

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ระบบควบคุมตำแหน่งลูกบอลบนคาน
BALL AND BEAM CONTROL SYSTEM



โดย
นายมงคลชน ศรีอมร
นายธำปนา นามประดิษฐ์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2541

๑ ๕
๗๕

เลขที่.....
เลขทะเบียน.....33935
วัน, เดือน, ปี 20 ก.ย. 2542

ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
มิให้คัดลอก, แก้ไข, หรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบควบคุมตำแหน่งลูกบอลบนคาน
BALL AND BEAM CONTROL SYSTEM

ผู้จัดทำ นายมงคลชน ศรีอมร
นายธูปนา นามประดิษฐ์

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รองศาสตราจารย์ ดร. จงกล งามวิวิทย์)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ สุมิตร พนาอุดมทรัพย์)

ระบบควบคุมตำแหน่งลูกบอลบนคาน
BALL AND BEAM CONTROL SYSTEM

โดย

นายมงคลชน ศรีอมร

รหัสประจำตัวนักศึกษา 37014339

นายธราปนา นามประดิษฐ์

รหัสประจำตัวนักศึกษา 38014133

อาจารย์ที่ปรึกษา

รองศาสตราจารย์ ดร. จงกล งามวิวิทย์

อาจารย์ สุมิตร พนาอุดมทรัพย์

บทคัดย่อ

โครงการนี้เป็นการศึกษาระบบควบคุมตำแหน่งลูกบอลบนคาน โดยทำการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ และจำลองการตอบสนองของระบบ พร้อมทั้งออกแบบตัวควบคุมแบบป้อนกลับสเตท โดยวิธีกำหนดตำแหน่งโพล สำหรับระบบควบคุมเวลา discrete และทำการประกอบขึ้นเป็นโครงสร้าง โดยใช้ตัวตรวจจับแบบอินฟราเรดในการวัดตำแหน่งลูกบอล และทำการควบคุมระบบด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ภาษาซี

Abstract

This project is arranged for studying the closed-loop control in state-space and making it in practice by controlling the position of a ball on a beam. At first the mathematical model of the system had been defined so the response of the system could be simulated. In discrete time domain system, state feedback controller of this system was designed by pole assignment method. The system was distributed using infrared sensors and potentiometer to detect the position of the ball and the angle of the beam consequently. And the system is controlled by a microcomputer using C language.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาโทฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี ก็เพราะได้รับความเมตตาจาก รองศาสตราจารย์ ดร. จงกล งามวิวิทย์ อาจารย์ สุมิตร พนาอุคมทรัพย์ อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. นนทวัฒน์ จุลเคชะ และ อาจารย์ พรสุข รติโรจน์อนันต์ ที่ได้ให้ความกรุณาแนะนำแก่ผู้จัดทำตลอดมา และขอขอบพระคุณ อาจารย์ทุกท่าน ที่ได้ประสิทธิประสาทวิชาความรู้แก่ผู้จัดทำ ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ โอกาสนี้ด้วย

ขอกราบขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ ของผู้จัดทำที่ได้อุปการะผู้จัดทำ และเป็นผู้ให้กำลังใจแก่ผู้จัดทำตลอดมา

ขอขอบคุณเพื่อนๆ ที่ให้กำลังใจแก่ผู้จัดทำมาโดยตลอด ขอขอบคุณน้องๆ ที่ให้ความช่วยเหลือตลอดจนขอขอบพระคุณทุกๆ ท่านที่เคยให้ความช่วยเหลือแก่ผู้จัดทำ

ผู้จัดทำ
นายมงคลชน ศรีอมร
นายธราปนา นามประดิษฐ์

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	i
กิตติกรรมประกาศ.....	ii
สารบัญ.....	iii
สารบัญภาพ.....	v
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1-1 ความเป็นมาของโครงการ.....	1
1-2 วัตถุประสงค์ของการจัดทำโครงการ.....	1
1-3 ขั้นตอนการศึกษาและจัดทำโครงการ.....	2
1-4 เนื้อหาที่จะกล่าวในปริญญานิพนธ์.....	2
บทที่ 2 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการออกแบบตัวควบคุม.....	3
2-1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของการเคลื่อนที่ของลูกบอลและคาน.....	3
2-2 สมการสเปซสำหรับระบบเวลา discrete.....	8
2-3 การออกแบบตัวควบคุมแบบป้อนกลับสเปซสำหรับระบบเวลา discrete.....	10
2-4 ระบบควบคุมเวลา discrete แบบมีอินพุตอ้างอิง.....	15
บทที่ 3 ส่วนประกอบของระบบ.....	17
3-1 แผนผังรวมของระบบ.....	17
3-2 คอมพิวเตอร์และการควบคุม.....	18
3-3 การ์ดอินเทอร์เฟซ.....	18
3-4 วงจรวัดมุมของคาน.....	21
3-5 วงจรวัดตำแหน่งลูกบอล.....	23
3-6 วงจรเข้ารหัสตำแหน่งของลูกบอล.....	24
3-7 วงจรควบคุมแรงบิด.....	27
3-8 วงจรกำเนิดแรงดัน 24 โวลต์.....	28
3-9 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง.....	29

