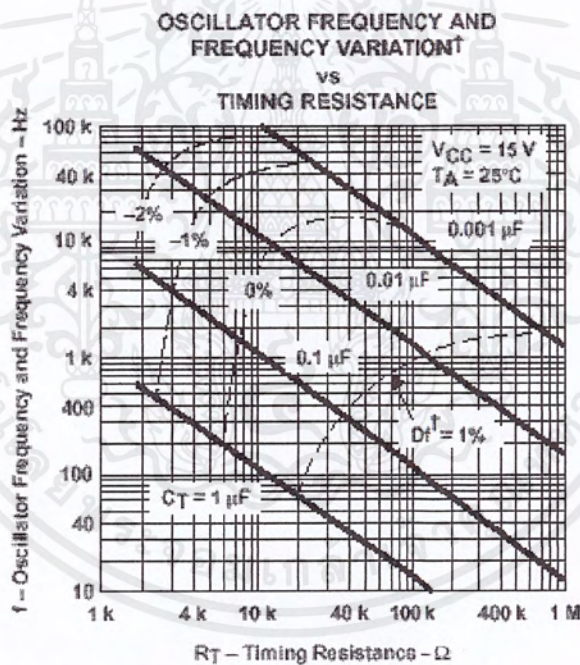
3.2.2 กำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL494 เป็นวงจร Pulse Width Modulation ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุต กำหนดโดยค่าของ R_t และ C_t จากภายนอกตัวไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_t * C_t}$$

ดังนั้น

$$T = \frac{1}{f_{osc}} = \frac{R_t * C_t}{1.1} \quad (3.2)$$



รูปที่ 3.11 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_t และ C_t ในการกำหนดความถี่

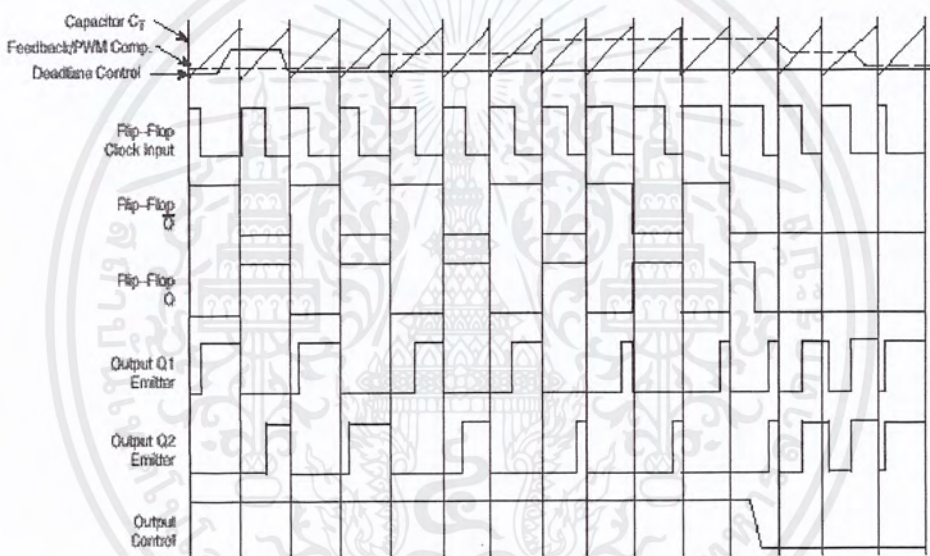
3.3.3 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างของเอาต์พุตของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 5 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน Nor Gate ที่ควบคุมเอาต์พุตที่ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา C_k ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ Low เท่านั้น ซึ่ง C_k จะเป็น Low ได้ ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัวคือ แรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของคอนเวอร์เตอร์ หากมีค่าสูงขึ้นความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลงในทางกลับกันที่แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี สามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง $(V_{cc} - 2)$ โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ High (Active High) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา Non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้ความกว้างเอาต์พุตต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี



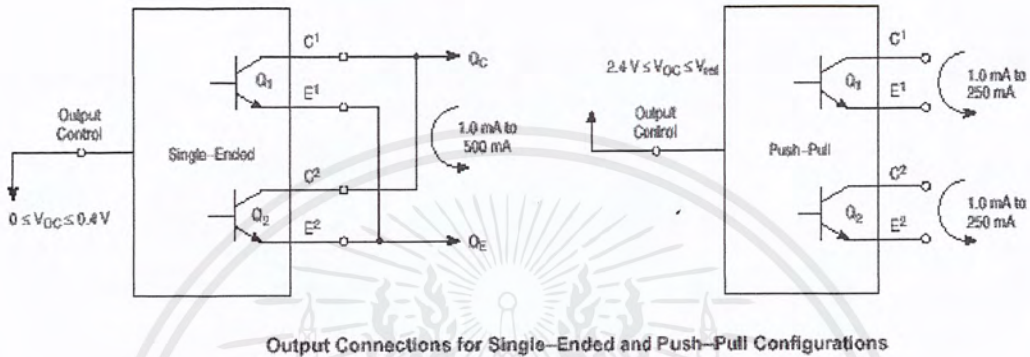
รูปที่ 3.12 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

3.3.4 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_d

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเพื่อ T_d ของวงจรได้เองด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของ ไอซี อย่างไรก็ตามหากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับศูนย์โวลต์ ค่าเวลาเพื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา Ton สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48 เปอร์เซ็นต์เซ็นต์ของค่าคาบเวลา เมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา (+ 5 Vref) และมีค่าเท่ากับ 96 เปอร์เซ็นต์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกันหรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ C_t

ดิสชาร์จเอาต์พุตของ Dead Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา Ck จะมีสถานะเป็น High โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5 Vref) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับ ค่าคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96 เปอร์เซ็นต์ของ ค่าคาบเวลา)



รูปที่ 3.13 แสดงลักษณะการเลือกใช้อเอาต์พุตของ TL 494

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง 7 ถึง 40 โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน Vref เท่ากับ 5 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์ เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้โดยมีค่าความถูกต้องเท่ากับ 15 เปอร์เซ็นต์ ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์ เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70°C

3.4 ชุดป้อนกลับ (FEEDBACK ELEMENT)

ในโครงงานนี้จะทำการทดสอบชุดป้อนกลับดังนี้

- 1.) ทาโคเจนเนอเรเตอร์ (Tachogenerator)
- 2.) วงจรเปลี่ยนจากความเร็วเป็นแรงดันไฟฟ้า (Frequency to Voltage : F/V)
- 3.) แรงดันไฟฟ้าต้านกลับของมอเตอร์ (Back e.m.f. :Eg)

3.4.1 ทาโคเจนเนอเรเตอร์ (Tachogenerator)

ทาโคเจนเนอเรเตอร์ เป็นเครื่องมือที่สามารถแปลงพลังงานกลเป็นพลังงานไฟฟ้า โดยที่ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ได้จะเป็นสัดส่วนกับค่าความเร็วรอบในการหมุนความเร็วในการหมุนของทาโคเจนเนอเรเตอร์ เป็นสัดส่วนกับค่าแรงดันไฟฟ้าที่เกิดขึ้น จึงสามารถเขียนแสดงในรูปสมการทางคณิตศาสตร์ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$e_g(t) = K_g \left[\frac{d\theta(t)}{dt} \right] = K_g \omega(t) \quad (3.3)$$

$$\frac{E_g(s)}{\Theta(s)} = K_g S$$

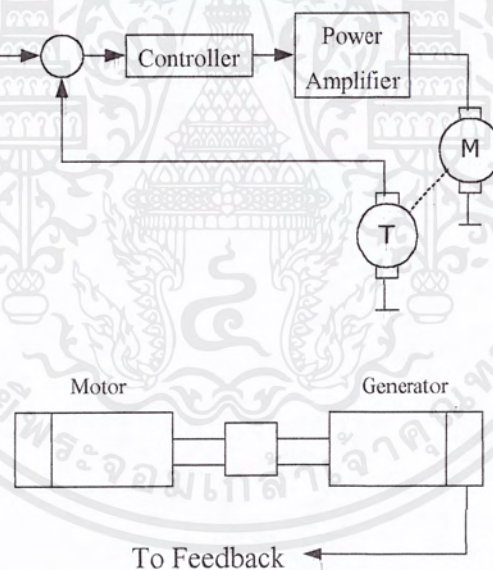
โดยที่ $e_g(s)$ แทนค่าแรงดันเอาต์พุต (โวลต์)

$\theta(t)$ แทนระยะการเคลื่อนที่เชิงมุม (เรเดียน)

$\omega(t)$ แทนค่าความเร็วเชิงมุมของตัวหมุน (เรเดียนต่อวินาที)

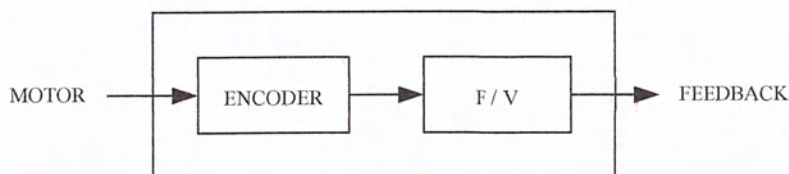
K_g แทนค่าคงที่ของทาคोजেনเนอเรเตอร์ (โวลต์ต่อเรเดียนต่อวินาที)

ในส่วนนี้จะใช้ทาคोजেনเนอเรเตอร์ (Tachogenerator) เป็นตัวป้อนกลับแต่เป็นเพียงการเปรียบเทียบเท่านั้น เพราะว่าในโครงงานนี้จะใช้มอเตอร์ตัวที่ทำหน้าที่เป็นเครื่องกำเนิดไปจ่ายให้กับโหลด วิธีการทำงานของการป้อนกลับแบบนี้แสดงดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 แสดงวิธีการแบบทาคोजেনเนอเรเตอร์

3.4.2 วงจรเปลี่ยนจากความเร็วเป็นแรงดันไฟฟ้า (Frequency to Voltage : F/V)



รูปที่ 3.15 ส่วนประกอบภายในชุดป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

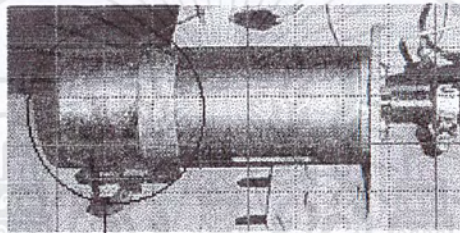
ส่วนป้อนกลับ โดยวิธีนี้ประกอบด้วยส่วนสำคัญ 2 ส่วนคือ

1. เอนโคเดอร์ (Encoder)
2. วงจรเปลี่ยนจากความถี่ไปเป็นแรงดันไฟฟ้า (Frequency to Voltage : F/V)

เอนโคเดอร์

ในระบบการควบคุมตำแหน่งหรือความเร็วของมอเตอร์ ต้องใช้เอนโคเดอร์ สำหรับรักษาตำแหน่งและสำหรับสร้างสัญญาณป้อนกลับ โดยที่ตัวเอนโคเดอร์จะสร้างสัญญาณพัลส์ที่แปรผันตรงกับการหมุนของเพลา ซึ่งสามารถนำไปใช้ในการรับรู้ความเร็วของเพลามอเตอร์ ในรูปของอัตราจำนวนพัลส์ ซึ่งมีหลายแบบแต่โดยหลักการแล้วจะเหมือนกัน

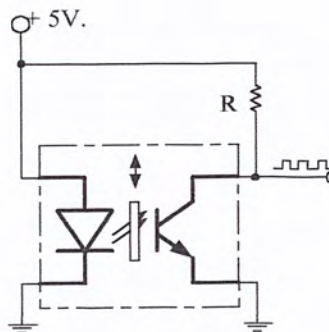
เอนโคเดอร์ที่ใช้ในโรงงานนี้จะติดอยู่กับตัวมอเตอร์ ซึ่งอยู่ที่ตำแหน่งท้ายมอเตอร์ดังแสดงดังรูป 3.16



Encoder

รูปที่ 3.16 แสดงส่วนของเอนโคเดอร์ที่ตัวมอเตอร์ในโรงงาน

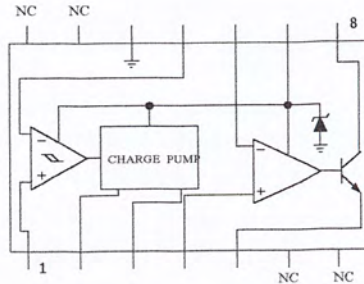
โครงสร้างภายในเอนโคเดอร์แสดงดังรูป 3.17 หลักการทำงานมีอยู่ว่าเมื่อมอเตอร์หมุนไป จะทำให้แผ่นงานเคลื่อนที่ตัดผ่านระหว่างแหล่งกำเนิดแสงกับตัวทรานซิสเตอร์ ซึ่งทรานซิสเตอร์ชนิดนี้จะอาศัยความเข้มของแสงในการกำเนิดกระแสไบอัสที่ขาเบส (I_b) ยิ่งถ้ามอเตอร์หมุนเร็วขึ้น จะทำให้แผ่นงานเคลื่อนที่ตัดผ่านได้เร็วมากขึ้น ทรานซิสเตอร์จะเปิด-ปิดเร็วมากขึ้น เอาต์พุตที่ขาคอลเลกเตอร์ที่วัดได้ที่เป็นสัญญาณพัลส์จะมีความถี่มากขึ้นตาม



รูปที่ 3.17 โครงสร้างภายในเอนโคเดอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เราจะนำสัญญาณพัลส์ไปป้อนให้กับวงจร F/V ซึ่งวงจร F/V จะทำการเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟฟ้า ส่วนที่สำคัญในการเปลี่ยนจากความถี่ไปเป็นแรงดันคือที่ IC เบอร์ LM2917 โครงสร้างภายใน IC แสดงดังรูป 3.18



รูปที่ 3.18 โครงสร้างของ IC LM2917

3.4.3 แรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (Back e.m.f. : E_g)

ในส่วนนี้ของโครงการจะทำการนำค่าแรงดันต้านกลับ (Back e.m.f.: E_g) มาเป็นสัญญาณในการป้อนกลับหลักการต่างๆมีดังนี้

