

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การประยุกต์ใช้อินเวอร์ทเพนดูลัมในหุ่นยนต์รักษาสมดุลย์

INVERTED PENDULUM

APPLY FOR BALANCING ROBOT



นาย ธีรพล วัฒนวิสุทธิ

นาย เทวีญ ภู่อิ่ม

นาย ธีรพล สว่างจิตเมตตา

รฟ.  
๗๕๖๕๓  
๒๕๕๙

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 72910  
วัน,เดือน,ปี..... 25 ส.ย. 2550

.b. 11๗๙๕๒๖  
.i.....

ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา ๒๕๕๙

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประยุกต์ใช้อินเวอร์ทเพนดูลัมในหุ่นยนต์รักษาสมดุลย์

INVERTED PENDULUM

APPLY FOR BALANCING ROBOT



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การประยุกต์ใช้อินเทอร์เน็ตเพื่อพัฒนาระบบการเรียนการสอน

นาย ธีรพล วัฒนวิสุทธิ รหัส 46010213

นาย เทวัญ ภู่อิ่ม รหัส 46010265

นาย รัชพล สว่างจิตเมตตา รหัส 46010302

ผศ.ดร.ยุทธนา ทิทธิใจเดียว อาจารย์ที่ปรึกษา

ภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2549

### บทคัดย่อ

ในปัจจุบันได้มีเทคโนโลยีเกี่ยวกับการทรงตัวมาใช้กันอย่างแพร่หลาย อาทิเช่น หุ่นยนต์ การทรงตัวของเครื่องบิน เรือ และเรือดำน้ำ ในปริญญาปีพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอแนวคิดเกี่ยวกับการทรงตัว โดยนำหลักการของอินเทอร์เน็ตเพื่อพัฒนาระบบการเรียนการสอนให้สามารถทรงตัวอยู่ได้ โดยเมื่อถูกแรงมากระทำแล้วนั้น ก็ยังสามารถรักษาสมดุลอยู่ได้โดยไม่ล้มลง และจากแนวความคิดนี้เอง จึงสามารถที่จะนำไปพัฒนาร่วมกับการเคลื่อนที่ของหุ่นยนต์ หรือหุ่นยนต์ช่วยชีวิต ให้มีประสิทธิภาพมากขึ้นได้ต่อไปในอนาคต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**INVERTED PENDULUM  
APPLY FOR BALANCING ROBOT**

Mr. Nattapon Wattanavisut ID. 46010213

Mr. Tewan Pooim ID. 46010265

Mr. Tachapon Sawangjitmetta ID. 46010302

Assist.Prof.Dr.Yuttana Kidchaidiew Advisor

Educational Year 2007

**Abstract**

Nowadays we have a lot of technology about balancing such us Robot , Airplane balancing , ship and sub-marine. In this thesis we will introduce about balancing system by using principle of inverted pendulum to help “Balancing Robot” to be balancing even having external force doing to robot it still not falling down. This theory can help to develop robot and rescued-robot movement to be more efficiency.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก ผศ.ดร.ยุทธนา กิจใจเดียว ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านอาจารย์ และ ขอบกราบขอบพระคุณคณาจารย์ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาให้กับข้าพเจ้า ตลอดจนอาจารย์ทุกท่านที่ได้ถ่ายทอดความรู้ให้แก่ข้าพเจ้าตั้งแต่เยาว์วัยขอขอบคุณเพื่อนๆ พี่ๆ ในภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ทุกคนที่ให้คำแนะนำต่างๆ และคอยให้กำลังใจเสมอมา

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และครอบครัวข้าพเจ้าทุกคนที่คอยเป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนในทุกๆ เรื่อง



นาย ธีรพล วัฒนวิสุทธิ รหัส 46010213

นาย เทวัญ ภู่อิม รหัส 46010265

นาย รัชพล สว่างจิตเมตตา รหัส 46010302

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2549

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การประยุกต์ใช้อินเวอร์ทเพนดูลัมในหุ่นยนต์รักษาสมดุล

(INVERTED PENDULUM APPLY FOR BALANCING ROBOT)

จัดทำโดย

นาย ณัฐพล วัฒนวิสุทธิ รหัส 46010213

นาย เทวัญ ภู่อิ่ม รหัส 46010265

นาย รัชพล สว่างจิตเมตตา รหัส 46010302



อาจารย์ที่ปรึกษา ผศ.ดร. ยุทธนา คิทธิใจเดียว

รายงานฉบับนี้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ.....  
.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ.ดร. ยุทธนา คิทธิใจเดียว) วันที่.../.../...

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2549

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การประยุกต์ใช้อินเวอร์ทเพนดูลัมในหุ่นยนต์รักษาสมดุล

(INVERTED PENDULUM APPLY FOR BALANCING ROBOT)

จัดทำโดย

นาย ณัฐพล วัฒนวิสุทธิ รหัส 46010213

นาย เทวัญ ภู่อิม รหัส 46010265

นาย ชัชพล สว่างจิตเมตตา รหัส 46010302



*h h*  
.....  
(ผศ.ดร. ยุทธนา ทิศจิตใจ)  
อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	i
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	ii
สารบัญ	
สารบัญรูป	
บทที่ 1 บทนำ	
1.1) วัตถุประสงค์	1
1.2) ขอบเขตของปริญญานิพนธ์	1
บทที่ 2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับการควบคุมมอเตอร์	
2.1) พื้นฐานของระบบควบคุมดีซีมอเตอร์	3
2.1.1) ตัวคอนโทรล (Controller)	3
2.1.2) วงจรไดรเวอร์ (Drive's Circuit)	4
2.1.3) ฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์หรือเอนโคเดอร์ (Feedback Transducers)	4
2.1.4) ดีซีมอเตอร์และ โหลด (D.C. Motor & LOAD)	4
2.2) ลักษณะการควบคุมของระบบดีซีมอเตอร์	4
2.2.1) ระบบอนาลอกคอนโทรล	5
2.3) หลักการทำงานของดีซีมอเตอร์	6
2.4) โมเดลคณิตศาสตร์ของดีซีมอเตอร์	6
2.5) โมเดลอิเล็กทรอนิกส์ของดีซีมอเตอร์	7
2.6) ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของดีซีมอเตอร์	11
2.7) ระบบเกียร์	13
2.8) เซ็นเซอร์และเอนโคเดอร์ในระบบการควบคุมมอเตอร์	16
2.8.1) Quadrature Encoder	16
บทที่ 3 ทฤษฎี องค์ประกอบ หลักการทำงาน และการออกแบบของแหล่งจ่ายไฟฟ้า	
3.1) องค์ประกอบ หลักการทำงาน	19
3.1.1) หม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer)	19

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.1.2) วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ (Full wave Bridge Rectifier)	20
3.1.3) วงจรกรองสัญญาณ (Ripple Filter)	21
3.1.4) วงจรรักษาระดับแรงดันคงที่ (Voltage Regulator)	23
3.2) การออกแบบวงจร DC Power Supply	25
3.2.1) หลักการออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันปรับค่าได้ 0 ถึง 30 โวลต์	26
3.2.2) หลักการออกแบบแหล่งจ่ายไฟ 5 โวลต์คงที่	28
<b>บทที่ 4</b> ทฤษฎีอินเวอร์ตเพนดูลัม (Inverted Pendulum)	
4.1) ระบบ Inverted pendulum	31
<b>บทที่ 5</b> PID	
5.1) การชดเชยพลวัตระบบป้อนกลับ	34
5.2) ข้อกำหนดของระบบควบคุม	34
5.2.1) ความแม่นยำในสถานะอยู่ตัว (Steady state Accuracy)	35
5.2.2) ผลตอบสนองชั่วคราว (Transient Response)	36
5.2.3) ผลของสิ่งรบกวนภายนอก (Disturbance Rejection)	36
5.2.4) ความไวของระบบ (System sensitivity)	36
5.3) การชดเชยแบบอนุกรมโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอดี	38
5.4) การควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional Control)	39
5.5) การควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral Control)	41
5.6) การควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative Control)	44
<b>บทที่ 6</b> Neural Network	
6.1) โครงข่ายประสาทเทียม (Artificial Neural Network : ANN)	49
6.2) การปรับค่า Gain ของ PID ด้วย Neuron Network	49
6.3) Controller Hardware	53
<b>บทที่ 7</b> CPU	
7.1) dsPIC microcontroller	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
7.1.1) คุณสมบัติเด่น โดยรวมของ dsPIC	58
7.1.2) คุณสมบัติด้านการประมวลสัญญาณดิจิทัล	59
7.1.3) คุณสมบัติของ โมดูลฟังก์ชันพิเศษ	59
7.2) การเลือกใช้ Microcontroller	60
7.2.1) คุณสมบัติของ dsPIC 30F6010A	61
7.2.2) คุณสมบัติด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล	62
7.2.3) คุณสมบัติของหน่วยประมวลผลกลาง	63
7.2.4) หน่วยความจำ	64
7.2.5) ส่วนประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP Engine)	64
7.2.6) โมดูลฟังก์ชันพิเศษ	64
<b>บทที่ 8 การพัฒนา และหลักการออกแบบของ Balancing Robots</b>	
8.1) การพัฒนาไปสู่ “Balancing Robots”	66
8.1.1) องค์ประกอบของหุ่นยนต์	66
8.1.2) ระบบการควบคุมการทรงตัวของหุ่นยนต์	69
<b>บทที่ 9 ผลการทดลอง สรุปผลการทดลอง ปัญหาและข้อเสนอแนะ</b>	70
<b>ภาคผนวก</b>	
Schematics & PCB	
Source Code	
Datasheet	
<b>กิตติกรรมประกาศ</b>	

## สารบัญรูป

รูปที่	หน้า	
รูปที่ 1.1	บล็อกไดอะแกรมการทำงานโดยคร่าวของระบบควบคุมเพนดูลัม	2
รูปที่ 1.2	Flow Chart การทำงาน	2
รูปที่ 2.1	แสดงระบบการคอนโทรลดิซิมอเตอร์แบบพื้นฐาน	3
รูปที่ 2.2	แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบบังคับความเร็วที่มีทาโคมิเตอร์เป็นตัวป้อนกลับ	5
รูปที่ 2.3	แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบการบังคับตำแหน่งที่มีทาโคมิเตอร์เป็นตัวเสริมเสถียรภาพให้ดีขึ้น	5
รูปที่ 2.4	แสดงโมเดลทางคณิตศาสตร์ของดิซิมอเตอร์	7
รูปที่ 2.5	แสดงโมเดลของดิซิมอเตอร์แบบฟิลด์แยกกระตุ้น	7
รูปที่ 2.6	แสดงถึงแรงบิดต่างๆ ที่เกิดขึ้นต่อโหลดของมอเตอร์	9
รูปที่ 2.7	แสดงบล็อกไดอะแกรมของดิซิมอเตอร์โมเดล	10
รูปที่ 2.8	ระบบการคัปปลิงของเกียร์	13
รูปที่ 2.9	แสดงระบบการคัปปลิงเกียร์ที่มีแรงเฉื่อย	14
รูปที่ 2.10	ตัวอย่างการทำงานพื้นฐานของตัวเข้ารหัสแบบควอดรอนเจอร์	16
รูปที่ 3.1	ข้อหรือเฟสของหม้อแปลง	19
รูปที่ 3.2	แสดงการทำงานของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์	20
รูปที่ 3.3	การทำงานของตัวเก็บประจุกรองไฟ ในสถานะที่มีโหลด	22
รูปที่ 3.4	วงจรรักษาระดับแรงดันแบบปรับค่าแรงดันคงที่ใช้ SI 8050S	24
รูปที่ 3.5	วงจรรักษาระดับปรับค่าแรงดันเอาท์พุทได้ของ IC LM 350T	25
รูปที่ 3.6	วงภายในของ IC LM 350T	26
รูปที่ 3.7	วงภายในของ IC SI 8050S	28
รูปที่ 3.8	วงจรรักษาระดับแรงดันแบบปรับค่าแรงดันคงที่ใช้ SI 8050S	30
รูปที่ 4.1	แสดงแรงต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นบนรถและองค์ประกอบที่จะต้องใช้พิจารณา	31
รูปที่ 5.1	บล็อกไดอะแกรมส่วนประกอบพื้นฐานของระบบควบคุม	34
รูปที่ 5.2	Control Block	35
รูปที่ 5.3	พารามิเตอร์ของระบบ	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
รูปที่ 5.4 ระบบวงปิด	37
รูปที่ 5.5 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมพารามิเตอร์ $K_p$	39
รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองของระบบ	40
รูปที่ 5.7 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมที่ค่าคงตัวค่าหนึ่งเมื่อมีสิ่งรบกวนและการแปรผันของพารามิเตอร์	41
รูปที่ 5.8 การออกแบบระบบที่เกี่ยวข้องกับการเลือก $K_p$ และ $z$	42
รูปที่ 5.9ก แสดงแผนภาพกรอบของการควบคุมแบบสัดส่วนและอนุพันธ์	44
รูปที่ 5.9ข ผลตอบสนองโดยทั่วไปของระบบ	44
รูปที่ 5.9ค กราฟแสดงอนุพันธ์ของความผิดพลาด $e(t)$	45
รูปที่ 5.10 การควบคุมแบบอนุพันธ์	45
รูปที่ 5.11 กราฟค่าผิดพลาดในสถานะเนื่องจากสัญญาณ	46
รูปที่ 5.12 การควบคุมแบบ PID	47
รูปที่ 6.1 โครงสร้างของเส้นประสาท	49
รูปที่ 6.2 โครงสร้างของ Self-tuning ของ Neuro-PID controller	50
รูปที่ 6.4 โครงสร้างทาง Output ของ Neuron Network	51
รูปที่ 6.5 กราฟของระบบการทำงาน	53
รูปที่ 6.6 การทำงานของระบบทั้งหมด	54
รูปที่ 6.7 Block Diagram	55
รูปที่ 6.8 Flow Chart การทำงานของระบบ	56
รูปที่ 6.9 การทำงานของอนเสอร์ที่เพนคูล์ม	57
รูปที่ 7.1 รายละเอียดของ dsPIC 30F6010A	60
รูปที่ 7.2 วงจรควบคุมการทรงตัวที่ใช้ใน โครงการงาน	65
รูปที่ 8.1 ลักษณะโดยทั่วไปของ “หุ่นยนต์ทรงตัว” (Balancing Robot)	66
รูปที่ 8.2 สเกลขนาดของชิ้นส่วนหุ่นยนต์	67
รูปที่ 8.3 วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์สำหรับหุ่นยนต์ทรงตัว (Balancing Robot)	68
รูปที่ 9.1 กราฟผลการทดลอง	70

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 1

### บทนำ

วิวัฒนาการทางด้านเทคโนโลยีการทรงตัวเริ่มเข้ามามีบทบาทและแพร่หลายโดยระบบอินเวอร์ทเพนดูลัม ถือได้ว่าเป็นระบบหนึ่งซึ่งเป็นพื้นฐานของงานประยุกต์ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุมการทรงตัวพื้นฐาน โดยหลักการของอินเวอร์ทเพนดูลัมนั้น ก็คือการรักษาการแกว่งเพนดูลัมให้ทรงตัวตั้งฉากกับแกนหรือแกนของเพนดูลัม เมื่อมีการรบกวนแกนเพนดูลัมจากภายนอก ระบบจะมีการชดเชย โดยการให้แรงกับแกนเพนดูลัม ทำให้แกนเพนดูลัมเคลื่อนที่เพื่อรักษาสมดุล จากหลักการนี้เอง จึงได้ก่อกำเนิดระบบ “Inverse Pendulum” ขึ้น เพื่อที่จะนำไปพัฒนาต่อยอดสู่การสร้าง “Segway” ในลำดับต่อไป โดยการทำงานในขั้นต้น เราได้ทำการจำลองระบบการทำงานของ Segway ด้วยการสร้างหุ่นจำลองของ “หุ่นยนต์ทรงตัว” (Balancing Robot) ขึ้นมา

“Balancing Robot” นั้นถูกสร้างขึ้นเพื่อจุดประสงค์เดียวกับอินเวอร์ทเพนดูลัม คือเพื่อแสดงการรักษาสมดุลของตัวหุ่นเมื่อถูกรบกวนจากแรงภายนอก ซึ่งหุ่นยนต์ทรงตัวนี้ สามารถที่จะนำมาประยุกต์ใช้งานกับการทรงตัวและการเคลื่อนที่ของหุ่นยนต์ในรูปแบบอื่นๆ ได้อีกมากมาย

#### 1.1) วัตถุประสงค์

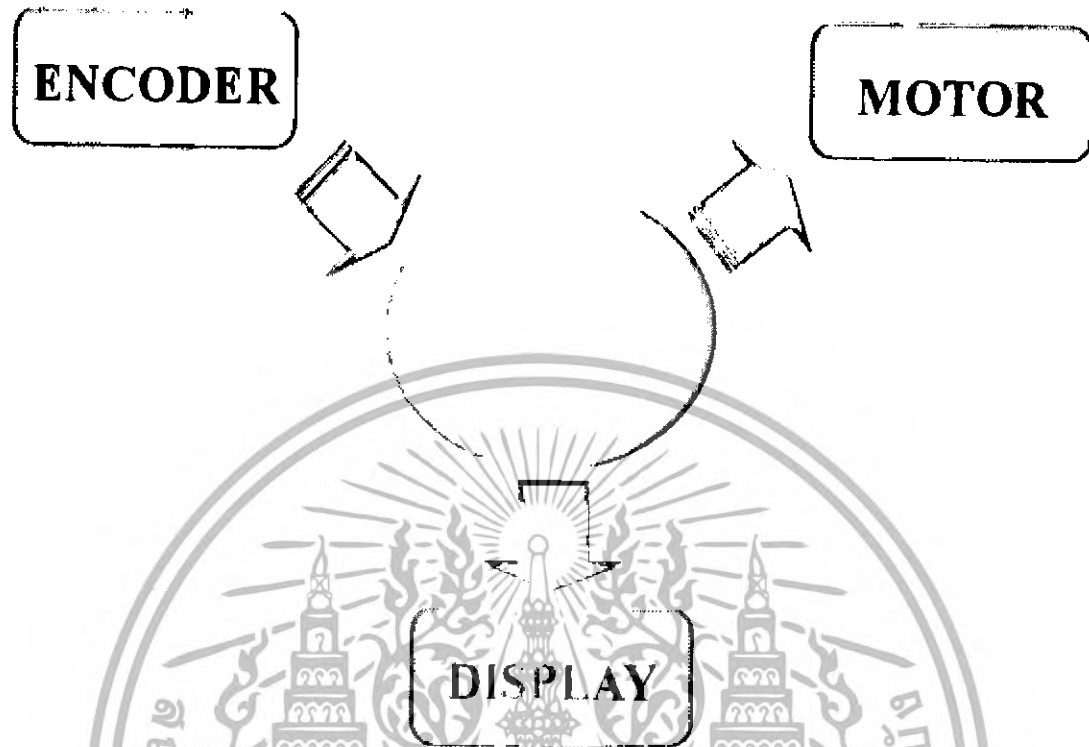
ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นการศึกษาและพัฒนาส่วนควบคุมการทรงตัวของ Balancing Robot โดยใช้หลักการของอินเวอร์ทเพนดูลัม เพื่อให้หุ่นยนต์สามารถทรงตัวอยู่ได้โดยไม่ล้ม ทั้งนี้ได้เลือกใช้ระบบการควบคุมแบบป้อนกลับ ซึ่งมีระบบขับเคลื่อนเป็นตัวทำให้หุ่นยนต์เคลื่อนที่เพื่อรักษาสมดุลของหุ่นยนต์ เช่นเดียวกับรูปแบบของอินเวอร์ทเพนดูลัม โดยจะมีเอนโค้ดเดอร์ติดอยู่กับส่วนของมอเตอร์เพื่อบอกทิศทางและการเอียงของระบบการทรงตัว

#### 1.2) ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

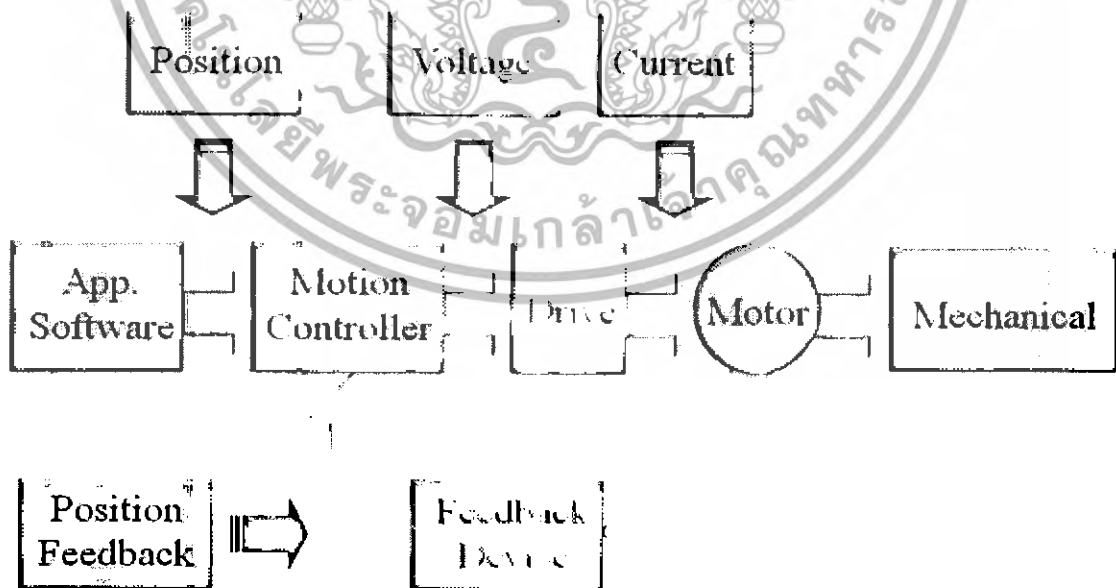
ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ จะกล่าวถึงในส่วนของการออกแบบวงจรซอฟต์แวร์ วงจรขับมอเตอร์ กระแสตรง การออกแบบทางเมคคานิกส์ของตัว Balancing Robot อัลกอริทึมที่ใช้ในการควบคุม รวมไปถึงแนวคิดในระบบต่างๆ

ทั้งนี้ จะกล่าวรายละเอียดของระบบทั้งหมดที่ใช้ในปริญญานิพนธ์นี้อย่างคร่าวๆ อันประกอบไปด้วย ชุดควบคุมการประมวลผลหลัก ส่วนของชุดการสั่งงาน และส่วนของการแสดงผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมการทำงาน โดยคร่าวของระบบควบคุมเฟนดูลัม



รูปที่ 1.2 Flow Chart การทำงานของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

### ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับการควบคุมมอเตอร์

ปัจจุบันการควบคุมดีซีมอเตอร์จะพบในงานด้านอุตสาหกรรมเป็นส่วนใหญ่ เนื่องจากความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีทางไมโครอิเล็กทรอนิกส์และไมโครโปรเซสเซอร์เป็นตัวผลักดัน ดังนั้นการวิเคราะห์ออกแบบระบบควบคุมดีซีมอเตอร์ จึงเป็นเทคนิคการควบคุมรูปแบบใหม่ที่น่าศึกษาและน่าติดตาม

#### 2.1) พื้นฐานของระบบควบคุมดีซีมอเตอร์

ส่วนประกอบพื้นฐานของระบบควบคุมดีซีมอเตอร์ แสดงไว้ในบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.1 ซึ่งประกอบด้วยบล็อกที่สำคัญ 4 ส่วน คือ

1. คอนโทรลเลอร์ (Controller)
2. วงจร ไดรเวอร์ หรือเพาเวอร์แอมพลิไฟ (Drive's Circuit)
3. ฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์หรือเอนโค้ดเดอร์ (Feedback Transducers : Encoder)
4. ดีซีมอเตอร์และโหลด (D.C. Motor & LOAD)



รูปที่ 2.1 แสดงระบบการคอนโทรลดีซีมอเตอร์แบบพื้นฐาน

#### 2.1.1) คอนโทรลเลอร์ (Controller)

“คอนโทรลเลอร์” เป็นส่วนสร้างสัญญาณคอนโทรลของระบบ เพื่อสั่งบังคับดีซีมอเตอร์และโหลดนั้นๆ โดยคอนโทรลเลอร์ที่ให้สัญญาณเป็นอนาลอก เรียกว่า “อนาลอกคอนโทรลเลอร์” (Analog Controller) ในทำนองเดียวกันคอนโทรลเลอร์ที่ให้สัญญาณเป็นดิจิตอล เรียกว่า “ดิจิตอลคอนโทรลเลอร์” (Digital Controller) นั่นเอง ทั้งนี้แล้วในระบบที่ใช้งานจะเป็นระบบของดิจิตอลคอนโทรลเลอร์ทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.2) วงจรไดรเวอร์ (Drive's Circuit)

“วงจรไดรเวอร์” เป็นส่วนประกอบของระบบที่ขึ้นอยู่กับระหว่างตัวคอนโทรลเลอร์ กับดีซีมอเตอร์และโหลด มีหน้าที่ปรับรูปแบบและขยายสัญญาณให้เหมาะสมก่อนที่จะป้อนเข้าไปขับดีซีมอเตอร์และโหลดนั้นๆ วงจรไดรเวอร์ส่วนใหญ่จะประกอบไปด้วยวงจรเพาเวอร์แอมพลิไฟซึ่งอาจจะแบ่งย่อยเป็น “ลิเนียร์เพาเวอร์แอมพลิไฟ” และ “พัลส์โมดูลชันแอมพลิไฟร์” โดยระบบของเราได้เลือกพัลส์โมดูลชันแอมพลิไฟร์มาใช้ในการทำงานของระบบ ทั้งนี้เพื่อเอื้ออำนวยต่อความยืดหยุ่นในการทำงาน

### 2.1.3) ฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์หรือเอนโค้ดเดอร์ (Feedback Transducers : Encoder)

“ฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์หรือเอนโค้ดเดอร์” เป็นสิ่งที่ใช้ตรวจวัด หรือดีเทคสัญญาณเอาท์พุทที่ต้องการโดยไม่มีผลของการ “โหลดคิง” (Loading) ในสัญญาณนั้นๆ สัญญาณที่ดีเทคได้นี้จะถูกป้อนกลับไปเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิง ทำให้ได้สัญญาณ “เออร์เรอร์” (Error) ของระบบขึ้นมา โดยฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์นั้น แบ่งออกได้เป็น 2 ประเภท คือ “อนาลอกทรานสดิวเซอร์” และ “ดิจิตอลทรานสดิวเซอร์”

“อนาลอกทรานสดิวเซอร์” (Analog Transducers) คือ สิ่งประดิษฐ์ที่ใช้เปลี่ยนพลังงานรูปหนึ่งให้เป็นสัญญาณอนาลอกได้แก่ ทาโคเจนเนอเรเตอร์ โปเทนทิโอมิเตอร์ และชิ่งโคร เป็นต้น ส่วน “ดิจิตอลทรานสดิวเซอร์” (Digital Transducers) เป็นสิ่งประดิษฐ์ที่ใช้เปลี่ยนพลังงานรูปหนึ่งให้เป็นสัญญาณดิจิตอลอันได้แก่ อินครีเมนทัลเอนโค้ดเดอร์ โซลเวอร์แมกเนติกฟิสิกส์ เป็นต้น โดยในระบบนี้จะใช้ดิจิตอลทรานสดิวเซอร์เป็นตัวตรวจจับสัญญาณเอาท์พุทของระบบ

### 2.1.4) ดีซีมอเตอร์และโหลด (D.C. Motor & LOAD)

คือส่วนของระบบที่ถูกคอนโทรล หรือส่วนที่ออกแรงทำงาน ซึ่งอาจจะเป็นส่วนของเครื่องจักรกล (ดีซีมอเตอร์) หรืออะไรก็ตาม โดยตัวแปรดีซีมอเตอร์ในที่นี้ เป็นแบบแม่เหล็กถาวรที่มีคุณสมบัติการทำงานสูงมีอาร์เมเจอร์อินคันแดนซ์และแรงเฉื่อยของโรเตอร์ต่ำ

## 2.2) ลักษณะการควบคุมของระบบดีซีมอเตอร์

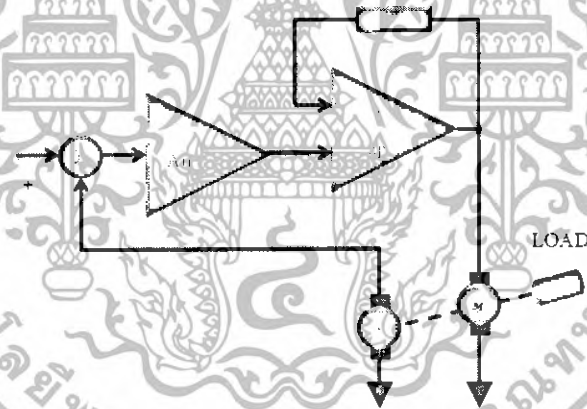
ระบบการคอนโทรลดีซีมอเตอร์สามารถที่จะจำแนกลักษณะของการคอนโทรลได้เป็น 2 แบบ คือ “ระบบอนาลอกคอนโทรล” (Analog Control System) และ “ระบบดิจิตอลคอนโทรล” (Digital Control System) โดยในที่นี้จะกล่าวถึงระบบอนาลอกเพียงอย่างเดียว ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

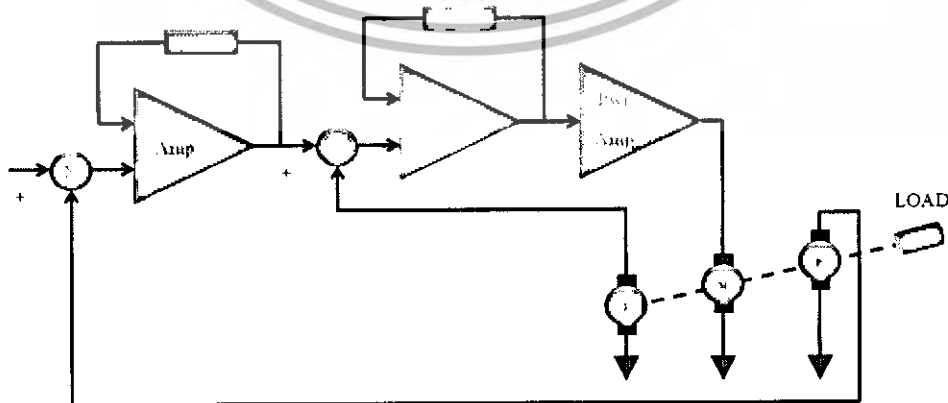
### 2.2.1) ระบบอนาลอกคอนโทรล (Analog Control System)

ในคอนโทรลลูปของระบบอนาลอกคอนโทรล เอาต์พุตของระบบจะถูกวัดค่าหรือดีเทคค่าออกมาเป็นสัดส่วนกับสัญญาณเอาต์พุต ซึ่งจะถูกระงับโดยพัลส์วิดท์โมดูเลชันขนาด 12 โวลต์ โดยพัลส์วิดท์นั้นสามารถที่จะอินเทอร์เฟสกับไมโครคอมพิวเตอร์ได้ง่าย ถ้าใช้คอนโทรลเลอร์เป็นแบบ PID คอนโทรลเป็นสัญญาณอนาลอก เช่น ระบบที่มีการป้อนกลับด้วย “ทาโคมิเตอร์” จากรูปที่ 2.2 ซึ่งแสดงโวลต์เดจเอาต์พุตของทาโคมิเตอร์ในรูปแบบสัญญาณอนาลอกของความเร็วมอเตอร์ ในทำนองเดียวกันระบบการบังคับตำแหน่ง “ไดนามิกวารีเอเบิล” (Dynamic Variable: การเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของโหลด) จะเป็นสัดส่วนกับโวลต์เดจเอาต์พุตที่ได้จากโปเทนทิโอมิเตอร์ นั่นคือตำแหน่งเอาต์พุตระบบอนาลอกของไดนามิกวารีเอเบิล นั่นเองดังรูปที่ 2.3

สรุปได้ว่าระบบอนาลอกคอนโทรลลูปที่มีพีคแบ็คทรานสดิวเซอร์เป็นอนาลอกนั้น วัดค่าไดนามิกวารีเอเบิลที่ได้ออกมาเป็นสัญญาณอนาลอก แล้วจึงป้อนสัญญาณกลับไปยังตัวอนาลอกคอนโทรลเลอร์ เพื่อคอนโทรลให้ได้คุณสมบัติการทำงานเป็นไปตามที่ต้องการ



รูปที่ 2.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบบังคับความเร็วที่มีทาโคมิเตอร์เป็นตัวป้อนกลับ



รูปที่ 2.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบการบังคับตำแหน่งที่มีทาโคมิเตอร์

เป็นตัวเสริมเสถียรภาพให้ดีขึ้น  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3) หลักการทำงานของดีซีมอเตอร์

ดีซีมอเตอร์เป็นทรานส์ดิวเซอร์แรงบิดซึ่งมีการออกแบบให้มีคุณลักษณะพิเศษคือ แรงบิดเพลลาของดีซีมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับอาร์เมเจอร์ ซึ่งแรงบิดเพลลาของดีซีมอเตอร์จะได้จากผลระหว่างสนามแม่เหล็กและขดลวดตัวนำ โดยหลักการนั้นแสดงในรูปที่ 2.4 ในที่นี้กระแสที่ไหลในขดลวดตัวนำจะสร้างสนามที่ประกอบไปด้วยเส้นแรงแม่เหล็ก ( $\psi$ ) และขดลวดตัวนำเหล่านี้จะอยู่ห่างจากศูนย์กลางการหมุนเท่ากับ  $r$  ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดของเพลลาและกระแสเท่ากับ

$$T = K\psi \cdot I \quad (2.1)$$

เมื่อ  $T$  คือ แรงบิดของเพลลา มีหน่วยเป็นนิวตัน-เมตร  
 $\psi$  คือ เส้นแรงแม่เหล็ก มีหน่วยเป็นเวเบอร์  
 $I$  คือ กระแสเป็นแอมแปร์  
 $K$  คือ ตัวคงที่

ดังนั้น แรงบิดของเพลลาจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลคูณของเส้นแรงแม่เหล็กกับกระแส เมื่อขดลวดตัวนำเคลื่อนที่ในสนามแม่เหล็กก็จะทำให้เกิดโวลต์เดจตกคร่อมตัวมันเอง โดยโวลต์เดจนี้จะเป็นสัดส่วนกับความเร็วของเพลลาของมอเตอร์ที่ด้านการไหลของกระแส ความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เดจย้อนกลับ และความเร็วของเพลลาของมอเตอร์ นี้มีค่าเท่ากับ

$$E = K\psi\omega \quad (2.2)$$

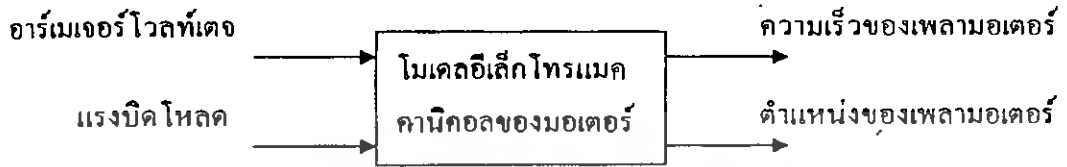
เมื่อ  $E$  คือ โวลต์เดจย้อนกลับ emf มีหน่วยเป็นโวลต์  
 $\psi$  คือ เส้นแรงแม่เหล็ก มีหน่วยเป็นเวเบอร์  
 $\omega$  คือ ความเร็วของมอเตอร์ มีหน่วยเป็นเรเดียน/วินาที

### 2.4) โมเดลคณิตศาสตร์ของดีซีมอเตอร์

ดีซีมอเตอร์ที่ใช้ร่วมกับดีซีแอมพลิไฟ ทั้งในระบบบังคับตำแหน่ง และระบบบังคับความเร็ว มักจะได้รับการประยุกต์ใช้เป็นส่วนประกอบของสร้างกำลังงานในระบบการบังคับต่างๆ เนื่องจากวิทยาการเกี่ยวกับสารแม่เหล็กและการขยายด้วยโซลิดสเตตนั้น ทำให้ดีซีมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวรได้รับความนิยม ถูกใช้เป็นส่วนประกอบการขับเคลื่อนในระบบการบังคับแบบลูปปิดในแบบต่างๆ มากขึ้น ทั้งนี้การออกแบบและชดเชยระบบดังกล่าว จะเหมาะสมได้นั้นจำเป็นที่จะต้องใช้โมเดล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางคณิตศาสตร์ของส่วนประกอบทั้งหมดในระบบ ในหัวข้อนี้เราจะกล่าวในส่วนของการพัฒนา  
 ลิเนียร์โมเดลของดีซีมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวรในแบบฟิลด์แยกกระตุ้น

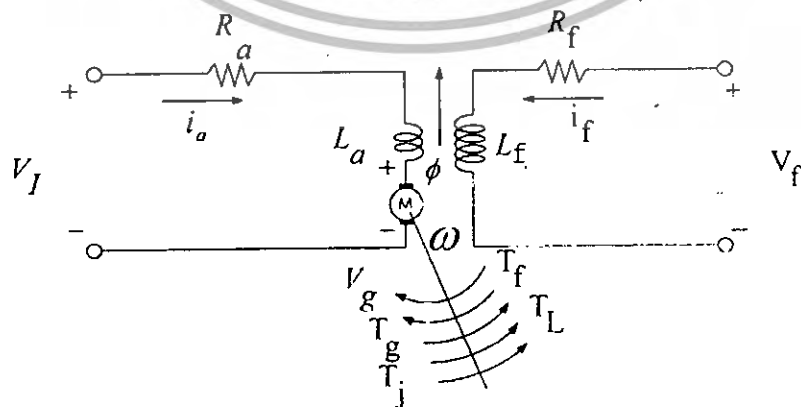


รูปที่ 2.4 แสดง โมเดลทางคณิตศาสตร์ของดีซีมอเตอร์

2.5) โมเดลอิเล็กทรอนิกส์โทรมแมคคานีคอลลของดีซีมอเตอร์

ส่วนสำคัญของดีซีมอเตอร์แบบฟิลด์แยกกระตุ้นมีโมเดล ดังรูปที่ 2.5

- $R_a$  : ความต้านทานของอาร์เมเจอร์
- $L_a$  : อินดักแตนซ์ของอาร์เมเจอร์
- $V_a$  : โวลต์เตจกำเนิดบนอาร์เมเจอร์
- $R_f$  : ความต้านทานของฟิลด์
- $L_f$  : อินดักแตนซ์ของฟิลด์
- $\Phi$  : ช่องว่างอากาศของเส้นแรงสนามแม่เหล็ก
- $\omega$  : ความเร็วของเพลาอาร์เมเจอร์
- $T_g$  : แรงบิดที่พัฒนาขึ้นในมอเตอร์
- $T_f$  : แรงบิดเสียดทานของมอเตอร์
- $T_j$  : แรงเฉื่อยของมอเตอร์
- $T_L$  : แรงบิดโหลดบนเพลาของมอเตอร์



รูปที่ 2.5 แสดง โมเดลของดีซีมอเตอร์แบบฟิลด์แยกกระตุ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นตอนแรกเราจะหาสมการพื้นฐาน โมเดลของดีซีมอเตอร์ได้จากรูปของอาร์เมเจอร์

$$V_i(t) = R a_i(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + V_g \quad (2.3)$$

เทอมโวลต์เตจ  $V_g(t)$  ในสมการ (2.1) คือโวลต์เตจย้อนกลับของมอเตอร์ ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อเส้นลวดตัวนำของอาร์เมเจอร์หมุนตัดเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นโดยกระแสของฟลักซ์ ( $i_f$ ) ตามกฎของฟาราเดย์นั้น รูปของเส้นลวดตัวนำหมุนในฟลักซ์แม่เหล็กคงที่จะมีการเหนี่ยวนำโวลต์เตจขึ้นในขดลวดนั้น

$$V(t) = \frac{d\lambda(t)}{dt} \quad (2.4)$$

เมื่อ  $\lambda(t)$  คือเส้นแรงแม่เหล็กที่ลิงเกจ (Linkages) ไปยังขดลวด และ  $t$  คือ เวลาในการหมุนของคอมมิวเตเตอร์ของมอเตอร์การควบคุมวงจรแต่ละส่วนของตัวนำในโรเตอร์ จะเกิดโวลต์เตจขึ้นในส่วนของตัวนำนั้น ตามสมการ (2.2) เมื่อ  $\frac{d\lambda(t)}{dt}$  จะเป็นสัดส่วนต่อเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศและความเร็วเชิงมุม  $\omega(t)$  เราจะได้ว่า

$$V_g(t) = K \psi(t) \omega(t) \quad (2.5)$$

สมมติให้กระแสของฟลักซ์มีค่าคงที่ และไม่คิดถึงส่วนของการเปลี่ยนแปลงในเส้นแรงฟลักซ์เนื่องจากอาร์เมเจอร์รีแอกชัน เส้นแรงฟลักซ์ก็มีค่าคงที่ดังสมการค่าคงที่ ดังนั้นสมการ (2.3) ก็จะกลายเป็น

$$V_g(t) = K_e \omega(t) \quad (2.6)$$

เมื่อเราสมมติให้เส้นแรงของฟลักซ์มีค่าคงที่ แรงบิดของแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งจะเกิดขึ้นแก่โรเตอร์ของควมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนกับกระแสอาร์เมเจอร์

$$T_g(t) = K_t i_a(t) \quad (2.7)$$

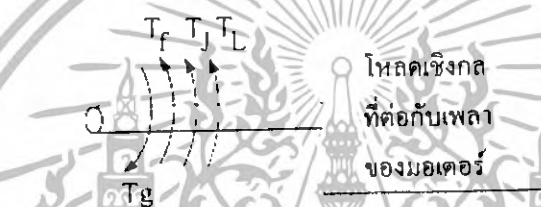
เมื่อ  $K_t$  คือ ค่าคงที่ของแรงบิดมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานเชิงกลที่เกิดขึ้นในโรเตอร์ คือ ผลคูณของแรงบิดที่เกิดขึ้นและความเร็วเชิงมุม

$$P_g(t) = T_g(t)\omega(t) \quad (2.8)$$

กำลังงานเชิงกลที่เกิดขึ้นในโรเตอร์ทั้งหมดนี้ จะถ่ายไปยังโหลดที่ต่ออยู่กับเพลลาของมอเตอร์ แต่กำลังงานนี้บางส่วนจะสูญเสียไปกับมอเตอร์ การสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานหมายถึงความหน่วงเนื่องจากลมที่ท้อโรเตอร์ แรงเสียดทานตัวรองรับโรเตอร์ กระแสที่ไหลวนในเหล็กของตัวโรเตอร์ และฮีเตอร์รีซิส จากรูปที่ 2.6 แสดงให้เห็นถึงแรงบิดต่างๆ ที่เกิดขึ้นต่อโหลดของมอเตอร์



รูปที่ 2.6 แสดงถึงแรงบิดต่างๆ ที่เกิดขึ้นต่อโหลดของมอเตอร์

เมื่อ	$T_g(t)$	:	แรงบิดของมอเตอร์
	$T_r(t)$	:	แรงบิดที่ต้องชนะการสูญเสียเนื่องจากการเสียดทาน
	$T_j(t)$	:	แรงบิดเพื่อใช้เพิ่มอัตราเร่งแก่ความเฉื่อยของ โหลด
	$T_L(t)$	:	แรงบิด โหลด

ในช่วงเวลาใดๆก็ตาม แรงบิดของมอเตอร์นั้นจะต้องเท่ากับ และมีทิศทางตรงข้ามกับผลรวมแรงบิด  $T_r(t)$ ,  $T_j(t)$  และ  $T_L(t)$  ดังนั้น

$$T_g(t) = T_r(t) + T_L(t) + J \frac{dw(t)}{dt} \quad (2.9)$$

เมื่อ  $J$  คือผลรวมของโมเมนต์แรงเฉื่อยของโรเตอร์ และโหลดที่ต่ออยู่ที่เพลลาของมอเตอร์ ผลรวมของแรงบิดเสียดทานที่ประกอบกันขึ้นที่เพลลาของมอเตอร์ ซึ่งเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันกับความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์นี้ เรียกว่า ส่วนประกอบของวิสกอสฟริกชัน และมักจะอยู่ในเทอมที่แยกออกจากฟริกชันอื่นๆ ซึ่งแสดงได้ด้วยสมการต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_g(t) = T_f(t) + T_L(t) + J \frac{d\omega(t)}{dt} + B\omega(t) \tag{2.10}$$

เมื่อ  $B$  คือสัมประสิทธิ์ของวิสกอสฟริกชันมอเตอร์ และโหลดที่ต่ออยู่กับเพลามอเตอร์  $T_f(t)$  คือผลรวมของวิสกอสฟริกชันของโหลดและของมอเตอร์ทั้งหมด อันได้แก่ แรงต้านของลม และการสูญเสียกำลังในเหล็กของเพลามอเตอร์ยกเว้นวิสกอสฟริกชัน โดยสมการ (2.1), (2.5), (2.6) และ (2.8) เป็นชุดสมการพื้นฐานของดิซีมอเตอร์โมเดล และจากสมการเหล่านี้ เราสามารถที่จะหาทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของดิซีมอเตอร์ได้โดยใส่ลาปลาซทรานสฟอร์มทั้งสองข้างของชุดสมการพื้นฐาน และเขียนได้ใหม่เป็น  $V_i$

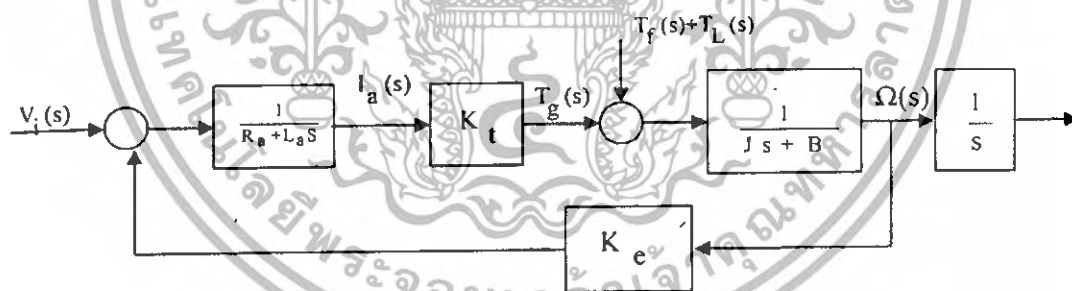
$$V_i(s) - V_g = (R_a + sL_a)I_a(s) \tag{2.11}$$

$$V_g(s) = K_e\omega(s) \tag{2.12}$$

$$T_g = K_t I_a(s) \tag{2.13}$$

$$T_g(s) - T_f(s) - T_L(s) = (B + sJ)\omega(s) \tag{2.14}$$

บล็อกไดอะแกรมที่แสดงถึงสมการพื้นฐานเหล่านี้แสดงดังในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของดิซีมอเตอร์โมเดล

**ข้อควรสังเกต**

สมมติว่า โวลต์เตจที่ป้อนให้กับวงจรมอเตอร์มีค่าคงที่ ดังนั้นมอเตอร์จะหยุดหมุนด้วยความเร็วคงที่ซึ่งคือทำงานอยู่ที่สภาวะสงบนิ่ง ที่โหลดคงที่นั้นกำลังงานเชิงกลที่เกิดขึ้นโดยโรเตอร์จะหาได้จากสมการ (2.6) และเมื่อร่วมกับสมการ (2.5) ก็จะได้

$$P_g = T_g\omega = K_t I_a \omega \tag{2.15}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทุกเทอมในสมการสุดท้ายมีค่าคงที่ เนื่องจากมอเตอร์ทำงานอยู่ที่สงบนิ่ง กำลังไฟฟ้าที่ถูกดูดกลืนโดยอาร์เมเจอร์ ต้องเท่ากับผลคูณของโวลต์เตจคร่อมอาร์เมเจอร์และกระแสที่ไหลผ่าน ดังนั้น

$$P = V_a I_a = K_a \omega I_a \quad (2.16)$$

ดังนั้นเราจะได้ว่า กำลังงานเชิงกลที่เกิดขึ้นต้องเท่ากับกำลังงานไฟฟ้าที่ถูกดูดกลืนในโรเตอร์ คือ สรุปได้ว่า  $K_t = K_e$  นั่นเอง

## 2.6) ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของดีซีมอเตอร์

บล็อกไดอะแกรมของรูป 2.7 แสดงถึงระบบที่มีสองอินพุท และมีเอาต์พุทเป็นความเร็วเชิงมุม การเคลื่อนที่แบบเชิงมุม  $\theta$  โดยความเร็วเอาต์พุทของระบบนั้นเขียนได้เป็น

$$\omega(s) = G_1(s)V_i + G_2(s)[T_f(s) + T_L(s)] \quad (2.17)$$

เมื่อ  $G_1(s) = \frac{\omega(s)}{V_i(s)} \text{!} T_f(s) + T_L = 0 \quad (2.18)$

$$G_2(s) = \frac{\omega(s)}{T_f(s) + T_L(s)} \text{!} V_i(s) = 0 \quad (2.19)$$

$G_2(s)$  คือ ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันระหว่างโวลต์เตจและความเร็ว

$$G_1(s) = \frac{\omega(s)}{V_i(s)} = \frac{K_t}{(L_a + R_a)(Js + B) + K_t K_e} = \frac{K}{\alpha s^2 + Bs + 1} \quad (2.20)$$

$$K_m = \frac{K_t}{R_a B + K_t K_e}$$

$$\alpha = \frac{L_a J}{R_a + K_t K_e}$$

$$\beta = \frac{R_a J + L_a B}{R_a B + K_t K_e}$$

สมการ 2.20 เป็นโวลต์เตจทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของดีซีมอเตอร์ในเมื่อสมมติว่า  $T_f$  และ  $T_L$  มีค่า

เป็นศูนย์ สมการ 2.20 สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$G_1(s) = \frac{K_t}{R_a B(1 + \tau_a s)(1 + \tau_m s) + K_t K_e} \tag{2.21}$$

เมื่อ  $\tau_m = \frac{L_a}{R_a} =$  ไทม์คอนสแตนต์ทางไฟฟ้า  
 $\tau_m = \frac{J}{B} =$  ไทม์คอนสแตนต์ทางเชิงกล

ถ้าอินดักแตนซ์ของอาร์เมเจอร์มีค่าน้อย ไทม์คอนสแตนต์ทางไฟฟ้านั้นจะสามารถตัดทิ้งได้ และสมการ 2.18 จะได้เป็น

$$G_1(s) = \frac{\omega(s)}{V_r(s)} = \frac{K_t}{R_a(Js + B) + K_t K_e} \tag{2.22}$$

$$= \frac{K_m}{\tau s + 1}$$

เมื่อ  $\tau = \frac{R_a J}{R_a B + K_t K_m}$

ในสมการ 2.25 ค่าคงที่  $K_m$  อาจเรียกได้ว่าเป็นค่าคงที่ของมอเตอร์ ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันแรงบิด โหลด  $G_2(s)$  จะหาได้เป็น

$$G_2(s) = \frac{\omega(s)}{T_f(s) + T_l(s)} = \frac{1}{1 + \frac{Js + B}{K_t K_e}}$$

$$= \frac{-\frac{R_a}{K_t} Km \left[ \frac{L}{R_a} s + 1 \right]}{\alpha s^2 + \beta s + 1} \tag{2.23}$$

ซึ่งถ้าอินดักแตนซ์ของอาร์เมเจอร์ไม่นำมาคิดถึงสมการ 2.21 ก็ลดลงได้ว่า

$$G_2(s) = \frac{\omega(s)}{T_f(s) + T_l(s)} = \frac{-\frac{R_a}{K_t} Km}{\tau s + 1}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.7) ระบบเกียร์ (Gear System)

ระบบเกียร์ คานงัด หรือสายพานในลูกกลอก เป็นอุปกรณ์เครื่องกลซึ่งสามารถส่งพลังงานจากส่วนหนึ่งของระบบไปยังส่วนอื่นๆ ได้ทั้งในรูปของแรงงาน แรงบิด ความเร็ว และการเคลื่อนที่ นอกจากนั้นอุปกรณ์เหล่านี้ยังเป็นเสมือนอุปกรณ์สำหรับประสาน (Matching) ที่สามารถใช้ส่งผ่านกำลังงานให้ได้ค่าสูงสุด ในรูปที่ 2.8 แสดงถึงการคัปปลิงเกียร์ 2 ตัวเข้าด้วยกัน แรงเฉื่อยและแรงเสียดทานของเกียร์ในที่นี้จะไม่นำมาคิดถ้าเมื่อพิจารณาถึงเกียร์ในอุดมคติ



รูปที่ 2.8 ระบบการคัปปลิงของเกียร์

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด  $T_1$  และ  $T_2$  การเคลื่อนที่เชิงมุม  $\theta_1$  และ  $\theta_2$  และจำนวนของซี่ฟัน  $N_1$  และ  $N_2$  ในระบบเกียร์ สามารถหาได้จากหลักเกณฑ์ต่อไปนี้

1. จำนวนซี่ฟันของเกียร์จะเป็นสัดส่วนกับรัศมี  $r_1$  และ  $r_2$  ของเกียร์ นั่นคือ

$$r_1 N_2 = r_2 N_1 \quad (2.24)$$

2. ระยะทางการเคลื่อนที่ไปของเกียร์แต่ละตัวจะเท่ากันดังนี้

$$r_1 \theta_1 = r_2 \theta_2 \quad (2.25)$$

3. แรงงานที่ได้จากเกียร์ตัวหนึ่งจะเท่ากับแรงงานที่ได้จากเกียร์อีกตัวหนึ่ง เนื่องจากสมมติให้ว่าไม่มีการสูญเสียแรงงานดังนั้น

$$T_1 \theta_1 = T_2 \theta_2 \quad (2.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าความเร็วเชิงมุมของเกียร์ทั้งสองคือ  $\omega_1$  และ  $\omega_2$  ในรูปที่ 2.8 สมการ (2.24), (2.25) และ (2.26) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{\theta_1}{\theta_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{r_1}{r_2} \quad (2.27)$$

ในการปฏิบัติตัวเกียร์จริงๆ จะต้องมีแรงเฉื่อยและแรงเสียดทานเกิดขึ้นเนื่องจากการคัปปลิงระหว่างฟันของเกียร์ซึ่งไม่สามารถจะตัดทิ้งได้ ระบบสมมูลของเกียร์ที่มีวิสคอสฟริกชันคูลอมบ์ฟริกชันและแรงเฉื่อย พิจารณาเป็นส่วนประกอบของระบบดังแสดงในรูปที่ 2.9 ตัวแปรและพารามิเตอร์ต่อไปนี้อธิบายระบบเกียร์



รูปที่ 2.9 แสดงระบบการคัปปลิงเกียร์ที่มีแรงเฉื่อย

- $T$  = แรงบิดป้อนให้ระบบเกียร์
- $\theta_1$  และ  $\theta_2$  = ระยะทางการเคลื่อนที่เป็นแบบเชิงมุม
- $T_1$  และ  $T_2$  = แรงบิดที่ส่งผ่านมายังเกียร์
- $J_1$  และ  $J_2$  = แรงเฉื่อยของเกียร์
- $N_1$  และ  $N_2$  = จำนวนซี่ฟัน
- $F_{c1}$  และ  $F_{c2}$  = ตัวสัมประสิทธิ์ของคูลอมบ์ฟริกชัน
- $B_1$  และ  $B_2$  = ตัวสัมประสิทธิ์ของวิสคอสฟริกชัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการแรงบิดของเกียร์ทั้งสองเขียนได้เป็น

$$T_2(t) = J_2 \frac{d^2\theta_2(t)}{dt^2} + B_2 \frac{d\theta_2(t)}{dt} + F_{c2} \frac{\theta_2'}{|\theta_2'|} \quad (2.28)$$

สมการแรงบิดทางข้างของเกียร์ของเกียร์ตัวแรงได้เป็น

$$T(t) = J_1 \frac{d^2\theta_1(t)}{dt^2} + B_1 \frac{d\theta_1(t)}{dt} + F_{c1} \frac{\theta_1'}{|\theta_1'|} + T_1(t) \quad (2.29)$$

ถ้าใช้สมการ (2.25) สมการ (2.26) จะแปลงใหม่ได้เป็น

$$T_1(t) = \frac{N_1}{N_2} T_2(t) = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 J_2 \frac{d^2\theta_2(t)}{dt^2} + \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 B_2 \frac{d\theta_2(t)}{dt} + \left(\frac{N_1}{N_2}\right) F_{c2} \frac{\theta_2'}{|\theta_2'|} \quad (2.30)$$

สมการ (2.28) จะแสดงให้เห็นว่า เป็นไปได้ที่จะสะท้อนแรงเฉื่อย แรงเสียดทาน แรงบิด ความเร็ว และการเคลื่อนที่ จากข้างหนึ่งของระบบเกียร์ไปยังอีกข้างหนึ่งของระบบ ดังนั้นเราจะได้ ปริมาณค่าต่างๆ เมื่อพารามิเตอร์ต่างๆ ของเกียร์ตัวที่สองสะท้อนไปยังเกียร์ตัวหนึ่งดัง ต่อไปนี้

แรงเฉื่อย	:	$\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 J_2$
ตัวสัมประสิทธิ์ของวิสกอสฟริกชัน	:	$\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 B_2$
แรงบิด	:	$\left(\frac{N_1}{N_2}\right) T_2$
การเคลื่อนที่เชิงมุม	:	$\left(\frac{N_1}{N_2}\right) \theta_2$
ความเร็วเชิงมุม	:	$\left(\frac{N_1}{N_2}\right) \omega_2$
แรงบิดถูกลอมบ์ฟริกชัน	:	$\left(\frac{N_1}{N_2}\right) F_{c2} \left(\frac{\omega_2}{ \omega_2 }\right)$

ถ้าผลการบิดของสปริงเกิดขึ้น ค่าคงที่ของสปริงจะได้รับการคูณด้วย  $\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2$  ในการสะท้อนผล การบิดของแทนค่าสมการ (2.30) ลงในสมการ (2.29) จะได้

$$T(t) = J_{1e} \frac{d^2\theta_1(t)}{dt^2} + B_{1e} \frac{d\theta_1(t)}{dt} + T_F \quad (2.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$J_{1e} = J_1 + \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 J_2 \quad (2.32)$$

$$B_{1e} = B_1 + \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 B_2 \quad (2.33)$$

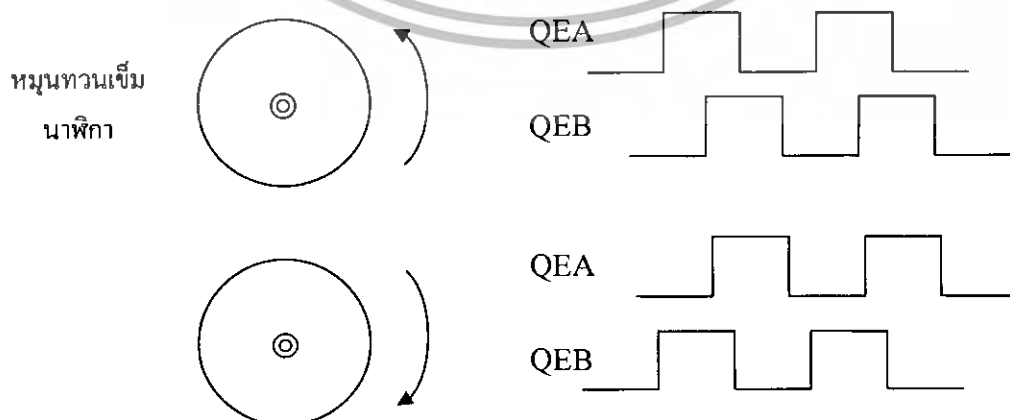
$$T_F = F_{c1} \frac{\theta_1'}{|\theta_1'|} + \left(\frac{N_1}{N_2}\right) F_{c2} \frac{\theta_2'}{|\theta_2'|} \quad (2.34)$$

## 2.8) เซ็นเซอร์และเอนโค้ดเดอร์ในระบบการควบคุมมอเตอร์ (Sensor & Encoder)

เซ็นเซอร์และเอนโค้ดเดอร์เป็นส่วนประกอบที่สำคัญในระบบคอนโทรล โดยจะมีการป้อนกลับในระบบคอนโทรล ทั้งแบบเปิดลูปที่มักใช้สำหรับตรวจสอบคุณสมบัติการทำงานของระบบ ส่วนในระบบคอนโทรลแบบลูปปิด เซ็นเซอร์และเอนโค้ดเดอร์ใช้เป็นตัวป้อนสัญญาณกลับเพื่อการควบคุมตัวแปรในระบบ นอกจากนี้ยังใช้สำหรับพิสูจน์ความเหมือนของกระบวนการที่ไม่รู้ค่าหรือกระบวนการที่มีการเปลี่ยนแปลง เซ็นเซอร์และเอนโค้ดเดอร์ที่ใช้กันมากในระบบควบคุมนั้นได้แก่ โปเทนทิโอมิเตอร์ ออฟติกคอดเอนโค้ดเดอร์ แมกเนติกพิลอัพทรานสดิวเซอร์ จำพวกแม่เหล็กไฟฟ้าและรีโซลเวอร์ เป็นต้น

### 2.8.1) Quadrature Encoder

“QEI” มาจาก Quadrature Encoder Interface ที่เป็นโมดูลเชื่อมต่อตัวเข้ารหัสแบบควอดราเจอร์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ตรวจจับแบบหนึ่งที่ใช้ในการระบุตำแหน่งและความเร็วในการเคลื่อนที่ของระบบควบคุม โดยเฉพาะอย่างยิ่งกับระบบควบคุมมอเตอร์แบบลูปปิด (Closed Loop Motor Control) วงจรเข้ารหัสแบบควอดราเจอร์จะให้ผลการทำงานเป็นสัญญาณ 2 เส้นคือ สัญญาณเฟส A และ B โดยสัญญาณทั้งสองมีเฟสต่างกัน 90 องศา ดังแสดงตัวอย่างการทำงานพื้นฐานดังรูป



รูปที่ 2.10 ตัวอย่างการทำงานพื้นฐานของตัวเข้ารหัสแบบควอดราเจอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

จากรูปที่ 2.10 เมื่อเราทำการวัดโดยใช้ฮอสซีโลสโคปจับสัญญาณ A และ B พร้อมกัน โดยเอนโค้ดเดอร์หมุนในทิศทางเดียวด้วยความเร็วคงที่ สังเกตตามลักษณะของสัญญาณ A และ B จะเห็นว่า ประกอบด้วยสองบิตที่มีการเปลี่ยนแปลงที่ละบิตเท่านั้น ลักษณะแบบนี้เรียกว่ารหัสเกรย์ กล่าวคือการนับจะไม่ใช่ 00-01-10-11 เหมือนกับเลขไบนารี แต่จะเป็น 00-01-11-10 โดยให้ A คือ บิตบน และ B คือบิตล่าง

### - ในทิศตามเข็มนาฬิกา Clock Wise (CW)

เมื่อหมุน Encoder สัญญาณ A และ B จะเป็น 00-10-11-01-00-10-11-... คล้ายกับนับเลขฐานสิบจาก 0 ถึง 3 เป็น 0-1-2-3-0-1-2-3-...