	หน้า
3-10 โครงสร้างทางกลศาสตร์.....	30
บทที่ 4 ผลการทดลอง.....	32
4-1 พารามิเตอร์ของระบบ.....	32
4-2 การหาสมการสเตทและการออกแบบตัวควบคุม.....	34
4-3 การหาความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตของตัวควบคุมกับแรงบิด.....	38
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์.....	41
5-1 สรุปผลการดำเนินงาน.....	41
5-2 ปัญหาและแนวทางในการแก้ไข.....	41
5-3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต.....	42
หนังสืออ้างอิง.....	43
ภาคผนวก ก ภาพแสดงส่วนประกอบของระบบภาคผนวก.....	44
ภาคผนวก ข สมการของลากรานจ์.....	48
ภาคผนวก ค ไอซี H-BRIDGE เบอร์ LMD18200.....	56
ภาคผนวก ง การ์ดอินเทอร์เฟซ ET-PCDIO.....	71
ภาคผนวก จ การเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์และข้อมูลอุปกรณ์.....	84
ภาคผนวก ฉ โปรแกรมสำหรับการคำนวณ และ โปรแกรมการควบคุม.....	104

สารบัญรูปภาพ

หน้า

บทที่ 1

รูป 1-1 แสดงแบบจำลองของลูกบอลบนคานใน 2 มิติ.....1

บทที่ 2

รูป 2-1 แสดงแรงที่กระทำต่อลูกบอลขณะเคลื่อนที่.....3

รูป 2-2 แสดงรัศมีการหมุนของลูกบอล.....4

รูป 2-3 แสดงการหาความเร็วเชิงเส้นของลูกบอล.....5

รูป 2-4 แสดงแรงภายนอกที่กระทำ.....6

รูป 2-5 แสดงระบบควบคุมแบบ loop เปิด.....10

รูป 2-6 แสดงระบบควบคุมแบบ loop ปิด เมื่อ $u(k) = -Kx(k)$11

รูป 2-7 แสดงระบบควบคุมเวลา discrete แบบมีอินพุตอ้างอิง.....15

รูป 2-8 แสดงระบบที่ถูกลดรูปมาจากรูป 2-7.....16

บทที่ 3

รูป 3-1 แสดงแผนผังรวมของระบบ.....17

รูป 3-2 แสดงวงจรสร้างฐานเวลาสำหรับ ไทม์เมอร์ใน 8253.....20

รูป 3-3 แสดงปรับปรุงสัญญาณอินเทอร์รัพท์.....21

รูป 3-4 แสดงวงจรวัดมุมของคาน.....22

รูป 3-5 แสดงการจัดวางตำแหน่งของตัวตรวจจับแบบอินฟราเรด.....23

รูป 3-6 แสดงวงจรตรวจจับลูกบอล.....24

รูป 3-7 แสดงตารางค่าความจริงสำหรับวงจรคิมลิตีเพิลิกเซอร์ขนาด 8 อินพุต.....25

รูป 3-8 แสดงวงจรเข้ารหัสข้อมูลตำแหน่งลูกบอล.....26

รูป 3-9 แสดงวงจรควบคุมแรงบิดโดยใช้ ไอซี LMD18200.....27

รูป 3-10 แสดงวงจรกำเนิดแรงดัน 24 โวลท์.....28

รูป 3-11 แสดงโครงสร้างทางกลศาสตร์.....30

บทที่ 4

รูป 4-1 แสดงรัศมีการหมุนของลูกบอล.....32

รูป 4-2 แสดงลักษณะของคาน.....33

หน้า

รูป 4-3 แสดงผลตอบสนองของระบบที่ไม่มีการควบคุม.....	35
รูป 4-4 แสดงผลตอบสนองของระบบภายหลังการควบคุม.....	37
รูป 4-5 แสดงผลตอบสนองของระบบภายหลังการควบคุมและมีอินพุตอ้างอิง.....	38
รูป 4-6 แสดงกราฟระหว่างสัญญาณควบคุมกับแรงบิด.....	40

บทที่ 5

ภาคผนวก ก

รูป ก-1 แสดงโครงสร้างทางกลศาสตร์ของระบบ (ภาพด้านหน้า).....	44
รูป ก-2 แสดงโครงสร้างทางกลศาสตร์ของระบบ (ภาพด้านข้าง).....	44
รูป ก-3 แสดงตำแหน่งและการติดตั้งโพเทนชิโอมิเตอร์เพื่อวัดมุมของคาน.....	45
รูป ก-4 แสดงตำแหน่งและการติดตั้งแผงตรวจจับลูกบอลแบบอินฟราเรด.....	45
รูป ก-5 แสดงวงจรวัดตำแหน่งลูกบอล วงจรวัดมุมของคาน และวงจรควบคุมแรงบิด.....	46
รูป ก-6 แสดงวงจรเข้ารหัสข้อมูลตำแหน่งลูกบอล.....	46
รูป ก-7 แสดงคาร์ดิอินเทอร์เฟซ ET-PCDIOที่มีการปรับแต่ง.....	47
รูป ก-8 แสดงวงจรกำเนิดแรงดัน 24 โวลต์.....	47