จากสมการแรงดันไฟฟ้าต้านกลับของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นดังนี้

$$E_g = K\phi n \quad (3.4)$$

เมื่อ E_g = แรงดันไฟฟ้าต้านกลับของมอเตอร์ หน่วย โวลต์

ϕ = เส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้ว หน่วย เวเบอร์

n = จำนวนรอบที่มอเตอร์หมุน หน่วย รอบต่อนาที

K = ค่าคงที่ของมอเตอร์

เมื่อเราจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับมอเตอร์มากขึ้น จะทำให้ความเร็วเพิ่มขึ้นตามคุณลักษณะของมอเตอร์ ซึ่งพล็อตที่ถูกสร้างขึ้นมาจากแม่เหล็กถาวร ดังนั้นค่าคงที่ในสมการจะเป็นดังนี้

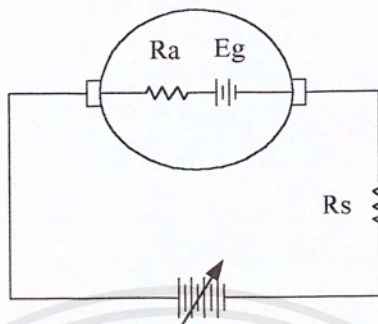
$$E_g = K1 * n \quad (3.5)$$

เมื่อ $K1$ = ค่าคงที่

ทำให้แรงดันไฟฟ้าต้านกลับแปรผันตามความเร็วในการหมุนของมอเตอร์ ซึ่งความเร็วจะแปรผันตามแรงดันไฟฟ้าแหล่งจ่าย หรือสรุปได้ว่า เมื่อแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์เปลี่ยนแปลงทำให้ความเร็วเปลี่ยนแปลง แรงดันไฟฟ้าต้านกลับจะเปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

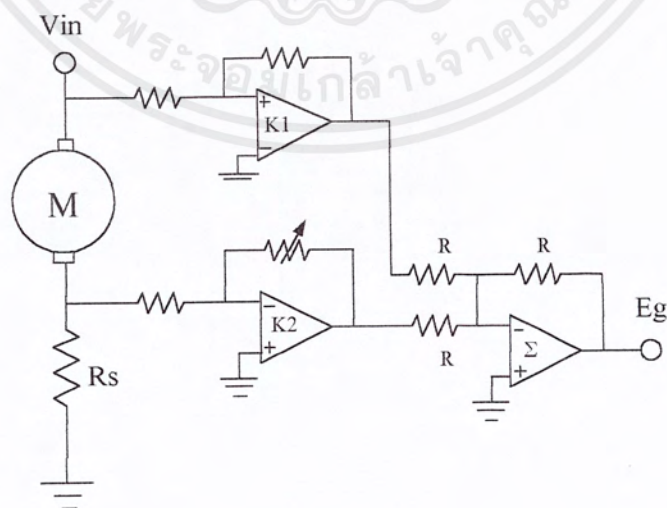
ในการประยุกต์วงจร โดยจะทำการต่อความต้านทาน (R_s) หนึ่งตัว อนุกรมกับอาร์มเจอร์ ค่าความต้านทานตัวนี้ต่อเข้ามาเป็นตัวเปรียบเทียบเพื่อหาค่า E_g



รูปที่ 3.19 วงจรที่ทำการประยุกต์ในโครงการ

จากรูปที่ 3.19 เมื่อจ่ายแรงดันที่ค่าคงที่ให้กับวงจรถ้าหนึ่ง ในกรณีที่มิมีโหลดจะทำให้ความเร็วของมอเตอร์ลดลง ทำให้แรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (E_g) เปลี่ยนแปลง แรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน (R_s) ก็จะเปลี่ยนแปลงตาม

ค่าแรงดันไฟฟ้าต้านกลับที่จะนำไปเป็นสัญญาณในการป้อนกลับนั้น จะทำการเปรียบเทียบระหว่างแรงดันที่จ่ายให้กับมอเตอร์ (V_{in}) กับแรงดันที่ตกคร่อมความต้านทาน (R_s)



รูปที่ 3.20 วงจรที่นำไปเป็นค่าสัญญาณป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in} = V_{Ra} + V_{Rs} + E_g = I(Ra + Rs) + E_g$$

$$E_g = V_{in} - I(Ra + Rs)$$

$$I = \frac{V_{Rs}}{Rs}$$

$$E_g = V_{in} - \frac{(Ra + Rs)}{Rs} * V_{Rs}$$

$$E_g = K1 * V_{in} - K2 * V_{Rs} \quad (3.6)$$

$$K1 = 1, K2 = \frac{Ra + Rs}{Rs}$$

3.5 ตัวควบคุม (CONTROLLER)

เนื่องจากกระบวนการในระบบมีผลตอบสนองที่เร็วอยู่แล้ว ดังนั้นเราจึงใช้ตัวควบคุมเพียงแค่ PI Controller ก็เพียงพอต่อการตอบสนองของระบบแล้ว ดังนั้นในที่นี้จะขอกล่าวถึงตัวควบคุมเฉพาะ Proportional และ Integral เท่านั้น การควบคุมแบบนี้เราจะหาสัญญาณควบคุม (m) ได้จากสมการดังนี้คือ

$$m = K_p * e + K_p * K_i * \int_0^t e * dt + m(0) \quad (3.7)$$

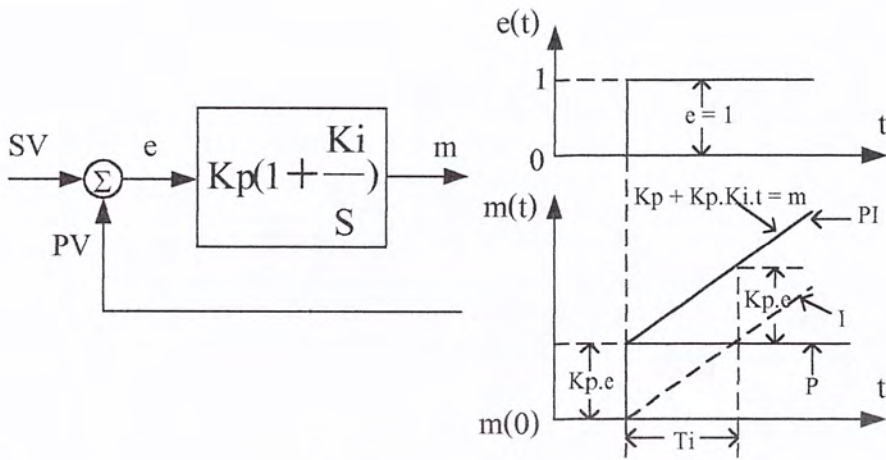
เมื่อ m = สัญญาณควบคุมที่ทำการชดเชยแล้ว

e = สัญญาณค่าคลาดเคลื่อน

K_p = อัตราขยายของตัว Proportional

K_i = อัตราขยายของตัว Integral

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.21 ระบบ PI Controller

ข้อดีของ PI Controller คือการควบคุมแบบนี้จะทำให้คุณสมบัติของทั้งแบบ Proportional และแบบ Integral ซึ่งสามารถทำให้ค่า offset ในแบบ Proportional หหมดไป และ K_i กำลังขยายของ Integral สามารถจะปรับค่าได้อย่างอิสระ

ข้อเสียของ PI Controller คือระบบอาจจะไม่เสถียรภาพกรณีที่ค่า T_i น้อย และไม่เหมาะสมกับกระบวนการที่มี Time lag มากๆ เพราะการตอบสนองของตัวแปรกระบวนการ (Process Variable) ช้ามากไม่สามารถแก้ไขผิดพลาดได้ทันเวลา

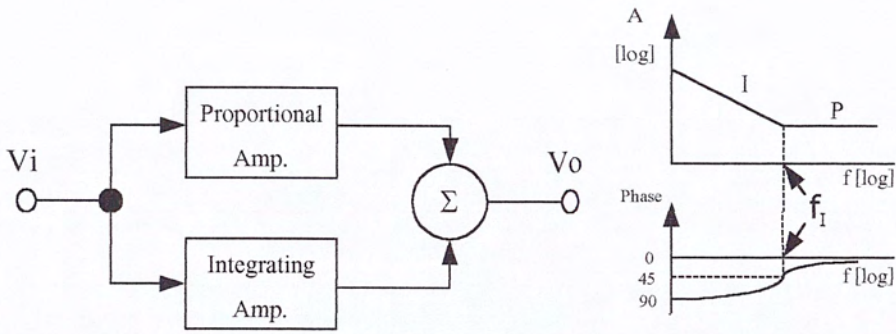
ระบบ PI Controller จะใช้ได้กับระบบที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดมากๆ ได้ แต่โหลดควรจะต้องเปลี่ยนแปลงอย่างช้าๆ เมื่อเทียบกับ T_i เพื่อป้องกันมิให้เกิดการออสซิลเลท เนื่องจากโอเวอร์ชูทของการ Integral และระบบมักจะให้โอเวอร์ชูทสูงก่อนที่ จะเข้าสู่ Setting Time

หลักการของ PI Controller

อัตราขยายของตัว proportional จะต้องไม่สูงเกินไป ไม่อย่างนั้นระบบจะเกิดการออสซิลเลท หนทางที่เป็นไปได้วิธีหนึ่งในการแก้ไขความเที่ยงตรงในการควบคุมให้ดีขึ้นคือการเพิ่มอัตราขยายของลูบที่ความถี่ต่ำ ดังนั้นคุณสมบัติ transient จะไม่มีผลกระทบและสัญญาณค่าคลาดเคลื่อนที่สถานะคงที่จะมีค่าเป็นศูนย์

PI Controller และผลของการพล็อตโบดไดอะแกรมของตัวควบคุมแสดงดังรูปที่ 3.22 จะเห็นว่าที่ความถี่ต่ำ PI Controller จะมีคุณสมบัติเป็น Integral และที่ความถี่สูงจะมีคุณสมบัติเป็น Proportional Amplifier และ f_c เป็นความถี่ cutoff ของ PI Controller ที่ความถี่นี้

Phase Shift จะเท่ากับ -45 องศา และอัตราขยายของตัวควบคุม $|A_c|$ จะมีค่าสูงกว่า A_p 3 dB เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.22 Block Diagram และ Bode plot ของ PI Controller

สำหรับการหาค่าความถี่ cutoff, (f_I) ค่า complex ของอัตราขยายของตัวควบคุม

$$A_c = A_p + \frac{1}{j\omega\tau_I} = A_p \left(1 + \frac{1}{j\omega\tau_I A_p}\right) \tag{3.8}$$

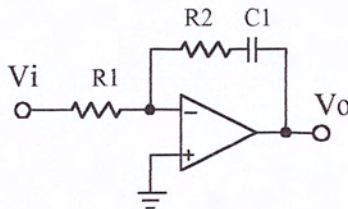
ดังนั้น

$$A_c = A_p \left(1 + \frac{\omega_I}{j\omega}\right)$$

เมื่อ

$$\omega_I = 2\pi f_I = \frac{1}{\tau_I A_p} \tag{3.9}$$

PI Controller สามารถสร้างขึ้นได้ด้วยออปแอมป์เพียงตัวเดียวแสดงดังรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 PI Controller โดยใช้ออปแอมป์เพียงตัวเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

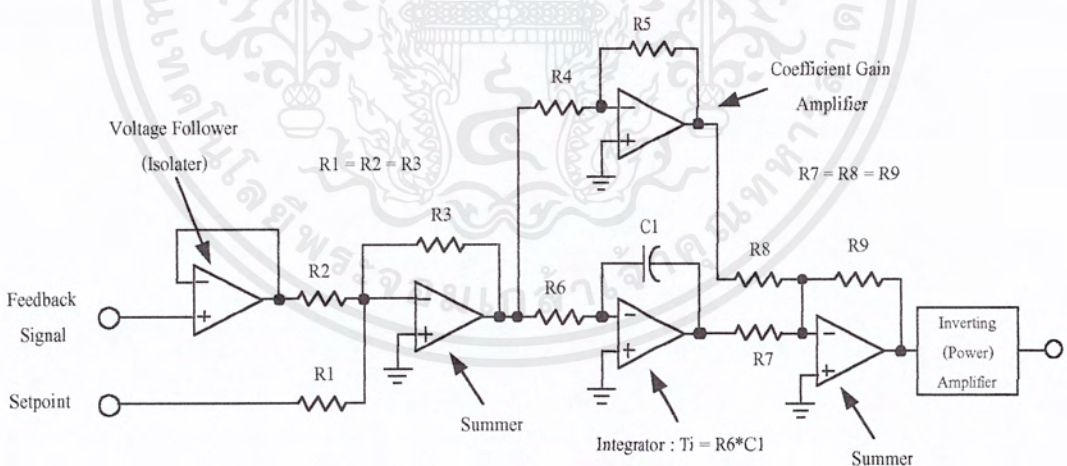
$$A_c = -\frac{R_2 + 1/j\omega C_1}{R_1} = -\frac{R_2}{R_1} \left(1 + \frac{1}{j\omega C_1 R_2}\right) \quad (3.10)$$

ด้วยการเทียบสัมประสิทธิ์จากสมการข้างต้น เราจะได้พารามิเตอร์ของตัวควบคุมดังนี้

$$A_p = \frac{R_2}{R_1}$$

$$f_I = \frac{1}{2\pi C_1 R_2}$$

วงจร PI Controller ที่ใช้ในโครงการจะทำการแยกส่วนของ Proportional และ Integral เพื่อความสะดวกในการตรวจสอบหาข้อผิดพลาดได้ง่ายดังแสดงในรูปที่ 3.24



รูปที่ 3.24 PI Controller แบบแยกส่วนที่ใช้ในโครงการ

ขั้นแรกของการออกแบบตัวควบคุมให้ดีที่สุด เราจะต้องยังไม่คิดถึงเทอม Integral และกำหนดค่าอัตราขยาย Proportional ให้มีค่าเพิ่มขึ้นมากที่สุดเท่าที่จะกระทำได้ ในขอบเขตของค่า Damping ที่เราต้องการ เมื่อได้ค่า Proportional ที่ดีที่สุดแล้ว จึงค่อยใส่เทอมของ Integral