### - ในทิศทวนเข็มนาฬิกา Counter Clock Wise (CCW)

เมื่อหมุน Encoder สัญญาณ A และ B จะเป็น 00-01-11-10-00-01-11-... คล้ายกับนับเลขฐานสิบจาก 3 ถึง 0 เป็น 0-3-2-1-0-3-2-1-...

### - เมื่อมีการกลับทิศทาง

การหมุนกลับทางกลับ ไปกลับมาก็คือการสลับลำดับการนับเป็น 0-1-2-3-0-1-2-1-0-3-2-1-0-1-2-3-0 จะเห็นว่าช่วงแรกคือนับขึ้นจนถึงตัวหนาชุดแรก (2-1) เป็นการนับลงจากตัวอย่างเลขฐานสิบนี้ถ้าเป็นรหัสเกรย์ จะได้เป็น 00-10-11-01-00-10-11-10-00-01-11-10-00-10-11-01-00 ตามลำดับ

ตัวเข้ารหัส (Encoder) ที่ให้กำเนิดสัญญาณในลักษณะนี้มีชื่อเรียกว่า “ตัวเข้ารหัสอินคริเมนตัล” (incremental encoder) ซึ่งโครงสร้างของตัวเข้ารหัสแบบนี้ ประกอบด้วย “จานเข้ารหัส” (encoder wheel) และ “อุปกรณ์ตรวจจับ” (detector) ซึ่งอาจเป็นได้ทั้งแบบตรวจจับแสง และแบบตรวจจับสนามแม่เหล็ก ในกรณีตรวจจับแสงนั้นยังสามารถแบ่งได้เป็น 2 แบบคือ แบบสะท้อนแสง และแบบตัดแสง แต่สิ่งที่สำคัญหลักๆ นั้นคือ จานเข้ารหัส โดยปกติจะต่อกับแกนของมอเตอร์เพื่อให้สามารถหมุนไปตัดลำแสงหรือสะท้อนกับแสงของตัวตรวจจับ ทำให้ได้สัญญาณพัลส์ออกมา

สิ่งที่ เป็นข้อกำหนดหลักของการเข้ารหัสแบบควอดราเจอร์นั้น ก็คือ เฟสของสัญญาณตรวจจับทั้งสองต้องต่างกัน 90 องศา นั้นหมายความว่า ที่จานรหัสต้องมีการกำหนดแถบสะท้อนแสงหรือขอบตัดแสงที่ทำให้จังหวะการตรวจจับมีเฟสต่างกัน 90 องศาด้วย

เมื่อวงจรเข้ารหัสทำงาน จะทำการส่งสัญญาณพัลส์ออกมาโดยสัมพันธ์กับความเร็วและทิศทาง ในกรณีที่ เป็นวงจรเข้ารหัสแบบควอดราเจอร์ จะให้สัญญาณข้อมูลดิจิทัลใน 1 ไชเกิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
72910  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออกมา 4 ค่า คือ 01, 00, 10 และ 11 เมื่องานเข้ารหัสถูกหมุนไปทิศทางหนึ่งกับ 11, 10, 00 และ 01 เมื่องานเข้ารหัสถูกหมุนไปไปอีกทิศทางหนึ่ง ถ้าหากสัญญาณเฟส A นำหน้าเฟส B นั้นหมายความว่าทิศทางการหมุนของมอเตอร์เป็นบวกหรืออาจพิจารณาว่าเป็นการหมุนไปข้างหน้าก็ได้ ในทางตรงข้ามหากสัญญาณเฟส A ตามหลัง เฟส B ทิศทางการหมุนของมอเตอร์จะเป็นลบหรืออาจพิจารณาว่าเป็นการหมุนกลับทิศทางก็ได้ และถ้าหากทราบถึงขนาดของล้อ ก็จะทำให้สามารถวัดระยะทางความเร็ว ตลอดจนทิศทางการหมุนได้อีกเช่นกัน

ในมอเตอร์ที่มีความสามารถสูงมากๆนั้น จะบรรจุตัวเข้ารหัสมาด้วยในตัว เพื่อช่วยให้การควบคุมทำได้มีประสิทธิภาพ แต่นั่นหมายถึงราคาของมอเตอร์แบบนี้จะสูงพอสมควร และในตัวเข้ารหัสบางรุ่นจะมีการตรวจจับจุดเริ่มต้นของการหมุนแล้วส่งสัญญาณออกมาเมื่อครบรอบ จะเรียกสัญญาณนี้ว่า “สัญญาณชี้ตำแหน่ง” หรือ “อินเด็กซ์” (Index: IDX) ทำให้ผู้ใช้งานทราบว่าข้อมูลที่ส่งมาเป็นข้อมูลที่จุดเริ่มต้นหรือตำแหน่งมุม 0 องศาหรือไม่

ส่วนการเลือกใช้งานในโครงการนี้ Encoder แบบ Quadrature Encoder ที่มีควาละเอียดสูงถึง 2500 พัลส์/รอบ เมื่อลองทำการวิเคราะห์แล้ว เราสามารถปรับให้ละเอียดได้ถึง 10000 พัลส์/รอบ ซึ่งจะมีการตอบสนองในการรับส่งข้อมูลได้ดี และเพียงพอต่อการรักษาเสถียรภาพของการควบคุมของระบบ Inverse Pendulum

### บทที่ 3

## องค์ประกอบ หลักการทำงาน ของแหล่งจ่ายไฟฟ้า

### 3.1) องค์ประกอบ และหลักการทำงาน

#### 3.1.1) หม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer)

หม้อแปลงไฟฟ้าเป็นอุปกรณ์ที่แปลงไฟฟ้ากระแสสลับ ให้มีขนาดของแรงดันสูงขึ้นหรือต่ำลงตามต้องการ โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำของฟลักซ์แม่เหล็กในขดลวด โดยขดลวดด้านไฟเข้า เรียกว่า “ขดลวดปฐมภูมิ (Primary)” และขดลวดที่เป็นตัวจ่ายกระแสออกเรียกว่า “ขดลวดทุติยภูมิ (Secondary)” ในกรณีที่หม้อแปลงไฟฟ้าในอุดมคติ (Idea Transformer) จะได้สมการความสัมพันธ์ระหว่างกระแสแรงดัน ดังนี้

$$V_P I_P = V_S I_S \tag{3.1}$$

เมื่อ

$V_P$  คือแรงดันที่ป้อนให้ขดปฐมภูมิ

$V_S$  คือแรงดันที่ป้อนให้ขดทุติยภูมิ

$I_P$  คือกระแสที่ป้อนให้ขดปฐมภูมิ

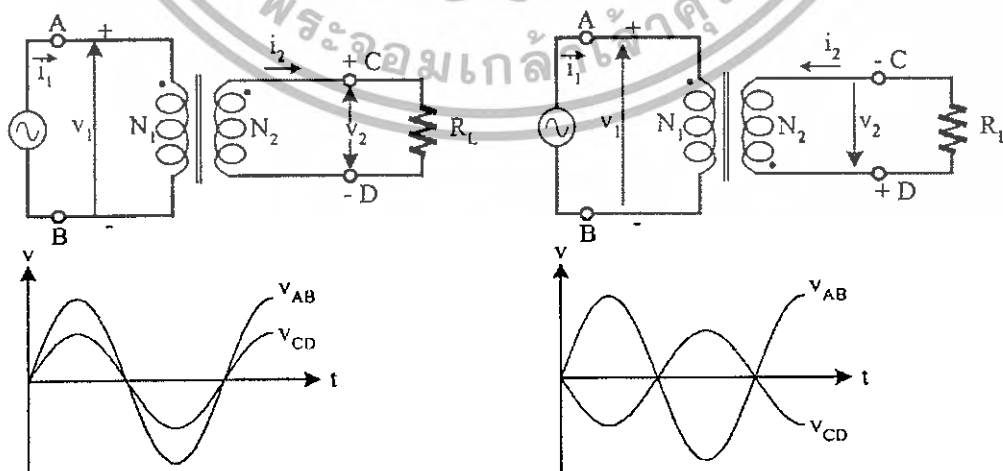
$I_S$  คือกระแสที่ป้อนให้ขดทุติยภูมิ

สมการความสัมพันธ์ของแรงดันและจำนวนรอบหม้อแปลง ดังนี้

$$V_P / V_S = N_P / N_S \tag{3.2}$$

$N_P$  คือจำนวนรอบของขดปฐมภูมิ

$N_S$  คือจำนวนรอบของขดทุติยภูมิ



รูปที่ 3.1 ขั้วหรือเฟสของหม้อแปลง

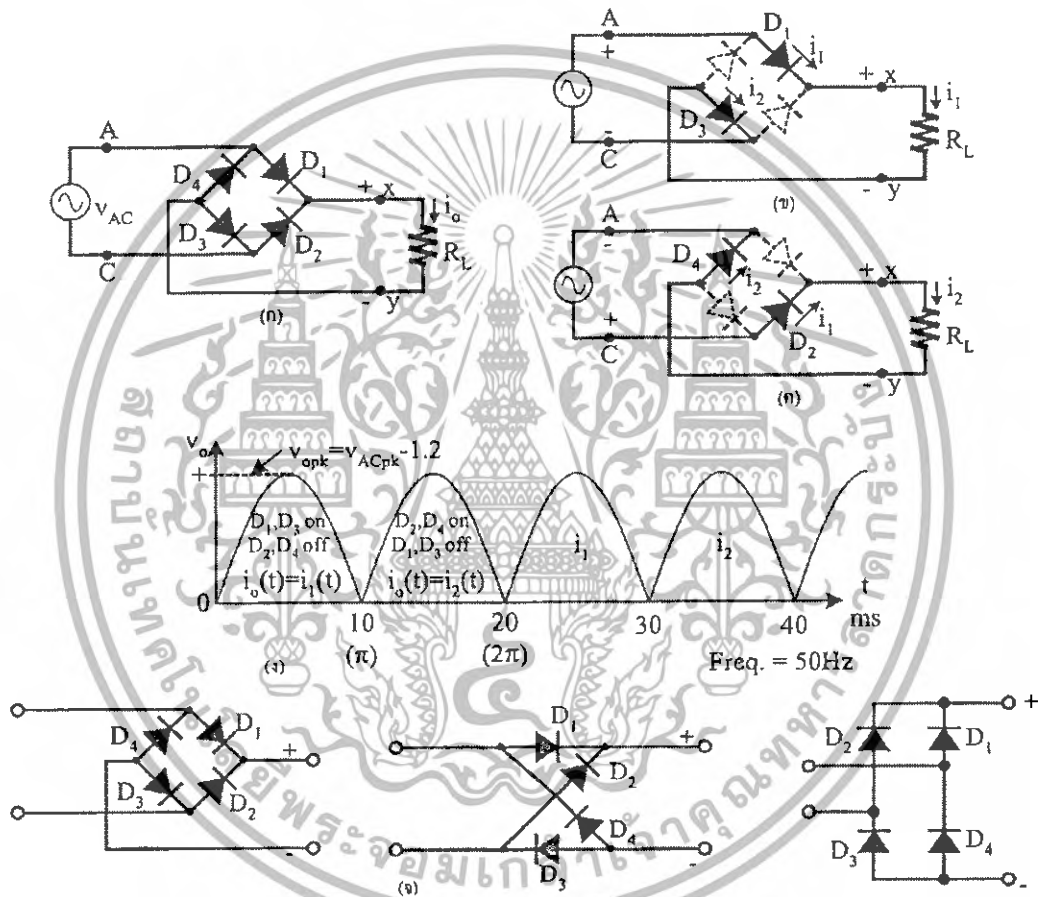
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**3.1.2) วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ (Full wave Bridge Rectifier)**

เป็นวงจรที่มีคุณสมบัติในการเปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง และมีคุณสมบัติยอมให้กระแสไหลผ่านไปยังโหลดได้เพียงทิศทางเดียว

จากการคำนวณจะได้ว่า  $V_{rms} = 0.636 (V_m - 2V_d)$  (3.3)

และ 2 เท่าของความถี่  $V_i (2f_{line}) = V_o (f_r)$  (3.4)



รูปที่ 3.2 แสดงการทำงานของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์

จากรูปที่ 3.2 วงจรเรียงกระแสนี้จะทำงานโดยอาศัยหลักการการทำงานของไดโอด ดังนี้

1. พิจารณาสัญญาณครึ่งไซเคิลบวก กระแสจะไหลผ่านไดโอด D<sub>2</sub> และผ่านโหลด จากนั้นจึงไหลผ่านไดโอด D<sub>3</sub> ส่วนไดโอด D<sub>1</sub> และ D<sub>4</sub> ไม่ยอมให้กระแสไหลผ่าน (เป็น Reverse Bias)
2. พิจารณาสัญญาณครึ่งไซเคิลลบ กระแสจะไหลผ่านไดโอด D<sub>4</sub> และผ่านโหลด จากนั้นจึงไหลผ่านไดโอด D<sub>1</sub> ส่วนไดโอด D<sub>2</sub> และ D<sub>3</sub> ไม่ยอมให้กระแสไหลผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟ  $V_o$  ของวงจรเรียงกระแสทั้ง 3 วงจร ยังมี ripple อยู่มาก และมีค่า  $V_{rms}$  ต่ำ ไม่เหมาะที่จะนำมาใช้งานเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง โดยมีค่าเปอร์เซ็นต์ ripple สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\% \text{ Ripple} = V_{(rms)} / V_{dc} \times 100\% \quad (3.5)$$

**คุณสมบัติของอัตราทนกำลัง และการเลือกไดโอดในวงจรเรียงกระแส**

คุณสมบัติหลักของไดโอดที่จำเป็นต้องพิจารณาเลือกใช้ไดโอดมี 4 อย่าง คือ

1. กระแสกระชาก (Surge Current) เป็นค่ากระแสสูงสุดในช่วงเวลาสั้นๆ เพียงครั้งเดียว ในขณะที่เราเริ่มต้นจ่ายไฟให้กับวงจร ในวงจรที่มีระดับค่าแรงดันไฟสลับที่ป้อนให้กับวงจรเรียงกระแสค่ามากนั้น จะต้องมีวงจรเพิ่มเติมเพื่อลดค่ากระแสกระชากขณะเริ่มต้นจ่ายไฟ

2. กระแสรั่วไหล (Leakage Current) เป็นค่ากระแสที่ไหลเมื่อไดโอดในวงจรเรียงกระแสได้รับไบอัสย้อนกลับ ซึ่งค่านี้ควรจะมีความน้อยๆ

3. กระแสที่ไหลในทิศทางตรง (Forward Bias) เป็นค่ากระแสสูงสุดที่ไดโอดนั้นทนได้ โดยไม่เกิดความเสียหาย จากค่าคุณสมบัติที่ได้กำหนดไว้ใน Datasheet ในการออกแบบเพื่อความปลอดภัย ควรจะเลือกให้ทนกระแสได้มากกว่าโหลด 50% หรืออย่างน้อยที่สุด

$$I_d \geq I_o \text{ ของ HW; } I_d = \text{average forward current rate of diode}$$

$$2I_d \geq I_o \text{ ของ HW; } I_d = \text{average output current}$$

4. ค่าทนแรงดันย้อนกลับสูงสุด (Peak Inverse Voltage : PIV) เป็นค่าความต่างศักย์ในการไบอัสย้อนกลับสูงสุด ที่ไดโอดสามารถทนได้โดยไม่เกิดความเสียหาย โดยอัตราทนแรงดันย้อนกลับสูงสุดนั้นเป็นสาเหตุที่ทำให้เกิดปัญหาคับกับน้อกออกแบบ เพราะสาเหตุที่วงจรเรียงกระแส นั้นเสียหาย เป็นเพราะว่า ไดโอดแรงดันย้อนกลับสูงสุดได้ไม่เพียงพอ

$$\text{Minimum PIV ของ HW, FWCT} = 2V_p$$

$$\text{Minimum PIV ของ FWB} = V_p$$

และควรเผื่อค่า

$$\text{Safety margin } 50\%$$

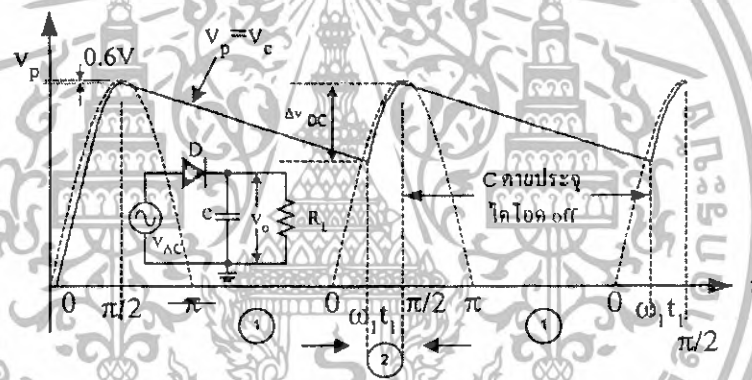
### 3.1.3) วงจรกรองสัญญาณ (Ripple Filter)

มีหน้าที่กรองระดับของไฟฟ้ากระแสตรงที่กระเพื่อมให้เรียบขึ้น โดยให้มีอัตราการกระเพื่อมต่ำที่สุดเท่าที่จะทำได้ ที่ง่ายที่สุดได้แก่ การต่อตัวเก็บประจุขนานกับเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส

วงจรกรองสัญญาณที่ใช้กันนั้นมีหลายรูปแบบ ขึ้นอยู่กับการต่ออุปกรณ์ จำพวกขดลวดเหนี่ยวนำ (L) หรือตัวเก็บประจุ (C) ที่นำมาต่อ แต่โดยทั่วไปแล้วนิยมใช้ตัวเก็บประจุเพราะว่ามีราคาถูก ขนาดเล็ก และน้ำหนักเบา แต่ขดลวดเหนี่ยวนำนั้น พ้นยาก และไม่สะดวก ดังนั้นเราจะกล่าวถึงแต่ตัวเก็บประจุ

### 3.1.3.1) การกรองสัญญาณด้วยตัวเก็บประจุ

เป็นวงจรที่ทำงานได้ดี และสร้างได้ง่าย โดยตัวเก็บประจุจะเก็บประจุเอาไว้ขณะที่ไดโอดนำกระแสและเมื่อไดโอดหยุดนำกระแส ก็จะจ่ายประจุให้แก่โหลดแทนหม้อแปลง ดังนั้นในวงจรที่มีโหลดมากนั้น ต้องใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่ามากๆ เพื่อเก็บประจุพอที่จะจ่ายแก่โหลด โดยแรงดันเอาท์พุทมีเมื่อเทียบกับความต้านทานโหลดการเปลี่ยนแปลงน้อยมาก หรืออีกนัยหนึ่งก็คือประสิทธิภาพของการกรองสัญญาณ ( ขึ้นกับค่ารีแอคแตนซ์ของตัวเก็บประจุ ) ควรมีค่าน้อยมาก



C charge ประจุ เมื่อไดโอดอยู่ในสถานะ On

รูปที่ 3.3 การทำงานของตัวเก็บประจุกรองไฟ ในสถานะที่มีโหลด

จากรูปที่ 3.3 ในช่วงเวลา  $T_1$  ตัวเก็บประจุจะเก็บประจุ (charge) จนช่วงเวลา  $T_2$  เป็นช่วงเวลาไดโอด CutOff ตัวเก็บประจุจะคายประจุ (discharge) เป็นการจ่ายไฟแก่โหลดแทน ดังนั้นกราฟ  $V_o$  มีลักษณะเรียบขึ้น ความสามารถของวงจรกรองสัญญาณที่จะทำให้ระดับแรงดันเอาท์พุทเรียบขึ้น ขึ้นอยู่กับค่า R และ C โดยถ้าค่า  $1/RC$  มาก จะทำให้ Time Constant สูงทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุได้ช้า กราฟแรงดันเอาท์พุทจะเรียบมากขึ้น สมการที่ใช้ในการคำนวณมีดังนี้

$$CV_r = I_o/F_r$$

C : ค่าตัวเก็บประจุในหน่วยฟารัด (Farad)

$V_r$  : แรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage)

$F_r$  : ความถี่ของแรงดันกระเพื่อม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.1.3.2) ค่าริปเปิล (Ripple Voltage)

ในการแปลงไฟจากกระแสสลับเป็นกระแสตรงนั้น รูปคลื่นที่ได้ทางเอาต์พุทของวงจร จะมีลักษณะเป็นพัลส์ (Pulse) ไม่เหมือนกับกระแสตรงที่ได้จากแบตเตอรี่ เนื่องจากมีรูปคลื่นที่เปลี่ยนแปลงเสมอ เรียกว่า Ripple Factor ในทางปฏิบัติการแปลงไฟต้องพยายามลดค่าริปเปิลที่เกิดขึ้นให้น้อยที่สุดเพื่อให้ได้ประสิทธิภาพของวงจร ในการแสดงถึงคุณสมบัติของวงจรกรองลดการกระเพื่อมว่ามีคุณสมบัติเพียงใดนั้นเราสามารถดูได้จากค่าของเปอร์เซ็นต์ของการกระเพื่อม (Percentage of Ripple: R) ซึ่งนิยามโดย

$$\%R = (V_{rms}/V_{dc}) \times 100 \quad (3.6)$$

หากแหล่งจ่ายไฟมีค่าริปเปิลสูงจะเป็นอันตรายต่อระบบการทำงานและอาจเกิดสัญญาณรบกวนขึ้น

### 3.1.4) วงจรรักษาระดับแรงดันคงที่ (Voltage Regulator)

เป็นวงจรที่ใช้รักษาระดับแรงดันเอาต์พุทให้คงที่ แม้ว่ากระแสไฟฟ้าของโหลด หรือระดับแรงดันอินพุท หรือทั้ง 2 อย่างมีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งสาเหตุหนึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟจากสายไฟตามบ้าน ซึ่งเปลี่ยนแปลงได้ถึง 20%

สาเหตุที่ 2 เกิดจากการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันเอาต์พุท ได้แก่ การเปลี่ยนแปลงกระแสโหลด เพราะแหล่งจ่ายไฟทุกชนิด จะมีค่าความต้านทานภายในที่เรียกว่า ความต้านทานแหล่งจ่าย (Source Resistance:  $R_s$ ) ต่ออนุกรมกับแหล่งจ่ายไฟ เมื่อไม่มีกระแสเอาต์พุทไหล ระดับแรงดัน  $V_o$  จะเท่ากับ  $V_{no-load}$  แต่เมื่อกระแสเอาต์พุท

$$V_o = V_{no-load} - (I_o R_s) \quad (3.7)$$

เราสามารถสรุปได้ว่าการรักษาแรงดันเอาต์พุทเปลี่ยนแปลงไปน้อยที่สุด ทำได้โดย

1. พยายามรักษาค่า  $I_o$  ให้คงที่ (ซึ่งเป็นไปไม่ได้เสมอ)
2. ลดค่าความต้านทาน  $R_s$  ให้น้อยที่สุด
3. จัดหาวงจรรักษาระดับแรงดันซึ่งเป็นวิธีที่เหมาะสมที่สุด

วงจรรักษาแรงดันมีลักษณะการต่ออยู่ 2 แบบ คือ ต่อแบบขนาน และ ต่อแบบอนุกรมกับโหลด ซึ่งมีข้อดี ข้อเสีย ดังนี้

#### แบบขนาน

- ต้องจ่ายไฟให้ตลอดไม่ว่ามีโหลดหรือไม่ก็ตาม
- ไม่เสียหายเมื่อลัดวงจร
- ใช้ในงานที่กระแสกำลังงานไม่สูงนัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### แบบอนุกรม

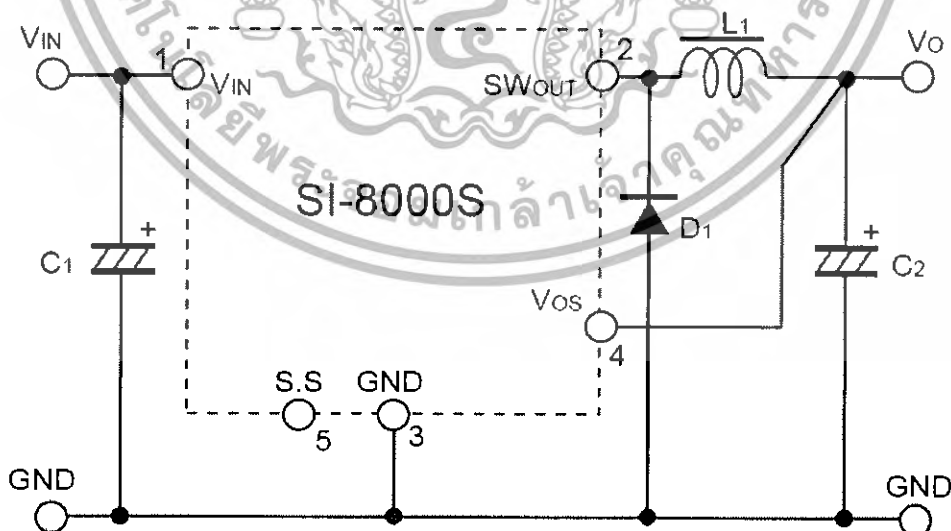
- รูปแบบการต่อวงจรซับซ้อน
- เสียหายได้ง่ายเมื่อมีการลัดวงจร
- ใช้ในงานที่กระแสและกำลังงานสูงๆได้

#### 3.1.4.1) วงจรรักษาแรงดันใช้ไอซีรักษาแรงดัน(IC Regulator)

ข้อดีของวงจรแบบนี้ คือ ราคาถูก มีขนาดเล็ก และรูปแบบวงจรที่ง่าย สามารถจ่ายกระแสเอาต์พุตได้ มีทั้งแบบ Linear และ Switching ตามเบอร์ที่เราเลือกใช้ อีกทั้งยังมีวงจรป้องกันกระแสเกินภายใน และวงจรป้องกันอุณหภูมิเกินภายในด้วย โดย IC เบอร์ต่าง ๆ นั้น จะมีคุณสมบัติด้านกระแสเอาต์พุตสูงสุด, แรงดันอินพุต, Line Regulation, Load Regulation และช่วงอุณหภูมิที่เราทำงานระบุอยู่ใน Datasheet ให้เราเลือกตามต้องการ วงจรรักษาระดับแรงดันแบบ IC แบ่งได้เป็น 2 ชนิด คือ

#### วงจรรักษาระดับแรงดันแบบแรงดันเอาต์พุตคงที่

เบอร์ที่นิยมใช้จะเป็น IC ตระกูล 78xx (ไฟบวก), 79xx (ไฟลบ) ในแบบ Linear หรือตระกูล 8xx0 ในแบบ Switching โดยเลข xx นั้นเป็นค่าแรงดันเอาต์พุต เช่น 8050 ให้ไฟบวกแบบ Switching ที่ 5V, 8120 ให้ไฟบวกแบบ Switching ที่ 12V เป็นต้น

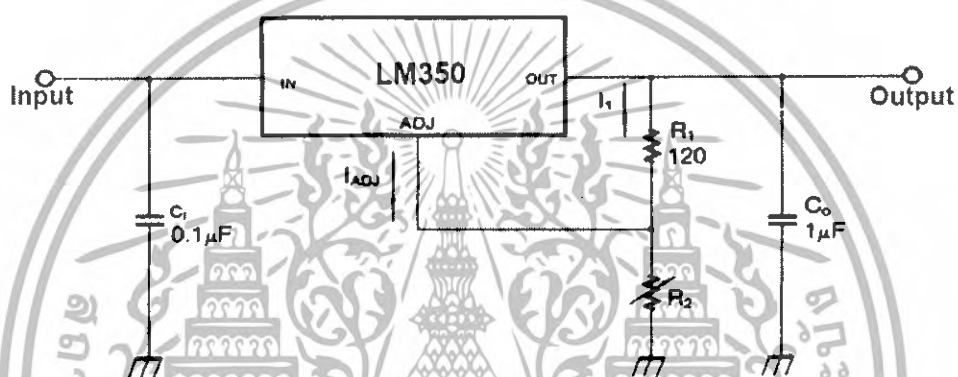


รูปที่ 3.4 วงจรรักษาระดับแรงดันแบบปรับค่าแรงดันคงที่ใช้ SI 8050S

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### วงจรรักษาระดับแรงดันแบบปรับค่าแรงดันเอาต์พุตได้

เป็นวงจรที่สามารถปรับค่าแรงดันเอาต์พุตได้ในช่วงที่กำหนด เช่น LM350 ปรับค่าแรงดันเอาต์พุตได้ตั้งแต่ 1.25V-33V แต่ถ้าต้องการจ่ายเอาต์พุตตั้งแต่ 0V สามารถทำได้โดยเพิ่มส่วนไฟลอปให้กับวงจร แต่ละเบอร์ IC นั้นจะมีคุณสมบัติทางแรงดันเอาต์พุต, กระแสสูงสุดช่วงแรงดันที่สามารถทำงานได้ , ความแตกต่างระหว่างแรงดันอินพุตกับเอาต์พุต ( $V_o - V_{in}$ ) ต่ำสุดที่สามารถทำงานได้ , Line Regulation , Load Regulation และการป้องกันต่างๆ เช่น วงจรจำกัดกระแส วงจรป้องกันให้อยู่ในช่วงที่ปลอดภัย (Safe Operation Area Protection) เป็นต้น



รูปที่ 3.5 วงจรรักษาระดับปรับค่าแรงดันเอาต์พุตได้ของ IC LM 350T

### 3.2) การออกแบบวงจร DC Power Supply

คุณสมบัติของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงที่ต้องการออกแบบมีดังนี้

- Output Voltage (ปรับค่าได้) : 1.25 ถึง 30 V 3 A (Max)
- Fixed Voltage : 5 V 3 A (Max)

#### 3.2.1) หลักการออกแบบแหล่งจ่ายแรงดันปรับค่าได้ 0 ถึง 30 โวลต์

อุปกรณ์ภายในวงจร

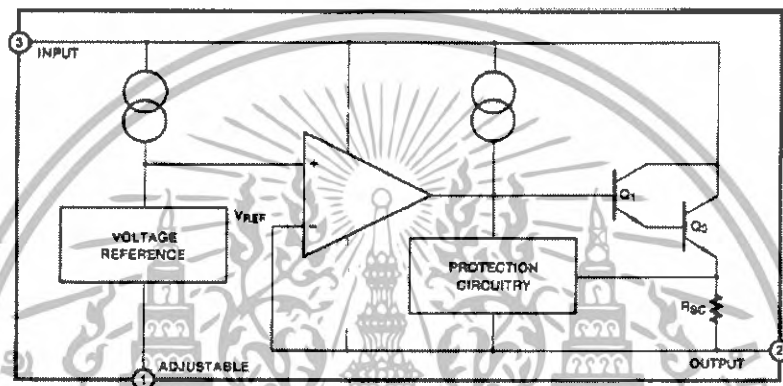
1. IC : Bridge Rectifier : FL402  
Voltage Regulator : LM 350T
2. Capacitor :  $C_{\text{filter}}$  (Electrolyte :  $C_1, C_2$ ) 6,800  $\mu\text{F}$  /50 V  
 $C$  (Polyester :  $C_3$ ) 100 nF  
 $C$  (Tantalum :  $C_4$ ) 10 $\mu\text{F}$ /35 V
3. Diode : Ultra Fast Recovery Diode ( $D_1$ ) : MUR460
4. Resistor :  $R_{\text{varies}}$  ( $R_2$ ) 3K $\Omega$ ,  $R_1$  120  $\Omega$ /0.25W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.1.1) หม้อแปลง

คำนวณจากแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุดที่เราต้องการ ( $30 V_{dc}$ ) และเนื่องจากว่า วงจรมีอุปกรณ์ที่อยู่ในแนวอนุกรมภายในวงจร ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม 3 ส่วนด้วยกัน ในการ ออกแบบจึงต้องมีการชดเชยแรงดันดังกล่าวขึ้นตอนต่อไปนี้

- ส่วนของวงจรรักษาระดับแรงดันนั้น ใช้ IC เบอร์ LM350T ซึ่งประกอบไปด้วยอุปกรณ์ภายใน ดังรูป



รูปที่ 3.6 วงภายในของ IC LM 350T

โดยจะทำงานในรูปแบบของ Negative Feedback โดยมีการเปรียบเทียบแรงดัน Reference ที่ Adjustable ที่เปลี่ยนไปโดยการปรับความต้านทานปรับค่าได้ซึ่งเปรียบเทียบจาก Voltage Reference ภายในที่มีค่า  $1.25 V$

- ส่วนของวงจรกรองแรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) เนื่องจากแรงดันที่ออกมาจากบริดจ์ไดโอดยังไม่เรียบพอที่จะนำมาใช้งาน จึงต้องใส่ C filter เข้าไป เพื่อทำหน้าที่กรองแรงดันกระเพื่อมให้มีค่าอยู่ในเกณฑ์ที่รับได้

- ส่วนของวงจรเรียงกระแส ใช้ IC บริดจ์ที่ซึ่งแรงดันสุทธิตั้งตำแหน่งก่อนเข้า วงจรเรียงกระแส จะต้องมากกว่า แรงดันขาออกเป็น 2 เท่าของแรงดันตกคร่อม P-N Junction ซึ่งในความเป็นจริงแล้ว แรงดันตกคร่อม P-N Junction ของซิลิกอนไดโอดมีค่าประมาณ  $600-700mV$  แต่เนื่องจากในทางปฏิบัติ มีผลของความคลาดเคลื่อน (Deviation) จึงให้แรงดันตกคร่อม P-N Junction เท่ากับ 1 โวลต์ ดังนั้น ในทางเดินกระแสหนึ่งจะมีแรงดันตกคร่อมไดโอด เท่ากับ  $2 \times 1 = 2 V$  ทางเข้าของวงจรเรียงกระแสต้องมี แรงดันทางไฟฟ้าน้อยเท่ากับ  $V_{in}$

$$V_{in} = 30 + 1.25 + 2 = 33.25 V_{peak}$$

เนื่องจากเราประมาณพารามิเตอร์ในทอมแรงดัน peak to peak ดังนั้น

$$V_{in} = 33.25 / \sqrt{2} = 23.51 V_{rms}$$

ดังนั้นเราจึงกำหนดค่าของขดลวดทุติยภูมิของวงจร 30 Volts (ปรับค่าได้) เป็น  $27 V_{rms}$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตเนาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.1.2) วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

ในส่วนของวงจรบริดจ์ เป็นวงจรที่ทำให้กระแสไหลผ่านได้ทางเดียว โดยหม้อแปลงที่ออกแบบมาให้ทนกระแสได้สูงสุด 4 Ampere เรียงกระแสให้เป็น Pulse DC ซึ่งการออกแบบวงจรบริดจ์นั้น ต้องคำนึงถึงพารามิเตอร์ 3 ตัว คือ Peak inverse voltage ,Current average voltage และ Peak surge current ซึ่งแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรบริดจ์ ออกแบบให้มีแรงดันประมาณ 34 โวลต์ ดังนั้น Peak inverse voltage ของไดโอดในวงจร Full Bridge จะเท่ากับครึ่งหนึ่งของค่าแรงดันเอาท์พุทเป็นอย่างน้อย (ประมาณ  $34/2 = 17$  V) จึงเลือกใช้บริดจ์เบอร์ FL402 ซึ่งมี Peak inverse voltage = 200 V ซึ่งเพียงพอต่อการใช้งาน Current average = 4 A และ peak surge current = 200 A ซึ่งสามารถแบกรับปริมาณกระแสของหม้อแปลงได้โดยไม่เสียหายก่อนเข้าสู่วงจรภาคถัดไป

### 3.2.1.3) วงจรกรองแรงดันกระเพื่อม

ในวงจรกรองแรงดันกระเพื่อม ได้ใช้ตัวเก็บประจุต่อขนานกับวงจร เนื่องจากค่า Ripple Voltage ที่กำหนดเท่ากับ  $2.5 V_{p-p}$  ดังนั้นสามารถคำนวณหาตัวเก็บประจุได้ดังนี้

$$\begin{aligned} C_{\text{Filter}} &= I_{\text{DC}} / (F_R \times \Delta V) \\ &= 3 / (2 \times 50 \times 2.5) \\ &= 12,000 \mu\text{F} \end{aligned}$$

ดังนั้น จึงเลือก C ค่า 6,800  $\mu\text{F}$  และเนื่องจากเรากำหนดค่าแรงดันของขดทุติยภูมิไว้เท่ากับ  $27 V_{\text{rms}} = 27 \sqrt{2} = 38.183$  จึงเลือกใช้  $C_{\text{Filter}}$  ที่สามารถทนแรงดันได้ 50 V

### 3.2.1.4) วงจรรักษาระดับแรงดัน

ในโครงการนี้ได้เลือกใช้ IC Voltage Regulator : LM 350T ที่ให้เอาท์พุทปรับค่าได้ตั้งแต่ 1.25 – 33 V โดยมี Voltage Reference ภายในที่มีค่าเท่ากับ 1.25 V การปรับระดับแรงดันนั้นใช้ตัวต้านทานปรับค่า ( $R_2$ ) ได้ 3 K Ohm เพราะฉะนั้น ถ้าเราต้องการแหล่งจ่ายไฟตรงที่จ่ายไฟได้ 30 โวลต์ ทำการหา  $R_1$  และ  $R_2$

$$\begin{aligned} \text{จากสูตร} \quad V_o &= V_{\text{ref}}(1 + (R_2/R_1)) + (I_{\text{ADJ}} * R_2) \\ 30 &= 1.25 (1 + (R_2/R_1)) + (100\mu\text{A} * R_2) \\ R_2 &= (28.75 * R_1) / (1.25 + (100\mu\text{A} * R_1)) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{ในโครงการนี้เลือกใช้} \quad R_1 &= 120 \Omega \\ R_2 &= 3 \text{ k}\Omega \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนประกอบที่นอกเหนือจากที่กล่าวมาข้างต้น มีดังนี้

-  $C_1, C_2 = 6,800 \mu\text{F}$  (Electrolyte) ทำหน้าที่ช่วยให้คุณสมบัติ Ripple Rejection

-  $C_8 = 10 \mu\text{F}$  (Tantalum) ทำหน้าที่ช่วยจ่ายกระแสให้กับโหลดเมื่อระดับ

แรงดันตกลงทำให้ระดับแรงดันคงที่มากขึ้น

-  $D_8$  ใส่เพื่อป้องกันการไหลย้อนกลับของกระแส ที่อาจเกิดขึ้น เมื่อค้อโหลดที่เป็นขดลวดเหนี่ยวนำ (L) เพราะถ้า กระแสที่ไหลผ่าน L ลดลง L จะกลับขั้ว

### 3.2.2) หลักการออกแบบแหล่งจ่ายไฟ 5 โวลต์คงที่

อุปกรณ์ภายในวงจร

1. IC : Bridge Rectifier : FL402  
Voltage Regulator : SI 8050S
2. Capacitor :  $C_{\text{filter}}$  (Electrolyte :  $C_3, C_4$ )  $6,800 \mu\text{F} / 50 \text{V}$
3. Diode : Schotky Diode ( $D_7$ ) : 1N5822-E3/73
4. L Coil : L  $100 \mu\text{H}$

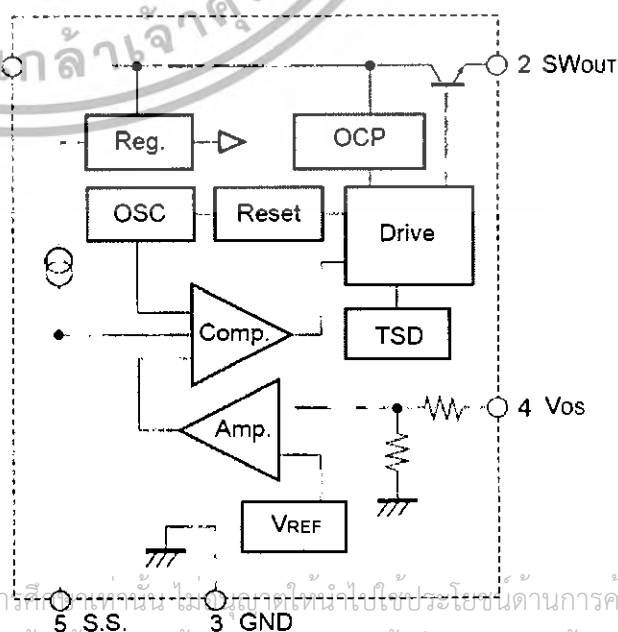
#### 3.2.2.1) หม้อแปลง

ในส่วนของแหล่งจ่ายไฟ 5 โวลต์คงที่นั้น สามารถให้กระแสแบบ Switching สูงสุดได้ 3A โดยในการคำนวณส่วนของหม้อแปลง ต้องคำนวณจากแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต 5V คงที่ เนื่องจากวงจรมีอุปกรณ์ที่อยู่ในแนวอนุกรมกันทำให้แรงดันเกิดการตกคร่อม ดังนี้

- ส่วนของวงจรรักษา  
ระดับแรงดัน ใช้ IC เบอร์ SI 8050S  
ที่มีคุณสมบัติเป็นวงจร Regulator  
แบบ Switching ซึ่งภายในประกอบ  
ไปด้วย อุปกรณ์ต่างๆ ดังรูป ทำให้มี  
โวลต์ตกคร่อมในวงจรภายใน  
ประมาณ 2 V ในช่วงการทำงานของ  
IC

รูปที่ 3.7 วงจรภายในของ

IC SI 8050S



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่สามารถให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ส่วนของวงจรกรองแรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltage) มีหลักการคิดเช่นเดียวกับวงจรแหล่งจ่ายแรงดันปรับค่าได้ทุกประการ

- ส่วนของวงจรเรียงกระแส ใช้บริดจ์เช่นเดียวกับวงจรแหล่งจ่ายแรงดันปรับค่าได้ ซึ่งจะมีความดันตกคร่อมประมาณ 2 V

ดังนั้นทางเข้าของวงจรเรียงกระแสต้องมี แรงดันทาง ไฟฟ้าอย่างน้อยเท่ากับ  $V_{in}$

$$V_{in} = 5 + 2 + 2 = 9 \text{ V}_{\text{peak}}$$

เนื่องจากเราประมาณพารามิเตอร์ในเทอมแรงดัน peak to peak ดังนั้น

$$V_{in} = 9 / \sqrt{2} \approx 6.36 \text{ V}_{\text{rms}}$$

ดังนั้นขดลวดทุติยภูมิของวงจรแหล่งจ่ายไฟ 5 โวลต์คงที่เป็น  $9 \text{ V}_{\text{rms}}$

### 3.2.2.2) วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น

ในส่วนของวงจรบริดจ์ เป็นวงจรที่ทำให้กระแสไหลผ่านได้ทางเดียว โดยหม้อแปลงที่ออกแบบมาให้ทนกระแสได้สูงสุด 4 Ampere เรียงกระแสให้เป็น Pulse DC ซึ่งการออกแบบวงจรบริดจ์นั้น ต้องคำนึงถึงพารามิเตอร์ 3 ตัว คือ Peak inverse voltage, Current average voltage และ Peak surge current ซึ่งแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรบริดจ์ ออกแบบให้มีแรงดันประมาณ 9 โวลต์ ดังนั้น Peak inverse voltage ของไดโอดในวงจร Full Bridge จะเท่ากับครึ่งหนึ่งของค่าแรงดันเอาท์พุทเป็นอย่างน้อย (ประมาณ  $9/2 = 4.5 \text{ V}$ ) จึงเลือกใช้บริดจ์เบอร์ KBP 206 ซึ่งมี Peak inverse voltage = 600 V ซึ่งเพียงพอต่อการใช้งาน Current average = 2 A และ peak surge current = 60 A ซึ่งสามารถแบกรับปริมาณกระแสของหม้อแปลงได้โดยไม่เสียหายก่อนเข้าสู่วงจรภาคถัดไป

### 3.2.2.3) วงจรกรองแรงดันกระเพื่อม

ในวงจรกรองกระแส ได้ใช้ตัวเก็บประจุต่อขนานกับวงจร เนื่องจากค่า ripple voltage ที่กำหนดเท่ากับ  $2.5 \text{ V}_{\text{p-p}}$  ดังนั้นสามารถคำนวณหาตัวเก็บประจุได้ดังนี้

$$\begin{aligned} C_{\text{Filter}} &= I_{\text{DC}} / (F_R \times \Delta V) \\ &= 3 / (2 \times 50 \times 2) \\ &= 12,000 \mu\text{F} \end{aligned}$$

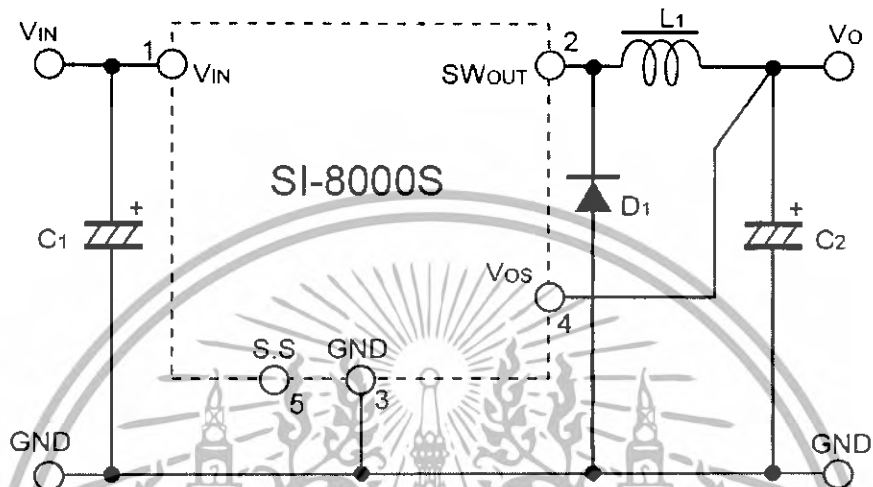
และเนื่องจากเรากำหนดค่าแรงดันของขดลวดทุติยภูมิไว้  $= 9 \text{ V}_{\text{rms}} = 9\sqrt{2} = 12.728$

V จึงเลือกใช้  $C_{\text{Filter}}$  ที่สามารถทนแรงดันได้ 16 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.2.4) วงจรรักษาระดับแรงดัน

ในโครงการนี้ได้เลือกใช้ IC Voltage Regulator : SI 8050S ซึ่งเป็น Switching Type Voltage Regulator โดยมีการออกแบบวงจรดังรูป



รูปที่ 3.8 วงจรรักษาระดับแรงดันแบบปรับค่าแรงดันลงที่ใช้ SI 8050S

ใช้การเปลี่ยนค่า Output ตาม Input จาก Port Vos (Voltage output sense) ไปเปรียบเทียบกับ Voltage Reference ภายในเพื่อรักษาระดับแรงดันให้คงที่อยู่ที่ระดับ  $5 V_{dc}$

ส่วนประกอบที่นอกเหนือจากที่กล่าวมาข้างต้น มีดังนี้

- $C_3, C_4 = 68,000 \mu\text{F}$  (Electrolyte) ทำหน้าที่ช่วยในคุณสมบัติ Ripple Rejection
- $D_7$  (Schottky Diode) เพื่อป้องกันการไหลย้อนกลับของกระแส เมื่อต่อโหลดที่เป็นขดลวดเหนี่ยวนำ (L) เพราะถ้า กระแสที่ไหลผ่าน L ลดลง L จะกลับขั้ว
- L Coil = 100  $\mu\text{H}$  ทำหน้าที่เป็น Choke coil ในวงจร

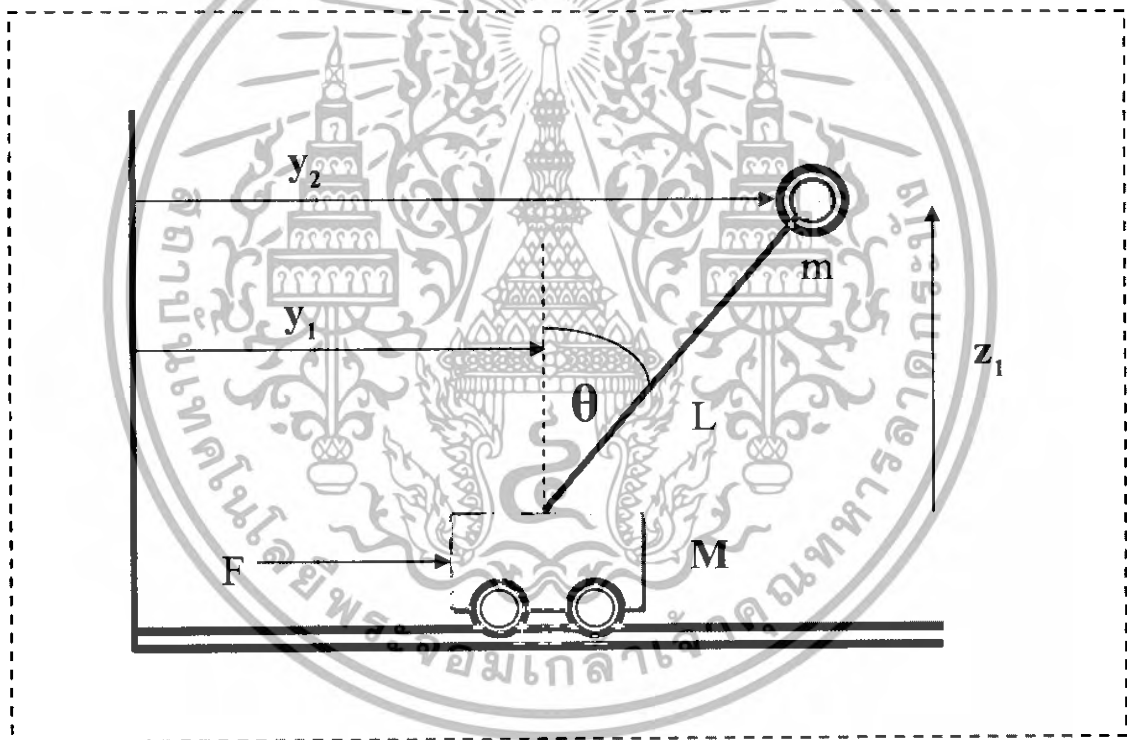
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### ทฤษฎี อินเวอร์ตเพนดูลัม (Inverted Pendulum)

#### 4.1) ระบบอินเวอร์ตเพนดูลัม (Inverted pendulum System)

ระบบ Inverted pendulum เป็นกรณีศึกษาของวิธีการทรงตัวที่ไม่เป็นระบบเชิงเส้น อีกทั้งยังมีความเชื่อมต่อเสถียรภาพของระบบ ในระบบดังกล่าวจะประกอบด้วย ก้านถ่วงน้ำหนัก อยู่บนรางซึ่งสามารถเคลื่อนที่ได้โดยสะดวกบนแกนระนาบ โดยสามารถอธิบายทฤษฎีพลังงานรวมของแรงที่เกิดขึ้นบนรถที่ใช้เลี้ยงก้านถ่วงน้ำหนัก เมื่อแตกส่วนประกอบย่อยของแรงทั้งหมดแล้วจะได้



รูปที่ 4.1 แสดงแรงต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นบนรถและองค์ประกอบที่จะต้องใช้พิจารณา

เมื่อ  $M$  คือ มวลของรถ

$m$  คือ มวลก้านถ่วงน้ำหนัก

$\theta$  คือ มุมอันเนื่องมาจากแรง  $F$

$F$  คือ แรงที่ทำให้เกิดองค์ประกอบต่าง ประกอบด้วย คือ มุมของก้านถ่วงน้ำหนัก และ ระยะทาง  $x$  ที่รถเคลื่อนที่ไปได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.1 เมื่อรวมแรง และคิดพลังงานรวมทั้งตัวรอดแล้วจะได้พลังงานของแต่ละส่วน ดังนี้

$$y_1 = y_1 + l \sin \theta \quad T_1 = \frac{1}{2} M (y_1')^2 \quad (4.1)$$

และพลังงานรวมที่แกนเพนดูลัม คือ

$$T_2 = \frac{1}{2} M (y_2')^2 + \frac{1}{2} M (z_1')^2 \quad (4.2)$$

สำหรับ Free Body Diagram ของ  $y_2$  และ  $z_2$  มีค่าเป็น

$$y_2 = y_1 + l \sin \theta \quad (4.3)$$

$$y_2' = y_1' - \theta' l \cos \theta \quad (4.4)$$

$$z_1 = l \cos \theta \quad (4.5)$$

$$z_1' = -l \theta' \sin \theta \quad (4.6)$$

ดังนั้น พลังงานรวมคือ

$$T = T_1 + T_2 \quad (4.7)$$

$$T = \frac{1}{2} M (y_1')^2 + \frac{1}{2} M [(y_2')^2 + (z_1')^2]$$

ให้พลังงานศักย์  $V$  ของระบบจะเก็บไว้ที่แกนเหล็ก Pendulum ดังนี้

$$V = mgz_1 = mgl \cos \theta \quad (4.8)$$

จาก LaGrange Equation คือ

$$L = T - V \quad (4.9)$$

$$= \frac{1}{2} [M + m] (y_1')^2 + \frac{1}{2} M [(y_2')^2 + (z_1')^2] - mgl \cos \theta$$

