

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

โครงการเรื่อง การควบคุมความเร็วมอเตอร์ด้วยตัวควบคุมแบบปรับค่าพารามิเตอร์ด้วยตนเอง  
CONTROL SPEED D.C. MOTOR WITH USING ADAPTIVE CONTROLLER



โดย

นายสุรินทร์ ชัยพัชรวานิช 3I 40012111

นายสมคิด สุริยจันทร์ทอง 3S 40013425

นายสมปอง อินทเปล่ง 3S 40013426

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิศวกรรมการวัดคุม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2542

เลขหน้.....

เลขทะเบียน.....36813

วัน, เดือน, ปี 29 ตุลาคม 2543

หรือการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ติดต่อขอเปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2542

ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์


สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

โครงการเรื่อง การควบคุมความเร็วมอเตอร์ด้วยตัวควบคุมแบบปรับค่าพารามิเตอร์ด้วยตนเอง

CONTROL SPEED D.C. MOTOR WITH USING ADAPTIVE CONTROLLER


ผู้จัดทำ

1. นายสุรินทร์ ชัยพัชรวานิช 3I 40012111
2. นายสมคิด สุริยจันทร์ทอง 3S 40013425
3. นายสมปอง อินทแปลง 3S 40013426



(ร.ศ. กิตติ ตีรเศรษฐ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา



(อ. ประสิทธิ์ จุลเสวีวงศ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา



(อ. ไสว พงศ์สวัสดิ์)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การควบคุมความเร็วมอเตอร์ด้วยตัวควบคุมแบบปรับค่าพารามิเตอร์ด้วยตนเอง

โดย

นายสุรินทร์ ชัยพัชรพาณิชย์

นายสมคิด สุริยจันทร์ทอง

นายสมปอง อินทแปลง

อาจารย์ที่ปรึกษา

ร.ศ. กิตติ ติรเศรษฐ์

อ. ประสิทธิ์ จุลเสวีวงศ์

อ. ไสว พงศ์สวัสดิ์

### บทคัดย่อ

ในงานวิจัยนี้จะปรับปรุงการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงให้มีการเข้าสู่ค่าอ้างอิงหรือค่าเป้าหมายให้เร็วและทำให้เกิด Overshoot น้อยที่สุด เมื่อเทียบกับการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงด้วย PID Controller ทั่วๆไป โดยเทคนิคใหม่จะนำเอา Adaptive Controller เข้ามาช่วยในการตัดสินใจในการเปลี่ยนพารามิเตอร์ต่างๆเพื่อให้ได้ความเร็วรอบตามต้องการ

ในส่วนของคุณสมบัติของนั้นเราจะทำชุดควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ให้ได้ตามต้องการ โดยเครื่องที่จะทำการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยผ่าน D.C. drive and amplifier เพื่อให้ไปปรับรอบของ Motor อีกทีหนึ่งและในการวัดความเร็วรอบจะใช้ Tacho meter เป็นตัววัดความเร็วรอบมาเพื่อทำการเปรียบเทียบกับค่าอ้างอิง (Reference) เพื่อจะทำให้ตัวควบคุมที่สร้างขึ้นมาปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆทำให้ได้ความเร็วรอบของมอเตอร์ตามต้องการ

## CONTROL SPEED D.C. MOTOR WITH USING ADAPTIVE CONTROLLER

BY

MR. SURIN CHAIPADCHARAVANICH

MR. SOMKIT SURIYAJANTRATONG

MR. SOMPONG INTHAPLEANG

ADVISOR

Assoc.Prof. KITTI TIRASESTH

MR. PRASIT JULSEREEWONG

MR. SAWAI PONGSAWAD

### ABSTRACT

This research has made to improve and control an accelerator of the direct electricity motor in order to make the power running through target reference value to make it faster and reducing overshoot as much as possible. Comparing the control the direct electricity motor, which general PID Controller, the new technical will bring Adaptive Controller to help its making decision in order to change parameter to the speed's requirement.

In the part of limitation, we have built an accelerator motor rounding controller to control the speed of the motor. It can be controlled the direct electricity motor through D.C. drive and amplifier to adjust the speed of motor. To measure the speed, we used Tachometer as a measure machine to compare with reference value in order to control and adjust the parameters to make it reach the speed's requirement of motor.

## กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณ ร.ศ. กิตติ ตีรเศรษฐ , อาจารย์ประสิทธิ์ จุลเสวีวงศ์ , และ อาจารย์ไสว พงศ์สวัสดิ์ ที่ให้คำแนะนำในการทำโครงการชิ้นนี้ และให้คำปรึกษาเพื่อเป็นแนวทาง ในการแก้ไขและดูแลตรวจสอบจนโครงการวิศวกรรมฉบับนี้เสร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี และขอ ขอบคุณผู้ที่เกี่ยวข้องกับโครงการนี้ทุกท่านรวมทั้งผู้ที่ไม่ได้เอ่ยนามในที่นี้ด้วย หากโครงการนี้ มี ข้อผิดพลาดประการใด ทางคณะผู้จัดทำต้องขออภัยไว้ ณ ที่นี้ด้วย

ขอขอบพระคุณอย่างสูง

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	ก
บทคัดย่ออังกฤษ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
สารบัญ	ง-จ
สารบัญรูป	ฉ-ช
สารบัญตาราง	ซ
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 แนวความคิดและขอบเขตของปริญญานิพนธ์	1
1.2 ขั้นตอนการทำงานของ Adaptive Control	1
1.3 เนื้อหาของแต่ละบท	2
บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ	3
2.1 ทฤษฎี Adaptive Control	3
2.2 ทฤษฎีหรือหลักการของ D.C Motor	6
2.3 ทฤษฎีของ General Controller Tuning	11
2.4 ทฤษฎีหรือหลักการของ PID Controller	15
2.5 การนำตัวควบคุมแบบ PID ไปใช้งาน ( PID Controller Utilization )	22
2.6 การปรับค่าของตัวควบคุม PID โดยใช้วิธีของ Ziegler-Nichols	23
บทที่ 3 การคำนวณและการสร้างโครงงาน	28
3.1 การออกแบบวงจร Signal Condition	28
3.2 วงจร D.C Driver motor	29
3.3 วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (f/v)	32
3.4 การทดลองวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (f/v)	33
3.5 วงจรขับมอเตอร์ D.C.ขนาด 2 A.60 W	35
3.6 Signal Condition Circuit (0-2A/1-5V)	37
3.7 การทดลองวงจร Signal Condition Circuit 4-20 mA /0-10 V	39
3.8 การทดลองวงจร Signal Condition Circuit 0-7 V/1-5 V	41
3.9 การทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ no-load	43
3.10 การทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ load ต่างๆ	44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลองทั้งระบบ(system)	48
4.1 วงจรการทดลองของระบบ Adaptive Controller	48
4.2 Flow chart โครงสร้างของโปรแกรม	49
4.2.1 โปรแกรมของ Adaptive Gain Control	52
4.3 ผลการทดลองของระบบการควบคุม ณ.ความเร็วรอบที่จุดต่างๆ	56
4.4 รูปถ่ายภาพประกอบของโครงงานวิทยานิพนธ์	59
สรุปผลการทดลองและวิจารณ์	62
บรรณานุกรม	63
ภาคผนวก	



## สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงตัวอย่างการควบคุมแบบ Scheduled Adaptive Control	4
รูปที่ 2.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ Self-tuning Regulator	5
รูปที่ 2.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ Model Reference Adaptive Control	5
รูปที่ 2.4 Schematic diagram ของคิซิมอเตอร์แบบ armature-controller	6
รูปที่ 2.5 แสดงระบบของมอเตอร์	8
รูปที่ 2.6 แสดงหลักการเบื้องต้นและวงจรของมอเตอร์แบบขั้วแม่เหล็กถาวร	9
รูปที่ 2.7 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดและกำลังออกของมอเตอร์กับความเร็ว	10
รูปที่ 2.8 แสดงโครงสร้างของระบบควบคุมความเร็ว	11
รูปที่ 2.9 แสดงผลการตอบสนองของ Proportional mode	17
รูปที่ 2.10 แสดงผลการตอบสนองของ Integral mode	19
รูปที่ 2.11 แสดงผลการตอบสนองของ Derivative mode	21
รูปที่ 2.12 แสดงตัวอย่างการหาค่า Capacity Lag และ Deadtime	22
รูปที่ 2.13 แสดงการปรับค่าของตัวควบคุม PID โดยวิธีของ Ziegler-Nichols	24
รูปที่ 2.14 แสดงถึง Process Reaction Curve	25
รูปที่ 2.15 แสดงผลตอบสนองของระบบ closed-loop เพื่อใช้ในการหาค่าของ Ku และ Pu	26
รูปที่ 3.1 แสดงวงจร Signal Condition โดยใช้หลักการของการต่อแบบ Voltage Summing	28
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรเปลี่ยนแปลงแรงดัน ไฟฟ้า	28
รูปที่ 3.3 แสดงวงจร Voltage Summing โดยเพิ่มวงจร Inverting	29
รูปที่ 3.4 แสดงวงจร DC. Driver motor	30
รูปที่ 3.5 แสดงไดอะแกรมการทำงานของ L292 (SGS Thomson)	31
รูปที่ 3.6 แสดงวงจร frequency to voltage converter	32
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (f/v)	33
รูปที่ 3.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ $f_{in}$ กับแรงดัน $V_{out}$	34
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรทดลองขับมอเตอร์ D.C. ขนาด 2 A, 60 W	35
รูปที่ 3.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน ( $V_{in}$ ) กับแรงดัน ( $V_{out}$ )	36
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรทดลอง Signal Condition Circuit (0-2A/1-5V)	37
รูปที่ 3.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน ( $V_{in}$ ) กับแรงดัน ( $V_{out}$ )	38

## สารบัญรูป(ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.13 แสดงวงจรการทดลองของ Signal Condition Circuit 4-20 mA /0-10 V	39
รูปที่ 3.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส(Iin) กับแรงดัน(Vout)	40
รูปที่ 3.15 แสดงวงจรการทดลองของ Signal Condition Circuit 0-7 V/1-5 V	41
รูปที่ 3.16 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน(Vin) กับแรงดัน(Vout)	42
รูปที่ 3.17 แสดงวงจรการทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ no-load	43
รูปที่ 3.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน(Vin) กับความเร็วรอบมอเตอร์ขณะ no-load	44
รูปที่ 3.19 แสดงวงจรการทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ load ต่างๆ	44
รูปที่ 3.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน(Vin) กับความเร็วรอบมอเตอร์ ณ จุดต่างๆ	47
รูปที่ 4.1 วงจรการทดลองของระบบ Adaptive Controller	48
รูปที่ 4.2 แสดง Flow chart โปรแกรมของ Adaptive Gain Control	51
รูปที่ 4.3 กราฟแสดงผลการทดลองแบบ PID ธรรมดาที่ SET POINT 790 rpm.	56
รูปที่ 4.4 กราฟแสดงผลการทดลองแบบ Adaptive gain ที่ SET POINT 790 rpm.	56
รูปที่ 4.5 กราฟแสดงผลการทดลองแบบ PID ธรรมดาที่ SET POINT 948 rpm.	57
รูปที่ 4.6 กราฟแสดงผลการทดลองแบบ Adaptive gain ที่ SET POINT 948 rpm.	57
รูปที่ 4.7 กราฟแสดงผลการทดลองแบบ PID ธรรมดาที่ SET POINT 1,106 rpm.	58
รูปที่ 4.8 กราฟแสดงผลการทดลองแบบ Adaptive gain ที่ SET POINT 1,106 rpm.	58
รูปที่ 4.9 แสดงการทำงานทั้งระบบของ Adaptive controller	59
รูปที่ 4.10 แสดงชุดประกอบวงจร Signal Condition	59
รูปที่ 4.11 แสดงชุดควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์	60
รูปที่ 4.12 แสดง Controller และชุดคีย์โปรแกรม	60
รูปที่ 4.13 แสดงชุดอุปกรณ์ Recorder	61

## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 การกำหนดแบบการควบคุมที่เหมาะสมอย่างหยาบๆ	23
ตารางที่ 3.1 บันทึกผลการทดลองวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (f/v)	34
ตารางที่ 3.2 บันทึกผลการทดลองของวงจรขับมอเตอร์ D.C.ขนาด 2 A,60 W(L292)	36
ตารางที่ 3.3 บันทึกผลการทดลองของวงจร Signal Condition Circuit (0-2A/1-5V)	38
ตารางที่ 3.4 บันทึกผลการทดลองวงจร Signal Condition Circuit 4-20 mA /0-10 V	40
ตารางที่ 3.5 บันทึกผลการทดลองวงจร Signal Condition Circuit 0-7 V/1-5 V	42
ตารางที่ 3.6 บันทึกผลการทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ no-load	43
ตารางที่ 3.7 บันทึกผลการทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ load 1	45
ตารางที่ 3.8 บันทึกผลการทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ load 2	45
ตารางที่ 3.9 บันทึกผลการทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ load 3	46
ตารางที่ 3.10 บันทึกผลการทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ load 4	46

## บทที่ 1

### บทนำ

ปริญญานิพนธ์นี้มีชื่อว่า “การควบคุมความเร็วมอเตอร์ด้วยตัวควบคุมแบบปรับค่าพารามิเตอร์ด้วยตนเอง” ซึ่งการควบคุมความเร็วมอเตอร์ในปัจจุบันมีใช้กันอย่างมากมายหลายวิธี ไม่ว่าจะเป็นวิธี การควบคุมแบบเฟสล็อกคัลป์, การควบคุมแบบ PID ,การควบคุมแบบฟีดแบ็คเป็นต้น การควบคุมในแบบต่างๆเหล่านี้ก็เพื่อจะมุ่งหวังให้ความเร็วของมอเตอร์เข้าสู่ค่าอ้างอิงได้เร็ว และทำให้เกิด Overshoot น้อยที่สุด แต่โดยปกติแล้วถ้าเราต้องการทำให้ความเร็วเข้าสู่ค่าอ้างอิงเร็วขึ้นก็จะทำให้ Overshoot มากขึ้นด้วยในทำนองเดียวกันถ้าลด Overshoot ลงก็จะทำให้ความเร็วของมอเตอร์เข้าสู่ค่าอ้างอิงได้ช้าลง ดังนั้นจึงจะต้องหาพารามิเตอร์ต่างๆที่เหมาะสมในการควบคุม

#### 1.1 ขอบเขตของโครงการ

การควบคุมแบบปรับพารามิเตอร์ได้ด้วยตนเอง ( ADAPTIVE CONTROLLER ) การควบคุมแบบนี้ จะใช้ต่อเมื่อลักษณะสมบัติของ โพรเซสรวมทั้งระบบเป็นแบบไม่เป็นเชิงเส้น ( Non-linear ) มากๆ หรือเปลี่ยนแปลงตามเวลา ( Non-Stationary ) การใช้การควบคุมชนิดอื่นที่กล่าวมาแล้วทำได้ลำบาก พนักงาน ( Operator ) อาจต้องคอยปรับตั้งค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม ( Controller tuning ) ซึ่งเป็นงานที่ค่อนข้างซับซ้อนบ่อยเกินไป

โดยทั่วไป PID CONTROLLER ไม่สามารถเปลี่ยนระดับของ gain โดยอัตโนมัติในการตอบสนองต่อ Nonlinear Process Controller จะถูกปรับค่า Proportional , Integral , และ Derivative Action คงที่ ดังนั้น Controller ที่มี gain คงที่ไม่สามารถรักษา Nonlinear Process Loop ให้คงที่ได้ เพราะฉะนั้นจึงต้องนำหลักการของ ADAPTIVE CONTROLLER มาประยุกต์ใช้งานเกิดขึ้น

#### 1.2 ขั้นตอนการทำงานของ ADAPTIVE CONTROL

ระบบควบคุมแบบ Adaptive Control เป็นระบบที่สามารถปรับค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุมได้เองโดยอัตโนมัติ เพื่อให้การควบคุมเหมาะสมอยู่เสมอ แม้ลักษณะคุณสมบัติของ โพรเซสจะเปลี่ยนแปลงไป

ส่วนสำคัญของการควบคุมจะประกอบด้วย

- ตัวควบคุม ทำหน้าที่คอยควบคุมระบบ
- ส่วนคำนวณและปรับตั้งพารามิเตอร์ ทำหน้าที่คำนวณหาพารามิเตอร์ที่เหมาะสมส่ง ไปปรับตั้งตัวควบคุม

การทำงานแบ่งได้เป็น 2 ช่วง คือ ช่วงแรกเป็นการคำนวณหาและปรับตั้งพารามิเตอร์ของตัวควบคุม และช่วงที่สองตัวควบคุมจะทำหน้าที่ควบคุมโพรเซส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 1.3 เนื้อหาของแต่ละบท

- บทที่ 1 เป็นการกล่าวถึงขอบเขตของ ครงงาน วัตถุประสงค์และขั้นตอนการทำงานของเครื่อง โดยสังเขป
- บทที่ 2 เป็นทฤษฎีหรือหลักการของ Adaptive Control ,D.C. Motor และทฤษฎีของ PID Controller ตลอดจนการนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นหลักการสังเขปเพื่อความเข้าใจใน ครงงานดีขึ้น
- บทที่ 3 อธิบายการทำงานของวงจรต่างๆ และแสดงผลการทดลองของวงจร ตลอดจนถึง การคำนวณและการสร้าง ครงงานประเภท ออปแอมป์ ,ตัวขับมอเตอร์, และวงจร เปลี่ยนความถี่มาเป็นแรงดัน
- บทที่ 4 การออกแบบวงจร และแสดงผลการทดลองของวงจรที่มีส่วนร่วมการทำงานทาง ค้านฮาร์ดแวร์ , โปรแกรมชุดควบคุม Adaptive Controller ,และแสดงในส่วนของ ระบบ ครงสร้าง Adaptive Control ที่นำมาประยุกต์ใช้งาน

#### ภาคผนวก

- เอกสารชุดประกอบวงจรควบคุม Adaptive Controller (SGS-THOMSON MICROELECTRONICS)
- ข้อมูลรายละเอียด (Spec) ของชุดอุปกรณ์ Adaptive Controller

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

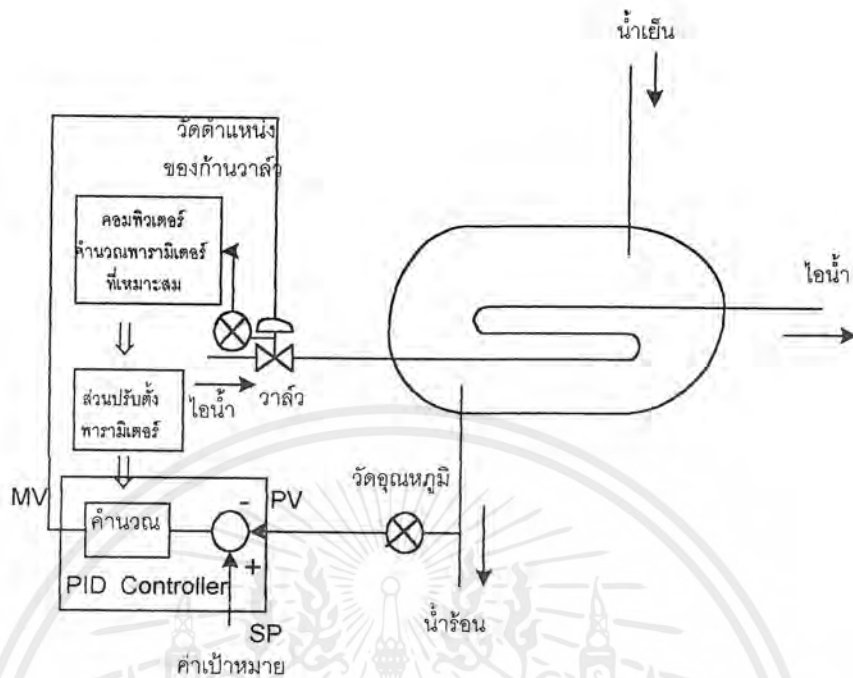
## บทที่ 2 ทฤษฎีหรือหลักการ

### 2.1 ADAPTIVE CONTROL

Adaptive Control อาจแบ่งประเภทตามส่วนคำนวณ และปรับตั้งพารามิเตอร์เป็น 2 ประเภท คือ

2.1.1 Scheduled Adaptive Control เราจะสามารถใช้การควบคุมแบบนี้ได้ก็ต่อเมื่อ เราทราบค่อนข้างชัดเจนว่า “อะไร” ทำให้ลักษณะสมบัติของโปรเซสเปลี่ยนแปลงไป การทำงานเริ่มจากการวัดค่าของ “สิ่งนั้น” แล้วนำไปคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสม ดังแสดงในรูป โดยหลักการการควบคุมแบบนี้จะคล้ายกับการควบคุมแบบป้อนล่วงหน้า (Feedforward Control) และปรับเปลี่ยน gain ของ Controller ซึ่งทำได้หลายวิธี เช่น โดยใช้ค่าของตัวแปรโปรเซส (process variable) เป็นพื้นฐานสำหรับเปลี่ยน gain ซึ่ง gain จะเปลี่ยนเมื่อ process variable ถึงจุดนั้นของ range วิธีนี้เรียกว่า Process adaptive gain หรือจะใช้ความแตกต่างระหว่าง process variable กับ setpoint เป็นพื้นฐานสำหรับเปลี่ยน gain ซึ่ง gain จะเพิ่มขึ้นขณะที่ deviation เพิ่ม เพื่อช่วยให้ process กลับเข้าสู่ setpoint รวดเร็วขึ้น วิธีนี้เรียกว่า Deviation adaptive gain หรือจะใช้สัญญาณ output เป็นพื้นฐานสำหรับเปลี่ยน gain ซึ่ง gain จะเปลี่ยนเมื่อ output ถึงจุดนั้นของ range วิธีนี้เรียกว่า output adaptive gain

การทำ adaptive gain control ไปใช้งาน เพื่อรักษา nonlinear process loop ให้คงที่ ซึ่งใช้ three adaptive gain function พร้อมกัน คือ process variable gain เพื่อลดผลของ nonlinear tank, deviation adaptive gain ช่วยลดผลของการติดตั้ง valve และผลของการติดตั้ง valve และผลของ noise และ output adaptive gain ช่วยให้การตอบสนองของ process คงที่



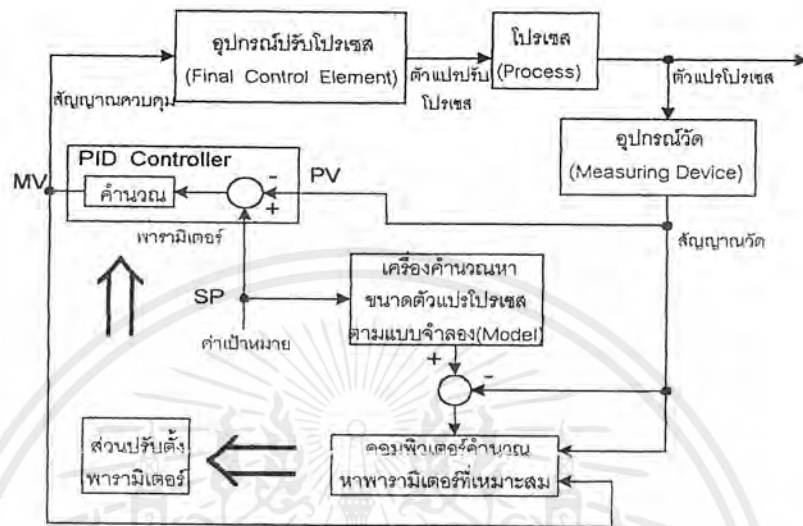
รูปที่ 2.1 แสดงตัวอย่างการควบคุมแบบ Scheduled Adaptive Control

จากรูปเป็นการปรับค่า Gain ของ PID Controller ให้เหมาะสมกับตำแหน่งของวาล์ว ซึ่งมีลักษณะสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น มีชื่อเรียกต่างๆไปว่า Gain Scheduling Control หรือ Gain Scheduling Adaptive Control

2.1.2 Self-adaptive Control การควบคุมแบบนี้ไม่จำเป็นต้องทราบคุณลักษณะสมบัติของโปรเซส และ “สิ่ง” ที่ทำให้มันเปลี่ยนแปลงอย่างชัดเจน การหาค่าพารามิเตอร์ที่เหมาะสมคำนวณจากค่าสัญญาณควบคุมและขนาดของตัวแปรโปรเซส

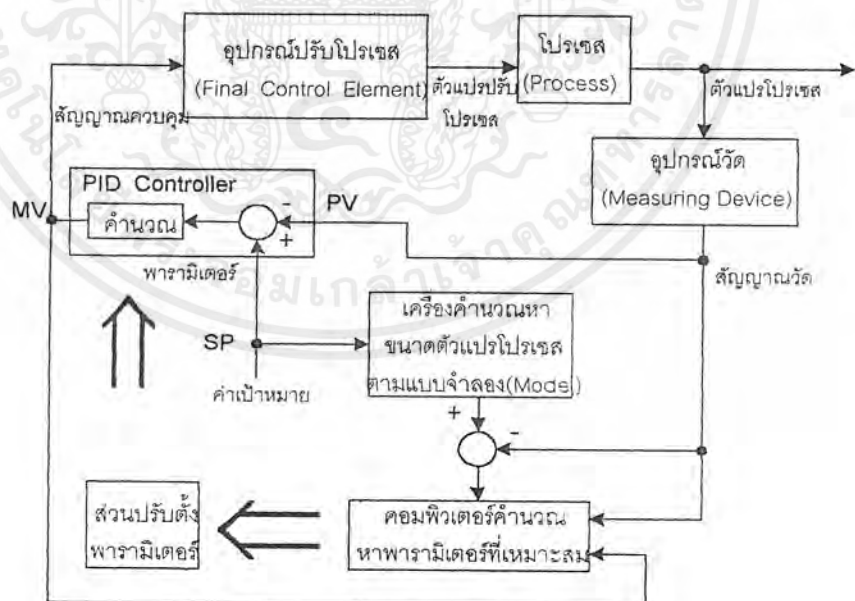
การควบคุมแบบนี้ยังแบ่งออกได้เป็น 2 ประเภทคือ

- Self-tuning Regulator



รูปที่ 2.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ Self-tuning Regulator

- Model Reference Adaptive Control



รูปที่ 2.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของ Model Reference Adaptive Control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

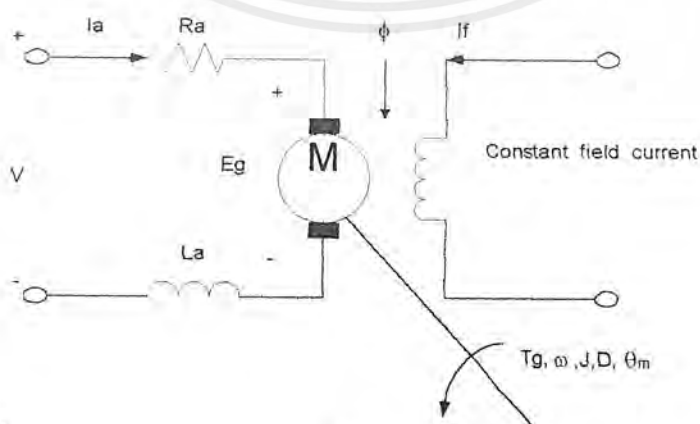
## 2.2 D.C MOTOR

ดีซีมอเตอร์หรือมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงนั้น ถูกใช้งานอย่างกว้างขวางในงานอุตสาหกรรม ข้อดีของดีซีมอเตอร์คือ สามารถหาได้ง่าย มีหลายขนาดและหลายชนิด การควบคุมก็ทำได้ง่าย ระบบขับเคลื่อนปรับความเร็วได้ที่ใช้มอเตอร์กระแสตรง ได้รับความนิยมแพร่หลายมาเป็นเวลานาน เนื่องจากสามารถควบคุมทั้งความเร็วและแรงบิดได้ง่าย สามารถควบคุมความเร็วได้ทั้งในย่านที่สูง และต่ำกว่าความเร็วที่กำหนดให้แรงบิดในตอนเริ่มเดินเครื่องสูง มีการตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงที่รวดเร็ว นอกจากนี้ระบบควบคุมก็ง่าย และมีราคาถูกกว่าระบบที่ใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับ แต่อย่างไรก็ดีมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงจะมีขนาดใหญ่ ราคาแพงและต้องการบำรุงรักษามากกว่ามอเตอร์กระแสสลับ และยังมีข้อจำกัดเกี่ยวกับภาวะแวดล้อมของมอเตอร์อีกด้วย

โดยทั่วไปดีซีมอเตอร์สามารถจำแนกออกเป็น 3 แบบ คือ แบบ Series excited แบบ Shunt-excited และแบบ Separately-excited แต่อย่างไรก็ตาม คุณสมบัติของดีซีมอเตอร์ 2 แบบแรกไม่เป็นเชิงเส้น ดังนั้นในการประยุกต์ใช้ในระบบควบคุมนั้นจึงนิยมใช้แบบที่ 3 มากกว่า ดีซีมอเตอร์แบบ Separately-excited สามารถแยกออกเป็น 2 ชนิด โดยขึ้นอยู่กับชนิดของการควบคุมที่กระทำต่อ field terminals หรือ armature terminals ของมอเตอร์ ดังนั้นดีซีมอเตอร์ที่นิยมใช้กันอยู่จึงมี 2 แบบคือ ดีซีมอเตอร์แบบ field-controlled และดีซีมอเตอร์แบบ armature-controlled

### 2.2.1 ดีซีมอเตอร์แบบ armature-controlled

Schematic diagram ของดีซีมอเตอร์แบบ armature-controlled แสดงได้ดังรูปที่ 2.4 ในกรณีนี้จำเป็นจะต้องให้กระแส field ของมอเตอร์มีค่าคงที่เพื่อให้งานเป็นเชิงเส้น



รูปที่ 2.4 Schematic diagram ของดีซีมอเตอร์แบบ armature-controller

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้

$V$  = แรงดันไฟฟ้า armature

$R_a$  = ค่าความต้านทานของ armature

$\phi$  = air gap flux

$E_g$  = แรงเคลื่อนไฟฟ้าย้อนกลับ (back emf.)