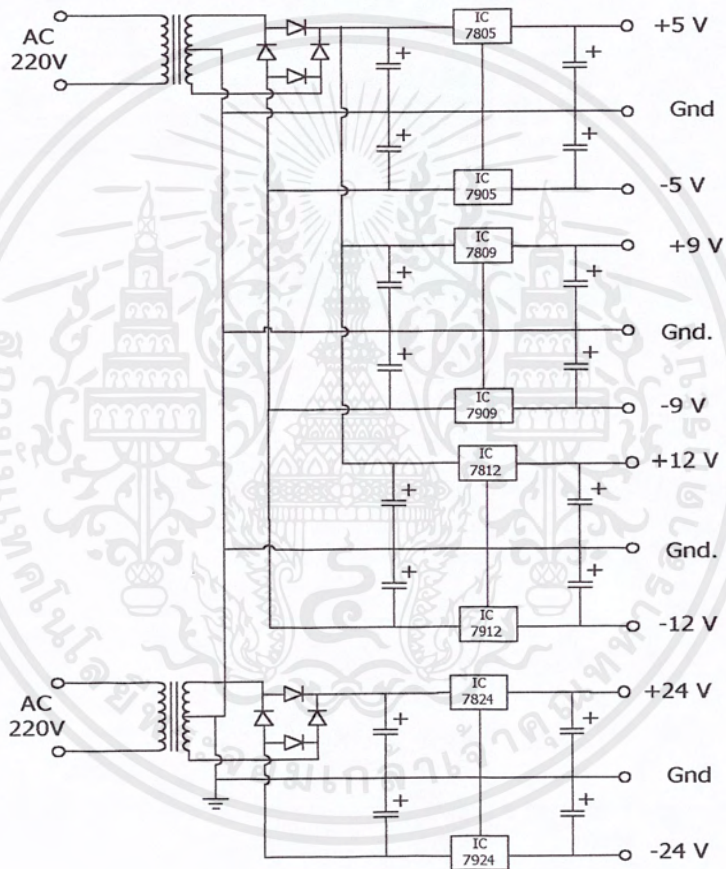
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 แหล่งจ่ายไฟ (Power Supply)

ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในโครงการนี้มีค่าต่างๆดังนี้ +5V , -5V , +9V , +12V , -12V , +24V
วงจรที่ใช้แสดงดังรูปที่ 3.25

ชุดไฟเลี้ยงภาคไฟบวกต่างๆจะใช้เบอร์ตระกูล 78... ต่างๆ เช่น +5 โวลต์ใช้เบอร์ LM7805
หรือใช้เบอร์ AN7805 เป็นต้น

ชุดไฟเลี้ยงภาคไฟลบต่างๆจะใช้เบอร์ตระกูล 79... ต่างๆ เช่น -12 โวลต์ใช้เบอร์ LM7912
หรือใช้เบอร์ AN7912 เป็นต้น



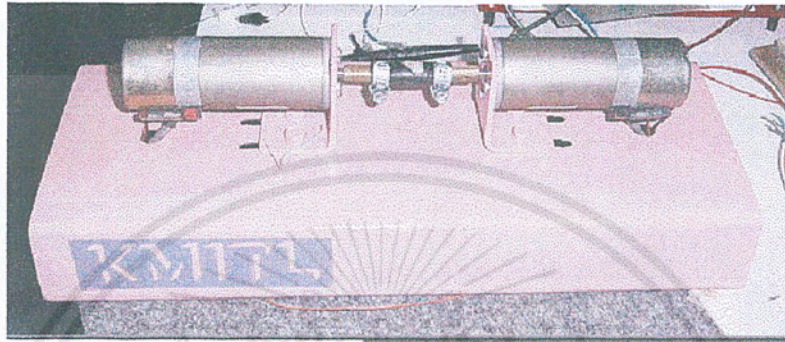
รูปที่ 3.25 วงจรแหล่งจ่ายไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

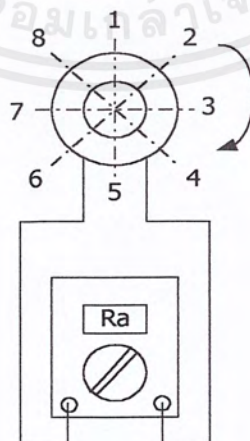
4.1 หาค่าคุณลักษณะของมอเตอร์



รูปที่ 4.1 มอเตอร์ที่นำมาต่อกัน

4.1.1 การวัดหาค่าความต้านทานของอาร์เมเจอร์ (Ra)

- ทำการใช้โอห์มมิเตอร์วัดค่าความต้านทานที่ขั้วของมอเตอร์
- ล็อคตำแหน่งของเพลาให้อยู่กับที่ที่ตำแหน่ง
- ค่อยๆ หมุนไปที่ละจุด และไปในทิศทางเดียวกัน
- ค่าที่วัด ยิ่งหลายๆค่ามากเท่าไรจะได้ค่าที่ใกล้เคียงค่าจริงมากเท่านั้น
- หาค่าเฉลี่ยตามจำนวนครั้งที่วัด



รูปที่ 4.2 การวัดค่าความต้านทานของอาร์เมเจอร์โดยการหาค่าเฉลี่ย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 ค่าเฉลี่ยความต้านทานในอาร์เมเจอร์

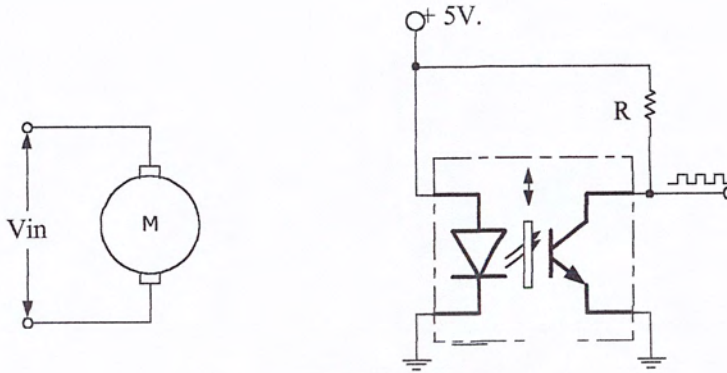
ครั้งที่	ชุดที่ 1.	ชุดที่ 2.	ชุดที่ 3.
1	55.7	58	12
2	6.6	5.2	8.8
3	25	30.5	15.2
4	7	5.7	64.4
5	49	47.2	47
6	7.2	7	7.4
7	20	15.5	23
8	6.1	84	32.3
9	20.3	5.5	13.3
10	15	115.3	52
11	34.2	5.7	16.1
12	5.7	12.6	13
13	5.5	4.3	4.5
14	20.5	30	46.2
15	4.5	6	5
16	14.4	13.6	15.7
17	5.5	5.2	6.7
18	14.2	12	32.5
19	4.8	7.2	17.1
20	35	15	30.5
21	5.5	5.7	6.2
22	9.2	14.5	21.4
23	5.4	8	37.3
24	52.8	39.3	24.2
25	7.3	6.3	19
SUM =	436.4	559.3	570.8
Ra =	17.456	22.372	22.8

4.1.2 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์และความถี่จากเอนโคเดอร์

- โดยการจ่ายแรงดันไฟฟ้า ให้กับมอเตอร์ไปจนถึง จุดที่มอเตอร์ไม่สามารถเพิ่มความถี่ได้มากกว่านี้แล้ว (saturation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ต่อวงจรจ่ายไฟให้ตัวเอนโคคเตอร์ดังรูปที่ 4.3
- วัดความถี่ที่ V_{in} ค่าต่างๆแล้วบันทึกผลและทำกราฟ



รูปที่ 4.3 วงจรต่อใช้งานเอนโคคเตอร์

ตารางที่ 4.2 แรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์และค่าความถี่จากเอนโคคเตอร์

V_{in} (volts)	Frequency(kHz)
1	0.61
2	2.64
3	5.55
4	8.02
5	10.8
6	13.45
7	16.08
8	18.5
9	21.07
10	23.87
11	26.51
12	29.16
13	31.53
14	34.3
15	36.7
16	39.1
17	41.4
18	43.8
19	47
20	49.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

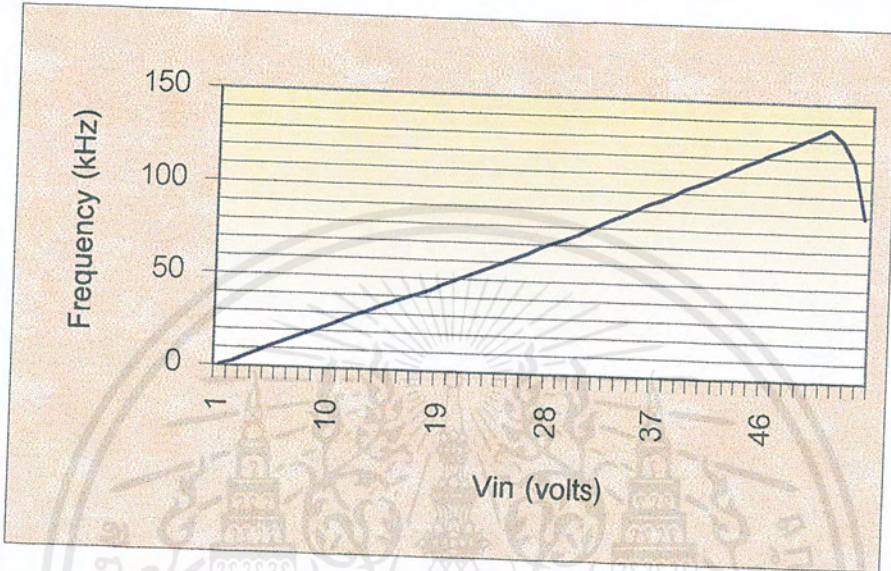
ตารางที่ 4.2 (ต่อ)

Vin(volts)	Frequency(kHz)
21	52.1
22	54.6
23	57.2
24	59.9
25	62.6
26	65.2
27	68.7
28	70.9
29	73.2
30	75.9
31	78.9
32	81.4
33	84.6
34	87.5
35	90.4
36	93.3
37	96
38	98.9
39	102.3
40	104.8
41	107.6
42	110.4
43	113.4
44	116.6
45	119.1
46	122.1
47	124.8
48	127.8
49	130.8
50	133.5
51	136.5
52	130.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 (ต่อ)

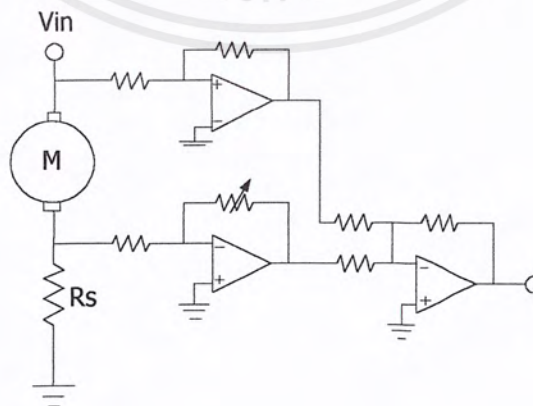
Vin(volts)	Frequency(kHz)
53	119
54	89
55	70



รูปที่ 4.4 กราฟระหว่างแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์และค่าความถี่ที่ออกจากเอนโคเดอร์

4.1.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์และแรงดันไฟฟ้าต้านกลับ

- ทำการต่อวงจรที่ประยุกต์มาเพื่อหาค่า Back e.m.f. (E_g)
- ป้อนแรงดัน V_{in} แล้วบันทึกค่า E_g และทำกราฟ

รูปที่ 4.5 วงจรที่นำมาใช้หาค่า E_g

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{in} = V_{Ra} + V_{Rs} + E_g$$

$$E_g = V_{in} - I * (R_a + R_s) = V_{in} - \frac{V_{R_s}}{R_s} (R_a + R_s) = V_{in} - K * V_{R_s}$$

$$K = \frac{R_a + R_s}{R_s}$$

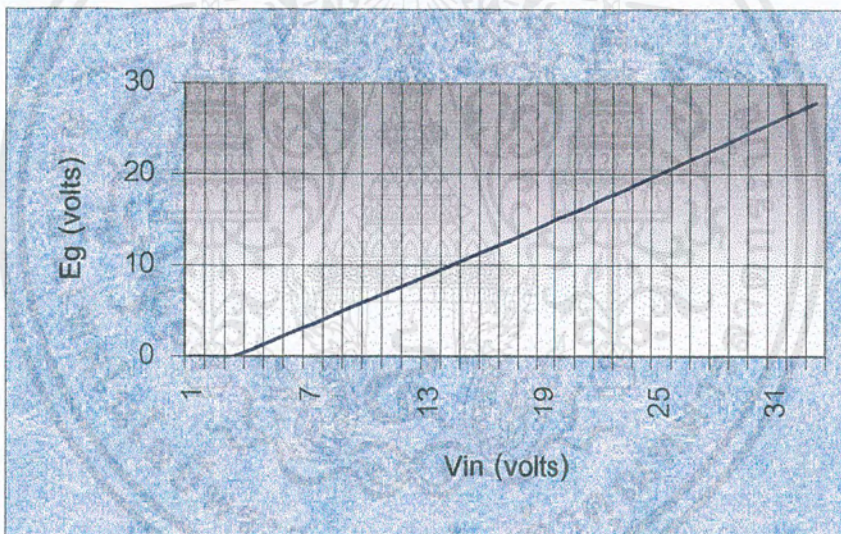
ตารางที่ 4.3 แรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์และแรงดันไฟฟ้านกกลับ

Vin(volts)	Eg(volts)
1	0
2	0
3	0
4	0.8225
5	1.7357
6	2.6613
7	3.5807
8	4.4877
9	5.4195
10	6.3172
11	7.218
12	8.125
13	9.0165
14	9.9204
15	10.8626
16	11.753
17	12.66
18	13.567
19	14.4864
20	15.3934
21	16.2787
22	17.226
23	18.164

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 (ต่อ)

Vin(volts)	Eg(volts)
24	19.1175
25	20.102
26	21.0865
27	22.04
28	23.009
29	23.9873
30	24.978
31	25.947
32	26.916



รูปที่ 4.6 กราฟระหว่างแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์และแรงดันไฟฟ้าต้านกลับ