แทนค่าตามสมการ 4.4 และ 4.6 ได้ดังนี้

$$L = \frac{1}{2} [M + m] (y_1')^2 + mly_1' \theta' \cos \theta + \frac{1}{2} ml^2 \theta'^2 - mgl \cos \theta \quad (4.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับตัวแปร State Space Variable ของระบบมีสองตัว คือ  $y_1$  และ  $\theta$  ดังนั้นจะได้ สมการของ LaGrange Equation คือ

$$\frac{d}{dt} \frac{\partial L}{\partial y_1'} - \frac{\partial L}{\partial y_1} = 0 \quad (4.11)$$

$$\frac{dy_1}{dt} \frac{\partial L}{\partial \theta'} - \frac{\partial L}{\partial \theta} = 0 \quad (4.12)$$

แต่  $\frac{\partial L}{\partial y_1} = (M + m)y_1' + ml \cos \theta$  (4.13)

$$\frac{\partial L}{\partial y_1} = 0 \quad (4.14)$$

$$\frac{\partial L}{\partial y_1'} = ml \cos \theta y_1' + ml^2 \theta' \quad (4.15)$$

$$\frac{\partial L}{\partial y_1} = ml \sin \theta \quad (4.16)$$

จะได้สมการของระบบซึ่งเป็น Nonlinear Dynamic Equation คือ

$$(M + m)y_1'' + ml\theta'' \cos \theta - ml\theta'^2 \sin \theta = f \quad (4.17)$$

$$ml \cos \theta y_1' - mly_1'' \theta' - ml'\theta'' - mgl \sin \theta = 0 \quad (4.18)$$

สมการที่ 4.17 และ สมการที่ 4.18 สามารถที่จะประมาณให้เป็นสมการเชิงเส้นได้ โดยการประมาณให้ มุม  $\theta$  มีค่าเข้าใกล้ 0 มากๆ ดังนั้น จะได้  $\cos \theta = 1$  และ  $\sin \theta = 0$  นั่นคือประมาณให้แกนเหล็กของ Pendulum มีการเปลี่ยนแปลงมุมน้อยมาก ซึ่งจะได้สมการ Linear Pendulum Equation ที่ต้องการนั่นเอง

$$y_1'' = \frac{f}{M} - \frac{mg\theta}{M} \quad (4.19)$$

$$\theta'' = -\frac{f}{M} + \left(\frac{M+m}{Ml}\right)g\theta \quad (4.20)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### PID

#### 5.1) การชดเชยพลวัตในระบบป้อนกลับ

ส่วนประกอบพื้นฐานของระบบควบคุมคือ วงจรควบคุมป้อนกลับ (Feedback Control Circuit) ซึ่งประกอบด้วยกระบวนการตรวจรู้ ควบคุม และองค์ประกอบควบคุมสุดท้าย ดังแสดงในรูป 5.1 วัตถุประสงค์ที่สำคัญในการควบคุม คือเมื่อเกิดสิ่งรบกวนกับระบบซึ่งจะทำให้เกิดความผิดพลาด ตัวควบคุมต้องสามารถทำการแก้ไข เพื่อให้เกิดความผิดพลาดน้อยที่สุดและหมดไปเร็วที่สุด นั่นเอง



รูปที่ 5.1 บล็อกไดอะแกรมส่วนประกอบพื้นฐานของระบบควบคุม

ระบบควบคุมที่ดีต้องมีผลตอบสนองต่อสิ่งรบกวนที่รวดเร็ว แต่การเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นนั้น ต้องไม่เร็วจนเกินไป เพราะอาจจะทำให้เกิดค่าพุ่งเกิน ทั้งนี้แล้วยังต้องทำให้เกิดความผิดพลาดในระบบให้น้อยที่สุดด้วย ระบบควบคุมนั้นมีหลายชนิด ซึ่งต้องเลือกให้เหมาะสมกับลักษณะงานของแต่ละระบบ การศึกษาลักษณะของตัวควบคุมต่าง ๆ นั้น เพื่อให้เข้าใจว่า การชดเชยพลวัตสามารถเปลี่ยนแปลงพฤติกรรมของระบบได้อย่างไร ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญอย่างยิ่ง

โดยในบทนี้จะกล่าวถึงตัวควบคุมที่ใช้กันอยู่ทั่ว ๆ ไป คือ ตัวควบคุมแบบ “พีไอดี” (PID) ที่เป็นการชดเชยแบบอนุกรม (Series Compensation) และ “มาตรฐานความเร็ว” ที่เป็นการชดเชยแบบป้อนกลับ (Feedback Compensation) ส่วนการชดเชยแบบเฟสล้ำหน้า (Phase-lead Compensation) และการชดเชยแบบเฟสล้ำหลัง (Phase-Lag Compensation) จะได้กล่าวถึงในบทต่อไป

#### 5.2) ข้อกำหนดของระบบควบคุม

ลักษณะของระบบควบคุมที่ออกแบบอย่างดีนั้น ย่อมขึ้นอยู่กับการใช้งานของแต่ละระบบ ไม่จำเป็นต้องเหมือนกัน ตัวอย่างเช่น ระบบเซอร์โวของเครื่องลงจุดแบบดิจิทัล ควรมีผลตอบสนองเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เร็วที่สุด มิฉะนั้นเครื่องลงจุดจะตามการประมวลผลของคอมพิวเตอร์ไม่ทัน แต่อย่างไรก็ตาม ระบบควบคุมการวางตัวของยานอวกาศนั้น ถูกออกแบบให้มีผลตอบสนองช้า เนื่องจากต้องการแรงบิดสูงมาก ถ้าผลตอบสนองเร็วเกินไป อาจทำให้ยานอวกาศเสียหายได้ ดังนั้นแล้วลักษณะของระบบการควบคุมย่อมแตกต่างกันไปตามความต้องการ

ลักษณะที่ต้องการเหล่านี้เรียกว่า “ข้อกำหนดของระบบควบคุม” ซึ่งต้องกำหนดขึ้นก่อนการออกแบบทุกครั้ง โดยทั่วไปนั้น การควบคุมให้ระบบมีเสถียรภาพ บางครั้งก็ต้องมีข้อกำหนดเฉพาะลงไปอีก เช่น ค่าความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวที่ยอมรับได้ ค่าความตอบสนองต่อสิ่งรบกวน ค่าพ่วงเกินที่ยอมรับได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงสัญญาณเข้าแบบฉับนั้นได้ ชนิดของสัญญาณเข้าที่ต้องการติดตามอย่างแม่นยำ และอื่นๆ ดังนั้นถ้ามีฟังก์ชันถ่ายโอนของพลาเน็ต  $G_p(s)$  และต้องการหาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวชดเชย  $G_c(s)$  เพื่อให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงปิดมีข้อกำหนดที่ต้องการ ดังรูปที่ 5.2



รูปที่ 5.2 Control Block

ข้อกำหนดที่ต้องการเมื่อมีการป้อนกลับ ได้แก่

1. ความแม่นยำในสถานะอยู่ตัว (Steady state Accuracy)
2. ผลตอบสนองชั่วคราว (Transient Response)
3. การกำจัดสิ่งรบกวน (Disturbance Rejection)
4. ความไวของระบบ (System sensitivity)

### 5.2.1) ความแม่นยำในสถานะอยู่ตัว (Steady state Accuracy)

ระบบที่มีเสถียรภาพนั้นมี 2 แบบ ชนิดที่ 1 แบบที่ระบบไม่มีค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวเนื่องจากสัญญาณเข้าคงที่ ชนิดที่ 2 แบบที่ไม่มีค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวเนื่องจากสัญญาณเข้าคงที่และสัญญาณเข้าแบบลาดเอียง ซึ่งระบบจะเป็นแบบไหนนั้น ดูได้จากจำนวนโพลที่จุดกำเนิดของฟังก์ชันถ่ายโอนของวงเปิด ดังนั้นในการปรับปรุงความแม่นยำในสถานะอยู่ตัวของระบบ ตัว

ขดเซตต้องเพิ่มที่  $s = 0$  ให้กับระบบ อย่างไรก็ตามระบบที่มีโพลที่  $s = 0$  เสถียรภาพของระบบจะลดลง และผลตอบสนองชั่วคราวมีค่าคงตัวทางเวลาที่ยาวขึ้น

### 5.2.2) ผลตอบสนองชั่วคราว (Transient Response)

ช่วงเวลาเพิ่มขึ้น  $t_r$  เกี่ยวข้องโดยตรงกับอัตราหนึ่ง และความกว้างแถบ (Bandwidth) ของระบบ การเลื่อนโพลวงปิดไปทางซ้ายมีอนั้น เป็นการลดช่วงเวลาเข้าที่  $t_r$  แต่ยังเป็น การเพิ่มความกว้างแถบของระบบอีกด้วย ดังนั้นเพื่อที่จะลดช่วงเวลาตอบสนองของระบบ ต้องเพิ่มความกว้างแถบให้ระบบนั่นเอง

ค่าพุงเกินของผลตอบสนองชั่วคราวนั้น เกี่ยวข้องโดยตรงกับอัตราการหนึ่งวงของระบบ เพื่อจะลดค่าพุงเกินลงจะต้องเพิ่มอัตราการหนึ่งวง ส่วนในโดเมนความถี่ ค่าพุงเกินเกี่ยวข้องกับส่วนเฟส (Phase Margin) และค่าสูงสุดของขนาด  $M_p$  ดังนั้น ข้อกำหนดในโดเมนความถี่มักจะให้ในรูปของ Phase Margin และ  $M_p$

### 5.2.3) ผลของสิ่งรบกวนภายนอก (Disturbance Rejection)

ผลของสิ่งรบกวน  $D$  ที่มีต่อสัญญาณออก  $C$  พิจารณาได้จากฟังก์ชันถ่ายโอน

$$\frac{C}{D} = \frac{G_2 L}{1 + G_1 G_2 G_3 H} \quad (5.1)$$

จะเห็นได้ว่าถ้าอัตราขยายวงรอบ  $G_1 G_2 G_3 H \gg 1$  จะได้

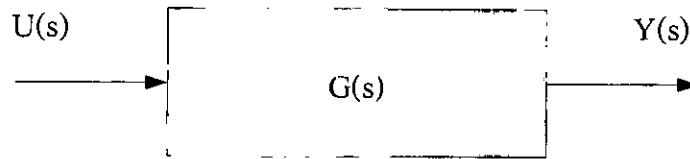
$$\frac{C}{D} \approx \frac{L}{G_1 G_3 H} \quad (5.2)$$

นั่นคือการป้อนกลับจะลดผลของสิ่งรบกวน  $D$  ที่มีต่อ  $C$  ลง ถ้าอัตราขยายวงรอบมีค่ามากกว่า 1 แต่อย่างไรก็ตาม การเพิ่มอัตราขยายวงรอบอาจทำให้เสถียรภาพของระบบลดลง จากตัวอย่างยังแสดงให้เห็นว่า ระบบอาจให้ผลตอบสนองที่ผิดสัญญาณเข้า  $R$  ในขณะที่มีผลตอบสนองต่อสัญญาณ  $D$  น้อยมาก สิ่งรบกวนจึงอาจเกิดในทางป้อนกลับเนื่องจากการวัดสัญญาณ  $C$  ดังนั้น ไม่ควรที่จะขยายสัญญาณ  $C$  ในการป้อนกลับ เพื่อลดปัญหาอันเกิดจากสิ่งรบกวน

### 5.2.4) ความไวของระบบ(System sensitivity)

ความไวของระบบ คืออัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงของเศษส่วนของฟังก์ชัน โอนย้ายของระบบ ต่อการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ของระบบ ในขณะที่การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบเข้าใกล้ศูนย์ ประโยชน์ที่สำคัญของการป้อนกลับนั้นก็คือ ลดความไวที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบ นั่นเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.3 พารามิเตอร์ของระบบ

การเปลี่ยนแปลงในระบบวงเปิดความไวของรูป หาได้จาก

$$S_G^M = \frac{\partial M / M}{\partial G / G} \quad (5.3)$$

โดยที่  $M = \frac{Y(s)}{U(s)} = G(s)$  (5.4)

จะได้  $S_G^M = \frac{\partial M}{\partial G} \left[ \frac{G}{M} \right] = \frac{\partial G}{\partial G} \left[ \frac{G}{G} \right] = 1$  (5.5)

นั่นคือ ความไวของระบบเปิดเป็น 1 ดังนั้นไม่มีการลดความไวของการเปลี่ยนแปลงภายในวิถีไปหน้าของระบบวงปิด



รูปที่ 5.4 ระบบวงปิด

ความไวของรูป 5.4 หาได้จาก

$$S_G^M = \frac{\partial M / M}{\partial G / G} \quad (5.6)$$

โดยที่  $M = \frac{Y(s)}{R(s)} = \frac{G(s)}{1 + G(s)H(s)}$  (5.7)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้

$$S_c^M = \frac{\partial M}{\partial G} \left[ \frac{G}{M} \right] = \frac{\partial G}{\partial G} \left[ \frac{G}{1+GH} \right] \left[ \frac{G}{M} \right]$$

$$= \frac{1}{1+GH}$$
(5.8)

เนื่องจาก  $|1+GH|$  มากกว่าหนึ่งเสมอ ดังนั้นการป้อนกลับจึงเป็นการลดความไวของระบบ โดยทั่วไป การออกแบบต้องการให้ความไวมีค่าน้อย ดังนั้นอาจจะกำหนดความไวไว้เป็นข้อกำหนดด้วย เช่น

$$S_c^M = \frac{1}{1+GH} \leq K$$
(5.9)

ซึ่งอาจเปลี่ยนเป็นข้อกำหนดในแผนภาพในควิสต์ ได้โดยเขียนเป็น

$$|1+GH(j\omega)| \geq \frac{1}{K}$$
(5.10)

### 5.3) การชดเชยแบบอนุกรมโดยใช้ตัวควบคุมแบบพีไอดี

ถ้าตัวชดเชยที่ใช้เป็นตัวควบคุมแบบพีไอดี สัญญาณออกควบคุม  $u(t)$  มีความสัมพันธ์กับความผิดพลาด  $e(t)$  โดยสมการ

$$u(t) = K_p e + K_d \frac{de}{dt} + k_i \int e dt$$
(5.11)

หรือมีฟังก์ชันถ่ายโอนเป็น

$$G_c(s) = K_p + K_d s + \frac{k_i}{s}$$
(5.12)

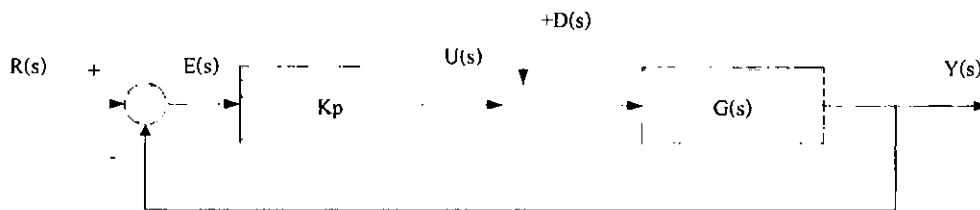
ตัวควบคุมแบบพีไอดีโดยทั่วไปมีหลายชนิด ทั้งที่เป็นอิเล็กทรอนิกส์ นิวเมติก หรืออยู่ในรูปของขั้นตอนวิธีการควบคุม (Control Algorithm) บนดิจิทัลคอมพิวเตอร์หรือไมโครโปรเซสเซอร์ ในการใช้งานอาจไม่จำเป็นต้องใช้ทั้งสามพจน์พร้อมๆกัน

การควบคุมแบบพีไอ (PI control) ใช้กันมากในการควบคุมกระบวนการ เนื่องจากการควบคุมกระบวนการเกี่ยวข้องกับระบบคุ่มค่า (Regulator Systems) เพื่อคงค่าตัวแปร เช่น อุณหภูมิ ความดัน และระดับ ไว้ที่ค่าที่กำหนดไว้ค่าหนึ่ง เมื่อมีสิ่งรบกวนหรือมีการแปรเปลี่ยนพารามิเตอร์เกิดขึ้น

เพื่อให้เข้าใจถึงคุณสมบัติของกิริยาควบคุม (Control Action) แต่ละตัวจะอธิบายกิริยาควบคุมพื้นฐานของ P, PI และ PD แยกจากกัน ในกรณีถัดไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 5.4) การควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional Control)



รูปที่ 5.5 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมพารามิเตอร์  $K_p$

การควบคุมแบบสัดส่วนในรูปที่ 5.5 สัญญาณควบคุม  $u(t)$  เป็นสัดส่วนเชิงเส้นกับความผิดพลาด  $e$  ที่ระหว่างสัญญาณเข้าและสัญญาณออกของระบบ นั่นคือ

$$u(t) = K_p e(t) = K_p [r(t) - y(t)] \quad (5.13)$$

การควบคุมแบบนี้ เพื่อที่จะให้ได้มาซึ่งผลตอบของระบบที่ต้องการ มีพารามิเตอร์  $K_p$  เพียงตัวเดียวที่จะปรับค่าได้ ความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวของระบบควบคุมวงเปิดจะเป็นศูนย์ เมื่อเลือกอัตราขยายของตัวควบคุมให้เท่ากับ (1/อัตราขยายกระแสตรง (d.c gain)) ของระบบ  $K_p = 1/G(0)$

เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของสภาวะแวดล้อม และอายุการใช้งานของชิ้นส่วน อัตราขยายกระแสตรงจะเปลี่ยนค่าไปตามเวลา ดังนั้นเพื่อให้ค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวเป็นศูนย์อยู่เสมอ ต้องปรับค่าอัตราขยายกระแสตรงใหม่ตามเวลา

ระบบควบคุมวงปิด

$$\begin{aligned} E(s) &= R(s) - Y(s) \\ &= \left[ \frac{1}{1 + K_p G(s)} \right] R(s) \\ e_{ss}(t) &= \lim_{s \rightarrow 0} s E(s) = \lim_{s \rightarrow 0} s \left[ \frac{1}{1 + K_p G(s)} \right] R(s) \end{aligned} \quad (5.14)$$

สำหรับสัญญาณเข้าแบบขั้นบันไดหนึ่งหน่วย

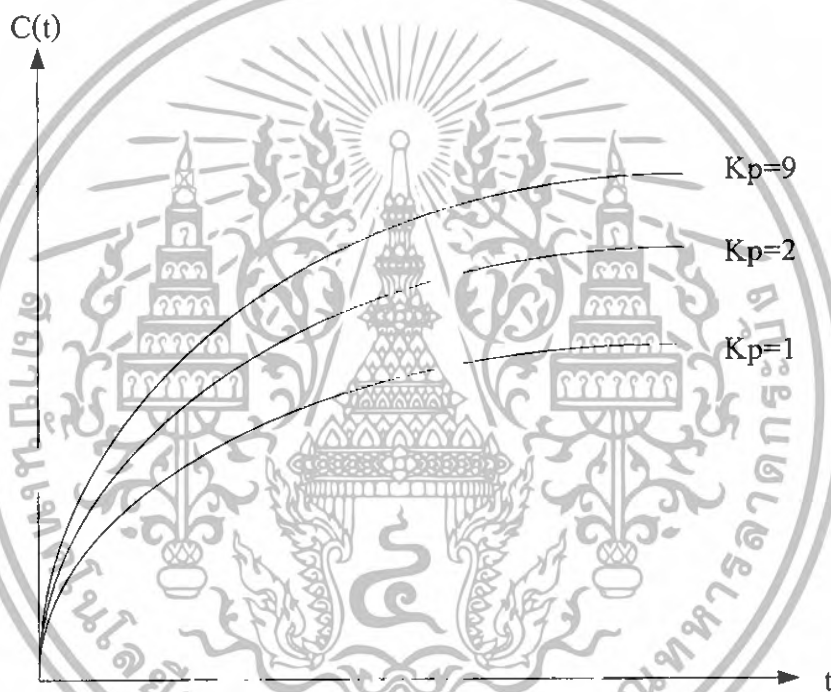
$$e_{ss}(t) = \frac{1}{1 + K_p \lim_{s \rightarrow 0} G(s)} = \frac{1}{1 + K_p} \quad (5.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวของระบบวงปิดนั้น ขึ้นกับค่า  $K_p$  ของตัวควบคุม [โดยถ้าเลือกให้  $K_p = 100$ ,  $e_{ss}(t) = 0.009$ ] ดังนั้น ถึงแม้สถานะแวดล้อมเปลี่ยนแปลงหรือเกิดการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของระบบเนื่องจากอายุการใช้งานของชิ้นส่วน ก็ไม่มีผลต่อความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว

ผลตอบสนองต่อสัญญาณขั้นหนึ่งหน่วย

$$c(t) = \frac{K_p}{1 + K_p} = (1 - e^{-(1+K_p)t}) \quad (5.16)$$



รูปที่ 5.6 ผลตอบสนองของระบบ

ให้  $T = 1$  ผลตอบสนองของระบบเนื่องจากสัญญาณเข้าแบบขั้นจะเร็วขึ้น และเข้าใกล้หนึ่งที่สถานะคงตัว นอกจากนั้นการเพิ่มอัตราขยาย  $K_p$  ในตัวอย่างนี้ไม่ได้ลดเสถียรภาพของระบบซึ่งดูได้จากที่ตั้งของโพลในระนาบ  $s$  โดยในขณะที่อัตราของ  $K_p$  เพิ่มขึ้น โพลจะเคลื่อนเข้าสู่ด้านซ้ายมือของระนาบ  $s$  เพิ่มมากขึ้น และเพราะว่าเป็นการเพิ่มระยะทางจากแกนจินตภาพ ผลตอบของระบบจะเร็วขึ้นเมื่อเพิ่มอัตราขยาย  $K_p$

จากตัวอย่างนี้การเพิ่ม  $K_p$  ทำให้ผลตอบของระบบดีขึ้นทั้งในภาวะชั่วคราวและในสถานะอยู่ตัว ซึ่งเป็นไปได้ว่า กระบวนการที่มีผลตอบช้าอาจทำให้ผลตอบสนองเร็วขึ้นอย่างที่ต้องการได้ อย่างไรก็ตาม มีข้อจำกัดในทางปฏิบัติ ซึ่งไม่อาจเพิ่มค่า  $K_p$  ตามต้องการได้ เช่น การเปลี่ยนระดับน้ำหรือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

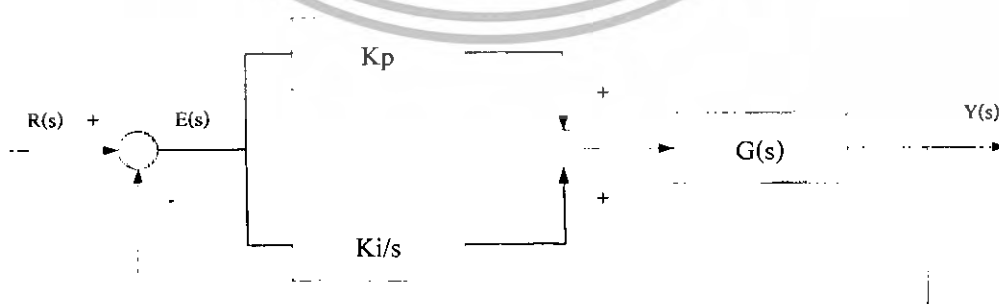
อุณหภูมิของน้ำในถัง ต้องการความจุขนาดใหญ่และน้ำปริมาณมาก หรือระบบจ่ายความร้อนขนาดใหญ่ การใช้อัตราขยายมากเกินไปทำให้เกิดการอิ่มตัว (saturation) ที่ค่าสูงสุดของระบบ ระบบจะทำงานในช่วงไม่เป็นเชิงเส้น ทำให้ผลตอบสนองไม่เป็นไปตามทฤษฎีเชิงเส้นที่คำนวณไว้

จะเห็นว่าตำแหน่งของโพลวงปิดเปลี่ยนไปเมื่อมีการเปลี่ยนค่า  $K$  โดยถ้าพลีอดตำแหน่งของโพลวงปิดในระนาบ  $s$  จะเห็นได้ว่า เมื่อเพิ่มค่า  $K_p$  ขึ้นเรื่อย ๆ โพลทั้งสองจะค่อย ๆ เคลื่อนที่เข้าหากันและมาพบกันที่  $K_p = 0.125$ ,  $S_{1,2} = -1.5$  จากนั้นส่วนจริงของโพลจะเป็นค่าคงที่ที่  $-1.5$  แต่ส่วนจินตภาพจะเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ โคไซน์ของมุมของโพลนั้นคือค่าอัตราการหน่วง ซึ่งจะลดลงเมื่อ  $K_p$  เพิ่มขึ้นเช่น ดังนั้น ระบบควรที่จะเพิ่มค่า  $K_p$  เพิ่มความเร็วของผลตอบสนอง และลดค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว แต่ต้องคำนึงถึงเสถียรภาพสัมพัทธ์ (relative stability) ของระบบด้วย

### 5.5) การควบคุมแบบอินทิกรัล

ระบบควบคุมแบบสัดส่วนอย่างเดียวนั้น อาจจะทำให้เกิดความผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวหรือออฟเซต (Offset) ได้ ถ้าในระบบที่ไม่มีตัวอินทิเกรต  $1/s$  แฝงอยู่ในฟังก์ชันถ่ายโอน ดังนั้นเพื่อลดหรือกำจัดออฟเซตนี้ ตัวควบคุมต้องมีกรียาควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral Control Action) รวมอยู่ด้วย ซึ่งข้อเสียของตัวควบคุม PI ก็คือความเร็วของผลตอบสนองที่ช้าลงและแกว่งเพิ่มขึ้น แต่เราก็สามารถปรับ  $K_p$  เพื่อให้ผลตอบชั่วคราวดีขึ้นได้

ตัวควบคุมแบบสัดส่วนและอินทิเกรต (Proportional Plus Integral: PI) เป็นที่นิยมใช้กันอย่างแพร่หลายในการควบคุมกระบวนการ ซึ่งการควบคุมกระบวนการ โดยทั่วไปนั้นจะเกี่ยวข้องกับการคุมค่าตัวแปรที่ต้องการควบคุม เช่น อุณหภูมิ ระดับ ฯลฯ ไว้ที่ค่าคงตัวค่าหนึ่ง เมื่อมีสิ่งรบกวนและการแปรผันของพารามิเตอร์เกิดขึ้น



รูปที่ 5.7 บล็อกไดอะแกรมการควบคุมที่ค่าคงตัวค่าหนึ่งเมื่อมีสิ่งรบกวนและการแปร

ผันของพารามิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้สังเกตว่า การควบคุม PI นี้จะเพิ่มอันดับของระบบขึ้นเท่ากับจำนวนตัวแปรที่ต้องการควบคุม

$$x' = Ax + bu \tag{5.17}$$

$$y = Cx \tag{5.18}$$

ให้ตัวแปรสแตตตัวใหม่ คือสัญญาณออกของบล็อกอินทิเกรตของตัวควบคุม PI นั่นคือ

$$x_{n+1} = e = r - y = r - Cx \tag{5.19}$$

โดยที่

$$u = K_p e + K_i x_{n+1} \tag{5.20}$$

$$x' = Ax - bK_p C_r + bK_i x_{n+1} + bK_p r(t) \tag{5.21}$$

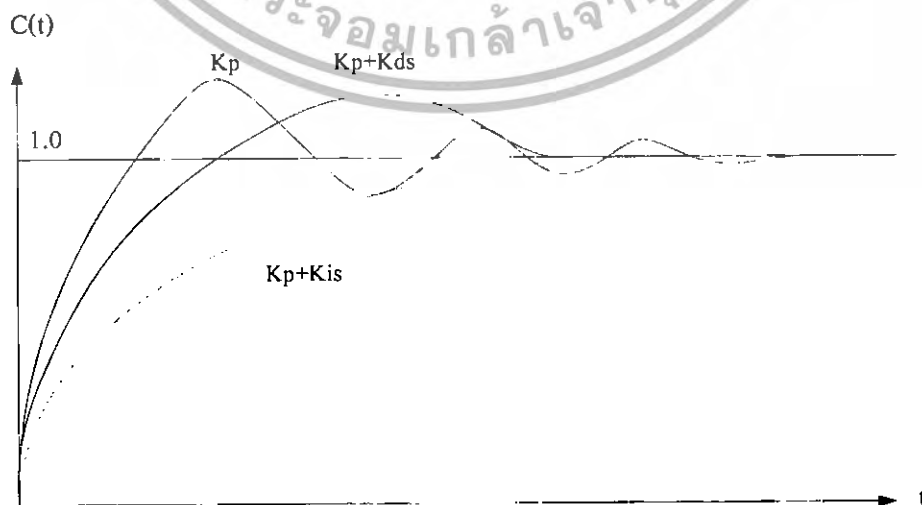
จะได้สแตตเวกเตอร์ที่แต่งเติมแล้ว (Augmented State Vector) เป็น

$$\begin{bmatrix} x' \\ x'_{n+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A - bK_p C_r & bK_i \\ C_r & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ x_{n+1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} bK_p r \\ 1 \end{bmatrix} r(t) \tag{5.22}$$

ระบบเปลี่ยนรูปแบบจาก “ชนิด 0” มาเป็น “ชนิด 1” ทำให้ไม่มีค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัว เนื่องจากสัญญาณเข้าเป็นแบบขั้น แต่อาจจะมีค่าผิดพลาดในภาวะอยู่ตัวได้ ถ้าสัญญาณเข้าแบบลาดเอียงเป็น  $1/K_i$  ดังนั้น เพื่อลดค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวเนื่องจากสัญญาณเข้าแบบลาดเอียงต้องเพิ่มค่า  $K_i$  แต่ทั้งนี้ค่า  $K_i$  จะถูกจำกัดด้วยเสถียรภาพสัมพัทธ์ของระบบฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด

$$\frac{C}{R} = \frac{k_p(s+z)}{0.5s^3 + 1.5s^2 + (1+k_p)s + k_p z} \tag{5.23}$$

ดังนั้น การออกแบบระบบเกี่ยวข้องกับการเลือก  $K_p$  และ  $z$  เพื่อให้ได้ผลตอบสนองที่ต้องการ



รูปที่ 5.8 การออกแบบระบบเกี่ยวข้องกับการเลือก  $K_p$  และ  $z$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติมันไม่สามารถสังเคราะห์ฟังก์ชันถ่ายโอน ( $K_p+K_d s$ ) ได้ด้วย องค์ประกอบเฉื่อยงาน (passive elements) นอกจากนี้ การควบคุมแบบอนุพันธ์ยังมีคุณสมบัติเป็น วงจรกรองผ่านสูง (high pass filter) ซึ่งจะเพิ่มสัญญาณรบกวน (noise) และสิ่งรบกวนให้กับระบบ ตัวอย่างเช่นสัญญาณ  $\sin t$  ที่มีสัญญาณรบกวน  $0.01\sin 10^3 t$  ซึ่งสัญญาณรบกวนส่วนใหญ่เป็น สัญญาณรบกวนที่มีความถี่สูง หลังจากสัญญาณและสัญญาณรบกวนผ่าน  $K_d s$  ไปแล้ว สัญญาณจะ กลายเป็น  $\cos t$  ส่วนสัญญาณรบกวนนั้นจะกลายเป็น  $10\cos 10^3 t$  ซึ่งจะเห็นได้ว่าสัญญาณรบกวนมี ขนาดเพิ่มขึ้นมากกว่าสัญญาณที่ต้องการ ดังนั้นการควบคุมแบบอนุพันธ์จึงไม่นิยมใช้ในทางปฏิบัติ

ให้สัญญาณควบคุมเป็น

$$u = K_p e + K_d e' \quad (5.24)$$

ระบบกลายเป็น

$$x' = Ax + b(K_p e + K_d e') \quad (5.25)$$

เนื่องจาก

$$e = r - y = r - C^T x \quad (5.26)$$

ดังนั้น

$$e' = r' - C^T x' \quad (5.27)$$

เพื่อหลีกเลี่ยงปัญหาของพจน์  $r$  และ  $x$  ทางด้านขวามือพิจารณารูปแบบป้อนไปหน้า (Feed Forward Form) ของระบบในรูป สามารถเขียนสมการสเตตได้เป็น  $\alpha$

$$x' = A_x + b^T e \quad (5.28)$$

โดยที่

$$A = \begin{bmatrix} -\alpha_{n-1} & 1 & \dots & 0 \\ -\alpha_{n-2} & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ -\alpha_0 & 0 & \dots & 0 \end{bmatrix}, b^T = \begin{bmatrix} K_d \beta_{n-2} + K_d \beta_{n-1} - K_d \beta_{n-1} \alpha_{n-1} \\ K_d \beta_{n-3} + K_d \beta_{n-2} - K_d \beta_{n-1} \alpha_{n-2} \\ \dots \\ K_d \beta_0 + K_d \beta_1 - K_d \beta_{n-1} \alpha_1 \\ K_d \beta_0 - K_d \beta_{n-1} \alpha_0 \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

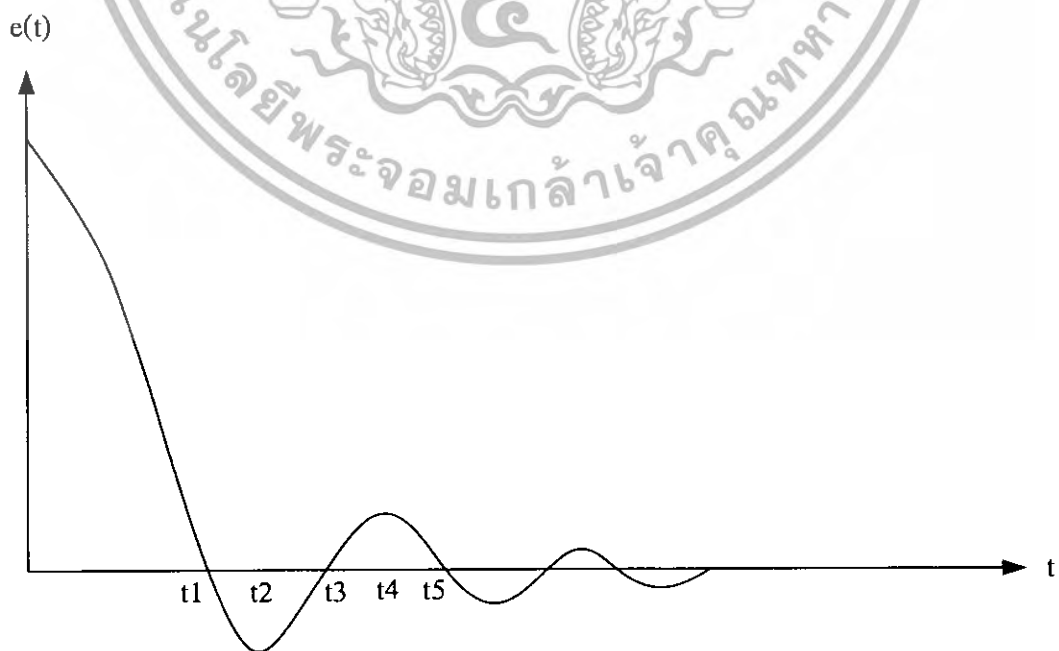
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.6) การควบคุมแบบอนุพันธ์ (Derivative Control)

รูป 5.9ก แสดงแผนภาพกรอบของการควบคุมแบบสัดส่วนและอนุพันธ์ ถ้าผลตอบสนองโดยทั่วไปของระบบเป็นไปตามรูป 5.9ข แล้วนั้น ความผิดพลาด  $e(t)$  และอนุพันธ์ของความผิดพลาด  $e(t)$  จะแสดงได้ดังรูปที่ 5.9ค

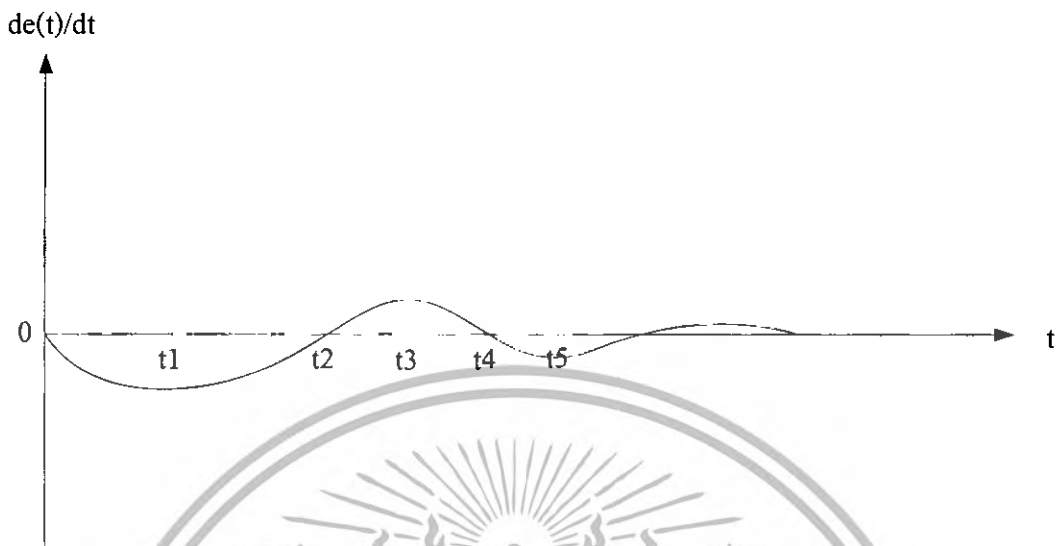


รูป 5.9ก แสดงแผนภาพกรอบของการควบคุมแบบสัดส่วนและอนุพันธ์



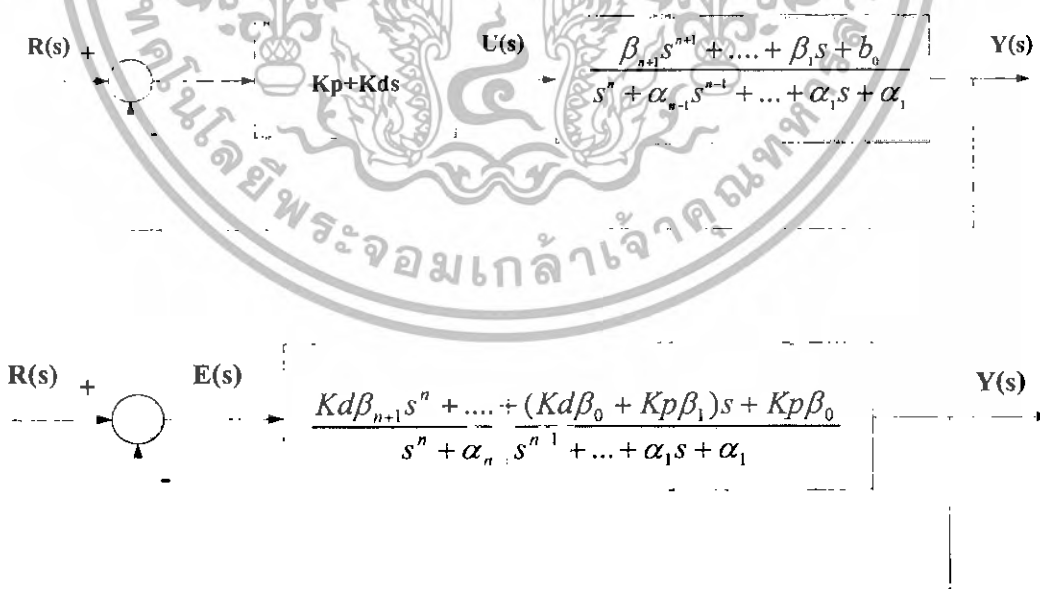
รูป 5.9ข ผลตอบสนองโดยทั่วไปของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.9ค กราฟแสดงอนุพันธ์ของความผิดพลาด e(t)

การควบคุมแบบอนุพันธ์จะวัดอัตราการเปลี่ยนแปลงของความผิดพลาด ทำให้สามารถทำนายค่าพุ่งเกินได้ล่วงหน้า ทำการแก้ก่อนที่ค่าพุ่งเกินจะเกิดขึ้นได้โดยการควบคุมแบบอนุพันธ์นั้นไม่มีผลต่อค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวที่เป็น



รูปที่ 5.10 การควบคุมแบบอนุพันธ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟังก์ชันถ่ายโอนวงปิด

$$\frac{C}{R} = \frac{2K_p(s+2)}{s^2 + (3+2K_p)s + 2 + 2K_p} \quad (5.30)$$

$K_p = 0$  สมการลักษณะเฉพาะ

$$s^2 + 3s + 2 + 2K_p = 0 \quad (5.31)$$

ถ้าต้องการอัตราการหน่วง  $\xi = 0.5$  จะได้

$$2\xi\omega_n = 3$$

$$\omega_n = 3$$

เทียบสัมประสิทธิ์ จะได้

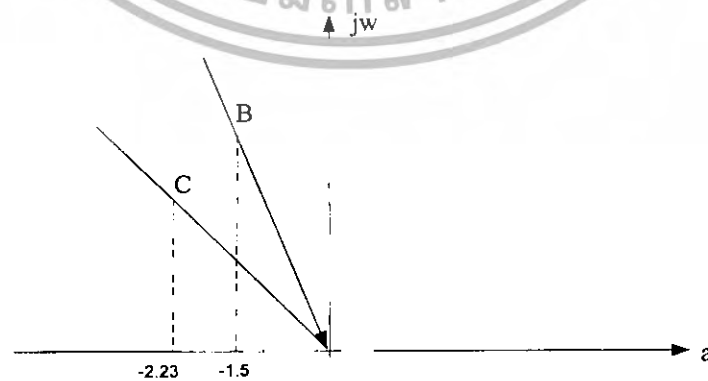
$$2 + 2K_p = 2\omega_n^2 = 9$$

$$K_p = 3.5$$

ซึ่งค่าผิดพลาดในสถานะอยู่ตัวเนื่องจากสัญญาณเข้าแบบขั้นบันได

$$\frac{1}{1+K_p} = 22\%$$

เพราะฉะนั้น โพลของระบบอยู่ที่จุด A ในรูป



รูปที่ 5.11 กราฟค่าผิดพลาดในสถานะเนื่องจากสัญญาณแบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าต้องการ ess เป็น 10% จะต้องใช้  $K_p = 9$  โพลจะเคลื่อนไปที่จุด B ในรูปที่ 5.11 ดังกล่าว

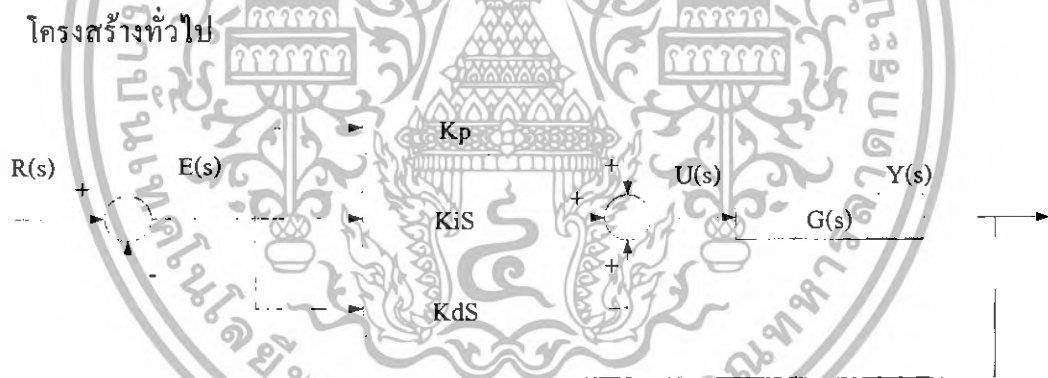
$$\omega_n = \sqrt{2 + 2K_p}$$

ซึ่งมีอัตราการหน่วง  $\zeta = 0.335$

เพื่อแสดงผลของการควบคุมแบบอนุพันธ์ โดยที่  $K_d \neq 0$

$$\omega_n^2 = 2 + 2K_p; 2\zeta\omega_n = 3 + 2K_d \quad (5.33)$$

เมื่อ  $K_p$  เปลี่ยนไปแต่ให้  $K_d$  มีค่าคงตัวแล้ว โพลจะเคลื่อนที่ในแนวตั้ง และถ้าให้  $K_p$  มีค่าคงตัว โดยที่  $K_d$  เปลี่ยนไป โพลเคลื่อนที่ตามเส้นรอบวง เพราะฉะนั้นถ้าให้  $K_p = 9$  ซึ่งจะได้  $ess = 10\%$  แต่ถ้ากำหนดให้  $\zeta = 0.5$  แล้วจะได้  $K_d = 0.736$  ทำให้ได้  $ess$  และอัตราการหน่วงที่ต้องการ นั่นคือการควบคุมแบบอนุพันธ์ทำให้อัตราการหน่วงของระบบดีขึ้น นั่นเอง



รูปที่ 5.12 การควบคุมแบบ PID

$$G_c(s) = K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \quad (5.34)$$

$$v(t) = K_p e + K_i \int e dt + K_d \frac{de}{dt} \quad (5.35)$$

กระบวนการบางอย่างนั้นควบคุมได้ยากมาก การใช้กรียาทั้ง 3 แบบร่วมกันนั้นจะทำให้ได้จุดประสงค์ตามที่ต้องการ การควบคุมแบบ PID จะให้การตอบสนองได้ทุกแง่มุมของความผิดพลาด ที่เกิดขึ้นในกระบวนการทั้งขนาดระยะเวลาและอัตราการเปลี่ยนแปลง ระบบนี้จะใช้ได้ดีกับระบบที่มีการรบกวนอย่างรวดเร็ว และมีขนาดใหญ่ เพราะกรียาอนุพันธ์นั้นให้การตอบสนองที่ดี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ต่อการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว และผลกริยาอินทิกรัลนั้นจะให้ผลดีในการตอบสนองต่อระยะเวลาโดยกริยาทั้งสองนี้จะเสริมซึ่งกันและกันอยู่ โดยกริยาอนุพันธ์สามารถทำให้เพิ่มค่า  $K_p$  ซึ่งเป็นการลด offset ลง ในขณะที่กริยาอินทิกรัล จะทำการเพิ่มเสถียรภาพของระบบและสร้างการตอบสนองได้เร็วขึ้น เช่นนั้น จะได้ผลลัพธ์สุดท้ายที่ระบบจะตอบสนองเร็วโดยไม่มี offset ตามที่ต้องการ



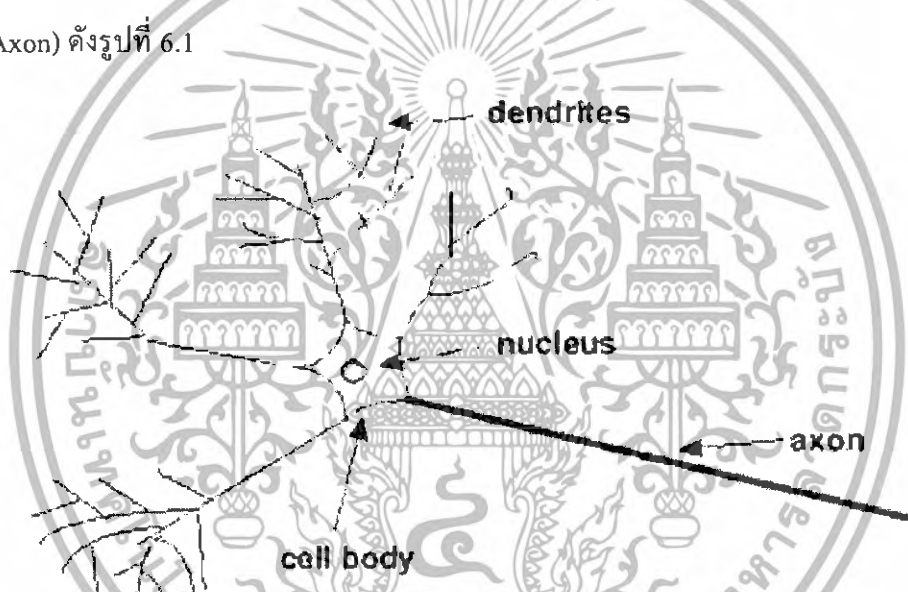
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### Neural Network

#### 6.1) โครงข่ายประสาทเทียม (Artificial Neural Network : ANN)

ระบบโครงข่ายประสาทเทียม เป็นการสร้างสมการเพื่อเรียนรู้ จำลอง และจำแนก ข้อมูลต่าง ๆ ออกจากกันโดยการประมาณความสัมพันธ์ของตัวแปร และเป้าหมาย โครงข่ายประสาทเทียมนั้น เลียนแบบมาจากโครงข่ายระบบประสาทของสิ่งมีชีวิต ดังนั้นจะประกอบไปด้วยโครงสร้างต่าง ๆ คล้ายกับเซลล์ประสาท ซึ่งประกอบด้วย ตัวเซลล์ (Cell Body) เดรนทีโครด์ (Dendrites) และ แอกซอน (Axon) ดังรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 โครงสร้างของเส้นประสาท

เดรนทีโครด์จะทำหน้าที่รับสัญญาณจาก แอกซอนของเซลล์ประสาทอื่น ๆ ซึ่งสัญญาณจากเดรนทีโครด์จะรับสัญญาณจากหลายๆ เซลล์พร้อม ๆ กัน แล้วส่งออกไปเพียงทางเดียวที่แอกซอน สายโครงข่ายแอกซอนจะเกี่ยวพันกันหลาย ๆ เซลล์ โดยจะเชื่อมต่อกับเซลล์ประสาทอื่น ๆ ทางไซแนปส์ (Synapse) ซึ่งจะเป็นการส่งสัญญาณโดยการกระตุ้นปฏิกิริยาเคมีโดยสัญญาณไฟฟ้าอ่อน ๆ ที่กล่าวมาทั้งหมดนี้คือโครงสร้างของโครงข่ายประสาทเทียมง่าย ๆ เพื่อให้เข้าใจมากขึ้น

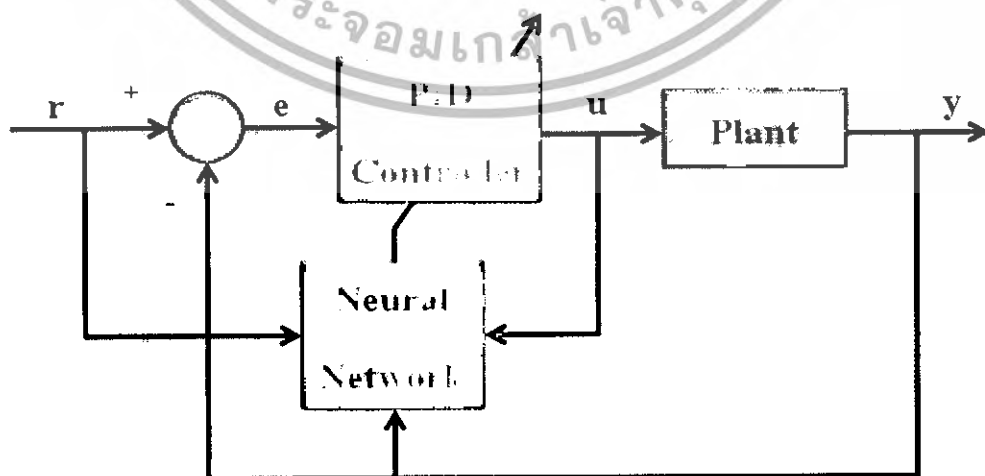
#### 6.2) การปรับค่า Gain ของ PID ด้วย Neuron Network

ส่วนประกอบหนึ่งที่ถือว่าเป็นหัวใจสำคัญของระบบควบคุมอัตโนมัติ นั่นก็คือ “ตัวควบคุม” (controller) ซึ่งในปัจจุบันนี้ มีมากมายหลากหลายให้เลือกใช้ในการสร้างสรรค์ แต่หากพูดถึงตัวเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ควบคุมที่ได้รับความนิยมอย่างมาก ทั้งในอดีต และ ปัจจุบันคงจะหนีไม่พ้นตัวควบคุมแบบ พี ไอ ดี (PID controller) โดยสาเหตุหลักที่ทำให้ PID นั้นได้รับความนิยม ก็เนื่องมาจากโครงสร้างของระบบที่มีความเรียบง่าย ไม่ซับซ้อน และยังสามารถลดข้อผิดพลาดของพารามิเตอร์ต่างๆภายในระบบได้หลายๆตัวพร้อมๆกัน แต่อะไรที่เรียบง่ายก็มักจะไม่สวยหรูเสมอไป เพราะ PID ยังมีข้อผิดพลาดบางประการซึ่งเกี่ยวข้องกับ “ค่าแกนกลางของระบบ” ซึ่งมีอยู่ด้วยกัน 3 ค่า คือ  $K_p$  ,  $K_i$  และ  $K_d$  ซึ่งปัญหาที่เกิดขึ้นมานั้น เนื่องจากว่า ในระบบหนึ่งๆที่เราทำการพิจารณานั้น เราไม่สามารถหาค่าแกนกลางที่เหมาะสมได้ โดยทั่วไป วิธีแก้ไขส่วนมากมักใช้วิธีของ Ziegler-Nichols แต่กลับพบว่าค่าแกนกลางที่ถูกปรับแต่งโดยวิธีนี้เป็นแค่เพียงค่าคร่าวๆ หรือค่าเริ่มต้นเท่านั้น ยังไม่ใช่ค่าที่เหมาะสมที่สุด

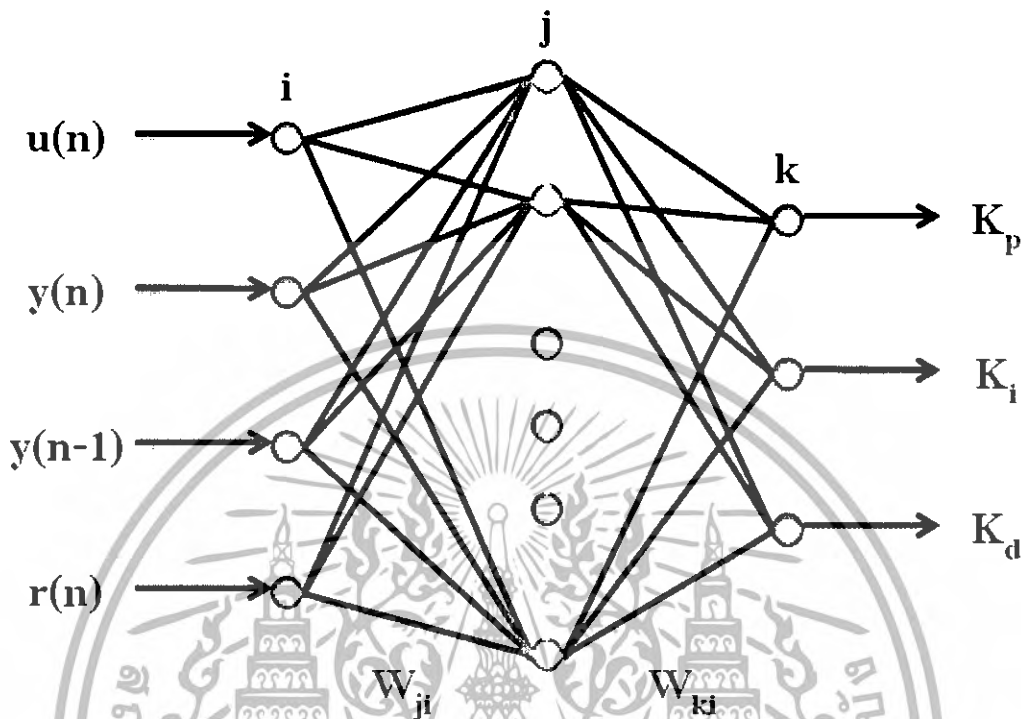
ดังนั้น หากทำการหาค่าแกนกลางที่ปรับอย่างเหมาะสมจากวิธีนี้แล้ว ยังไงเสียก็ยังคงมาทำการปรับแต่งอีก 1 รอบเพื่อให้ได้ค่าที่เหมาะสมจริงๆ หรือเรียกว่า การปรับค่าแกนแบบละเอียด ซึ่งกระบวนการนี้เองทำให้ผู้ใช้จำเป็นต้องมีความเชี่ยวชาญในการสังเกตผลตอบสนองที่เอาท์พุท ซึ่งจะพบปัญหาอีกว่า แม้ว่าเราจะได้ค่าแกนกลางที่เหมาะสมแล้วนั้น แต่ค่านี้ก็ยังคงเป็น ค่าที่เหมาะสมในช่วงแคบๆ ซึ่งหากทำการเปลี่ยนช่วงไปแล้วก็จะเจอปัญหาเช่นเดิมอีก นั่นเป็นปัญหาใหญ่สำหรับการทำ PID ที่อาศัยการปรับค่าแบบ Manual ซึ่งอาจก่อให้เกิดปัญหา ในเรื่องของความเที่ยงตรงและเสียเวลาในการพัฒนาระบบ