ภาคผนวก ข

ภาคผนวก ค

รูป ค-1 แสดงวงจร H-Bridge.....	56
รูป ค-2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ LMD 18200.....	57
รูป ค-3 แสดง DMOS สวิตช์พร้อมทั้งไดโอดป้องกันอยู่ในตัวเอง.....	58
รูป ค-4 แสดงกระแสไหลย้อนกลับใน A1 และกระแสไหลไปข้างหน้าใน A2.....	59
รูป ค-5 แสดงตัวตรวจวัดกระแสของ LMD 18200.....	60
รูป ค-6 (a) แสดงวงจร Charge Pump ภายในตัว LMD 18200.....	61
รูป ค-6 (b) แสดงการใช้ตัวเก็บประจุ Bootstrap จากภายนอก.....	62
รูป ค-7 แสดงลักษณะของการสวิตช์ซิงของสวิตช์ตัวบน.....	63
รูป ค-8 แสดงตารางสำหรับสัญญาณควบคุม.....	65
รูป ค-9 แสดงลักษณะทางอุดมคติของ Locked Antiphase Control.....	67
รูป ค-10 แสดงลักษณะทางอุดมคติของ Sign/Magnitude Control.....	68

หน้า

รูป ก-11 แสดงวงจรควบคุมแรงบิดมอเตอร์.....69

ภาคผนวก ง

ภาคผนวก จ

รูป จ-1 แสดง IBM PC ISA BUS.....85

ภาคผนวก ฉ



บทที่ 1

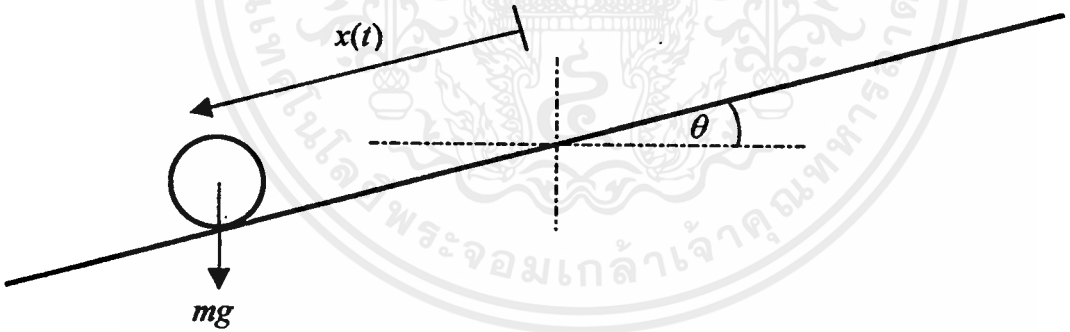
บทนำ

1-1 ความเป็นมาของโครงการ

การควบคุมตำแหน่งลูกบอลบนคาน เป็นการควบคุมระบบพลศาสตร์ (dynamic) แบบไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear system) แบบหนึ่ง ซึ่งสามารถใช้การควบคุมแบบป้อนกลับอัตโนมัติในการควบคุมระบบได้

ระบบดังกล่าวประกอบด้วย คานรูปตัวยู และลูกบอลทรงกลม ซึ่งลูกบอลสามารถเคลื่อนที่ได้ในแกนเดียว โดยการกลิ้งไปบนคาน และปราศจากการสั่นไถล สำหรับการควบคุมการเคลื่อนที่ของลูกบอลทำได้โดยควบคุมการหมุนของคาน

สำหรับเป้าหมายของการควบคุมระบบ คือต้องการควบคุมลูกบอลให้หยุดนิ่งอยู่บนคาน ณ ตำแหน่งใดๆ ตามต้องการ โดยคานมีการเคลื่อนที่น้อยที่สุด



รูป 1-1 แสดงแบบจำลองของลูกบอลบนคานใน 2 มิติ

1-2 วัตถุประสงค์ของการจัดทำโครงการ

1) ทำการศึกษาและทดลองสร้างระบบควบคุมแบบพลศาสตร์ซึ่งมีวงจรมิติเก็ททรอนิกส์เป็น ส่วนประกอบ และทำการควบคุม โดยใช้คอมพิวเตอร์ และ โปรแกรมภาษาซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) ทำการศึกษาและทดลองการใช้ตัวตรวจจับ (sensor) แบบต่างๆ กับระบบควบคุม

3) ทำการศึกษาทฤษฎีของการควบคุมเสถียรภาพในปริภูมิสเทท (state space) และทดลองควบคุมระบบด้วยตัวควบคุมแบบป้อนกลับสเททซึ่งออกแบบโดยวิธีการกำหนดตำแหน่งโพลสำหรับระบบควบคุมเวลาอิสระ

1-3 ขั้นตอนการศึกษาและจัดทำโครงการ

การศึกษาและจัดทำโครงการเริ่มต้นตั้งแต่ทำการศึกษาเพื่อหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ หลังจากนั้นทำการประมาณค่าระบบซึ่งไม่เป็นเชิงเส้น ให้เป็นระบบเชิงเส้นโดยการสร้างเงื่อนไขสำหรับการประมาณค่าระบบ และการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์ (Taylor's series) เพื่อลดความยุ่งยากในการวิเคราะห์ระบบ จากนั้นทำการออกแบบตัวควบคุมแบบป้อนกลับสเทท (state feedback controller) ซึ่งออกแบบค่าเกนป้อนกลับ (feedback gain) โดยวิธีการกำหนดตำแหน่งโพล (pole assignment method)