4.1.4 ค่าคงที่ของสมการแรงบิดของมอเตอร์

สมการแรงบิดทางกลเป็นดังนี้

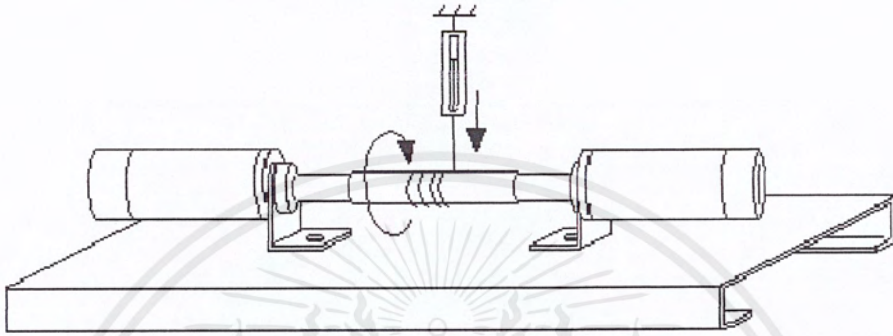
$$T = F * R \quad (4.1)$$

สมการแรงบิดทางไฟฟ้าเป็นดังนี้

$$T = Kt * Ia \quad (4.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ตั้งค่าเป้าหมายไว้ที่ค่าๆหนึ่ง
- ในส่วนทางกลวัดแรงที่เกิดขึ้นที่เพลลา
- รัศมีที่เพลลา
- ในส่วนทางไฟฟ้าวัดกระแสไฟฟ้าที่มอเตอร์
- สมการทั้งสองเท่ากันจะได้ค่าคงที่ของสมการแรงบิดของมอเตอร์



รูปที่ 4.7 วิธีการวัดแรงที่เกิดขึ้นที่เพลลา

แรง (F) ที่เกิดขึ้นที่เพลลาเท่ากับ 0.37 นิวตัน
 รัศมีที่เพลลาเท่ากับ 7.4×10^{-3} เมตร
 กระแสไฟฟ้าที่มอเตอร์เท่ากับ 0.25 แอมป์
 จะได้สมการคือ

$$T = (0.37\text{N})(7.4 \times 10^{-3} \text{ m}) = Kt * (0.25\text{A})$$

$$Kt = 10.95 * 10^{-3}$$

4.1.5 กำลังไฟฟ้า (Power)

สมการกำลังไฟฟ้าเป็นดังนี้

$$P = \omega * T \quad (4.3)$$

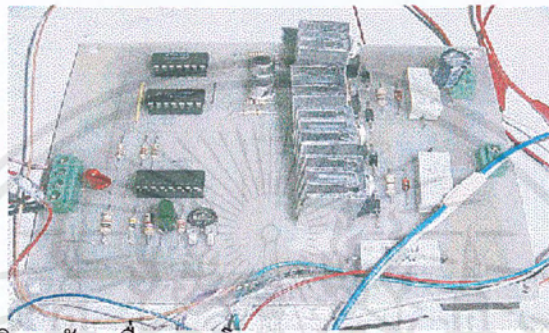
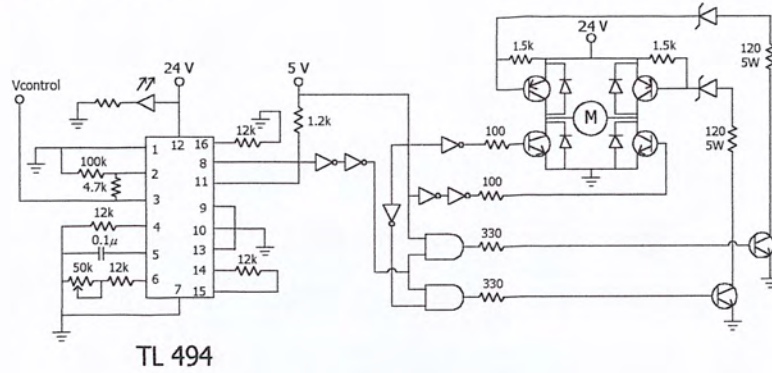
เมื่อ P = กำลังไฟฟ้า หน่วย วัตต์

$\omega = 2\pi n =$ ความเร็วรอบ หน่วย เรเดียนต่อวินาที

n = ความเร็วรอบ หน่วย รอบต่อวินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ชุดขับเคลื่อน (Driver)



รูปที่ 4.8 วงจรและรูปจริงชุดขับเคลื่อนของโครงการ

- ทำการจ่ายค่าแรงดันควบคุมให้กับวงจร PWM
- บันทึกค่าแรงดันที่ตกคร่อมมอเตอร์และทำกราฟ
- บันทึกค่าแรงดันที่ตกคร่อม R_s และทำกราฟ

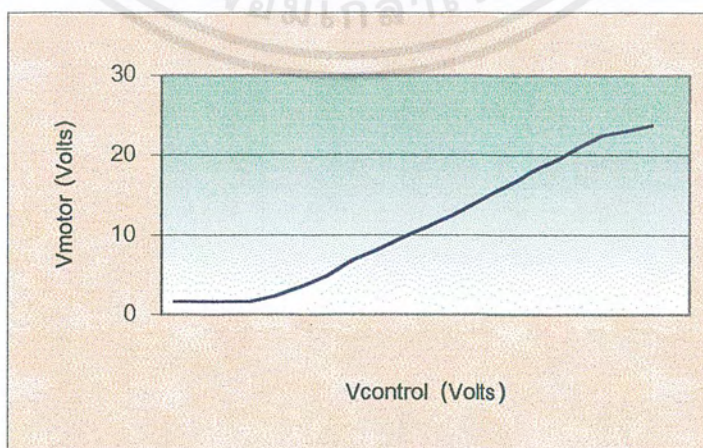
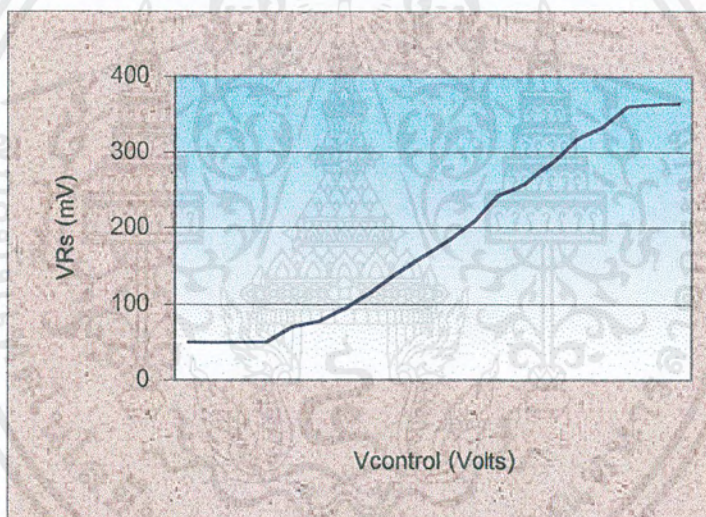
ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองวงจรขับเคลื่อน

Vcontrol(volts)	Vmotor(volrs)	VRs(mV)
0.2	1.62	50
0.4	1.62	50
0.6	1.62	50
0.8	1.62	50
1	2.3	70
1.2	3.57	77.8
1.4	4.9	95
1.6	6.82	116
1.8	8.2	141
2	9.75	162
2.2	11.13	184

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.4 (ต่อ)

Vcontrol(volts)	Vmotor(volrs)	VRs(mV)
2.4	12.52	209
2.6	14.18	243
2.8	15.8	258
3	17.6	284
3.2	19.04	316
3.4	20.76	333
3.6	22.47	360
3.8	23	363
4	23.73	364



รูปที่ 4.9 กราฟผลการทดลองวงจรขับเคลื่อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ชุดป้อนกลับ (Feedback Element)

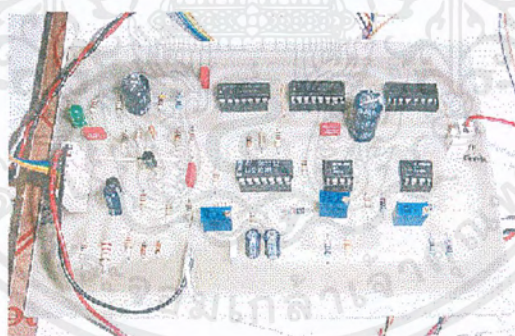
- ทำการทดลองแบบ Open loop test เพื่อหาค่า Process Variable (PV)
- มีวิธีการควบคุม 3 แบบคือ
 1. ทาโคมิเตอร์ (Tachogenerator)
 2. วงจรเปลี่ยนจากความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า
 3. แรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (Back e.m.f. :Eg)
- นำมาเปรียบเทียบกัน

4.3.1 ทาโคมิเตอร์ (Tachogenerator)

- วัดค่าแรงดันไฟฟ้าตัวที่ทำหน้าเป็นเครื่องกำเนิด
- บันทึกลงผล
- ผ่านตัวขยายเพื่อปรับให้ใกล้เคียงค่าเป้าหมาย (Setpoint)

4.3.2 วงจรเปลี่ยนจากความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า (Frequency to Voltage)

- ป้อนความถี่ที่ออกจากเอน โคคเตอร์
- ปรับแต่งแรงดันเอาต์พุตให้สัมพันธ์กับสัญญาณค่าเป้าหมาย (Setpoint)



รูปที่ 4.10 วงจรเปลี่ยนจากความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า

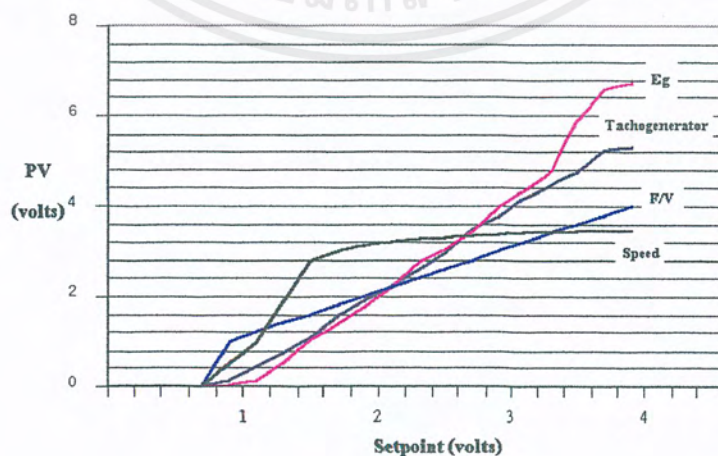
4.3.3 แรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (Back e.m.f. :Eg)

- วัดค่า Back e.m.f. จากวงจรรูปที่ 4.5 ของชุดขับเคลื่อน
- บันทึกลงผล
- ถ้าค่าที่วัดได้ใกล้เคียงค่าเป้าหมายแล้ว ก็สามารถนำค่าเหล่านี้ไปเปรียบเทียบกับค่าเป้าหมาย (Setpoint) ได้ แต่ถ้าไม่ใกล้เคียงค่าเป้าหมายก็ผ่านตัวขยายเพื่อปรับให้ใกล้เคียงค่าเป้าหมาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.5 ผลการทดลองชุดป้อนกลับ

Setpoint (volts)	Tachometer (K=0.25)	F/V (volts)	Eg (K=5.5)	Speed (rpm)*1000
0.2	0	0	0	0
0.4	0	0	0	0
0.6	0	0	0	0
0.8	0	0	0	0
1	0.125	1	0.0275	0.528
1.2	0.435	1.2	0.132	0.962
1.4	0.738	1.4	0.517	1.848
1.6	1.08	1.6	1.045	2.772
1.8	1.56	1.8	1.375	3.008
2	1.9	2	1.76	3.122
2.2	2.25	2.2	2.2	3.208
2.4	2.6	2.4	2.75	3.269
2.6	2.97	2.6	3.025	3.3
2.8	3.47	2.8	3.46	3.349
3	3.75	3	3.96	3.369
3.2	4.16	3.2	4.34	3.397
3.4	4.5	3.4	4.78	3.419
3.6	4.75	3.6	5.9	3.437
3.8	5.25	3.8	6.6	3.451
4	5.3	4	6.71	3.46



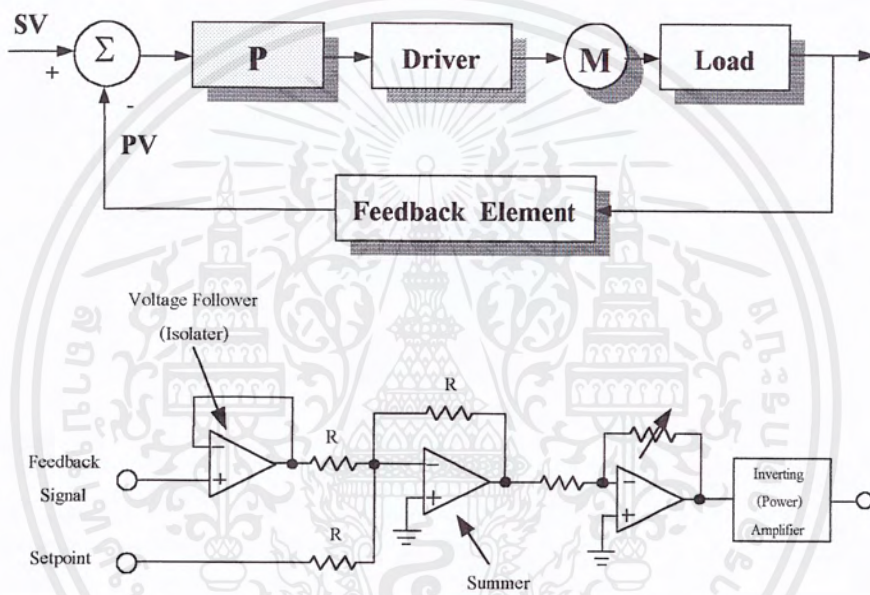
รูปที่ 4.11 เปรียบเทียบการทำงานทั้ง 3 วิธี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