ด้วยเหตุนี้เองจึงได้เกิดวิธีการปรับค่า Gain ของ PID เกิดขึ้นมาต่างๆ มากมายไม่ว่าเป็น Fuzzy-PID, Bob-PID และ Neuro-PID โดยหนึ่งวิธีที่เราทำการศึกษาก็คือ Neuro-PID ซึ่งจะทำให้ ระบบควบคุมแบบ PID ที่สร้างขึ้นนั้นมีรูปแบบการปรับค่า gain ต่างๆ อย่างเหมาะสมมากขึ้น นั่นจึงส่งผลให้ระบบที่มีเสถียรภาพมากขึ้น นั่นเอง



รูปที่ 6.2 โครงสร้างของ Self-tuning neuro-PID controller

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.4 โครงสร้างทาง Output ของ Neuron Network

หากทำการพิจารณาในเชิงคณิตศาสตร์ ที่ตัว model ของ Neuron ที่เกิดที่ระบบแล้ว ให้  $j$  เป็น node input และ input ทั้งหมดของ Neuron เป็น  $net_j$  จะได้

$$net_j = \sum_{i=1}^n \omega_{ji} O_i + \theta_j \quad (6.1)$$

ในขณะที่  $\theta_j$  เป็นมุมชั้วขณะ จะได้ output ( $O_j$ ) ของ neuron  $i$  คือ

$$O_j = f(net_j), f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}} \quad (6.2)$$

โดยเมื่อพิจารณาถึงระบบที่มีความซับซ้อนที่มากขึ้น เราสามารถวิเคราะห์ Gradient ได้ดังนี้

**ขั้นตอนที่ 1 :** หาค่าของ generalized error  $\delta_k$  ที่ output layer และ generalized error ที่ hidden layer จะได้

$$\delta_k = (t_k - o_k) f'(net_k) = (t_k - o_k) o_k (1 - o_k) \quad (6.3)$$

$$\delta_j = f'(net_j) \sum_{k=1}^K \delta_k w_{kj} = o_j (1 - o_j) \sum_{k=1}^K \delta_k w_{kj} \quad (6.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $t_k$  คือ target pattern

$O_k$  คือ actual output ของ neural networks

$w_{ij}$  แสดงค่า connection weight จาก neuron  $i$  ไปสู่ neuron  $j$

ขั้นตอนที่ 2 : เปลี่ยนค่า connection weights ที่ output layer และ hidden layer ในแนวทางเดียวกัน ดังนี้

$$\Delta w_{ij}(n+1) = \eta \delta_k o_j + \alpha \Delta w_{ij}(n-1) \quad (6.5)$$

$$\Delta w_{ij}(n+1) = \eta \delta_k o_j + \alpha \Delta w_{ij}(n-1) \quad (6.6)$$

โดย กฎการ modified BP นั้นถูกใช้เพื่อหลีกเลี่ยงค่าของ local minima

ขั้นตอนที่ 3 : หากค่าของ error ลดลงจนมากกว่าค่าของ predetermined value แล้วหยุดลงนั้น ให้แทนที่  $n$  ด้วย  $n+1$  แล้วจึงย้อนกลับไปที่ขั้นตอนแรก

จาก BP algorithm ที่กล่าวมาข้างต้นนั้น เราสามารถที่จะทำให้การควบคุมแบบ neuro-PID สามารถที่จะทำการปรับค่าตัวเองได้ (self-tuning) โดยในขั้นต้นนั้น ให้กำหนด PID controller ให้อยู่ในรูปของ discrete-time systems ซึ่งอธิบายได้เป็น

$$u(n) = u(n-1) + K_p(e(n) - e(n-1)) + K_i e(n) + K_d(e(n) - 2e(n-1) + e(n-2)) \quad (6.7)$$

เมื่อ  $K_p, K_i$  และ  $K_d$  เป็น proportional, integral และ derivative gains

$u(n)$  คือค่าของ plant input ที่  $nT$

$e(n) := r(n) - y(n)$  คือ error ระหว่างค่าของ desired value  $r(n)$  กับ actual output  $y(n)$  ที่เวลา  $nT$  [โดย  $T$  คือช่วงของ sampling time]

ในขั้นตอนของการปรับค่า  $K_p, K_i$  และ  $K_d$  นั้น เราสามารถที่จะใช้ขั้นตอนของ three layered neural network ซึ่งอยู่บนพื้นฐานของ BP method โดยที่แต่ละ layer นั้นประกอบไปด้วยค่าของ นิวรอน  $N1, N2$  และ  $N3$  โดย  $N1$  และ  $N2$  สามารถที่จะเลือกได้จากค่าของ trial และ error ที่ป้อนบอกถึงความซับซ้อนของระบบ ส่วนค่าของ  $N3$  นั้นเท่ากับ 3 ซึ่งตรงกับค่าของ PID gains

ค่าของฟังก์ชันจะถูกลดค่าลงได้ด้วย BP method ซึ่งกำหนดค่าที่ output layer โดยค่าของ square error  $e(t+1)$  และค่าของ connection weights  $w_k$  ทั้งนี้ จะถูกปรับค่า ด้วยสมการที่ 6.8 ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta w_y(n+1) = \eta \delta_k o_k + \alpha \Delta w_y(n) + \beta \Delta w_y(n-1), \delta_k = -\frac{\partial E}{\partial net_k} \quad (6.8)$$

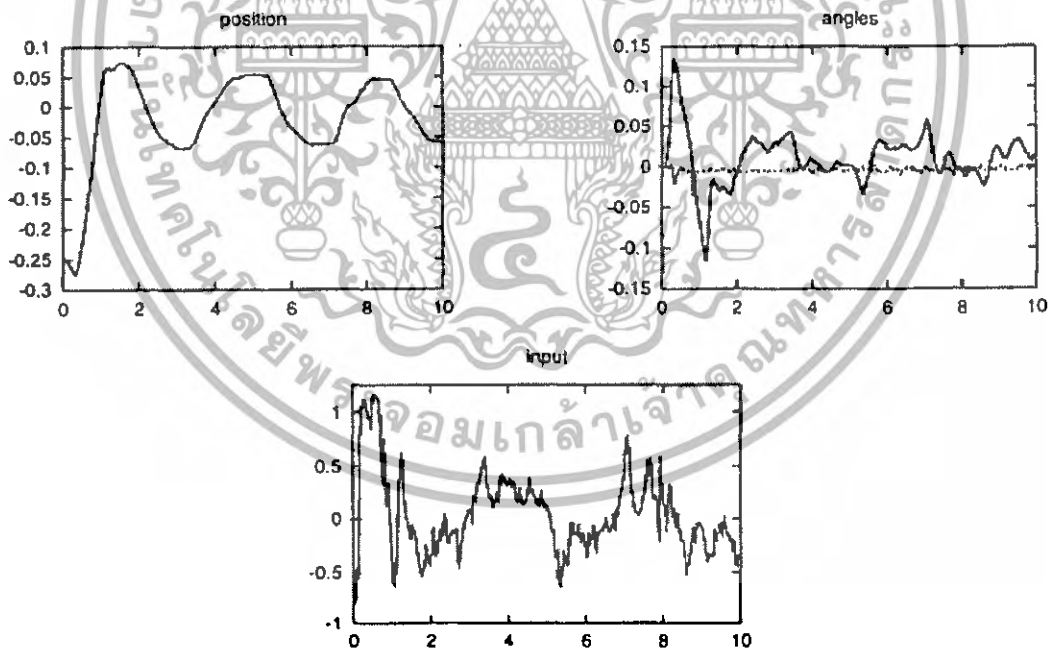
จากกฎของ chain rule for derivative เราจะได้

$$\delta_k = e(n+1) \frac{\partial y(n+1)}{\partial u(n)} \frac{\partial u(n)}{\partial o_k} \frac{\partial o_k}{\partial net_k} \quad (6.9)$$

โดยที่  $\frac{\partial u(n)}{\partial o_k} = \begin{cases} e(n) - e(n-1) & , (k=1) \\ e(n) & , (k=2) \\ e(n) - e(n-1) & , (k=3) \end{cases}$

เมื่อ  $O_1 = Kp, O_2 = KI$  และ  $O_3 = KD$

ผลที่เกิดขึ้นจากการเลือกใช้ระบบควบคุมแบบ Neuro-PID นั้น เราพบว่าอัตราการตอบสนองนั้นจะดีขึ้นในทุกๆช่วงที่ระบบทำงาน ซึ่งสามารถสังเกตได้จากกราฟต่างๆ ดังนี้



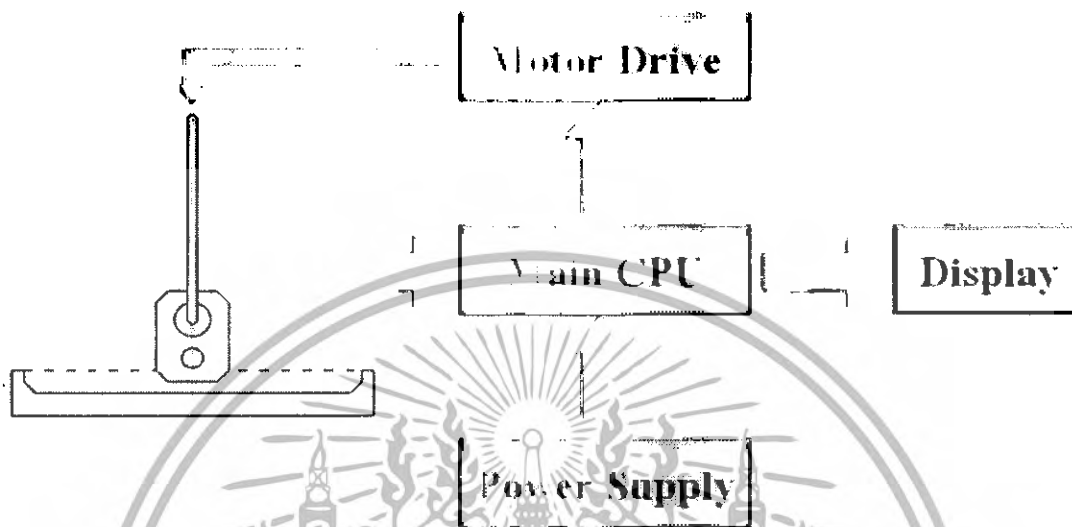
รูปที่ 6.5 กราฟของระบบการทำงาน

### 6.3) Controller Hardware

หลังจากที่เราได้ทำการวิเคราะห์สัญญาณและทราบถึง Parameter ต่างๆของระบบมาแล้ว คราวนี้เราจำเป็นต้องจะได้นำ Hardware ทั้งหมด แยกออกจาก PC เนื่องจาก จุดประสงค์หลักที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้ Hardware มีประสิทธิภาพมากพอ และต้องมีขนาดเล็ก ซึ่ง Hardware Controller ของระบบทั้งหมด เป็น ดังนี้



รูปที่ 6.6 การทำงานของระบบทั้งหมด

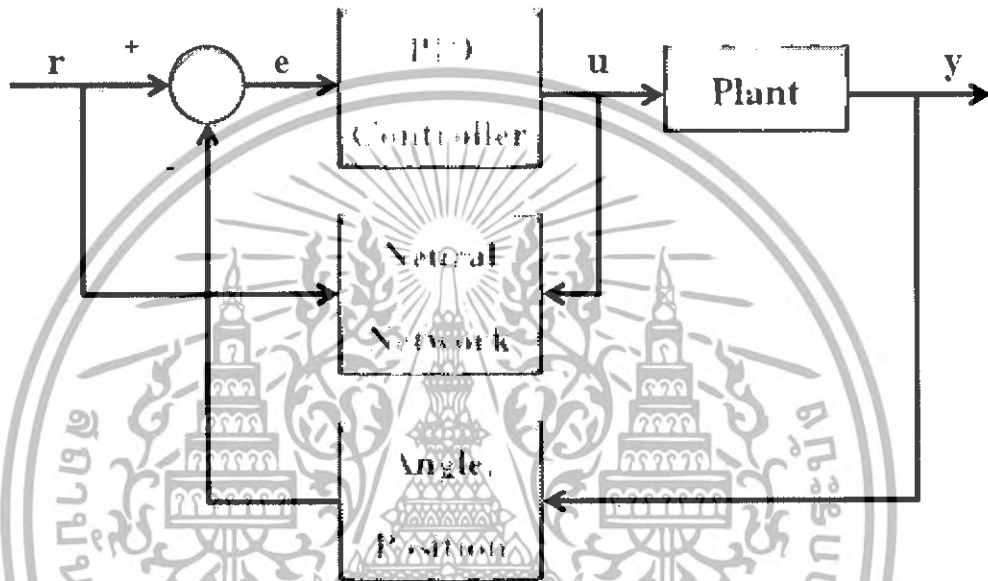
“Main CPU” เป็นส่วนประกอบสำคัญที่สุดในระบบ เนื่องจากเป็นส่วนที่ใช้ในการควบคุมและประมวลผลการทำงานของ Inverse Pendulum ทั้งหมด โดยการทำงานของ Main CPU ในระบบนั้นประกอบด้วย 2 ส่วนใหญ่ๆ คือ ส่วนประมวลผล และส่วนแสดงผล

ซึ่งส่วนการแสดงผลนั้นมีรูปแบบเป็นจอ LCD ขนาดเล็กเพื่อแสดงค่า parameter ต่างๆ กับผู้ใช้ ดังนี้

ค่าที่แสดง	รายละเอียด
$\theta$	<ul style="list-style-type: none"> <li>มุมของแท่ง pendulum โดยทำการแสดงเป็นรูปแบบของ pulse ตั้งแต่ <math>10,000 \pm 10,000</math> pulse/1รอบ</li> </ul>
X	<ul style="list-style-type: none"> <li>ตำแหน่งของเพนดูลัมแสดงผลเป็นระยะทางแบบนับ pulse โดยนับจาก <math>Opulse-X_{max}</math></li> </ul>
Direction	<ul style="list-style-type: none"> <li>บอกทิศทางของตัวเพนดูลัมโดยจะบอกทิศ Left , Right เพื่อให้ง่ายต่อการสังเกต</li> </ul>
Calibration	<ul style="list-style-type: none"> <li>บอกช่วงเวลาที่ระบบทำการตรวจสอบความยาวของรางที่ Pendulum วิ่งได้</li> </ul>

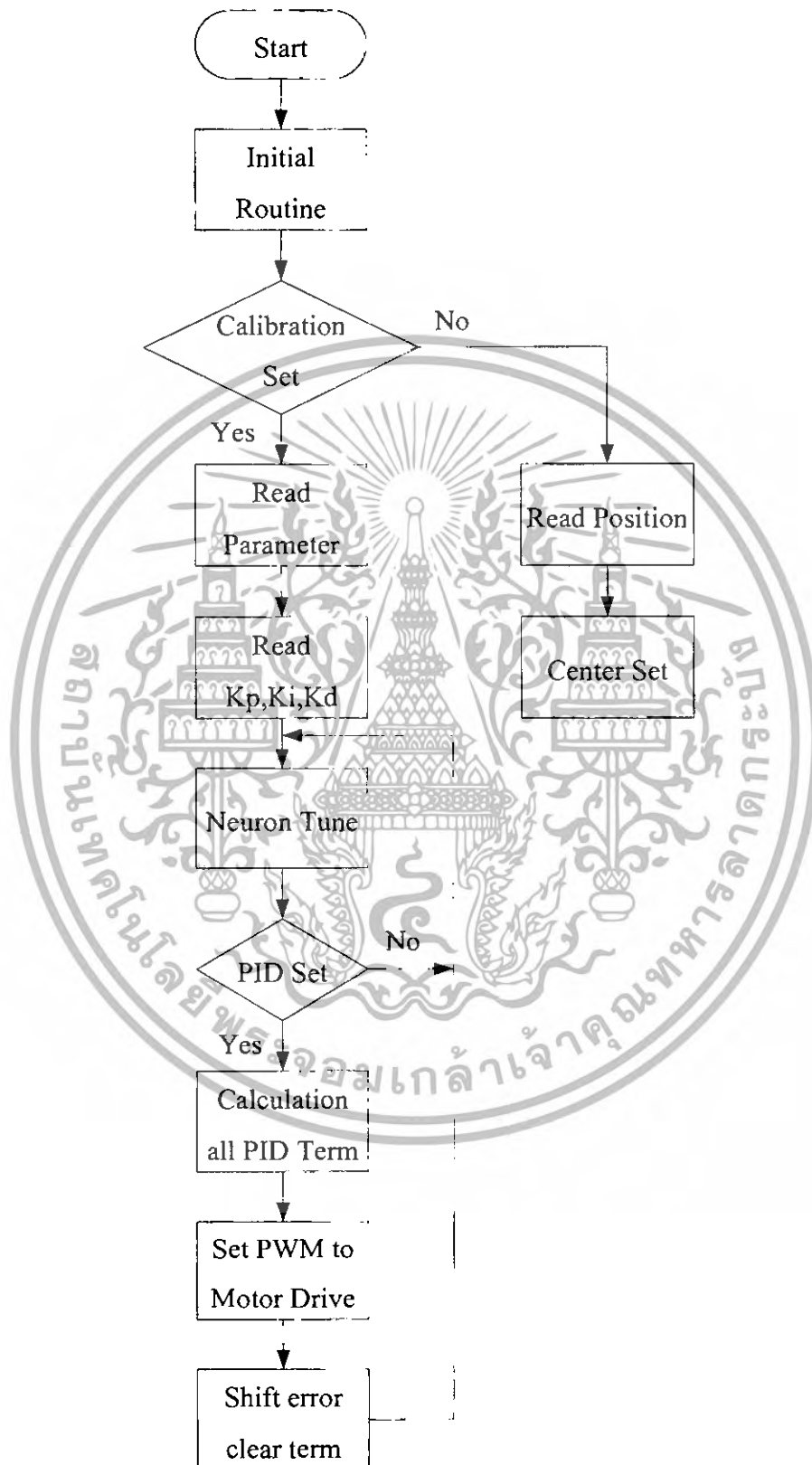
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

“ส่วนประมวลผล” นั้น ในกรณีที่เราทำการย้ายส่วนแสดงผล และส่วนประมวลผลมาทำการคิดใน Loop โปรแกรมเดียวกัน เพื่อลดซึ่งปริมาณการจ่ายไฟ ลดความยุ่งยากของวงจร และลดขนาดของ hardware โดยเราสามารถแก้ปัญหาด้วยการลดค่า Parameter ให้น้อยลง เพื่อให้ CPU หลักทำงานได้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น โดยระบบประมวลผลมี โครงสร้างการทำงาน ดังนี้



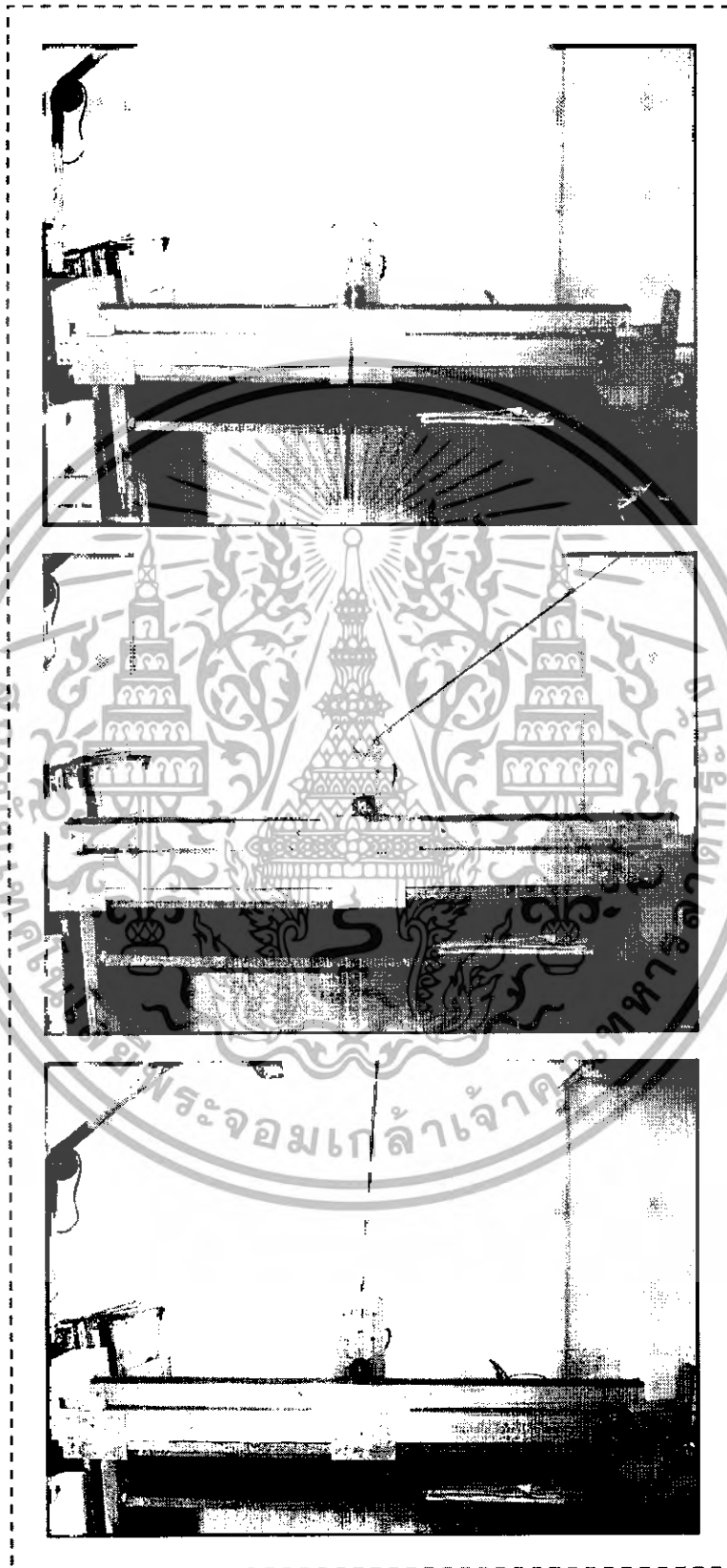
รูปที่ 6.7 Block Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.8 Flow Chart การทำงานของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.9 การทำงานของอินเวิร์ตเฟนดูลัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 7

### CPU

Project Inverse Pendulum นั้น ได้ถูกพัฒนาจาก microcontroller ของบริษัท Microchip ซึ่งมีความสามารถในการใช้งานเฉพาะทางอย่างดีเยี่ยม ในการสร้างหน่วยประมวลผลกลาง นับว่ามีความสำคัญกับระบบมาก เพราะว่า CPU นั้นเปรียบเสมือนสมองที่ใช้ในการสั่งงานต่างๆที่มีภายในระบบ เพื่อให้เกิดเสถียรภาพที่ดี ดังนั้นการเลือก CPU และการกำหนดคุณลักษณะของ CPU จึงมีความสำคัญอย่างยิ่งต่อการพัฒนา

CPU ที่ถูกเลือกมาใช้งานนั้น ทำการเลือกจากหลักเกณฑ์พื้นฐานที่ระบบต้องการ โดยพื้นฐานของระบบถูกจำแนกออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนประมวลผล และส่วนแสดงผล ดังนั้น เพื่อไม่ให้เกิดการถ่วงของระบบมากเกินไป ทางเราจึงได้เลือกใช้ CPU 16 bit ของทางบริษัท microchip มาใช้งาน เนื่องจากว่า เป็น CPU ที่สามารถตอบสนองคุณลักษณะของสัญญาณในระบบของ Inverse Pendulum ได้เป็นอย่างดี

#### 7.1) dsPIC microcontroller

“dsPIC” คือ ชื่อของไมโครคอนโทรลเลอร์ 16 บิตจาก “Microchip technology Inc.” ผู้ผลิตไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC ซึ่งรู้จักกันเป็นอย่างดีในแวดวงนักพัฒนาระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ โดย microchip technology ได้กำหนดชื่ออย่างเป็นทางการสำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์ รุ่นใหม่นี้ว่า “Digital Signal Controller” หรือ DSC นั้นหมายความว่า dsPIC เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ได้รับการออกแบบมาเป็นพิเศษ เพื่องานประมวลผลสัญญาณดิจิทัลสำหรับสร้างระบบควบคุมอัตโนมัติที่มีความสามารถสูง

##### 7.1.1) คุณสมบัติเด่นโดยรวมของ dsPIC

- เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ CPU แบบ RISC
- ความเร็วในการทำงานสูงถึง 30 ล้านคำสั่งต่อวินาที
- มี 84 คำสั่งภาษาแอสเซมบลีมาตรฐาน รองรับรูปแบบการอ้างแอดเดรสได้อย่างอิสระ
- ชุดคำสั่งมีขนาด 24 บิต สามารถประมวลผลข้อมูลได้ 16 บิต
- มีหน่วยความจำโปรแกรมเป็นแบบแฟลช สามารถลบและเขียนใหม่ได้ไม่น้อยกว่า 100,000 ครั้ง สามารถป้องกันการอ่านได้ และสามารถโปรแกรมตัวเองได้โดยใช้กระบวนการทางซอฟต์แวร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- มีหน่วยความจำข้อมูล EEPROM ที่สามารถลบและเขียนใหม่ได้โดยไม่บ่อยกว่า 1,000,000 ครั้ง
- มีอินเตอร์รัปต์เวกเตอร์จำนวนมาก จึงรองรับการตอบสนองสัญญาณอินเตอร์รัปต์ได้เป็นอย่างดี
- มีวงจรตรวจจับแรงดันไฟเลี้ยงต่ำกว่ากำหนดแบบโปรแกรมได้
- มีเพาเวอร์ - ออนรีเซต, เพาเวอร์ – อัปเดตไทมเมอร์ และออสซิลเลเตอร์สตาร์ท – อัปเดตไทมเมอร์
- มีวอตช์ดีด็อกไทมเมอร์แบบโปรแกรมได้
- มีวงจรตรวจสอบการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา
- รองรับการโปรแกรมในวงจรแบบอนุกรม (ICSP : In – Circuit Serial Programming)
- สามารถเลือกโหมดการใช้พลังงานได้

#### 7.1.2) คุณสมบัติด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

- มีแอกคิวมูเลเตอร์ขนาด 40 บิต 2 ตัว รองรับการประมวลผลทางคณิตศาสตร์ได้เป็นอย่างดี
- มีหน่วยประมวลผลด้านการคูณและการหารเลข 17 บิต ในรูปของฮาร์ดแวร์จึงทำให้สามารถคูณและหารเลขได้อย่างรวดเร็ว
- ทำการคูณเลข 16 บิต ได้ภายในสัญญาณนาฬิกาเพียง 1 ไซเคิล
- มีตัวเลือกข้อมูลบาร์เรล 40 สเตจ ช่วยให้การประมวลผลข้อมูลที่มีจำนวนบิตมากๆ สามารถทำได้อย่างรวดเร็ว
- มีวงจรเฟลตซ์ข้อมูลคู่จึงทำให้สามารถประมวลผลข้อมูลได้อย่างรวดเร็ว

#### 7.1.3) คุณสมบัติของโมดูลฟังก์ชันพิเศษ

- สามารถจ่ายกระแสออกทางขาพอร์ตได้ 25 mA ทั้งแบบกระแสซิงก์และซอร์ส
- ไทมเมอร์/คาน์เตอร์มีขนาด 16 บิต ไม่น้อยกว่า 3 ตัว ต่อใช้งานร่วมกันเป็นไทมเมอร์ 32 บิตได้
- มีโมดูลตรวจจับและเปรียบเทียบสัญญาณดิจิทัล
- มีส่วนเชื่อมต่ออุปกรณ์อนุกรมทั้งแบบ SPI และผ่านระบบบัส I2C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- มีโมดูลสื่อสารข้อมูลอนุกรม UART พร้อมบัฟเฟอร์แบบ FIFO

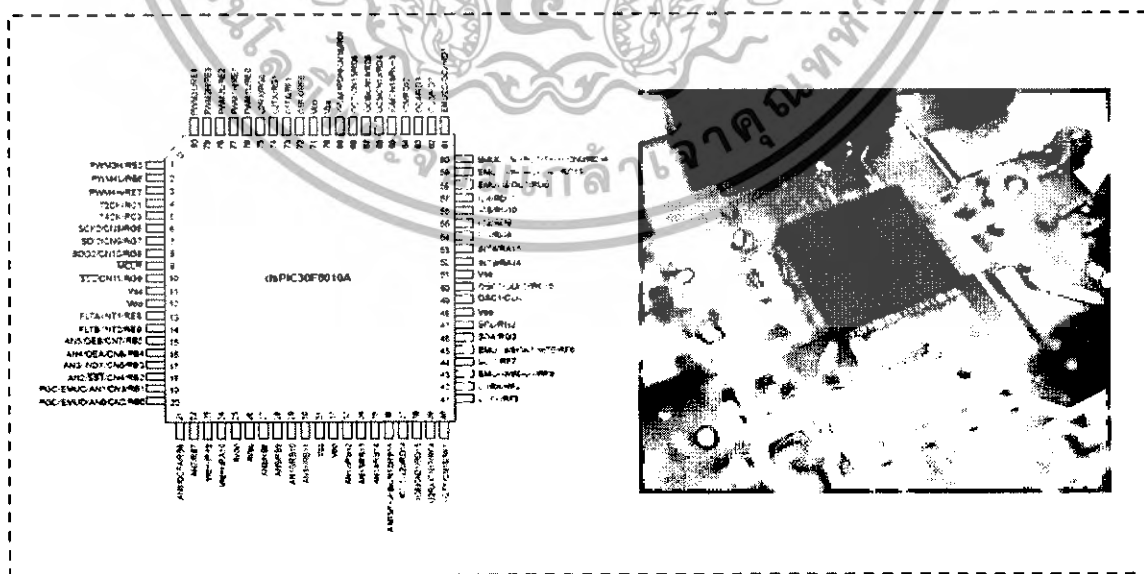
ที่กล่าวมาข้างต้นเป็นเพียงคุณสมบัติขั้นต้นของ dsPIC หรือชื่ออย่างเป็นทางการว่า DSC ซึ่งจะเห็นได้ชัดว่า Microcontroller ตัวนี้ถูกสร้างมาเพื่อให้นำไปใช้ในการวิเคราะห์สัญญาณโดยเฉพาะ ดังนั้นเองทางเราจึงได้นำ CPU ตัวนี้มาใช้ในการประมวลผลทางด้าน Algorithm และ วิเคราะห์สัญญาณต่างๆที่เกิดขึ้นภายในระบบ โดยหลักที่ใช้ในการเลือกเบอร์หรือรุ่นที่เหมาะสม จำเป็นต้องมีคุณสมบัติ ดังนี้

### 7.2)การเลือกใช้ Microcontroller

ในการเลือกใช้ Microcontroller สำหรับระบบนี้ ตำนึงถึงหลักใหญ่ๆอยู่หลายประการด้วยกัน คือ

- ความเร็วในการประมวลผล
- ความสามารถในการวิเคราะห์สัญญาณ input / output ในรูปแบบต่างๆที่หลากหลาย
- จำนวน port มีเพียงพอต่อการใช้งาน ไม่ มากหรือน้อยเกินไป
- ขนาด Flash memory ภายในที่มากพอ สำหรับการเขียนโปรแกรมในปริมาณมาก
- มีความสามารถในเรื่อง Digital Signal Controller หรือ ไม่ อย่างร้าย

จึงสรุปได้ว่าจะเลือกใช้ Microcontroller เบอร์ต่างๆ ดังนี้



รูปที่ 7.1 รายละเอียดของ dsPIC 30F 6010A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 7.2.1) dsPIC 30F6010A มีคุณสมบัติดังนี้

- มี 83 คำสั่งมาตรฐาน สามารถรองรับรูปแบบการอ้างแอดเดรสได้อย่างอิสระ
- ชุดคำสั่งมีขนาด 24 บิต สามารถประมวลผลข้อมูลได้ 16 บิต
- มีหน่วยความจำโปรแกรมแบบแฟลช ความจุ 144 kbyte ลบและเขียนใหม่ได้ไม่น้อยกว่า 100,000 ครั้ง สามารถป้องกันการอ่านได้
- สามารถโปรแกรมหน่วยความจำโปรแกรมได้ด้วยตัวเอง โดยใช้กระบวนการทางซอฟต์แวร์
- มีหน่วยความจำข้อมูล EEPROM 4 kbyte ลบและเขียนใหม่ได้ไม่น้อยกว่า 100,000 ครั้ง
- มีหน่วยความจำข้อมูลแรม 8 kbyte
- รีจิสเตอร์ W จัดในรูปของอะเรย์ มีขนาด 16 บิต จำนวน 16 ตัว
- ความเร็วในการทำงานสูงถึง 30 ล้านคำสั่ง ต่อวินาที
- ความถี่สัญญาณนาฬิกาจากภายนอกตั้งแต่ย่านไฟตรงจนถึง 40 MHz
- ความถี่สัญญาณนาฬิกาในกรณีใช้งานร่วมกับวงจรเฟลสส์ต็อกภายใน ตั้งแต่ 4 MHz ถึง 10 MHz เลือกได้ 3 ระดับคือ 4, 8 หรือ 16 เท่า
- รองรับแหล่งกำเนิดสัญญาณอินเทอร์รัปต์ได้สูงสุด 44 แหล่ง รวมทั้งการอินเทอร์รัปต์จากภายนอก 5 แหล่ง
- สามารถกำหนดระดับความสำคัญในการตอบสนองอินเทอร์รัปต์ได้ 8 ระดับ
- มีอินเทอร์รัปต์เวกเตอร์ 48 ตำแหน่ง
- มีวงจรตรวจจับแรงดันไฟเลี้ยงต่ำกว่ากำหนดแบบโปรแกรมได้
- มีเพาเวอร์-อนรีเซต, เพาเวอร์ - อัปไทเมอร์ และออสซิลเลเตอร์สตาร์ท - อัปไทเมอร์
- มีวอตช์ดีด็อกไทเมอร์แบบโปรแกรมได้
- มีวงจรตรวจสอบการทำงานของวงจรมีสัญญาณนาฬิกา หากผิดพลาดจะเข้าสู่โหมดสัญญาณนาฬิกา RC พลังงานต่ำทันที
- รองรับโปรแกรมในวงจรแบบอนุกรม (ICSP; In - Circuit Serial Programming)
- สามารถเลือกโหมดการใช้พลังงานได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ด้านไฟเลี้ยง 2.5 ถึง 5.5 V กระแสไฟฟ้า 2.6 ถึง 44 mA ที่ไฟเลี้ยง 5 V ขึ้นอยู่กับ การกำหนดความเร็วในการทำงาน

### 7.2.2) คุณสมบัติด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิทัล

- มีแอกคิวมูเลเตอร์ขนาด 40 บิต 2 ตัว รองรับการประมวลผลทางคณิตศาสตร์ได้ เป็นอย่างดี
- มีหน่วยประมวลผลด้านการคูณและการหารเลข 17 บิต ในรูปของฮาร์ดแวร์จึงทำให้สามารถคูณและหารเลขได้อย่างรวดเร็ว
- ทำการคูณเลข 16 บิต ได้ภายในสัญญาณนาฬิกาเพียง 1 ไชเกิล
- มีตัวเลื่อนข้อมูลบาร์เรล 40 สเตจ ช่วยให้ประมวลผลข้อมูลที่มีจำนวนบิตมากๆ ทำได้รวดเร็ว
- มีวงจรเฟลตช์ข้อมูลคู่จึงทำให้สามารถประมวลผลข้อมูลได้อย่างรวดเร็ว
- คุณสมบัติของ โมดูฟังก์ชันพิเศษ
  - สามารถย้ายกระแสออกทางขาพอร์ตได้ 25 mA ทั้งแบบกระแสซิงก์และซอร์ส
  - ไทมเมอร์/คาน์เตอร์มีขนาด 16 บิต 5 ตัว ต่อใช้งานร่วมกันเป็น ไทมเมอร์ 32 บิตได้
  - มีโมดูตรวจจับสัญญาณดิจิทัล 16 บิต
  - มีโมดูเปรียบเทียบข้อมูลและกำเนิดสัญญาณ PWM ความละเอียด 16 บิต
    - ในการเปรียบเทียบข้อมูลสามารถเลือกการทำงานได้ 2 โหมด
  - มีส่วนเชื่อมต่ออุปกรณ์อนุกรมทั้งแบบ SPI
  - มีส่วนเชื่อมต่ออุปกรณ์ผ่านระบบบัส I<sup>2</sup>C ทั้งแบบ 7 และ 10 บิต กำหนดเป็นมาสเตอร์หรือ สเลฟได้
  - มีโมดูสื่อสารข้อมูลอนุกรม UART พร้อมบัฟเฟอร์แบบ FIFO
  - มีโมดูสร้างสัญญาณ PWM สำหรับควบคุมมอเตอร์บภพร้อม
    - เลือกรูปแบบ output ได้ทั้งแบบ complement และ แบบฮิสระ
    - มีโหมดปรับตำแหน่งการหมุนทั้งแบบปรับขอบสัญญาณและแบบกึ่งกลาง
    - มีส่วนกำหนดคิวด์ไชเกิล 3 ชุด
    - กำหนดฐานเวลาได้ 4 โหมด
    - สามารถเลือกขั้วของสัญญาณ ทาง output ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- มีสัญญาณกระตุ้นเพื่อให้ทำงานสัมพันธ์กับวงจรแปลงสัญญาณอะนาลอกเป็นดิจิตอลภายในไมโครคอนโทรลเลอร์
- สามารถควบคุมสัญญาณ output ได้
- มีโมดูลเชื่อมต่อตัวเข้ารหัสแบบควอดราเจอร์
  - มี input Phase A , Phase B และรับสัญญาณพัลส์เพื่อกำหนดตำแหน่ง
  - มีตัวนับตำแหน่งขนาด 16 บิต นับได้ทั้งขึ้นและลง
  - แสดงสถานะของทิศทางการนับได้
  - กำหนดโหมดของการวัดตำแหน่งได้ 2 โหมด คือ x2 และ x4
  - มีวงจรกรองสัญญาณรบกวนแบบดิจิตอลจาก input แบบโปรแกรมได้
  - สำหรับกำหนดให้ทำงานเป็นไทเมอร์/คาน์เตอร์ขนาด 16 บิตได้
  - กำเนิดสัญญาณอินเตอร์รัปต์จากตำแหน่งที่นับเกิน(rollover) หรือ นับขาด (underflow)
- มีวงจรแปลงสัญญาณอะนาลอกเป็นดิจิตอล ความละเอียด 10 บิต 6 ช่อง
  - อัตราการสุ่มและแปลงสัญญาณ 500 กิโลแซมเปิลต่อวินาที
  - สามารถแปลงสัญญาณเมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานในโหมดสลีปและโอเคิลได้

### 7.2.3) คุณสมบัติของหน่วยประมวลผลกลาง

หน่วยประมวลผลของ dsPIC 30F6010A นั้นใช้คำสั่งที่มีความยาว 1 เวิร์ด ขนาด 24 บิต โดยมีโปรแกรม counter ขนาด 23 บิต เพื่อแจ้ง address ของหน่วยความจำโปรแกรมที่เข้าไปประมวลผล(จริงๆแล้วโดยโครงสร้างมี 24 บิต แต่ไม่สนใจบิต MSB ซึ่งก็คือบิต 23 และบิต LSB หรือบิต 0 ที่กำหนดเป็น “0” จึงทำให้สามารถติดต่อหน่วยความจำโปรแกรมได้สูงสุด 4 Mword ) dsPIC 30F6010A มีความจุของหน่วยความจำโปรแกรม 144 kbyte เมื่อคำสั่งมีความยาว 24 บิต จึงบรรจุคำสั่งได้จริง 18 kword

รีจิสเตอร์หลักที่ใช้ในการทำงานคือ รีจิสเตอร์ W (Working register ) สำหรับใน dsPIC จะแตกต่างไปจากไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC อย่างมาก โดยรีจิสเตอร์ W ได้รับการจัดโครงสร้างเป็น Array ขนาด 16 บิต จึงทำให้สามารถรองรับทั้งข้อมูล ,ค่าaddress หรือค่าของรีจิสเตอร์ใดๆ ที่ต้องนำมาประมวลผลได้ โดยใน dsPIC มีรีจิสเตอร์ W ให้ใช้งานถึง 16 ตัว ส่วนใหญ่ใช้ในการประมวลผลหลัก ส่วนอีกตัวหนึ่งคือรีจิสเตอร์ W15 จะใช้ทำงานร่วมกับตัว ซีส์เต็ก ในการทำงานของโปรแกรมน้อย และบริการ interrupt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านการตอบสนอง Interrupt นั้น dsPIC 30F6010A มีการจัดสรรพื้นที่เก็บค่าอินเตอร์รัปต์เวกเตอร์ไว้มากถึง 54 ตำแหน่ง และยังสามารถกำหนดระดับความสำคัญได้ถึง 8 ระดับอีกด้วย

#### 7.2.4) หน่วยความจำ

dsPIC 30F6010A มีหน่วยความจำโปรแกรม 18kword สามารถโปรแกรมหรือเขียนข้อมูลลงไปได้ 2 วิธีคือ

1. โดยใช้การโปรแกรมในวงจรแบบอนุกรมหรือ ICSP ผ่านทางขา PGD และ PGC (ขาที่ 17 และ 18) แล้วป้อนสัญญาณพัลส์แรงดันสูงสำหรับโปรแกรมผ่านเข้ามาทางขา MCLR
2. โปรแกรมตัวเองในขณะที่ทำงานหรือ RTSP (Run Times Self-Programming) ส่วนหน่วยความจำข้อมูลแรมนั้น dsPIC 30F6010 ได้จัดสรรเป็น 2 ส่วนคือ หน่วยความจำข้อมูลแรม X และ Y แต่ละส่วนมีขนาด 16 บิต มีความจุ 256 ไบต์ รวมเป็น 512 ไบต์ โดยในแต่ละส่วนจะมีตัวกำหนด address แยกออกจากกัน เรียกว่า AGU (Address Generation Unit)

#### 7.2.5) ส่วนประมวลผลสัญญาณดิจิทัล (DSP Engine)

นับเป็นส่วนประกอบที่สำคัญอย่างยิ่ง เนื่องจาก dsPIC ได้รับการออกแบบมาให้ทำงานในด้านการประมวลผลสัญญาณดิจิทัลเป็นหลัก ดังนั้น จึงต้องมีการเพิ่มความสามารถในหน่วยคำนวณทางคณิตศาสตร์และลอจิกอย่างมาก โดยในส่วนประมวลผลสัญญาณดิจิทัลมีหน่วยจัดการคูณเลขขนาด  $17 \times 17$  บิตความเร็วสูง, หน่วยประมวลผลทางคณิตศาสตร์และลอจิกหรือ ALU ขนาด 40 บิต, แอคคิวเมเตเตอร์ขนาด 40 บิต อีก 2 ตัว และตัวเลื่อนข้อมูล 2 ทิศทางแบบบาเรล (barrel shifter) ขนาด 40 บิต จึงทำให้สามารถจัดการข้อมูลขนาด 16 บิต ได้เสร็จสิ้นภายในสัญญาณนาฬิกาเพียงไซเคิลเดียว

#### 7.2.6) โมดูลฟังก์ชันพิเศษ

dsPIC 30F6010A ได้รวมเอาโมดูลสำหรับทำงานเฉพาะทางไว้อย่างมากมาย ไม่ว่าจะเป็นโมดูลแปลงสัญญาณอะนาลอกเป็นดิจิทัล ความละเอียด 10 บิต, โมดูลเชื่อมต่ออนุกรมหรือ SPI, โมดูลสื่อสารข้อมูลบนระบบบัส I<sup>2</sup>C, โมดูลสื่อสารข้อมูลผ่านพอร์ตอนุกรมหรือ UART, ไทเมอร์ขนาด 16 บิตถึง 5 ตัว และที่เป็นพิเศษอีก 2 โมดูลคือ โมดูลสร้างสัญญาณ PWM เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อการควบคุมมอเตอร์และโมดูลเข้ารหัสแบบควอดราเจอร์ โดยสามารถใช้งานร่วมกันเพื่อสร้างระบบควบคุมมอเตอร์แบบปิดที่มีประสิทธิภาพสูงได้



รูปที่ 7.2 วงจรการปิดมอเตอร์ที่ใช้งานในโครงการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 8

### การพัฒนา และหลักการออกแบบของ Balancing Robots

#### 8.1) การพัฒนาไปสู่ “Balancing Robots”

จากหลักการควบคุมการทรงตัวของ “อินเวอร์ทเพนดูลัม” ที่กล่าวมาทั้งหมดข้างต้นนั้น เราสามารถที่จะนำมาพัฒนาเพื่อใช้ประโยชน์ในเหตุการณ์ต่างๆ โดยในที่นี้ ได้เลือกที่จะนำมาพัฒนาต่อเพื่อใช้ในการควบคุมการทรงตัวของ “หุ่นยนต์ทรงตัว” (Balancing Robot) ที่จะรักษาสมดุลของมันเอาไว้ เมื่อถูกระทำได้ด้วยแรงจากภายนอกของตัวหุ่นยนต์ โดยการพัฒนา การออกแบบ และระบบการควบคุมนั้น มีดังนี้

##### 8.1.1) องค์ประกอบของหุ่นยนต์



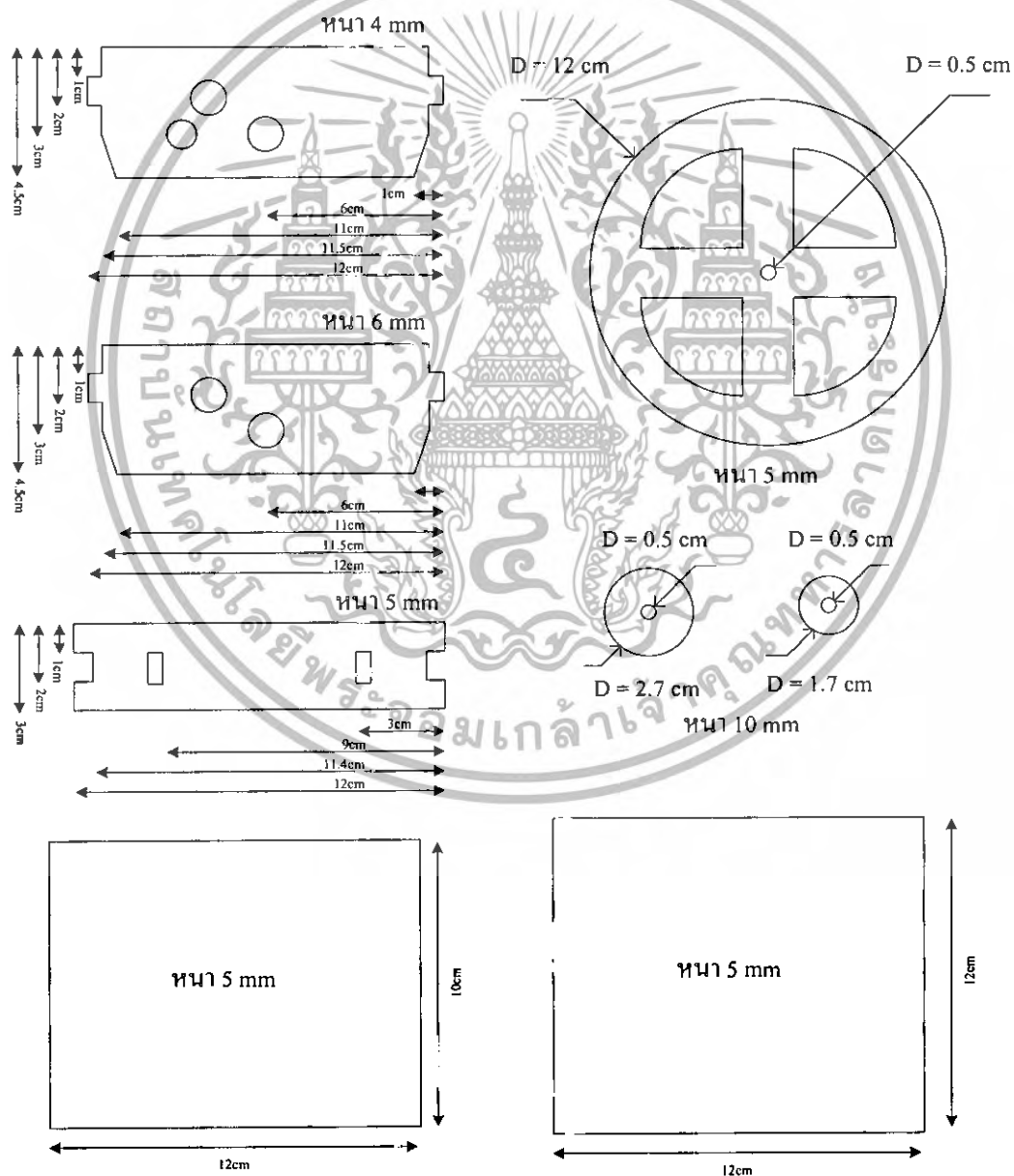
รูปที่ 8.1 ลักษณะโดยทั่วไปของหุ่นยนต์ 2 ล้อ (Two Wheel Robot)

เนื่องจากเป็นกรณีศึกษาลักษณะการทรงตัว จึงได้ทำหุ่นให้มีขนาดเล็กเพื่อที่จะได้ง่ายต่อการออกแบบ และควบคุมดังรูปที่ 8.1 ซึ่งแสดงถึงลักษณะโดยทั่วไปของหุ่นยนต์ 2 ล้อ โดยออกแบบให้มีรูปร่างกะทัดรัด ควบคุมการทรงตัวด้วยหลักการ “Neuro-PID” (Neuron ร่วมกับ PID) ซึ่งรับค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเปลี่ยนแปลงของการเคลื่อนที่มาจากเอนโคเดอร์ของมอเตอร์แต่ละข้าง เข้ามาประมวลผลใน CPU เพื่อสั่งการควบคุมการทรงตัวต่อไป โดยส่วนประกอบของหุ่นยนต์โดยละเอียด มีดังนี้

### 8.1.1.1) โครงสร้างของตัวหุ่นยนต์

โครงสร้างของหุ่นยนต์ตัวนี้ ออกแบบให้ใช้อะคริลิกเป็นวัสดุในการทำ เนื่องจากมีน้ำหนักเบา และเอื้อต่อการตัดให้เป็นรูปทรงตามต้องการได้ง่าย โดยส่วนประกอบแต่ละส่วนของโครงสร้างหุ่นยนต์นั้น แสดงค่าของขนาด และความหนาของแต่ละชิ้นส่วนไว้ดังรูปที่ 8.2 ส่วนชุดเกียร์นั้นมอัตราทด 1 : 3 กับมอเตอร์

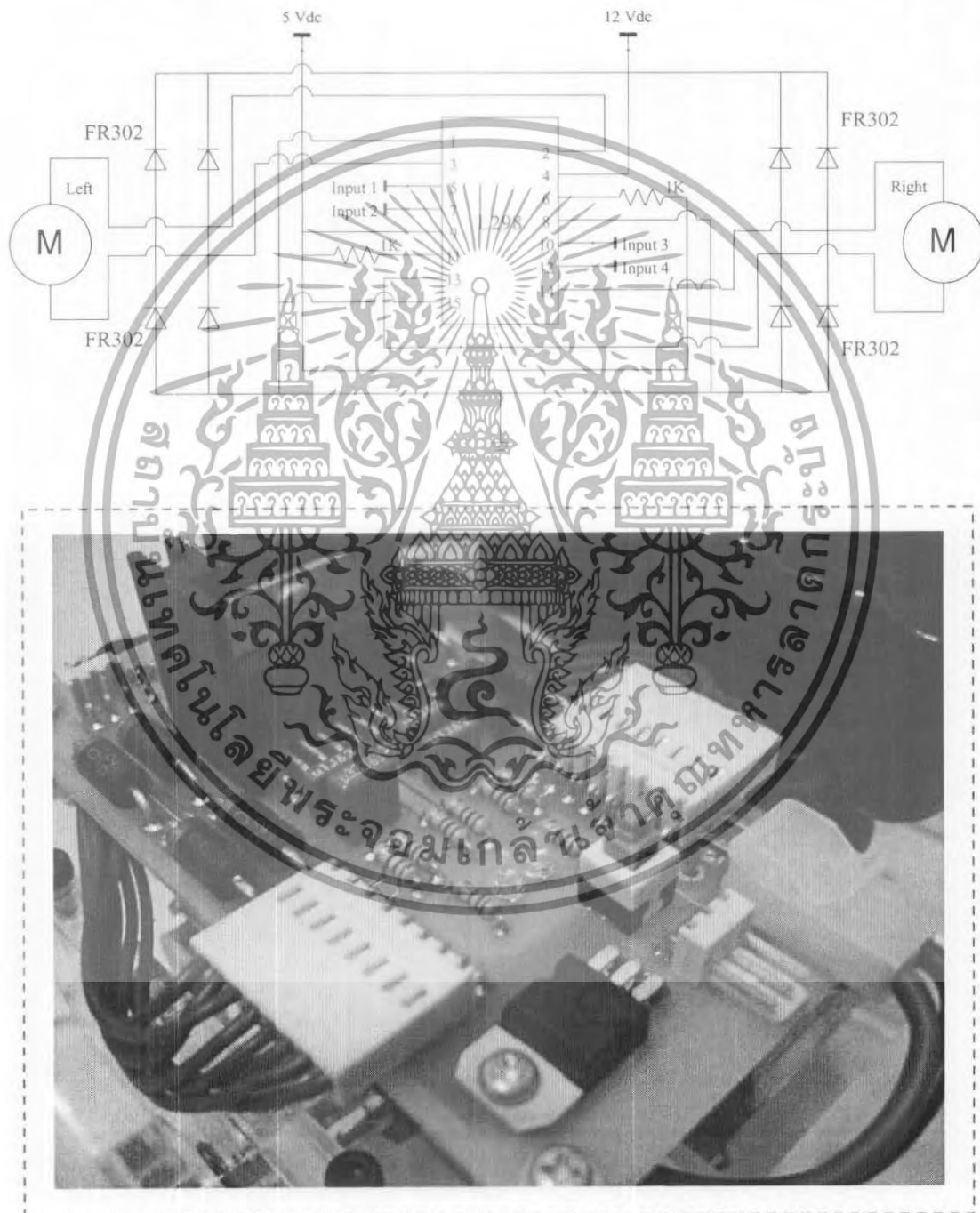


รูปที่ 8.2 สเกลขนาดของชิ้นส่วนหุ่นยนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 8.1.1.2) วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์และแหล่งจ่ายไฟของหุ่นยนต์

วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ของหุ่นยนต์ตัวนี้ ใช้ไอซีขับเคลื่อนมอเตอร์ L298 ซึ่งสามารถแบกรับกระแสได้สูงสุดถึง 3 แอมป์ โดยออกแบบให้มีการสั่งงานดีซีมอเตอร์ 2 ชุด โดยมีอินพุตและเอาพุตของวงจร ดังรูปที่ 8.3



รูปที่ 8.3 วงจรขับเคลื่อนมอเตอร์สำหรับหุ่นยนต์ทรงตัว (Balancing Robot)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยแหล่งจ่ายไฟฟ้าของหุ่นยนต์นั้น ได้เลือกใช้แบตเตอรี่ NiMh น้ำหนักเบา ขนาด 12 โวลต์ 1,100 mA/h จ่ายให้กับวงจรทั้งหมด

### 8.1.1.3) วงจรควบคุมการทรงตัวของหุ่นยนต์

วงจรควบคุมการทรงตัวนั้น เป็นวงจรชุดเดียวกับที่ใช้ในการควบคุมอินเวอร์ทเพนดูลัม ซึ่งรายละเอียดต่าง ๆ นั้น สามารถดูได้ในบทที่ 7

### 8.1.2) ระบบการควบคุมการทรงตัวของหุ่นยนต์

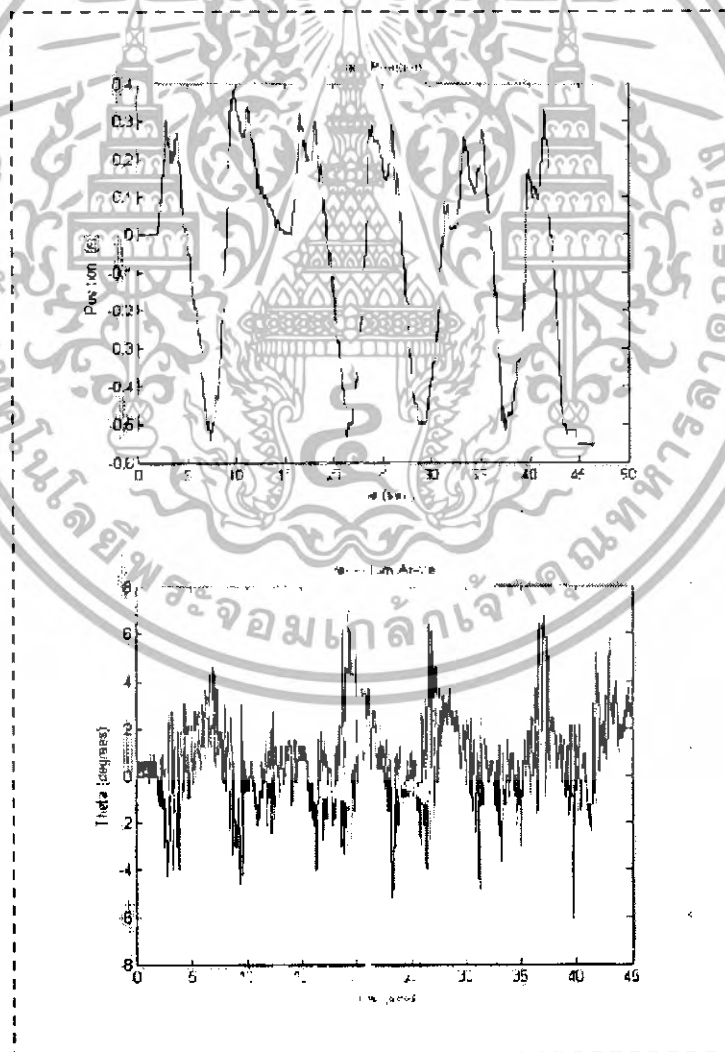
ดังที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้นว่า ได้ใช้ชุดควบคุมการทรงตัวเช่นเดียวกับอินเวอร์ทเพนดูลัม เพราะฉะนั้น หลักการควบคุมจะคล้ายคลึงกัน นั่นคือ เอนโค้ดเดอร์จะอ่านค่าความเปลี่ยนแปลงจากมอเตอร์ เมื่อมีแรงมากระทำจากภายนอกเข้ามา ค่าความเปลี่ยนแปลงของการเคลื่อนที่ที่เกิดขึ้น จะถูกส่งไปประมวลยังชุดควบคุม เพื่อที่จะนำค่าที่ได้นั้นไปคำนวณหาผลลัพธ์ของแรง และทิศทางไปสั่งงานมอเตอร์ ให้รักษาสมดุลการทรงตัวของตัวเองไว้ ดังเช่นหลักการของอินเวอร์ทเพนดูลัมนั่นเอง



## บทที่ 9

### ผลการทดลอง และสรุปผล

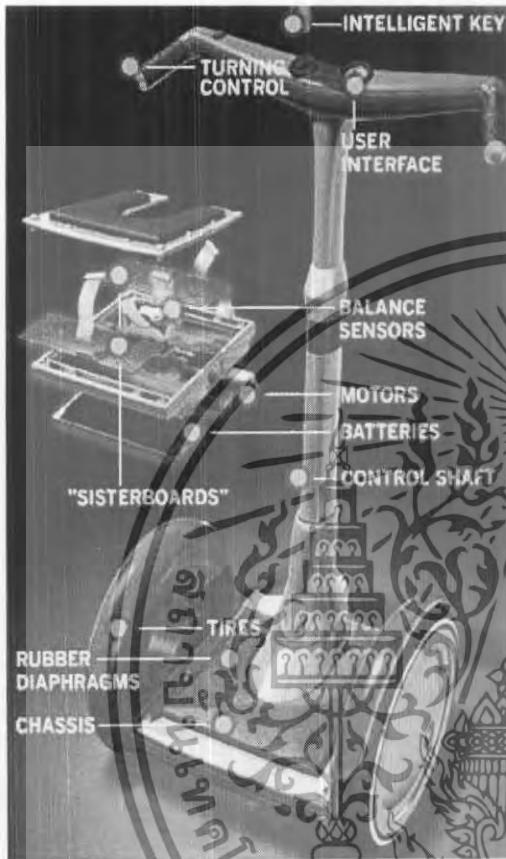
หลังจากที่เราทำการทดสอบระบบที่ทำเสร็จแล้วพบว่าผลที่ได้ไม่น่าพึงพอใจ โดยอาจพบปัญหาเล็กน้อยในส่วนของ การควบคุมที่เราไม่ได้ทำการลด Noise ใน PID loop โดยเหตุผลที่เราไม่ได้ทำนั้นเนื่องมาจากว่า การปรับแต่ง Neuron Network นั้นยังไม่สมบูรณ์ เพราะในความเป็นจริง ค่าที่ผิดพลาดไปนั้นจะถูกชดเชยด้วย Neuron Network ใน loop ของ PID ตลอดเวลา และเราได้ทำการจำลองระบบโดยอาศัยโปรแกรมใน computer เพื่อศึกษาลักษณะของสัญญาณที่ได้ พบว่าได้ลักษณะสัญญาณต่างๆ ดังนี้



รูปที่ 9.1 กราฟผลการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งการทดลองนี้ ได้จำลองสัญญาณในส่วนที่ เพนดูลัมได้มีการตั้งขึ้น โดยตั้งฉากกับพื้นแล้ว ในระยะเวลาหนึ่ง



**สรุปผลการทดลอง**

โครงการงาน “Inverse Pendulum” ครงนี้ ยังไม่บรรลุเป้าหมายที่ได้ตั้งไว้อย่างสมบูรณ์ เนื่องจากในการพัฒนานั้นมีจุดมุ่งหมายเพื่อที่จะสร้าง Segway

ขึ้นมา แต่อย่างไรก็ตาม ในส่วนโครงการนั้น ก็ได้สร้างส่วนประกอบสำคัญ ขึ้นมามากมายหลายส่วน จากโครง งานเก่าของรุ่นที่ทำไว้เพียงแนวคิด และคำสั่งโครงการทำงานนั้น ทางเราได้นำมาพัฒนาต่อในส่วนของ สมอังกถและส่วนขับเคลื่อน โดยได้ผล การทดลองอยู่ในเกณฑ์ และเป็นที่ยอมรับ

ในส่วนของการพัฒนาให้ใกล้เคียงกับ Segway นั้นได้จัดการการทำงานด้วยการสร้าง Balancing Robot ที่ใหม่เพื่อให้เข้าเอ็งถึงระบบการทำงานขั้นต้น และจากขั้นซ้นที่ใหม่มากนัก ซึ่งระบบนั้นนั้น ได้ถูก

พัฒนาโดยใช้ หลักการ control (PI) Neuro-PID หรือ PID-self Tunning By Neuron Network โดยประมวลผลด้วย CPU 16 bits ที่ความถี่หลัก ประมวลผล 64 MHz แสดงค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญด้วยจอ LCD 16x2 เมื่อระบบเริ่มทำงานแล้วพบว่าค่าความผิดพลาดของระบบอยู่ในช่วงที่น้อยกว่า 12.5% ซึ่งพบว่าเป็นส่วนที่ยอมรับ ได้เมื่อเปรียบเทียบกับระบบโดยรวม จึงเห็นว่ น่าจะมีประโยชน์กับผู้ที่ นำมาศึกษา และนำไปพัฒนาต่อ ในโอกาสต่อไป...