$K_e$  = ค่าคงที่ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าย้อนกลับ

$K_t$  = ค่าคงที่ของแรงบิด

$I_a$  = กระแส armature

$I_f$  = กระแส field

$T_g$  = แรงบิดที่เกิดจากมอเตอร์

$J$  = ความเฉื่อยของมอเตอร์

$D$  = สัมประสิทธิ์ของ viscous friction

$\theta_m$  = ระยะเวลาแทนที่เชิงมุมของ rotor

$J_m$  = ความเฉื่อยของ rotor ของมอเตอร์

$J_L$  = ความเฉื่อยของ Load

$T_f$  = แรงบิดเนื่องจากความฝืด

จากรูปที่ 1 จะได้สมการดังนี้

$$V = L_a \frac{d}{dt} I_a + R I_a + E_g \quad (1)$$

นอกจากนี้แรงเคลื่อนไฟฟ้าย้อนกลับจะเป็นสัดส่วนกับความเร็วของมอเตอร์นั่นคือ

$$E_g = K_e \omega \quad (2)$$

ดังนั้นจะได้สมการใหม่ดังนี้

$$V = L_a \frac{d}{dt} I_a + R I_a + K_e \omega \quad (3)$$

สมการทางไดนามิก

ค่าคงที่ของแรงบิด  $K_t$  จะสัมพันธ์กับแรงบิดของมอเตอร์และกระแส armature นั่นคือ

$$T_g = K_t I_a \quad (4)$$

โดยที่  $K_t$  เป็นฟังก์ชันของ air gap flux ซึ่งเป็นค่าคงที่ในกรณีนี้ สำหรับในกรณีของมอเตอร์ที่ใช้แม่เหล็กถาวรก็เช่นเดียวกันคือ  $\phi$  จะมีค่าคงที่ด้วย

แรงเฉื่อย และความฝืดจะมีความสัมพันธ์กับแรงบิดดังนี้

$$T_g = (J_m + J_L) \frac{d}{dt} \omega + D\omega + T_f + T_L \quad (5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำสมการที่ (3), (4), และ (5) มาหา transfer function ของมอเตอร์โดยกำหนดให้  $T_L = 0$  และ  $T_f = 0$  แล้วทำการแปลงลาปลาซจะได้

$$V(s) = (SLa + Ra)Ia(s) + Ke\omega(s) \quad (6)$$

$$Tg(s) = Kt.Ia(s) \quad (7)$$

$$Tg(s) = (Jm + J_L)S\omega(s) + D\omega(s) \quad (8)$$

$$\text{และ } J = Jm + J_L \quad (9)$$

ทำสมการที่ (7) กับ (8) มาเทียบเท่ากันแล้วเขียนให้อยู่ในรูปกระแส

$$Ia(s) = \frac{1}{Kt}(SJ + D)\omega(s) \quad (10)$$

ต่อไปนำสมการ (10) ไปแทนในสมการที่ (6) จะได้

$$V(s) = \frac{1}{Kt}(SLa + R)(SJ + D)\omega(s) + Ke\omega(s) \quad (11)$$

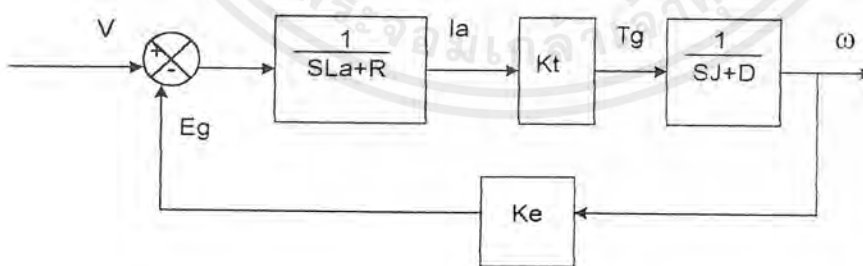
เพราะฉะนั้นจะเขียน transfer function ของมอเตอร์ได้ดังนี้

$$\frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{Kt}{(SLa + R)(SJ + D) + KeKt} \quad (12)$$

$$\frac{\omega(s)}{V(s)} = \frac{Kt}{JLaS^2 + (JR + DLa)S + (DR + KeKt)} \quad (13)$$

มีสมการคุณลักษณะดังนี้

$$S^2LaJ + S(LaD + RJ) + RD + KeKt = 0$$



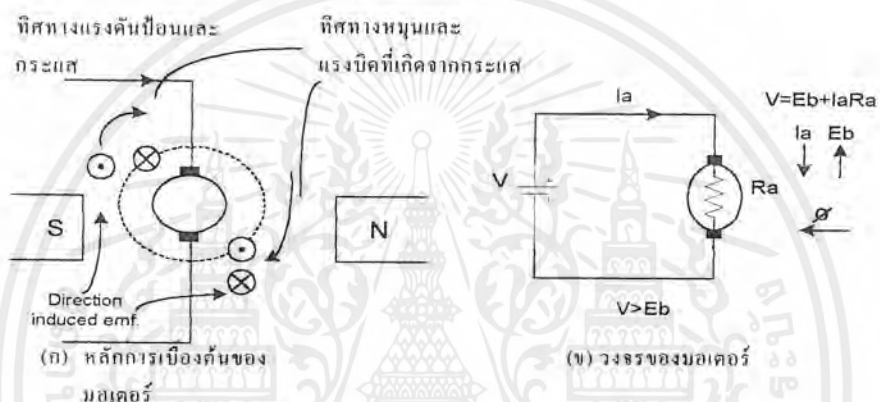
รูปที่ 2.5 แสดงระบบของมอเตอร์

ดีซีมอเตอร์แบบ field-controlled นั้นจะมี loop ป้อนกลับในตัวเอง ซึ่งเกิดจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าย้อนกลับ ในทางกายภาพนั้นแรงเคลื่อนไฟฟ้าย้อนกลับ จะแสดงถึงสัญญาณป้อนกลับ ซึ่งเป็นสัดส่วนกับค่าลบของความเร็วของมอเตอร์ ดังในสมการที่ 13 จะเห็นว่าค่าคงที่ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าย้อนกลับ  $Ke$  เป็นเทอมที่ถูกรวมให้กับเทอมของค่าความต้านทาน และค่าสัมประสิทธิ์เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเสียดทาน ดังนั้นผลของแรงเคลื่อนไฟฟ้าย้อนกลับจึงมีความหมายเป็นค่าความเสียดทานทางไฟฟ้า (electrical friction) ซึ่งจะปรับปรุงเสถียรภาพของมอเตอร์ให้ดีขึ้น

### 2.2.2 มอเตอร์แบบขั้วแม่เหล็กถาวร

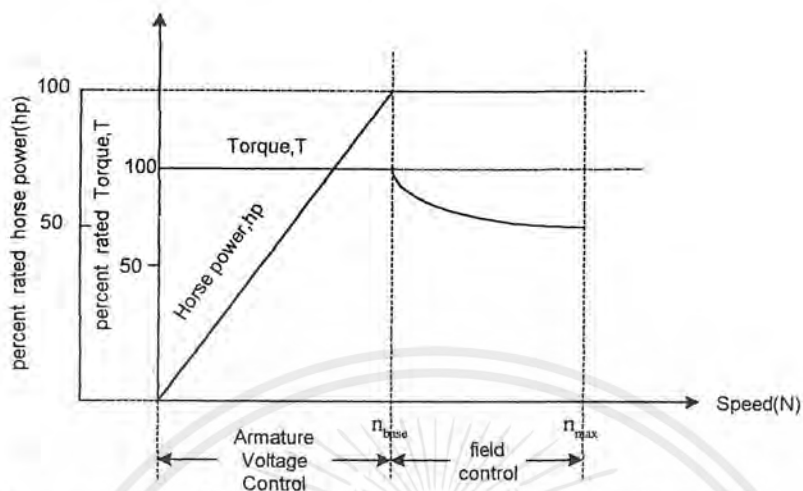
มอเตอร์แบบขั้วแม่เหล็กถาวร จะมีขั้วเหล็กสร้างสนามแม่เหล็กที่คงที่เหมือนกับมอเตอร์แบบ Separately-excited โดยที่ขั้วแม่เหล็กถาวรสร้างเส้นแรงแม่เหล็กขึ้นมา ซึ่งจะต่างกับที่แบบ Separately-excited จะมีแกนเหล็กแล้วพันขดลวด field รอบแกนเหล็ก แล้วจ่ายกระแสไฟฟ้าคงที่สร้างเส้นแรงแม่เหล็กขึ้นมา



รูปที่ 2.6 แสดงหลักการเบื้องต้นและวงจรของมอเตอร์แบบขั้วแม่เหล็กถาวร

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรง ในย่านที่ต่ำกว่าความเร็วที่กำหนด จะใช้วิธีควบคุมแรงดันของอาร์เมเจอร์ การควบคุมความเร็วโดยวิธีนี้จะทำให้แรงบิดสูงสุดของมอเตอร์มีค่าคงที่ เนื่องจากเราจะรักษาความเข้มของสนามแม่เหล็กให้คงที่ สำหรับในย่านความเร็วที่สูงกว่าความเร็วที่กำหนด จะควบคุมโดยการควบคุมความเข้มของสนามแม่เหล็ก

วิธีนี้ไม่ค่อยได้รับความนิยมเนื่องจากเมื่อต้องการเพิ่มความเร็ว เราจะต้องลดความเข้มของสนามแม่เหล็กลง ทำให้แรงบิดลดลง เนื่องจากเราจะต้องรักษากระแสอาร์เมเจอร์ และกำลังออกของมอเตอร์ไม่ให้เกินพิกัดสูงสุดดังรูปที่ 2.7 แสดงค่าของแรงบิด ( Torque ) และกำลังออก ( Horse power ) ของมอเตอร์ กับความเร็ว ซึ่งควบคุมโดยการควบคุมแรงดันของอาร์เมเจอร์ ( Armature Voltage Control ) ในย่านความเร็วที่ต่ำกว่า  $n_{base}$  และควบคุม โดยการควบคุมความเข้มของสนามแม่เหล็ก ( Field Control ) ในย่านความเร็วที่สูงกว่า  $n_{base}$

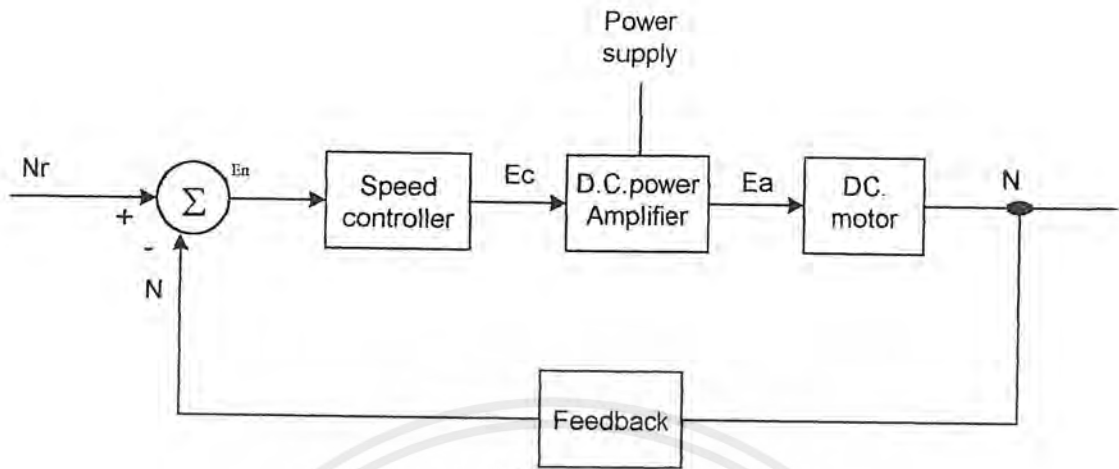


รูปที่ 2.7 แสดงการเปลี่ยนแปลงของแรงบิดและกำลังออกของมอเตอร์กับความเร็ว

การควบคุมความเร็วโดยการควบคุมแรงดันอาร์เมเจอร์ จะให้แรงบิดสูงสุดของมอเตอร์คงที่ ดังนั้นบางครั้งเราจะเรียกการควบคุมแบบนี้ว่า Constant Torque Mode และเรียกวิธีที่ใช้การควบคุมความเร็วของสนามแม่เหล็ก ซึ่งให้กำลังออกของมอเตอร์คงที่ว่า Constant horse power - mode ระบบขับเคลื่อนปรับความเร็วได้ที่ต้องการควบคุมความเร็วให้ได้ตามที่ต้องการ โดยทั่วไปจะเป็นระบบที่มีการป้อนกลับ โดยการนำสัญญาณทางด้านขาออกป้อนกลับมาเปรียบเทียบกับสัญญาณคำสั่ง ( Object Value ) เพื่อที่จะนำความคลาดเคลื่อนไปใช้ในการปรับความเร็วให้ได้ตามต้องการ โครงสร้างทั่วไปของระบบควบคุมความเร็วจะเป็นดังในรูปที่ 2.7 ซึ่งมีส่วนประกอบดังนี้คือ

- Comparator
- Speed Controller
- D.C. power Amplifier
- DC. Motor
- Feedback

แต่ละส่วนของระบบจะมีลักษณะและหน้าที่ดังนี้คือ



รูปที่ 2.8 แสดง โครงสร้างของระบบควบคุมความเร็ว

## 2.3 GENERAL CONTROLLER TUNING

### 2.3.1 PROPORTIONAL ACTION

การควบคุมโดยใช้ PROPORTIONAL ACTION อย่างเดียวนั้นจะทำให้เกิดค่า OFFSET ขึ้นด้วยเสมอ ซึ่งยิ่งปรับค่า PROPORTIONAL BAND ให้มีค่ามากเท่าไรค่า OFFSET ก็จะมีค่ามากขึ้นตามไปด้วย ดังนั้นในการควบคุมที่หวังผลของการควบคุมให้ได้ค่า CONTROLLED VARIABLES มีค่าอยู่ใน BAND ขนาดหนึ่งบริเวณค่า SETPOINT ที่กำหนด ซึ่งหมายถึงไม่ใช่เป็นการควบคุมในลักษณะ "POINT CONTROL" [การควบคุมที่ต้องการให้ค่าควบคุมมีค่าเท่ากับค่าเป้าหมาย (SETPOINT) ตลอดเวลา] แล้วการควบคุมนั้นสามารถใช้ PROPORTIONAL ACTION เพียงอย่างเดียวได้นั้นเอง จากการสังเกตผลตอบของกระบวนการผลิต (PROCESS) ที่เกิดขึ้นเมื่อมีการปรับเปลี่ยนเป้าหมาย หรือเมื่อ LOAD เกิดการเปลี่ยนแปลงไปจากเดิม ทำให้สามารถพิจารณาได้ว่าขณะนั้นค่าของ PROPORTIONAL BAND มีค่าน้อยไปหรือมากไปได้ พร้อมทั้งทำให้รู้ได้ว่าควรจะทำการปรับค่า PROPORTIONAL BAND อย่างไรจึงจะทำให้ผลตอบแทนของสัญญาณ (RESPONSE) ได้ค่าที่เหมาะสมตามค่าที่ต้องการได้นั้นเอง

โปรดจำไว้ว่าถ้าหากค่าควบคุมนั้นเกิดการแกว่ง (CYCLING) มาก สิ่งที่ต้องทำทันทีเพื่อลดผลของการแกว่งนั้นก็คือปรับค่า PROPORTIONAL BAND ให้มีค่ามากขึ้น แต่กระนั้นก่อนจะปรับค่าดังกล่าวขอพิจารณาดูให้ดีเสียก่อนว่าขนาดของ VALVE มีขนาดใหญ่เกินไปหรือไม่ ทั้งนี้หมายถึงว่าการเปลี่ยนแปลงของ VALVE เพียงเล็กน้อยแล้ว มีผลทำให้ปริมาณการไหลของไหลมีค่าเปลี่ยนแปลงมากหรือไม่ ถ้าเป็นลักษณะดังกล่าวก็แสดงว่า VALVE มีขนาดใหญ่เกินไป เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไป (OVERSIZED) ผลก็คือไม่ว่าจะปรับค่า PARAMETERS ของ CONTROLLER อย่างไรก็ไม่สามารถจะควบคุมกระบวนการผลิตให้ได้ค่าตามต้องการได้นั่นเอง โปรดระลึกไว้เสมอว่าขนาดของ VALVE ที่เหมาะสมสำหรับ LOOP ควบคุมใดๆ ให้สังเกตจากตำแหน่งของ VALVE เปรียบเทียบกับค่า MEASUREMENT ว่าเมื่อ VALVE อยู่ในตำแหน่ง 50% ของ FULL STROKE แล้วค่า MEASUREMENT อยู่ที่ค่าตรงกลางสเกล และเมื่อค่า MEASUREMENT มีค่า FULL SCALE แล้วตำแหน่งของ VALVE อยู่ที่ FULL STROKE หรือไม่

กรณีเมื่อตำแหน่งของ VALVE อยู่ใกล้ตำแหน่ง FULL STROKE แล้วค่า MEASUREMENT ที่วัดได้มีค่าประมาณตรงกลางของ SCALE แล้วแสดงว่าขนาดของ VALVE นั้นเป็นลักษณะของ “UNDERSIZED” ซึ่งลักษณะที่ VALVE เป็นแบบ “UNDERSIZED” เป็นผลทำให้การควบคุมล่าช้า (SLUGGISH) ถึงแม้ว่า VALVE ในลักษณะนี้จะเปิดมากขึ้นเท่าใดก็ตามก็ไม่สามารถจะปรับเปลี่ยนค่า MEASUREMENT ให้มีค่าเท่ากับค่าเป้าหมายได้ตามต้องการ จึงสรุปได้ว่าขนาดของ VALVE เป็นลักษณะ UNDERSIZED แล้วถึงแม้ว่าจะใช้ CONTROLLER ที่มีลักษณะของการควบคุมทั้ง PROPORTIONAL INTEGRAL และ DERIVATIVE ร่วมกันก็ตามก็ไม่สามารถจะควบคุมให้ค่า MEASUREMENT อยู่ในค่าเป้าหมายได้ตลอดเวลา ซึ่งวิธีแก้ไขสำหรับกรณีนี้สามารถทำได้โดยการเปลี่ยน VALVE ให้มีขนาดที่เหมาะสมกับระบบควบคุมเท่านั้นนั่นเอง

ในทางตรงข้ามในกรณีเมื่อ VALVE อยู่ในตำแหน่งประมาณ 25% ของ FULL STROKE แล้วมีผลทำให้ค่า MEASUREMENT ที่วัดได้มีค่าประมาณเท่ากับ 75% ของ FULL SCALE แสดงว่า VALVE นั้นมีลักษณะเป็นแบบ “OVERSIZED” ซึ่งถ้านำเอา VALVE ชนิดนี้มาใช้ในระบบควบคุม แล้วจะทำให้ผลของการควบคุมเกิดการแกว่งอย่างมาก (LARGE CYCLING) จากสาเหตุดังกล่าวการที่จะสรุปว่าค่า PROPORTIONAL BAND ของ CONTROLLER ถูกปรับให้มีค่าน้อยไปนั้นย่อมไม่ถูกต้องแน่นอน ทั้งนี้ถึงแม้จะปรับค่า PROPORTIONAL BAND อยู่ที่ค่าที่เหมาะสมแล้วก็ตาม ผลของการควบคุมก็คาดว่าจะควบคุมได้ดี ดังนั้นสิ่งที่ควรแก้ไขเพื่อให้ได้ค่าควบคุมที่เหมาะสมตามต้องการ คือต้องเปลี่ยน VALVE ที่มีขนาดเหมาะสมกับ LOOP ควบคุม

### 2.3.2 INTEGRAL ACTION

สิ่งที่กำหนดค่า INTEGRAL ACTION เพื่อนำมาใช้ในกระบวนการผลิตได้อย่างถูกต้องก็คือ กระบวนการผลิต (PROCESS) กระบวนการผลิตนั้นจะ OSCILLATE ด้วยความถี่ NATURAL FREQUENCY ของตัวเองเพียงอย่างเดียว ซึ่งความถี่ค่านี้ขึ้นอยู่กับ คุณสมบัติทางไดนามิกส์ (DYNAMICS) ของกระบวนการผลิตนั้น และขึ้นอยู่กับธรรมชาติของการป้อนกลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของสัญญาณ คำนับผลของ INTEGRAL ACTION ของ CONTROLLER จึงอาจทำให้ค่าของความถี่ของ LOOP ควบคุมนั้น SHIFT ไปได้ค่าของ INTEGRAL ACTION ที่เหมาะสมจะมีส่วนสัมพันธ์โดยตรงกับค่า OSCILLATION FREQUENCY เสมอ หรือสิ่งที่กำหนดค่าไซเคิล (CYCLE) ของกระบวนการผลิตหนึ่งก็คือค่า INTEGRAL TIME เป็นนาที (MINUTES) ที่เหมาะสมนั่นเอง

ใน CONTROLLER แบบ PROPORTIONAL PLUS INTEGRAL นั้นค่าที่เหมาะสมจะมีค่าประมาณ 0.4 เท่าของค่าเวลาของ CYCLE ของกระบวนการผลิตนั้น ถ้าหากปรับให้ค่า INTEGRAL มีมากเกินไปค่าดังกล่าวจะเกินไป (หลายๆ นาที) แล้ว จะเป็นผลทำให้ต้องใช้เวลานานที่จะทำให้ค่า MEASUREMENT กลับเข้ามามีค่าเท่ากับค่า SETPOINT ในขณะที่กระบวนการผลิตสามารถปรับสภาพตัวเองได้เร็วกว่า และในทางตรงข้ามหากปรับค่าของ INTEGRAL TIME ให้มีค่าน้อยเกินไปแล้วจะเห็นว่า VALVE จะพยายามนำค่า MEASUREMENT ให้กลับมามีค่าเท่ากับค่า SETPOINT ได้เร็วกว่าที่กระบวนการผลิตตอบสนองต่อสัญญาณการเปลี่ยนแปลงนั้นค่าขยายผลตอบสนองของกระบวนการผลิตในลักษณะดังกล่าวที่บันทึกได้ด้วย RECORDER นั้นจะได้ผลไม่สู้ดีนัก

การเกิด CYCLING มีผลเนื่องมาจากสาเหตุต่างๆ ได้หลายประการด้วยกัน เช่น การปรับค่า PROPORTIONAL BAND ให้มีค่าน้อยลงไปขนาดของ VALVE ที่ใช้มีขนาดใหญ่เกินไป (OVERSIZE) หรือการปรับให้ค่าของ INTEGRAL ACTION มากเกินไป (ปรับให้ผลของ RESET ACTION มีการกระทำเร็วไป) จากสาเหตุดังกล่าวถ้าหากรู้ว่าเกิด CYCLING เป็นผลเนื่องจากผลจากการปรับค่า INTEGRAL TIME ไว้ไม่ถูกต้องเหมาะสม วิธีแก้ไขทำได้โดยปรับค่าของ INTEGRAL TIME ให้มีค่าเพิ่มมากขึ้นกว่าเดิมการเกิด CYCLING จะหายไปได้อย่างไรก็ตามหากคาดว่าปัญหาของสาเหตุการเกิด CYCLING นั้นจะต้องแก้ไขโดยการปรับเปลี่ยนค่า INTEGRAL TIME แล้วขอให้จำไว้ว่าก่อนการเปลี่ยนค่า INTEGRAL TIME จากค่าเดิมเป็นค่าใหม่ทุกครั้งให้จดบันทึกค่าเดิมก่อนที่จะมีการเปลี่ยนแปลงนั้นไว้ทุกครั้ง เชื่อว่าเมื่อเปลี่ยนแปลงค่า INTEGRAL TIME ไปแล้ว ผลการควบคุมซึ่งคาดว่าจะได้รับผลดีกว่าเดิมคือทำให้การเกิด CYCLING หายไป หรือจุดประสงค์อย่างอื่นก็ตาม แต่ผลที่ได้รับกลับไม่ใช่ เนื่องจากการแก้ปัญหาโดยวิธีนี้เพราะไม่ได้เกิดจากผลของ INTEGRAL TIME นั้นเอง ซึ่งเมื่อเป็นเช่นนี้หากได้มีการบันทึกค่าของ INTEGRAL TIME ไว้ก่อนที่จะเปลี่ยนแปลงค่าขึ้นไปก็สามารถจะปรับค่า INTEGRAL TIME ให้กลับมามีค่าเดิมนั้นได้โดยง่าย ซึ่งจะทำให้สามารถจะวิเคราะห์ปัญหาต่อไปได้โดยไม่สับสนนั่นเอง

การลดผลของ INTEGRAL ACTION (เพิ่มค่า RESET TIME) ขึ้นให้มีค่าน้อยไป บ้างเล็กน้อยสามารถจะกระทำได้โดยไม่มีผลกระทบที่จะทำให้เกิดปัญหาแต่อย่างใด เพียงแต่ ผลของค่าควบคุมอาจจะเกิดค่า OFFSET ขึ้นได้บ้างเล็กน้อยเท่านั้น แต่ถ้าหากเป็นการเพิ่ม ผลของ INTEGRAL ACTION (ลดค่า RESET TIME ลง) ให้มีค่ามากขึ้นแล้วจะส่งผลกระทบต่อระบบควบคุมได้เป็นอย่างมาก จนอาจจะเกิดปัญหาในการควบคุมขึ้นได้ ดังนั้นในการเพิ่มค่า INTEGRAL ACTION (ลดค่า RESET TIME ลง) ขึ้นในแต่ละครั้ง ควรจะ ระวังให้ค่าที่จะเพิ่มใหม่นั้น ต้องอยู่ในช่วงขีดจำกัดที่กระบวนการผลิตจะสนองตอบได้เสมอ ฉะนั้นในการเพิ่มของ INTEGRAL ACTION ทุกครั้งให้ค่อยๆเพิ่มไปเรื่อยๆ จนเข้าใกล้ช่วงขีด จำกัดดังกล่าวจึงจะได้ผลการควบคุมที่ดีกว่าตามต้องการ

โปรดจำไว้ว่าการควบคุมด้วย PROPORTIONAL ACTION จะมีผลของ INTEGRAL ACTION รวมอยู่ด้วยเสมอ ฉะนั้นถ้ามีการเปลี่ยนแปลงผลของอันใดอันหนึ่งดังกล่าวแล้ว จะทำให้มีผลกระทบกับอีกอันหนึ่งนั่นเอง