จากนั้นทำการออกแบบระบบ พร้อมทั้งประกอบขึ้นเป็นระบบจริง และทำการทดลองในส่วนต่างๆของระบบ และหาผลสรุปและวิเคราะห์ โดยวัตถุประสงค์หลักของการศึกษาปัญหานี้คือ จะสามารถควบคุมลูกบอลและคานได้อย่างไร โดยให้สถานะสุดท้ายของลูกบอลหยุดนิ่ง และคานมีการเคลื่อนที่น้อยที่สุด คือในสถานะสุดท้ายคานจะหยุดนิ่งอยู่ในแนวระดับ โดยใช้อุปกรณ์ตรวจจับตำแหน่งลูกบอลที่มีค่าความละเอียดต่ำ

1-4 เนื้อหาที่จะกล่าวในปริญญานิพนธ์

เนื้อหาที่จะกล่าวในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ คือ ในบทที่ 2 จะทำการหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบพร้อมทั้งทฤษฎีในการออกแบบตัวควบคุมแบบป้อนกลับสเททโดยวิธีการกำหนดตำแหน่งโพล สำหรับระบบควบคุมเวลาอิสระ ในบทที่ 3 จะอธิบายเกี่ยวกับการออกแบบระบบจริงและส่วนประกอบทางฮาร์ดแวร์ของระบบ ทั้งในแนวคิดและเหตุผล ในบทที่ 4 เป็นส่วนผลที่ได้จากการทดลองและการวิเคราะห์ผล ซึ่งประกอบด้วยการหาพารามิเตอร์ต่างๆ ของระบบ และผลการจำลองการควบคุมระบบ ส่วนในบทที่ 5 ซึ่งเป็นบทสุดท้าย จะสรุปและวิจารณ์ ผลการดำเนินงานปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางในการแก้ไขรวมไปถึงแนวทางการพัฒนาต่อไปในอนาคต

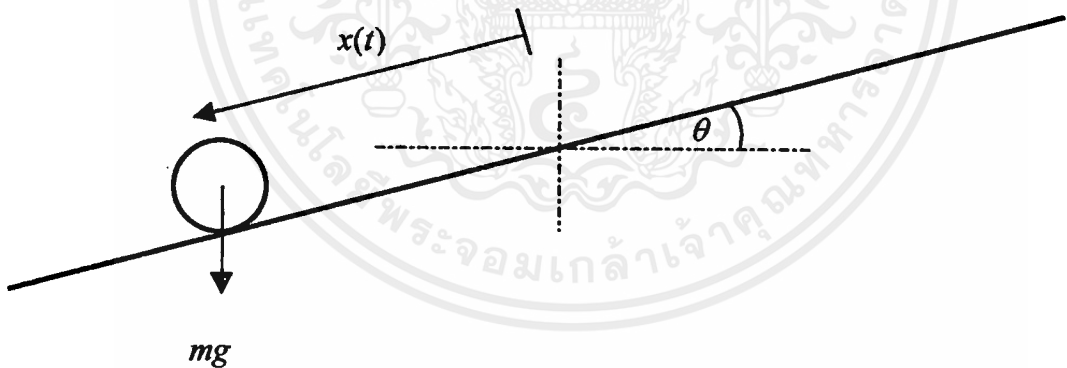
บทที่ 2

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์และการออกแบบตัวควบคุม

ในการออกแบบระบบควบคุมโดยทั่วไปจำเป็นต้องหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ (mathematical model) ของระบบ เพื่อให้สามารถทำการออกแบบตัวควบคุม โดยใช้ทฤษฎีการควบคุม การสร้างแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบใดๆ ทำได้โดยการหาความสัมพันธ์ระหว่างตัวแปรที่ต้องการควบคุม และตัวแปรที่ควบคุมได้โดยตรง

การออกแบบตัวควบคุมสำหรับควบคุมระบบใดๆ มีได้หลายวิธี แต่ไม่มีวิธีใดที่ดีที่สุดเสมอสำหรับทุกระบบ การเลือกใช้ตัวควบคุมระบบแบบใดขึ้นอยู่กับตัวระบบ ซึ่งไม่มีกฎเกณฑ์ที่แน่นอน ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีในการออกแบบตัวควบคุมแบบป้อนกลับสเตทโดยใช้วิธีกำหนดตำแหน่งโพล สำหรับระบบควบคุมเวลาติดครีต

2-1 แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของการเคลื่อนที่ของลูกบอลและคาน



รูป 2-1 แสดงแรงที่กระทำต่อลูกบอลขณะเคลื่อนที่

การหารูปแบบทางคณิตศาสตร์ของการเคลื่อนที่ของลูกบอลและคานสามารถใช้การประยุกต์สมการของลากรางจ์ได้ ดังนี้

ลากรางจ์กำหนดสมการของลากรางจ์ เป็น

$$L = T - V \quad (2-1)$$

เมื่อ T คือ พลังงานจลน์ (kinetic energy)

V คือ พลังงานศักย์ (potential energy)

จากระบบในรูป 2-1 ได้ว่า

$$T = \frac{1}{2}mv^2 + \frac{1}{2}J_{ball}\omega^2 + \frac{1}{2}J_{beam}\theta^2 \quad (2-2)$$

เมื่อ m คือ มวลของลูกบอล (kg)

v คือ ความเร็วเชิงเส้นของลูกบอล (m/s)