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



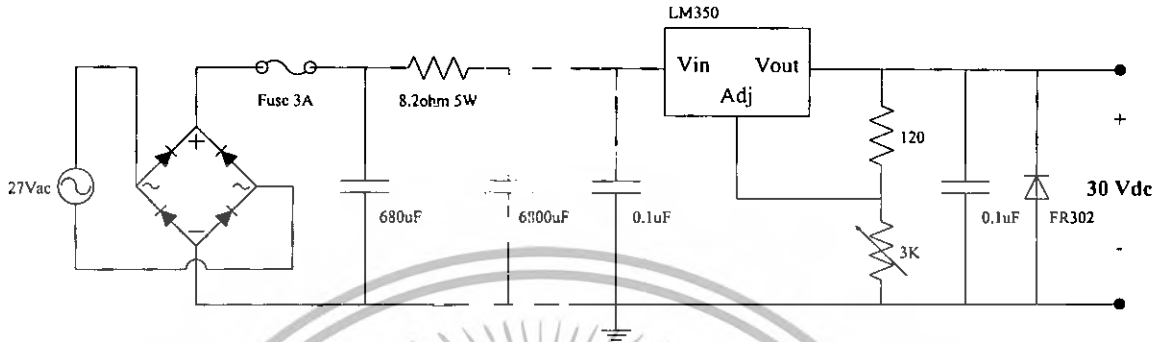
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



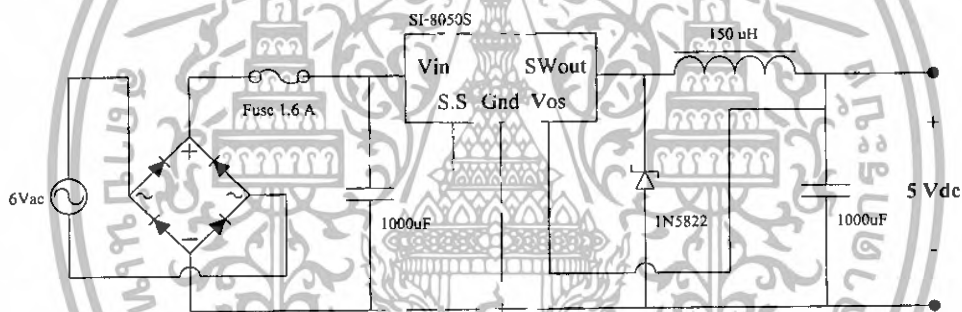
## “Schematics & PCB”

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

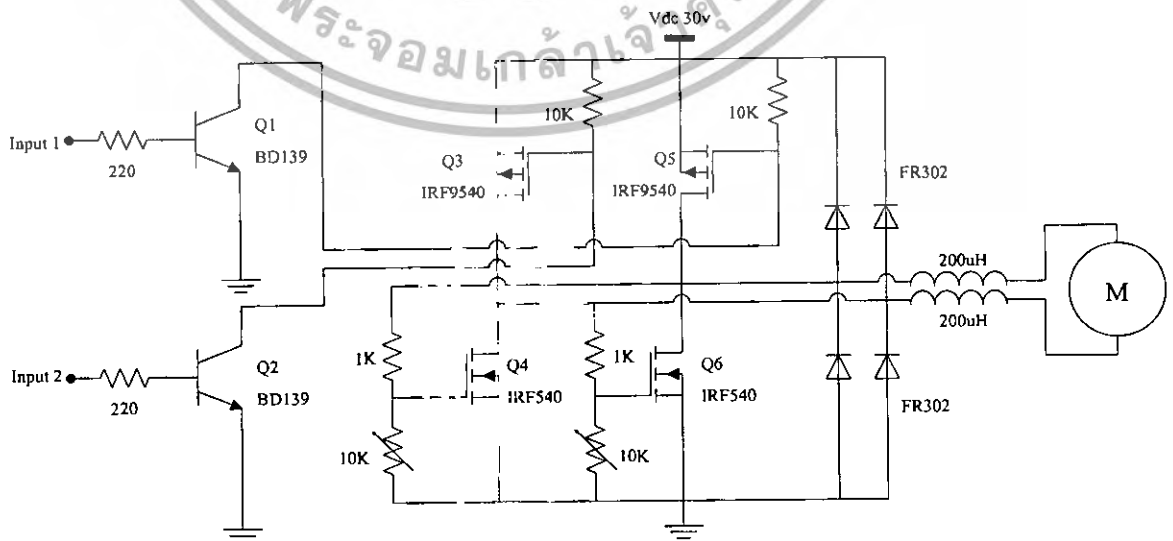
➤ **0 - 30 V<sub>DC</sub> By Linear Regulator IC : LM350T**



➤ **5 V<sub>DC</sub> By Switching Regulator IC : SI - 8050I**

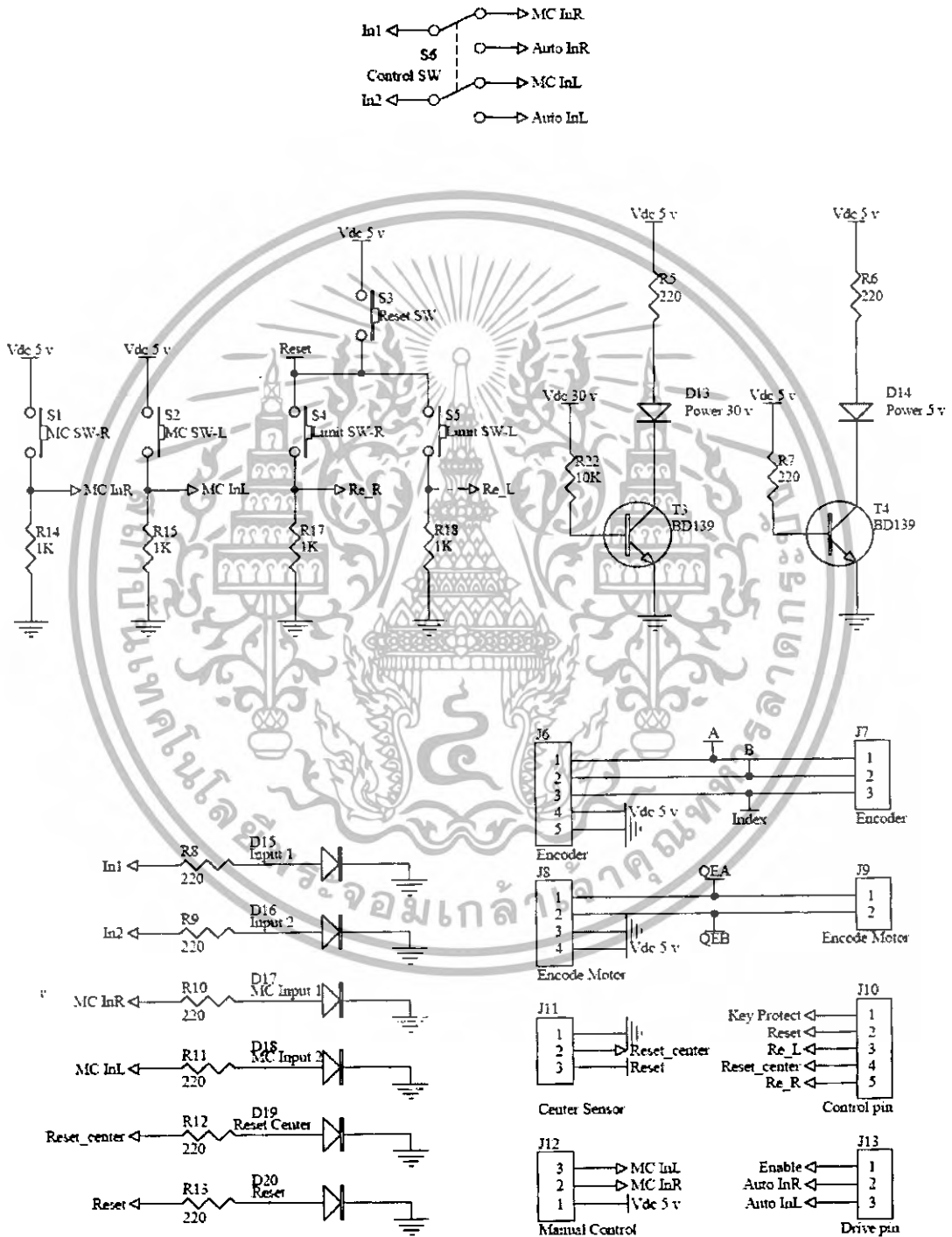


➤ **H-bridge using P and N channel FETs**

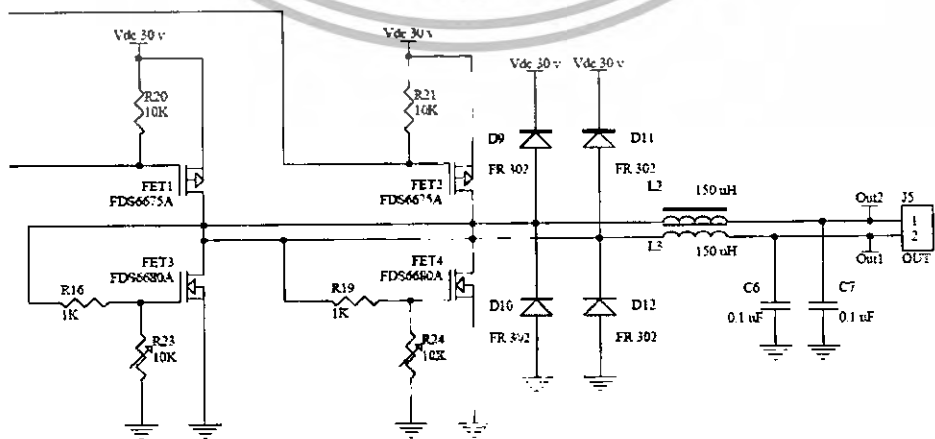
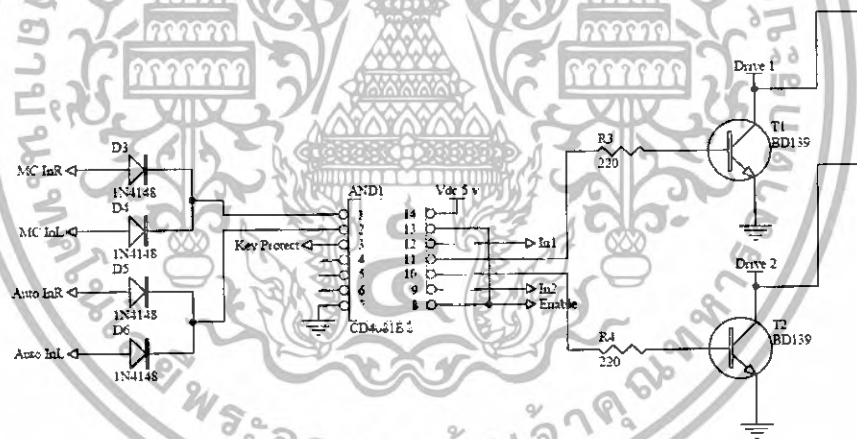
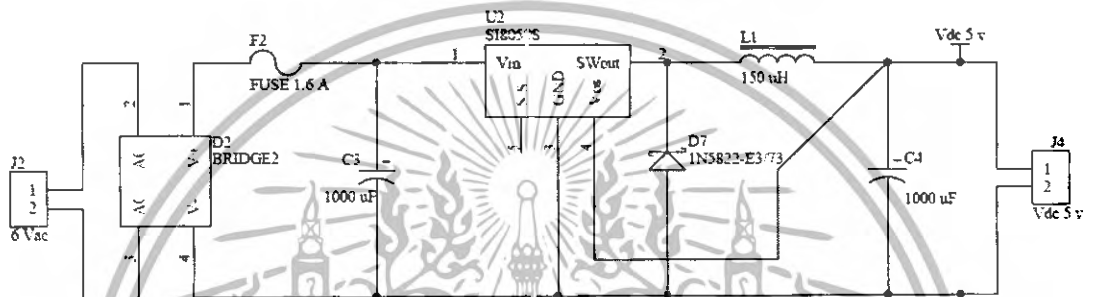
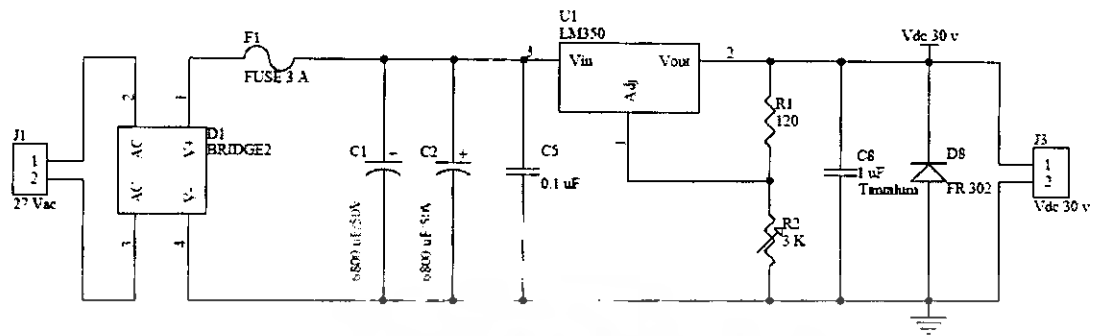


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ➤ Inverse pendulum Drive schematics



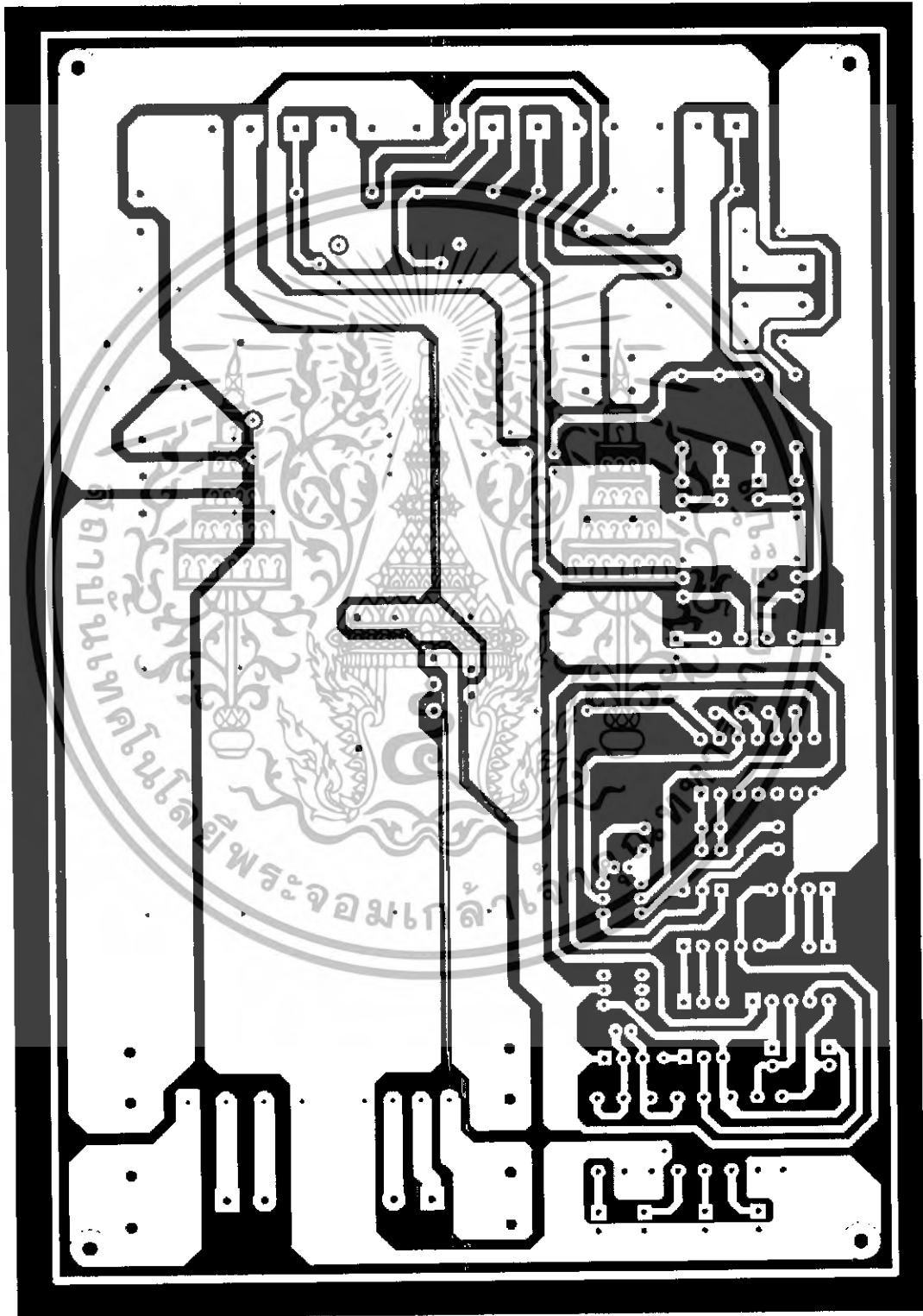
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

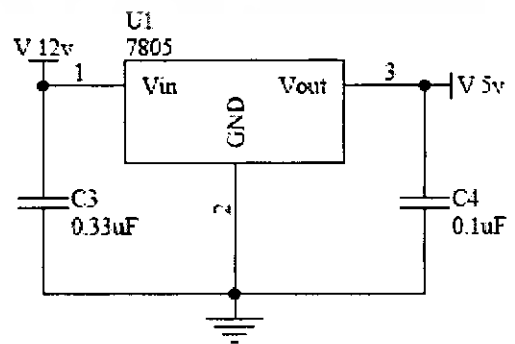
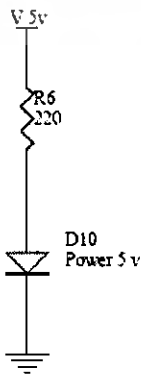
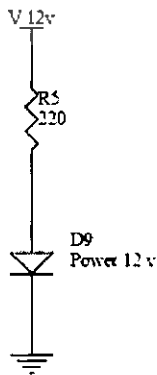
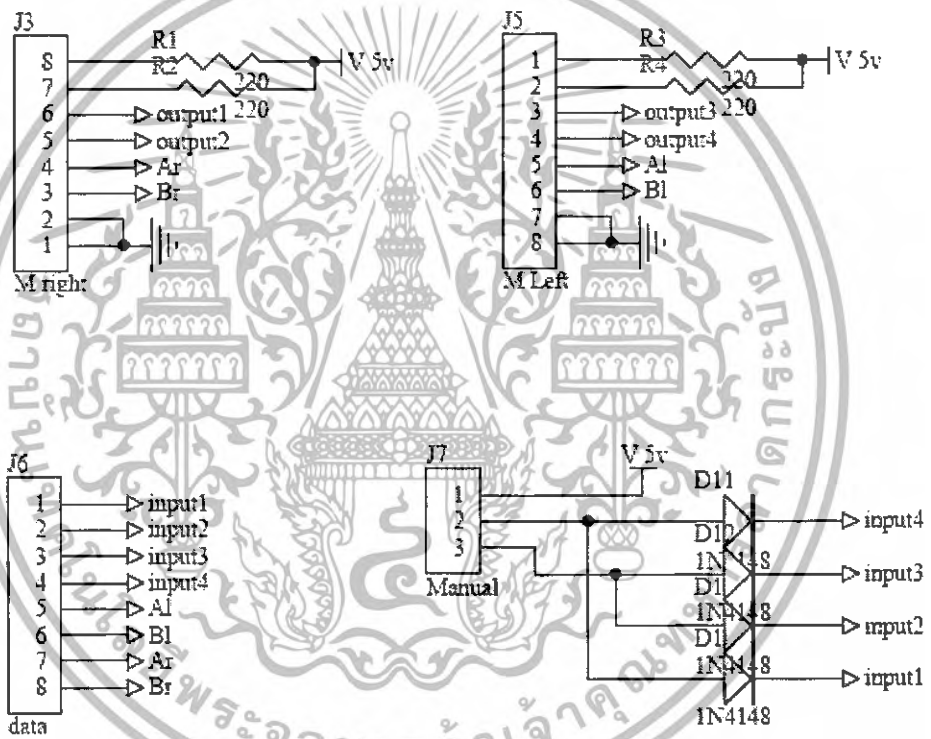
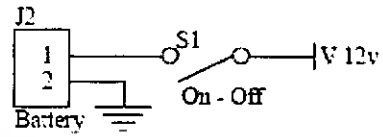
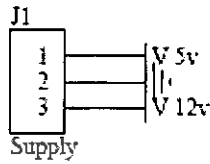


➤ Inverse pendulum's PCB bottom layer

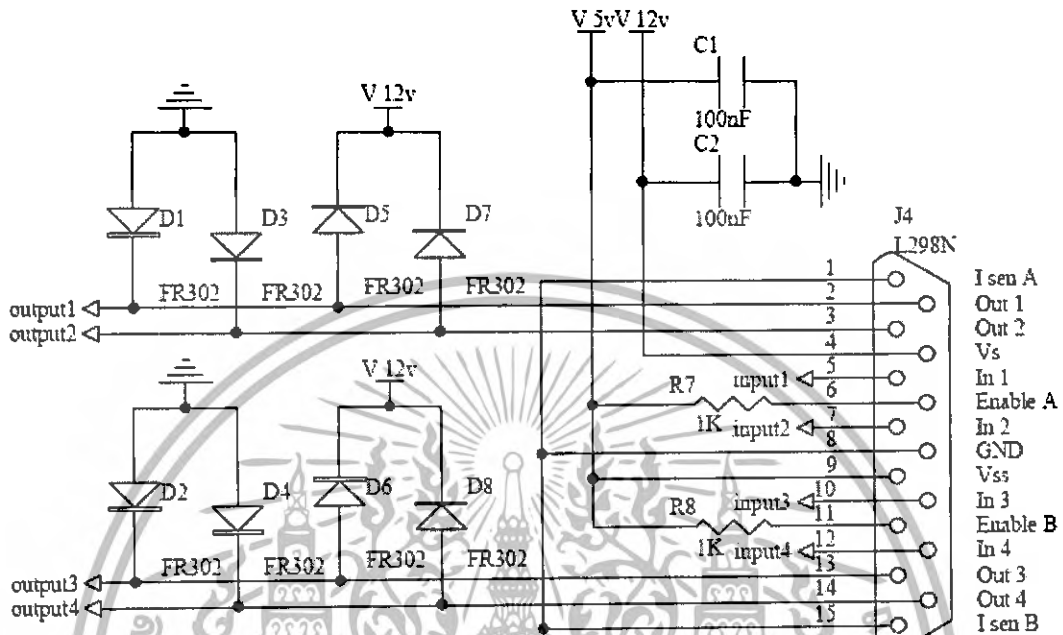


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

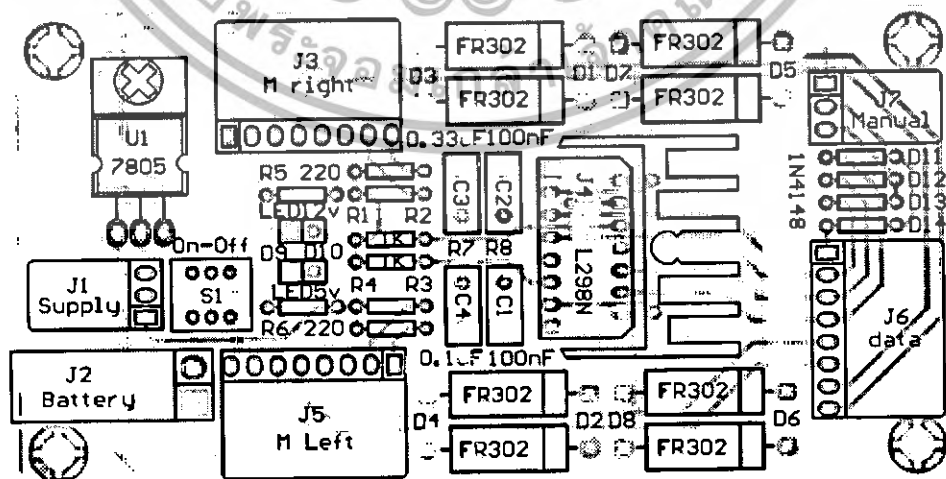
➤ **Balancing robot Drive schematics**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

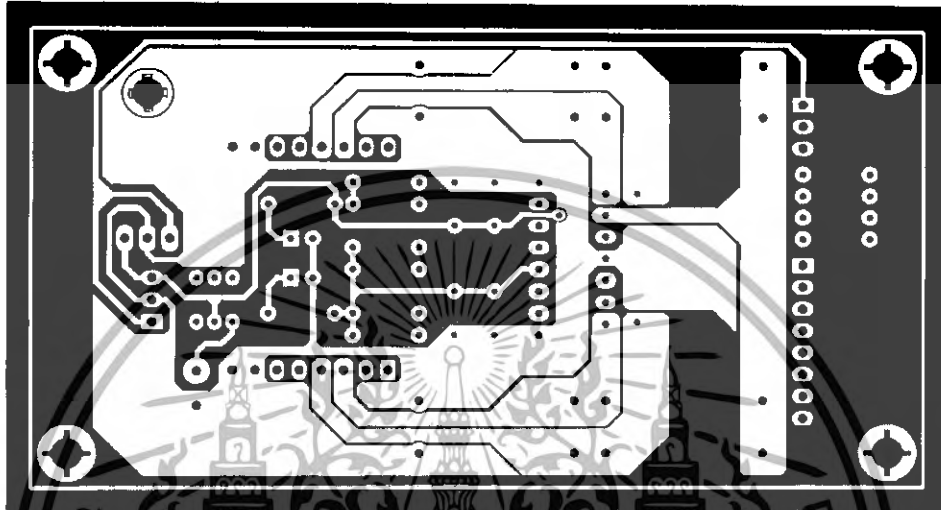


➤ **Balancing robot Drive's PCB overlay layer**

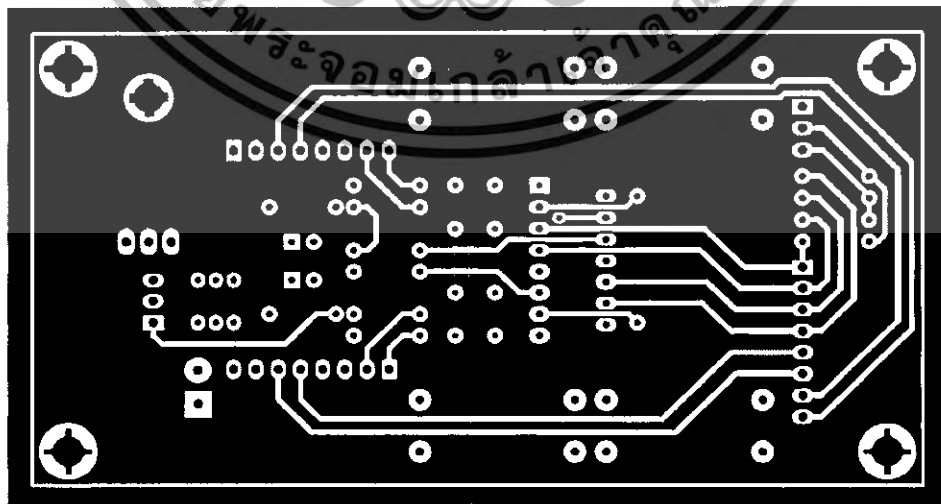


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

➤ **Balancing robot Drive's PCB bottom layer**



➤ **Balancing robot Drive's PCB top layer**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



หมายเหตุ : สามารถดู source code และองค์ประกอบต่างๆได้จากแผ่น CD ของหนังสือเล่มนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LM150/LM350A/LM350 3-Amp Adjustable Regulators

### General Description

The LM150 series of adjustable 3-terminal positive voltage regulators is capable of supplying in excess of 3A over a 1.2V to 33V output range. They are exceptionally easy to use and require only 2 external resistors to set the output voltage. Further, both line and load regulation are comparable to discrete designs. Also, the LM150 is packaged in standard transistor packages which are easily mounted and handled.

In addition to higher performance than fixed regulators, the LM150 series offers full overload protection available only in IC's. Included on the chip are current limit, thermal overload protection and safe area protection. All overload protection circuitry remains fully functional even if the adjustment terminal is accidentally disconnected.

Normally, no capacitors are needed unless the device is situated more than 6 inches from the input filter capacitors in which case an input bypass is needed. An output capacitor can be added to improve transient response, while bypassing the adjustment pin will increase the regulator's ripple rejection.

Besides replacing fixed regulators or discrete designs, the LM150 is useful in a wide variety of other applications. Since the regulator is "floating" and sees only the input-to-output differential voltage, supplies of several hundred volts can be regulated as long as the maximum input to output differential is not exceeded, i.e., avoid short-circuiting the output.

By connecting a fixed resistor between the adjustment pin and output, the LM150 can be used as a precision current

regulator. Supplies with electronic shutdown can be achieved by clamping the adjustment terminal to ground which programs the output to 1.2V where most loads draw little current.

The part numbers in the LM150 series which have a K suffix are packaged in a standard Steel TO-3 package, while those with a T suffix are packaged in a TO-220 plastic package. The LM150 is rated for  $-55^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +150^{\circ}\text{C}$ , while the LM350A is rated for  $-40^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$ , and the LM350 is rated for  $0^{\circ}\text{C} \leq T_J \leq +125^{\circ}\text{C}$ .

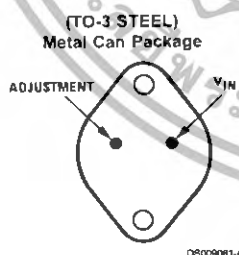
### Features

- Adjustable output down to 1.2V
- Guaranteed 3A output current
- Guaranteed thermal regulation
- Output is short circuit protected
- Current limit constant with temperature
- P\* Product Enhancement tested
- 86 dB ripple rejection
- Guaranteed 1% output voltage tolerance (LM350A)
- Guaranteed max. 0.01%/V line regulation (LM350A)
- Guaranteed max. 0.3% load regulation (LM350A)

### Applications

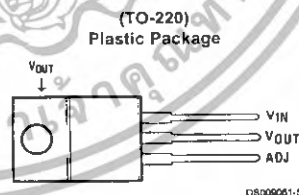
- Adjustable power supplies
- Constant current regulators
- Battery chargers

### Connection Diagrams



Case is Output

**Bottom View**  
Order Number LM150K STEEL  
or LM350K STEEL  
See NS Package Number K02A  
Order Number LM150K/883  
See NS Package Number K02C



**Front View**  
Order Number LM350AT or LM350T  
See NS Package Number T03B

### Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

(Note 4)

Power Dissipation	Internally Limited
Input-Output Voltage Differential	+35V
Storage Temperature	-65°C to +150°C

Lead Temperature

Metal Package (Soldering, 10 sec.) 300°C

Plastic Package (Soldering, 4 sec.) 260°C

ESD Tolerance TBD

Operating Temperature Range

LM150 -55°C ≤ T<sub>J</sub> ≤ +150°C

LM350A -40°C ≤ T<sub>J</sub> ≤ +125°C

LM350 0°C ≤ T<sub>J</sub> ≤ +125°C

### Electrical Characteristics

Specifications with standard type face are for T<sub>J</sub> = 25°C, and those with boldface type apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, V<sub>IN</sub> - V<sub>OUT</sub> = 5V, and I<sub>OUT</sub> = 10 mA. (Note 2)

Parameter	Conditions	LM150			Units
		Min	Typ	Max	
Reference Voltage	3V ≤ (V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ) ≤ 35V 10 mA ≤ I <sub>OUT</sub> ≤ 3A, P ≤ 30W	1.20	1.25	1.30	V
Line Regulation	3V ≤ (V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ) ≤ 35V (Note 3)		0.005	0.01	%/V
			0.02	0.05	%/V
Load Regulation	10 mA ≤ I <sub>OUT</sub> ≤ 3A (Note 3)		0.1	0.3	%
			0.3	1	%
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.002	0.01	%/W
Adjustment Pin Current			50	100	μA
Adjustment Pin Current Change	10 mA ≤ I <sub>OUT</sub> ≤ 3A, 3V ≤ (V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ) ≤ 35V		0.2	5	μA
Temperature Stability	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>J</sub> ≤ T <sub>MAX</sub>		1		%
Minimum Load Current	V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> = 35V		3.5	5	mA
Current Limit	V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ≤ 10V	3.0	4.5		A
	V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> = 30V	0.3	1		A
RMS Output Noise, % of V <sub>OUT</sub>	10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz		0.001		%
Ripple Rejection Ratio	V <sub>OUT</sub> = 10V, f = 120 Hz, C <sub>ADJ</sub> = 0 μF		65		dB
	V <sub>OUT</sub> = 10V, f = 120 Hz, C <sub>ADJ</sub> = 10 μF	66	86		dB
Long-Term Stability	T <sub>J</sub> = 125°C, 1000 hrs		0.3	1	%
Thermal Resistance, Junction to Case	K Package		1.2	1.5	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Ambient (No Heat Sink)	K Package		35		°C/W

### Electrical Characteristics

Specifications with standard type face are for T<sub>J</sub> = 25°C, and those with boldface type apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified, V<sub>IN</sub> - V<sub>OUT</sub> = 5V, and I<sub>OUT</sub> = 10 mA. (Note 2)

Parameter	Conditions	LM350A			LM350			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Reference Voltage	I <sub>OUT</sub> = 10 mA, T <sub>J</sub> = 25°C	1.238	1.250	1.262				V
	3V ≤ (V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ) ≤ 35V 10 mA ≤ I <sub>OUT</sub> ≤ 3A, P ≤ 30W	1.225	1.250	1.270	1.20	1.25	1.30	V
Line Regulation	3V ≤ (V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ) ≤ 35V (Note 3)		0.005	0.01		0.005	0.03	%/V
			0.02	0.05		0.02	0.07	%/V
Load Regulation	10 mA ≤ I <sub>OUT</sub> ≤ 3A (Note 3)		0.1	0.3		0.1	0.5	%
			0.3	1		0.3	1.5	%
Thermal Regulation	20 ms Pulse		0.002	0.01		0.002	0.03	%/W
Adjustment Pin Current			50	100		50	100	μA
Adjustment Pin Current Change	10 mA ≤ I <sub>OUT</sub> ≤ 3A, 3V ≤ (V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub> ) ≤ 35V		0.2	5		0.2	5	μA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Electrical Characteristics (Continued)

Specifications with standard type face are for  $T_J = 25^\circ\text{C}$ , and those with boldface type apply over full Operating Temperature Range. Unless otherwise specified,  $V_{IN} - V_{OUT} = 5\text{V}$ , and  $I_{OUT} = 10\text{ mA}$ . (Note 2)

Parameter	Conditions	LM350A			LM350			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Temperature Stability	$T_{MIN} \leq T_J \leq T_{MAX}$		1		1			%
Minimum Load Current	$V_{IN} - V_{OUT} = 35\text{V}$		3.5	10	3.5	10		mA
Current Limit	$V_{IN} - V_{OUT} \leq 10\text{V}$	3.0	4.5		3.0	4.5		A
	$V_{IN} - V_{OUT} = 30\text{V}$	0.3	1		0.25	1		A
RMS Output Noise, % of $V_{OUT}$	$10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$		0.001		0.001			%
Ripple Rejection Ratio	$V_{OUT} = 10\text{V}$ , $f = 120\text{ Hz}$ , $C_{ADJ} = 0\text{ }\mu\text{F}$		65		65			dB
	$V_{OUT} = 10\text{V}$ , $f = 120\text{ Hz}$ , $C_{ADJ} = 10\text{ }\mu\text{F}$	66	86		66	86		dB
Long-Term Stability	$T_J = 125^\circ\text{C}$ , 1000 hrs		0.25	1	0.25	1		%
Thermal Resistance, Junction to Case	K Package				1.2	1.5		$^\circ\text{C/W}$
	T Package		3	4	3	4		$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient (No Heat Sink)	K Package				35			$^\circ\text{C/W}$
	T Package		50		50			$^\circ\text{C/W}$

**Note 1:** Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is intended to be functional, but do not guarantee specific performance limits. For guaranteed specifications and test conditions, see the Electrical Characteristics.

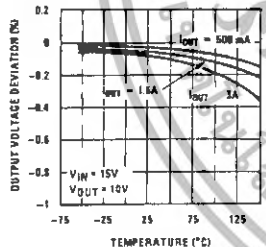
**Note 2:** These specifications are applicable for power dissipations up to 30W for the TO-18 (K) package and 25W for the TO-220 (T) package. Power dissipation is guaranteed at these values up to 15V input-output differential. Above 15V differential, power dissipation will be limited by internal protection circuitry. All limits (i.e., the numbers in the Min. and Max. columns) are guaranteed to National's AQL (Average Outgoing Quality Level).

**Note 3:** Regulation is measured at a constant junction temperature, using pulse testing with a low duty cycle. Changes in output voltage due to heating effects are covered under the specifications for thermal regulation.

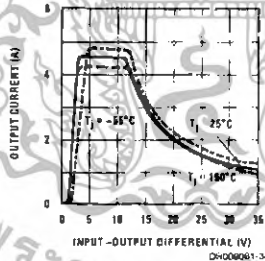
**Note 4:** Refer to RETS150K drawing for military specifications of the LM150K.

## Typical Performance Characteristics

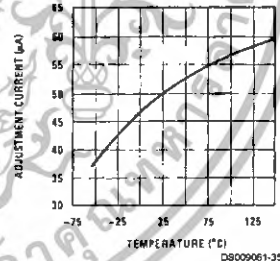
Load Regulation



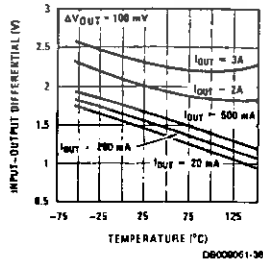
Current Limit



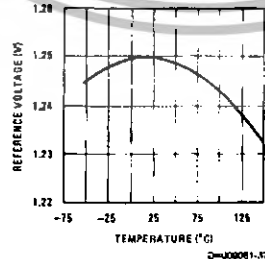
Adjustment Current



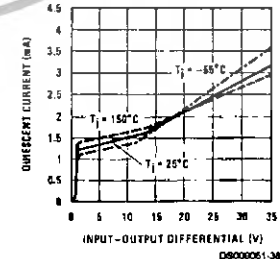
Dropout Voltage



Temperature Stability



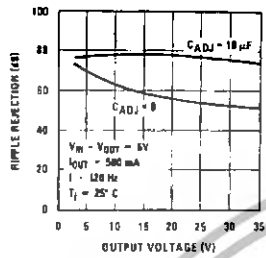
Minimum Operating Current



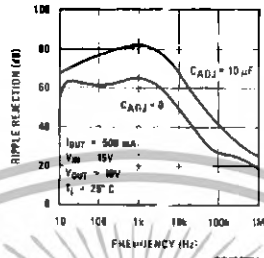
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Characteristics (Continued)

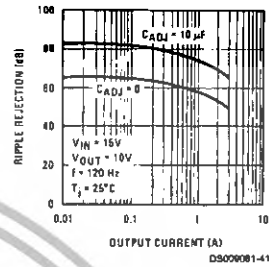
Ripple Rejection



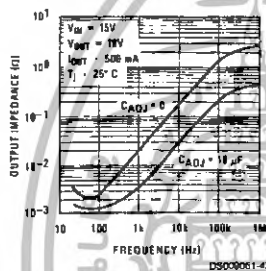
Ripple Rejection



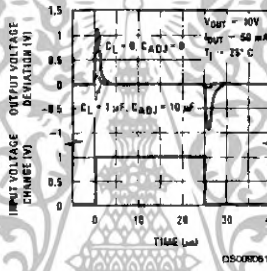
Ripple Rejection



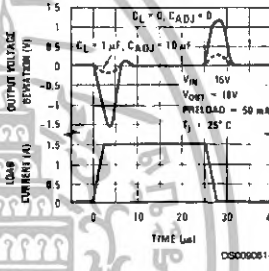
Output Impedance



Line Transient Response



Load Transient Response



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Application Hints

In operation, the LM150 develops a nominal 1.25V reference voltage,  $V_{REF}$ , between the output and adjustment terminal. The reference voltage is impressed across program resistor R1 and, since the voltage is constant, a constant current  $I_1$  then flows through the output set resistor R2, giving an output voltage of

$$V_{OUT} = V_{REF} \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right) + I_{ADJ} R_2.$$

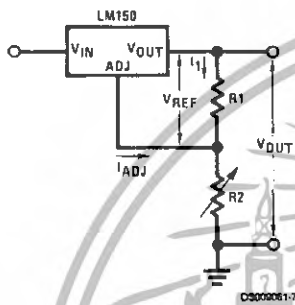


FIGURE 1.

Since the 50  $\mu$ A current from the adjustment terminal represents an error term, the LM150 was designed to minimize  $I_{ADJ}$  and make it very constant with line and load changes. To do this, all quiescent operating current is returned to the output establishing a minimum load current requirement. If there is insufficient load on the output, the output will rise.

### EXTERNAL CAPACITORS

An input bypass capacitor is recommended. A 0.1  $\mu$ F disc or 1  $\mu$ F solid tantalum on the input is suitable input bypassing for almost all applications. The device is more sensitive to the absence of input bypassing when adjustment or output capacitors are used but the above values will eliminate the possibility of problems.

The adjustment terminal can be bypassed to ground on the LM150 to improve ripple rejection. This bypass capacitor prevents ripple from being amplified as the output voltage is increased. With a 10  $\mu$ F bypass capacitor 86 dB ripple rejection is obtainable at any output level. Increases over 10  $\mu$ F do not appreciably improve the ripple rejection at frequencies above 120 Hz. If the bypass capacitor is used, it is sometimes necessary to include protection diodes to prevent the capacitor from discharging through internal low current paths and damaging the device.

In general, the best type of capacitors to use is solid tantalum. Solid tantalum capacitors have low impedance even at high frequencies. Depending upon capacitor construction, it takes about 25  $\mu$ F in aluminum electrolytic to equal 1  $\mu$ F solid tantalum at high frequencies. Ceramic capacitors are also good at high frequencies, but some types have a large decrease in capacitance at frequencies around 0.5 MHz. For this reason, 0.01  $\mu$ F disc may seem to work better than a 0.1  $\mu$ F disc as a bypass.

Although the LM150 is stable with no output capacitors, like any feedback circuit, certain values of external capacitance can cause excessive ringing. This occurs with values be-

tween 500 pF and 5000 pF. A 1  $\mu$ F solid tantalum (or 25  $\mu$ F aluminum electrolytic) on the output swamps this effect and insures stability.

### LOAD REGULATION

The LM150 is capable of providing extremely good load regulation but a few precautions are needed to obtain maximum performance. The current set resistor connected between the adjustment terminal and the output terminal (usually 240 $\Omega$ ) should be tied directly to the output (case) of the regulator rather than near the load. This eliminates line drops from appearing effectively in series with the reference and degrading regulation. For example, a 15V regulator with 0.05 $\Omega$  resistance between the regulator and load will have a load regulation due to line resistance of 0.05 $\Omega$  x  $I_{OUT}$ . If the set resistor is connected near the load the effective line resistance will be 0.05 $\Omega$  (1 + R2/R1) or in this case, 11.5 times worse.

Figure 2 shows the effect of resistance between the regulator and 240 $\Omega$  set resistor.

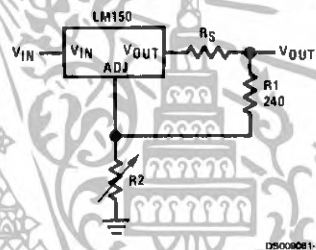


FIGURE 2. Regulator with Line Resistance in Output Lead

With the TO-3 package, it is easy to minimize the resistance from the case to the set resistor, by using two separate leads to the case. The ground of R2 can be returned near the ground of the load to provide remote ground sensing and improve load regulation.

### PROTECTION DIODES

When external capacitors are used with any IC regulator it is sometimes necessary to add protection diodes to prevent the capacitors from discharging through low current points into the regulator. Most 10  $\mu$ F capacitors have low enough internal series resistance to deliver 20A spikes when shorted. Although the surge is short, there is enough energy to damage parts of the IC.

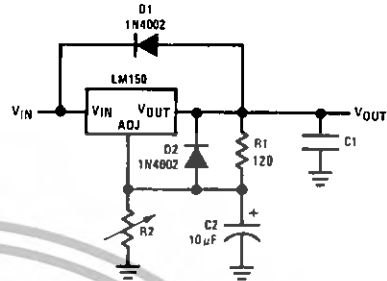
When an output capacitor is connected to a regulator and the input is shorted, the output capacitor will discharge into the output of the regulator. The discharge current depends on the value of the capacitor, the output voltage of the regulator and the rate of decrease of  $V_{IN}$ . In the LM150, this discharge path is through a large junction that is able to sustain 25A surge with no problem. This is not true of other types of positive regulators. For output capacitors of 25  $\mu$ F or less, there is no need to use diodes.

The bypass capacitor on the adjustment terminal can discharge through a low current junction. Discharge occurs when either the input or output is shorted. Internal to the LM150 is a 50 $\Omega$  resistor which limits the peak discharge current. No protection is needed for output voltages of 25V or

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Application Hints (Continued)

less and 10  $\mu\text{F}$  capacitance. *Figure 3* shows an LM150 with protection diodes included for use with outputs greater than 25V and high values of output capacitance.



DS000061-9

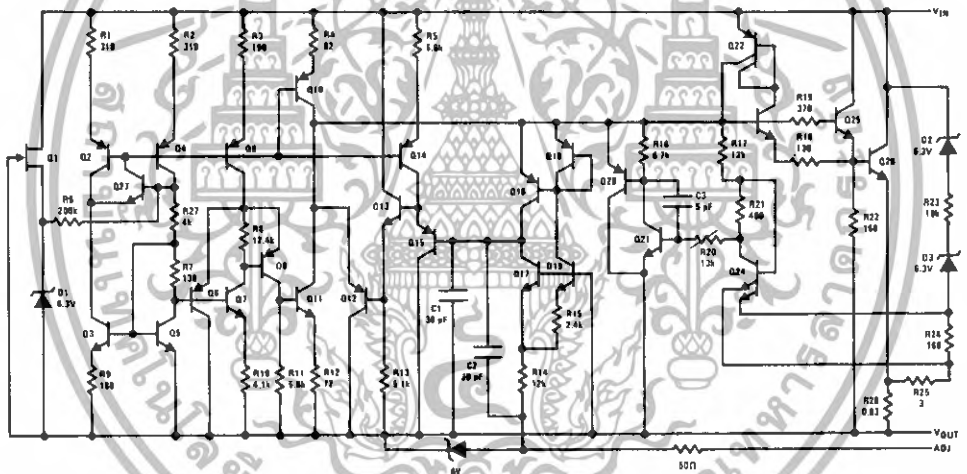
D1 protects against C1

D2 protects against C2

$$V_{OUT} = 1.25V \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ}R2$$

FIGURE 3. Regulator with Protection Diodes

### Schematic Diagram

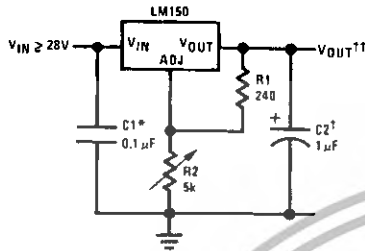


DS000061-10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Applications

### 1.2V–25V Adjustable Regulator



DS000061-1

Full output current not available at high input-output voltages.

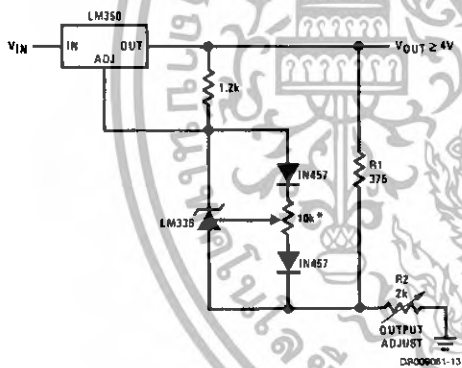
<sup>†</sup>Optional—Improves transient response. Output capacitors in the range of 1 μF to 1000 μF of aluminum or tantalum electrolytic are commonly used to provide improved output impedance and rejection of transients.

\*Needed if device is more than 6 inches from filter capacitors.

$$1.1V_{OUT} = 1.25V \left( 1 + \frac{R2}{R1} \right) + I_{ADJ}(R2)$$

Note: Usually R1 = 240Ω for LM150 and R1 = 120Ω for LM350.