### 2.3.3 DERIVATIVE ACTION

จากที่กล่าวมาแล้วจะเห็นว่าถ้าปรับค่า PROPORTIONAL BAND ให้มีค่าน้อยไป จะทำให้ผลของการควบคุมไม่มีเสถียรภาพได้ และเป็นการเพิ่มจำนวน CYCLES ของการแกว่งมาก ขึ้นด้วย ผลของ INTEGRAL ACTION ช่วยทำให้ SENSITIVE ค่าดีขึ้น โดยเฉพาะเมื่อปรับให้ ค่า INTEGRAL TIME มีค่าโดยประมาณเท่ากับ 0.4 เท่าของค่า PERIOD ของ CYCLE ของ กระบวนการผลิตนั้น ทั้งนี้เมื่อปรับจนได้ค่าดังกล่าวแล้วเมื่อต้องการเพิ่มค่า INTEGRAL TIME อีกให้เพิ่มค่าขึ้นทีละน้อย ซึ่งเช่นเดียวกับค่า DERIVATIVE นั้นในกรณีต้องการเพิ่มค่าให้ค่อยๆ ปรับเปลี่ยนค่าทีละน้อย

OPERATORS ส่วนมากจะไม่ค่อยกล้าที่จะทดลองปรับเปลี่ยนค่า DERIVATIVE เนื่องจากผลของ DERIVATIVE นั้นมีโอกาสจะทำให้ผลการควบคุมเกิดการแกว่งมี CYCLE ที่รุนแรง ใ้ได้ง่าย ถ้าปรับเปลี่ยนไม่เหมาะสม ถึงกระนั้นถ้าหากกระบวนการผลิตใดจำเป็นต้องใช้ DERIVATIVE เข้าร่วมควบคุมด้วยก็ควรจะนำมาใช้ โดยให้ระมัดระวังในการปรับเปลี่ยนค่า ซึ่งมี วิธีการคือให้ค่อยๆปรับค่าทีละน้อย

ถ้าหากทาง OPERATOR ต่อว่ามาว่าผลการควบคุมเกิดการแกว่งมากให้ปรับปรับค่า DERIVATIVE ไปที่ตำแหน่งศูนย์โดยทันที ถึงแม้ว่าผลของการตอบสนอง (RESPONSE) อาจ จะไม่ใช่เกิดจากสาเหตุของการปรับค่า DERIVATIVE ใ้มากก็ตามให้ทดลองดู เพราะจริงๆ แล้ว ค่า DERIVATIVE ซึ่งค่าที่ปรับไว้ขณะนั้นอาจจะเป็นส่วนหนึ่งของสาเหตุของการแกว่งนั้นก็

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ได้ ถ้าหากเป็นดังที่กล่าวนี้ก่อนการปรับค่า DERIVATIVE ให้มีค่าเป็นศูนย์นั้นให้จดค่าเดิมไว้ด้วย เพื่อว่าในกรณีจะปรับเปลี่ยนค่าเพิ่มขึ้นจากศูนย์อีกภายหลังแล้ว สามารถประมาณได้ว่าค่าที่เหมาะสมควรจะเป็นเท่าใด โปรดคำนึงไว้เสมอว่ากระบวนการผลิตที่ต้องใช้การควบคุมที่มี DERIVATIVE ACTION ด้วยมีค่าราคาในการลงทุนสำหรับระบบควบคุมสูง ฉะนั้นในการควบคุมก็ควรจะนำเอา DERIVATIVE ACTION เข้าร่วมควบคุมด้วย เพื่อให้คุ้มค่ากับการลงทุนนั่นเอง

## 2.4 PID CONTROLLER

2.4.1 การควบคุมแบบสัดส่วน **Proportional Controller (P)** จะมีสมการที่อธิบายการทำงานของเครื่องควบคุมแบบสัดส่วนเป็นดังนี้

$$m(t) = \bar{m} + K_c[r(t) - c(t)] = \bar{m} + K_c e(t)$$

เมื่อกำหนดให้

$m(t)$  = ทางออกของเครื่องควบคุม , Volt หรือ mA

$r(t)$  = ค่าเป้าหมาย , Volt

$c(t)$  = ตัวแปรที่ถูกควบคุม , Volt เป็นสัญญาณที่ได้จากอุปกรณ์ส่งสัญญาณ

$e(t)$  = สัญญาณผิดพลาด , Volt เป็นความแตกต่างระหว่างค่าเป้าหมายกับตัวแปรที่ถูกควบคุม

$K_c$  = อัตราขยายของเครื่องควบคุม

$\bar{m}$  = ค่าไบอัส , Volt เป็นค่าทางออกของเครื่องควบคุมเมื่อสัญญาณผิดพลาดเป็นศูนย์ ค่านี้ปกติจะถูกตั้งไว้ในระหว่างการปรับเทียบเครื่องควบคุมอยู่ที่กึ่งกลางสเกลคือ 12 mA

เครื่องควบคุมแบบสัดส่วนอย่างเดียวมีข้อดีคือ มีตัวปรับค่าอัตราการขยายเพียงตัวเดียว แต่ก็มีข้อเสียของเครื่องควบคุมแบบสัดส่วนนั้นในการทำงานจะเกิดค่าผิดพลาดที่สภาวะคงที่ ( steady-state error ) OFFSET หรือความแตกต่างระหว่างค่าเป้าหมาย และค่าที่สภาวะคงที่ของตัวแปรที่ถูกควบคุม โดยจะพบว่าอัตราการขยายของเครื่องควบคุมที่มากจะทำให้ค่าออฟเซ็ทน้อยแต่จะเกิดการแกว่งมากกว่า

ผู้ผลิตเครื่องควบคุมส่วนมากจะไม่ใช้เทอมของอัตราการขยายเพื่อที่จะบ่งบอกความไวของเครื่องควบคุม แต่จะใช้เทอมของ PROPORTIONAL BAND (PB) โดยจะเป็นความสัมพันธ์กับอัตราการขยายคือ

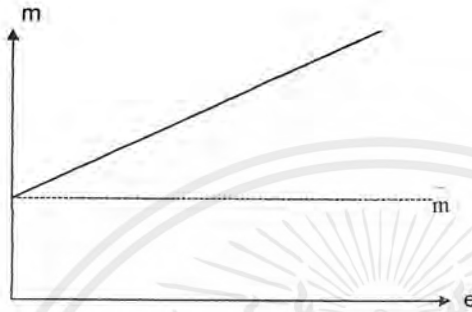
$$PB = \frac{100}{K_c} \text{ หน่วยเป็น \%}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m(t) = \bar{m} + \frac{100}{PB} [r(t) - c(t)]$$

$$m(t) = \bar{m} + \frac{100}{PB} c(t)$$

เทอม 100 ถูกนำมาใช้เพราะว่า PB โดยปกติจะอ้างถึง percent proportional band



#### ลักษณะเด่น

1. ค่าความสัมพันธ์ระหว่าง  $e$  กับ  $m$  ไม่ขึ้นอยู่กับค่าของเวลา
2. ไม่เป็น Dynamic element นั่นคือเรียกว่า Steady State Element ทำให้ค่า Output มีค่า Zero Phase Shift ในกรณี Input เป็น Sinusoidal

สรุปคือ จากลักษณะที่ไม่เป็น Dynamic element นี้จึงทำให้ไม่มีผลกระทบต่อค่า

Natural Period ของ Control Loop

#### ลักษณะด้อย

ทำให้เกิดค่า Offset ขึ้นในกรณีที่ Load มีการเปลี่ยนแปลง

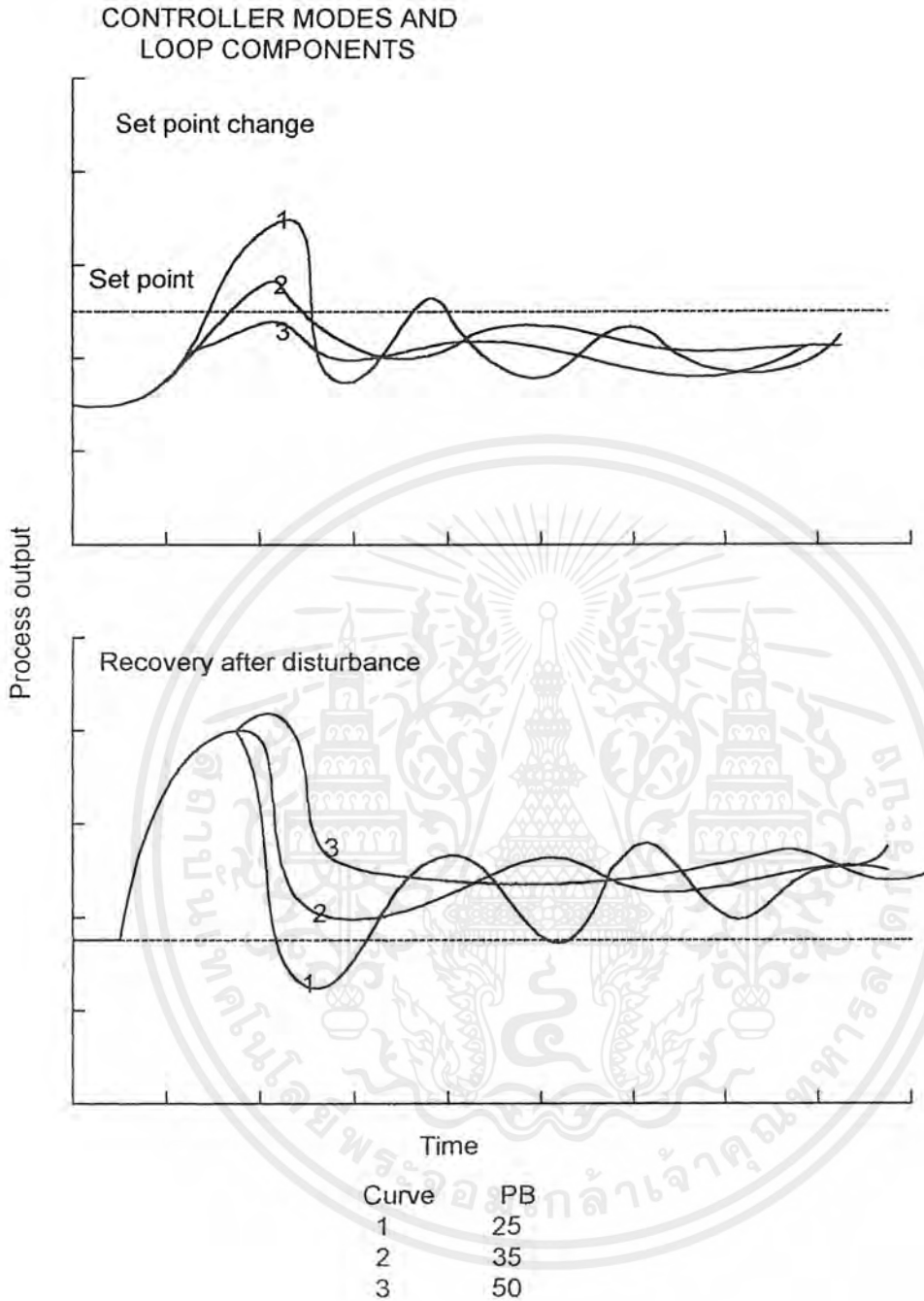
$$e = \frac{PB\%}{100} (m - b)$$

#### ผลการควบคุมของ PROPORTIONAL ACTION

เมื่อลดค่า PB (%) ลงทำให้อัตราขยายสูงขึ้น มีผลคือ

1. Offset ลดลง
2. Period ของการแกว่งลดลง
3. Decay Ratio เพิ่มขึ้น แนวโน้มระบบขาดเสถียรภาพมากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 แสดงผลการตอบสนองของ Proportional mode

#### 2.4.2 การควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับอินทิกรัล Proportional-Integral Controller (PI)

กระบวนการส่วนใหญ่ไม่สามารถที่จะถูกควบคุมให้เกิดค่าออฟเซ็ทได้โดยค่าตัวแปรที่ถูกควบคุมจะต้องอยู่ที่ค่าเป้าหมายเลย จำเป็นจะต้องมีเทอมบางเทอมที่ชาญฉลาดกระทำร่วมกับการทำงานแบบสัดส่วนอย่างเดียว เพื่อที่จะขจัดออฟเซ็ทออกไป ก็คือสมการ

$$m(t) = \bar{m} + \frac{100}{PB} e(t) + \frac{100}{PB.T_i} \int e(t) dt$$

เมื่อ  $T_i$  = เวลาในการอินทิเกรตหรือเวลารีเซ็ต , นาที/ จำนวนครั้ง

ถ้าความผิดพลาดเป็นศูนย์ไม่ได้หมายความว่าเทอม อินทิกรัลจะเป็นศูนย์ แต่จะหมายถึง เครื่องควบคุมกำลังอินทิเกรตค่าผิดพลาดที่เป็นศูนย์ โดยการบวกด้วยศูนย์เข้าไปที่ทางออกซึ่งยังคง ที่อยู่

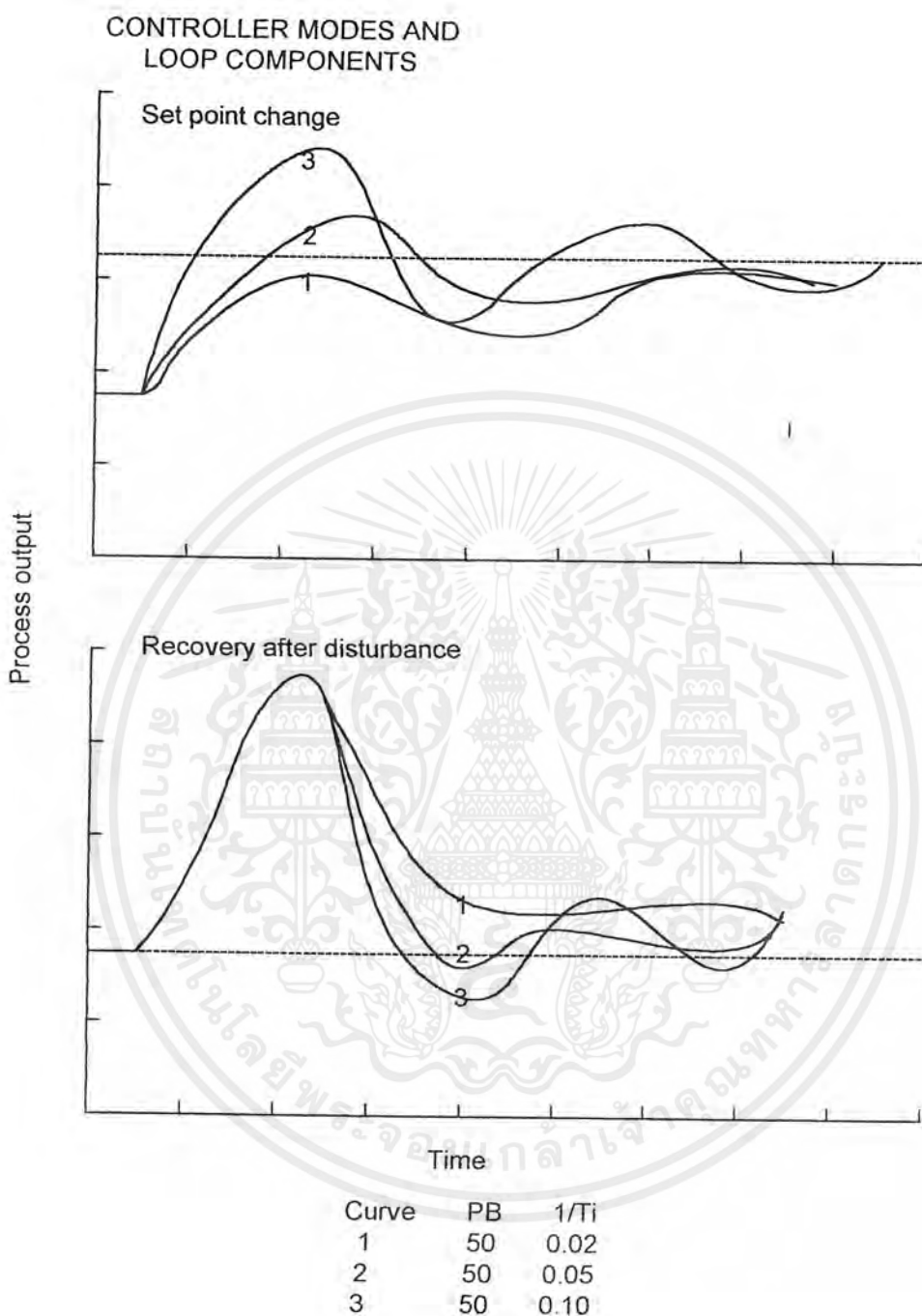
**ลักษณะของ RESET ACTION คือ**

1. ค่า OUTPUT ของ CONTROLLER มีค่าขึ้นอยู่กับค่าของเวลา
2. เป็น DYNAMIC ELEMENT
3. จากสมการจะเห็นว่าในกรณีค่า DEVIATION คงที่ ค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของ CONTROLLER OUTPUT ( $m$ ) จะมีลักษณะคงที่เป็น RAMP FUNCTION ดังสมการต่อไปนี้
 
$$\frac{dm}{dt} = \text{CONSTANT}$$
4. ในกรณี INPUT ของ CONTROLLER เป็น SINUSOIDAL จะพบว่า OUTPUT ของ CONTROLLER จะมีลักษณะ PHASE LAG 90 องศา

**ผลการควบคุมของ Integral Action**

เมื่อให้  $PB(\%)$  และ  $T_D$  คงที่ แล้วปรับค่า  $T_i$  ลดลงมีผลคือ

1. Offset จะหายไป
2. ผลตอบสนองของการควบคุมจะเร็วขึ้น ( Fast Response)
3. Decay Ratio เพิ่มขึ้น แนวโน้มระบบขาดเสถียรภาพมากขึ้น



รูปที่ 2.10 แสดงผลการตอบสนองของ Integral mode

### 2.4.3 เครื่องควบคุมแบบสัดส่วนและเดอริเวทีฟ Proportional – Derivative Controller (PD)

เครื่องควบคุมแบบนี้จะถูกใช้ในกระบวนการที่ใช้เครื่องควบคุมแบบสัดส่วนอย่างเดียว แต่ต้องการค่าของการคาดการณ์ไว้ล่วงหน้าอีกเล็กน้อย แสดงสมการได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$m(t) = \bar{m} + \frac{100}{PB} e(t) + \frac{100}{PB} \cdot T_d \frac{d}{dt} e(t)$$

ข้อเสียของเครื่องควบคุมแบบ PD ไม่สามารถที่จะแก้ค่าผิดพลาดที่สภาวะคงที่ได้จะเฉพาะอินทิกรัลเท่านั้นที่สามารถจะขจัดออฟเซ็ทให้หมดไปได้ อย่างไรก็ตามเครื่องควบคุมแบบ PD สามารถที่จะมีอัตราขยายสูงเกินกว่าแบบสัดส่วนอย่างเดียว จึงเป็นผลทำให้ออฟเซ็ทมีค่าน้อยลงไปได้ในวงรอบการควบคุมแบบง่าย

ดังนั้นในการควบคุมความเร็วของ D.C motor จะใช้การควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับอินทิกรัล (PI) เพราะสามารถกำจัดออฟเซ็ทได้ และใช้กับกระบวนการที่มีระยะเวลาคงตัวนั้นได้ดี ซึ่งจะไม่เหมาะกับ PID

#### 2.4.4 เครื่องควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับอินทิกรัลและอนุพันธ์ Proportional – Integral – Derivative Controller (PID)

โหมคการควบคุมอันใหม่นี้ได้ถูกเพิ่มเข้าไปกับเครื่องควบคุมแบบ PI ก็คืออนุพันธ์ จุดประสงค์ก็เพื่อที่จะเป็นการคาดการณ์ล่วงหน้าในกระบวนการทำงาน โดยมองที่อัตราการเปลี่ยนแปลงต่อเวลาของความผิดพลาด ซึ่งเป็นค่าของอนุพันธ์สมการที่ใช้อธิบายดังนี้

$$m(t) = \bar{m} + \frac{100}{PB} e(t) + \frac{100}{PB \cdot T_i} \int e(t) dt + \frac{100}{PB} \cdot T_d \frac{d}{dt} e(t)$$

เมื่อ  $T_d$  = อนุพันธ์ หรืออัตราหน่วยเป็น เวลา, นาที

เทอมอนุพันธ์จะทำให้เครื่องควบคุมมีความสามารถในการคาดเดาเหตุการณ์ล่วงหน้า ได้ด้วยการมองเหตุการณ์ไปข้างหน้า โดยการคำนวณค่าอนุพันธ์ของความผิดพลาด จำนวนของค่าที่คาดการณ์จะมากน้อยเท่าใด ก็ขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ของเวลาอนุพันธ์ ที่ได้ถูกปรับแต่ง ซึ่งเครื่องควบคุมแบบ PID ถูกใช้ในกระบวนการที่มีค่าเวลาคงตัวที่ยาวนาน

#### ผลการควบคุมของ Derivative Action

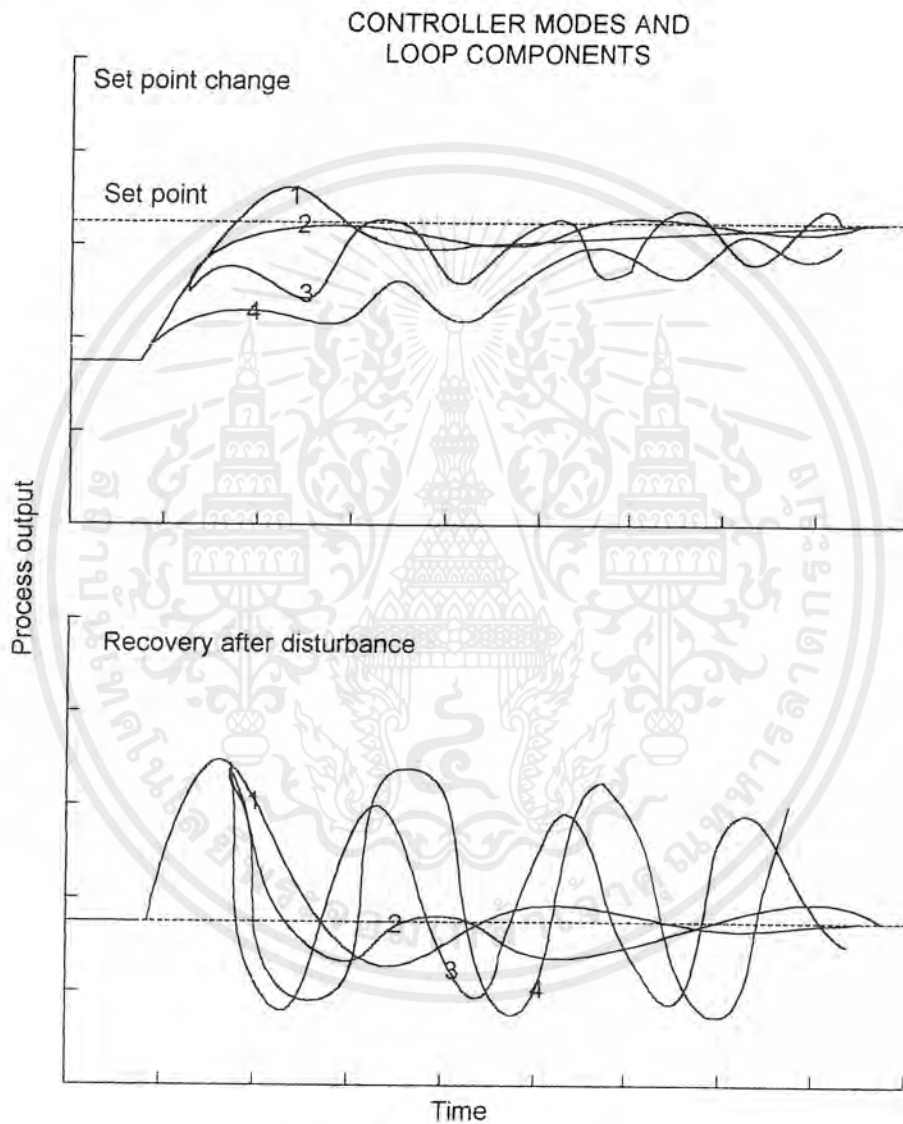
เมื่อให้ PB(%) และ  $T_i$  มีค่าคงที่แล้วปรับค่า  $T_d$  สูงขึ้นมีผลคือ

1. Decay Ratio ลดลง ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น
2. Period ของการแกว่งสั้นลง

การปรับค่า  $T_d$  สูงขึ้นมีแนวโน้มทำให้ระบบมีเสถียรภาพสูงขึ้นก็จริง แต่ก็มีจุดอ่อนร่วมอยู่ด้วย คือ ตอบสนองต่อ Noise ได้ง่าย ทำให้ผลตอบสนองของการควบคุมไวเกินไป

### Derivative Action ไม่เหมาะสมกับกระบวนการผลิตต่อไปนี้

1. The process is predominantly first order.
2. The process deadtime is large.
3. The measurement of the controlled variable is noisy.