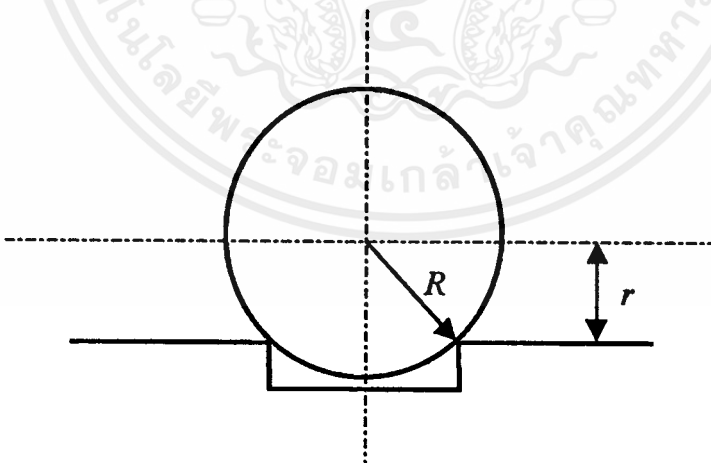
J_{ball} คือ โมเมนต์ของความเฉื่อยของลูกบอล ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)

J_{beam} คือ โมเมนต์ของความเฉื่อยของคาน ($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)

ω คือ ความเร็วเชิงมุมของลูกบอล (rad/s)

θ คือ มุมที่คานทำกับแนวระดับ (rad)

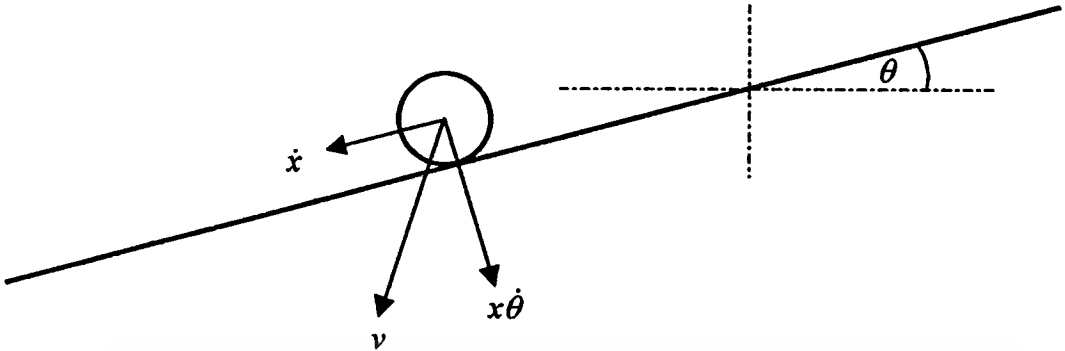
จากสมการ (2-2) ต้องการหาความสัมพันธ์ระหว่าง x และ θ ดังนั้น ต้องแทนค่า v และ ω ให้อยู่ในรูป x และ θ



รูป 2-2 แสดงรัศมีการหมุนของลูกบอล

$$\omega = \frac{\dot{x}}{r} \quad (2-3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2-3 แสดงการหาความเร็วเชิงเส้นของลูกบอล

$$v = \sqrt{\dot{x}^2 + x^2\dot{\theta}^2} \quad (2-4)$$

จากระบบในรูป 2-1 ไม่มีการสะสมพลังงานในลูกบอลและคาน ดังนั้น พลังงานศักย์จึงมีค่าเป็นศูนย์

แทนสมการ (2-3) และ (2-4) ลงในสมการ (2-2) ได้

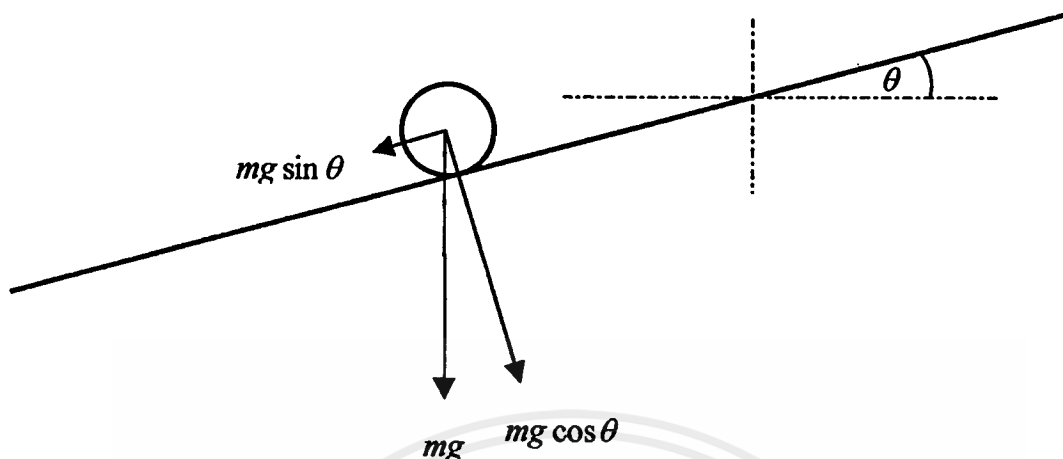
$$L = \frac{1}{2}m(\dot{x}^2 + x^2\dot{\theta}^2) + \frac{1}{2}J_{ball}\frac{\dot{x}^2}{r^2} + \frac{1}{2}J_{beam}\dot{\theta}^2 \quad (2-5)$$