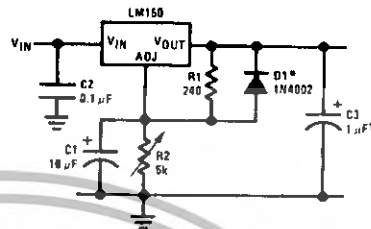
### Precision Power Regulator with Low Temperature Coefficient



DS000061-13

\*Adjust for 3.75V across R1

### Adjustable Regulator with Improved Ripple Rejection

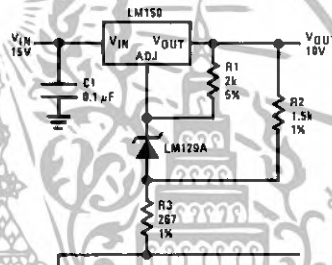


DS000061-15

<sup>†</sup>Solid tantalum

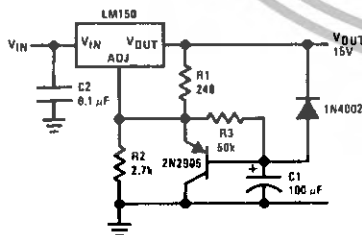
<sup>\*</sup>Discharges C1 if output is shorted to ground

### High Stability 10V Regulator



DS000061-16

### Slow Turn-ON 15V Regulator

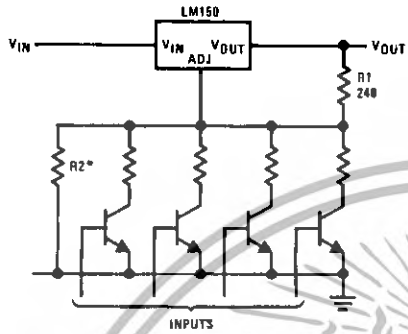


DS000061-14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

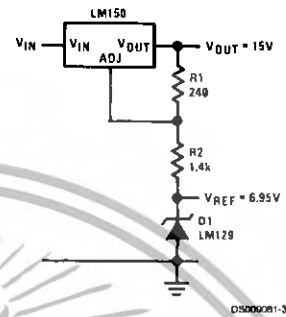
**Typical Applications** (Continued)

**Digitally Selected Outputs**

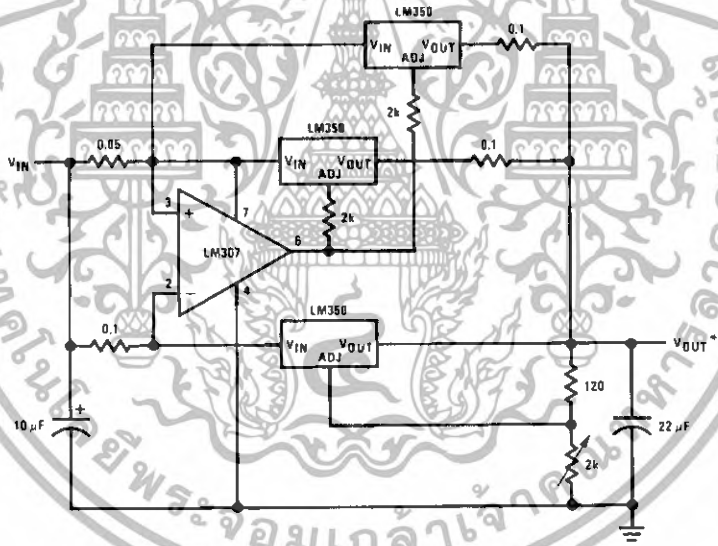


\*Sets maximum  $V_{OUT}$

**Regulator and Voltage Reference**



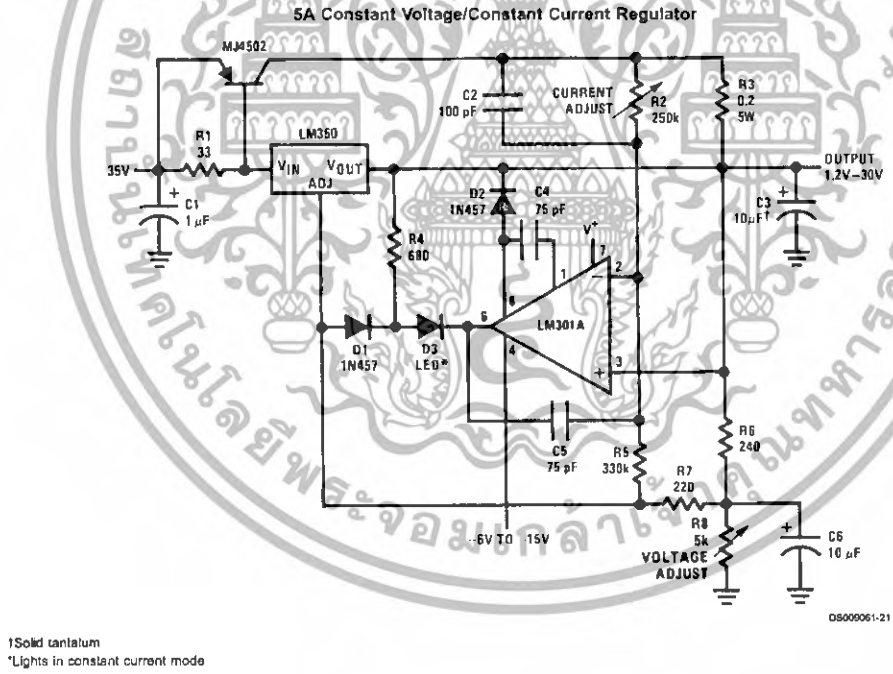
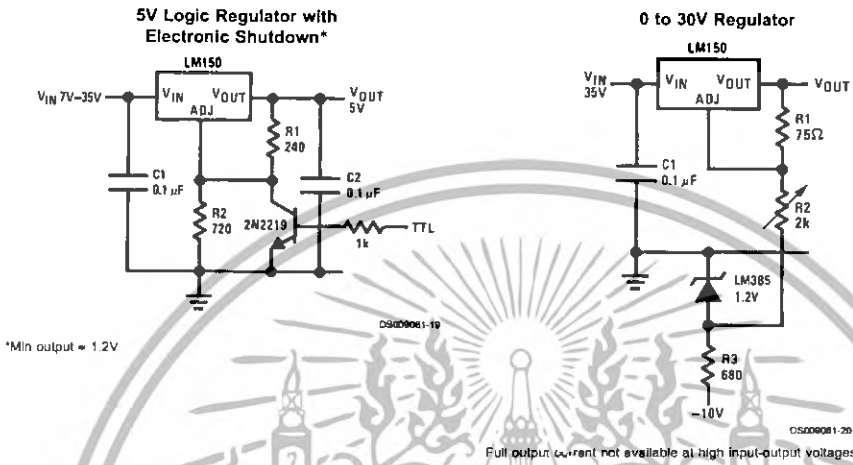
**10A Regulator**



\*Minimum load current 50 mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

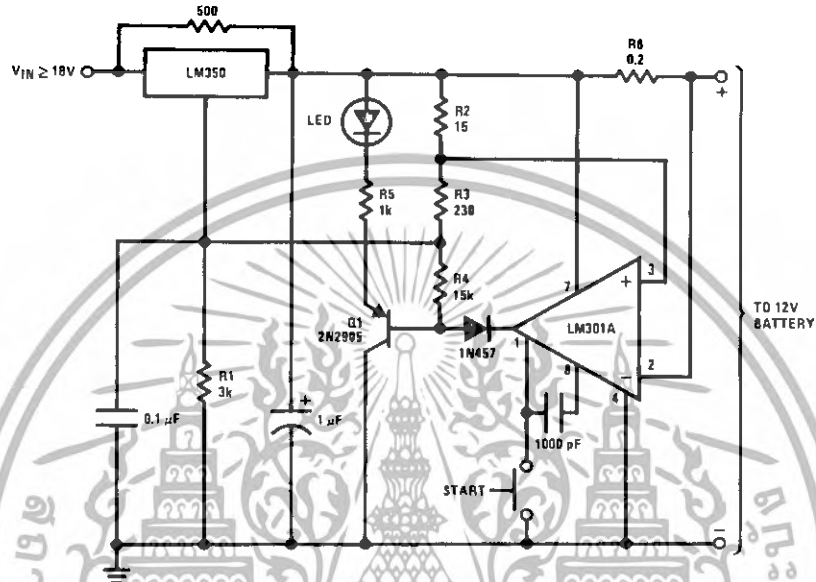
**Typical Applications** (Continued)



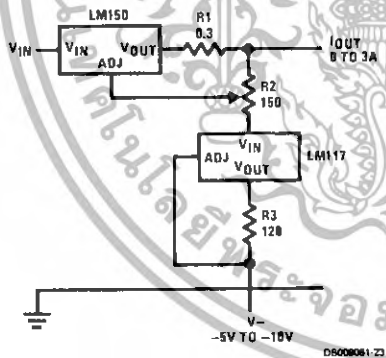
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

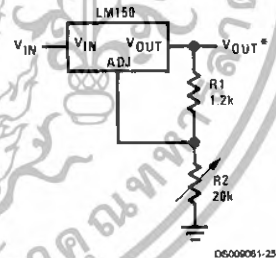
12V Battery Charger



Adjustable Current Regulator

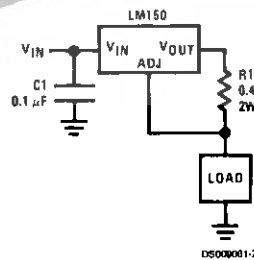


1.2V-20V Regulator with Minimum Program Current

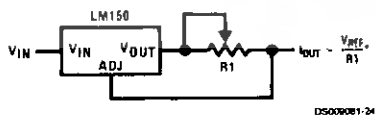


\*Minimum output current = 4 mA

3A Current Regulator



Precision Current Limiter

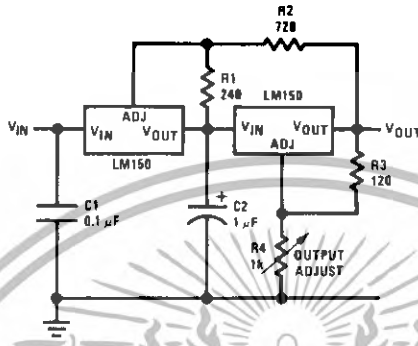


\*0.4 ≤ R1 ≤ 120Ω

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

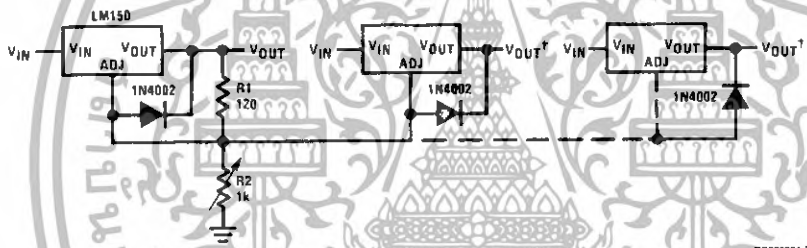
Typical Applications (Continued)

Tracking Preregulator



DS00001-27

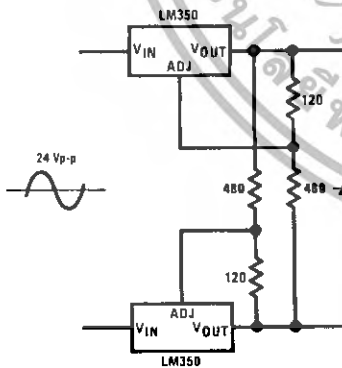
Adjusting Multiple On-Card Regulators with Single Control\*



DS00001-20

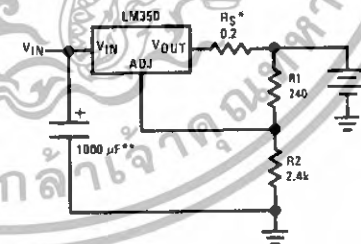
\*Minimum load — 10 mA  
\*All outputs within ±100 mV

AC Voltage Regulator



DS00001-20

Simple 12V Battery Charger



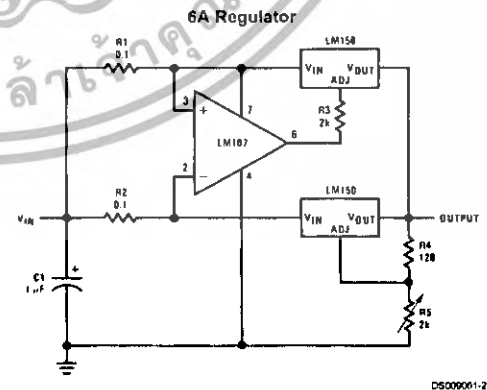
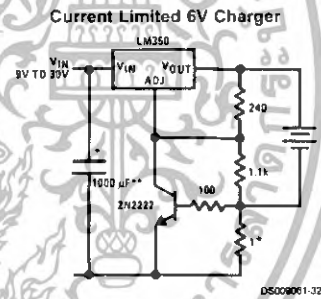
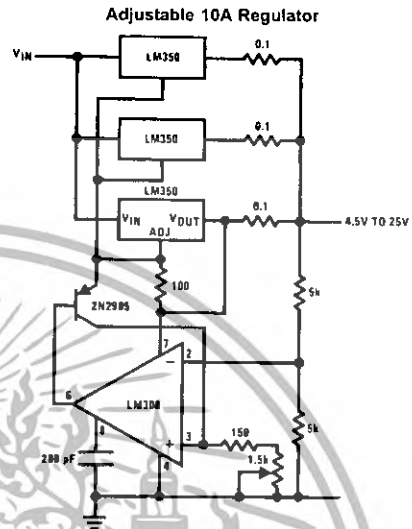
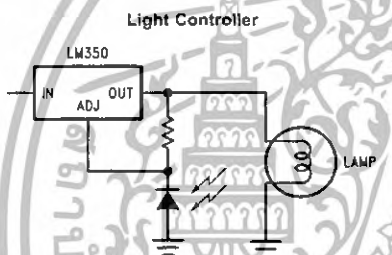
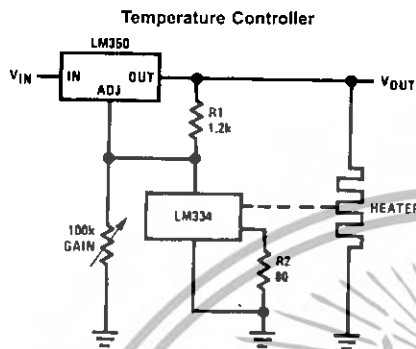
DS00001-30

\* $R_S$ —sets output impedance of charger:  $Z_{OUT} = R_S \left( 1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$   
DS00001-48

Use of  $R_S$  allows low charging rates with fully charged battery.  
\*\*1000  $\mu$ F is recommended to filter out any input transients

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

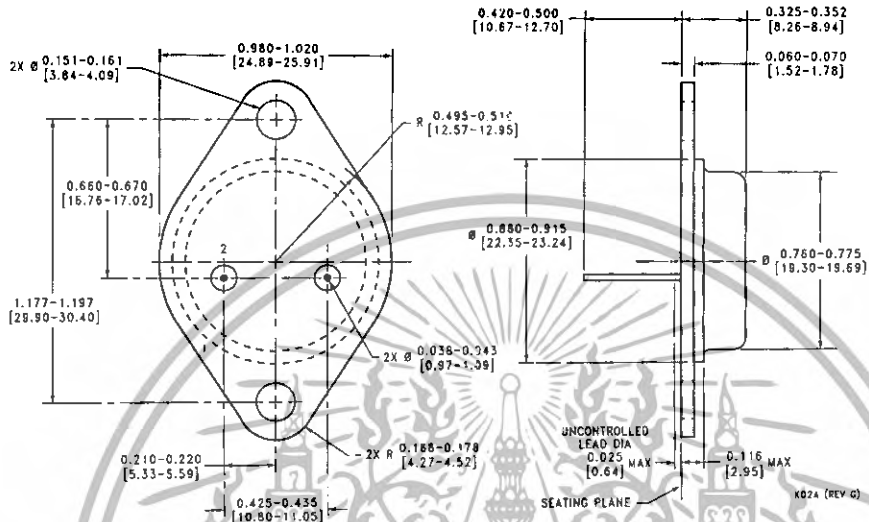
**Typical Applications** (Continued)



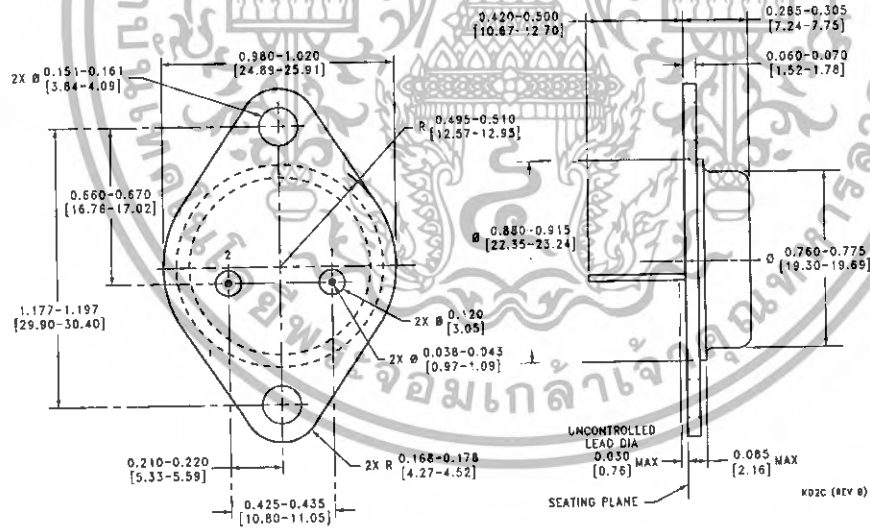
\*Suits peak current (2A for 0.3 $\Omega$ )  
 \*\*1000  $\mu F$  is recommended to filter out any input transients.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted



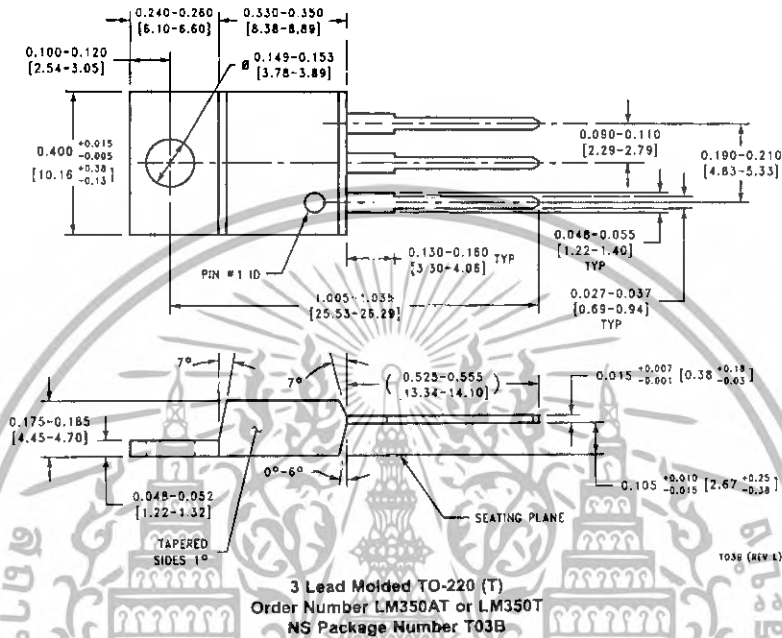
**2 Lead TO-3 Metal Can Package (K)**  
**Order Number LM150K STEEL or LM350K STEEL**  
**NS Package Number K02A**



**2 Lead TO-3 Metal Can Package (K)**  
**Mil-Aero Product**  
**Order Number LM150K/883**  
**NS Package Number K02C**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Physical Dimensions** inches (millimeters) unless otherwise noted (Continued)



**LIFE SUPPORT POLICY**

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation  
Americas  
Tel: 1-800-272-9959  
Fax: 1-800-737-7018  
Email: support@nsc.com

www.national.com

National Semiconductor Europe

Fax: +49 (0) 1 80-530 85 06  
Email: europe.support@nsc.com  
Deutsch Tel: +49 (0) 1 80-530 85 06  
English Tel: +49 (0) 1 80-532 78 52  
Francais Tel: +49 (0) 1 80-532 63 58  
Italiano Tel: +49 (0) 1 80-534 16 51

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group

Tel: 65-2544486  
Fax: 65-2504466  
Email: sea.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.

Tel: 81-3-5839-7500  
Fax: 81-3-5839-7507

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**RATINGS AND SPECIFICATIONS**

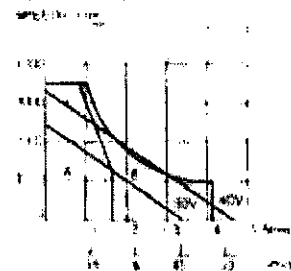
Item	Motor Type UGFMED-	C9SA20E	C9EA20E	C9MA20E
Rated Output	W	20.1	26.4	35.2
Rated Torque	N·m (oz·in)	0.18 (22.7)	0.21 (29.8)	0.28 (39.8)
Rated Speed	r/min	1200	1200	1200
Rated Voltage	V	29.4	30	30.7
Rated Current	A	1.5	1.8	2.1
Rated Power Rate	kW/s	1.60	2.24	2.76
Rated Angular Acceleration	rad/s	10400	10660	9850
Instantaneous Peak Torque	N·m (oz·in)	0.41 (58.4)	0.56 (79.4)	0.83 (132)
Instantaneous Peak Current	A	3.4	4.2	6.0
Instantaneous Max. Speed	r/min	3500	3500	3000
Moment of Inertia Jm (+GD M/4)	kg·m <sup>2</sup> (oz·in·s <sup>2</sup> )	1.54 × 10 <sup>-4</sup> (2.18 × 10 <sup>-4</sup> )	1.97 × 10 <sup>-4</sup> (2.79 × 10 <sup>-4</sup> )	2.84 × 10 <sup>-4</sup> (4.03 × 10 <sup>-4</sup> )
Armature Winding Resistance	Ω	7.0	5.5	4.1
Armature Inductance	mH	6.7	6.3	5.4
Induced Voltage constant	V/1000 (r/min)	12.9	14.3	16.6
Torque Constant	N·m/A (oz·in/A)	0.123 (17.5)	0.136 (19.4)	0.158 (22.5)
Friction Torque	N·m (oz·in)	0.0078 (1.1)	0.011 (1.53)	0.016 (2.22)
Viscous Damping Coefficient	N·m/ (r/min) (oz·in/ (r/min))	3.04 × 10 <sup>-6</sup> (4.31 × 10 <sup>-6</sup> )	4.31 × 10 <sup>-6</sup> (6.12 × 10 <sup>-6</sup> )	6.76 × 10 <sup>-6</sup> (9.59 × 10 <sup>-6</sup> )
Inertia Time Constant	ms	7.1	5.8	4.6
Inductive Time Constant	ms	0.98	1.1	1.3
Approx. Mass	g (oz)	575 (20.3)	690 (24.3)	885 (31.2)

- Time Rating: Continuous
- Withstand Voltage: 500VAC/1 min
- Ambient Conditions: indoor
- Temperature: 10 to +40 °C
- Humidity: 80 RH Max

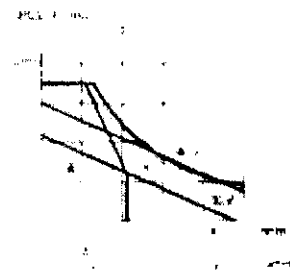
- Direction of Rotation: When +V is applied to terminals with red lead, motor rotates clockwise (CW) from the drive end.
- Allowable Thrust Load: 13.3N (4.4lb) or below
- Allowable Radial Load: 15.7N (3.5lb) from the shaft, 4.9N (1.1lb) or below

**SPEED-TORQUE CHARACTERISTICS**

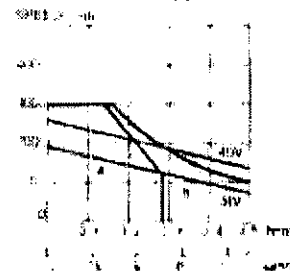
• UGFMED-C9SA20E



• UGFMED-C9EA20E



• UGFMED-C9MA20E



A: Area of safe continuous duty without air cooling

B: Area of intermittent duty

Environmental conditions

Temperature 25 °C Humidity 80 % max

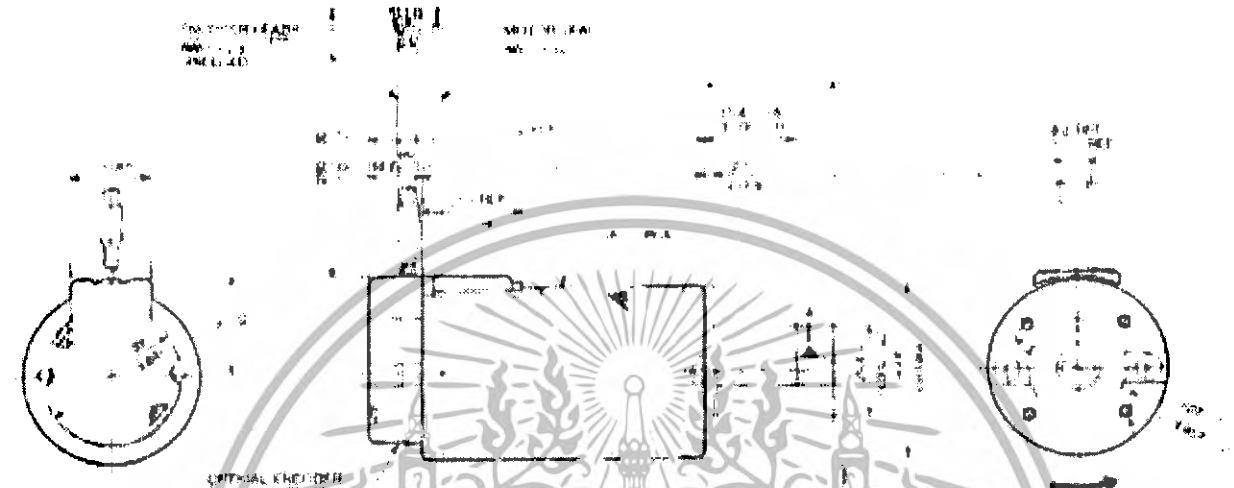
Note: Motor mounted on 100 × 100 × 3 (mm) (4 × 4 × 0.1259) metal plate. Curve data for an ambient temp of 100 °C.

ไมวารณมีเตาทั้งสิน อิกทั้งหามมีใหัดดแปลงเนือหา และตององอิงถึงเงาของเอกสารทุกครังที่มีกรนำไปใช้

WITH LOW COSTS

# 144 to 400 pulses/rev

## ■ DIMENSIONS in mm(Inches)



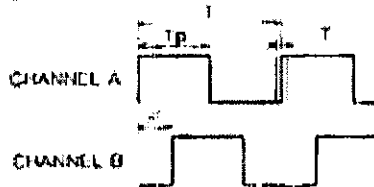
Type	L	LI
UGFMED-C9SA20E	82.0 (3.26)	88.1 (2.68)
UGFMED-C9EA20E	92.8 (3.65)	78.1 (3.08)
UGFMED-C9MA20E	112.8 (4.44)	98.1 (3.86)



## ■ OPTICAL ENCODER CHARACTERISTIC TABLES

Type	P/rev	Input Power Requirement	+ 5VDC ± 5% 40mA Max.
UTOPI-014HP	144	Waveform	Square Wave, 2 Channel
UTOPI-015HP	150	Output Circuit	TTL Compatible
UTOPI-020HP	200	Flutter	360° ± 9° (5% p-p Max.) T/T × 100%
UTOPI-028HP	288	Pulse Duty Cycle	180° ± 30° (50 ± 8.3%) Tp/T × 100%
UTOPI-036HP	360	Phase Offset	90° ± 36° (25 ± 10%) 1/T × 100%
UTOPI-040HP	400	Frequency Range	20kHz

### ● Signal Waveform



### ● Encoder Lead

Input	+5VDC	RED
	0V	BLACK
Output	Channel A	WHITE
	Channel B	GREEN
	Shield	---

### Notes :

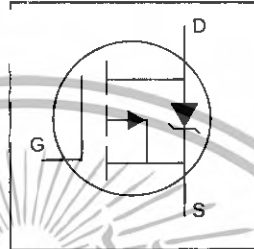
- The relation of A and B channels to the motor rotating direction must correctly be set. If not so, overtravel may occur.
- Avoid vibration or shock on the encoder or its output circuit.
- Do not perform the insulation test or measure the insulation resistance.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเชิงงานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRF9540N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- P-Channel
- Fully Avalanche Rated

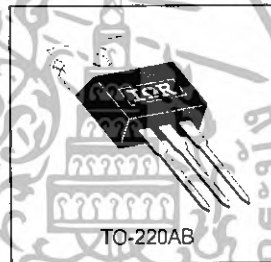


$V_{DS} = -100V$
$R_{DS(on)} = 0.117\Omega$
$I_D = -23A$

### Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



### Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	-23	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	-16	
$I_{DM}$	-76	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	140	W
	0.91	
$V_{GS}$	$\pm 20$	V
$E_{AS}$	430	mJ
$I_{AR}$	-11	A
$E_{AR}$	14	mJ
$dv/dt$	-5.0	V/ns
$T_J$	-55 to + 175	°C
$T_{STG}$		
	300 (1.6mm from case)	
	10 lbf•in (1.1N•m)	

### Thermal Resistance

Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	—	1.1	°C/W
$R_{\theta CS}$	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	—	62	

5/13/98

# IRF9540N



## Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	-100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = -250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	-0.11	—	$V/^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = -1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.117	$\Omega$	$V_{GS} = -10V, I_D = -11A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	-2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = -250\mu A$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	5.3	—	—	S	$V_{DS} = -50V, I_D = -11A$
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	-25	$\mu A$	$V_{DS} = -100V, V_{GS} = 0V$
		—	—	-250	$\mu A$	$V_{DS} = -80V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS} = -20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	—	97	nC	$I_D = -11A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	15	nC	$V_{DS} = -80V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	51	nC	$V_{GS} = -10V$ , See Fig. 6 and 13 ②
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	15	—	ns	$V_{DD} = -50V$
$t_r$	Rise Time	—	67	—	ns	$I_D = -11A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	51	—	ns	$R_G = 5.1\Omega$
$t_f$	Fall Time	—	51	—	ns	$R_D = 4.2\Omega$ , See Fig. 10 ③
$L_D$	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
$L_S$	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	1300	—	pF	$V_{GS} = 0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	400	—	pF	$V_{DS} = -25V$
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	240	—	pF	$f = 1.0\text{MHz}$ , See Fig. 5

## Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	-23	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ④	—	—	-76	A	
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	-1.6	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = -11A, V_{GS} = 0V$ ⑤
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	150	220	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = -11A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	830	1200	nC	$di/dt = -100A/\mu s$ ⑥
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ )				

### Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. ( See fig. 11 )

② Starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 7.1\text{mH}$   
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = -11A$ . (See Figure 12)

③  $I_{SD} \leq -11A, di/dt \leq -470A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$

④ Pulse width  $\leq 300\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

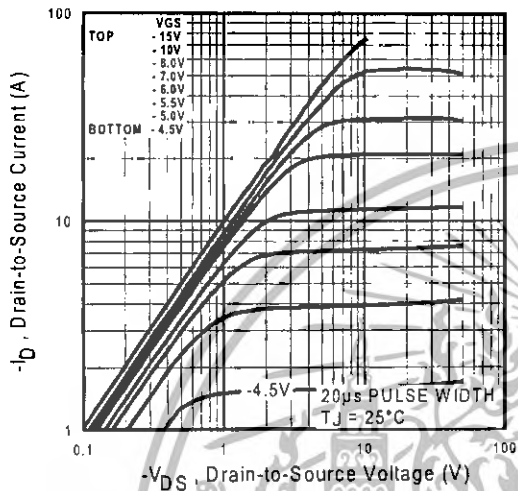


Fig 1. Typical Output Characteristics

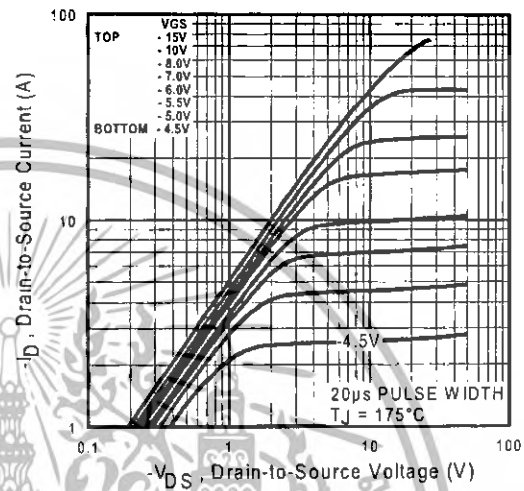


Fig 2. Typical Output Characteristics

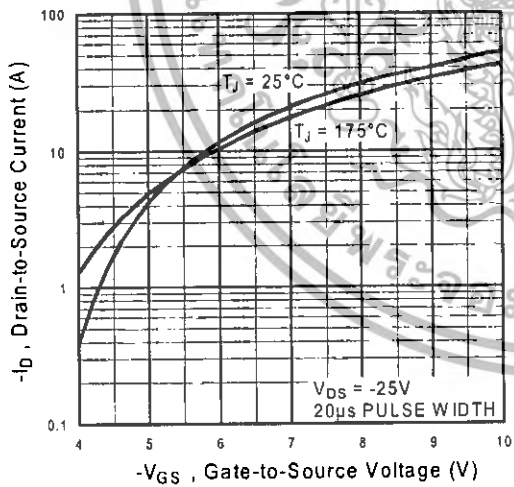


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

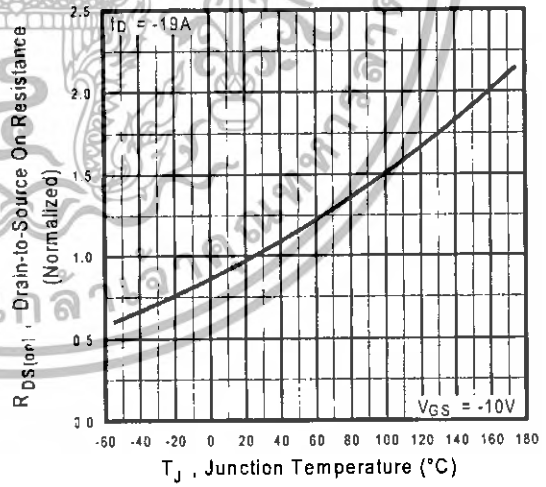


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

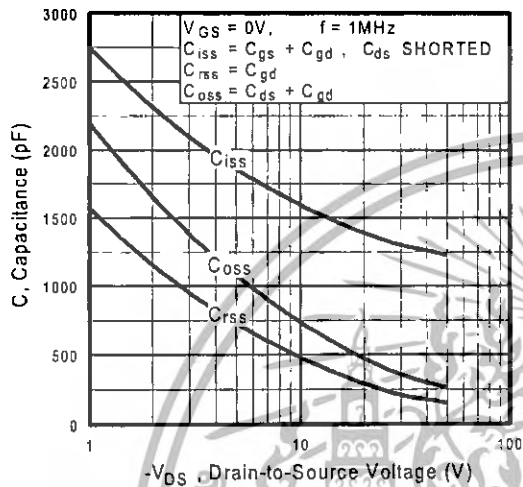


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

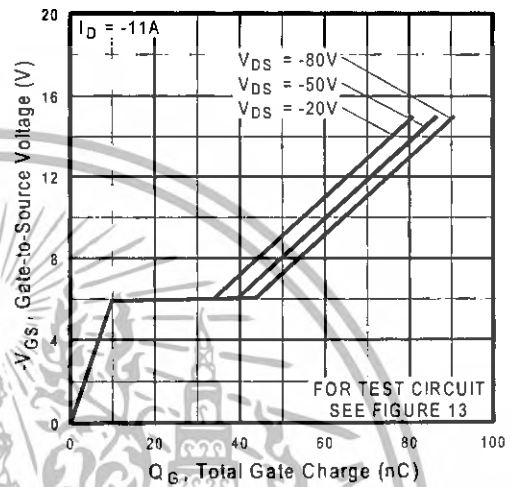


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

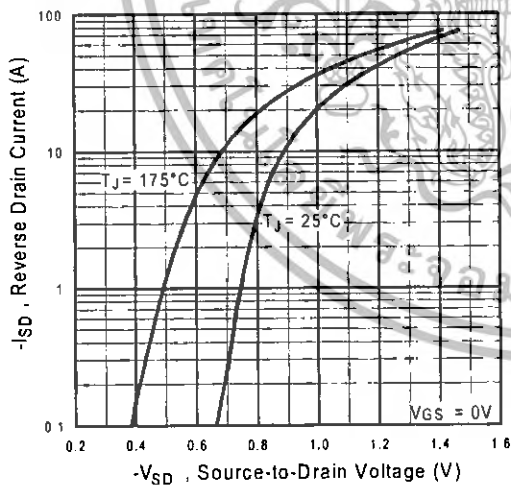


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

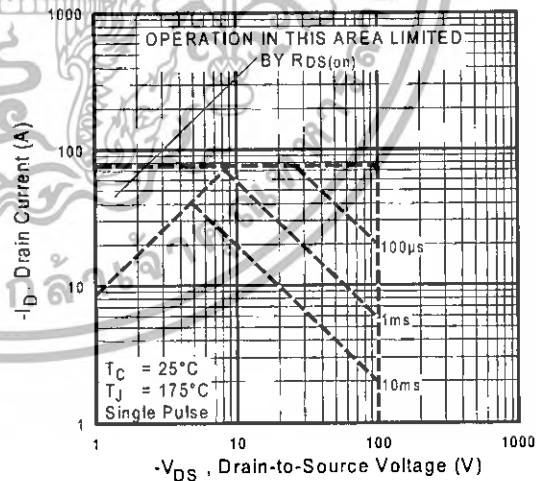


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

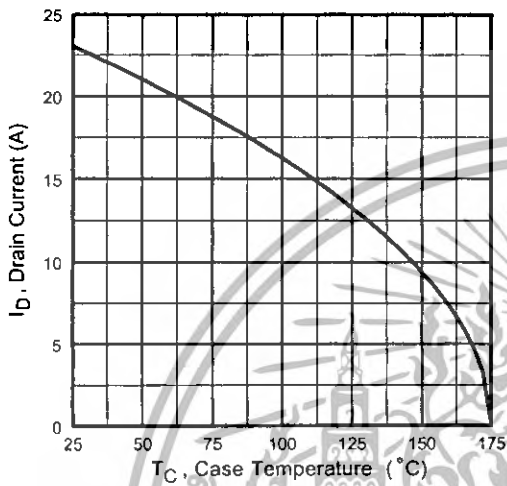


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

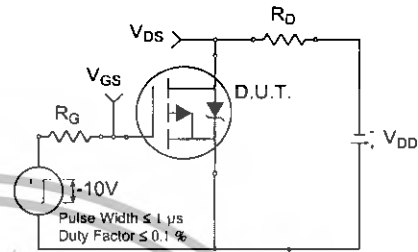


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

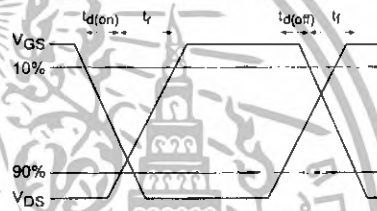


Fig 10b. Switching Time Waveforms

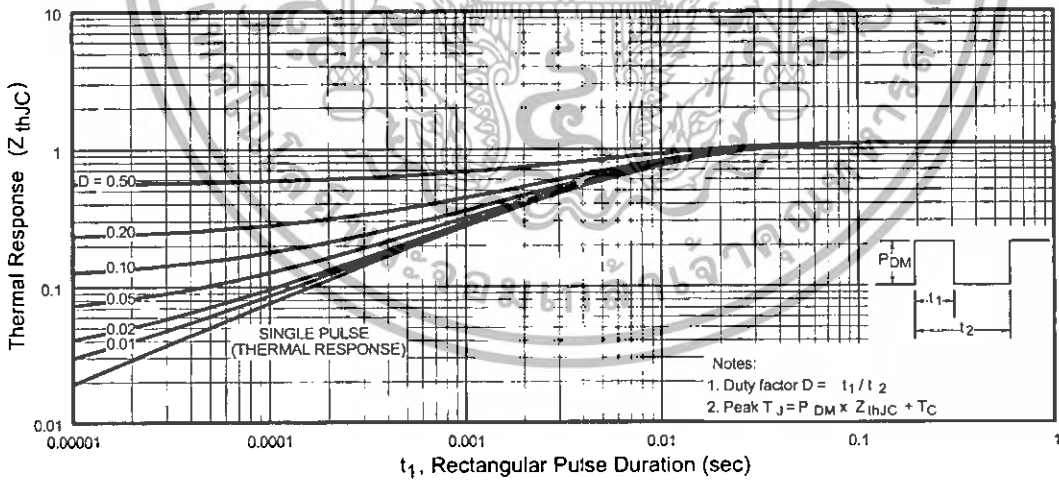


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

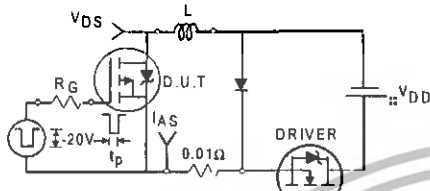


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

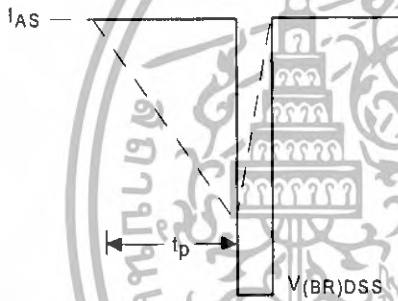


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

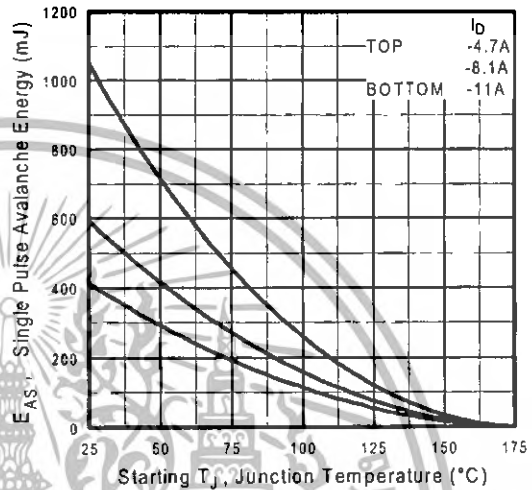


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

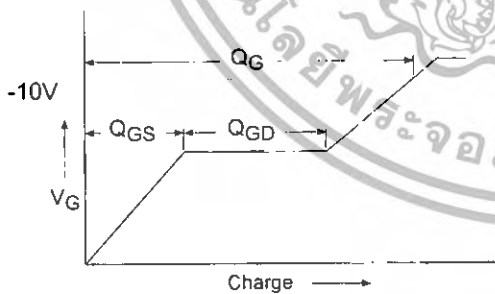


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

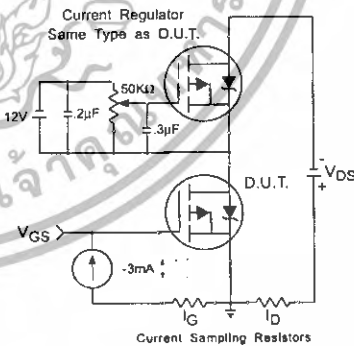
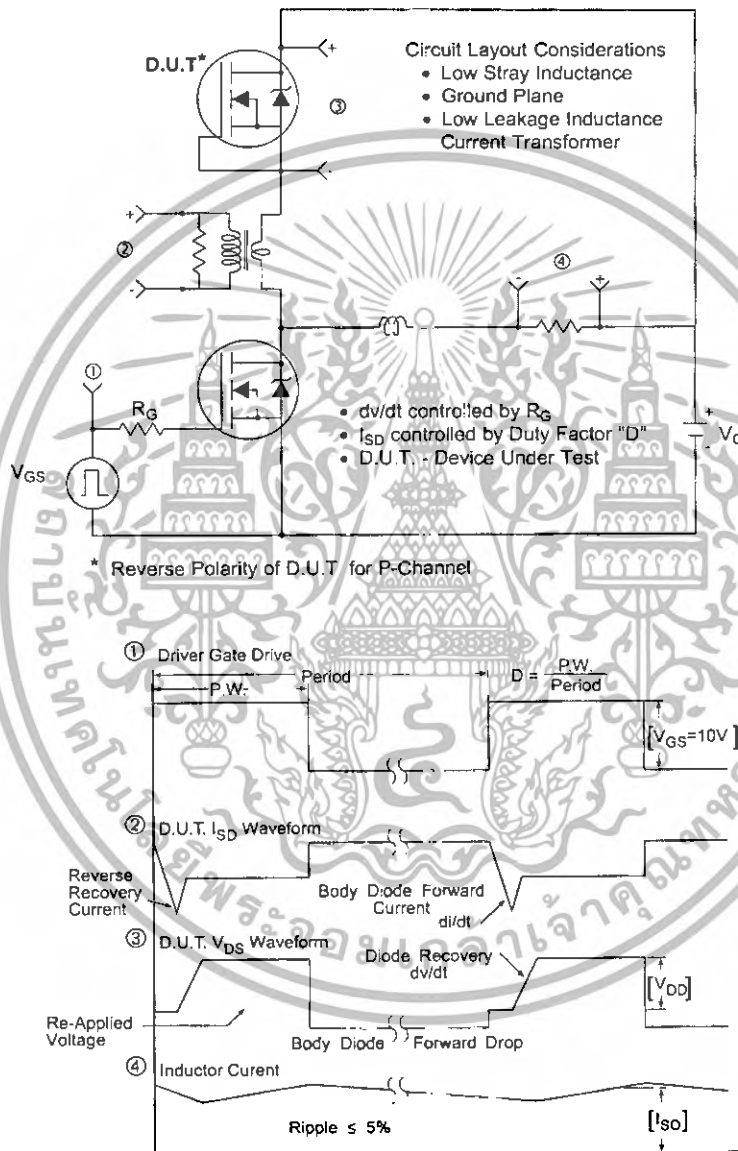


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit



\*\*\*  $V_{GS} = 5.0V$  for Logic Level and 3V Drive Devices

Fig 14. For P-Channel HEXFETS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

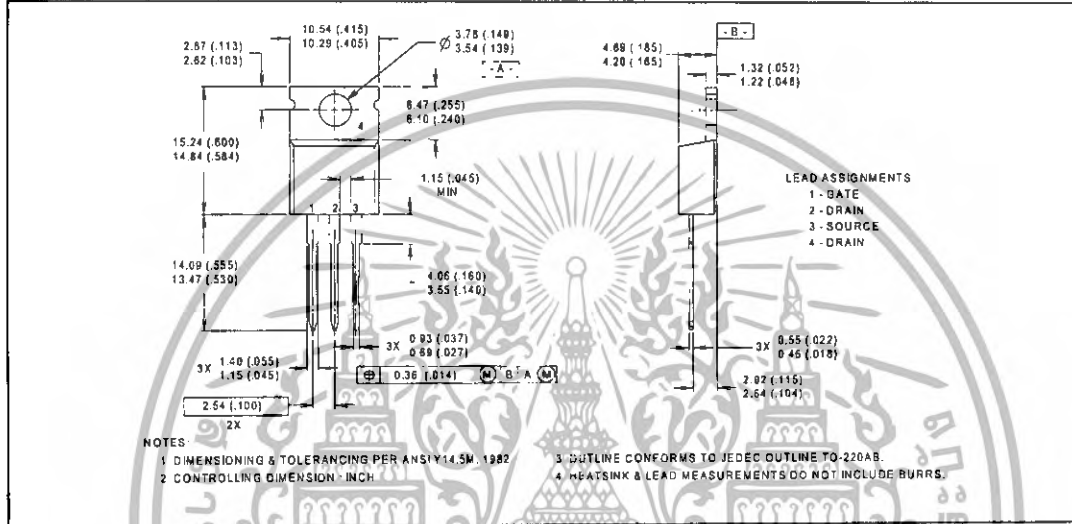
# IRF9540N



## Package Outline

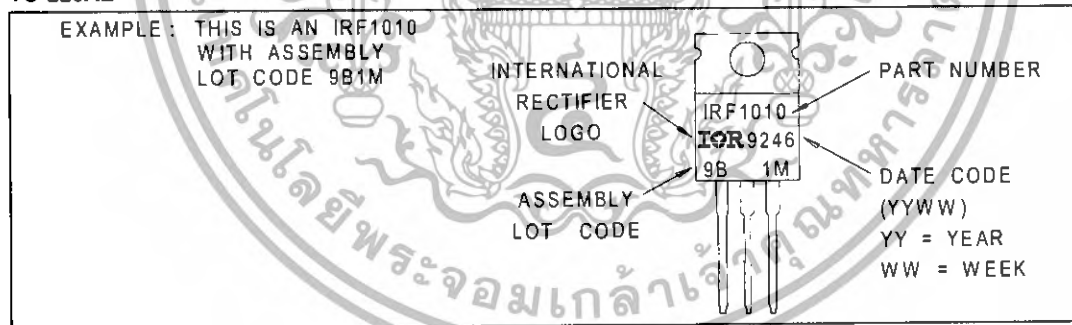
### TO-220AB Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)



## Part Marking Information

### TO-220AB



International  
**IR** Rectifier

**WORLD HEADQUARTERS:** 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, Tel: (310) 322 3331

**EUROPEAN HEADQUARTERS:** Hurst Green, Oxted, Surrey RH8 9BB, UK Tel: ++ 44 1883 732020

**IR CANADA:** 7321 Victoria Park Ave., Suite 201, Markham, Ontario L3R 2Z8, Tel: (905) 475 1897

**IR GERMANY:** Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 6172 96590

**IR ITALY:** Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 11 451 0111

**IR FAR EAST:** K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo Japan 171 Tel: 81 3 3983 0086

**IR SOUTHEAST ASIA:** 315 Outram Road, #10-02 Tan Boon Liat Building, Singapore 0316 Tel: 65 221 8371

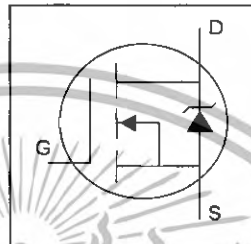
<http://www.irf.com/> Data and specifications subject to change without notice. 5/98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRF540N

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated

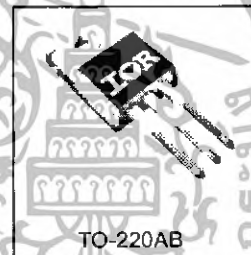


$V_{DSS} = 100V$
$R_{DS(on)} = 44m\Omega$
$I_D = 33A$

### Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



### Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	33	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	23	
$I_{DM}$	110	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	130	W
	0.87	W/°C
$V_{GS}$	± 20	V
$I_{AR}$	16	A
$E_{AR}$	13	mJ
dv/dt	7.0	V/ns
$T_J$	-55 to + 175	
$T_{STG}$		°C
	300 (1.6mm from case)	
	10 lbf·in (1.1N·m)	

### Thermal Resistance

Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	—	1.15	°C/W
$R_{\theta CS}$	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	—	62	

# IRF540N

International  
IR Rectifier

## Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	100	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.12	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	44	m $\Omega$	$V_{GS} = 10V, I_D = 16A$ ①
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	21	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 16A$ ②
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	$\mu A$	$V_{DS} = 100V, V_{GS} = 0V$
				250	$\mu A$	$V_{DS} = 80V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS} = -20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	—	71	nC	$I_D = 16A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	14	nC	$V_{DS} = 80V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	21	nC	$V_{GS} = 10V$ , See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	11	—	ns	$V_{DD} = 50V$
$t_r$	Rise Time	—	35	—	ns	$I_D = 16A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	39	—	ns	$R_G = 5.1\Omega$
$t_f$	Fall Time	—	35	—	ns	$V_{GS} = 10V$ , See Fig. 10 ④
$L_D$	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
$L_S$	Internal Source Inductance	—	7.5	—	nH	
$C_{ISS}$	Input Capacitance	—	1960	—	pF	$V_{DS} = 0V$
$C_{OSS}$	Output Capacitance	—	250	—	pF	$V_{DS} = 25V$
$C_{RSS}$	Reverse Transfer Capacitance	—	40	—	pF	$f = 1.0\text{MHz}$ , See Fig. 5
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy ⑤	—	700 ⑥	185 ⑥	mJ	$I_{AS} = 16A, L = 1.5\text{mH}$

## Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	33	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	110	A	
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	1.2	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 16A, V_{GS} = 0V$ ②
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	115	170	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 16A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	505	760	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ③
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ )				

### Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)

② Starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 1.5\text{mH}$ ,  $R_G = 25\Omega$ ,  $I_{AS} = 16A$ . (See Figure 12)

③  $I_{SO} \leq 16A$ ,  $di/dt \leq 340A/\mu s$ ,  $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$ ,  $T_J \leq 175^\circ\text{C}$

④ Pulse width  $\leq 400\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .

⑤ This is a typical value at device destruction and represents operation outside rated limits.