Curve	PB	$1/T_i$	$T_d$
1	35	0.05	2
2	35	0.05	5
3	35	0.05	10
4	60	0.05	20

รูปที่ 2.11 แสดงผลการตอบสนองของ Derivative mode

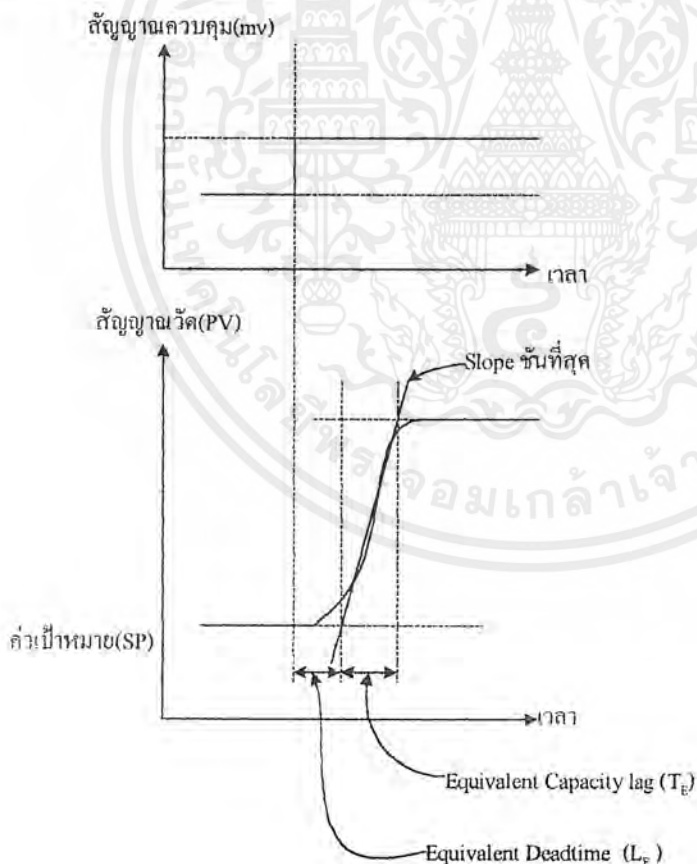
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.5 การนำตัวควบคุมแบบ PID ไปใช้งาน ( PID Controller Utilization )

ในการนำเอา PID Controller ไปควบคุมโปรเซสใดก็ตาม เราควรแน่ใจก่อนว่า PID Controller สามารถควบคุมโปรเซสนั้นได้ จากนั้นเราจะต้องทราบว่าควรจะให้ PID Controller เป็นแบบ P-only PI PD หรือ PID และ PB Ti To ควรจะมีค่าเท่าใดจึงจะเหมาะสม ( Optimum Tuning ) ทั้งนี้เพื่อที่ระบบควบคุมจะทำงานได้ดังที่เราต้องการ

การกำหนดแบบการควบคุม ( Control Mode Selection )

รูปแบบของการควบคุมที่เหมาะสมพิจารณาจากขนาดของสิ่งรบกวน ( Disturbance ) และลักษณะการเปลี่ยนแปลงของตัวโปรเซส เมื่อสัญญาณควบคุมเปลี่ยนไปหรือเกิดสิ่งรบกวนขึ้น การพิจารณาแบบนี้ยุ่งยากและเสียเวลามาก ในทางปฏิบัติเราอาจกำหนดรูปแบบของการควบคุมได้อย่างคร่าวๆ โดยการตั้งสวิตช์ “Auto/Man” ไปที่ตำแหน่ง Man แล้วรับสัญญาณขาออกของตัวควบคุมด้วยปุ่มปรับ “Manual Output” ลักษณะการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณแสดงได้ในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงตัวอย่างการหาค่า Capacity Lag และ Deadtime

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะเริ่มศึกษาเราต้องปรับปรุง “Manual Output” จนสัญญาณวัดมีค่าเท่ากับค่าเป้าหมาย (ปกติเท่ากับ 50%) หลังจากนั้นจึงเพิ่มสัญญาณควบคุมอย่างทันทีทันใด ขนาดของสัญญาณควบคุมที่เพิ่มขึ้นต้องพอที่จะทำให้สัญญาณวัดเปลี่ยนแปลงแต่ต้องไม่โตเกินไป

การเปลี่ยนแปลงของสัญญาณวัดที่เราบันทึกไว้ ( เรียกว่า Process Reaction Curve) สามารถนำไปหาค่า Deadtime และ Capacity Lag ได้ปกติ Capacity Lag มักเป็นชนิดมากกว่า 2<sup>nd</sup> order ซึ่งเราอาจจะหาค่า Equivalent Deadtime ( $L_E$ ) และ Equivalent Capacity Lag ( $T_E$ ) ได้ดังรูปที่ 2.12 การหาค่า  $L_E$  และ  $T_E$  แบบนี้จะเป็นการประมาณโดยใช้แบบจำลองชนิด 1<sup>st</sup> order (First-Order Plus Deadtime Model)

เราอาจจะนำเอาค่า  $L_E$  และ  $T_E$  ไปกำหนดแบบการควบคุมอย่างคร่าวๆได้ตามตารางที่ 1

Deadtime Capacity Lag	แบบการควบคุมที่เหมาะสม(อย่างหยาบๆ)
$\frac{L_E}{T_E} < 0.2$	On-Off P PD หรือ PI
$0.2 < \frac{L_E}{T_E} < 1.0$	PI หรือ PID
$\frac{L_E}{T_E} > 1.0$	PID Will Deadtime Compensation Feedforward Control หรือ Computer Control

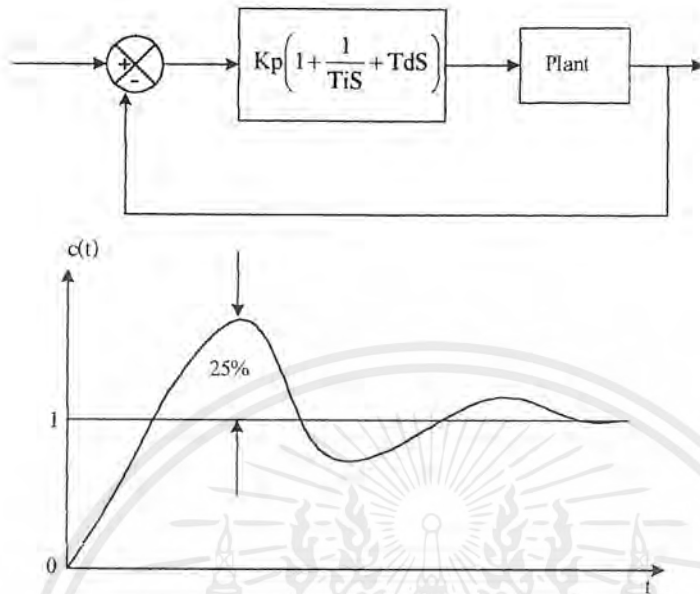
ตารางที่ 2.1 การกำหนดแบบการควบคุมที่เหมาะสมอย่างหยาบๆ

การที่เราจะกำหนดให้แน่นนอนตายตัวว่า แบบการควบคุมควรจะเป็นแบบใดดูเหมือนจะเป็นสิ่งที่ยากที่สุดในการออกแบบระบบควบคุม ปกติมักจะอาศัยประสบการณ์เป็นเครื่องตัดสินใจ โดยพิจารณาจากผลการควบคุมของระบบเดิม นอกจากนั้นเรายังจะต้องระวังไม่ออกแบบระบบควบคุมแบบ “จีซ้างจับตักเตน”(Over-Instrumentation)

## 2.6 การปรับค่าของตัวควบคุม PID โดยใช้วิธีของ Ziegler-Nichols

วิธีของ Ziegler-Nichols ในการหาค่า  $K_p$ ,  $T_i$  และ  $T_d$  จะขึ้นอยู่กับคุณลักษณะของผลตอบสนองชั่วคราวของระบบที่ถูกควบคุม ซึ่งจะมีอยู่ 2 วิธี แต่ละวิธีมีจุดมุ่งหมายที่จะทำให้ผลตอบสนองเวลาของระบบต่ออินพุทแบบ Unit Step มีค่าของ Maximum Overshoot ไม่เกิน 25% ดังรูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



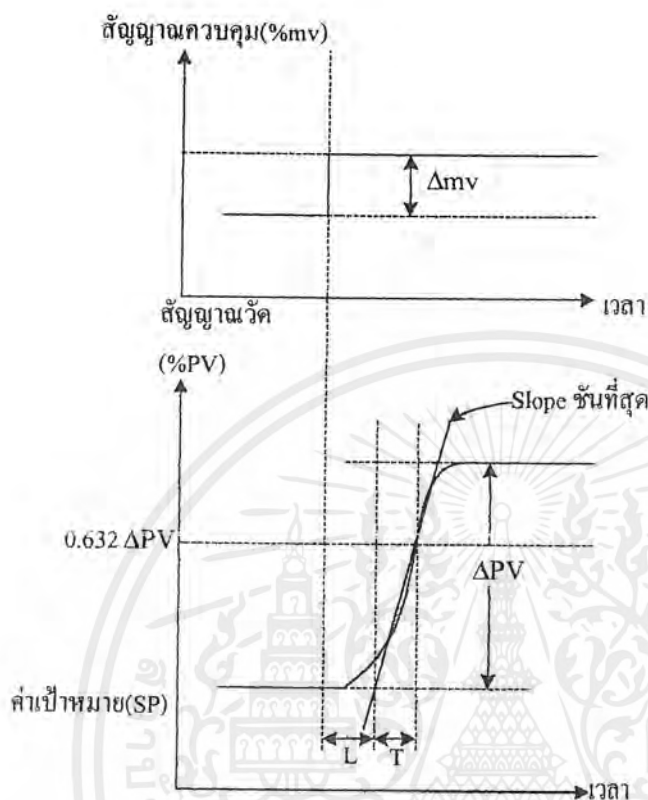
รูปที่ 2.13 แสดงการปรับค่าของตัวควบคุม PID โดยวิธีของ Ziegler-Nichols

### 2.6.1 วิธีที่ 1 Process Reaction Curve

วิธีการนี้ตัวควบคุมจะไม่ได้ต่ออยู่กับระบบที่ทำการทดสอบ ดังนั้นวิธีการนี้ก็คือ การหาคุณลักษณะของระบบนั่นเอง จากนั้นจึงค่อยทำการหาค่าของตัวควบคุมจากคุณลักษณะของระบบ โดยทั่วไปแล้วการหาคุณลักษณะของตัวระบบอย่างสมบูรณ์นั้นจะทำได้ยาก จึงนิยมใช้วิธีการประมาณค่าจาก Process Reaction Curve ซึ่งเป็นผลตอบสนองของระบบที่ทำการทดสอบ โดยที่อินพุทของระบบเป็น Unit Step วิธีการของระบบ open-loop นี้จะง่ายกว่าวิธีของระบบแบบ closed-loop รูปที่ 2.14 แสดงถึง Process Reaction Curve

Process Reaction Curve นี้จะถูกประมาณด้วย first order lag บวกกับ time delay ชั้นแรก ให้ลากเส้นตรงสัมผัสกับจุดที่มีอัตราการเปลี่ยนแปลงสูงสุด (จุดเบี่ยงเบน) ซึ่งจะเห็นว่าจุดนี้หาได้ง่าย แต่ในทางปฏิบัติแล้วจะเป็นสิ่งที่ทำได้ยาก และอาจจะทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนได้โดยง่าย จึงต้องระมัดระวังให้ดีในการลากเส้นสัมผัสนี้ ซึ่งสามารถจะแยกพิจารณาเป็นค่าคงที่ 2 ตัวคือค่าของ Delay Time  $k$  และเวลาคงที่  $T$  (Time constant or capacity lag)

$$k = \frac{\text{ค่าของเอาต์พุทของระบบที่ภาวะคงที่}}{\text{ขนาดของอินพุทของระบบ}} = \frac{\Delta PV}{\Delta mV}$$



รูปที่ 2.14 แสดงถึง Process Reaction Curve

วิธีการประมาณค่าของ time delay และค่า time constant อีกวิธีหนึ่งสามารถโดยการหาค่าของเวลาที่ Process Reaction Curve มีค่า 63.2% ของค่าสุดท้าย จากนั้นค่าของ time delay และ time constant ของ first order lag จากสมการข้างล่างนี้

$$\text{time delay } t_0 = L$$

$$\text{time constant } T = t_{0.632} - t_0$$

โดยที่  $t_{0.632}$  คือเวลาที่ Process Reaction Curve มีค่าเท่ากับ 63.2% ของค่าสุดท้าย

Ziegler และ Nichols ได้กำหนดความสัมพันธ์ในการปรับค่าต่างๆ ของตัวควบคุมจากค่า T และ L ดังนี้

1) ตัวควบคุมแบบ proportional (P)

$$K_p = \frac{1}{K} \left( \frac{L}{T} \right)^{-1}$$

2) ตัวควบคุมแบบ proportional+integral (PI)

$$K_p = \frac{0.9}{K} \left( \frac{L}{T} \right)^{-1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_i = 3.33L$$

3) ตัวควบคุมแบบ proportional+integral+derivative (PID)

$$K_p = \frac{1.2}{K} \left( \frac{L}{T} \right)^{-1}$$

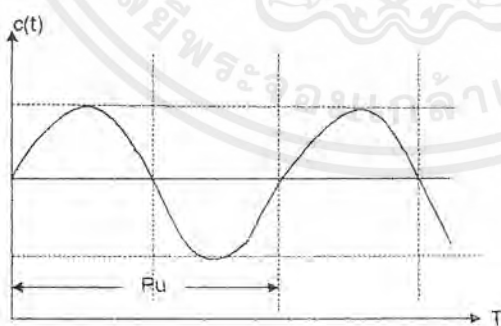
$$T_i = 2L$$

$$T_d = \frac{1}{2}L$$

### 2.6.2 วิธีที่ 2 Ultimate Method

วิธีการปรับค่าของตัวควบคุมแบบ Ultimate Method นั้นเกิดขึ้นโดย Ziegler และ Nichols ในปี 1942 ที่เรียกว่า Ultimate เพราะว่ามีวิธีนี้จะใช้ Ultimate gain ซึ่งเป็นค่า gain สูงสุดก่อนที่ระบบจะไม่เสถียรภาพ และ Ultimate period ซึ่งเป็นคาบเวลาสุดท้าย ของผลตอบสนองของระบบก่อนที่จะเข้าสู่สภาวะไม่เสถียร (นั่นคือคาบเวลาของผลตอบสนองของระบบภายใต้สูงสุดนั่นเอง) มาใช้ในการหาค่าต่างๆ ของตัวควบคุมรูปที่ 2.15 แสดงถึงผลตอบสนองของระบบ closed-loop ที่มีการหาค่าต่างๆ ของตัวควบคุมแบบ proportional โดยที่ค่า  $K_u$  คือ Ultimate gain และ  $P_u$  คือ Ultimate period

ในการหาค่าของ  $K_u$  และ  $P_u$  นั้นจะทำดังนี้คือให้ปรับค่า gain  $K_p$  ของตัวควบคุมแบบ PID (โดยให้ค่าของ  $T_i$  เป็นอนันต์ และ  $T_d$  เป็นศูนย์ ซึ่งก็หมายถึงว่าระบบนั้นอยู่ภายใต้การควบคุมแบบ proportional นั้นเอง) จนทำให้ผลตอบสนองของระบบ closed-loop นั้นๆเกิดการ Oscillate ต่อเนื่องกันไป ดังแสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 แสดงผลตอบสนองของระบบ closed-loop เพื่อใช้ในการหาค่าของ  $K_u$  และ  $P_u$  Ziegler และ Nichols ได้กำหนดความสัมพันธ์ ในการปรับค่าต่างๆของตัวควบคุมดังนี้

1) ตัวควบคุมแบบ proportional (P)

$$K_p = 0.5 K_u$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 2) ตัวควบคุมแบบ proportionl+integral (PI)

$$K_p = 0.45 K_u$$

$$T_i = \frac{P_u}{1.2}$$

- 3) ตัวควบคุมแบบ proportionl+ derivative (PD)

$$K_p = 0.6 K_u$$

$$T_d = \frac{P_u}{8}$$

- 4) ตัวควบคุมแบบ proportionl+integral+derivative (PID)

$$K_p = 0.6 K_u$$

$$T_i = 0.5 P_u$$

$$T_d = \frac{P_u}{8}$$

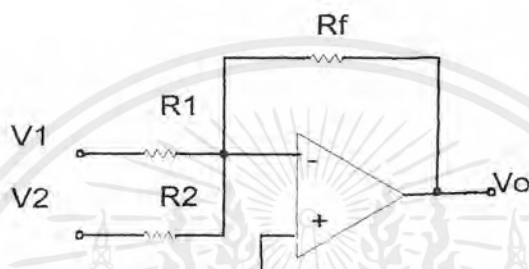


### บทที่ 3

#### การคำนวณและการสร้างโครงงาน

##### 3.1 การออกแบบวงจร Signal Condition

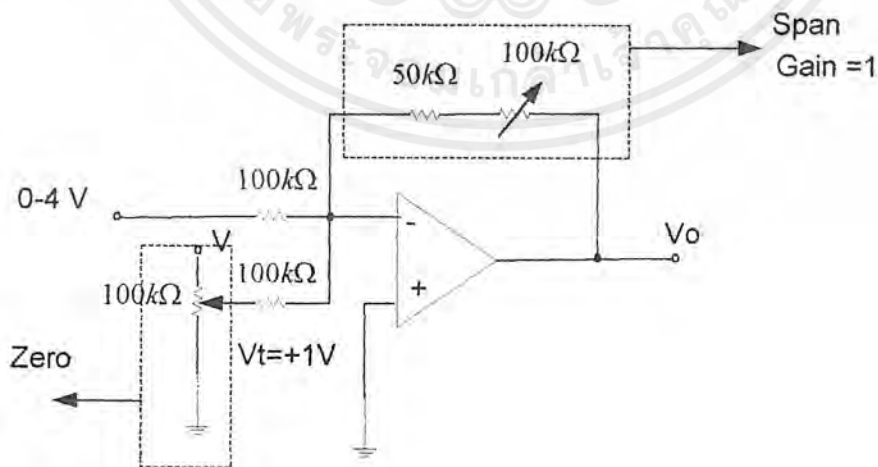
ในการสร้างวงจร Signal Condition เราจะใช้หลักการของการต่อแบบ Voltage Summing



รูปที่ 3.1 แสดงวงจร Signal Condition โดยใช้หลักการของการต่อแบบ Voltage Summing

$$V_o = - \left[ \frac{R_f}{R_1} \cdot V_1 + \frac{R_f}{R_2} \cdot V_2 \right]$$

เช่น ถ้าต้องการเปลี่ยนแรงดัน 0-4 V  $\Rightarrow$  1-5 V



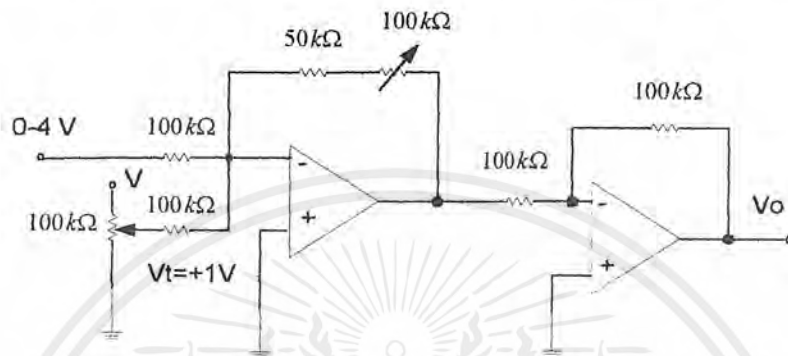
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้า

ถ้าต้องการแรงดัน Volt =1 V จะต้องใช้  $V_{in} = 0 V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \text{ดังนั้นจากสูตรข้างบน} \quad V_{out} &= - \left[ \frac{100k\Omega}{100k\Omega} (0) + \frac{100k\Omega}{100k\Omega} (1) \right] \\ &= -1 \text{ V} \end{aligned}$$

จะพบว่ามีค่าเป็นลบ 1 V ถ้าต้องการให้มีค่าเป็นบวก จึงต้องวงจร Inverting เพิ่มเข้าไป

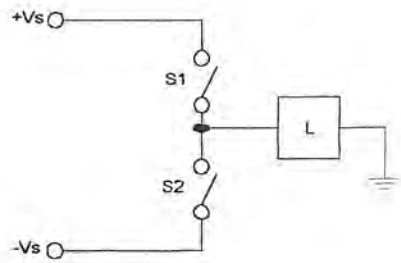


รูปที่ 3.3 แสดงวงจร Voltage Summing โดยเพิ่มวงจร Inverting

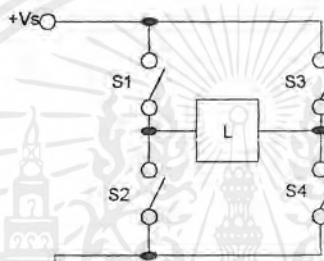
โดยการปรับ Zero ให้ปรับอยู่ที่แรงดัน 1 V ส่วน Span นั้นให้ปรับเพื่อป้อนแรงดัน  $V_{in} = 4 \text{ V}$  โดยปรับให้ได้แรงดัน Output = 5 V

### 3.2 วงจร D.C. Driver motor

จะใช้การควบคุมแบบสวิตชิงแอมพลิไฟเออร์ จะก่อให้เกิดกำลังสูญเสียไฟน้อยกว่าการควบคุมแบบลิเนียร์แอมพลิไฟเออร์ ในระบบควบคุมแบบสวิตชิงสวิตชิงแอมพลิไฟเออร์แบบง่ายที่สุดประกอบไปด้วยสวิตช์เพียงตัวเดียว ซึ่งสามารถควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงให้ทำงานได้โดยหมุนในทิศทางเดียว (unidirectional operation) แต่ถ้าต้องการให้สามารถควบคุมให้ทำงานโดยหมุนได้ 2 ทิศทาง จะต้องใช้สวิตช์จำนวน 2 ตัว เชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายไฟคู่ โดยใช้ลักษณะการต่อแบบ T บริดจ์ (T bridge) หรือใช้สวิตช์จำนวน 4 ตัว เชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายไฟเดี่ยว โดยใช้ลักษณะการต่อวงจรเป็นแบบ H บริดจ์ (H bridge) ดังแสดงรูปวงจรการต่อแบบ T บริดจ์ ในรูปที่ 3.4 (ก) และแบบ H บริดจ์ในรูปที่ 3.4 (ข)



(ก)

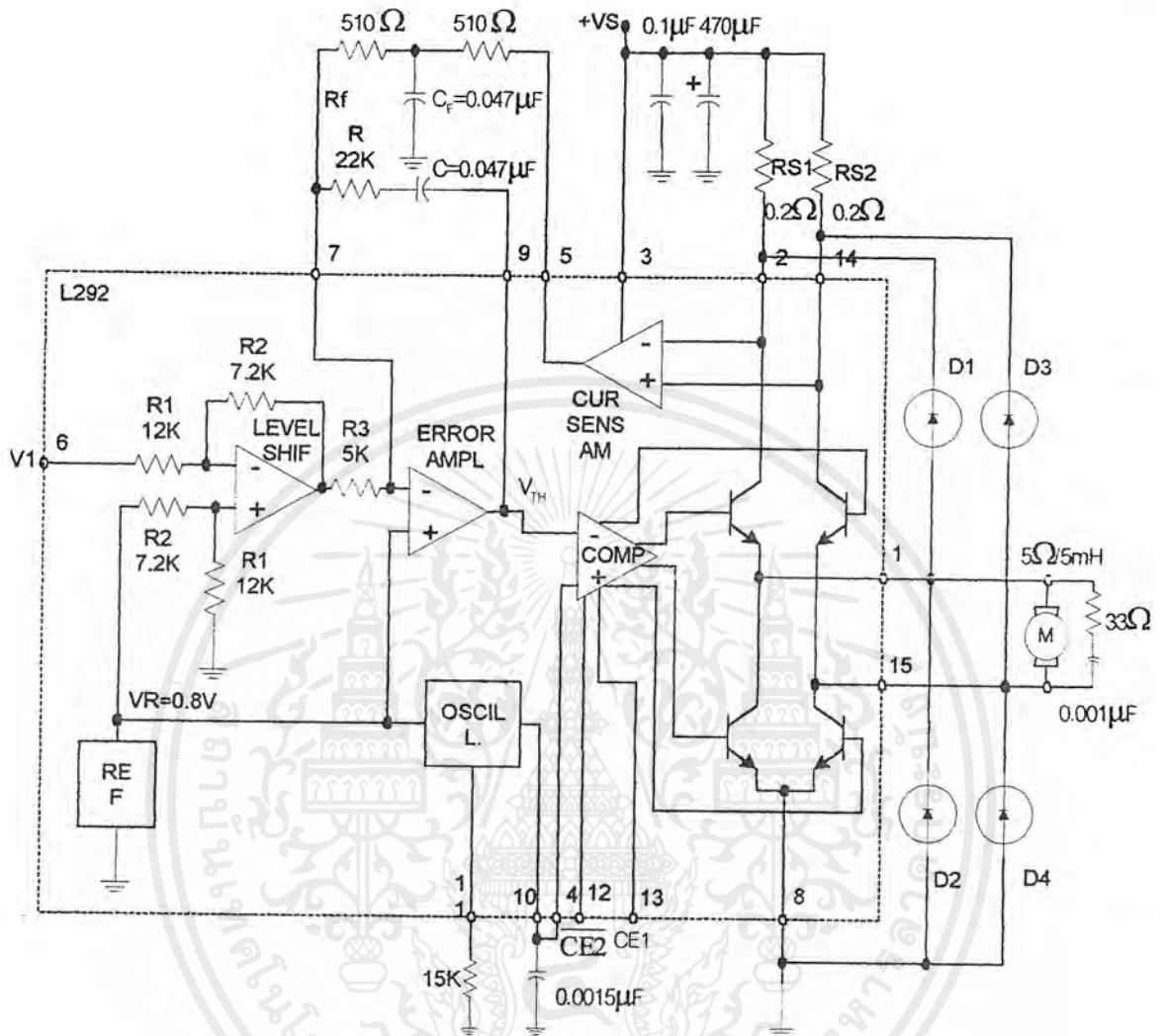


(ข)

รูปที่ 3.4 (ก) แสดงวงจร T บริดจ์

(ข) แสดงวงจร H บริดจ์

วงจร DC. Driver motor จะใช้ IC สำเร็จรูปเบอร์ L292 ซึ่งเป็นแบบ H บริดจ์ ทำงานที่ 2A/36V ซึ่งมีวงจรป้องกันอุณหภูมิ และวงจรควบคุมกระแส (current regulation) สำหรับทำงานร่วมกับวงจร PWM ภายใน ความถี่ของสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลชั่น กำหนดได้จากค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ที่ขา 10 และ 11 สำหรับการตรวจวัดกระแสจะใช้ตัวต้านทาน  $R_{s1}$  และ  $R_{s2}$  ทำงานร่วมกับวงจรภายในไอซี ส่วนการกำหนดแบนด์วิดท์ของกระแสควบคุม (bandwidth of the current control) จะถูกกำหนดค่าจาก  $R_c, R_f$  และ  $C_f$  ที่ต่อเชื่อมในวงจร

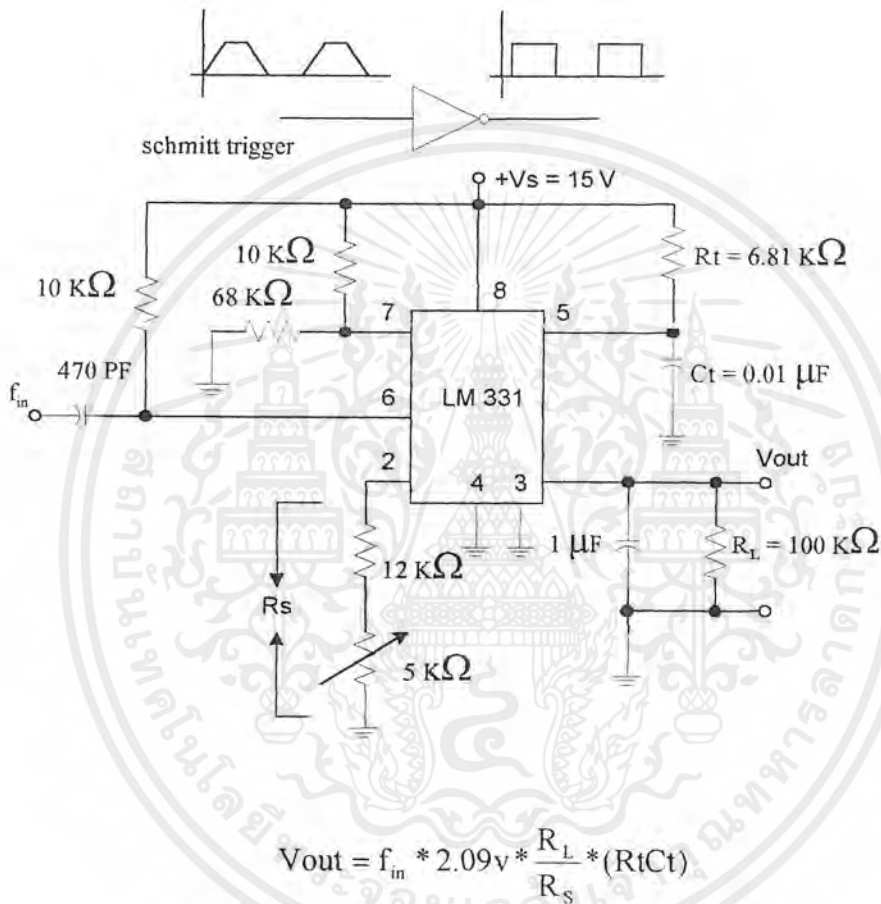


รูปที่ 3.5 แสดงไดอะแกรมการทำงานของ L292 (SGS Thomson)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 วงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (f/v)

วงจรนี้จะใช้สำหรับเปลี่ยนสัญญาณความถี่ที่ผลิตขึ้นจาก Encoder ใช้มาเป็นสัญญาณแรงดัน แต่ก่อนที่จะนำสัญญาณจาก Encoder มาเข้า f/v นั้นจะต้องนำไปผ่านวงจร schmitt trigger ก่อน เพื่อให้สัญญาณจาก Encoder เป็นสัญญาณที่ไม่ผิดเพี้ยน

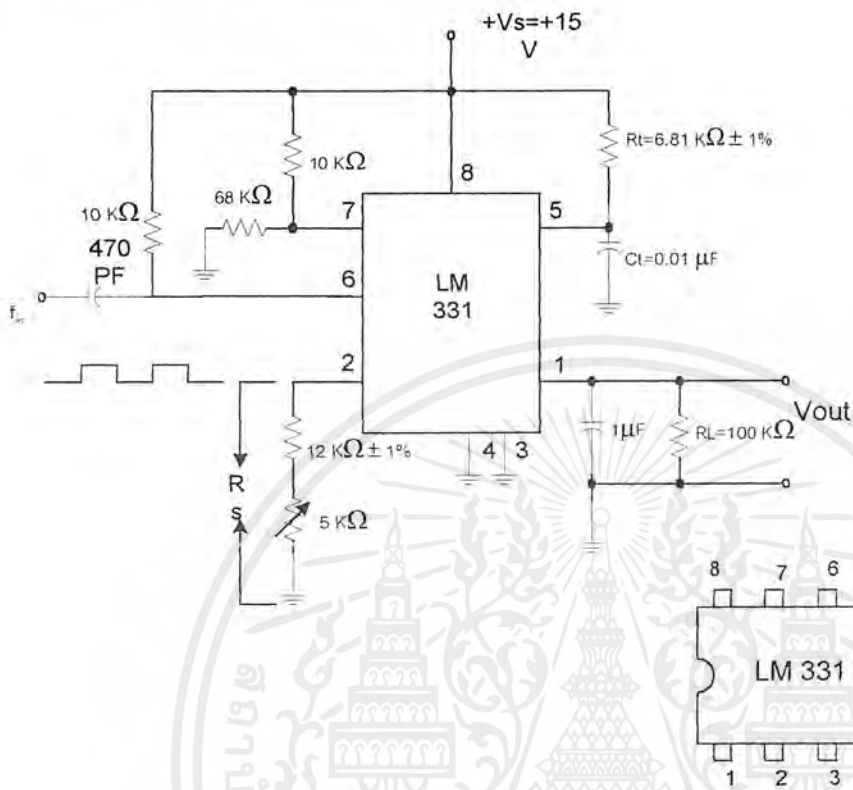


รูปที่ 3.6 แสดงวงจร frequency to voltage converter

10 kHz Max. , Full-Scale,  $\pm 0.06\%$  Non-Linearity

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 การทดลองวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (f/v)



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (f/v)

จากรูปวงจรข้างบนเมื่อทำการต่อวงจรแล้วนั้น จะทำการป้อนความถี่เข้าไปที่อินพุตซึ่งต่ออยู่กับคาปาซิเตอร์ 470 pF เราจะทำการป้อนความถี่เพิ่มขึ้นทีละ 1 KHz. เริ่มจาก 1 KHz. จนถึง 10 KHz. ซึ่งจะพบว่าแรงดันที่พบจะมีการเปลี่ยนแปลงในลักษณะก่อนข้างจะเป็นเชิงเส้น ซึ่งเราสามารถปรับแรงดันสูงสุดขณะที่ป้อนความถี่สูงสุดคือ 10 KHz. ได้จาก 6-12 V แต่ในที่นี้เราจะปรับไว้ที่ 0-7 V จาก 0-10 KHz.