สมการของลากรางจ์ของการเคลื่อนที่ของลูกบอล คือ

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{dL}{d\dot{x}}\right) - \frac{\partial L}{\partial x} = F \quad (2-6)$$

$$\frac{d}{dt}\left(\frac{dL}{d\dot{\theta}}\right) - \frac{\partial L}{\partial \theta} = \tau \quad (2-7)$$

เมื่อกำหนดให้ x และ θ เป็นตัวแปรอิสระ F และ τ คือแรงภายนอกที่กระทำในทิศทางเดียวกับตัวแปรอิสระทั้งสอง



รูป 2-4 แสดงแรงภายนอกที่กระทำ

จากรูป 2-4 ได้ว่า

$$F = mg \sin \theta \quad (2-8)$$

และ

$$\tau = \tau_{input} + mg \cos \theta \quad (2-9)$$

เมื่อ τ_{input} คือแรงบิดจากภายนอกระบบ

แทนสมการ (2-5) และ (2-8) ลงในสมการ (2-6) ได้

$$\left(m + \frac{J_{ball}}{r^2} \right) \ddot{x} = mg \sin \theta \quad (2-10)$$

เนื่องจากสมการ (2-10) ไม่เป็นเชิงเส้น จึงต้องทำการแปลงเชิงเส้น (linearize) และจากการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์ของฟังก์ชัน $\sin \theta$ จะได้

$$\sin \theta = \theta - \frac{\theta^3}{3!} + \frac{\theta^5}{5!} - \frac{\theta^7}{7!} + \dots \quad (2-11)$$

โดยการประมาณการกระจายในอันดับหนึ่ง ดังนั้นได้

$$\sin \theta = \theta \quad (2-12)$$

โมเมนต์ของความเฉื่อยของทรงกลมตันที่มีรัศมี R คือ

$$J_{ball} = \frac{2}{5}mR^2 \quad (2-13)$$

แทนในสมการ (2-12) และ (2-13) ลงในสมการ (2-10) ได้

$$\left[1 + \frac{2}{5}\left(\frac{R}{r}\right)^2\right]\ddot{x} = g\theta \quad (2-14)$$

แทนสมการ (2-5) และ (2-9) ลงในสมการ (2-7) ได้

$$mx^2\ddot{\theta} + 2mx\dot{\theta} + J_{beam}\ddot{\theta} = \tau_{input} + mg\cos\theta \quad (2-15)$$

เนื่องจากสมการ (2-15) ไม่เป็นเชิงเส้น จึงต้องทำการแปลงเชิงเส้น และจากการกระจายอนุกรมเทย์เลอร์ของฟังก์ชัน $\cos\theta$ จะได้

$$\cos\theta = 1 - \frac{\theta^2}{2!} + \frac{\theta^4}{4!} - \frac{\theta^6}{6!} + \dots \quad (2-16)$$

โดยการประมาณการกระจายในอันดับหนึ่ง ดังนั้นได้

$$\cos\theta = 1 \quad (2-17)$$

แทนสมการ (2-17) ลงในสมการ (2-15) ได้

$$mx^2\ddot{\theta} + 2mx\dot{\theta} + J_{beam}\ddot{\theta} = \tau_{input} + mg \quad (2-18)$$

สมมติว่า มวลของลูกบอล (m) มีค่าน้อย และไม่มีผลต่อการเคลื่อนที่ของคาน ได้ว่า

$$J_{beam}\ddot{\theta} = \tau_{input} \quad (2-19)$$

จากสมการ (2-14) และ (2-19) สามารถแสดงความสัมพันธ์ ในรูปของสมการสเทท (state equation)

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2-20)$$

และสมการเอาต์พุต (output equation)

$$y = Cx + Du \quad (2-21)$$

ได้ว่า

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & k_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ k_2 \end{bmatrix} u \quad (2-22)$$

เมื่อ

$$k_1 = \frac{g}{1 + \frac{2}{5} \left(\frac{R}{r}\right)^2} \quad \text{และ} \quad k_2 = \frac{1}{J_{beam}}$$

และ

$$y = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0] \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (2-23)$$

เมื่ออินพุตของระบบ (u) คือแรงบิดที่ให้กับแกนหมุนของคาน (τ_{input})

2-2 สมการสเปซสำหรับระบบเวลาติดครีต

พิจารณาสมการสเปซ และสมการเอาต์พุต ในระบบเวลาต่อเนื่อง (continuous time)

$$\dot{x} = Ax + Bu \quad (2-24)$$

$$y = Cx + Du \quad (2-25)$$

สามารถแปลงให้อยู่ในรูปสมการสเปซสเปซ (state-space equation) ในระบบเวลาติดครีต (discrete time) ที่ $t = kT$ เมื่อ $k = 0, 1, 2, \dots$

จากสมการ (2-24) สามารถแสดงในระบบเวลาติดครีตได้

$$x((k+1)T) = G(T)x(kT) + H(T)u(kT) \quad (2-26)$$

สมมติให้ $u(t)$ ถูกซั๊กตัวอย่างโดยเครื่องซั๊กตัวอย่างแล้วป้อนเข้าสู่ zero-order hold ด้วยคาบการซั๊กตัวอย่าง คงที่ T

และ $u(t) = u(kT)$, สำหรับ $kT \leq t < kT + T$ (2-27)