⑥ This is a calculated value limited to  $T_J = 175^\circ\text{C}$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

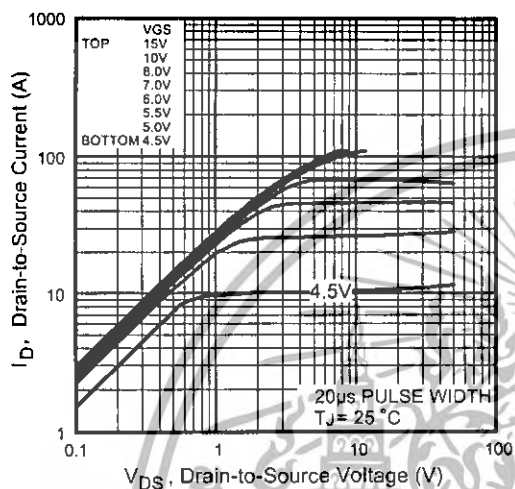


Fig 1. Typical Output Characteristics

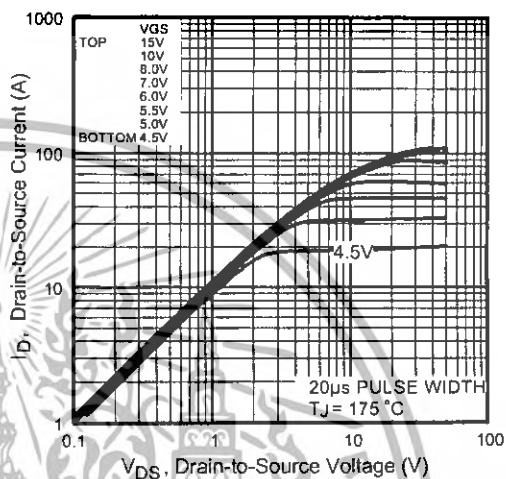


Fig 2. Typical Output Characteristics

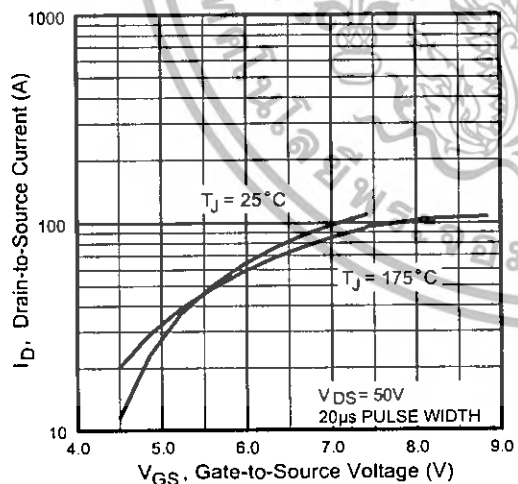


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

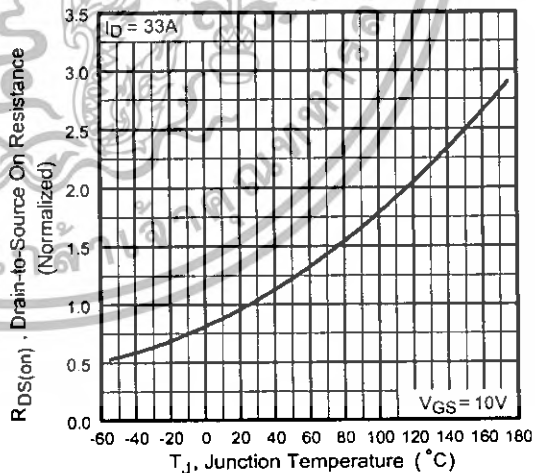


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

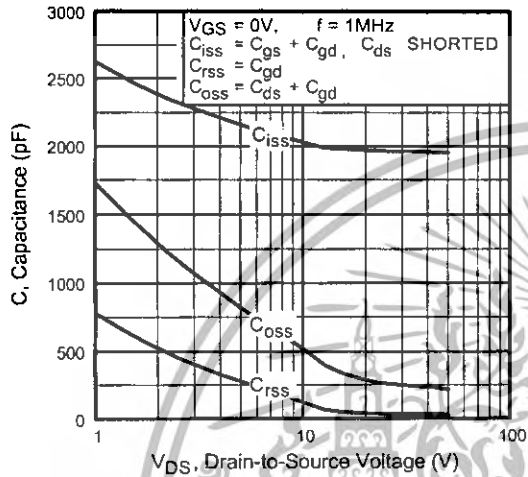


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

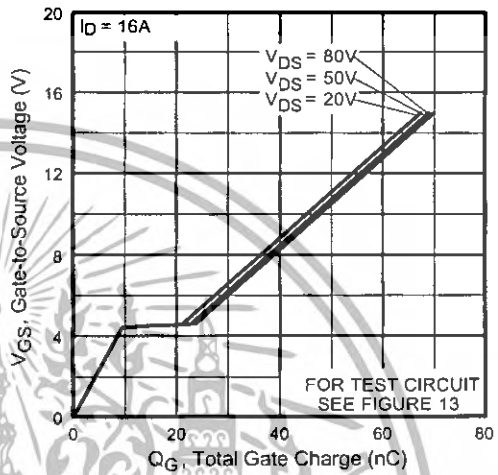


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

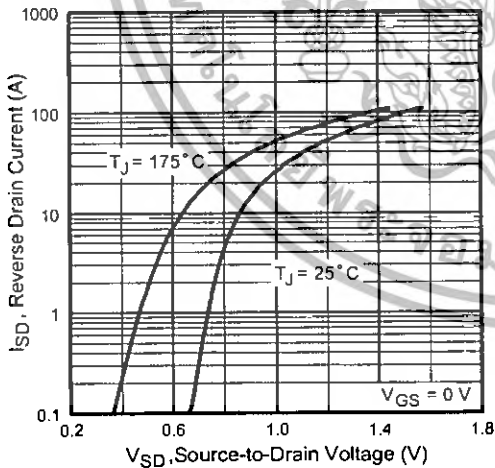


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

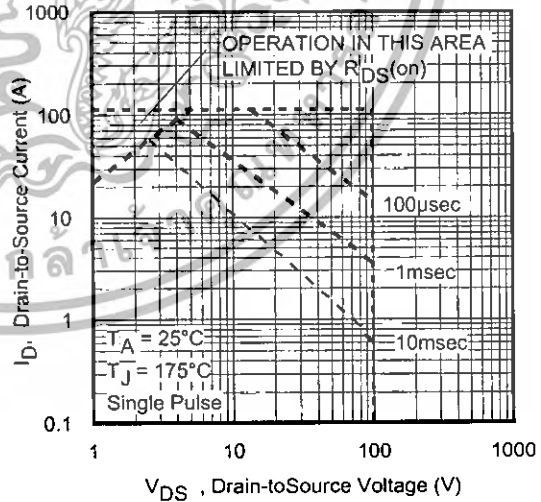


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

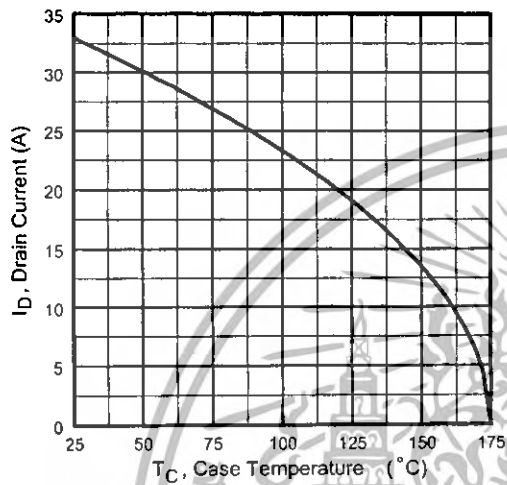


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

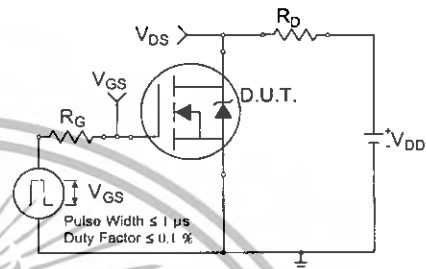


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

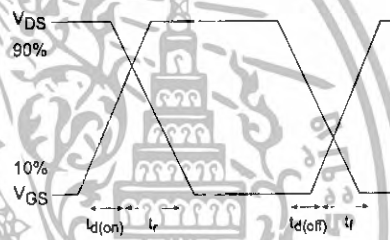


Fig 10b. Switching Time Waveforms

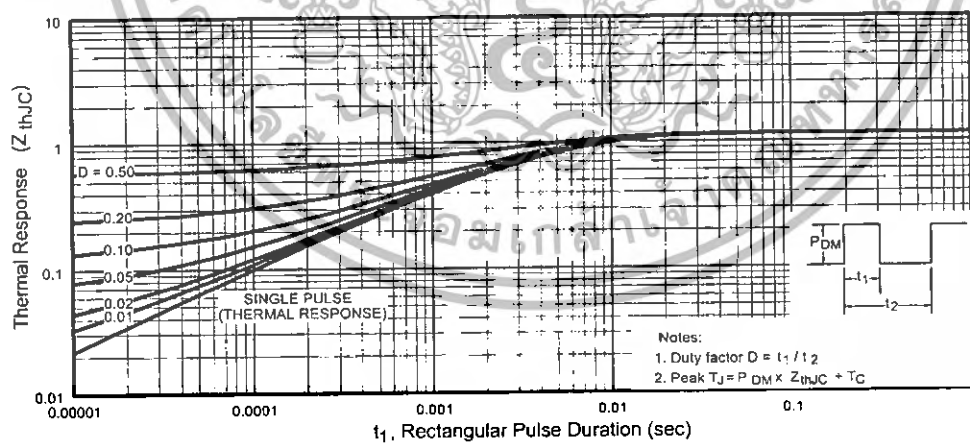


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRF540N

International  
**IGR** Rectifier

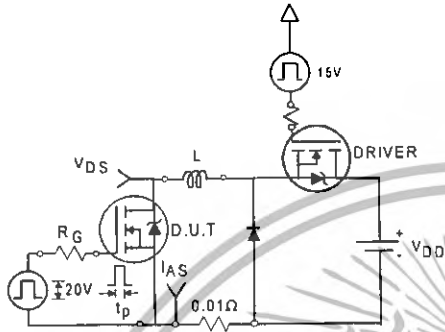


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

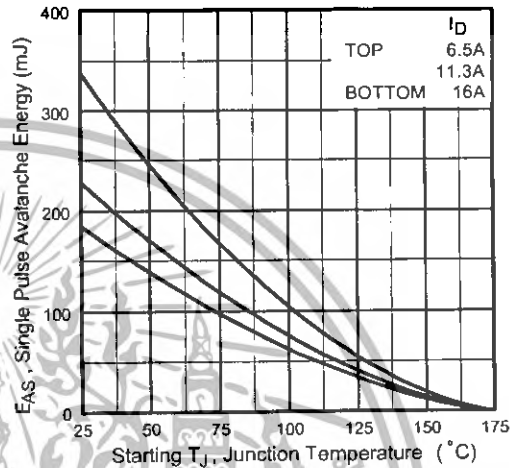


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

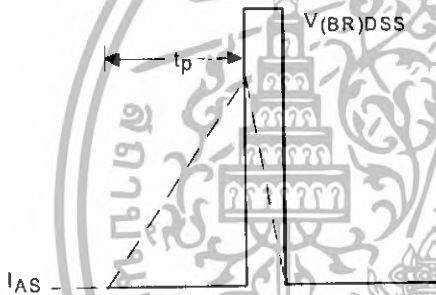


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

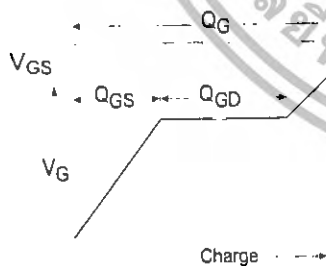


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

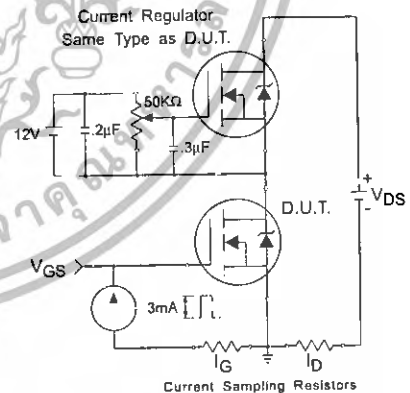
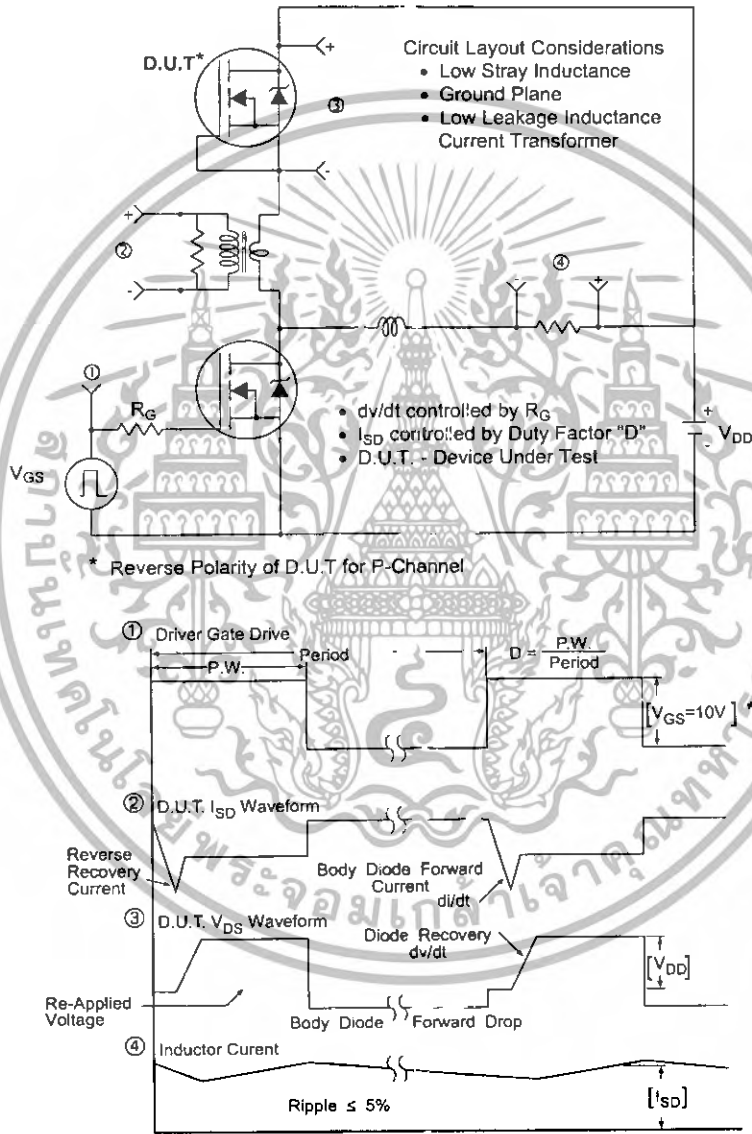


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit



\*\*\*  $V_{GS} = 5.0V$  for Logic Level and 3V Drive Devices

Fig 14. For N-channel HEXFET® power MOSFETs

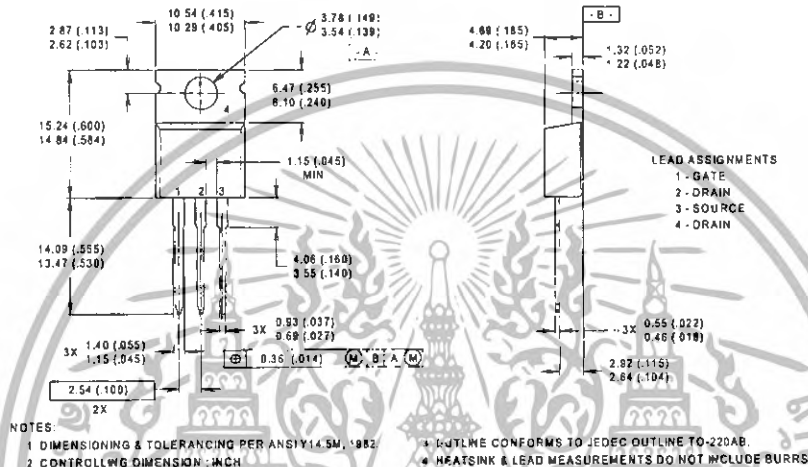
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IRF540N

International  
**IR** Rectifier

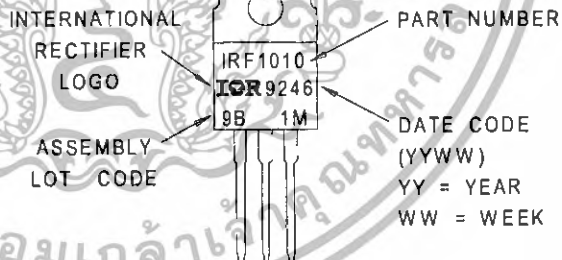
## Package Outline TO-220AB

Dimensions are shown in millimeters (inches)



## Part Marking Information TO-220AB

EXAMPLE : THIS IS AN IRF1010  
WITH ASSEMBLY  
LOT CODE 9B1M



Data and specifications subject to change without notice.  
This product has been designed and qualified for the industrial market.  
Qualification Standards can be found on IR's Web site.

International  
**IR** Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105  
TAC Fax: (310) 252-7903  
Visit us at [www.irf.com](http://www.irf.com) for sales contact information.03/01  
[www.irf.com](http://www.irf.com)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# CD4073B, CD4081B, CD4082B Types

## CMOS AND Gates

High-Voltage Types (20-Volt Rating)

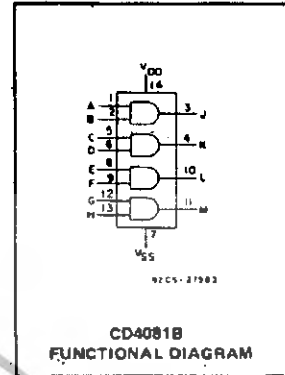
CD4073B Triple 3-Input AND Gate  
CD4081B Quad 2-Input AND Gate  
CD4082B Dual 4-Input AND Gate

■ CD4073B, CD4081B and CD4082B AND gates provide the system designer with direct implementation of the AND function and supplement the existing family of CMOS gates.

The CD4073B, CD4081B and CD4082B types are supplied in 14-lead dual-in-line ceramic packages (D and F suffixes), 14-lead dual-in-line plastic packages (E suffix), and in chip form (H suffix).

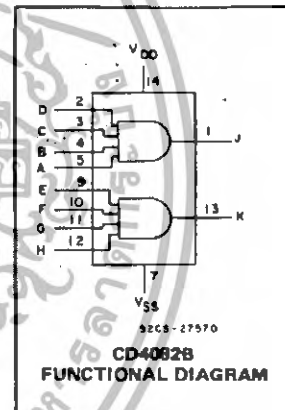
### Features:

- Medium-Speed Operation —  $t_{PLH}$ ,  $t_{PHL} = 60$  ns (typ.) at  $V_{DD} = 10$  V
- 100% tested for quiescent current at 20 V
- Maximum input current of  $1 \mu A$  at 18 V over full package-temperature range; 100 nA at 18 V and 25°C
- Noise margin (full package-temperature range) =
  - 1 V at  $V_{DD} = 5$  V
  - 2 V at  $V_{DD} = 10$  V
  - 2.5 V at  $V_{DD} = 15$  V
- Standardized, symmetrical output characteristics
- 5-V, 10-V, and 15-V parametric ratings
- Meets all requirements of JEDEC Tentative Standard No. 13B, "Standard Specifications for Description of 'B' Series CMOS Devices"



### MAXIMUM RATINGS: Absolute-Maximum Values:

DC SUPPLY-VOLTAGE RANGE ( $V_{DD}$ )	-0.5V to +20V
Voltages referenced to $V_{SS}$ Terminal	
INPUT VOLTAGE RANGE, ALL INPUTS	-0.5V to $V_{DD} + 0.5V$
DC INPUT CURRENT, ANY ONE INPUT	$\pm 10$ mA
POWER DISSIPATION PER PACKAGE ( $P_D$ ):	
For $T_A = -55^\circ C$ to $+100^\circ C$	500mW
For $T_A = +100^\circ C$ to $+125^\circ C$	Derate Linearly at 12mW/°C to 200mW
DEVICE DISSIPATION PER OUTPUT TRANSISTOR	
FOR $T_A =$ FULL PACKAGE-TEMPERATURE RANGE (All Package Types)	100mW
OPERATING-TEMPERATURE RANGE ( $T_A$ )	$-55^\circ C$ to $+125^\circ C$
STORAGE TEMPERATURE RANGE ( $T_{stg}$ )	$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$
LEAD TEMPERATURE (DURING SOLDERING):	
At distance 1/16 ± 1/32 inch (1.59 ± 0.79mm) from case for 10s max	+285°C



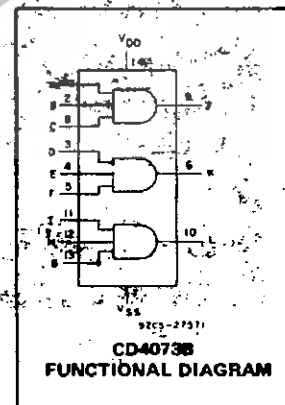
### RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability, nominal operating conditions should be selected so that operation is always within the following ranges:

CHARACTERISTIC	LIMITS		UNITS
	MIN.	MAX.	
Supply-Voltage Range (For $T_A =$ Full Package Temperature Range)	3	18	V

DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS at  $T_A = 25^\circ C$ , Input  $t_r, t_f = 20$  ns, and  $C_L = 50$  pF,  $R_L = 200$  kΩ

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	ALL TYPES LIMITS		UNITS	
		$V_{DD}$ Volts	TYP.		MAX.
Propagation Delay Time, $t_{PHL}, t_{PLH}$		5	125	250	ns
		10	60	120	
		15	45	90	
Transition Time, $t_{THL}, t_{TLH}$		5	100	200	ns
		10	50	100	
		15	40	80	
Input Capacitance, $C_{IN}$	Any Input	—	5	7.5	pF



## CD4073B, CD4081B, CD4082B Types

### STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTIC	CONDITIONS			LIMITS AT INDICATED TEMPERATURES (°C)							UNITS
	V <sub>O</sub> (V)	V <sub>IN</sub> (V)	V <sub>DD</sub> (V)	+25							
				-65	-40	+85	+125	Min.	Typ.	Max.	
Quiescent Device Current, I <sub>DD</sub> Max.	—	0.5	5	0.25	0.25	7.5	7.5	—	0.01	0.25	μA
	—	0.10	10	0.5	0.5	15	15	—	0.01	0.5	
	—	0.15	15	1	1	30	30	—	0.01	1	
	—	0.20	20	5	5	150	150	—	0.02	5	
Output Low (Sink) Current, I <sub>OL</sub> Min.	0.4	0.5	5	0.64	0.61	0.42	0.36	0.51	1	—	mA
	0.5	0.10	10	1.6	1.5	1.1	0.9	1.3	2.6	—	
	1.5	0.15	15	4.2	4	2.8	2.4	3.4	6.8	—	
Output High (Source) Current, I <sub>OH</sub> Min.	4.6	0.5	5	-0.64	-0.61	-0.42	-0.36	-0.51	-1	—	mA
	2.5	0.5	5	-2	-1.8	-1.3	-1.15	-1.6	-3.2	—	
	9.5	0.10	10	-1.6	-1.5	-1.1	-0.9	-1.3	-2.6	—	
	13.5	0.15	15	-4.2	-4	-2.8	-2.4	-3.4	-6.8	—	
Output Voltage: Low-Level, V <sub>OL</sub> Max.	—	0.5	5	0.05				—	0	0.05	V
	—	0.10	10	0.05				—	0	0.05	
	—	0.15	15	0.05				—	0	0.05	
Output Voltage: High-Level, V <sub>OH</sub> Min.	—	0.5	5	4.95				4.95	5	—	V
	—	0.10	10	9.95				9.95	10	—	
	—	0.15	15	14.95				14.95	15	—	
Input Low Voltage, V <sub>IL</sub> Max.	0.5	—	5	1.5				—	—	1.5	V
	1	—	10	3				—	—	3	
	1.5	—	15	4				—	—	4	
Input High Voltage, V <sub>IH</sub> Min.	0.5, 4.5	—	5	3.5				3.5	—	—	V
	1.9	—	10	7				7	—	—	
	1.5, 13.5	—	15	11				11	—	—	
Input Current I <sub>IN</sub> Max.	—	0.18	18	±0.1	±0.1	±1	±1	—	±10 <sup>-5</sup>	±0.1	μA

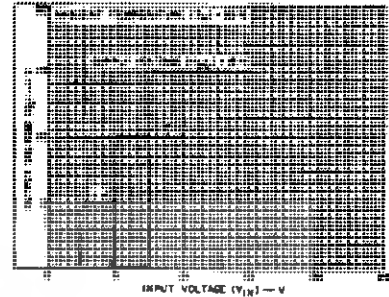


Fig. 3 - Typical voltage transfer characteristics.

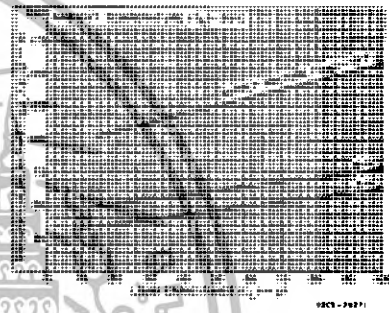


Fig. 4 - Typical propagation delay time as a function of load capacitance.

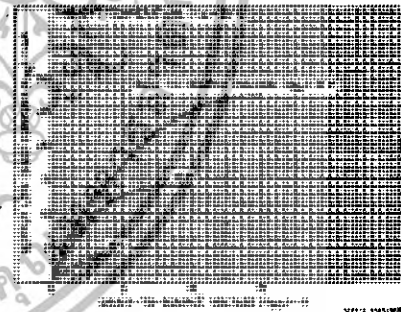


Fig. 5 - Typical output low (sink) current characteristics.



Fig. 1 - Schematic diagram for CD4081B (1 of 4 identical gates).

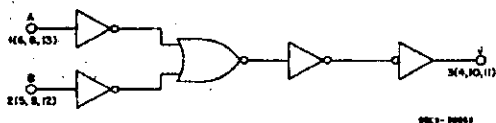


Fig. 2 - Logic diagram for CD4081B (1 of 4 identical gates).

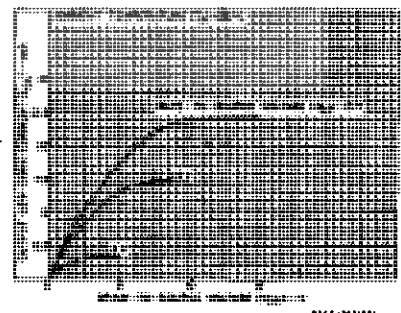


Fig. 6 - Minimum output low (sink) current characteristics.

## CD4073B, CD4081B, CD4082B Types

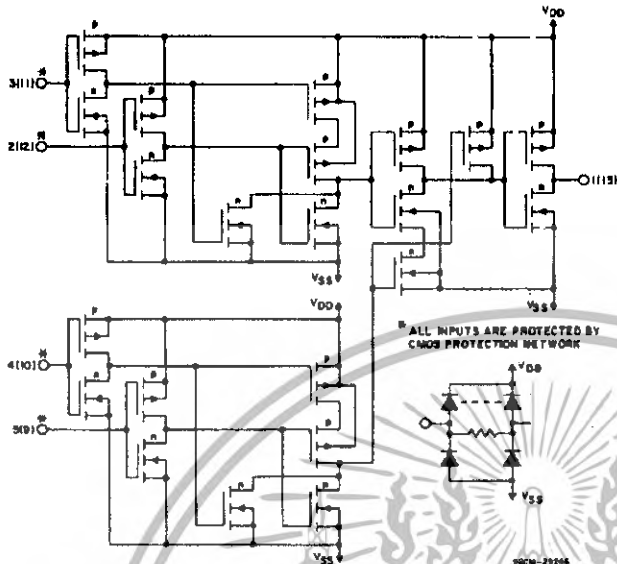


Fig. 7 — Schematic diagram for CD4082B (1 of 2 identical gates).

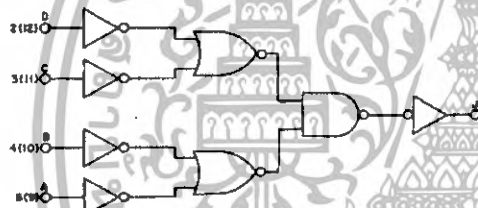


Fig. 9 — Logic diagram for CD4082B (1 of 2 identical gates).

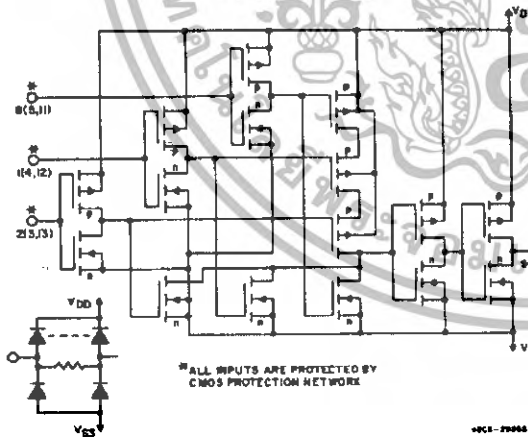


Fig. 11 — Schematic diagram for CD4073B (1 of 3 identical gates).

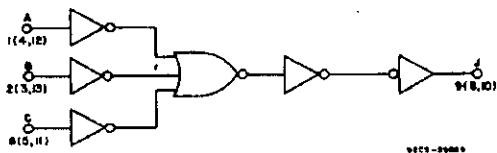


Fig. 13 — Logic diagram for CD4073B (1 of 3 identical gates).

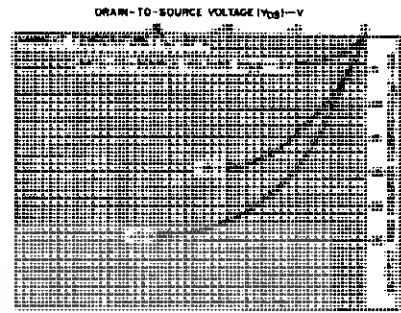


Fig. 8 — Typical output high (source) current characteristics.

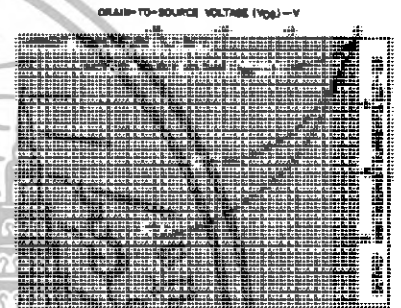


Fig. 10 — Minimum output high (source) current characteristics.

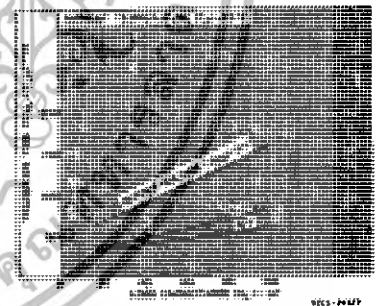


Fig. 12 — Typical transition time as a function of load capacitance

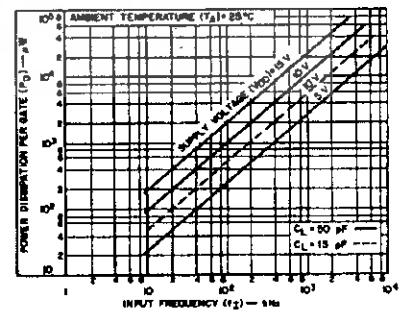


Fig. 14 — Typical dynamic power dissipation per gate as a function of frequency.

CD4073B, CD4081B, CD4082B Types

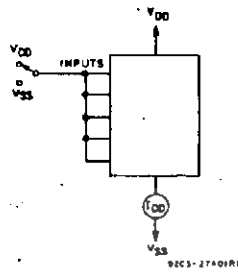


Fig. 15 - Quiescent device current test circuit.

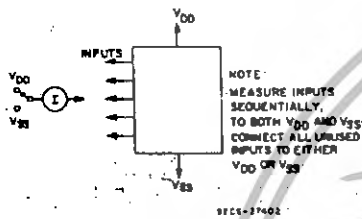


Fig. 16 - Input current test circuit.

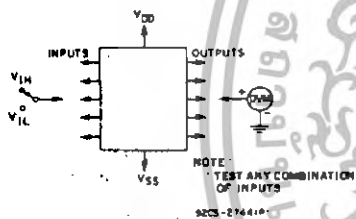
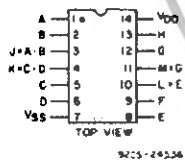
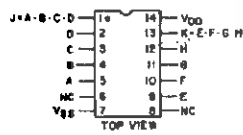


Fig. 17 - Input-voltage test circuit.

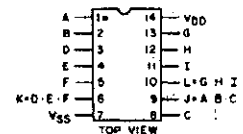
TERMINAL ASSIGNMENTS



CD4081B

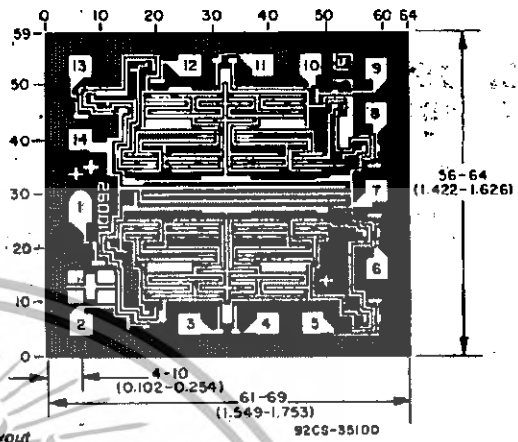


CD4082B

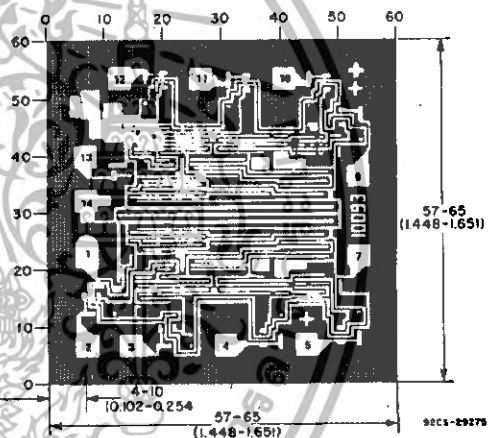


CD4073B

Chip dimensions and pad layout for CD4081B.

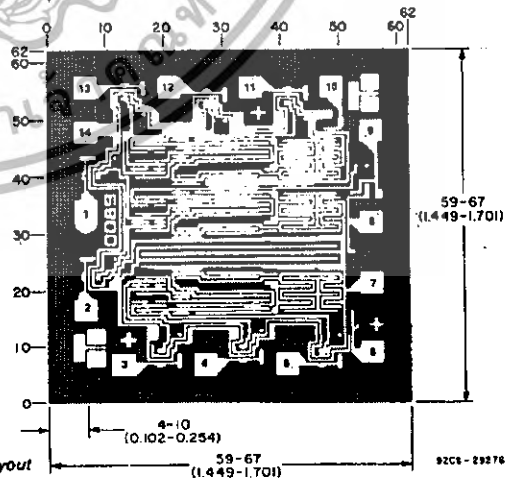


Chip dimensions and pad layout for CD4082B.



Dimensions in parentheses are in millimeters and are derived from the basic inch dimensions as indicated. Grid graduations are in mils (10-3 inch).

Chip dimensions and pad layout for CD4073B.



3  
COMMERCIAL CMOS  
HIGH VOLTAGE ICs

## IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

TI warrants performance of its semiconductor products to the specifications applicable at the time of sale in accordance with TI's standard warranty. Testing and other quality control techniques are utilized to the extent TI deems necessary to support this warranty. Specific testing of all parameters of each device is not necessarily performed, except those mandated by government requirements.

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

In order to minimize risks associated with the customer's applications, adequate design and operating safeguards must be provided by the customer to minimize inherent or procedural hazards.

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**BD135**  
**BD139**

## NPN SILICON TRANSISTORS

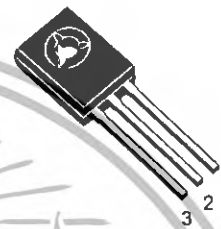
Type	Marking
BD135	BD135
BD135-10	BD135-10
BD135-16	BD135-16
BD139	BD139
BD139-10	BD139-10
BD139-16	BD139-16

- STMicroelectronics PREFERRED SALESTYPES

### DESCRIPTION

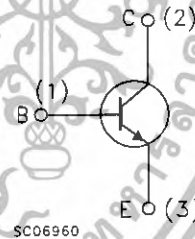
The BD135 and BD139 are silicon Epitaxial Planar NPN transistors mounted in Jedec SOT-32 plastic package, designed for audio amplifiers and drivers utilizing complementary or quasi-complementary circuits.

The complementary PNP types are BD136 and BD140 respectively.



SOT-32

### INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value		Unit
		BD135	BD139	
$V_{CBO}$	Collector-Base Voltage ( $I_E = 0$ )	45	80	V
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage ( $I_B = 0$ )	45	80	V
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage ( $I_C = 0$ )	5		V
$I_C$	Collector Current	1.5		A
$I_{CM}$	Collector Peak Current	3		A
$I_B$	Base Current	0.5		A
$P_{tot}$	Total Dissipation at $T_c \leq 25^\circ\text{C}$	12.5		W
$P_{tot}$	Total Dissipation at $T_{amb} \leq 25^\circ\text{C}$	1.25		W
$T_{stg}$	Storage Temperature	-65 to 150		$^\circ\text{C}$
$T_j$	Max. Operating Junction Temperature	150		$^\circ\text{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# BD135 / BD139

## THERMAL DATA

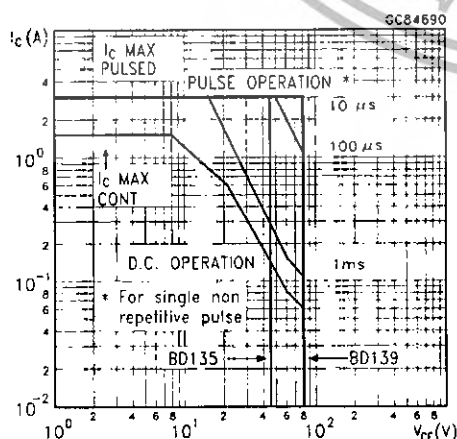
$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	10	$^{\circ}C/W$
----------------	----------------------------------	-----	----	---------------

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_{case} = 25^{\circ}C$ unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{cBO}$	Collector Cut-off Current ( $I_E = 0$ )	$V_{CB} = 30 V$ $V_{CB} = 30 V$ $T_C = 125^{\circ}C$			0.1 10	$\mu A$ $\mu A$
$I_{EBO}$	Emitter Cut-off Current ( $I_C = 0$ )	$V_{EB} = 5 V$			10	$\mu A$
$V_{CE(sus)}^*$	Collector-Emitter Sustaining Voltage ( $I_B = 0$ )	$I_C = 30 mA$ for <b>BD135</b> $I_C = 0.5 A$ for <b>BD139</b>	45 80			V V
$V_{CE(sat)}^*$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 0.5 A$ $I_B = 0.05 A$			0.5	V
$V_{BE}^*$	Base-Emitter Voltage	$I_C = 0.5 A$ $V_{CE} = 2 V$			1	V
$h_{FE}^*$	DC Current Gain	$I_C = 5 mA$ $V_{CE} = 2 V$ $I_C = 150 mA$ $V_{CE} = 2 V$ $I_C = 0.5 A$ $V_{CE} = 2 V$	25 40 25		250	
$h_{FE}$	$h_{FE}$ Groups	$I_C = 150 mA$ $V_{CE} = 2 V$ for <b>BD135/BD139</b> group-10 for <b>BD135/BD139</b> group-16	63 100		160 250	

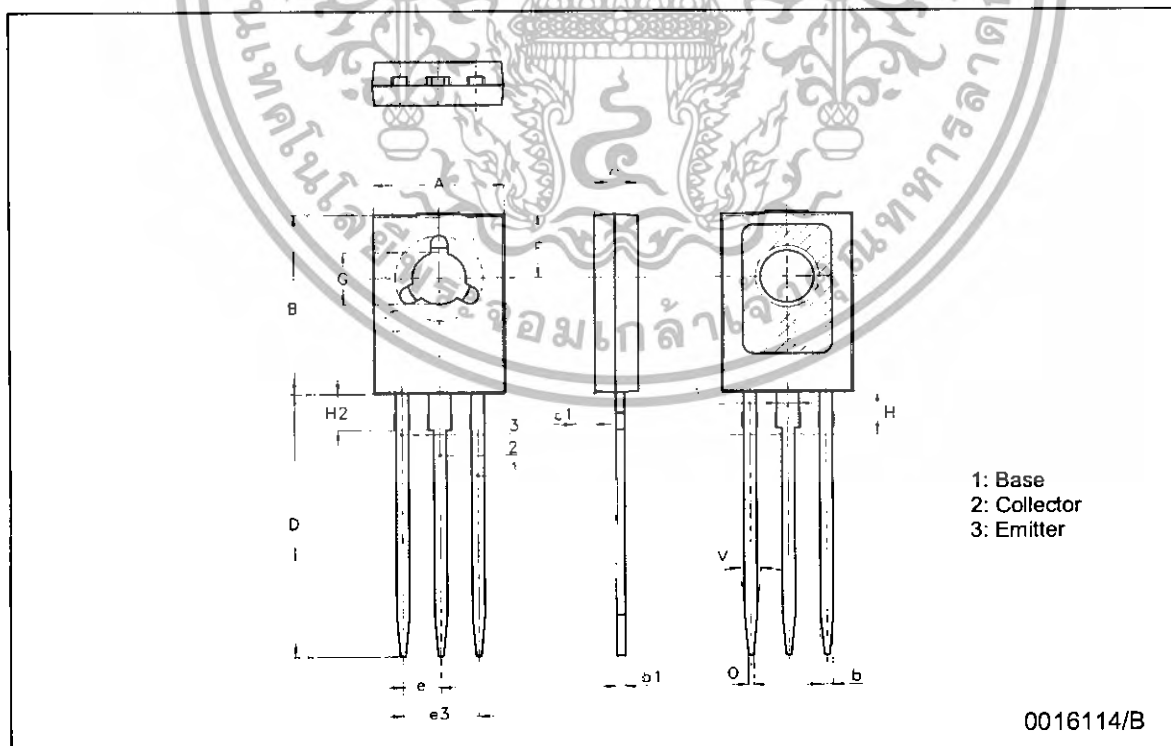
\* Pulsed: Pulse duration = 300  $\mu s$ , duty cycle 1.5%

## Safe Operating Area



## SOT-32 (TO-126) MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	7.4		7.8	0.291		0.307
B	10.5		10.8	0.413		0.425
b	0.7		0.9	0.028		0.035
b1	0.40		0.65	0.015		0.025
C	2.4		2.7	0.094		0.106
c1	1.0		1.3	0.039		0.051
D	15.4		16.0	0.606		0.630
e		2.2			0.087	
e3		4.4			0.173	
F		3.8			0.150	
G	3		3.2	0.118		0.126
H			2.54			0.100
H2		2.15			0.084	
I		1.27			0.05	
O		0.3			0.011	
V		10°			10°	





Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specification mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a trademark of STMicroelectronics

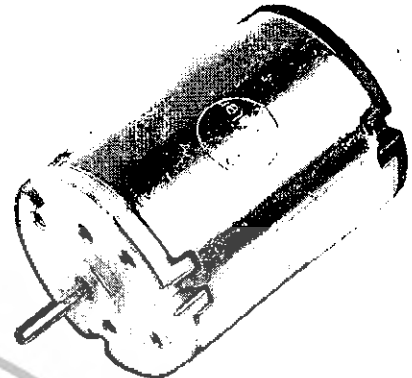
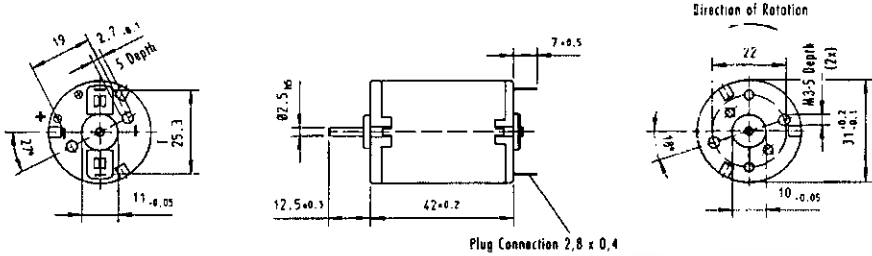
© 2001 STMicroelectronics – Printed in Italy – All Rights Reserved

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States.

<http://www.st.com>

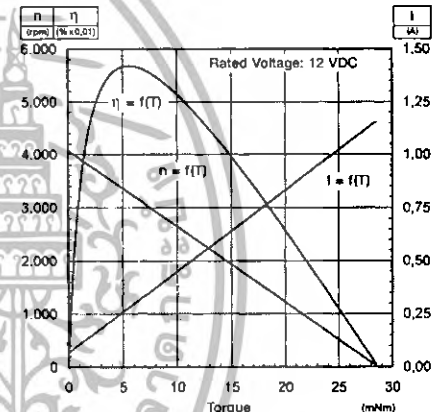
# DC PM Motor Standard 1.13.021.



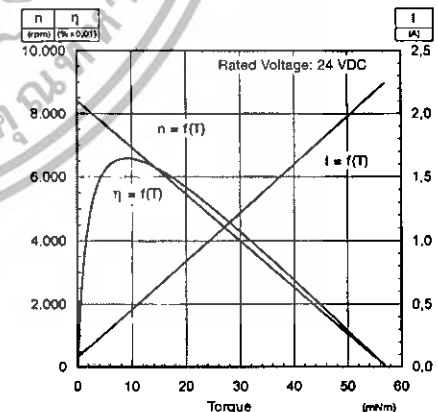
## Technical Data \*)

Type		701	701
Rated Voltage	V	12	24
Rated Torque	mNm	10	15
Rated Speed	r.p.m.	2650	6200
Rated Output Power	W	2.8	9.8
Rated Current	A	0.45	0.65
Max. Allow. Const. Current**)	A	0.750	0.750
No Load Speed	r.p.m.	4100	8400
No Load Current	A	0.070	0.080
Stall Current	A	1.15	2.3
Stall Torque	mNm	28	58
Rotor Inertia	gcm <sup>2</sup>	9.1	9.1
Speed Regulation Constant	r.p.m./mNm	145	145
Torque Constant	mNm/A	26.5	26.5
Mech. Time Constant	ms		
Electr. Time Constant	ms		
Terminal Resistance	Ohm	10.5	10.5
Thermal Resistance	R <sub>th1</sub> K/W	13.3	13.3
	R <sub>th2</sub> K/W	13.3	13.3
Weight	g	105	105

The illustrated motor is representative for the standard series.



Type: 1.13.021.701 (12 VDC)



Type: 1.13.021.701 (24 VDC)

recommended operating range

\*) all data are respected to an ambient temperature of 25 °C  
 \*\*) at rated voltage

Standard articles produced to order, but not kept in stock.

## DESIGN:

- DC PM Motor
- Brush type commutation
- 7 segment commutator
- Sintered bronze bearing oil impregnated
- Direction of rotation depending on applied polarity
- Corrosion protected housing
- A-endshield/drive end: zinc die-cast

- Max. allowable radial load \_\_\_\_\_ 20 N (15 mm from mounting surface)
- Max. allowable axial load \_\_\_\_\_ 5 N
- Axial play \_\_\_\_\_ 0.05 - 0.7 mm
- Allowable temperature range \_\_\_\_\_ 0 °C/+70 °C

ไม่वारณใด ๆ ทงสน อักทงหามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Please note: The information on our Internetpages is always more up-to-date than this data sheet.

# MUR405, MUR410, MUR415, MUR420, MUR440, MUR460

MUR420 and MUR460 are Preferred Devices

## Switchmode™ Power Rectifiers

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 25, 50 and 75 Nanosecond Recovery Times
- 175°C Operating Junction Temperature
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 600 Volts

### Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.1 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 5,000 per bag
- Available Tape and Reeled, 1500 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode indicated by Polarity Band
- Marking: MUR405, MUR410, MUR415, MUR420, MUR440, MUR460

### MAXIMUM RATINGS

Please See the Table on the Following Page



ON Semiconductor™

<http://onsemi.com>

**ULTRAFAST RECTIFIERS**  
**4.0 AMPERES**  
**50-600 VOLTS**



AXIAL LEAD  
CASE 267-05  
(DO-201AD)  
STYLE 1

### MARKING DIAGRAM



MUR4xx = Device Code  
xx = 05, 10, 15, 20, 40, 60

### ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
MUR405	Axial Lead	5000 Units/Bag
MUR405RL	Axial Lead	1500/Tape & Reel
MUR410	Axial Lead	5000 Units/Bag
MUR410RL	Axial Lead	1500/Tape & Reel
MUR415	Axial Lead	5000 Units/Bag
MUR415RL	Axial Lead	1500/Tape & Reel
MUR420	Axial Lead	5000 Units/Bag
MUR420RL	Axial Lead	1500/Tape & Reel
MUR440	Axial Lead	5000 Units/Bag
MUR440RL	Axial Lead	1500/Tape & Reel
MUR460	Axial Lead	5000 Units/Bag
MUR460RL	Axial Lead	1500/Tape & Reel

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

## MUR405, MUR410, MUR415, MUR420, MUR440, MUR460

### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR						Unit
		405	410	415	420	440	460	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	$V_{RRM}$ $V_{RWM}$ $V_R$	50	100	150	200	400	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Square Wave) (Mounting Method #3 Per Note 2)	$I_{F(AV)}$	4.0 @ $T_A = 80^\circ\text{C}$				4.0 @ $T_A = 40^\circ\text{C}$		Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, half wave, single phase, 60 Hz)	$I_{FSM}$	125				70		Amps
Operating Junction Temperature & Storage Temperature	$T_J, T_{stg}$	-65 to +175						$^\circ\text{C}$

### THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	See Note 2	$^\circ\text{C/W}$
---	-----------------	------------	--------------------

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1) ( $I_F = 3.0$ Amps, $T_J = 150^\circ\text{C}$ ) ( $I_F = 3.0$ Amps, $T_J = 25^\circ\text{C}$ ) ( $I_F = 4.0$ Amps, $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$V_F$	0.710 0.875 0.890	1.05 1.25 1.28	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1) (Rated dc Voltage, $T_J = 150^\circ\text{C}$ ) (Rated dc Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$I_R$	150 5.0	250 10	$\mu\text{A}$
Maximum Reverse Recovery Time ( $I_F = 1.0$ Amp, $di/dt = 50$ Amp/ $\mu\text{s}$ ) ( $I_F = 0.5$ Amp, $i_R = 1.0$ Amp, $I_{REC} = 0.25$ Amp)	$t_{rr}$	35 25	75 50	ns
Maximum Forward Recovery Time ( $I_F = 1.0$ A, $di/dt = 100$ A/ $\mu\text{s}$ , Recovery to 1.0 V)	$t_{fr}$	25	50	ns

1. Pulse Test: Pulse Width = 300  $\mu\text{s}$ , Duty Cycle  $\leq 2.0\%$ .

<http://onsemi.com>

2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR405, MUR410, MUR415, MUR420, MUR440, MUR460

MUR405, MUR410, MUR415, MUR420

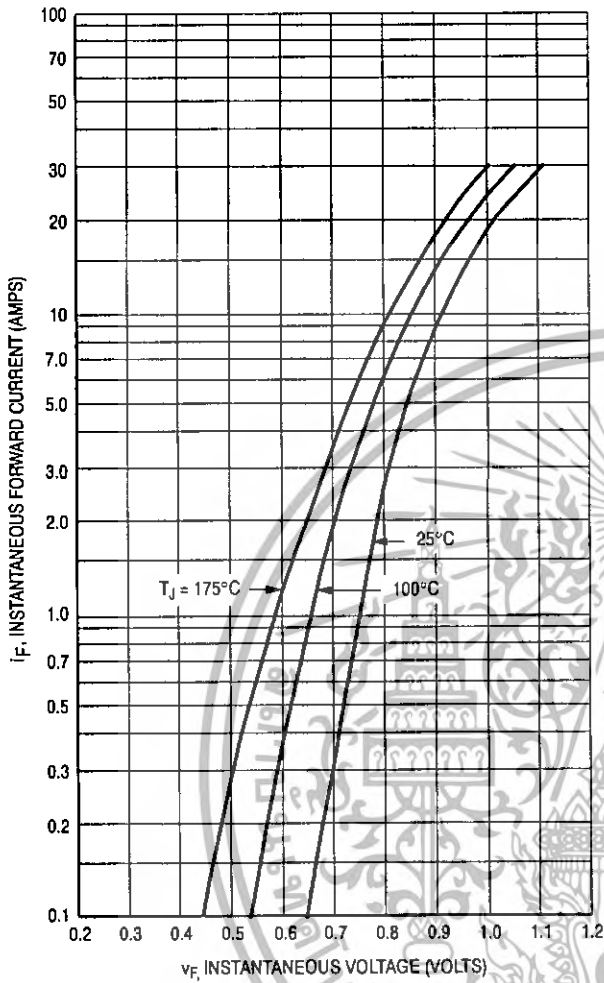


Figure 1. Typical Forward Voltage

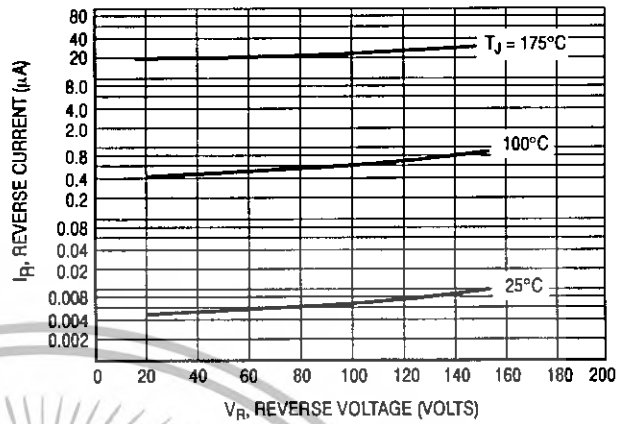


Figure 2. Typical Reverse Current

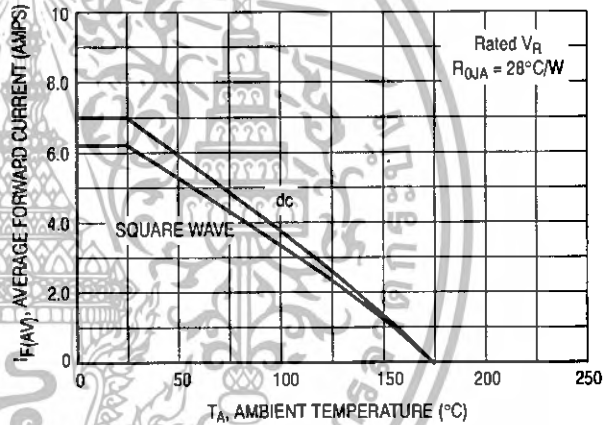


Figure 3. Current Derating (Mounting Method #3 Per Note 2)

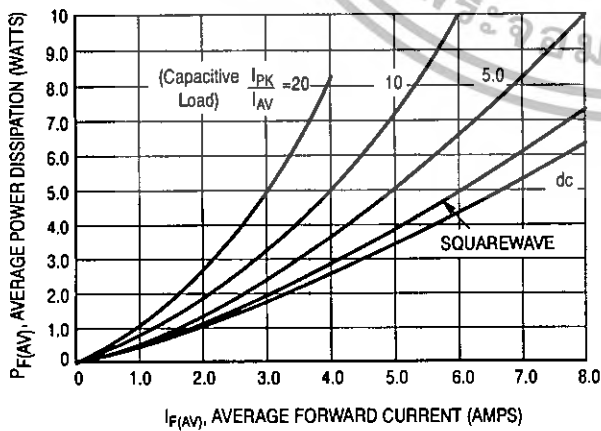


Figure 4. Power Dissipation

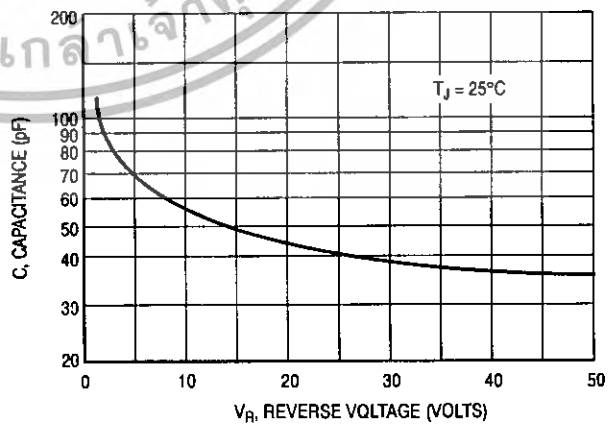


Figure 5. Typical Capacitance

MUR405, MUR410, MUR415, MUR420, MUR440, MUR460

MUR440, MUR460

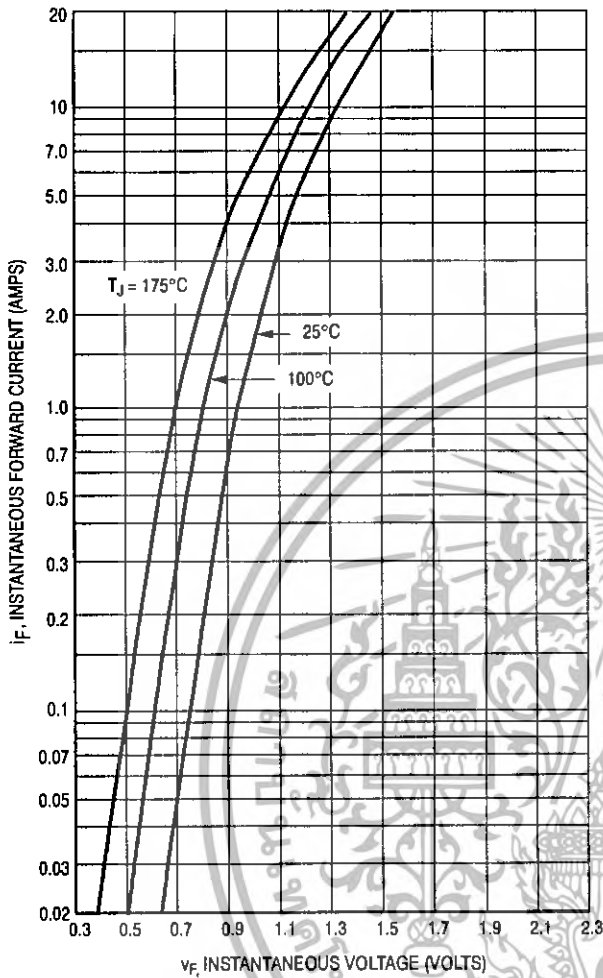


Figure 6. Typical Forward Voltage

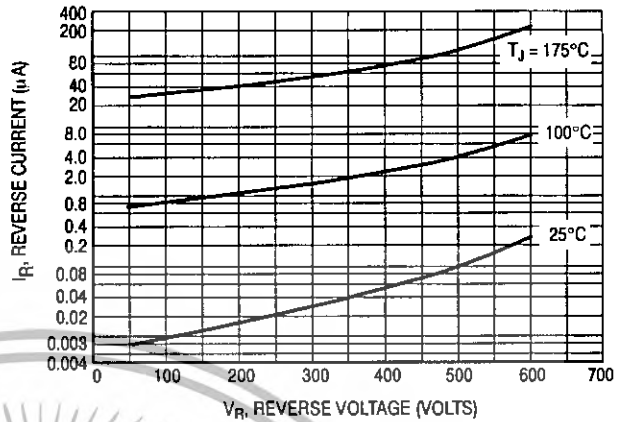


Figure 7. Typical Reverse Current

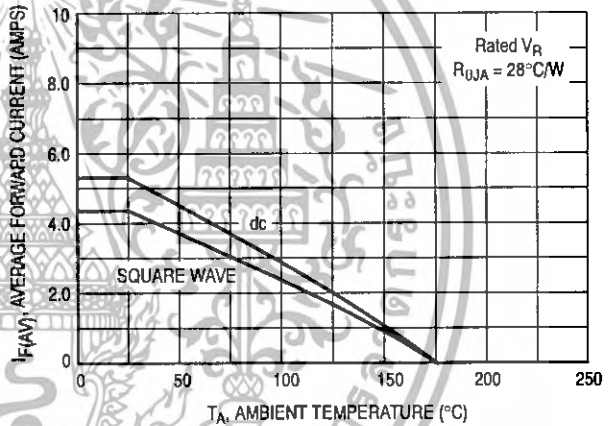


Figure 8. Current Derating (Mounting Method #3 Per Note 2)

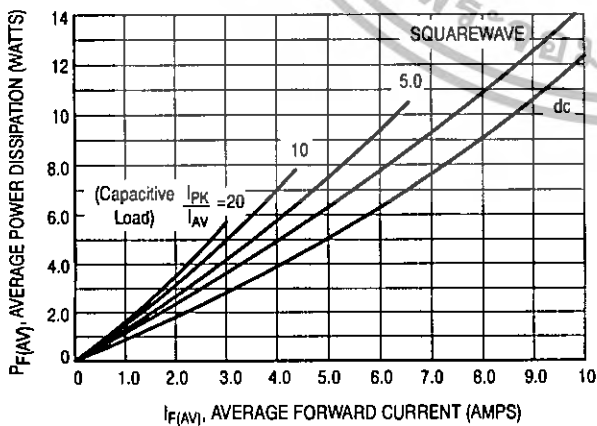


Figure 9. Power Dissipation

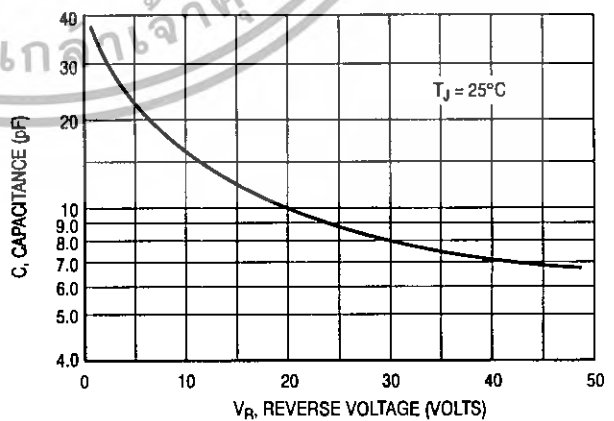


Figure 10. Typical Capacitance

MUR405, MUR410, MUR415, MUR420, MUR440, MUR460

NOTE 2 — AMBIENT MOUNTING DATA

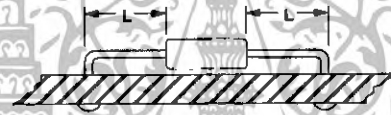
Data shown for thermal resistance junction-to-ambient ( $R_{\theta JA}$ ) for the mountings shown is to be used as typical guideline values for preliminary engineering or in case the tie point temperature cannot be measured.

TYPICAL VALUES FOR  $R_{\theta JA}$  IN STILL AIR

Mounting Method	$R_{\theta JA}$	Lead Length, L (IN)				Units
		1/8	1/4	1/2	3/4	
1		50	51	53	55	$^{\circ}C/W$
2		58	59	61	63	$^{\circ}C/W$
3		28				$^{\circ}C/W$

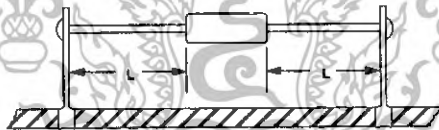
MOUNTING METHOD 1

P.C. Board Where Available Copper Surface area is small.