#### อุปกรณ์

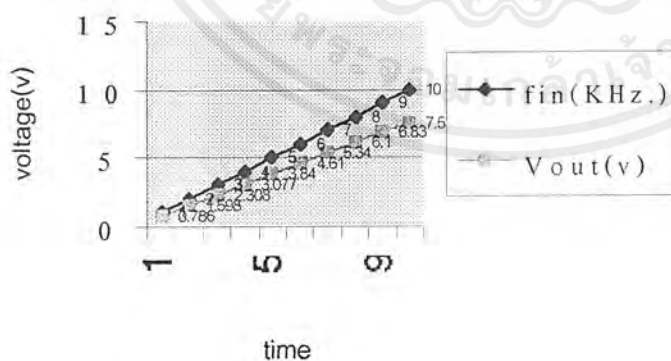
R 68 K $\Omega$	1 ตัว	R 5 K $\Omega$ (ปรับค่าได้)	1 ตัว
R 10 K $\Omega$	2 ตัว	C 470 PF	1 ตัว
R 6.81 K $\Omega$	1 ตัว	C 0.01 $\mu$ F	1 ตัว
R 12 K $\Omega$	1 ตัว	C 1 $\mu$ F	1 ตัว
R 100 K $\Omega$	1 ตัว		
LM 331	1 ตัว		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 บันทึกผลการทดลองวงจรเปลี่ยนความถี่เป็นแรงดัน (f/v)

$f_{in}$ (KHz.)	Vout(V)	Remark
1	0.786	
2	1.598	
3	2.308	
4	3.077	
5	3.840	
6	4.610	
7	5.340	
8	6.100	
9	6.830	
10	7.570	

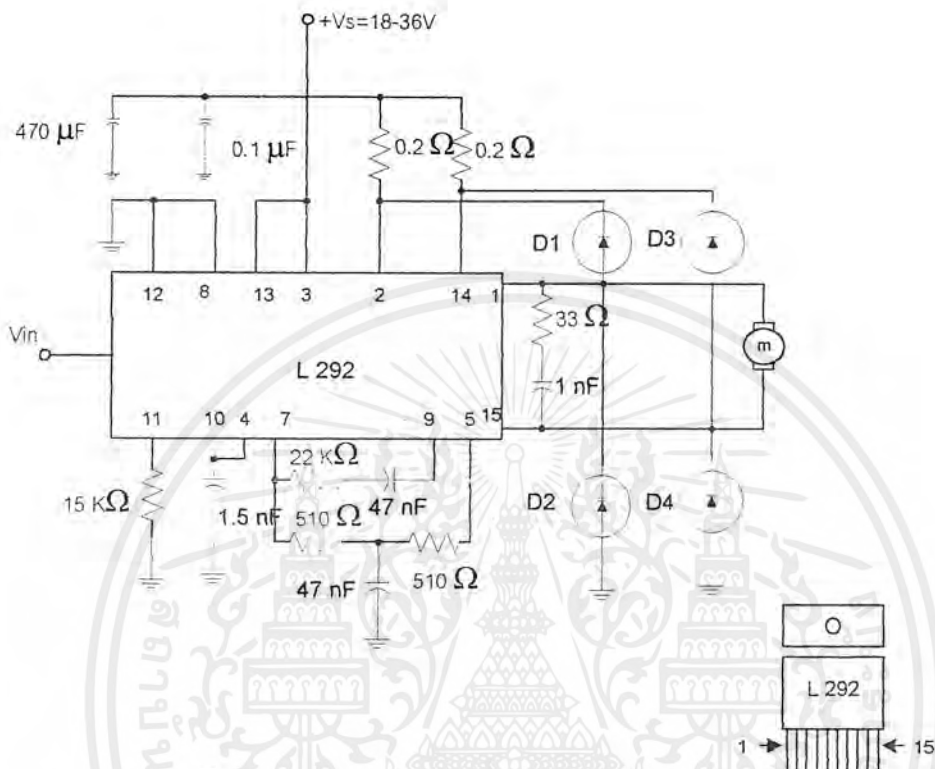
กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  
ความถี่(KHz.)กับแรงดันVout(v)



รูปที่ 3.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่  $f_{in}$  กับแรงดันVout

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 วงจรขับมอเตอร์ D.C.ขนาด 2 A,60 W



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรทดลองขับมอเตอร์ D.C.ขนาด 2 A,60 W

เมื่อทำการต่อวงจรดังรูป แล้วทำการป้อนแรงดันจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ 4.2-6 V ที่ทำการป้อนเริ่มต้นจาก 4.2 V นั้นเพราะว่าในขณะที่แรงดันต่ำกว่านี้จะพบว่าไม่สามารถทำให้มอเตอร์หมุนได้ ดังนั้นจึงเริ่มต้นได้ที่ 4.2 V ในขณะที่แรงดันสูงสุดที่ใช้คือ 6 V เพราะจะทำให้มอเตอร์มีความเร็วรอบสูงสุดแล้ว ซึ่งจะได้ผลการทดลองในลักษณะที่ใกล้เคียงเป็นเชิงเส้น โดยที่ช่วงในการเปลี่ยนแปลงช่วงแรกนั้นจะน้อย แต่ในช่วงหลังจะมีช่วงที่กว้างขึ้น

อุปกรณ์

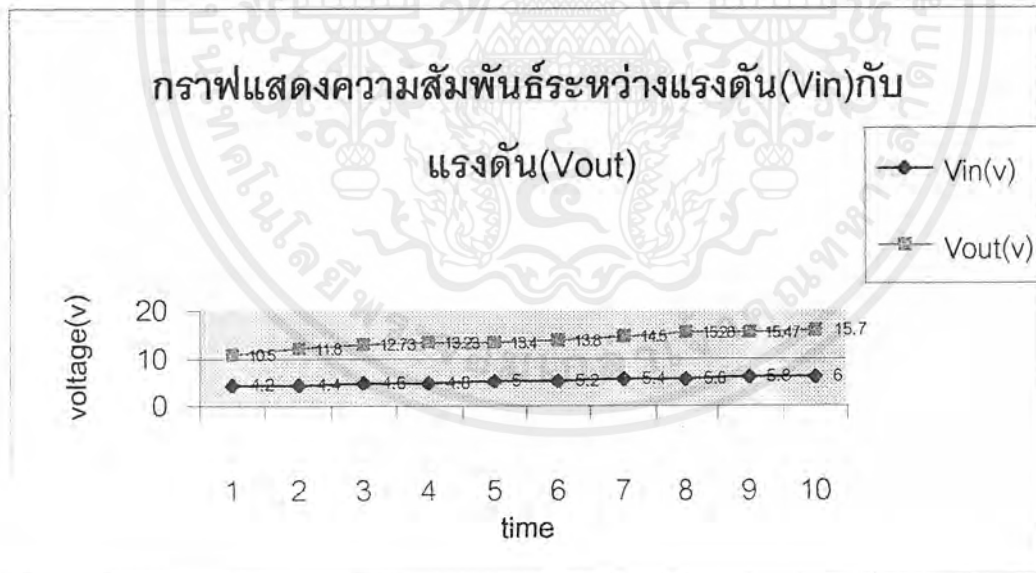
- R 0.2 Ω 2 ตัว
- R 15 KΩ 1 ตัว
- R 22 KΩ 1 ตัว
- R 510 Ω 2 ตัว

- C 1 nF 1 ตัว
- C 0.1 µF 1 ตัว
- C 1.5 nF 1 ตัว
- L 292 1 ตัว

- C 470 µF 1 ตัว
- C 47 nF 2 ตัว
- 1N 4115 4 ตัว
- R 33 Ω 1 ตัว

ตารางที่ 3.2 บันทึกผลการทดลองของวงจรขับมอเตอร์ D.C.ขนาด 2 A,60 W(L292)

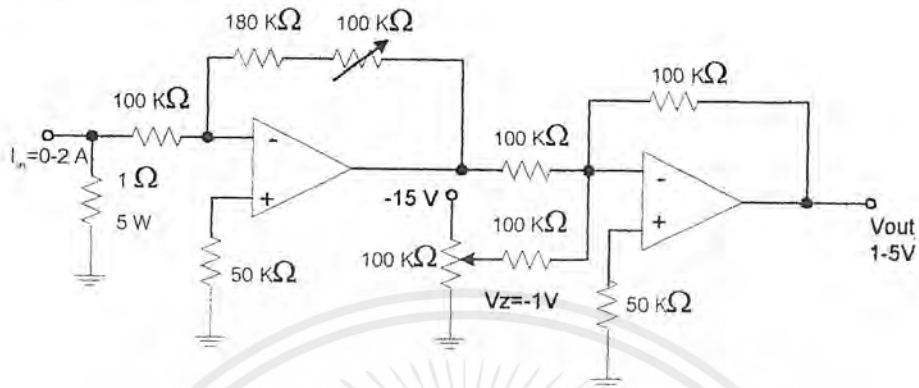
Vin (v)	Vout (v)	Remark
4.2	10.50	
4.4	11.80	
4.6	12.73	
4.8	13.23	
5.0	13.40	
5.2	13.80	
5.4	14.50	
5.6	15.28	
5.8	15.47	
6.0	15.70	



รูปที่ 3.10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน(Vin)กับแรงดัน(Vout)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.6 Signal Condition Circuit (0-2A/1-5V)

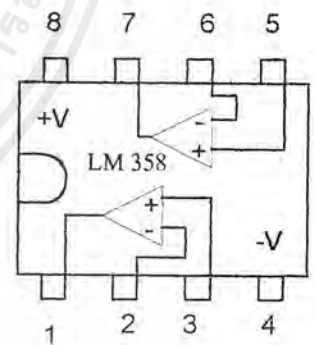


รูปที่ 3.11 แสดงวงจรทดลอง Signal Condition Circuit (0-2A/1-5V)

เมื่อทำการต่อวงจรตามรูปแล้วนั้น ทำการป้อนแรงดันจาก 0-2 V ซึ่งไม่สามารถหาแหล่งจ่ายกระแสได้ จึงทำการป้อนด้วยแรงดันแทน เราจะทำการปรับแรงดัน  $V_z$  ไว้ที่  $-1V$  ในขณะที่ป้อนแรงดัน 0 V แรงดันเอาต์พุตก็จะออกมา 1.02 V ในขณะที่ป้อนแรงดัน 2 V แรงดันเอาต์พุตก็จะออกมา 4.98 V ซึ่งการเปลี่ยนแปลงจะเป็นแบบเชิงเส้น

#### อุปกรณ์

R 100 kΩ	4 ตัว
R 50 kΩ	2 ตัว
R 180 kΩ	1 ตัว
R 1 Ω 5 W	1 ตัว
R 100 kΩ ปรับค่าได้แบบทริพพอท 20 รอบ	2 ตัว
LM 358	1 ตัว

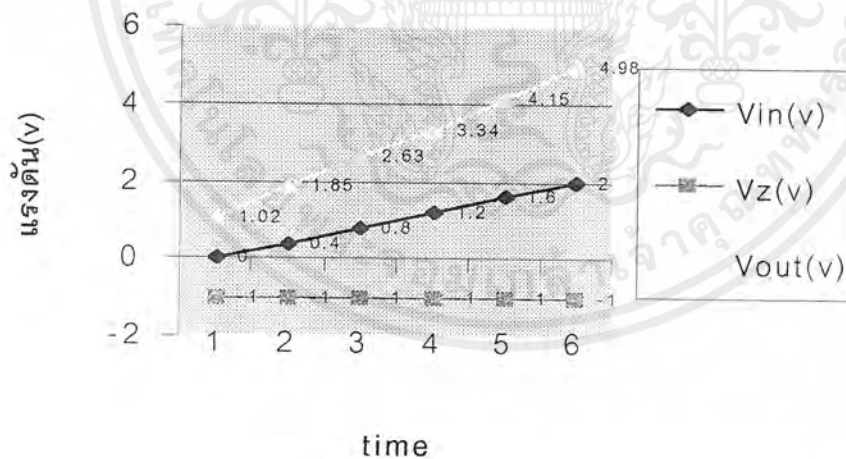


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.3 บันทึกผลการทดลองของวงจร Signal Condition Circuit (0-2A/1-5V)

Vin (v)	Vz (v)	Vout (v)
0	-1	1.02
0.4	-1	1.85
0.8	-1	2.63
1.2	-1	3.34
1.6	-1	4.12
2.0	-1	4.98

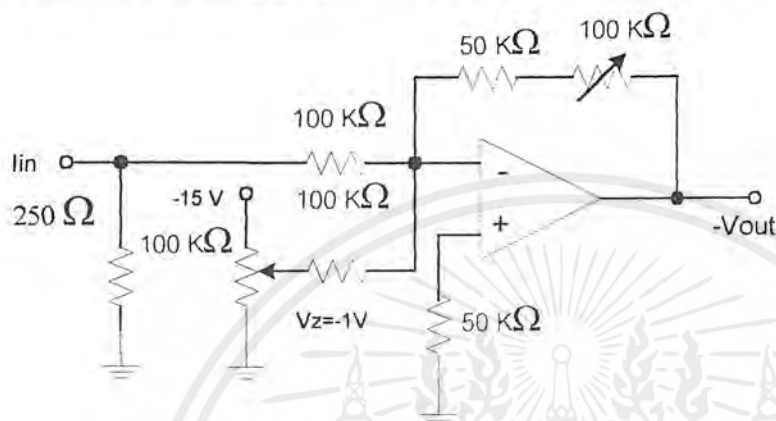
กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  
แรงดัน(Vin)กับแรงดัน(Vout)



รูปที่ 3.12 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน(Vin)กับแรงดัน(Vout)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.7 การทดลองวงจร Signal Condition Circuit 4-20 mA /0-10 V



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรการทดลองของ Signal Condition Circuit 4-20 mA /0-10 V

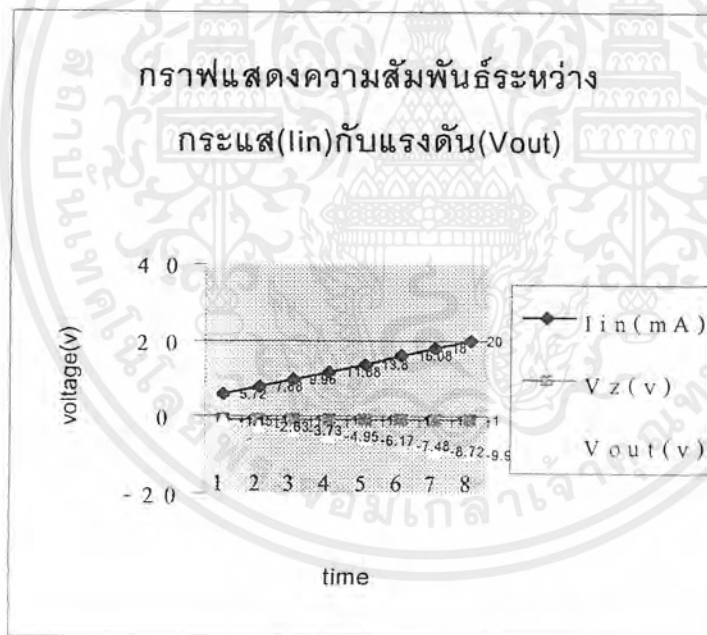
เมื่อทำการต่อวงจรตามรูป ทำการป้อนกระแส 4-20 mA จาก Controller เมื่อทำการป้อนกระแส โดยเริ่มจาก 4 mA แรงดันที่ออกมาจะได้ประมาณ  $-1.15\text{ V}$  และเมื่อทำการป้อนกระแส 20 mA แรงดันที่ออกมาจะได้ประมาณ  $-9.98\text{ V}$  ในขณะที่เราทำการปรับ  $V_z$  ไว้ที่  $-1\text{ V}$  โดยที่แรงดันเอาต์พุตที่ออกมาจะมีสัญญาณเป็นลบ เพราะเราจะต้องทำแรงดันไปขับชุดขับเคลื่อนมอเตอร์ ซึ่งรับแรงดันอินพุตเป็นลบ ซึ่งเราจะพบว่ากราฟมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงเป็นเชิงเส้น

#### อุปกรณ์

R $100\text{ K}\Omega$	2 ตัว
R $20\text{ K}\Omega$	1 ตัว
R $50\text{ K}\Omega$	1 ตัว
R ปรับค่าได้ $100\text{ K}\Omega$	2 ตัว
LM 358	1 ตัว

ตารางที่ 3.4 บันทึกผลการทดลองวงจร Signal Condition Circuit 4-20 mA /0-10 V

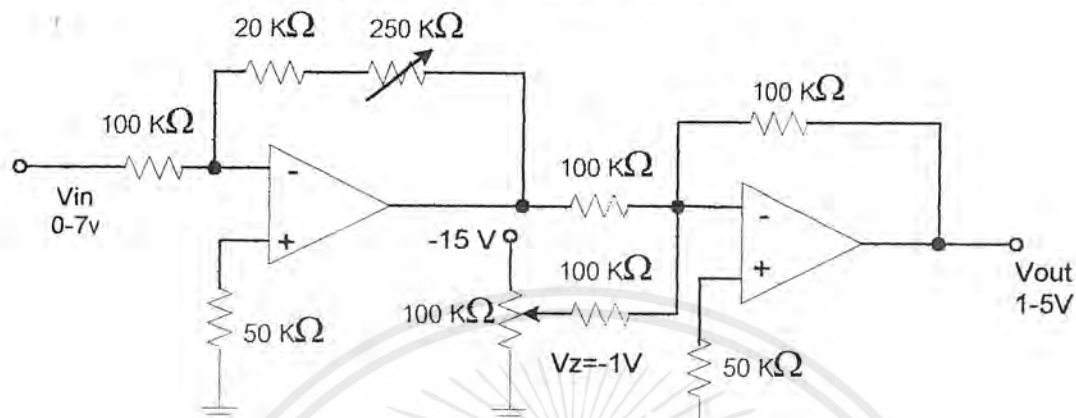
$I_{in}$ (mA)	$V_z$ (v)	$V_{out}$ (v)
5.72	-1	-1.15
7.88	-1	-2.63
9.96	-1	-3.73
11.88	-1	-4.95
13.80	-1	-6.17
16.08	-1	-7.48
18.00	-1	-8.72
20.00	-1	-9.98



รูปที่ 3.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส( $I_{in}$ ) กับแรงดัน( $V_{out}$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.8 การทดลองวงจร Signal Condition Circuit 0-7 V/1-5 V



รูปที่ 3.15 แสดงวงจรการทดลองของ Signal Condition Circuit 0-7 V/1-5 V

เมื่อทำการต่อวงจรตามรูปแล้วนั้น ทำการป้อนแรงดันอินพุต 0 V แรงดันเอาต์พุตที่ออกมาจะต้องได้ 1 V ในขณะที่ป้อนแรงดัน 7 V ก็จะได้แรงดัน 5.010 V แรงดัน  $V_z$  จะทำการปรับไว้ที่ -1V ถ้าแรงดันในขณะที่ 0 V แล้วแรงดันเอาต์พุตไม่เท่ากับ 1 V ก็ให้ปรับแรงดันแล้วดูแรงดันเอาต์พุตให้ใกล้เคียงกับ 1Vมากที่สุด ส่วนในขณะที่ป้อน 7V นั้นถ้าไม่มีแรงดันเอาต์พุตก็ให้ทำการปรับความต้านทาน 250 K $\Omega$  จนแรงดันเอาต์พุตมีค่าใกล้เคียงกับ 5 V

#### อุปกรณ์

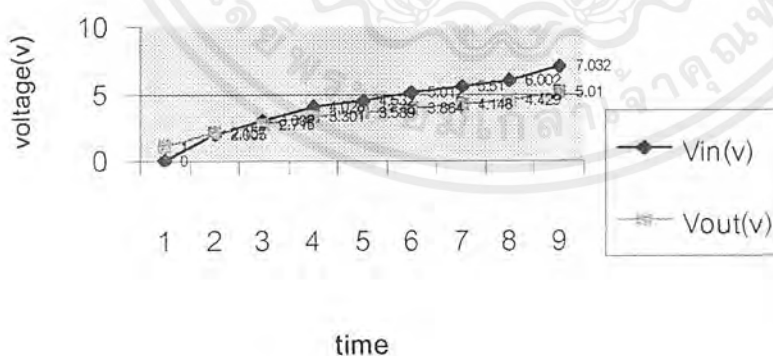
R 100 K $\Omega$	4 ตัว
R 50 K $\Omega$	2 ตัว
R 20 K $\Omega$	1 ตัว
R ปรับค่าได้ 250 K $\Omega$	1 ตัว
LM 358	1 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.5 บันทึกผลการทดลองวงจร Signal Condition Circuit 0-7 V/1-5 V

Vin(v)	Vz(v)	Vout(v)
0	-1	1.000
2.025	-1	2.157
3.002	-1	2.715
4.028	-1	3.301
4.532	-1	3.589
5.012	-1	3.864
5.510	-1	4.148
6.002	-1	4.429
7.032	-1	5.010

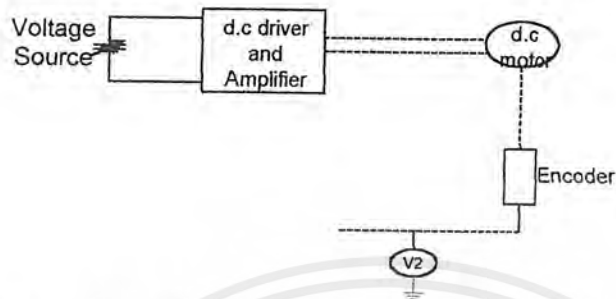
กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง แรงดัน  
(Vin) กับแรงดัน(Vout)



รูปที่ 3.16 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน(Vin) กับแรงดัน(Vout)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.9 การทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ no-load



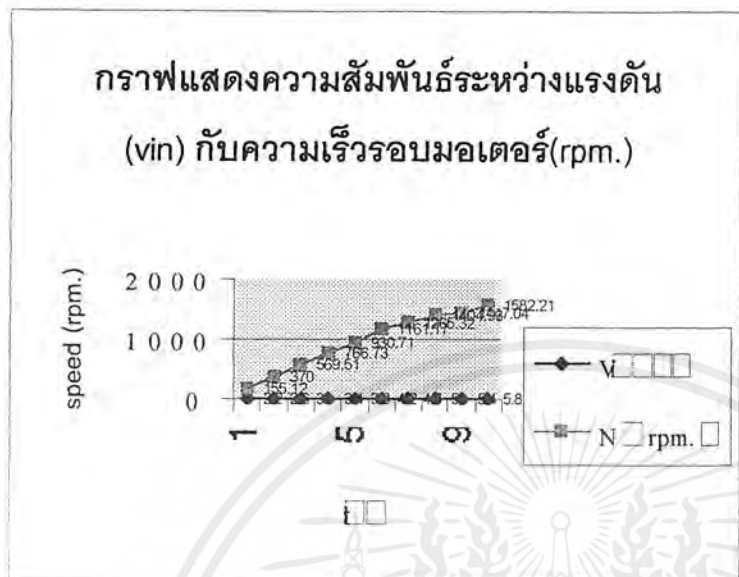
รูปที่ 3.17 แสดงวงจรการทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ no-load

ในการทดลองนี้เราจะทำการทดลองเพื่อทำการตรวจสอบค่าต่างๆของมอเตอร์ เพื่อนำไปใช้ในการเขียนโปรแกรม เมื่อทำการต่อวงจรตั้งรูปแล้วทำการป้อนแรงดันที่อินพุทของชุดขับมอเตอร์ตรวจสอบค่าต่างๆ เช่นแรงดันเอาท์พุทของชุดขับ, แรงดันที่ออกมาจากการเปลี่ยนแปลงของ Encoder เพื่อนำไปคิดเป็นค่าความเร็วรอบและกระแสของเครื่องกำเนิด โดยทั่วไปแล้วกระแสของมอเตอร์ จะมีค่ามากกว่ากระแสของเครื่องกำเนิดมากกว่าเล็กน้อย เมื่อดูกราฟแสดงความสัมพันธ์จะพบว่าการเปลี่ยนแปลงของความเร็วรอบในช่วง 370 rpm. ถึง 1,161 rpm.จะมีลักษณะค่อนข้างเป็นเชิงเส้น ดังนั้นเราจะทำการควบคุมความเร็วให้อยู่ในช่วงนี้

ตารางที่ 3.6 บันทึกผลการทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ no-load

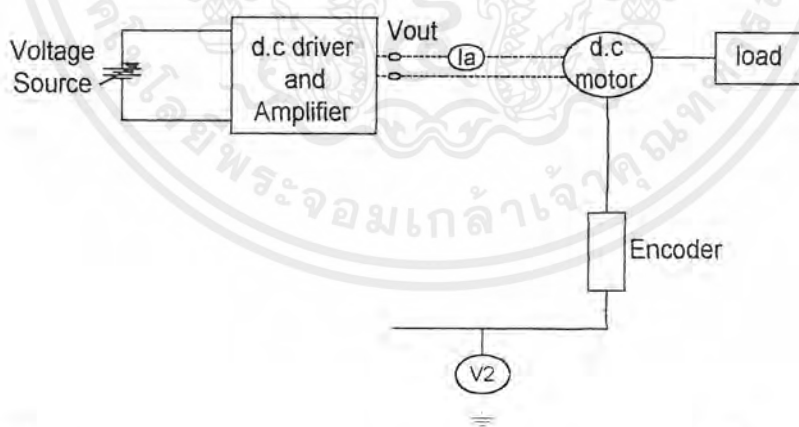
Vin(v)	Vout(v)	V2(v)	N(rpm.)	Ia(A)
2.2	2.2	0.70	155.12	0.20
2.6	4.4	1.67	370.00	0.62
3.0	6.2	2.57	569.51	0.68
3.4	8.1	3.46	766.73	0.75
3.8	9.6	4.20	930.71	0.79
4.2	12.0	5.24	1,161.17	0.85
4.6	13.0	5.71	1,265.32	0.89
5.0	14.1	6.34	1,404.93	0.91
5.4	14.8	6.60	1,447.04	0.94
5.8	15.5	7.14	1,582.21	0.96