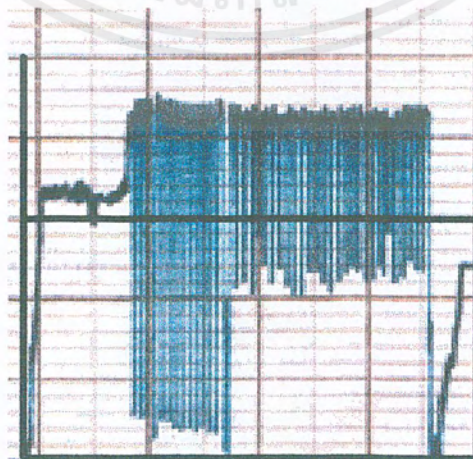
4.4 ตัวควบคุม (Controller)

- ในส่วนของตัวควบคุมจะใช้ตัวควบคุมแบบ PI Controller
- โดยทำการแบบ Close Loop test
- ขั้นแรกใส่เฉพาะเทอม Proportional ปรับค่าเกณฑ์ที่ให้ผลตอบสนองที่ดีที่สุด
- ถ้ายังมีค่า Offset อยู่จึงใส่เทอม Integral
- เลือกค่า Capacitance ที่ให้ผลตอบสนองที่ดีที่สุด

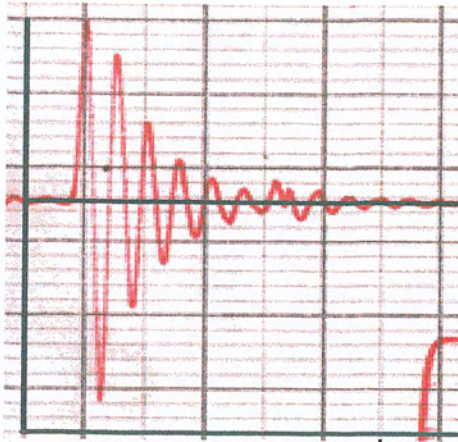
ตัวควบคุมแบบ P-Controller



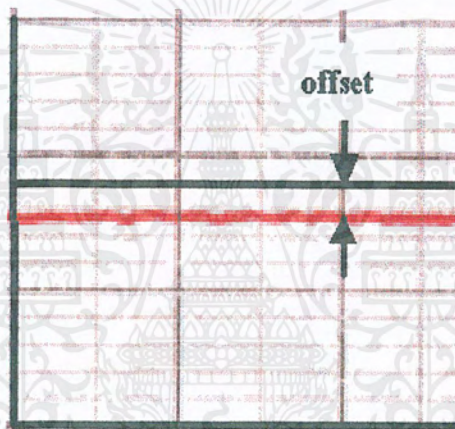
รูปที่ 4.12 Block Diagram และวงจรเมื่อใส่เฉพาะเทอม Proportional



รูปที่ 4.13 กรณีปรับค่าเกณฑ์มากเกินไปจนทำให้เกิดการออสซิลเลท เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

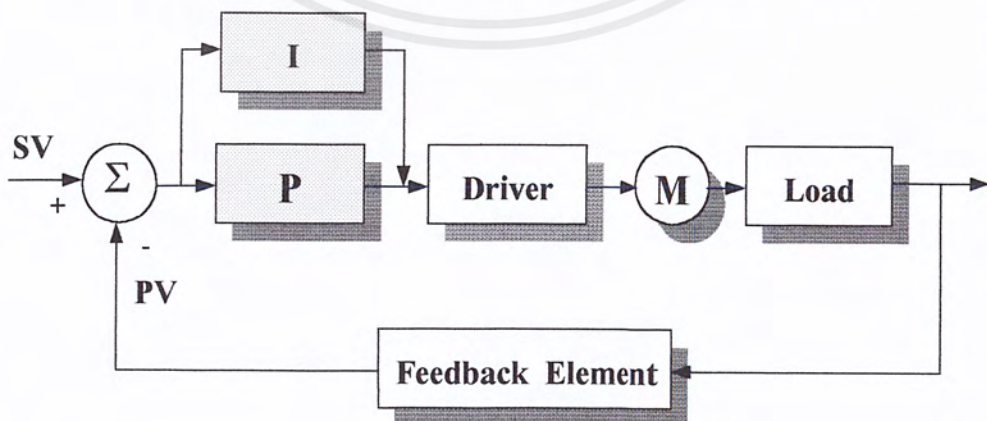


รูปที่ 4.14 กรณีปรับค่าเกนมากเกินไปทำให้เกิดอัตราน่วงที่ยาวนาน



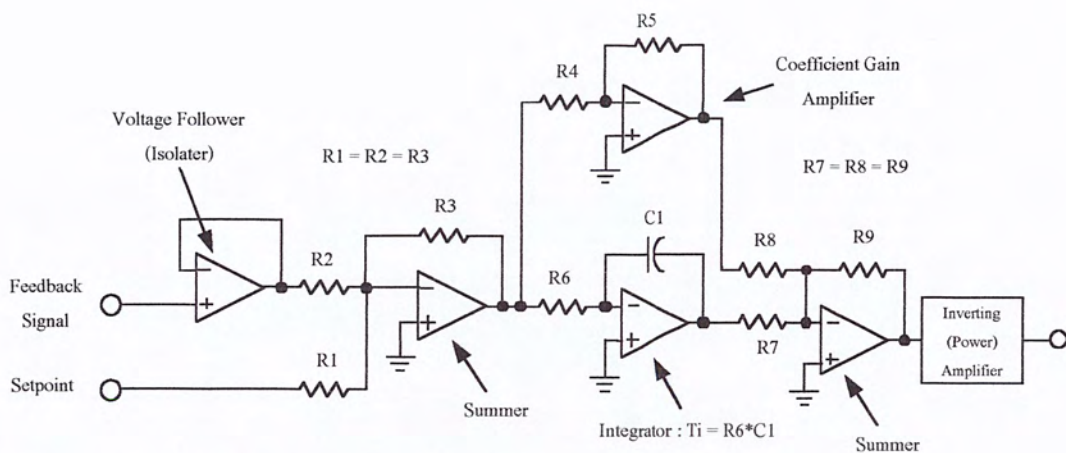
รูปที่ 4.15 กรณีปรับค่าเกนที่ดีที่สุดแล้วแต่ยังไม่เข้าสู่ค่าเป้าหมาย (Setpoint)

ตัวควบคุมแบบ PI-Controller

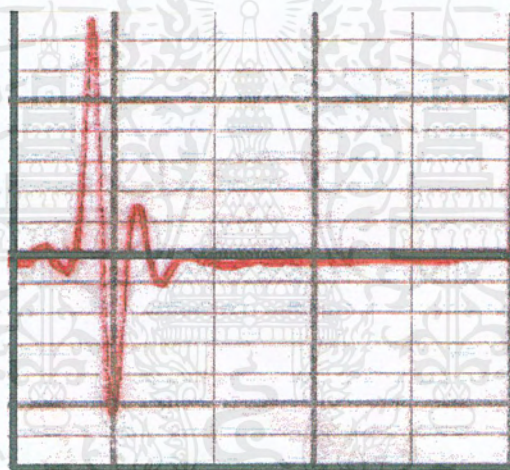


รูปที่ 4.16 Block Diagram ของตัวควบคุมแบบ PI-Controller

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 วงจรเมื่อใส่เทอม Integral เพิ่มเข้าไป



รูปที่ 4.18 กรณีปรับเทอม Integral มากเกินไป

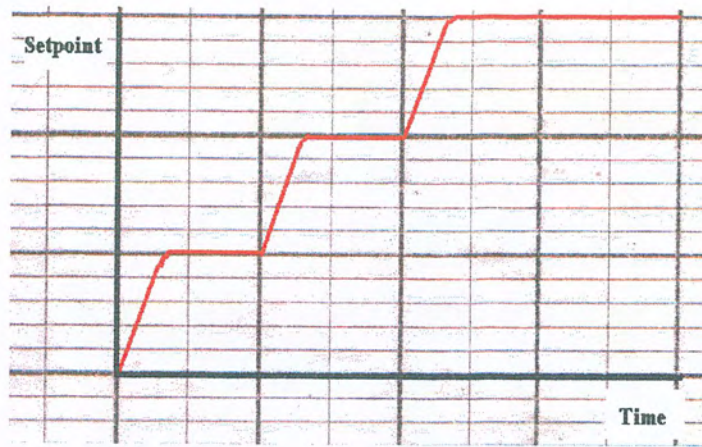
4.5 การทดสอบการทำงาน

- เมื่อได้ตัวควบคุมที่เหมาะสมแล้วก็ทำการทดสอบ โหลดที่สภาวะต่างๆ
- ทดสอบช่วงของโหลดที่ค่าเป้าหมายต่างๆ
- หาแรงบิดที่เกิดขึ้น
- กำลังงานไฟฟ้าที่มอเตอร์จ่ายออกไป

4.5.1 การทดสอบผลตอบสนองทางความเร็ว

- ป้อนค่าเป้าหมายที่ค่าๆหนึ่ง
- เปลี่ยนค่าเป้าหมาย
- ดูผลตอบสนองและความเร็วที่เปลี่ยนแปลง

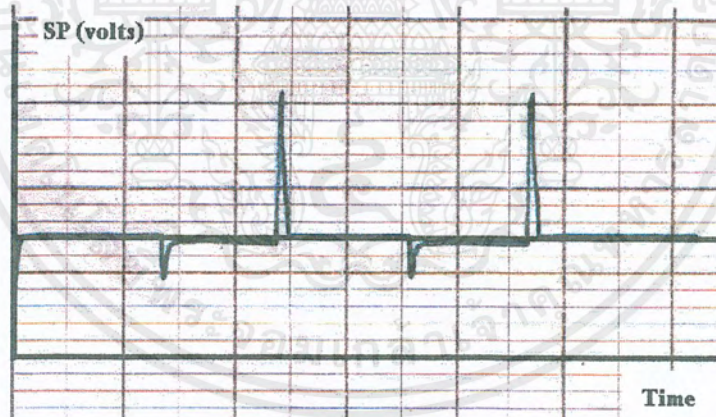
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.19 ผลตอบสนองทางความเร็วที่เปลี่ยนแปลงตามสัญญาณค่าเป้าหมาย

4.5.2 การทดสอบการควบคุมความเร็ว

- ป้อนสัญญาณค่าเป้าหมาย
- ใส่โหลดที่สถานะต่างๆกัน
- เปลี่ยนสัญญาณค่าเป้าหมายและใส่โหลดที่สถานะต่างๆกัน
- ผลตอบสนองในย่านของโหลดที่ควบคุมได้และควบคุมไม่ได้



รูปที่ 4.20 ทดสอบโหลดที่ค่าเป้าหมาย 1.3 โวลต์ โหลดมีค่าความต้านทาน 60 โอห์ม

ตารางที่ 4.6 ทดสอบโหลดที่ค่าเป้าหมาย 1.3 โวลต์ ความเร็วรอบ 2105 รอบต่อนาที

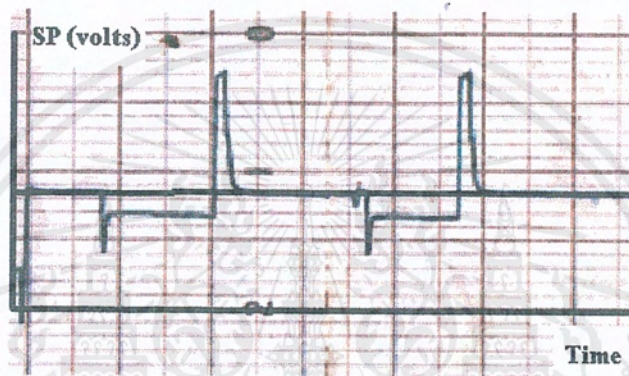
Speed (rpm)	Current (A) No load	Current (A) Full load	Load (Ω)	Torque (N - m)	Power (Watt)
2105	0.3	0.60	60	$6.57 \cdot 10^{-3}$	5.213
2105	0.3	0.69	47	$7.56 \cdot 10^{-3}$	6.000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.7 ทดสอบโหลดที่ค่าเป้าหมาย 1.5 โวลต์ ความเร็วรอบ 2500 รอบต่อนาที

Speed (rpm)	Current (A) No load	Current (A) Full load	Load (Ω)	Torque (N - m)	Power (Watt)
2500	0.33	0.62	60	$6.79 \cdot 10^{-3}$	6.400
2500*	0.33	0.70	47	$7.67 \cdot 10^{-3}$	7.228

* ค่าของโหลดไม่อยู่ในช่วงของการควบคุม



รูปที่ 4.21 ทดสอบโหลดที่ค่าเป้าหมาย 1.5 โวลต์ โหลดมีค่าความต้านทาน 47 โอห์ม

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

ระบบขับเคลื่อนมอเตอร์นั้นควรจะต้องทราบคุณลักษณะ ซึ่งจะมีค่าตัวแปรต่างๆ เช่นค่าคงที่ของสมการแรงดันไฟฟ้าด้านกลับ ค่าคงที่สมการของแรงบิด เป็นต้น รวมทั้งโครงสร้างภายในของมอเตอร์ก่อน และศึกษาวิธีการควบคุมและระบบการขับเคลื่อนที่จะนำมาใช้ จากนั้นเลือกวิธีที่จะทำการควบคุมและทดสอบการทำงาน

ในปริิญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำระบบขับเคลื่อน และออกแบบระบบควบคุมความเร็วให้คงที่ได้ เมื่อนำไปใช้งานในสถานะที่มีโหลดต่างๆ โดยการออกแบบระบบควบคุมให้มีค่าเหมาะสมกับขนาดของโหลดที่มอเตอร์ได้รับ เพื่อให้มอเตอร์มีแรงบิดเหมาะสมกับขนาดของโหลด ซึ่งจากการทดสอบแล้วสามารถควบคุมความเร็วได้จริง แต่ขนาดของโหลดที่นำมาต่อ่นั้นจะมีข้อจำกัดอยู่ที่ชุดขับเคลื่อน (Driver) ดังนั้นถ้าต้องการใช้กับโหลดให้ได้ค่ามากขึ้นก็ทำการขยายชุดขับเคลื่อนให้สามารถรับค่ากระแสในวงจรให้มากขึ้นตามความต้องการ