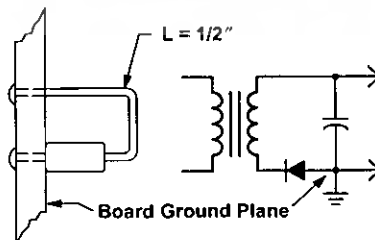
MOUNTING METHOD 2

Vector Push-In Terminals T-28



MOUNTING METHOD 3

P.C. Board with 1-1/2" x 1-1/2" Copper Surface

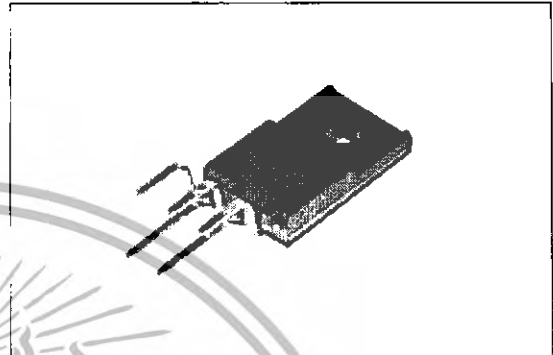


**SI-8000S Series**

**Full-Mold, Separate Excitation Switching Type**

**■Features**

- Compact full-mold package (equivalent to TO220)
- Output current: 3.0A
- High efficiency: 79 to 91%
- Requires only 4 external components
- Phase correction and output voltage adjustment performed internally
- Built-in reference oscillator (60kHz)
- Built-in overcurrent and thermal protection circuits
- Built-in soft start circuit (output ON/OFF control)



**■Applications**

- Power supplies for telecommunication equipment
- Onboard local power supplies

**■Lineup**

Part Number	SI-8033S	SI-8050S	SI-8090S	SI-8120S	SI-8150S
Vo(V)	3.3	5.0	9.0	12.0	15.0
Io(A)			3.0		

**■Absolute Maximum Ratings**

Parameter	Symbol	Rating	Unit
DC Input Voltage	V <sub>IN</sub>	43	V
Power Dissipation	P <sub>D1</sub>	18(With infinite heatsink)	W
	P <sub>D2</sub>	1.5(Without heatsink, stand-alone operation)	W
Junction Temperature	T <sub>J</sub>	+125	°C
Storage Temperature	T <sub>stg</sub>	-40 to +125	°C
SW Terminal Applied Reverse Voltage	V <sub>sw</sub>	-1	V
Thermal Resistance(junction to case)	R <sub>th(j-c)</sub>	5.5	°C/W

\*SI-8033S: 35V

**■Recommended Operating Conditions**

Parameter	Symbol	Rating					Unit
		SI-8033S	SI-8050S	SI-8090S	SI-8120S	SI-8150S	
DC Input Voltage Range	V <sub>IN</sub>	5.5 to 28	7 to 40	12 to 40	15 to 40	18 to 40	V
Output Current Range	I <sub>o</sub>			0 to 3.0			A
Operating Junction Temperature Range	T <sub>top</sub>			-30 to +125			°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics

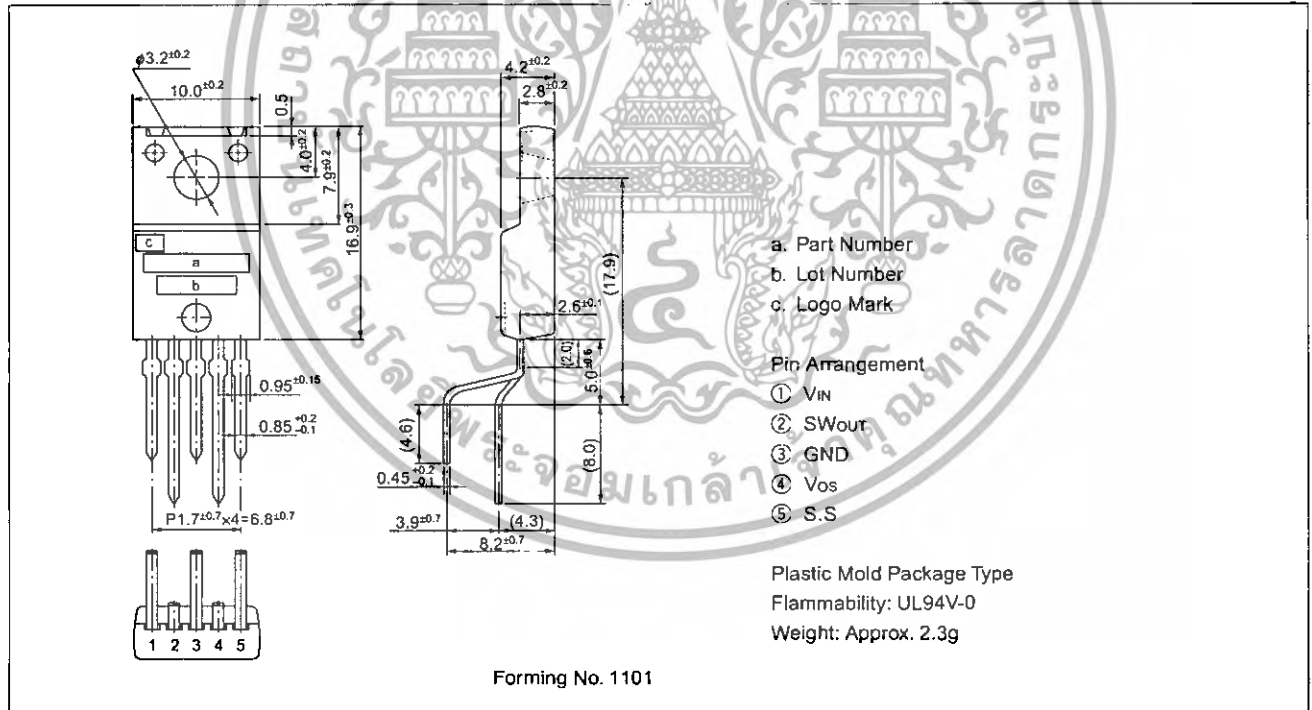
(T<sub>a</sub>=25°C)

Parameter	Symbol	Ratings															Unit
		SI-8033S			SI-8050S			SI-8090S			SI-8120S			SI-8150S			
		min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	min.	typ.	max.	
Output Voltage	SI-8000S*	3.17	3.30	3.43	4.80	5.00	5.20	8.55	9.00	9.45	11.50	12.00	12.50	14.25	15.00	15.75	V
	SI-8000SS	3.234	3.30	3.366	4.90	5.00	5.10	8.73	9.00	9.27	—			—			
	Conditions	V <sub>IN</sub> =15V, I <sub>O</sub> =1.0A			V <sub>IN</sub> =20V, I <sub>O</sub> =1.0A			V <sub>IN</sub> =21V, I <sub>O</sub> =1.0A			V <sub>IN</sub> =24V, I <sub>O</sub> =1.0A			V <sub>IN</sub> =25V, I <sub>O</sub> =1.0A			
Efficiency	η	79			84			88			90			91			%
	Conditions	V <sub>IN</sub> =15V, I <sub>O</sub> =1.0A			V <sub>IN</sub> =20V, I <sub>O</sub> =1.0A			V <sub>IN</sub> =21V, I <sub>O</sub> =1.0A			V <sub>IN</sub> =24V, I <sub>O</sub> =1.0A			V <sub>IN</sub> =25V, I <sub>O</sub> =1.0A			
Switching Frequency	f	60			60			60			60			60			kHz
	Conditions	V <sub>IN</sub> =15V, I <sub>O</sub> =1.0A			V <sub>IN</sub> =20V, I <sub>O</sub> =1.0A			V <sub>IN</sub> =21V, I <sub>O</sub> =1.0A			V <sub>IN</sub> =24V, I <sub>O</sub> =1.0A			V <sub>IN</sub> =25V, I <sub>O</sub> =1.0A			
Line Regulation	ΔV <sub>OLINE</sub>	25 80			40 100			50 120			60 130			60 130			mV
	Conditions	V <sub>IN</sub> =8 to 28V, I <sub>O</sub> =1.0A			V <sub>IN</sub> =10 to 30V, I <sub>O</sub> =1.0A			V <sub>IN</sub> =15 to 30V, I <sub>O</sub> =1.0A			V <sub>IN</sub> =18 to 30V, I <sub>O</sub> =1.0A			V <sub>IN</sub> =21 to 30V, I <sub>O</sub> =1.0A			
Load Regulation	ΔV <sub>OLOAD</sub>	10 30			10 40			10 40			10 40			10 40			mV
	Conditions	V <sub>IN</sub> =15V, I <sub>O</sub> =0.5 to 1.5A			V <sub>IN</sub> =20V, I <sub>O</sub> =0.5 to 1.5A			V <sub>IN</sub> =21V, I <sub>O</sub> =0.5 to 1.5A			V <sub>IN</sub> =24V, I <sub>O</sub> =0.5 to 1.5A			V <sub>IN</sub> =25V, I <sub>O</sub> =0.5 to 1.5A			
Temperature Coefficient of Output Voltage	ΔV <sub>O</sub> /ΔT <sub>a</sub>	±0.5			±0.5			±1.0			±1.0			±1.0			mV/°C
Ripple Rejection	RREJ	45			45			45			45			45			dB
	Conditions	f=100 to 120Hz			f=100 to 120Hz			f=100 to 120Hz			f=100 to 120Hz			f=100 to 120Hz			
Overcurrent Protection	I <sub>S1</sub>	3.1			3.1			3.1			3.1			3.1			A
Starting Current	Conditions	V <sub>IN</sub> =15V			V <sub>IN</sub> =20V			V <sub>IN</sub> =21V			V <sub>IN</sub> =24V			V <sub>IN</sub> =25V			

\*1: "S" may be indicated to the right of the Sanken logo (except SI-8120S, SI-8150S)

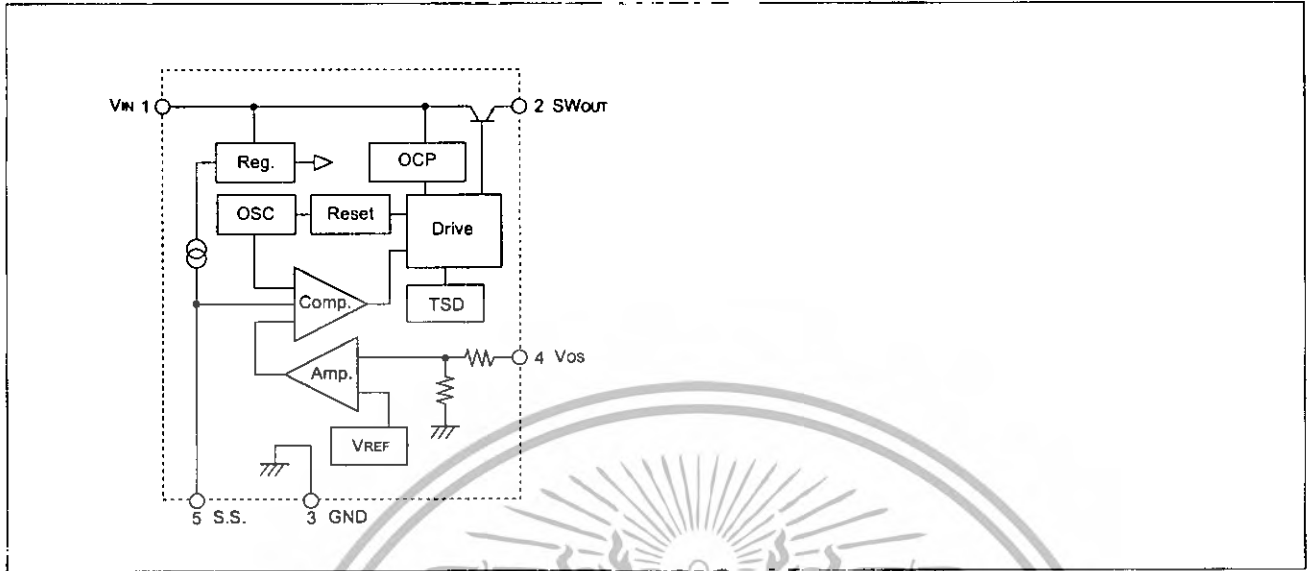
External Dimensions

(unit: mm)

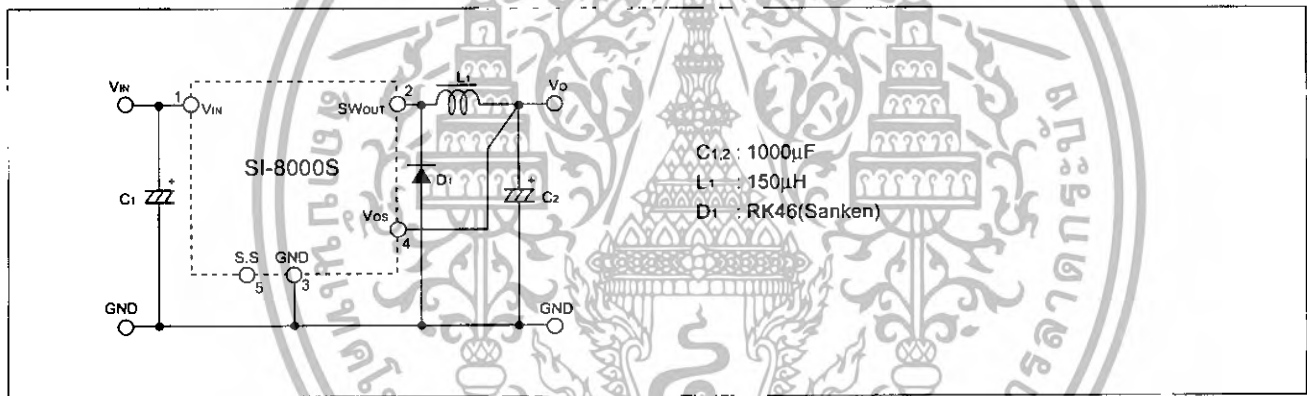


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

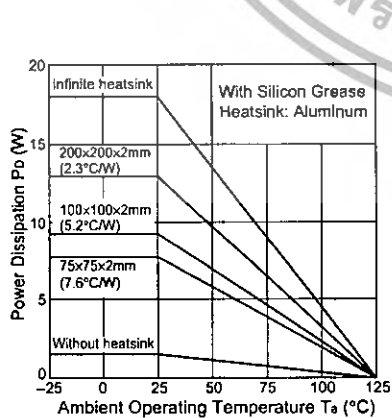
■Block Diagram



■Standard External Circuit



■Ta-Pd Characteristics



$$P_D = V_o \cdot I_o \cdot \frac{100}{\eta \chi} - 1 - V_F \cdot I_o \cdot 1 - \frac{V_o}{V_{IN}}$$

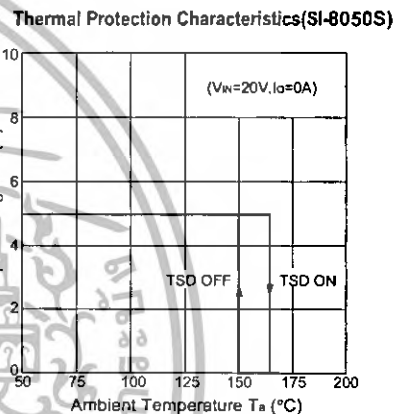
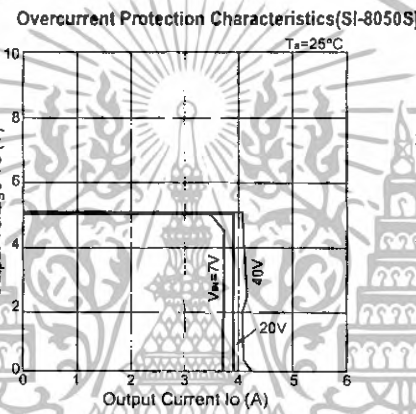
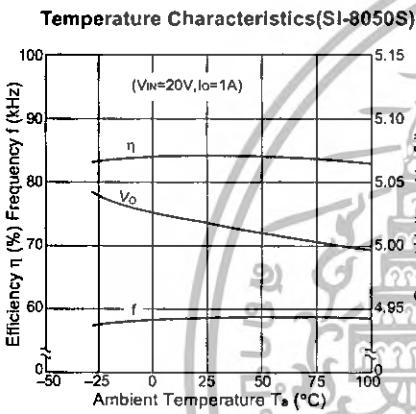
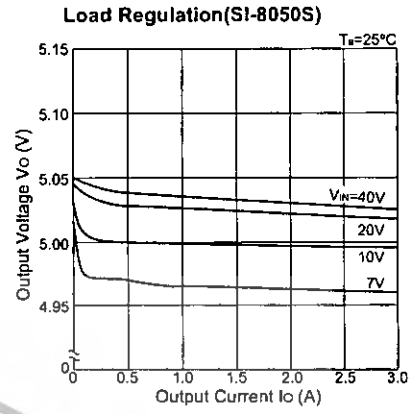
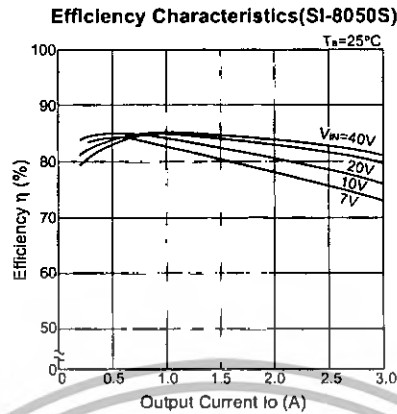
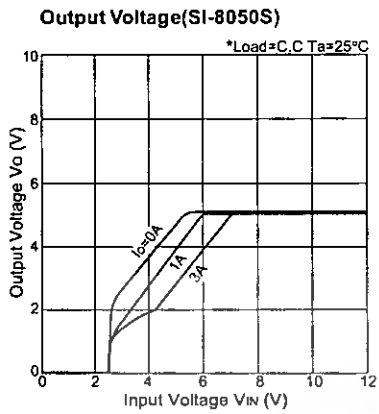
The efficiency depends on the input voltage and the output current. Thus, obtain the value from the efficiency graph on page 75 and substitute the percentage in the formula above.

- Vo : Output voltage
- VIN : Input voltage
- Io : Output current
- ηχ : Efficiency (%)
- VF : Diode forward voltage  
0.5V(RK46)

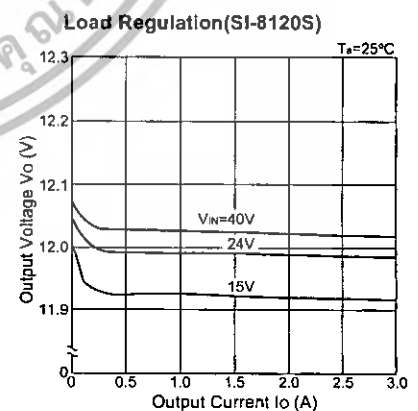
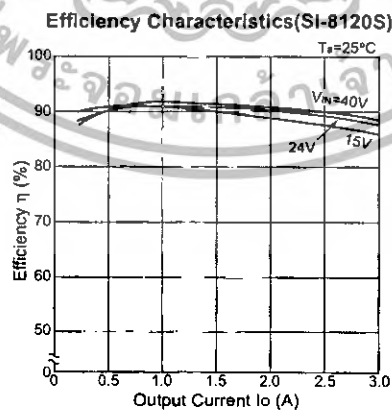
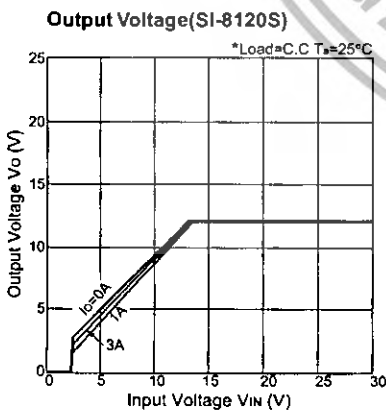
Thermal design for D1 must be considered separately.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Characteristics



**Note on Thermal Protection:**  
The thermal protection circuit is intended for protection against heat during instantaneous short-circuiting. Its operation is not guaranteed for continuous heating condition such as short-circuiting over extended periods of time.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Application Notes

## 1. Selecting External Components

### (1) Choke coil L<sub>1</sub>

To maintain the stable operation of the regulator, choke coil L<sub>1</sub> should be selected appropriately.

When selecting choke coil L<sub>1</sub>, consider the following:

- a) Suitable for a switching regulator  
Do not use a coil as a noise filter because it generates excess heat.

#### b) Appropriate inductance

The greater the inductance of the choke coil, the smaller the output ripple voltage. However, the size of the coil increases large as the inductance increases. If the inductance is low, a greater peak current flows to the IC and loss increases. This is not favorable for stable operation.

The standard external circuit shows reference inductance values suitable for stable operation. However, the appropriate inductance may also be calculated as follows:

$$L = \frac{(V_{IN} - V_O) \cdot V_O}{\Delta I_L \cdot V_{IN} \cdot f}$$

Where,  $\Delta I_L$  indicates the ripple current of the choke coil that is roughly set as follows:

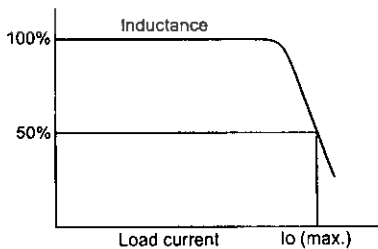
- If the output current is close to the maximum rating (3 A) of SI-8000S  
Ripple current = output current × 0.2 to 0.3
- If the output current is about 1.0A or less  
Ripple current = output current × 0.3 to 0.4

#### c) Satisfying the rated current

The rated current of a choke coil must be greater than the maximum load current. Note that the inductance decreases drastically and an excess current flows if the load current exceeds the rated current of the coil.

#### d) Good DC current superposition characteristics

The current flowing through a choke coil is a triangular waveform current superimposed on a DC current equal to the load current. The coil inductance decreases as the load current increases. In general, the coil can be used until the inductance drops to 50% of the rated value. Use this as the reference value for selection.



#### e) Less noise

A drum-type open magnetic core coil can affect peripheral circuits with noise because the flux passes outside the coil. To avoid this problem, use a toroidal, EI, or EE type closed magnetic core coil.

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### (2) Input capacitor C<sub>1</sub>

Input capacitor C<sub>1</sub> operates as a bypass capacitor in the input circuit.

When selecting input capacitor C<sub>1</sub>, consider the following:

- a) The breakdown voltage is higher than the maximum input voltage.
- b) Satisfies the allowable ripple current

Exceeding the ratings of this capacitor or using it without derating may reduce its service life and also cause the regulator to malfunction. Therefore, an input capacitor with a sufficient margin should be selected. With the SI-8000S Series, the effective ripple current I<sub>rms</sub> flowing to the input capacitor can be calculated approximately as follows:

$$I_{rms} \approx 1.2 \times \frac{V_O}{V_{IN}} \times I_O$$

### (3) Output capacitor C<sub>2</sub>

Output capacitor C<sub>2</sub> operates as a smoothing capacitor for switching output. The output ripple voltage from the regulator is determined by the product of the pulsating current part  $\Delta I_L$  (=C<sub>2</sub> charge-discharge current) of the choke coil current and the equivalent series resistance ESR of the output capacitor C<sub>2</sub>.

$$V_{rip} = \Delta I_L \cdot C_2 \cdot ESR$$

Therefore, a capacitor of low equivalent series resistance ESR should be selected to reduce the output ripple voltage. It is recommended to select a low-impedance capacitor intended for use with switching regulators as C<sub>2</sub>.

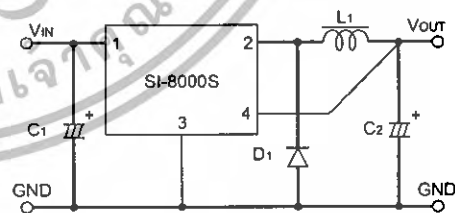
### (4) Diode D<sub>1</sub>

Use a Schottky barrier diode for D<sub>1</sub>. If you use a general rectifier diode or fast recovery diode, the IC may be damaged. (Sanken RK46 recommended)

## 2. Cautions on Pattern Design

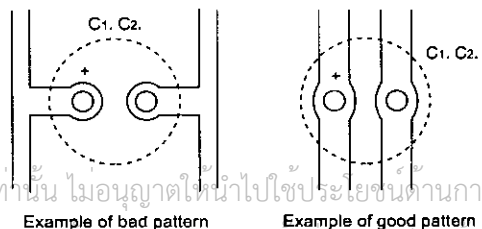
### (1) Large current line

Since a large current flows through the bold lines in the standard external circuit make the pattern as wide and as short as possible.



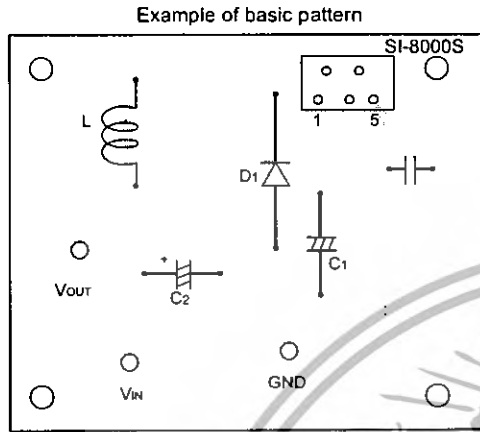
### (2) Input capacitor

Place the input capacitor C<sub>1</sub> and output capacitor C<sub>2</sub> as close to the IC as possible. Since a large current flows through the lead wires of the input and output capacitors to charge and discharge them quickly, minimize the lead wire length. The pattern around the capacitors should also be minimized.



(3) Sensing terminal

Output voltage sensing terminal  $V_{OS}$  should be connected as close to output capacitor  $C_2$  as possible. If the terminal is far from the capacitor, the decreasing regulation and increasing switching ripple may result in abnormal oscillation.

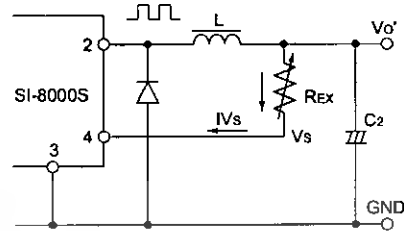


Top view (with part names)

3. Variable Output Voltage

The output voltage can be increased by connecting a resistor to  $V_{OS}$  terminal No. 4. (There is no way of decreasing the voltage)

(1) Variable output voltage with single external resistor



The output voltage adjustment resistance  $R_{EX}$  is calculated as follows:

$$R_{EX} = \frac{V_{O'} - V_s}{I_{V_s}}$$

$V_s$  : Output voltage of product

$V_{O'}$  : Adjusted output voltage

$I_{V_s}$  : Inflow current to  $V_s$  terminal

\* The temperature characteristics of output voltage worsen because the value  $R_{EX}$  is not compensated for temperature. The  $V_s$  value fluctuates by up to  $\pm 20\%$  depending on the IC product. Since the output voltage fluctuates more, a semi-fixed resistor is necessary for accurate output voltage adjustment. If  $V_s$  and  $R_{EX}$  are constant, the range of output voltage fluctuation can be expressed as follows:

$$\Delta V_{O'}(\%) = \pm 20 \cdot \frac{V_{O'} - V_s}{V_{O'}}$$

$\Delta V_{O'}$  : Adjusted output voltage

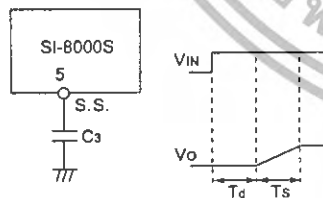
# Applications

1. Soft Start

Connecting a capacitor to terminal no. 5 permits a soft start at power-on. Delay time  $T_d$  and rise time  $T_s$  can roughly be calculated as shown below. (However, the values may slightly vary in an actual application.) If the capacitance of  $C_3$  is increased, it takes longer to discharge  $C_3$  after  $V_{IN}$  is turned off. Therefore, it is recommended to set the value to  $10\mu F$  or less. When not using the soft start function, keep terminal no. 5 open.

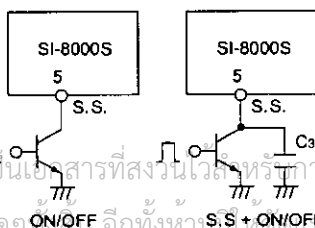
$$T_d = \frac{0.7 \times C_3}{20 \times 10^{-6}} \text{ (sec)}$$

$$T_s = \frac{4.845 \times C_3}{V_{IN} \times 20 \times 10^{-6}} \text{ (sec)}$$

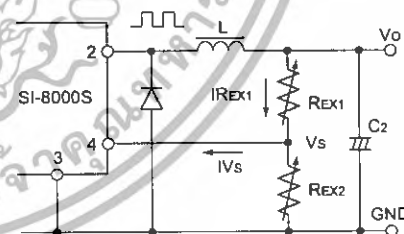


2. Output ON/OFF control

Output can be turned on and off by using the soft start terminals. Set the soft start terminal voltage to  $V_{SS}$  (0.2V typ.) or less to stop output. To switch the potential at the soft start terminals, drive the open collector of the transistor. Since the discharge current from  $C_3$  flows to the ON/OFF control transistor, limit the current for protection. The SS terminal is pulled up to the power supply in the IC and no external voltage can be applied.



(2) Variable output voltage with two external resistors



The output voltage adjustment resistances  $R_{EX1}$  and  $R_{EX2}$  are calculated as follows:

$$R_{EX1} = \frac{V_{O'} - V_s}{S \cdot I_{V_s}}$$

$$R_{EX2} = \frac{V_s}{(S-1) \cdot I_{V_s}}$$

S: Stability factor

Bypassing the current to  $R_{EX2}$  improves the temperature characteristics and voltage fluctuation ranges more than the method of (1). Stability factor  $S$  indicates the ratio of  $R_{EX1}$  to  $V_s$  terminal inflow current. Increasing the  $S$  value improves the fluctuations of the temperature characteristics and output voltage. (Usually 5 to 10)

If the  $V_s$  and  $R_{EX}$  values are constant, the output voltage fluctuation range can be calculated as follows:

$$\Delta V_{O'}(\%) = \frac{\pm 20 \cdot V_{O'} - V_s}{S \cdot V_{O'}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากบริษัทฯ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ห้ามอื่นทั้งห้ามมิให้ทำซ้ำและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# KA78XX/KA78XXA

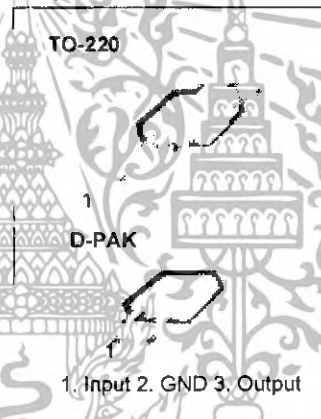
## 3-Terminal 1A Positive Voltage Regulator

### Features

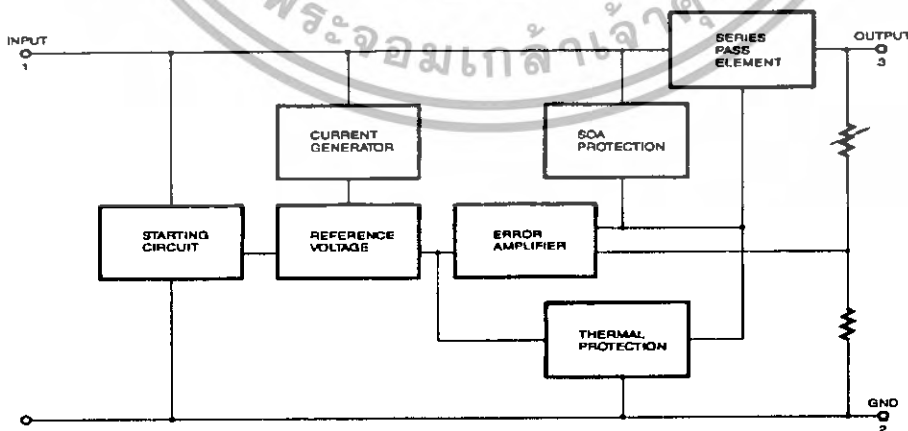
- Output Current up to 1A
- Output Voltages of 5, 6, 8, 9, 10, 12, 15, 18, 24V
- Thermal Overload Protection
- Short Circuit Protection
- Output Transistor Safe Operating Area Protection

### Description

The KA78XX/KA78XXA series of three-terminal positive regulator are available in the TO-220/D-PAK package and with several fixed output voltages, making them useful in a wide range of applications. Each type employs internal current limiting, thermal shut down and safe operating area protection, making it essentially indestructible. If adequate heat sinking is provided, they can deliver over 1A output current. Although designed primarily as fixed voltage regulators, these devices can be used with external components to obtain adjustable voltages and currents.



### Internal Block Diagram



Rev. 1.0.0

## Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Input Voltage (for $V_O = 5V$ to $18V$ ) (for $V_O = 24V$ )	$V_I$	35	V
	$V_I$	40	V
Thermal Resistance Junction-Cases (TO-220)	$R_{\theta JC}$	5	$^{\circ}C/W$
Thermal Resistance Junction-Air (TO-220)	$R_{\theta JA}$	65	$^{\circ}C/W$
Operating Temperature Range (KA78XX/A/R)	TOPR	0 ~ +125	$^{\circ}C$
Storage Temperature Range	TSTG	-65 ~ +150	$^{\circ}C$

## Electrical Characteristics (KA7805/KA7805R)

(Refer to test circuit,  $0^{\circ}C < T_J < 125^{\circ}C$ ,  $I_O = 500mA$ ,  $V_I = 10V$ ,  $C_I = 0.33\mu F$ ,  $C_O = 0.1\mu F$ , unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	KA7805			Unit	
			Min.	Typ.	Max.		
Output Voltage	$V_O$	$T_J = +25^{\circ}C$	4.8	5.0	5.2	V	
		$5.0mA \leq I_O \leq 1.0A$ , $P_O \leq 15W$ $V_I = 7V$ to $20V$	4.75	5.0	5.25		
Line Regulation (Note1)	Regline	$T_J = +25^{\circ}C$	$V_O = 7V$ to $25V$	-	4.0	100	mV
			$V_I = 8V$ to $12V$	-	1.6	50	
Load Regulation (Note1)	Regload	$T_J = +25^{\circ}C$	$I_O = 5.0mA$ to $1.5A$	-	9	100	mV
			$I_O = 250mA$ to $750mA$	-	4	50	
Quiescent Current	$I_Q$	$T_J = +25^{\circ}C$	-	5.0	8.0	mA	
Quiescent Current Change	$\Delta I_Q$	$I_O = 5mA$ to $1.0A$	-	0.03	0.5	mA	
		$V_I = 7V$ to $25V$	-	0.3	1.3		
Output Voltage Drift	$\Delta V_O / \Delta T$	$I_O = 5mA$	-	-0.8	-	mV/ $^{\circ}C$	
Output Noise Voltage	$V_N$	$f = 10Hz$ to $100KHz$ , $T_A = +25^{\circ}C$	-	42	-	$\mu V/V_O$	
Ripple Rejection	RR	$f = 120Hz$ $V_O = 8V$ to $18V$	62	73	-	dB	
Dropout Voltage	$V_{Drop}$	$I_O = 1A$ , $T_J = +25^{\circ}C$	-	2	-	V	
Output Resistance	$r_O$	$f = 1KHz$	-	15	-	m $\Omega$	
Short Circuit Current	$I_{SC}$	$V_I = 35V$ , $T_A = +25^{\circ}C$	-	230	-	mA	
Peak Current	$I_{PK}$	$T_J = +25^{\circ}C$	-	2.2	-	A	

### Note:

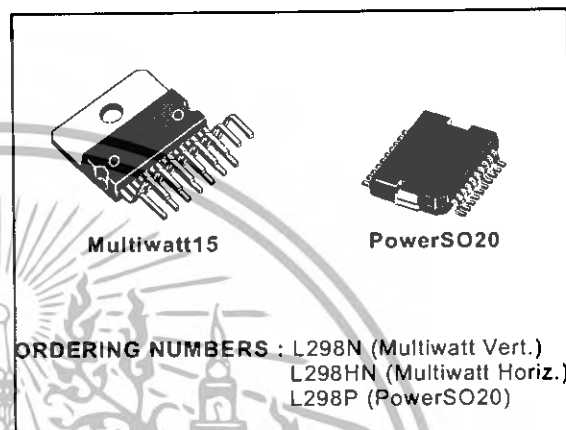
1. Load and line regulation are specified at constant junction temperature. Changes in  $V_O$  due to heating effects must be taken into account separately. Pulse testing with low duty is used.

## DUAL FULL-BRIDGE DRIVER

- OPERATING SUPPLY VOLTAGE UP TO 46 V
- TOTAL DC CURRENT UP TO 4 A
- LOW SATURATION VOLTAGE
- OVERTEMPERATURE PROTECTION
- LOGICAL "0" INPUT VOLTAGE UP TO 1.5 V (HIGH NOISE IMMUNITY)

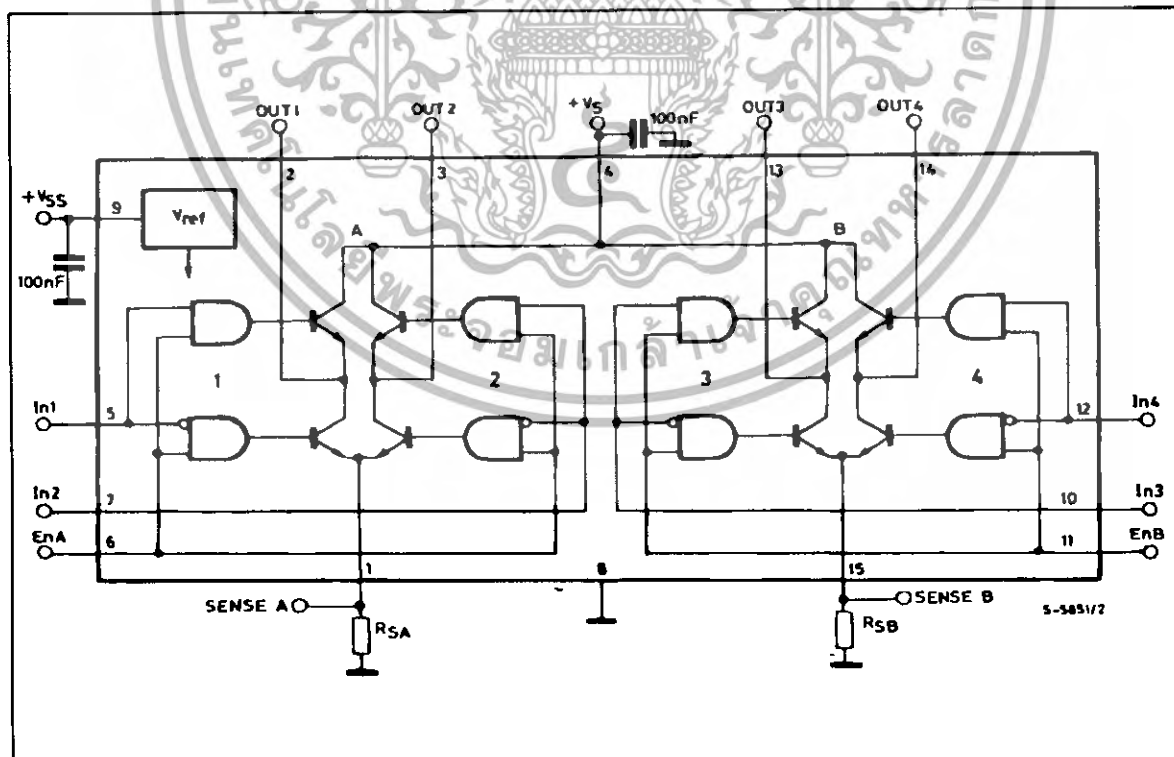
### DESCRIPTION

The L298 is an integrated monolithic circuit in a 15-lead Multiwatt and PowerSO20 packages. It is a high voltage, high current dual full-bridge driver designed to accept standard TTL logic levels and drive inductive loads such as relays, solenoids, DC and stepping motors. Two enable inputs are provided to enable or disable the device independently of the input signals. The emitters of the lower transistors of each bridge are connected together and the corresponding external terminal can be used for the con-



nection of an external sensing resistor. An additional supply input is provided so that the logic works at a lower voltage.

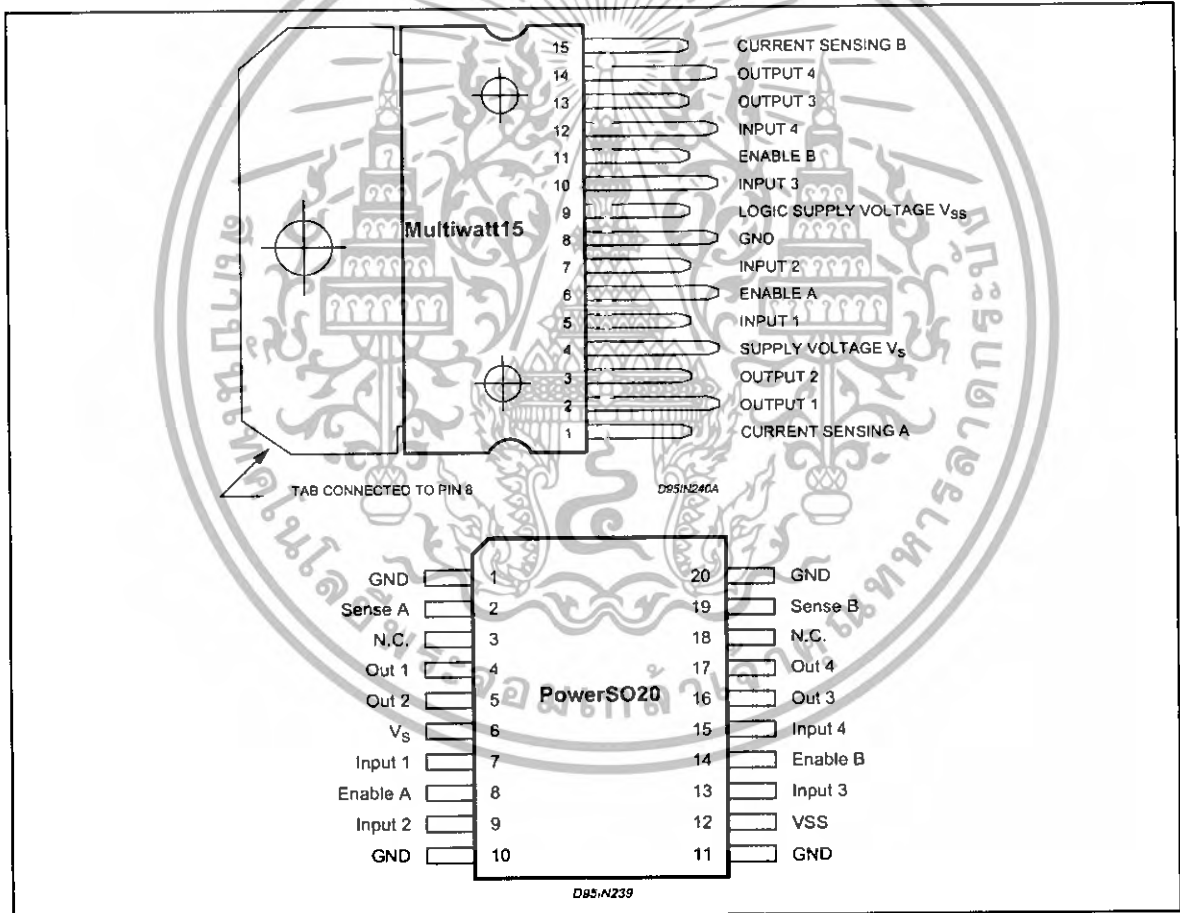
### BLOCK DIAGRAM



**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>S</sub>	Power Supply	50	V
V <sub>SS</sub>	Logic Supply Voltage	7	V
V <sub>i</sub> , V <sub>en</sub>	Input and Enable Voltage	-0.3 to 7	V
I <sub>O</sub>	Peak Output Current (each Channel) - Non Repetitive (t = 100µs) - Repetitive (80% on -20% off; t <sub>on</sub> = 10ms) - DC Operation	3 2.5 2	A A A
V <sub>sens</sub>	Sensing Voltage	-1 to 2.3	V
P <sub>tot</sub>	Total Power Dissipation (T <sub>case</sub> = 75°C)	25	W
T <sub>op</sub>	Junction Operating Temperature	-25 to 130	°C
T <sub>stg</sub> , T <sub>j</sub>	Storage and Junction Temperature	-40 to 150	°C

**PIN CONNECTIONS (top view)**



**THERMAL DATA**

Symbol	Parameter		PowerSO20	Multiwatt15	Unit
R <sub>th j-case</sub>	Thermal Resistance Junction-case	Max.	-	3	°C/W
R <sub>th j-amb</sub>	Thermal Resistance Junction-ambient	Max.	13 (*)	35	°C/W

(\*) Mounted on aluminum substrate



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## PIN FUNCTIONS (refer to the block diagram)

MW.15	PowerSO	Name	Function
1;15	2;19	Sense A; Sense B	Between this pin and ground is connected the sense resistor to control the current of the load.
2;3	4;5	Out 1; Out 2	Outputs of the Bridge A; the current that flows through the load connected between these two pins is monitored at pin 1.
4	6	V <sub>S</sub>	Supply Voltage for the Power Output Stages. A non-inductive 100nF capacitor must be connected between this pin and ground.
5;7	7;9	Input 1; Input 2	TTL Compatible Inputs of the Bridge A.
6;11	8;14	Enable A; Enable B	TTL Compatible Enable Input: the L state disables the bridge A (enable A) and/or the bridge B (enable B).
8	1,10,11,20	GND	Ground.
9	12	V <sub>SS</sub>	Supply Voltage for the Logic Blocks. A 100nF capacitor must be connected between this pin and ground.
10; 12	13;15	Input 3; Input 4	TTL Compatible Inputs of the Bridge B.
13; 14	16;17	Out 3; Out 4	Outputs of the Bridge B. The current that flows through the load connected between these two pins is monitored at pin 15.
–	3;18	N.C.	Not Connected

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>S</sub> = 42V; V<sub>SS</sub> = 5V, T<sub>J</sub> = 25°C; unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V <sub>S</sub>	Supply Voltage (pin 4)	Operative Condition	V <sub>IH</sub> +2.5		46	V
V <sub>SS</sub>	Logic Supply Voltage (pin 9)		–4.5	5	7	V
I <sub>S</sub>	Quiescent Supply Current (pin 4)	V <sub>en</sub> = H; I <sub>L</sub> = 0 V <sub>i</sub> = L V <sub>i</sub> = H		13 50	22 70	mA mA
I <sub>SS</sub>	Quiescent Current from V <sub>SS</sub> (pin 9)	V <sub>en</sub> = H; I <sub>L</sub> = 0 V <sub>i</sub> = L V <sub>i</sub> = H V <sub>en</sub> = L V <sub>i</sub> = X		24 7	36 12	mA mA
V <sub>IL</sub>	Input Low Voltage (pins 5, 7, 10, 12)		–0.3		1.5	V
V <sub>IH</sub>	Input High Voltage (pins 5, 7, 10, 12)		2.3		V <sub>SS</sub>	V
I <sub>IL</sub>	Low Voltage Input Current (pins 5, 7, 10, 12)	V <sub>i</sub> = L			–10	μA
I <sub>IH</sub>	High Voltage Input Current (pins 5, 7, 10, 12)	V <sub>i</sub> = H ≤ V <sub>SS</sub> –0.6V		30	100	μA
V <sub>en</sub> = L	Enable Low Voltage (pins 6, 11)		–0.3		1.5	V
V <sub>en</sub> = H	Enable High Voltage (pins 6, 11)		2.3		V <sub>SS</sub>	V
I <sub>en</sub> = L	Low Voltage Enable Current (pins 6, 11)	V <sub>en</sub> = L			–10	μA
I <sub>en</sub> = H	High Voltage Enable Current (pins 6, 11)	V <sub>en</sub> = H ≤ V <sub>SS</sub> –0.6V		30	100	μA
V <sub>CEsat</sub> (H)	Source Saturation Voltage	I <sub>L</sub> = 1A I <sub>L</sub> = 2A	0.95	1.35 2	1.7 2.7	V V
V <sub>CEsat</sub> (L)	Sink Saturation Voltage	I <sub>L</sub> = 1A (5) I <sub>L</sub> = 2A (5)	0.85	1.2 1.7	1.6 2.3	V V
V <sub>CEsat</sub>	Total Drop	I <sub>L</sub> = 1A (5) I <sub>L</sub> = 2A (5)	1.80		3.2 4.9	V V
V <sub>sens</sub>	Sensing Voltage (pins 1, 15)		–1 (1)		2	V



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
T <sub>1</sub> (V <sub>I</sub> )	Source Current Turn-off Delay	0.5 V <sub>I</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (2); (4)		1.5		μs
T <sub>2</sub> (V <sub>I</sub> )	Source Current Fall Time	0.9 I <sub>L</sub> to 0.1 I <sub>L</sub> (2); (4)		0.2		μs
T <sub>3</sub> (V <sub>I</sub> )	Source Current Turn-on Delay	0.5 V <sub>I</sub> to 0.1 I <sub>L</sub> (2); (4)		2		μs
T <sub>4</sub> (V <sub>I</sub> )	Source Current Rise Time	0.1 I <sub>L</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (2); (4)		0.7		μs
T <sub>5</sub> (V <sub>I</sub> )	Sink Current Turn-off Delay	0.5 V <sub>I</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (3); (4)		0.7		μs
T <sub>6</sub> (V <sub>I</sub> )	Sink Current Fall Time	0.9 I <sub>L</sub> to 0.1 I <sub>L</sub> (3); (4)		0.25		μs
T <sub>7</sub> (V <sub>I</sub> )	Sink Current Turn-on Delay	0.5 V <sub>I</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (3); (4)		1.6		μs
T <sub>8</sub> (V <sub>I</sub> )	Sink Current Rise Time	0.1 I <sub>L</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (3); (4)		0.2		μs
f <sub>c</sub> (V <sub>I</sub> )	Commutation Frequency	I <sub>L</sub> = 2A		25	40	KHz
T <sub>1</sub> (V <sub>en</sub> )	Source Current Turn-off Delay	0.5 V <sub>en</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (2); (4)		3		μs
T <sub>2</sub> (V <sub>en</sub> )	Source Current Fall Time	0.9 I <sub>L</sub> to 0.1 I <sub>L</sub> (2); (4)		1		μs
T <sub>3</sub> (V <sub>en</sub> )	Source Current Turn-on Delay	0.5 V <sub>en</sub> to 0.1 I <sub>L</sub> (2); (4)		0.3		μs
T <sub>4</sub> (V <sub>en</sub> )	Source Current Rise Time	0.1 I <sub>L</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (2); (4)		0.4		μs
T <sub>5</sub> (V <sub>en</sub> )	Sink Current Turn-off Delay	0.5 V <sub>en</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (3); (4)		2.2		μs
T <sub>6</sub> (V <sub>en</sub> )	Sink Current Fall Time	0.9 I <sub>L</sub> to 0.1 I <sub>L</sub> (3); (4)		0.35		μs
T <sub>7</sub> (V <sub>en</sub> )	Sink Current Turn-on Delay	0.5 V <sub>en</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (3); (4)		0.25		μs
T <sub>8</sub> (V <sub>en</sub> )	Sink Current Rise Time	0.1 I <sub>L</sub> to 0.9 I <sub>L</sub> (3); (4)		0.1		μs

- 1) Sensing voltage can be -1 V for t ≤ 50 μsec; in steady state V<sub>ense</sub> min ≥ -0.5 V.
- 2) See fig. 2.
- 3) See fig. 4.
- 4) The load must be a pure resistor.

Figure 1 : Typical Saturation Voltage vs. Output Current.

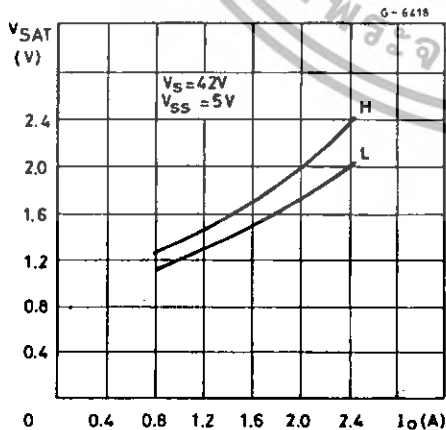
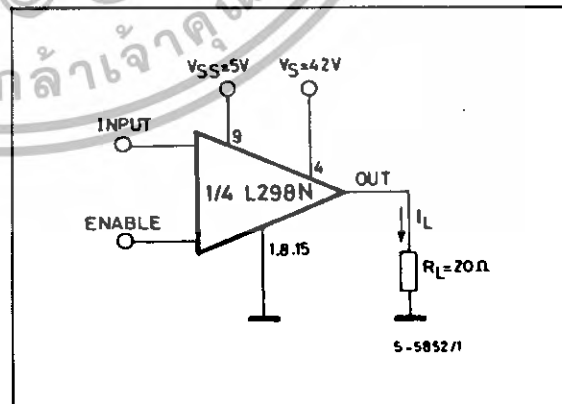


Figure 2 : Switching Times Test Circuits.



Note : For INPUT Switching, set EN = H  
For ENABLE Switching, set IN = H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



## FR301 THRU FR307

### 3.0 AMPS. Fast Recovery Rectifiers

Voltage Range  
50 to 1000 Volts  
Current  
3.0 Amperes

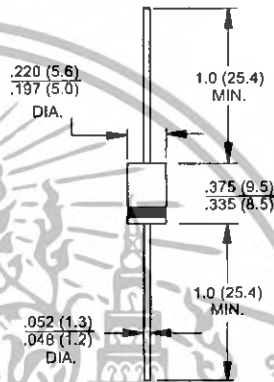
#### Features

- ◇ Low forward voltage drop
- ◇ High current capability
- ◇ High reliability
- ◇ High surge current capability

#### Mechanical Data

- ◇ Cases: Molded plastic
- ◇ Epoxy: UL 94V-0 rate flame retardant
- ◇ Lead: Axial leads, solderable per MIL-STD-202, Method 208 guaranteed
- ◇ Polarity: Color band denotes cathode end
- ◇ High temperature soldering guaranteed: 250°C/10 seconds/.375" (9.5mm) lead lengths at 5 lbs., (2.3kg) tension
- ◇ Weight: 1.2 grams

#### DO-201AD



Dimensions in inches and (millimeters)

#### Maximum Ratings and Electrical Characteristics

Rating at 25°C ambient temperature unless otherwise specified.  
Single phase, half wave, 60 Hz, resistive or inductive load.  
For capacitive load, derate current by 20%

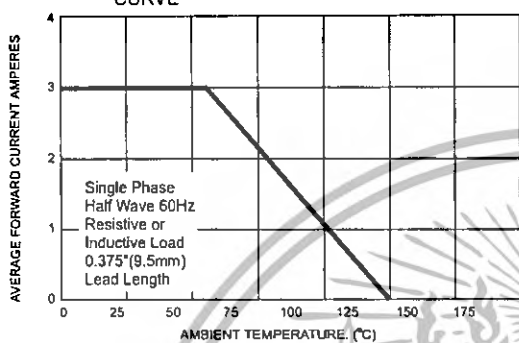
Type Number	FR301	FR302	FR303	FR304	FR305	FR306	FR307	Units
Maximum Recurrent Peak Reverse Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum RMS Voltage	35	70	140	280	420	560	700	V
Maximum DC Blocking Voltage	50	100	200	400	600	800	1000	V
Maximum Average Forward Rectified Current .375" (9.5mm) Lead Length @ T <sub>A</sub> = 55°C	3.0							A
Peak Forward Surge Current, 8.3 ms Single Half Sine-wave Superimposed on Rated Load (JEDEC method)	150							A
Maximum Instantaneous Forward Voltage @ 3.0A	1.2							V
Maximum DC Reverse Current @ T <sub>A</sub> =25°C at Rated DC Blocking Voltage @ T <sub>A</sub> =100°C	10				150			uA uA
Maximum Reverse Recovery Time ( Note 1 )	150			250		500		nS
Typical Junction Capacitance ( Note 2 )	60							pF
Operating Temperature Range T <sub>J</sub>	-65 to +125							°C
Storage Temperature Range T <sub>STG</sub>	-65 to +150							°C

Notes: 1. Reverse Recovery Test Conditions: I<sub>F</sub>=0.5A, I<sub>R</sub>=1.0A, I<sub>RR</sub>=0.25A  
2. Measured at 1 MHz and Applied Reverse Voltage of 4.0 Volts D.C.

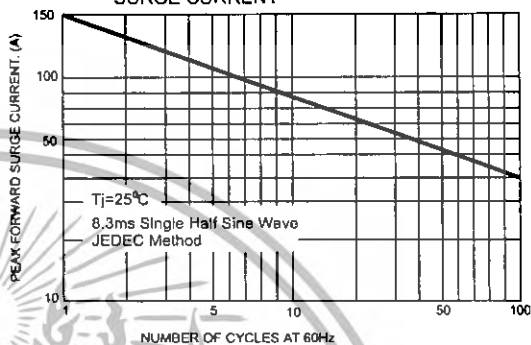
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## RATINGS AND CHARACTERISTIC CURVES (FR301 THRU FR307)

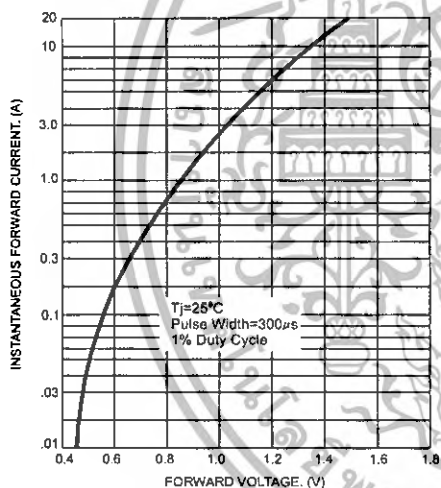
**FIG.1- MAXIMUM FORWARD CURRENT DERATING CURVE**



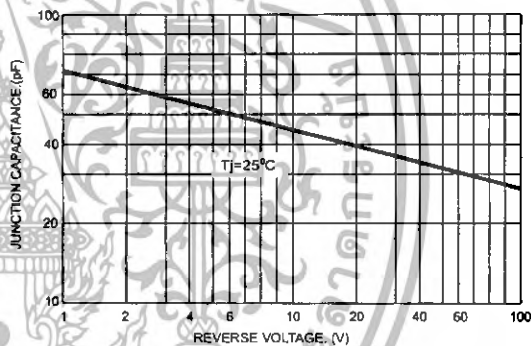
**FIG.2- MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK FORWARD SURGE CURRENT**



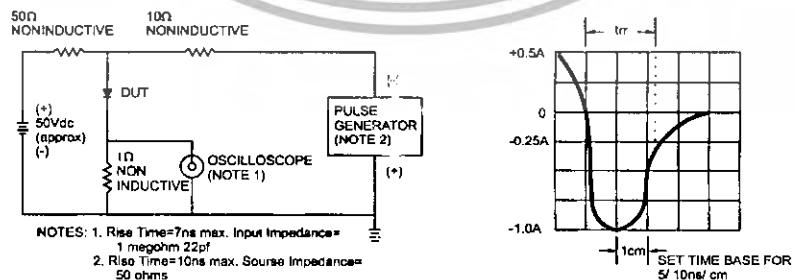
**FIG.3- TYPICAL FORWARD CHARACTERISTICS**



**FIG.4- TYPICAL JUNCTION CAPACITANCE**



**FIG.5- REVERSE RECOVERY TIME CHARACTERISTIC AND TEST CIRCUIT DIAGRAM**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้