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน(Vin) กับความเร็วรอบมอเตอร์ขณะ no-load

**3.10 การทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ load ต่างๆ**



รูปที่ 3.19 แสดงวงจรการทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ load ต่างๆ

ในการทดลองนี้จะทำการทดลองแบบเดียวกันกับการทดลองที่ผ่านมาเพียงแต่ทำการต่อ load เพิ่มเข้าแล้วทำการตรวจสอบแบบเดียวกัน โดยที่เราจะพบว่าในขณะที่ป้อนแรงดัน 2.2V ขณะ load3มอเตอร์จะไม่หมุน แต่ในขณะที่ป้อนแรงดัน2.2V ที่ load1 และ load2 มอเตอร์ก็จะหมุนได้ เมื่อดูจากกราฟลักษณะการเปลี่ยนแปลงในขณะที่ load1 จะมีค่าใกล้เคียงกับตอนทดลอง no-load เมื่อ load เพิ่มมากขึ้นกราฟก็จะใกล้เคียงเชิงเส้นมากขึ้นเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.7 บันทึกผลการทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ load 1

Vin(v)	Vout(v)	V2(v)	N (rpm.)	Ia(A)
2.2	2.0	0.46	101.93	0.56
2.6	3.6	1.24	274.78	0.63
3.0	5.4	2.16	478.65	0.70
3.4	7.0	2.90	642.63	0.76
3.8	8.2	3.58	793.32	0.81
4.2	10.2	4.33	959.52	0.87
4.6	12.3	5.46	1,209.92	0.92
5.0	14.0	6.11	1,353.96	0.95
5.4	14.2	6.48	1,435.96	0.99
5.8	14.5	6.56	1,453.68	1.00

ตารางที่ 3.8 บันทึกผลการทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ load 2

Vin(v)	Vout(v)	V2(v)	N (rpm.)	Ia(A)
2.2	1.8	0.30	66.47	0.56
2.6	3.0	0.87	192.12	0.24
3.0	4.6	1.76	390.01	0.69
3.4	6.4	2.66	589.45	0.76
3.8	7.5	3.12	691.38	0.80
4.2	8.6	3.60	797.75	0.86
4.6	9.5	4.01	888.61	0.91
5.0	10.1	4.36	966.17	0.93
5.4	11.4	4.85	1,074.75	0.98
5.8	11.8	5.00	1,107.99	1.00

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

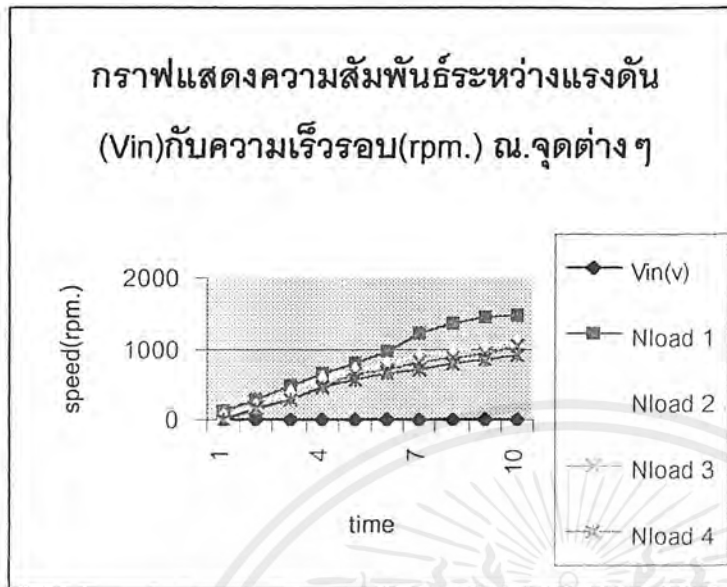
ตารางที่ 3.9 บันทึกผลการทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ load 3

Vin(v)	Vout(v)	V2(v)	N (rpm.)	Ia(A)
2.2	0.0	0.00	0.00	0.00
2.6	2.8	0.76	168.41	0.63
3.0	3.8	1.32	292.51	0.69
3.4	5.8	2.19	485.30	0.80
3.8	6.4	2.93	649.28	0.87
4.2	7.7	3.15	697.15	0.89
4.6	9.0	3.70	819.91	0.95
5.0	9.5	3.96	877.53	0.98
5.4	10.0	4.22	935.14	1.00
5.8	11.2	4.72	1,045.94	1.05

ตารางที่ 3.10 บันทึกผลการทดลอง d.c. driver ของชุดทดลอง motor ที่ load 4

Vin(v)	Vout(v)	V2(v)	N (rpm.)	Ia(A)
2.2	0.0	0.00	0.00	0.00
2.6	2.5	0.64	141.82	0.64
3.0	3.8	1.26	279.21	0.70
3.4	5.4	2.00	443.19	0.80
3.8	6.2	2.48	549.56	0.85
4.2	7.2	2.87	635.99	0.90
4.6	7.8	3.15	698.03	0.93
5.0	8.6	3.54	784.46	0.98
5.4	9.2	3.80	842.07	1.00
5.8	9.8	4.12	912.98	1.05

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



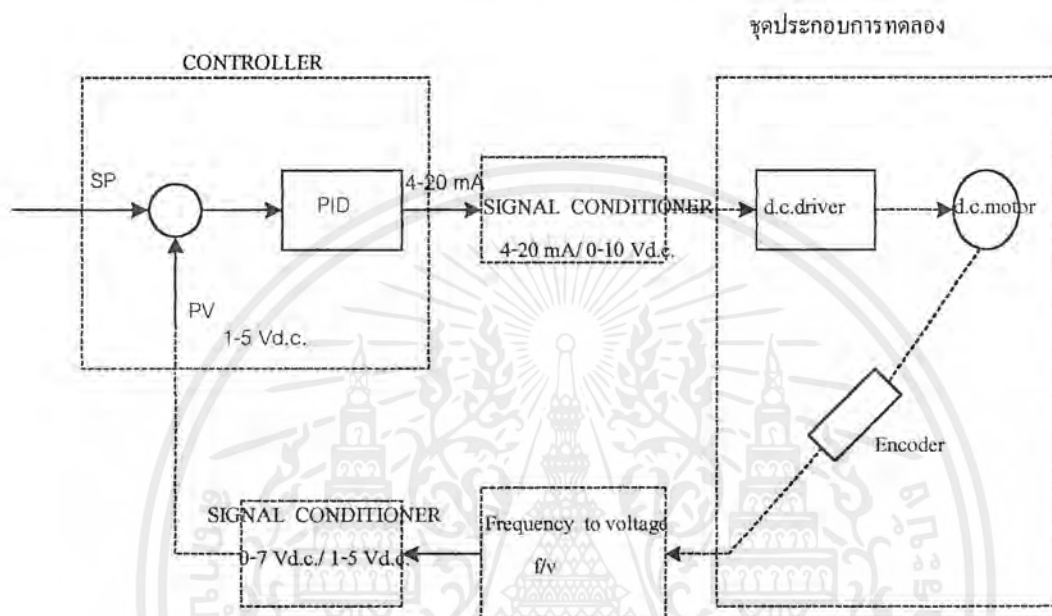
รูปที่ 3.20 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน (Vin) กับความเร็วรอบมอเตอร์ ณ จุดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการทดลองทั้งระบบ(system)

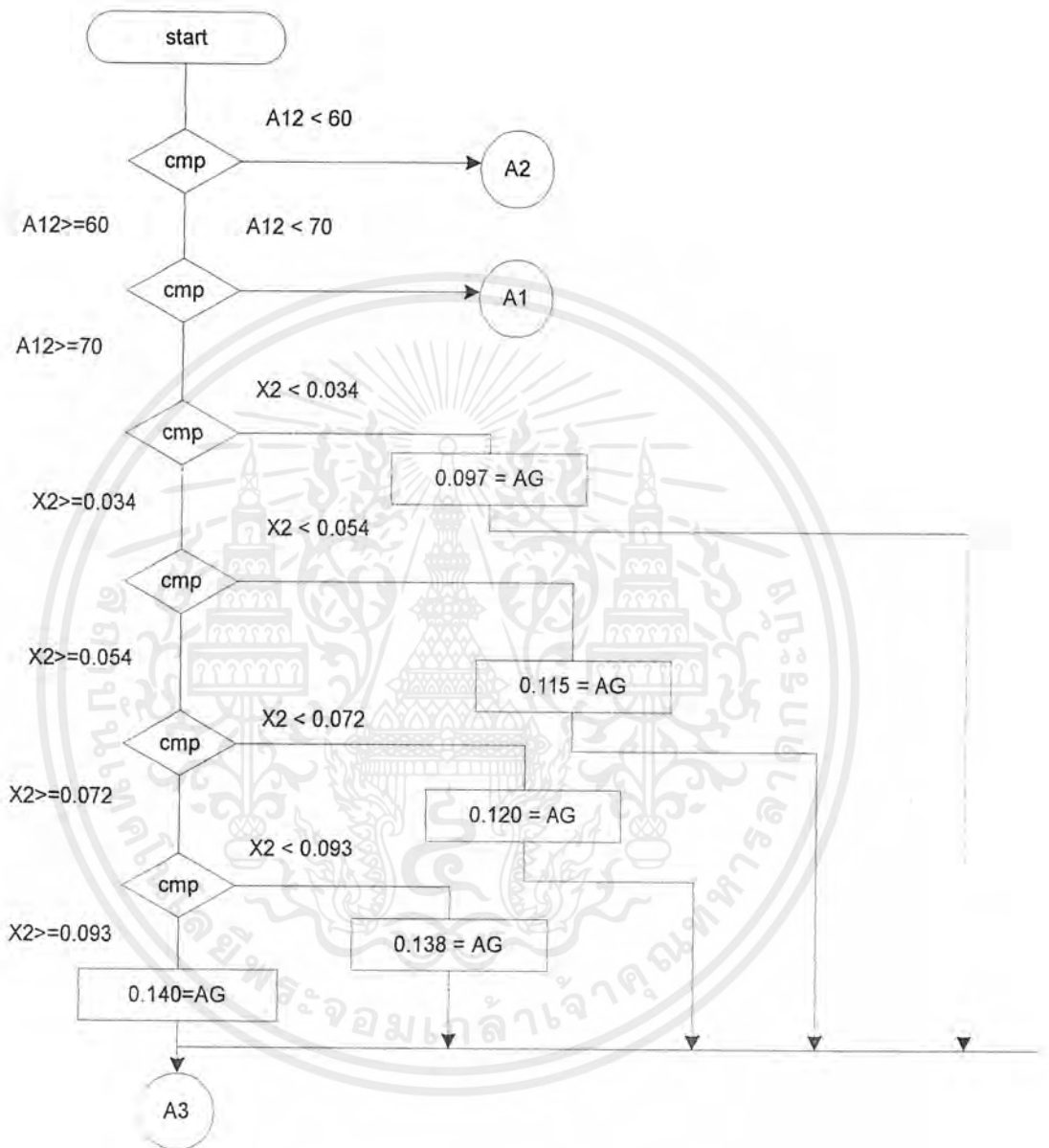
#### 4.1 วงจรการทดลองของระบบ Adaptive Controller



รูปที่ 4.1 วงจรการทดลองของระบบ Adaptive Controller

การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ จะต้องสร้างอุปกรณ์ Interface Circuit ขึ้นมาเพื่อทำการเชื่อมสัญญาณของตัวควบคุม และอุปกรณ์ภายนอกตัวควบคุมจะผ่าน Signal ที่เปลี่ยนกระแส 4-20mA มาเป็น 0-10 V เพื่อทำสัญญาณที่ได้ไปขับชุดขับมอเตอร์ ภายในมอเตอร์จะถูกต่อกับ Encoder เพื่อเป็นตัวเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิง โดยที่สัญญาณที่ออกจาก Encoder จะต้องผ่านวงจร frequency to voltage เพื่อเปลี่ยนสัญญาณความถี่เป็นแรงดัน โดยจะทำแรงดันที่ได้ไปสร้างเป็นแรงดันมาตรฐานอีกครั้งหนึ่ง โดยที่สัญญาณมาตรฐานที่ได้จะถูกทำการเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่ป้อนเข้ามา เพื่อทำการปรับความเร็วรอบให้ได้ตามต้องการ ซึ่งในการควบคุมมอเตอร์ เราจะปรับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ให้เป็นแบบ PID โดยใช้หลักการของ Adaptive แบบ scheduled adaptive control มาประยุกต์ใช้งาน