ปัญหาที่พบบนนั้น เนื่องจากมอเตอร์นั้นเป็นเครื่องใช้ไฟฟ้าที่มีคุณลักษณะทางไฟฟ้าที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นปัญหาที่สำคัญคือมอเตอร์จะกำเนิดสัญญาณฮาร์โมนิก รวมทั้งอุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในวงจรต่างๆด้วย จึงต้องมีการกรองสัญญาณเหล่านี้ทิ้งไป ปัญหาในส่วนของวงจรขับเคลื่อนคือที่วงจรพัลส์วิตชโมดูลชั้น ความถี่ในย่านหนึ่งทำให้เกิดการออสซิลเลชัน ต้องทำการปรับค่า R และ C ในวงจร ที่กำเนิดความถี่ที่จ่ายให้กับมอเตอร์ในค่าที่เหมาะสม

บรรณานุกรม

- [1] โยธิน เปรมปราณีรัชต์ “วิเคราะห์และออกแบบระบบควบคุมมอเตอร์”
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพฯ พ.ศ.2526
- [2] ผศ.ศุภชัย สุรินทร์วงศ์ “เครื่องกลไฟฟ้า 1 ตอน 2 : มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง”
สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี (ไทย-ญี่ปุ่น) พ.ศ.2532
- [3] มงคล ทองสงคราม “เครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรง” พิมพ์ครั้งที่ 1 พ.ศ.2533
- [4] มงคล ทองสงคราม “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง” พิมพ์ครั้งที่ 3 พ.ศ.2540
- [5] นายไสว พงศ์สวัสดิ์ “การออกแบบและพัฒนาระบบควบคุมความเร็วและแรงบิดของ
สเตปป์มอเตอร์ที่มีการหมุนอย่างต่อเนื่อง” (DESIGN AND DEVELOPMENT OF SPEED
CONTROL SYSTEM FOR CONTINEOUS ROTATING STEPPING MOTOR)
วิทยานิพนธ์ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ.2541
- [6] นายธีระ ธรรมพิทักษ์, นายบรรพต กนกพงศ์ศักดิ์, นายไพโรจน์ คุณพรม
“การวัดและควบคุมมอเตอร์กระแสตรงด้วยคอมพิวเตอร์” (MEASUREMENT AND
CONTROL D.C. MOTOR BY COMPUTER)
ปริญญาานิพนธ์ สาขาวิศวกรรมการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ.2541



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

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

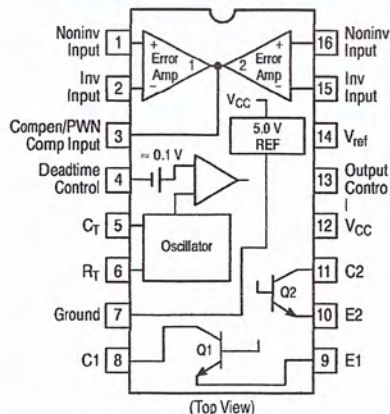
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation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

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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	42		V
Collector Output Voltage	V_{C1} , V_{C2}	42		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1.)	I_{C1} , I_{C2}	500		mA
Amplifier Input Voltage Range	V_{IR}	-0.3 to +42		V
Power Dissipation @ $T_A \leq 45^\circ\text{C}$	P_D	1000		mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	$R_{\theta JA}$	80		$^\circ\text{C}/\text{W}$
Operating Junction Temperature	T_J	125		$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125		$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I	T_A	0 to +70 -40 to +85		$^\circ\text{C}$
Derating Ambient Temperature	T_A	45		$^\circ\text{C}$

1. Maximum thermal limits must be observed.

PIN CONNECTIONS



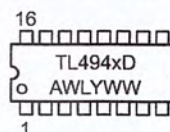
ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

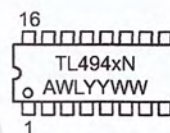
MARKING DIAGRAMS



SO-16
D SUFFIX
CASE 751B



PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648



x = C or I
A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
TL494CD	SO-16	48 Units/Rail
TL494CDR2	SO-16	2500 Tape & Reel
TL494CN	PDIP-16	500 Units/Rail
TL494IN	PDIP-16	500 Units/Rail

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	V_{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V_{C1}, V_{C2}	–	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	I_{C1}, I_{C2}	–	–	200	mA
Amplified Input Voltage	V_{in}	-0.3	–	$V_{CC} - 2.0$	V
Current Into Feedback Terminal	I_{fb}	–	–	0.3	mA
Reference Output Current	I_{ref}	–	–	10	mA
Timing Resistor	R_T	1.8	30	500	$k\Omega$
Timing Capacitor	C_T	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f_{osc}	1.0	40	200	kHz

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

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

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

REFERENCE SECTION

Reference Voltage ($I_O = 1.0\text{ mA}$)	V_{ref}	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation ($V_{CC} = 7.0\text{ V to }40\text{ V}$)	Reg_{line}	–	2.0	25	mV
Load Regulation ($I_O = 1.0\text{ mA to }10\text{ mA}$)	Reg_{load}	–	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current ($V_{ref} = 0\text{ V}$)	I_{SC}	15	35	75	mA

OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_{CE} = 40\text{ V}$)	$I_{C(off)}$	–	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current $V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0\text{ V}$)	$I_{E(off)}$	–	–	-100	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage (Note 2.) Common-Emitter ($V_E = 0\text{ V}$, $I_C = 200\text{ mA}$) Emitter-Follower ($V_C = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$)	$V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$	– –	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4\text{ V}$) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL} I_{OCH}	– –	10 0.2	– 3.5	μA mA
Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	t_r	– –	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13)	t_f	– –	25 40	100 100	ns

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

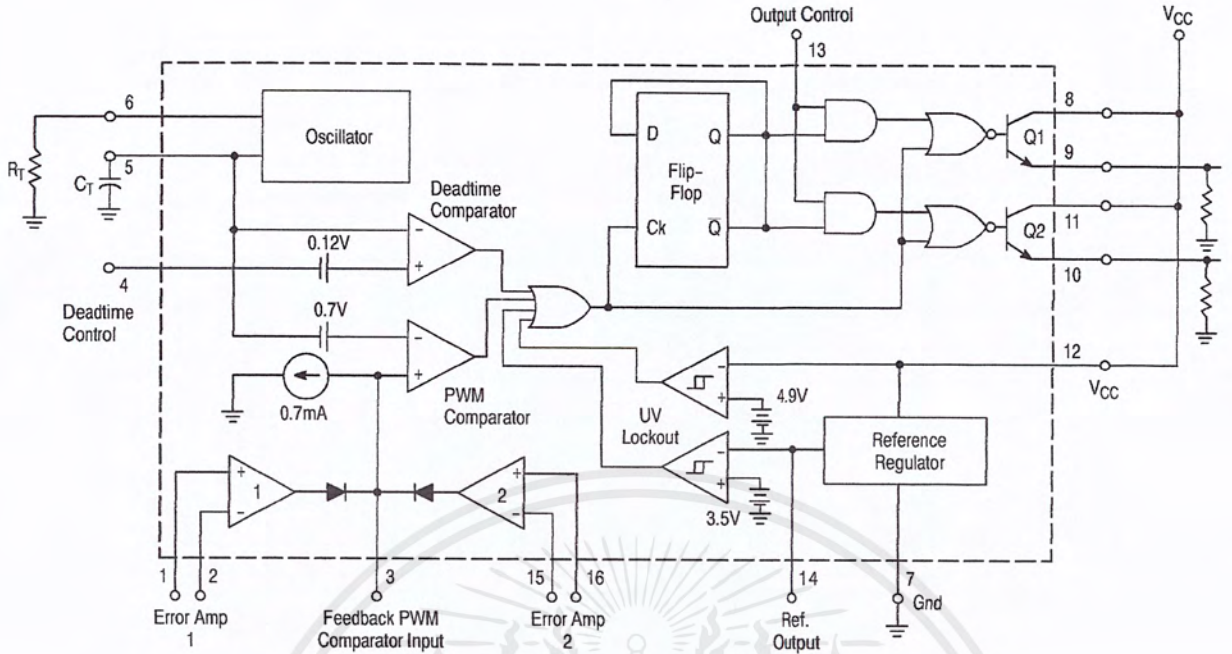
TL494

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, unless otherwise noted.)For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

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

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, $\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (X_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$

TL494



This device contains 46 active transistors.

Figure 1. Representative Block Diagram

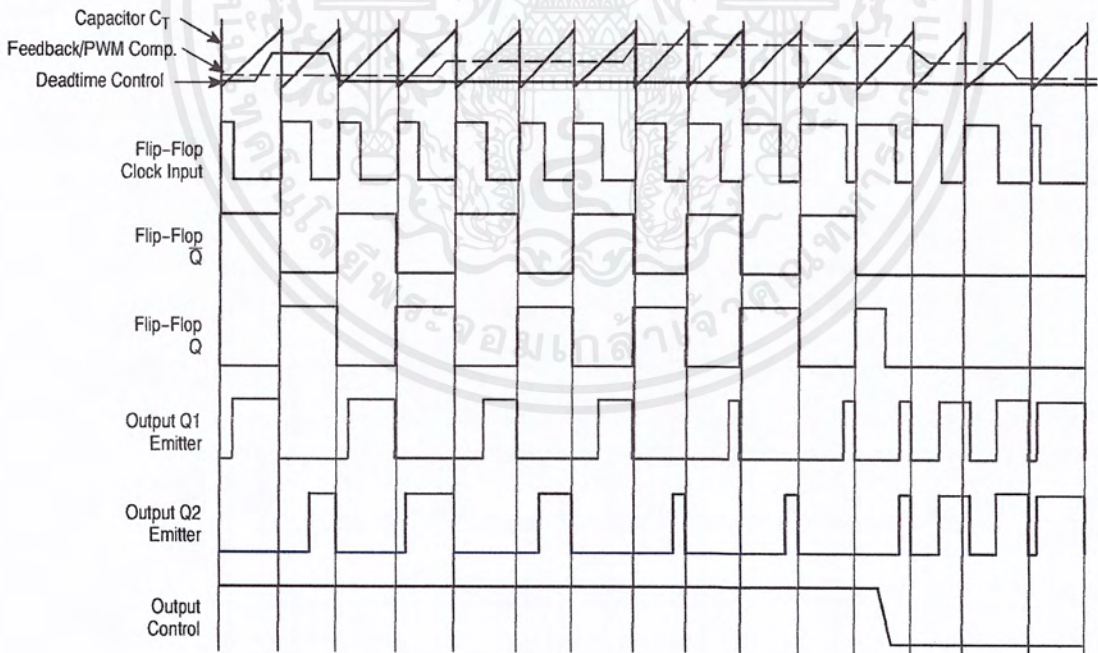


Figure 2. Timing Diagram

TL494

APPLICATIONS INFORMATION

Description

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

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

For more information refer to Figure 3.

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

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

Functional Table

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

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a

common mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2V)$, and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