เมื่อ $x((k+1)T) = e^{A(k+1)T}x(0) + e^{A(k+1)T} \int_0^{(k+1)T} e^{-A\tau} Bu(\tau) d\tau$ (2-28)

และ $x(kT) = e^{AkT}x(0) + e^{AkT} \int_0^{kT} e^{-A\tau} Bu(\tau) d\tau$ (2-29)

สมการ (2-29) คูณด้วย e^{AT} แล้วลบกับสมการ (2-28) ได้

$$\begin{aligned} x((k+1)T) &= e^{AT}x(kT) + e^{A(k+1)T} \int_{kT}^{(k+1)T} e^{-A\tau} Bu(\tau) d\tau \\ &= e^{AT}x(kT) + e^{AT} \int_0^T e^{-A\lambda} Bu(kT) d\lambda \\ &= e^{AT}x(kT) + \int_0^T e^{A\lambda} Bu(kT) d\lambda \end{aligned} \quad (2-30)$$

เมื่อ $\lambda = T - t$ ได้ว่า

$$G(T) = e^{AT} \quad (2-31)$$

$$H(T) = \left(\int_0^T e^{A\lambda} d\lambda \right) B \quad (2-32)$$

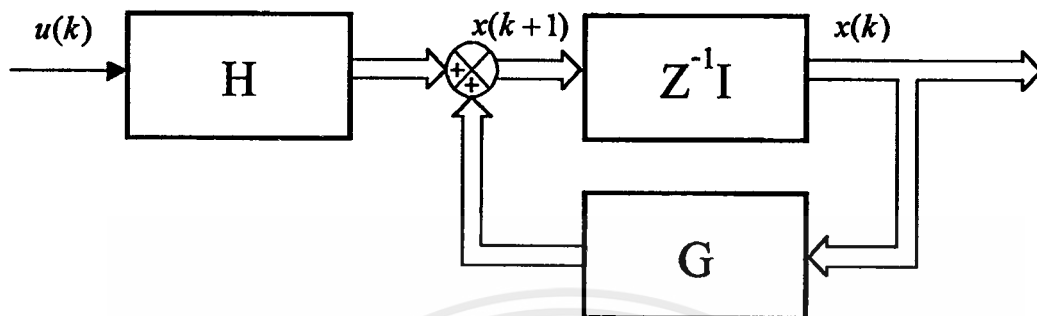
และสำหรับ A ที่เป็นเมตริกซ์ไม่เฉพะจะจาง (non-singular matrix) พิจารณาได้ว่า

$$H(T) = (e^{AT} - I)A^{-1}B \quad (2-33)$$

สำหรับสมการเอาท์พุท ได้

$$y(kT) = Cx(kT) + Du(kT) \quad (2-34)$$

2-3 การออกแบบตัวควบคุมแบบป้อนกลับสแตทสำหรับระบบเวลาติดคริต



รูป 2-5 แสดงระบบควบคุมแบบ loop เปิด

พิจารณารูป 2-5 สอดคล้องกับสมการ

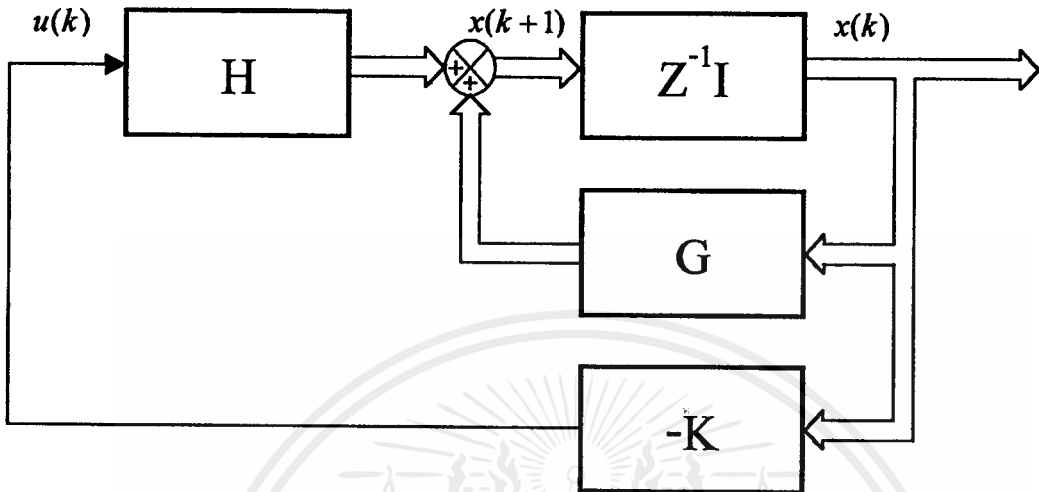
$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) \quad (2-35)$$

กำหนดรูปแบบสัญญาณควบคุม $u(k)$ โดยสมการ

$$u(k) = -Kx(k) \quad (2-36)$$

เมื่อ K เป็นเมตริกซ์เกนป้อนกลับสแตท (state feedback gain matrix)

จากการกำหนดสมการ (2-36) ได้ระบบดังรูป



รูป 2-6 แสดงระบบควบคุมแบบ Loop ปิด เมื่อ $u(k) = -Kx(k)$

จากรูป 2-6 ได้สมการสเตต

$$x(k+1) = (G - HK)x(k) \quad (2-37)$$

เลือกเมตริกซ์ K ที่ทำให้ค่าเฉพาะ (eigenvalues) ของ $(G - HK)$ เป็นโพลของระบบควบคุมวงปิด (closed-loop poles) $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_n$ ที่ต้องการ