## 4.2 Flow chart โปรแกรมของ Adaptive Gain Control



### ☛ หมายเหตุ

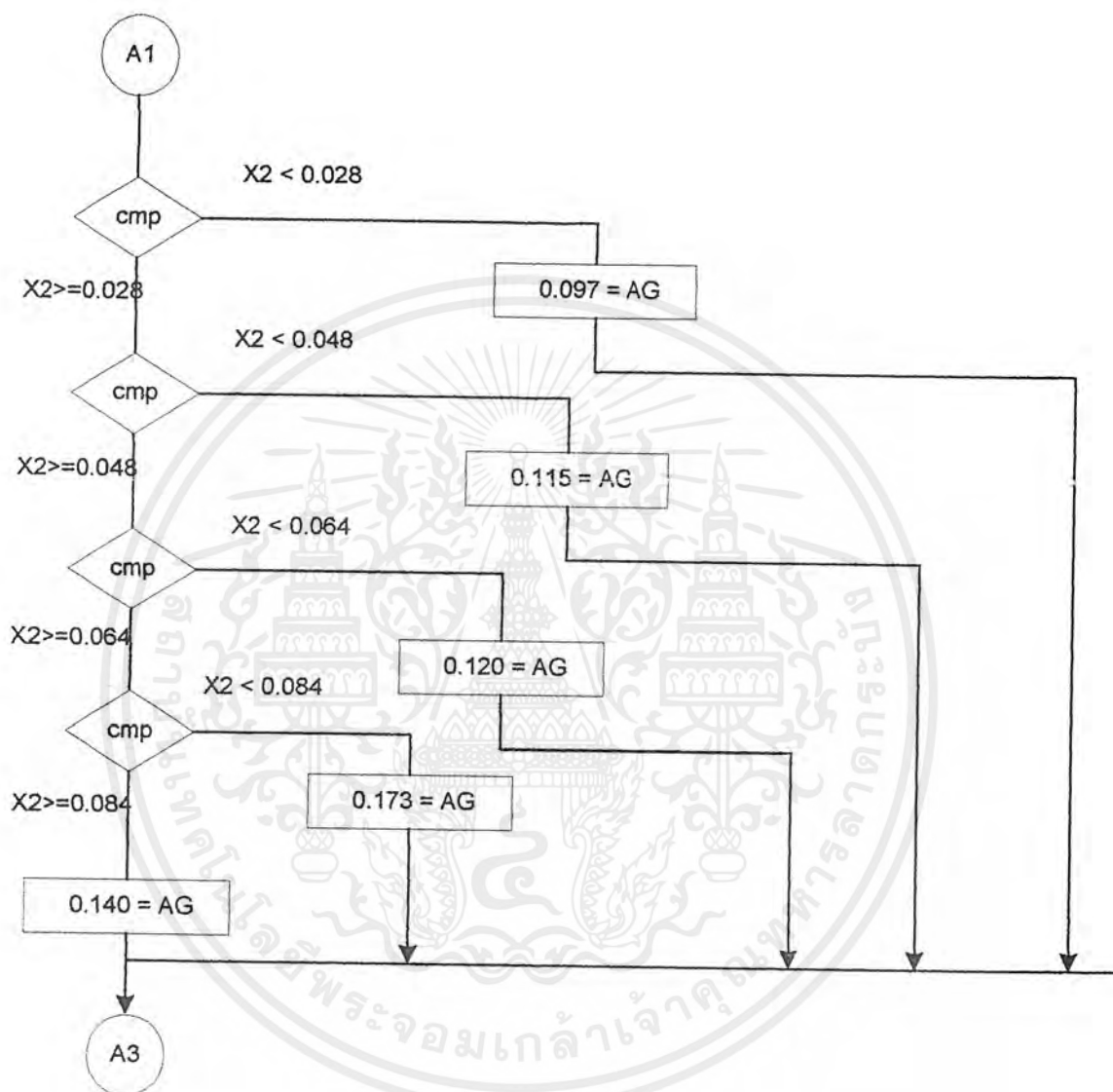
A1,A2,A3 คือ ศัพท์อ้างอิงเฉพาะ

A12 คือ Set Point (Controller 1), SV 1

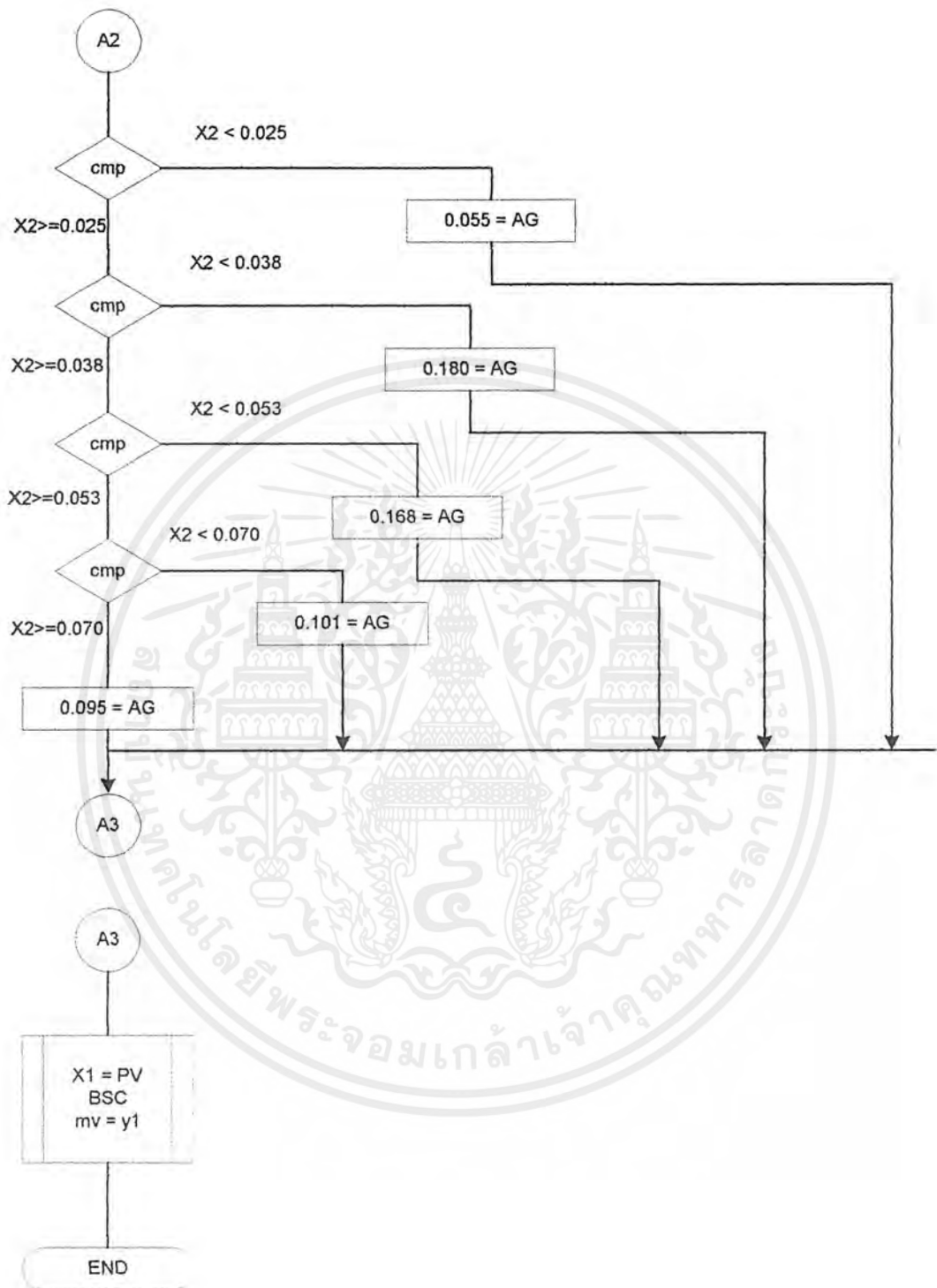
AG = A03 คือ Adaptive Gain , AG 1

รายละเอียดเพิ่มเติมศึกษาที่ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.2 แสดง Flow chart โปรแกรมของ Adaptive Gain Control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.1 โปรแกรมของ Adaptive Gain Control

```

01 LD A12 ;Check set point
02 LD P14 (P14 = 0.600) ;Read set point
03 CMP
04 GIF 06
05 GO 63 ;Go to sub program No 3
06 LD A12
07 LD P15 (P15=0.700)
08 CMP
09 GIF 11 ;Go to sub program No 1
10 GO 37 ;Go to sub program No 2
11 LD X2
12 LD K1 (K1 = 0.034) ;Current No load
13 CMP
14 GIF 17
15 LD K2 (K2 = 0.097) ;Gain no load
16 GO 88
17 LD X2
18 LD K3 (K3 = 0.054) ;Current load No 1
19 CMP
20 GIF 23
21 LD K4 (K4 = 0.115) ;Gain load No 1
22 GO 88
23 LD X2
24 LD K5 (K5 = 0.072) ;Current load No 2
25 CMP
26 GIF 29
27 LD K6 (K6 = 0.120) ;Gain load No 2
28 GO 88
29 LD X2

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

30	LD	K7 (K7 = 0.093)	;Current load No 3
31	CMP		
32	GIF	35	
33	LD	K8 (K8 = 0.138)	;Gain load No 3
34	GO	88	
35	LD	K9 (K9 = 0.140)	;Gain load No 4
36	GO	88	
37	LD	X2	
38	LD	K10 (K10 = 0.028)	;Current No load
39	CMP		
40	GIF	43	
41	LD	K11 (K11 = 0.097)	;Gain no load
42	GO	88	
43	LD	X2	
44	LD	K12 (K12 = 0.048)	;Current load No 1
45	CMP		
46	GIF	49	
47	LD	K13 (K13 = 0.115)	;Gain load No 1
48	GO	88	
49	LD	X2	
50	LD	K14 (K14 = 0.064)	;Current load No 2
51	CMP		
52	GIF	55	
53	LD	P1 (P1 = 0.120)	;Gain load No 2
54	GO	88	
55	LD	X2	
56	LD	P2 (P2 = 0.084)	;Current load No 3
57	CMP		
58	GIF	61	
59	LD	P3 (P3 = 0.173)	;Gain load No 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

60	GO	88	
61	LD	P4 (P4 = 0.140)	;Gain load No 4
62	GO	88	
63	LD	X2	
64	LD	P5 (P5 = 0.025)	;Current No load
65	CMP		
66	GIF	69	
67	LD	P6 (P6 = 0.055)	;Gain no load
68	GO	88	
69	LD	X2	
70	LD	P7 (P7 = 0.038)	;Current load No 1
71	CMP		
72	GIF	75	
73	LD	P8 (P8 = 0.180)	;Gain load No 1
74	GO	88	
75	LD	X2	
76	LD	P9 (P9 = 0.053)	;Current load No 2
77	CMP		
78	GIF	81	
79	LD	P10 (P10 = 0.168)	;Gain load No 2
80	GO	88	
81	LD	X2	
82	LD	P11 (P11 = 0.070)	;Current load No 3
83	CMP		
84	GIF	87	
85	LD	P12 (P12 = 0.101)	;Gain load No 3
86	GO	88	
87	LD	P13 (P13 = 0.095)	;Gain load No 4
88	ST	A03	;set value gain
89	LD	X1	;control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

90	BSC	
91	ST	yI
92	END	

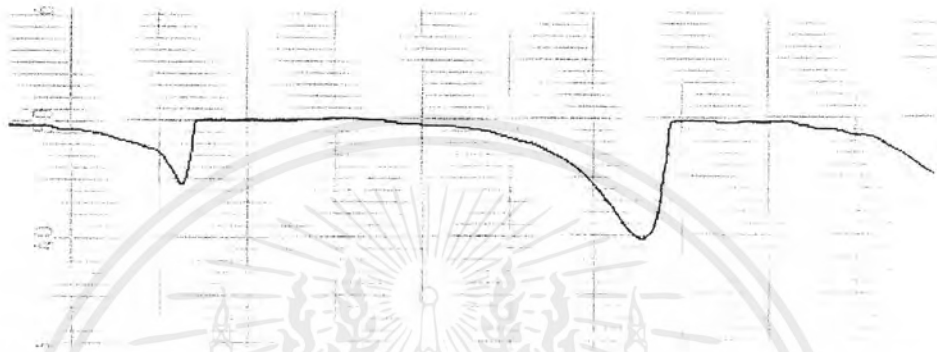
ขั้นตอนการทำงานของโปรแกรมนั้น จะเริ่มจากการตรวจสอบ Set-point ของ Controller ว่าเป็นเท่าใด โดยที่ A12 จะเป็นค่า Set-point ของ Controller แล้วมาทำการเปรียบเทียบกับค่าคงที่ที่ได้ตั้งไว้คือ 60 เช่นสมมติว่าต้องการควบคุมความเร็วที่ Set-point 50 ดังนั้น A12 ก็จะมีค่า 50 จะมีค่าน้อยกว่า 60 ก็จะโดดไปที่ Subprogram ที่ 3 แต่ถ้ามีค่ามากกว่า 60 ก็จะทำการตรวจสอบอีกว่ามีค่ามากกว่า 70 หรือไม่ ถ้ามากกว่าก็ไปที่ Subprogram ที่ 1 แต่ถ้าน้อยกว่า ก็จะโดดไปที่ Subprogram ที่ 2 เมื่อทำการเช็ค Set-point ของ Controller เรียบร้อยแล้ว ก็จะทำการเช็คกระแสของเครื่องกำเนิดจะกำหนดให้เป็น X2 โดยที่ X2 จะเป็นตัวเช็คกระแสของเครื่องกำเนิด นำมาเปรียบเทียบกับค่าคงที่ที่ได้ตั้งไว้ เริ่มจากการเช็คกระแสขณะ no-load ถ้ากระแสมีค่าน้อยกว่า 0.034 (ค่า 0.034 จะถูกกำหนดเป็นเปอร์เซ็นต์ของกระแส 0-2 A ของเครื่องกำเนิด) ก็จะทำการ Set ค่า PB เข้าไปที่ Controller โดยที่ จะทำการกำหนดเป็นค่า A03 ซึ่งค่า A03 นี้ก็คือค่า Adaptive gain ในขณะที่ตัว Controller จะต้องตั้งค่า PB ไว้ค่าหนึ่ง เช่น

ถ้ากำหนดค่า PB ไว้ที่ 10 เมื่อ  $A03 = 1.000$  ค่า PB จะมีค่าเท่ากับ 10 แต่ถ้าค่า  $A03 = 0.500$  ค่า PB จะมีค่าเท่ากับ 20 หรือสามารถคำนวณได้จากสูตร  $PB = \frac{10}{AG}$  ส่วนในค่า  $Ti$  และ  $Td$  จะทำการกำหนดให้มีค่าเดียวกันตลอดคือ  $Ti = 2$  และ  $Td = 1$  แต่ถ้ากระแสมีค่ามากกว่า 0.034 ก็จะทำการตรวจสอบต่อไปว่ากระแสมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่า 0.054 ถ้าน้อยกว่า A03 ก็จะเท่ากับ 0.115 เพราะฉะนั้น  $PB = \frac{10}{0.115} = 86.95\%$  แต่ถ้ามากกว่า ก็จะทำการเช็คต่อไปว่ามีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่า 0.072 ถ้าน้อยกว่า A03 ก็จะเท่ากับ 0.120 เพราะฉะนั้น  $PB = \frac{10}{0.120} = 83.33\%$  ซึ่ง จะทำการตรวจสอบแบบนี้ไปเรื่อยๆ

### 4.3 การทดลอง Adaptive Gain ที่ Speed Recorder 9,000 mm./Hr.

#### 4.3.1 กำหนดค่า SET POINT 790 rpm.

ก. แบบ PID ธรรมดา



รูปที่ 4.3 กราฟแสดงผลการทดลองแบบ PID ธรรมดาที่ SET POINT 790 rpm.

ข.แบบ Adaptive gain



รูปที่ 4.4 กราฟแสดงผลการทดลองแบบ Adaptive gain ที่ SET POINT 790 rpm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3.2 กำหนดค่า SET POINT 948 rpm.

ก. แบบ PID ธรรมดา



รูปที่ 4.5 กราฟแสดงผลการทดลองแบบ PID ธรรมดาที่ SET POINT 948 rpm.

ข.แบบ Adaptive gain

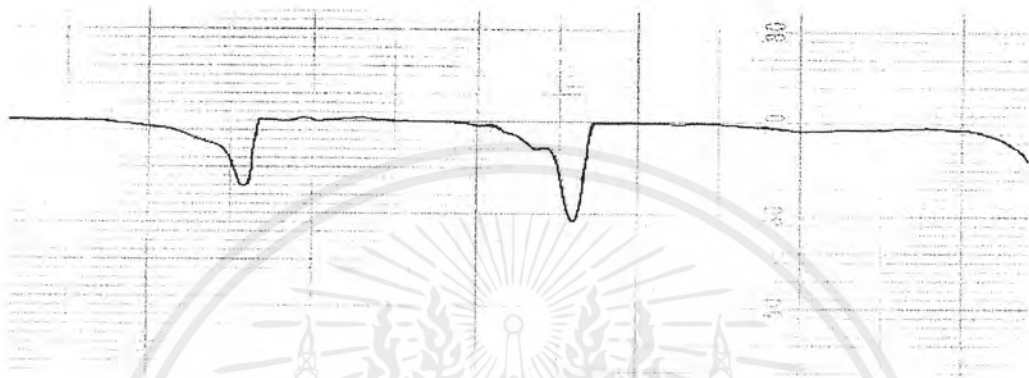


รูปที่ 4.6 กราฟแสดงผลการทดลองแบบ Adaptive gain ที่ SET POINT 948 rpm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

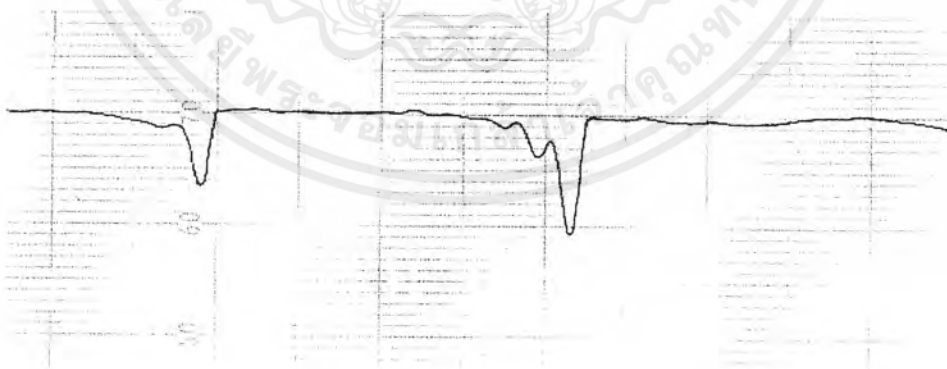
### 4.3.3 กำหนดค่า SET POINT 1,106 rpm.

ก. แบบ PID ธรรมดา



รูปที่ 4.7 กราฟแสดงผลการทดลองแบบ PID ธรรมดาที่ SET POINT 1,106 rpm.

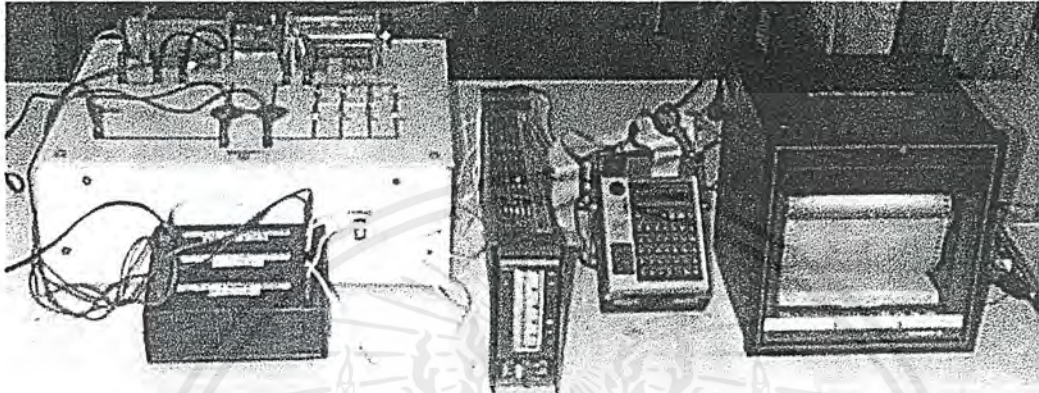
ข.แบบ Adaptive gain



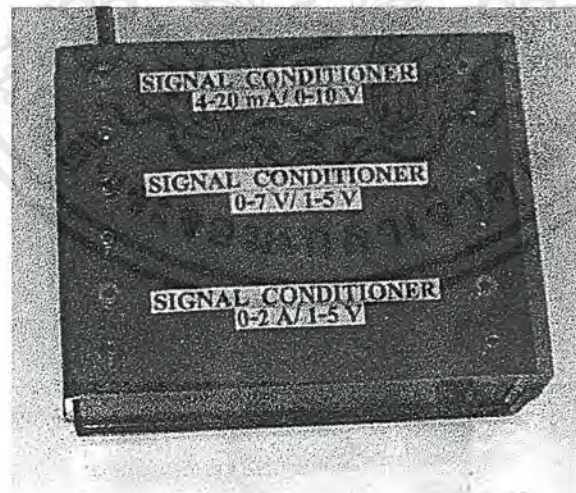
รูปที่ 4.8 กราฟแสดงผลการทดลองแบบ Adaptive gain ที่ SET POINT 1,106 rpm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.4 รูปถ่ายภาพประกอบโครงการงานวิทยานิพนธ์

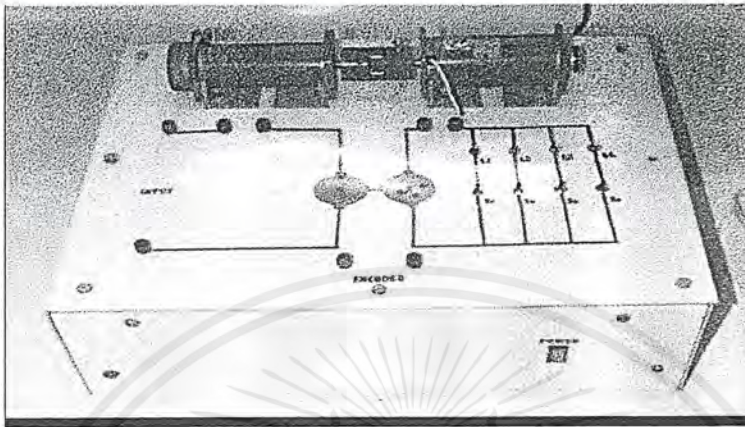


รูปที่ 4.9 แสดงการทำงานทั้งระบบของ Adaptive controller

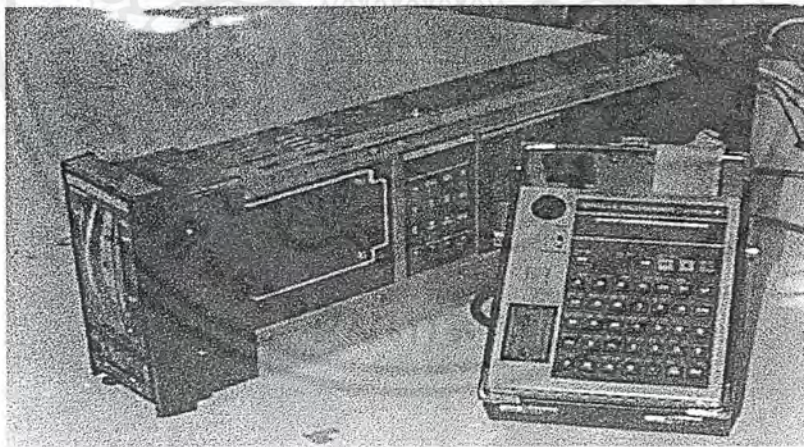


รูปที่ 4.10 แสดงชุดประกอบวงจร Signal Condition

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

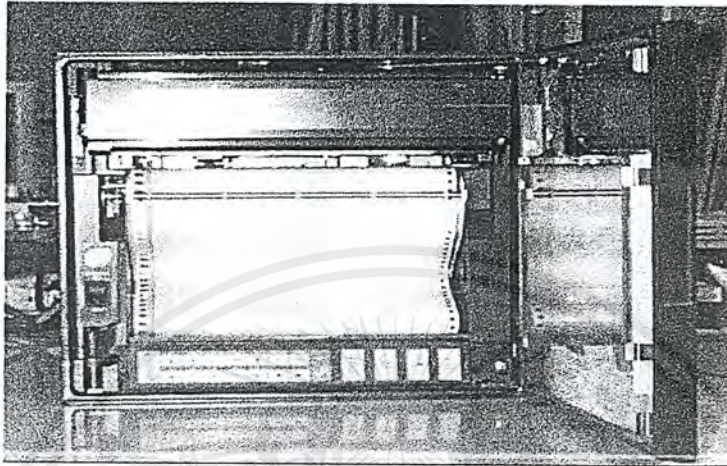


รูปที่ 4.11 แสดงชุดควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์



รูปที่ 4.12 แสดง Controller และชุดคีย์โปรแกรม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.13 แสดงชุดอุปกรณ์ Recorder

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### บทวิจารณ์และสรุปผล

การควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ ด้วยวิธีปรับค่าพารามิเตอร์ด้วยตนเองนั้นได้ทำการทดลองกับชุดทดลอง ปรากฏว่าการเปลี่ยนแปลงโหลดทำได้ไม่ค้อยจะสมบูรณ์ เพราะการเปลี่ยนโหลดในการทดลองแต่ละครั้ง จะไม่ค้อยกลับมาตำแหน่งเดิม จึงทำการสร้างชุดทดลองขึ้นมาใหม่ โดยต่อมอเตอร์ให้ไปขับเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงอีกทีหนึ่ง แล้วนำโหลดคือหลอดไฟฟ้าเข้ามาต่อกับเครื่องกำเนิด ทำให้การเปลี่ยนโหลดแต่ละครั้งกลับมาในตำแหน่งเดิม

ในการเขียน โปรแกรมนั้นจะใช้เครื่องควบคุมของบริษัท YOGOGAWA ซึ่งสามารถรองรับโปรแกรมได้ 99 บรรทัด การเขียนโปรแกรมจะเป็นลักษณะของการตรวจสอบกระแสแล้วจึงนำไปปรับตั้งค่าของ Gain ซึ่งค่าที่จะไปปรับตั้งนั้น คือค่าของ PB ส่วนค่าของ Ti และ Td นั้นจะคงเดิมไว้ตลอด เมื่อทำการควบคุมแล้ว เราจะพบว่าถ้าใช้การควบคุมแบบส่งไปที่ปรับพารามิเตอร์ไว้ค่าเดียวตลอด เมื่อทำการเปลี่ยนแปลงโหลดนั้น เราจะพบว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงที่น้อยกว่า และกลับเข้าสู่ค่าอ้างอิงได้ช้ากว่าการควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์ ด้วยวิธีการปรับค่าพารามิเตอร์ด้วยตนเอง (Adaptive Gain Control)

## บรรณานุกรม

1. รัชชชัย อัครวิบูลย์กุล “เครื่องกลไฟฟ้า 1 ทฤษฎีเครื่องกลไฟฟ้ากระแสตรง (D.C machines)”, กรุงเทพมหานคร
2. ร.ศ. กิตติ ตีรเศรษฐ “พื้นฐานวิศวกรรมระบบควบคุม”, มกราคม 2539 ,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ,พิมพ์ครั้งที่ 5
3. สมาคมส่งเสริมเทคโนโลยี(ไทย-ญี่ปุ่น)พ.ศ.2538 ,วารสารอบรม ชื่อเรื่อง “Process Instrumentation theory and practice”
4. Carbs A. Smith Armando B. Corripic , “Principles and Practice of AUTOMATIC PROCESS CONTROL”
5. Model SLPC and SPLR APPLICATION PROGRAMS SUPPORT LIBRARY
6. Model SPRG PROGRAMMER
7. Model SLPC PROGRAMMABLE INDICATING CONTROLLER



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ข้อมูลรายละเอียด(Spec) ของชุดอุปกรณ์ Adaptive Controller

### ก.ชุดควบคุมความเร็วรอบของมอเตอร์

motor

Output 65 W  
Input voltage 0-31.3 V  
R.P.M 4,200  
TORQUE 1.5 kgf-cm

gen.

Output 33 W  
Input voltage 24 V  
R.P.M 1,580  
Current 2.2 A

### ข. ชุด PID Controller และชุดคีย์โปรแกรม

- ชุด PID Controller  
Model SLPC SUFFIX-181\* E / NPR / A2ER / MTS  
NO. 5142 JC266 044
- ชุดคีย์โปรแกรม  
Model SPRG SUFFIX-000\* E / A2ER  
NO. 5192 JA139 044

### ค. ชุดอุปกรณ์ Recorder

Model 4173 SUFFIX-111-71  
NO. 41735A319 1990

Table 11-2. Start Mode Operation.

Item \ Start Mode	HOT Start	COLD Start	Initial Start
Operation Mode	Same as before power failure	Manual (MAN)	Manual (MAN)
Set Points (SV)	Same as before power failure	Same as before power failure	-6.3%
Manipulated Variables MV	Same as before power failure	-6.3%	-6.3%
Parameters (e.g., PID)	Same as before power failure	Same as before power failure	Initial values specified by the programmer
Temporary Register T	Same as before power failure	0	0
Time-Dependent Computations (e.g., First-Order Lag, Dead Time)	Operation stops temporarily when power fails.	Input value associated with each computation when operation starts.	

(Note) Parameter set after a test run by the programmer.

Appendix 1. List of Registers Used in SLPC Program.

	Name	Register Name	Program		Side Panel	
			LD	ST	Display	Can Be Set
Analog	Analog Input Register	X1 to X5	○	○	Engineering Units	×
	Analog Output Register	Y1 to Y3	○	○	-6.3 to 106.3	×
	Auxiliary Register for Communications	Y4 to Y16	○	○	-6.3 to 106.3	×
	Computational Parameter	PN1 to PN16	○	○	(Note) Engineering Units	○
	Constant Register	K1 to K16	○	×	-	×
	Temporary Register	T1 to T4	○	○	-	×
	A Register	A1 to A16	See Appendix 2		-	×
Digital	Contact Input Register	Di1 to Di3	○	○	0, 1 Data Displayed	×
	Contact Output Register	Do1 to Do3	○	○	0, 1 Data Displayed	×
	User Flag	Do4 to Do8	○	○	0, 1 Data Displayed	×
	FL Register	FL1 to FL16	See Appendix 3		-	×

(Note) PN1 to PN8: Can be displayed in engineering units.  
 PN9 to PN16: Display range -7.999 to +7.999.

Appendix 4. List of Program Functions.

Classification	Mnemonic Code	Instruction	Arithmetic Registers						Explanation	
			Before Instruction Execution			After Instruction Execution				
			S1	S2	S3	S1	S2	S3		
Load	LD Xn	Read Xn	A	B	C	Xn	A	B	n=1 to 5	
	LD Yn	Read Yn	A	B	C	Yn	A	B	n=1 to 6	
	LD Pnn	Read Pnn	A	B	C	Pnn	A	B	n=1 to 16	
	LD Kn	Read Kn	A	B	C	Kn	A	B	n=1 to 16	
	LD Tn	Read Tn	A	B	C	Tn	A	B	n=1 to 4	
	LD An	Read An	A	B	C	An	A	B	n=1 to 16	
	LD FLn	Read FLn	A	B	C	FLn	A	B	n=1 to 16	
	LD Din	Read Din	A	B	C	Din	A	B	n=1 to 3	
	LD Don	Read Don	A	B	C	Don	A	B	n=1 to 8	
Store	ST Xn	Store in Xn	A	B	C	A	B	C	Store S1 in Xn.	
	ST Yn	Store in Yn	A	B	C	A	B	C	Store S1 in Yn.	
	ST Tn	Store in Tn	A	B	C	A	B	C	Store S1 in Tn.	
	ST An	Store in An	A	B	C	A	B	C	Store S1 in An.	
	ST FLn	Store in FLn	A	B	C	A	B	C	Store S1 in FLn.	
	ST Don	Store in Don	A	B	C	A	B	C	Store S1 in Don.	
Go to	GO nn	Jump to step nn	A	B	C	A	B	C	Any number from 01 to 99 can be specified.	
End	END	End of Computation	A	B	C	A	B	C		
Functions	General Functions	+	Addition	A	B	C	B+A	C	D	$S1 \leftarrow S2 + S1$
		-	Subtraction	A	B	C	B-A	C	D	$S1 \leftarrow S2 - S1$
		*	Multiplication	A	B	C	BxA	C	D	$S1 \leftarrow S2 \times S1$
		÷	Division	A	B	C	B÷A	C	D	$S1 \leftarrow S2 \div S1$
		√	Square Root Extraction	A	B	C	√A	B	C	$S1 \leftarrow \sqrt{S1}$
		ABS	Magnitude (Absolute Value)	A	B	C	A	B	C	$S1 \leftarrow  S1 $
		HSL	High Selector	A	B	C	A or B, whichever is larger	C	D	Contents of S1 and S2 are compared and the larger value is stored in S1.
		LSL	Low Selector	A	B	C	A or B, whichever is smaller	C	D	Contents of S1 and S2 are compared and the lesser value is stored in S1.
		HLM	High Limit	High Limit Set Point	Input Value	A	Input values limited by the high limit set point	A	B	Input values are stored in S1, if they do not exceed the high limit set point; if the input values exceed the set point, the set point is stored in S1.
		LLM	Low Limit	Low Limit Set Point	Input Value	A	Input is limited	A	B	In a similar manner, input signals are limited by the low limit set point.
Functions with Device Addresses	VLM1 to 6	Velocity Limiter	Low Velocity Limit	High Velocity Limit	Input	Input value is velocity limited	Input	A	Input velocity limits apply. High and low velocity limit settings can be specified independently.	
	LAG1 to 8	First-Order Lag	Time Constant	Input Value	A	Input values are subjected to first-order lag computation	A	B	Input values are subjected to first-order lag computations and the results are stored in S1.	

Classification	Mnemonic Code	Instruction	Arithmetic Registers						Explanation
			Before Instruction Execution			After Instruction Execution			
			S1	S2	S3	S1	S2	S3	
Functions with Device Addresses	LED1, 2	First-Order Lead	Time Constant	Input Value	A	Input values subjected to first-order lead	A	B	Input values are subjected to first-order lead and the results are stored in S1.
	DED1~3	Dead Time	Dead Time Settings	Input Value	A	Previous input value of dead time	A	B	Only the last input value of dead time is stored.
	VEL1~3	Velocity Computation	Dead Time Settings	Input Value	A	The previous value is subtracted from the current value	A	B	The previous value is subtracted from the current value and the result is stored in S1.
	FX1, 2	10-Segment Line-Segment Function	Input Value	A	B	Input values converted by line-segment function	A	B	A line-segment function with 10 equal segments is generated. Fixed characteristics.
Functions	TIM1 to 4	Timer	ON/OFF	A	B	Elapsed Time	A	B	Reset if S1=0. 'Timer on' or 'timer counting' if S1=1.
	CPO1, 2	Pulse Count Output	Counting Rate	Input Value	A	Input Value	A	B	Input values in S2 are converted to pulses at the counting rate stored in S1 and output
	CMP	Comparison	A	B	C	0/1	B	C	Contents of S1 and S2 are compared and 0 is set if $S2 < S1$ and 1 if $S2 > S1$ .
	HAL1 to 4	High Limit Alarm	Hysteresis Band Setting	Alarm Setting	Input	0/1	Input	A	Alarm has hysteresis band. 0 if alarm is normal and 1 if alarm is abnormal.
	LAL1 to 4	Low Limit Alarm	Hysteresis Band	Alarm Setting	Input	0/1	Input	A	A low limit alarm similar to the high limit alarm.
	AND	Logical Product	A	B	C	$A \cap B$	C	D	$S1 - S2 \cap S1$
	OR	Logical Sum	A	B	C	$A \cup B$	C	D	$S1 - S2 \cup S1$
	NOT	Negation	A	B	C	$\bar{A}$	B	C	$S1 - \bar{S1}$
	GIF nn	Conditional Branch	0/1	A	B	A	B	C	The program jumps to the following step if S1=0. The program jumps to step nn if $S1=1$ .
	SW	Signal Switching	0/1	A	B	A or B	C	D	If S1=0, S3 ← S1 If S1=1, S2 ← S1
Control Module	BSC	Basic Control Module	PV	A	B	Manipulated Output	A	B	Control Functions
	CSC	Cascade Control Module	PV2	PV1	A	Manipulated Output	A	B	Cascade Control Module
	SSC	Signal Selector Control Module	PV2	PV1	A	Manipulated Output	A	B	Selector Control Module

A, B, C and D in the arithmetic registers represent previously stored data.  
Although S1 through S5 are the SLC arithmetic registers, only S1 to S3 are used in this table.

11B4C2-01E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## SPEED CONTROL OF DC MOTORS WITH THE L292 SWITCH-MODE DRIVER

Power dissipation in DC motor drive systems can be reduced considerably with an L292 switchmode driver. This application guide describes two speed control systems based on this device; one voltage controlled and one controlled by a 6-bit binary word. Both examples are designed for 60 W motors equipped with tachodynamos.

The L292 is a monolithic power IC which functions effectively as a power transconductance amplifier. It delivers a load current proportional to an input voltage, handling up to 2 A at 18-36 V with a bridge output stage. Completely self-contained, it incorporates internal switchmode circuitry and all the active components to form a current feedback loop.