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

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

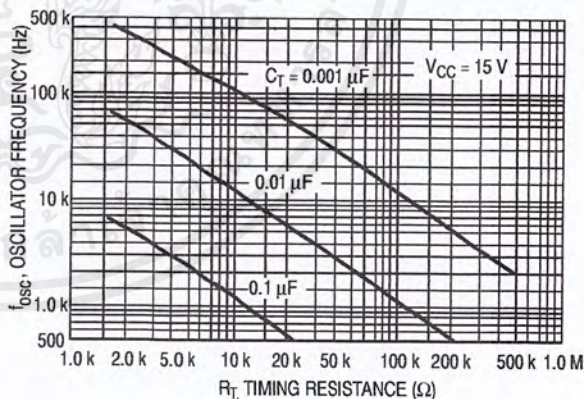


Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

TL494

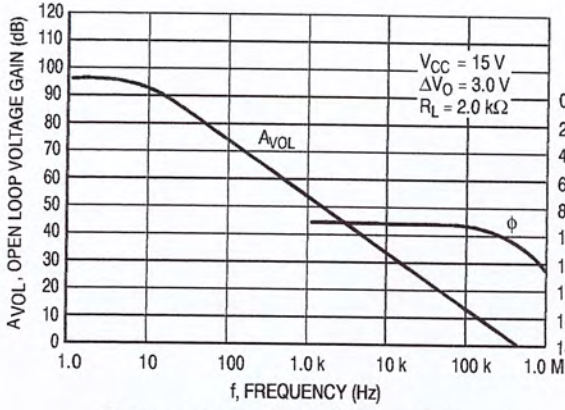


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

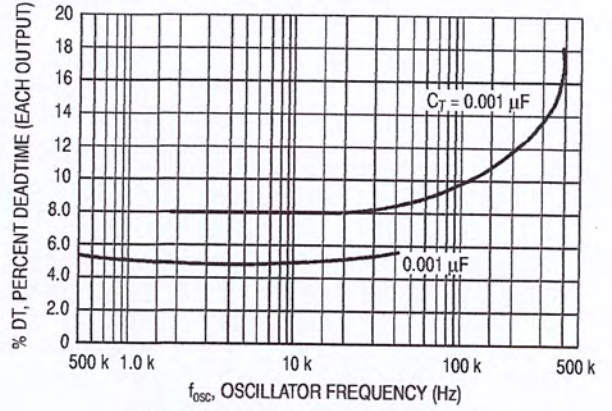


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

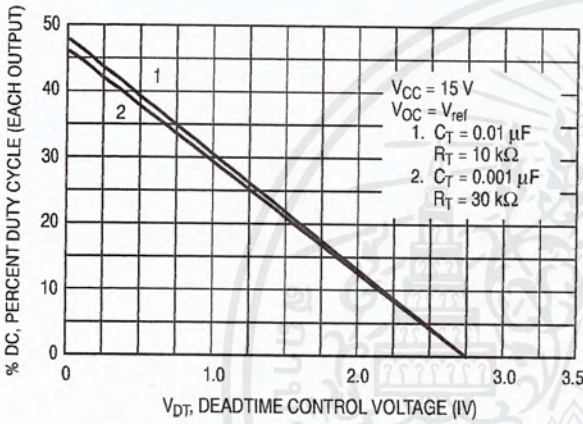


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

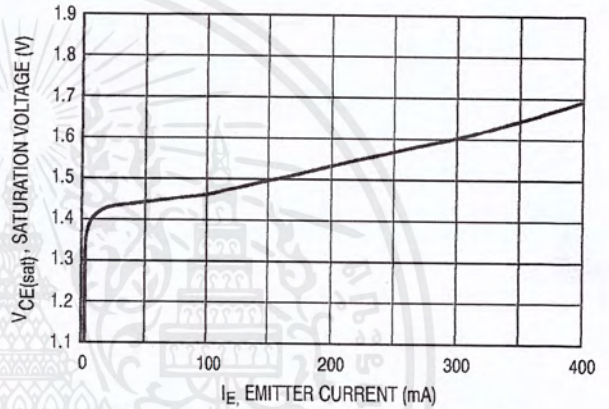


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

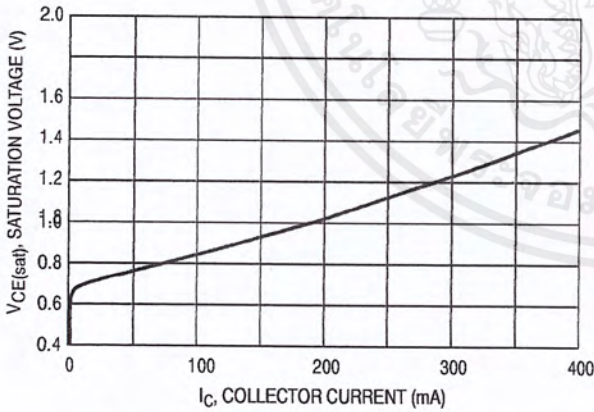


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

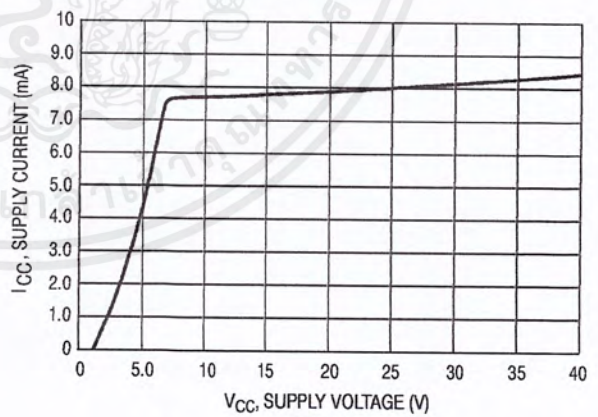


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

TL494

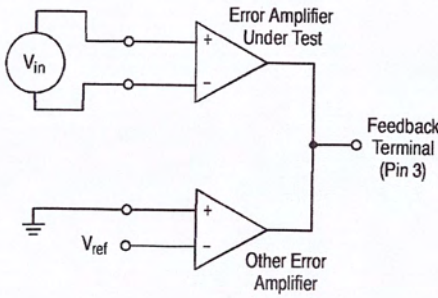


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

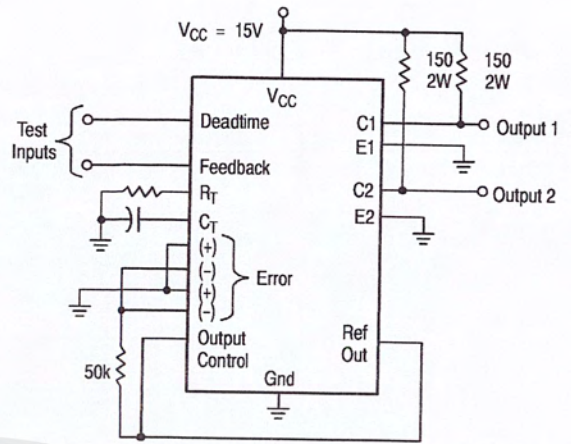


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

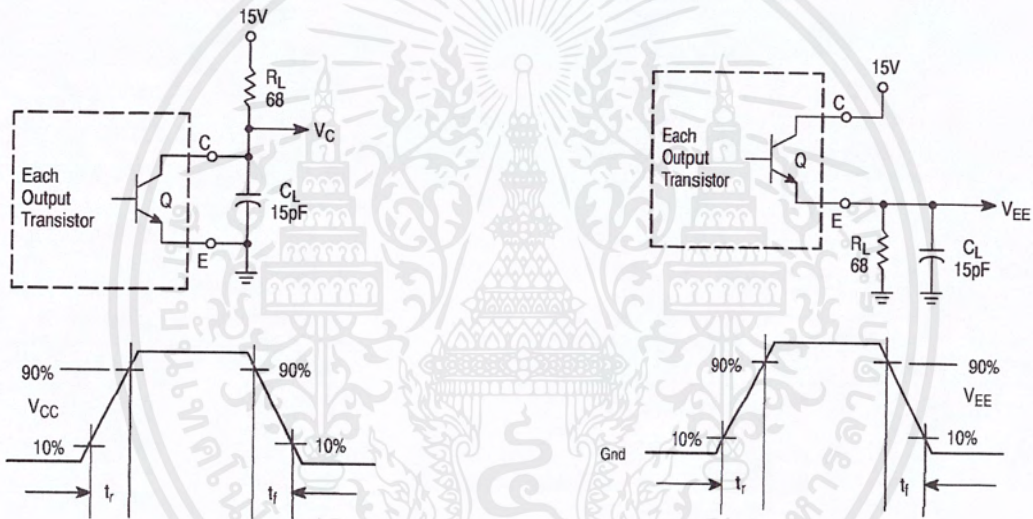


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform

TL494

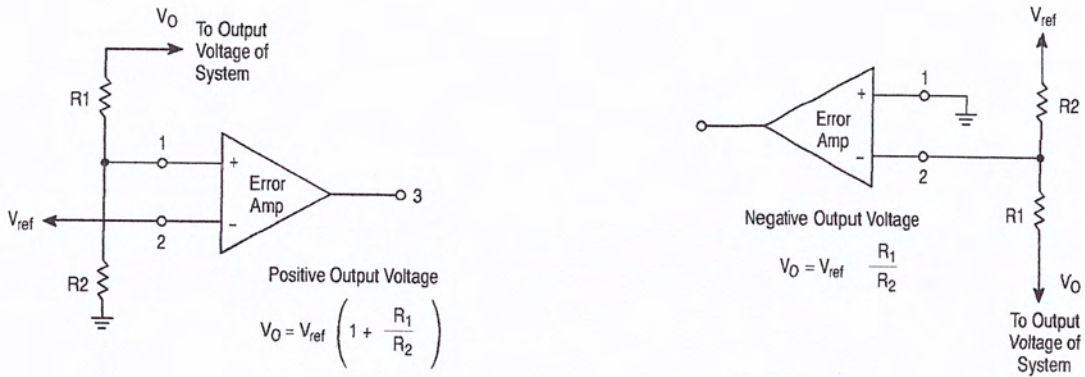


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

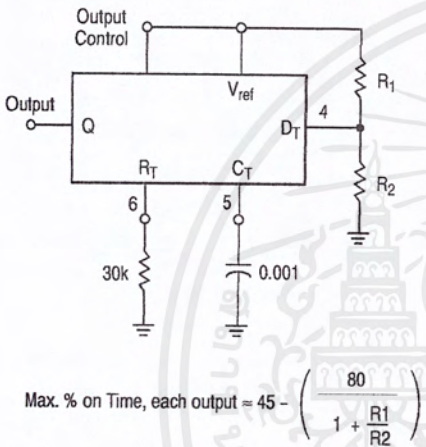


Figure 15. Deadtime Control Circuit

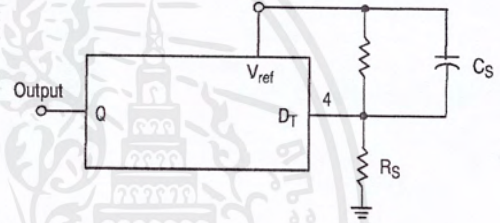


Figure 16. Soft-Start Circuit

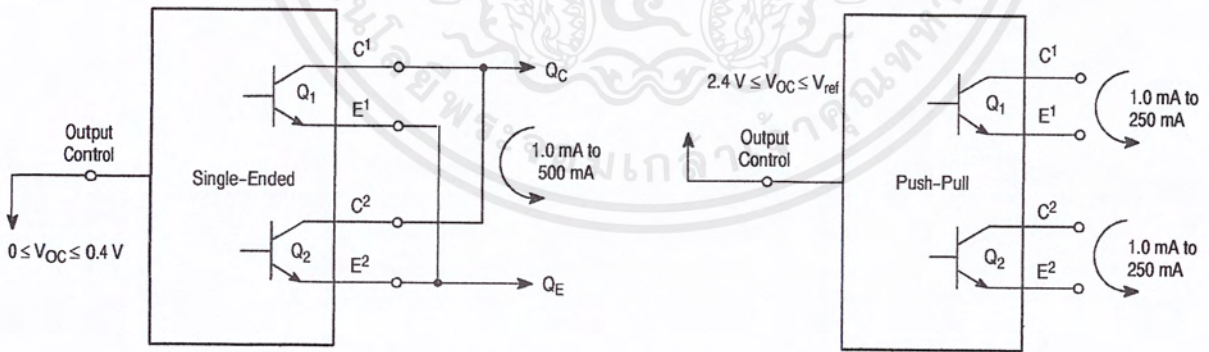


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM2907/LM2917

Frequency to Voltage Converter

General Description

The LM2907, LM2917 series are monolithic frequency to voltage converters with a high gain op amp/comparator designed to operate a relay, lamp, or other load when the input frequency reaches or exceeds a selected rate. The tachometer uses a charge pump technique and offers frequency doubling for low ripple, full input protection in two versions (LM2907-8, LM2917-8) and its output swings to ground for a zero frequency input.

The op amp/comparator is fully compatible with the tachometer and has a floating transistor as its output. This feature allows either a ground or supply referred load of up to 50 mA. The collector may be taken above V_{CC} up to a maximum V_{CE} of 28V.

The two basic configurations offered include an 8-pin device with a *ground referenced tachometer* input and an internal connection between the tachometer output and the op amp non-inverting input. This version is well suited for single speed or frequency switching or fully buffered frequency to voltage conversion applications.

The more versatile configurations provide differential tachometer input and uncommitted op amp inputs. With this version the tachometer input may be floated and the op amp becomes suitable for active filter conditioning of the tachometer output.

Both of these configurations are available with an active shunt regulator connected across the power leads. The regulator clamps the supply such that stable frequency to voltage and frequency to current operations are possible with any supply voltage and a suitable resistor.

Advantages

- Output swings to ground for zero frequency input

- Easy to use; $V_{OUT} = f_{IN} \times V_{CC} \times R1 \times C1$
- Only one RC network provides frequency doubling
- Zener regulator on chip allows accurate and stable frequency to voltage or current conversion (LM2917)

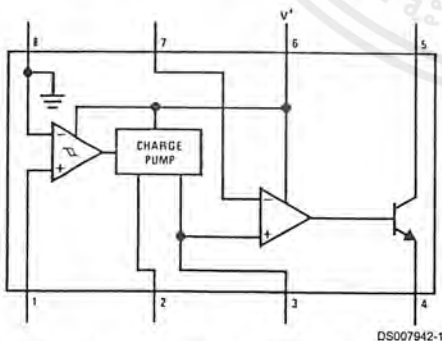
Features

- Ground referenced tachometer input interfaces directly with variable reluctance magnetic pickups
- Op amp/comparator has floating transistor output
- 50 mA sink or source to operate relays, solenoids, meters, or LEDs
- Frequency doubling for low ripple
- Tachometer has built-in hysteresis with either differential input or ground referenced input
- Built-in zener on LM2917
- $\pm 0.3\%$ linearity typical
- Ground referenced tachometer is fully protected from damage due to swings above V_{CC} and below ground

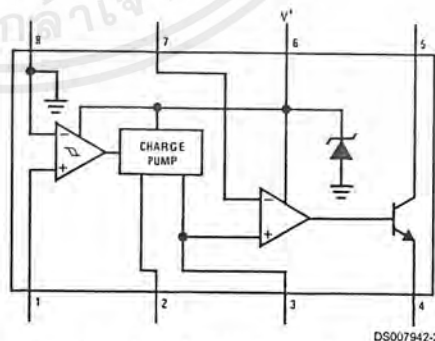
Applications

- Over/under speed sensing
- Frequency to voltage conversion (tachometer)
- Speedometers
- Breaker point dwell meters
- Hand-held tachometer
- Speed governors
- Cruise control
- Automotive door lock control
- Clutch control
- Horn control
- Touch or sound switches

Block and Connection Diagrams Dual-In-Line and Small Outline Packages, Top Views

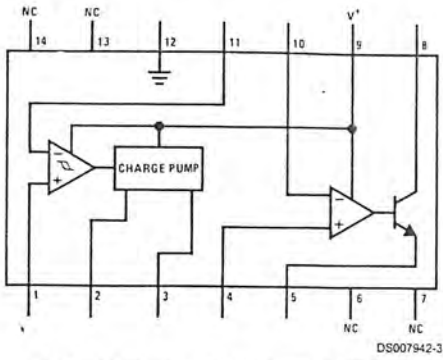


Order Number LM2907M-8 or LM2907N-8
See NS Package Number M08A or N08E



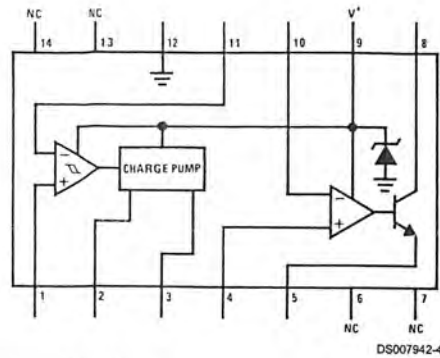
Order Number LM2917M-8 or LM2917N-8
See NS Package Number M08A or N08E

Block and Connection Diagrams Dual-In-Line and Small Outline Packages, Top Views (Continued)



Order Number LM2907M or LM2907N
See NS Package Number M14A or N14A

DS007942-3



Order Number LM2917M or LM2917N
See NS Package Number M14A or N14A

DS007942-4



Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage	28V
Supply Current (Zener Options)	25 mA
Collector Voltage	28V
Differential Input Voltage	
Tachometer	28V
Op Amp/Comparator	28V
Input Voltage Range	
Tachometer	
LM2907-8, LM2917-8	±28V
LM2907, LM2917	0.0V to +28V
Op Amp/Comparator	0.0V to +28V

Power Dissipation

LM2907-8, LM2917-8	1200 mW
LM2907-14, LM2917-14	1580 mW

See (Note 1)