The L292 is designed primarily for use with an L290 and L291 in DC motor servopositioning applications. However, the L292 can be useful in a wide range of applications as the two examples here show. The first is a simple tachometer feedback circuit, the speed of which is controlled by a DC voltage; direction is controlled by the polarity of this voltage. The second circuit is controlled digitally and includes an L291 D/A converter.

### SYSTEM WITH DC CONTROL

In this system the control quantity is a dc voltage variable between

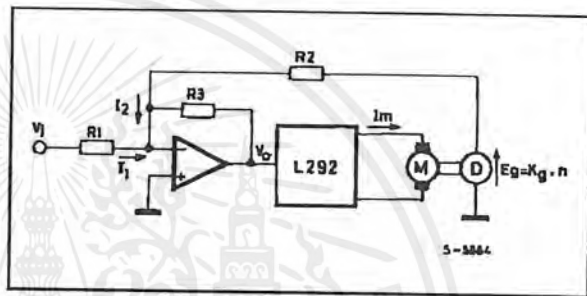
$$+ V_{IM} \text{ and } - V_{IM}$$

Since the quantity under control is the speed of the motor, it is required that it varies linearly in function of the control voltage.

A simplified circuit diagram of the system is shown in fig. 1.

The current  $I_1$ , proportional to the set voltage  $V_i$ , and the current  $I_2$ , proportional to the speed of the motor, are fed to the sum point of the error amplifier. Assuming that the motor does not drain current, the system is in a steady-state condition whenever  $I_1 = -I_2$ ; as a matter of fact, in this case the output from the error amplifier  $V_o$  is 0V. During transients, the voltage  $V_o$  will assume a value  $V_o = -R_3(I_1 + I_2)$  and consequently, since the L292 integrated circuit operates as a transconductance ( $G_m$ ), a mean current  $I_m = G_m \cdot V_o$  will flow in the motor determining an acceleration proportional to it.

Figure 1 : Simplified Circuit Diagram of DC control System.



### CALCULATION OF R1, R2, R3

Let us call :

- $V_{IM}$  the maximum control voltage value
- $n_M$  the maximum speed allowed for the motor
- $K_g$  voltage constant of the dynamo

By imposing that the balance condition be met in correspondance to the maximum rotation speed the following equation is obtained :

$$I_1 = -I_2 ; \frac{V_{IM}}{R1} = -\frac{K_g \cdot n_M}{R2}$$

Since  $R_2$  is the impedance which the tachometer dynamo is loaded on to and its value is recommended by the manufacturer, it is possible from the previous relationship to determine the value of  $R_1$ .

Resistor  $R_3$  determines the system gain. It's best to keep the gain as high as possible (and consequently  $R_3$  as high as possible) to obtain a high response speed of the system, even of for small variations in the control voltage. On the other hand, an excessive gain would cause excessive overshoot around the balance conditions at the end of transients. Consequently, a trade-off must be made between the two opposing requirements in selecting the final gain.

## APPLICATION NOTE

The value for R3 should be theoretically determined by studying the transfer function, by knowing the electrical and mechanical constants of the motor as well as the load applied to it.

A complete diagram of the circuit actually realized is shown in fig. 2, while fig. 3, shows the characteristic  $n = f(V_i)$  obtained.

Resistor R2 drawn in the simplified circuit diagram has been split here in two parts and, in addition, a capacitor has been interposed to ground to filter the signal coming from the tachometer dynamo.

The curve n. 1 in fig. 3 refers to the operation of the motor in no-load condition, with a current drain of 200 mA ; the curve n. 2 refers to a motor loaded so as to drain a current of 1A. By disregarding the discontinuity around the origin, it can be noted that the characteristics are linear over the whole control voltage range.

By analyzing the curves around the origin, it can be noted that the motor stands still as long as the input signal does not exceed a certain threshold level,

which is as much higher as the current drained by the motor is higher.

Let us call  $G_m$  the transconductance of L292, and  $I$  the starting current of the motor ; the voltage which must be available at the input of L292 in order that the motor starts turning is :

$$V_o = \frac{I}{G_m} \text{ with } G_m = 220 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \text{ (typical value)}$$

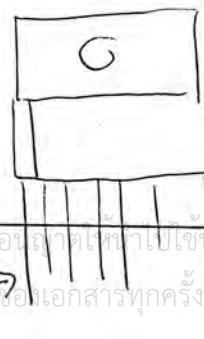
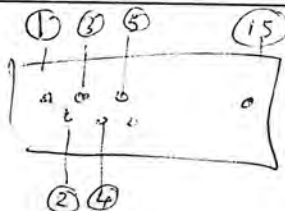
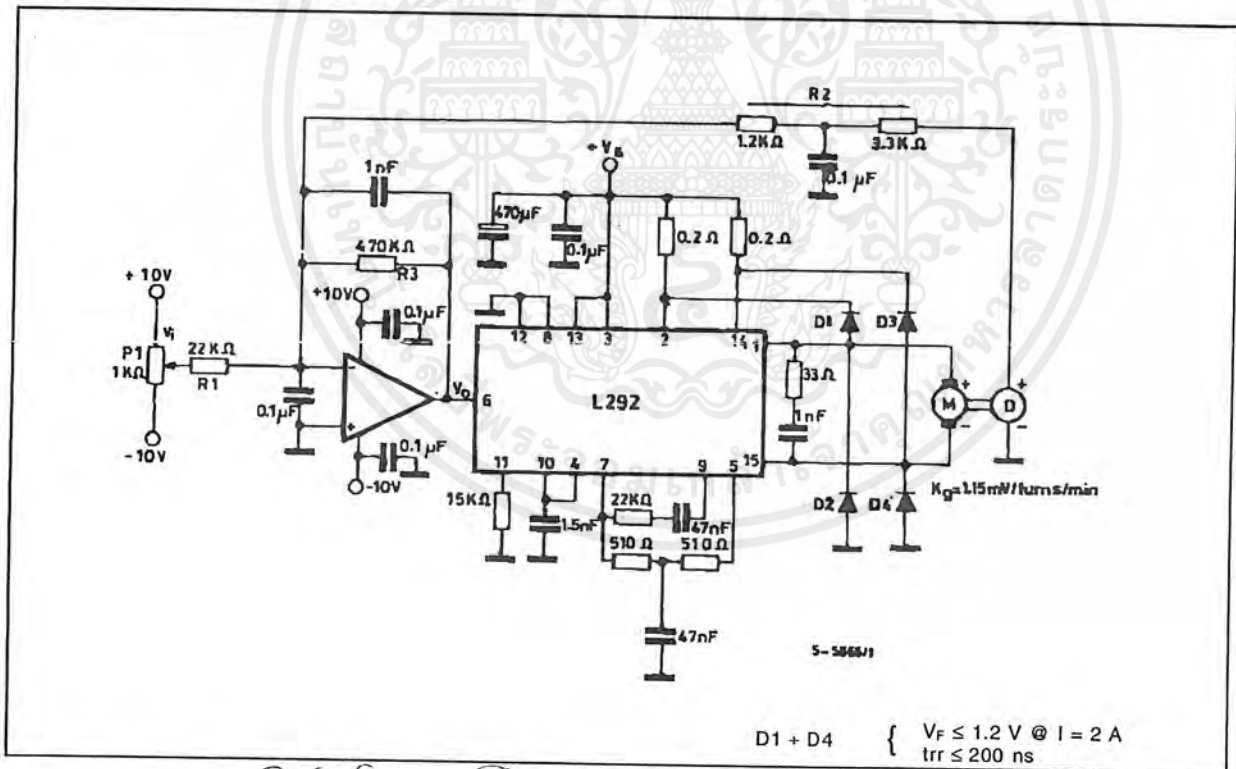
The corresponding control voltage will be :

$$V_i = V_o \cdot \frac{R_1}{R_3} = \frac{I}{G_m} \cdot \frac{R_1}{R_3}$$

and it is as much lower as the gain of the error amplifier is higher.

The presence of a control voltage interval in which the motor stands still, can be useful when it is required that, for a certain position of potentiometer P1 (see fig. 2), the motor speed be zero. An other method to hold the motor still is to use the inhibits of L292, for instance by grounding pin 13.

Figure 2 : Complete Circuit Diagram.



It can be noted from fig. 3 that, by keeping the control voltage  $V_i$  constant, the speed varies according to the motor current drain.

Let us call  $\Delta I$  the current variation ; the voltage variation required at the input of L292 is

$$\Delta V_o = \frac{\Delta I}{G_m}$$

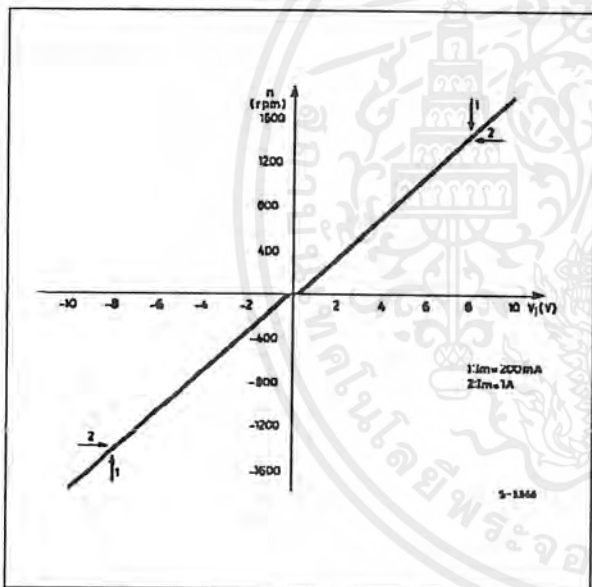
since the control voltage is constant, to generate this  $\Delta V_o$  it is necessary that the rotation speed be varied by a quantity  $\Delta n$  such as to have :

$$K_g \cdot \Delta n \cdot \frac{R3}{R2} = \Delta V_o = \frac{\Delta I}{G_m}$$

$$\Delta n = \frac{\Delta I}{G_m K_g} \cdot \frac{R2}{R3}$$

( $\Delta I$  shall be taken with its sign)

Figure 3 : Output Characteristics of the Circuit in fig. 2.



In this case too, the variation  $\Delta n$  is as much lower as the error amplifier gain is higher. With the circuit shown in fig. 2  $\Delta n$  is approximately 30 turns/min. with  $\Delta I = 800$  mA,  $\Delta n = 0.037$  turns/mA.min approx.

It is possible to adopt a circuit which prevents the variation in the number of turns in function of motor current. The problem is to "sense" the current flowing through the motor and to send a current proportional to it to the sum point of the error amplifier. The complete circuit which includes, beside the voltage feedback loop, also a current feed-back loop, is illustrated in fig. 4.

In the integrated circuit L292, a current proportional to the mean current drained by the motor flows between pin 5 and pin 7.

An operational amplifier amplifies the voltage drop provoked by this current across a  $510\Omega$  resistor and sends a current to the sum point which is consequently proportional to the mean current in the motor, the value of which can be made vary by acting on potentiometer P2. By properly adjusting P2, a condition can be achieved in which the speed does not change when the current drained by the motor varies.

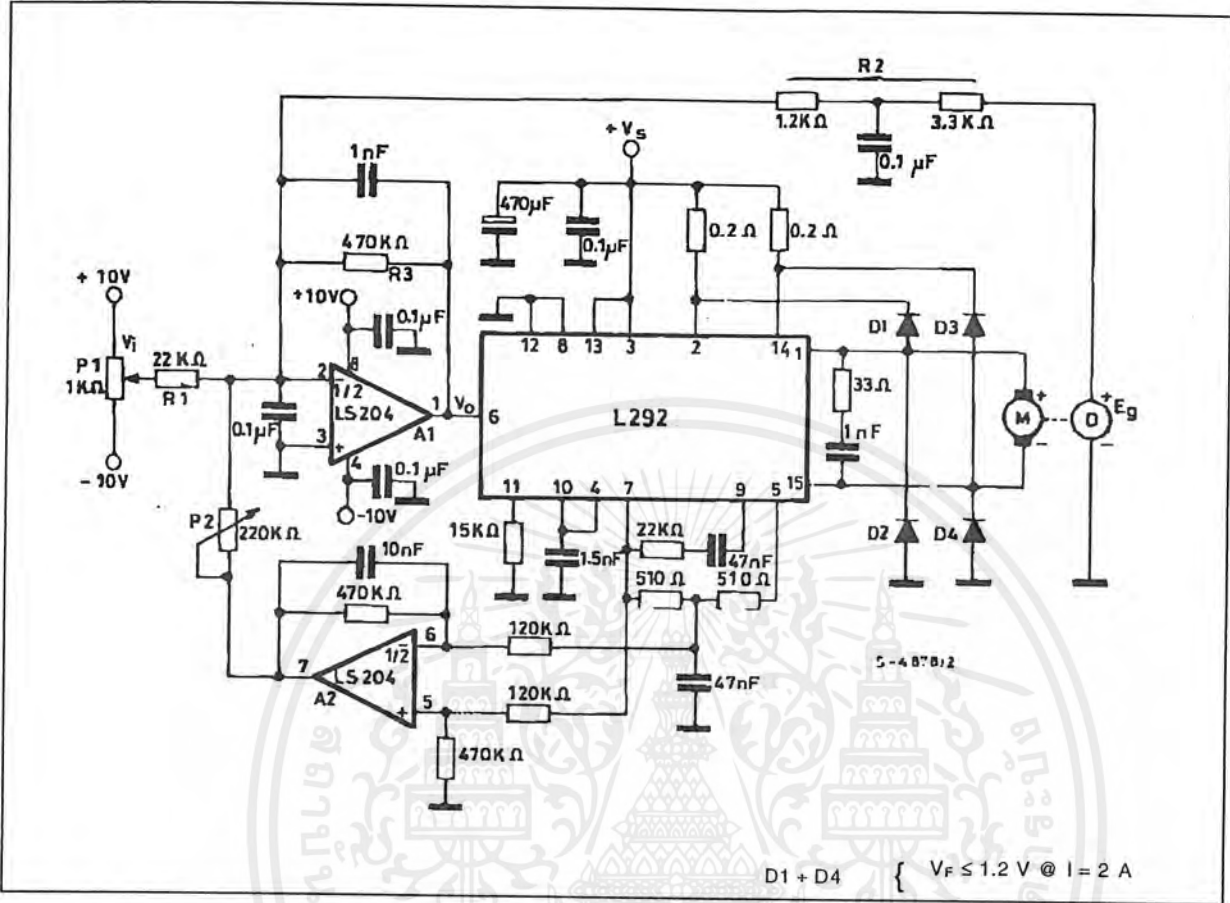
The discontinuity around the origin, which was present in the previous circuit (fig. 2), is practically negligible in the circuit shown in fig. 4.

The characteristic  $n = f(V_i)$  relevant to the circuit of fig. 4 is shown in fig. 5, and this characteristic does not substantially change over the whole range of currents allowed by the L292 (up to 2A).

In the circuit described above if the motor stall condition is requested. It is preferable to act on the inhibits of the integrated circuit L292, for instance by grounding pin 13, instead of adjusting potentiometer P1 : as a matter of fact, the exact position of this potentiometer is difficult to obtain, since the characteristic crosses the axis  $V_i$  in one only point (this mean that  $n$  is only 0 for a very narrow interval of  $V_i$ ).

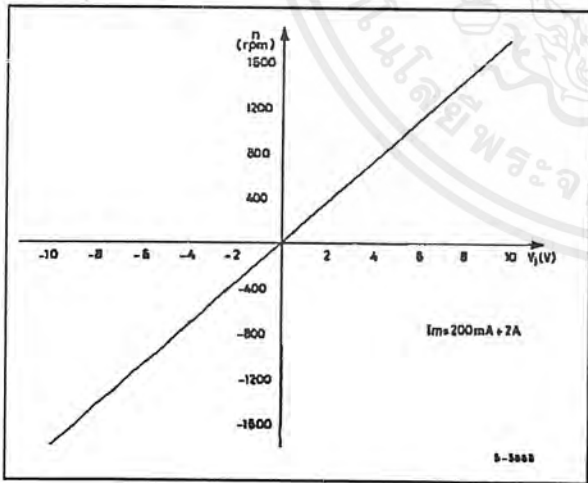
# APPLICATION NOTE

Figure 4 : Complete Circuit with Current Feedback.



D1 + D4 {  $V_F \leq 1.2 \text{ V} @ I = 2 \text{ A}$

Figure 5 : Output Characteristics of the Circuit in fig. 4.



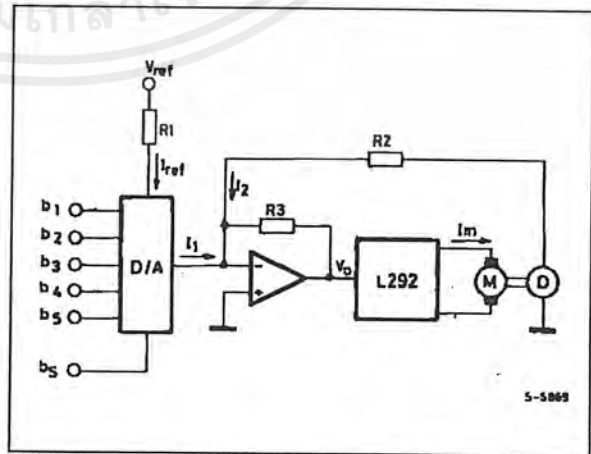
## SYSTEM WITH DIGITAL CONTROL

In this system the speed information is given to the circuit by a binary code made up of 5 information bits plus one sign bit, which determines whether the mo-

vement shall be clockwise or counter-clockwise. For the circuit implementation, the integrated circuits L291 (which includes a D/A converter and two operational amplifiers) and L292 are used.

A simplified circuit diagram is shown in fig. 6.

Figure 6 : Simplified Circuit Diagram (digital control).



The current value  $I_1$  depends on the value of  $I_{ref}$  and on the value of inputs  $b_1$  through  $b_5$ , where its sign depends on the  $b_5$  input.

The maximum value for  $I_1$ , which is obtained whenever inputs  $b_1$  through  $b_5$  are low, is :

$$I_{1 \max} = I_{ref} \frac{31}{16} = \frac{V_{ref}}{R1} \cdot \frac{31}{16}$$

In order to have the system in a steady state condition (no current drained by the motor), it must be :

$$I_1 = -I_2$$

By imposing the balance condition at the maximum speed, one obtains :  $I_{1 \max} = -I_{2 \max}$

$$\frac{V_{ref}}{R1} \cdot \frac{31}{16} = \frac{K_g n_M}{R2}$$

where

$K_g$  = dynamo's voltage constant

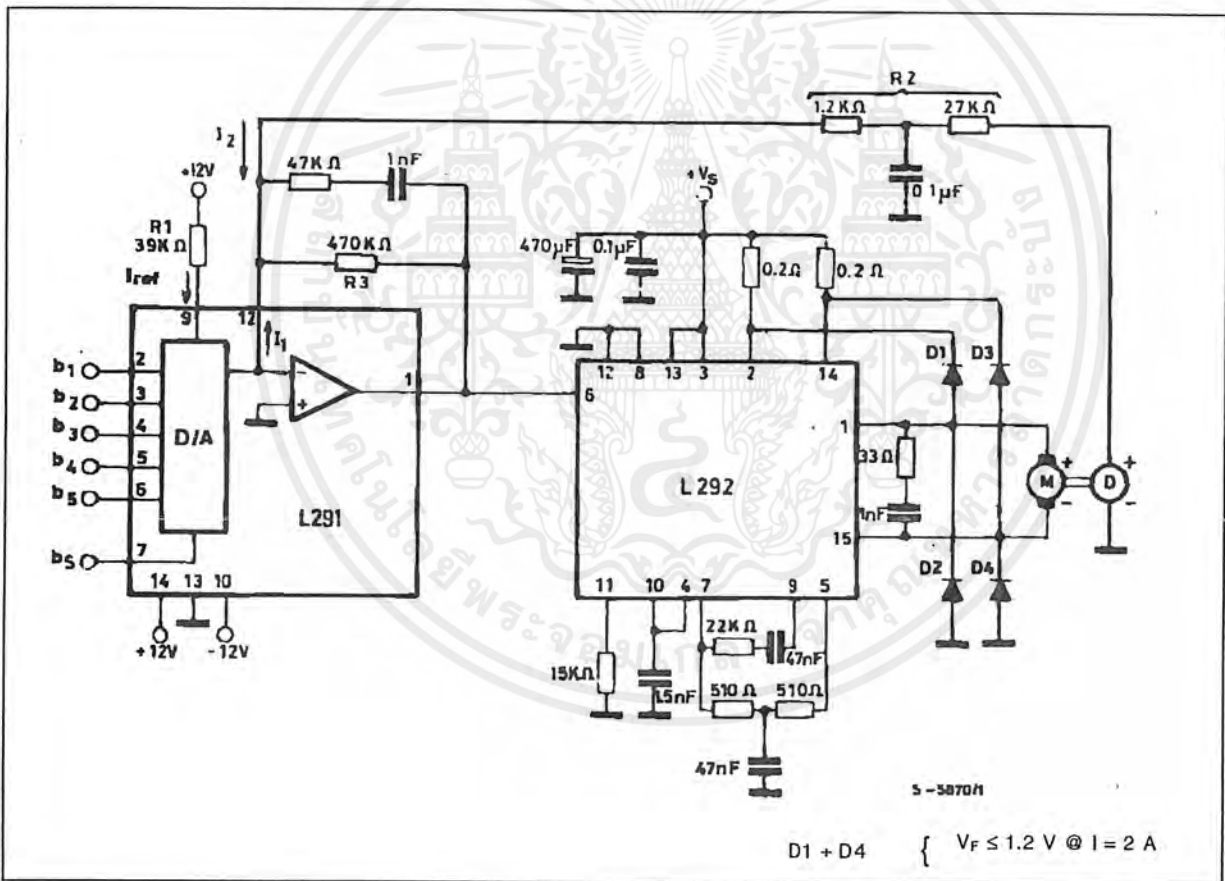
$n_M$  = maximum speed preset for the motor.

The current  $I_{ref}$ , and consequently the ratio  $V_{ref}/R1$ , must lie within a certain range imposed by the D/A converter actually used.

In our case, this range is 0.3 to 1 mA. The values of  $R1$  and  $R2$  can be determined from the previous relationship. The same considerations made in the description of the DC control system apply for the selection of  $R3$ .

A complete diagram of the circuit implemented is indicated in fig. 7, while the input versus output characteristics is shown in fig. 8.

Figure 7 : Complete Circuit Diagram.



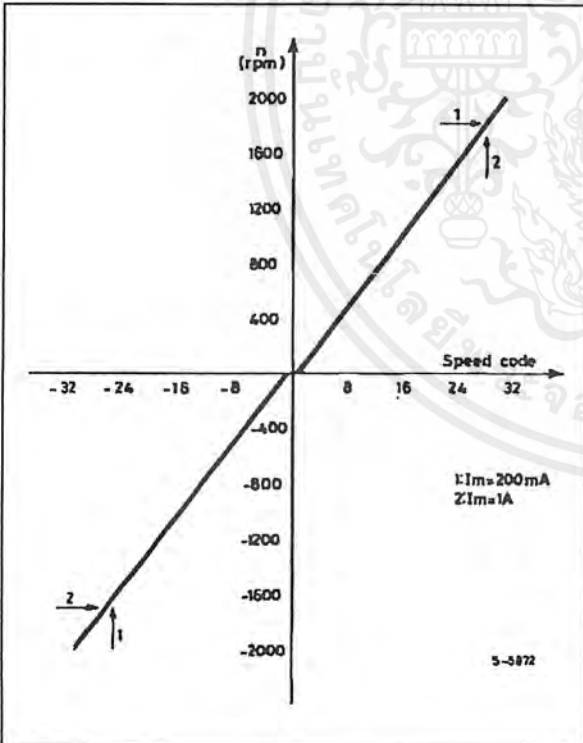
## APPLICATION NOTE

In the graph of fig. 8 the rotation speed of the motor is represented on ordinates, while the decimal speed code, corresponding to the binary code applied to inputs  $b_1$  through  $b_5$ , is represented on abscissae.

The abscissa 1 corresponds to the minimum speed code, i.e. input  $b_1$  low and remaining inputs high, since the least significant input is  $b_1$  and the active status of inputs is low. The abscissa 31 corresponds to the maximum speed code, i.e. all inputs  $b_1$  through  $b_5$  low. The negative abscissae have been obtained by changing the status of the  $b_5$  input. The graph in fig. 8 should have been made up of a number of dots; these dots have been joined together with an uninterrupted line for convenience. This graph has the same features as the graph in fig. 3, i.e. the curve features a discontinuity around the origin, and it lowers as long as the motor current drain increases. In this case too, the circuit in fig. 7 can be modified in order to prevent that the speed vary in function of the motor load, by adding a current loop in the control circuit, by using the remaining operational amplifier available in the integrated circuit L291.

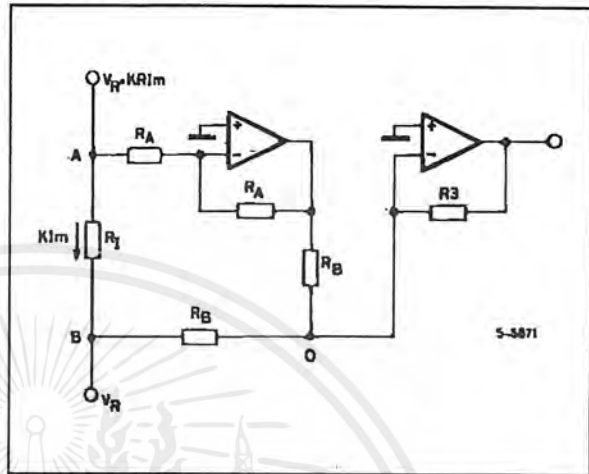
Since this amplifier has only the inverting input available, while the non-inverting input is grounded, a

**Figure 8 :** Output Characteristic of the Circuit in fig. 7.



circuit arrangement as schematically shown in fig. 9 has been adopted in order to have an output signal referred to ground, given an input signal referred to a reference voltage (in L292) of approximately 8 V.

**Figure 9 :** Translator Circuit.



Resistors  $R_A$  and  $R_B$  must be high-precision resistors in order to have output O with no  $I_m$  current present. In the practical implementation, resistors with an accuracy of 5% are used and the ends of a potentiometer are interposed between resistors  $R_B$  and the output to the sum point of the error amplifier is made through the cursor. The gain of this current loop is proportional to the ratio  $R_3/R_B$ . A complete circuit diagram is shown in fig. 10.

Since, for reasons of gain, resistor  $R_B$  must be 27 k $\Omega$  and, if connected to pin 7 of L292, should have subtracted too much current by thus affecting the correct operation of L292, it has been connected to pin 11, having the same potential as pin 7. Consequently, the resistance value between pin 11 and ground has been modified, in order to maintain the switching frequency of L292 unchanged. In order to have a correct adjustment of potentiometer P1, it is enough to set the 0 speed code ( $b_1$  through  $b_5$  high) and turn the cursor until the motor stops.

The input versus output characteristic obtained with the circuit of fig. 10 is indicated in fig. 11.

Figure 10 : Complete Circuit with Current Feedback.

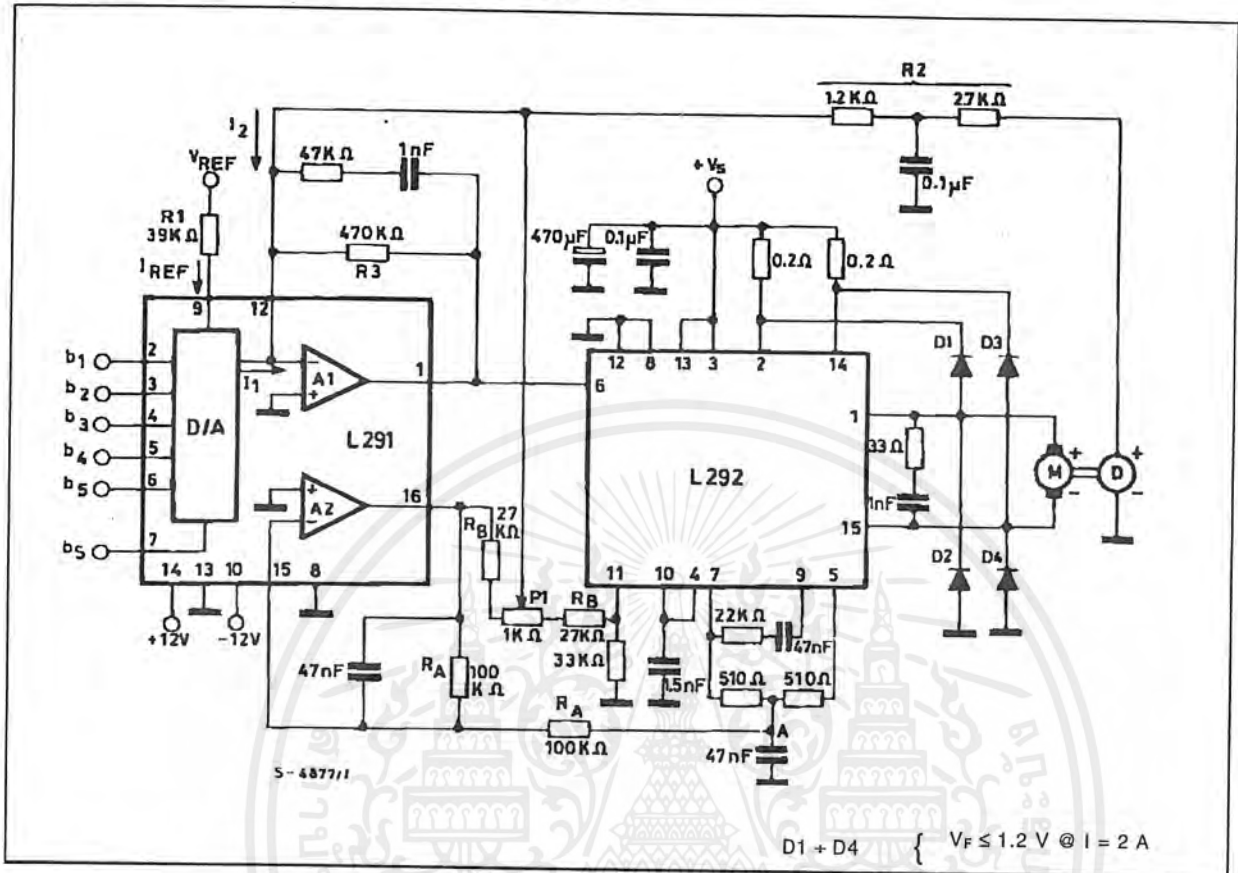
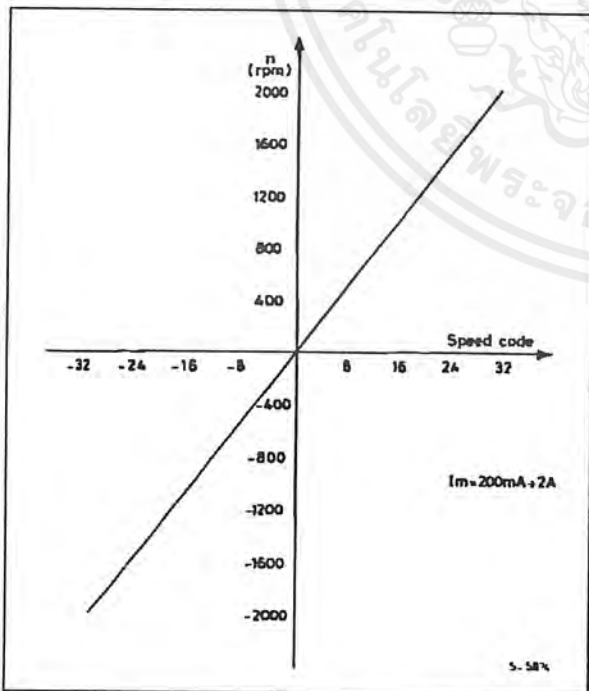


Figure 11 : Output Characteristic of the Circuit in fig. 10.



### RESPONSE TO INPUT STEP

Measurements have been taken on the circuits described in the previous paragraphs, in order to analyze how the motor speed varies when a step variation is imposed to the input.

For the system DC control, the control voltage has been changed from 0 to the maximum value  $V_{IM}$  and down to 0 again. For the digital system the speed code has been changed from 0 ( $b_1$  through  $b_5$  high) to the maximum value ( $b_1$  through  $b_5$  low) and down to 0 again. When the control quantity changes from 0 to the maximum value, the output voltage of the error amplifier ( $V_o$ , fig. 1 and fig. 6) assumes its maximum value, since the feed-back signal coming from the tachometer dynamo initially 0. In these conditions, L292 supplies the motor with the maximum current (2A) and maintains it until the motor speed is sufficiently close to the maximum value.

Since the motor is powered from a constant current, it moves with a constant current, it moves with a constant acceleration and consequently its speed grows linearly from 0 up to the maximum value over the time interval  $t_a$ . The time needed for the motor to reach the maximum speed also depends, besides

## APPLICATION NOTE

the current, on the electrical and mechanical characteristics of the motor and on the moment of inertial of the load applied to the motor. When the control quantity changes from the maximum value to 0, the output of the error amplifier  $V_o$  assumes the maximum value, but with an opposite sign with respect to the previous case, and the current flowing in the motor is also reversed and tends to brake it, by making the speed linearly decrease from the maximum value down to 0 over the time period  $t_f$ . The no-load characteristics, relevant to the motor used for the previous tests, are shown in fig. 12. The times  $t_a$  and  $t_f$  are not equal to each other, which circumstance is basically due to the frictions which, during the acceleration phase, oppose increase of speed, while during the deceleration phase they contribute to make the speed decrease. As a matter of fact, from the movement equation:

$$J \ddot{\theta} + D \dot{\theta} + T_f = K_T I_M$$

where :

$J$  = System moment of inertia

$D$  = Coefficient of viscous friction

$T_f$  = Braking couple

$K_T$  = Motor constant

$\dot{\theta}$  = Angular speed

$\ddot{\theta}$  = Angular acceleration

and by disregarding the term  $D\ddot{\theta}$ , one obtains:

$$\ddot{\theta} = \frac{K_T \cdot I_M \pm T_f}{J}$$

where from it can be seen that  $|\ddot{\theta}|$  is greater if  $I_M$  is negative.

Figure 12 : Pulse Response.