Operating Temperature Range	-40°C to +85°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C

Soldering Information

Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

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

Electrical Characteristics
 $V_{CC} = 12 V_{DC}$, $T_A = 25^\circ C$, see test circuit

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
TACHOMETER						
	Input Thresholds	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p @ 1 kHz (Note 2)}$	±10	±25	±40	mV
	Hysteresis	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p @ 1 kHz (Note 2)}$		30		mV
	Offset Voltage	$V_{IN} = 250 \text{ mVp-p @ 1 kHz (Note 2)}$				
	LM2907/LM2917			3.5	10	mV
	LM2907-8/LM2917-8			5	15	mV
	Input Bias Current	$V_{IN} = \pm 50 \text{ mV}_{DC}$		0.1	1	µA
V_{OH}	Pin 2	$V_{IN} = +125 \text{ mV}_{DC} \text{ (Note 3)}$		8.3		V
V_{OL}	Pin 2	$V_{IN} = -125 \text{ mV}_{DC} \text{ (Note 3)}$		2.3		V
I_2, I_3	Output Current	$V_2 = V_3 = 6.0V \text{ (Note 4)}$	140	180	240	µA
I_3	Leakage Current	$I_2 = 0, V_3 = 0$			0.1	µA
K	Gain Constant	(Note 3)	0.9	1.0	1.1	
	Linearity	$f_{IN} = 1 \text{ kHz, 5 kHz, 10 kHz (Note 5)}$	-1.0	0.3	+1.0	%
OP/AMP COMPARATOR						
V_{OS}		$V_{IN} = 6.0V$		3	10	mV
I_{BIAS}		$V_{IN} = 6.0V$		50	500	nA
	Input Common-Mode Voltage		0		$V_{CC} - 1.5V$	V
	Voltage Gain			200		V/mV
	Output Sink Current	$V_C = 1.0$	40	50		mA
	Output Source Current	$V_E = V_{CC} - 2.0$		10		mA
	Saturation Voltage	$I_{SINK} = 5 \text{ mA}$		0.1	0.5	V
		$I_{SINK} = 20 \text{ mA}$			1.0	V
		$I_{SINK} = 50 \text{ mA}$		1.0	1.5	V
ZENER REGULATOR						
	Regulator Voltage	$R_{DROP} = 470\Omega$		7.56		V
	Series Resistance			10.5	15	Ω
	Temperature Stability			+1		mV/°C
	TOTAL SUPPLY CURRENT			3.8	6	mA

Note 1: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 101°C/W junction to ambient for LM2907-8 and LM2917-8, and 79°C/W junction to ambient for LM2907-14 and LM2917-14.

Note 2: Hysteresis is the sum $+V_{TH} - (-V_{TH})$, offset voltage is their difference. See test circuit.

Note 3: V_{OH} is equal to $\frac{3}{4} \times V_{CC} - 1 V_{BE}$, V_{OL} is equal to $\frac{1}{4} \times V_{CC} - 1 V_{BE}$ therefore $V_{OH} - V_{OL} = V_{CC}/2$. The difference, $V_{OH} - V_{OL}$, and the mirror gain, I_2/I_3 , are the two factors that cause the tachometer gain constant to vary from 1.0.

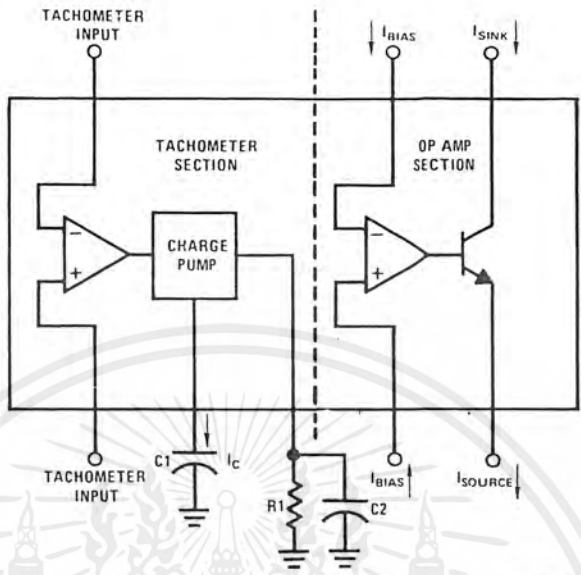
Note 4: Be sure when choosing the time constant $R1 \times C1$ that $R1$ is such that the maximum anticipated output voltage at pin 3 can be reached with $I_3 \times R1$. The maximum value for $R1$ is limited by the output resistance of pin 3 which is greater than 10 MΩ typically.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

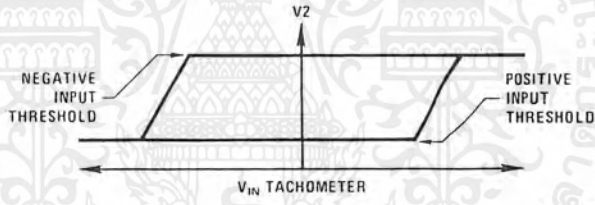
Note 5: Nonlinearity is defined as the deviation of V_{OUT} (@ pin 3) for $f_{IN} = 5$ kHz from a straight line defined by the V_{OUT} @ 1 kHz and V_{OUT} @ 10 kHz. $C1 = 1000$ pF, $R1 = 68k$ and $C2 = 0.22$ mFd.

Test Circuit and Waveform



DS007942-6

Tachometer Input Threshold Measurement

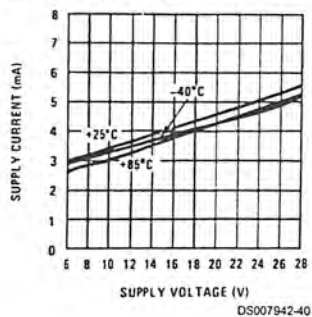


DS007942-7

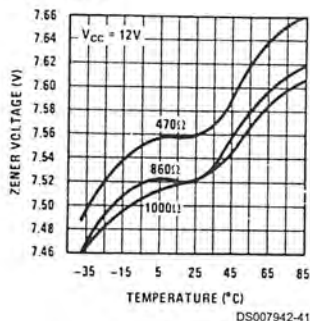
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

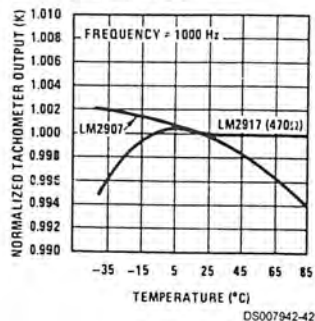
Total Supply Current



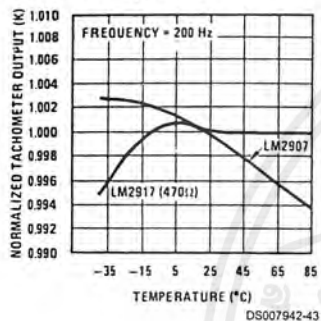
Zener Voltage vs Temperature



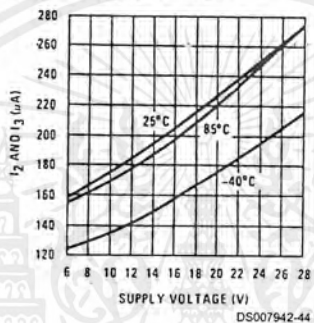
Normalized Tachometer Output vs Temperature



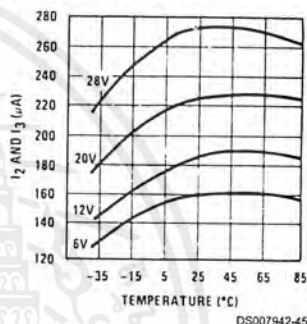
Normalized Tachometer Output vs Temperature



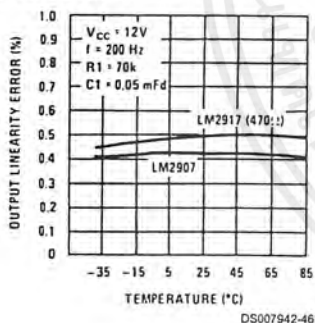
Tachometer Currents I2 and I3 vs Supply Voltage



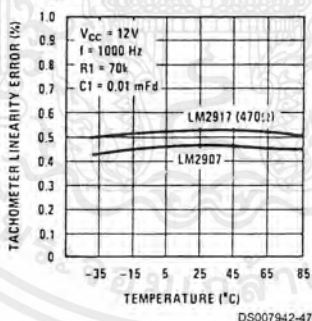
Tachometer Currents I2 and I3 vs Temperature



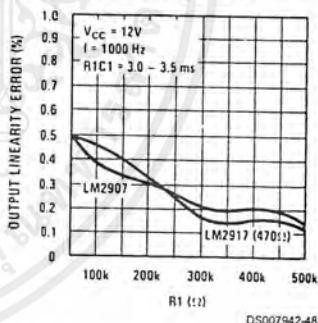
Tachometer Linearity vs Temperature



Tachometer Linearity vs Temperature



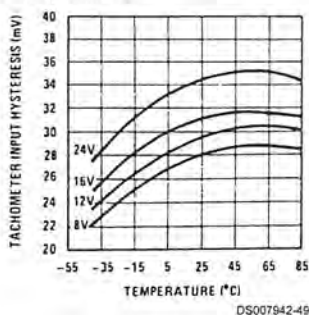
Tachometer Linearity vs R1



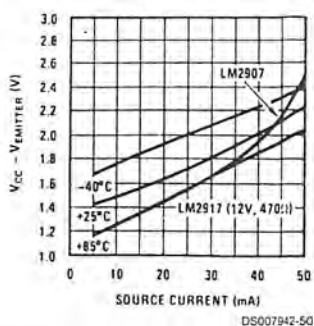
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

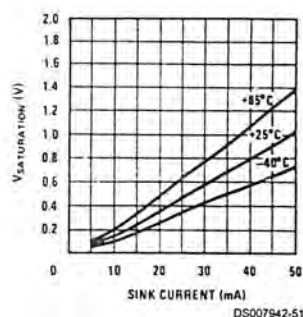
Tachometer Input Hysteresis vs Temperature



Op Amp Output Transistor Characteristics



Op Amp Output Transistor Characteristics



Applications Information

The LM2907 series of tachometer circuits is designed for minimum external part count applications and maximum versatility. In order to fully exploit its features and advantages let's examine its theory of operation. The first stage of operation is a differential amplifier driving a positive feedback flip-flop circuit. The input threshold voltage is the amount of differential input voltage at which the output of this stage changes state. Two options (LM2907-8, LM2917-8) have one input internally grounded so that an input signal must swing above and below ground and exceed the input thresholds to produce an output. This is offered specifically for magnetic variable reluctance pickups which typically provide a single-ended ac output. This single input is also fully protected against voltage swings to $\pm 28V$, which are easily attained with these types of pickups.

The differential input options (LM2907, LM2917) give the user the option of setting his own input switching level and still have the hysteresis around that level for excellent noise rejection in any application. Of course in order to allow the inputs to attain common-mode voltages above ground, input protection is removed and neither input should be taken outside the limits of the supply voltage being used. It is very important that an input not go below ground without some resistance in its lead to limit the current that will then flow in the epi-substrate diode.

Following the input stage is the charge pump where the input frequency is converted to a dc voltage. To do this requires one timing capacitor, one output resistor, and an integrating or filter capacitor. When the input stage changes state (due to a suitable zero crossing or differential voltage on the input) the timing capacitor is either charged or discharged linearly between two voltages whose difference is $V_{CC}/2$. Then in one half cycle of the input frequency or a time equal to $1/2 f_{IN}$ the change in charge on the timing capacitor is equal to $V_{CC}/2 \times C1$. The average amount of current pumped into or out of the capacitor then is:

$$\frac{\Delta Q}{T} = i_{c(AVG)} = C1 \times \frac{V_{CC}}{2} \times (2f_{IN}) = V_{CC} \times f_{IN} \times C1$$

The output circuit mirrors this current very accurately into the load resistor R1, connected to ground, such that if the pulses of current are integrated with a filter capacitor, then $V_O = i_c \times R1$, and the total conversion equation becomes:

$$V_O = V_{CC} \times f_{IN} \times C1 \times R1 \times K$$

Where K is the gain constant—typically 1.0.

The size of C2 is dependent only on the amount of ripple voltage allowable and the required response time.

CHOOSING R1 AND C1

There are some limitations on the choice of R1 and C1 which should be considered for optimum performance. The timing capacitor also provides internal compensation for the charge pump and should be kept larger than 500 pF for very accurate operation. Smaller values can cause an error current on R1, especially at low temperatures. Several considerations must be met when choosing R1. The output current at pin 3 is internally fixed and therefore $V_O/R1$ must be less than or equal to this value. If R1 is too large, it can become a significant fraction of the output impedance at pin 3 which degrades linearity. Also output ripple voltage must be considered and the size of C2 is affected by R1. An expression that describes the ripple content on pin 3 for a single R1C2 combination is:

$$V_{RIPPLE} = \frac{V_{CC}}{2} \times \frac{C1}{C2} \times \left(1 - \frac{V_{CC} \times f_{IN} \times C1}{I_2} \right) \text{ pk-pk}$$

It appears R1 can be chosen independent of ripple, however response time, or the time it takes V_{OUT} to stabilize at a new voltage increases as the size of C2 increases, so a compromise between ripple, response time, and linearity must be chosen carefully.

As a final consideration, the maximum attainable input frequency is determined by V_{CC} , C1 and I_2 :

$$f_{MAX} = \frac{I_2}{C1 \times V_{CC}}$$

USING ZENER REGULATED OPTIONS (LM2917)

For those applications where an output voltage or current must be obtained independent of supply voltage variations, the LM2917 is offered. The most important consideration in choosing a dropping resistor from the unregulated supply to the device is that the tachometer and op amp circuitry alone require about 3 mA at the voltage level provided by the zener. At low supply voltages there must be some current flowing in the resistor above the 3 mA circuit current to operate the regulator. As an example, if the raw supply varies from 9V to 16V, a resistance of 470Ω will minimize the zener voltage variation to 160 mV. If the resistance goes under 400Ω or over 600Ω the zener variation quickly rises above 200 mV for the same input variation.