โดยเงื่อนไขที่จำเป็นและเพียงพอ สำหรับกำหนดตำแหน่งโพลใดๆ ได้ตามต้องการคือระบบสมการสเตต (2-35) จะต้องควบคุมสเตตได้โดยสมบูรณ์

$$\text{ได้ว่า } \text{rank} [H : GH : \dots : G^{n-1}H] = n \quad (2-38)$$

ต่อไปจะพิสูจน์เงื่อนไขพอเพียง คือ พิสูจน์ว่าหากระบบควบคุมสเตตได้โดยสมบูรณ์แล้ว จะสามารถหาเมตริกซ์ K ที่ทำให้ได้ค่าเฉพาะของ $(G - BK)$ ตามต้องการ คือ $\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_n$

สมการคุณลักษณะของระบบเปิด (2-35) คือ

$$|zI - G| = z^n + a_1 z^{n-1} + a_2 z^{n-2} + \dots + a_{n-1} z + a_n = 0 \quad (2-39)$$

กำหนดเมตริกซ์การแปลง (transformation matrix)

$$T = MW \quad (2-40)$$

เมื่อ

$$M = [H:GH:\dots:G^{n-1}H]_{n \times n} \quad (2-41)$$

และ

$$W = \begin{bmatrix} a_{n-1} & a_{n-2} & \dots & a_1 & 1 \\ a_{n-2} & a_{n-3} & \dots & 1 & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots & \vdots \\ a_1 & 1 & \dots & 0 & 0 \\ 1 & 0 & \dots & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2-42)$$

จากระบบเดิม

$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) \quad (2-43)$$

และ

$$y(k) = Cx(k) + Du(k) \quad (2-44)$$

แปลงให้อยู่ในรูปแบบควบคุมได้ (controllable canonical form) โดยกำหนดเงื่อนไข
สำหรับการแปลง

$$x(k) = T \hat{x}(k) \quad (2-45)$$

แทนสมการ (2-45) ลงในสมการ (2-43) และ (2-44) ได้

$$\hat{x}(k+1) = T^{-1}GT \hat{x}(k) + T^{-1}H \hat{u}(k) \quad (2-46)$$

และ

$$\hat{y}(k) = CT \hat{x}(k) + D \hat{u}(k) \quad (2-47)$$

จากสมการ (2-46) ได้ว่า

$$T^{-1}GT = \hat{G} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & -a_{n-2} & \dots & -a_1 \end{bmatrix} \quad (2-48)$$

และ

$$T^{-1}H = \hat{H} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2-49)$$

กำหนดให้

$$\hat{K} = KT = [\delta_n \quad \delta_{n-1} \quad \dots \quad \delta_1] \quad (2-50)$$

ดังนั้น

$$\hat{H}\hat{K} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} [\delta_n \quad \delta_{n-1} \quad \dots \quad \delta_1] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \delta_n & \delta_{n-1} & \dots & \delta_1 \end{bmatrix} \quad (2-51)$$

จากสมการคุณลักษณะ (characteristic equation) ของทั้งสองระบบได้

$$|zI - G + HK| = |zI - \hat{G} + \hat{H}\hat{K}|$$

$$= \left| z \begin{bmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 1 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & 1 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 1 \\ -a_n & -a_{n-1} & \dots & -a_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & 0 \\ \delta_n & \delta_{n-1} & \dots & \delta_1 \end{bmatrix} \right|$$

$$= \begin{vmatrix} z & -1 & \dots & 0 \\ 0 & z & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & -1 \\ a_n + \delta_n & a_{n-1} + \delta_{n-1} & \dots & z + a_1 + \delta_1 \end{vmatrix}$$

$$= z^n + (a_1 + \delta_1) z^{n-1} + \dots + (a_{n-1} + \delta_{n-1}) z + a_n + \delta_n = 0 \quad (2-52)$$

สมการคุณลักษณะซึ่งเป็นไปตามค่าโพลของระบบควบคุมวงปิดที่ถูกกำหนดใหม่ คือ

$$\begin{aligned} |zI - G + HK| &= (z - \mu_1)(z - \mu_2) \dots (z - \mu_n) \\ &= z^n + \alpha_1 z^{n-1} + \alpha_2 z^{n-2} + \dots + \alpha_{n-1} z + \alpha_n = 0 \end{aligned} \quad (2-53)$$

จากสมการ (2-52) และ (2-53) เปรียบเทียบสัมประสิทธิ์ของตัวแปร z ได้

$$\alpha_1 = a_1 + \delta_1$$

$$\alpha_2 = a_2 + \delta_2$$

$$\vdots$$

$$\alpha_n = a_n + \delta_n$$

ดังนั้นจากสมการ (2-50) ได้

$$\begin{aligned} K &= \hat{K} T^{-1} \\ &= [\delta_n \quad \delta_{n-1} \quad \dots \quad \delta_1] T^{-1} \\ K &= [\alpha_n - a_n : \alpha_{n-1} - a_{n-1} : \dots : \alpha_1 - a_1] T^{-1} \end{aligned} \quad (2-54)$$

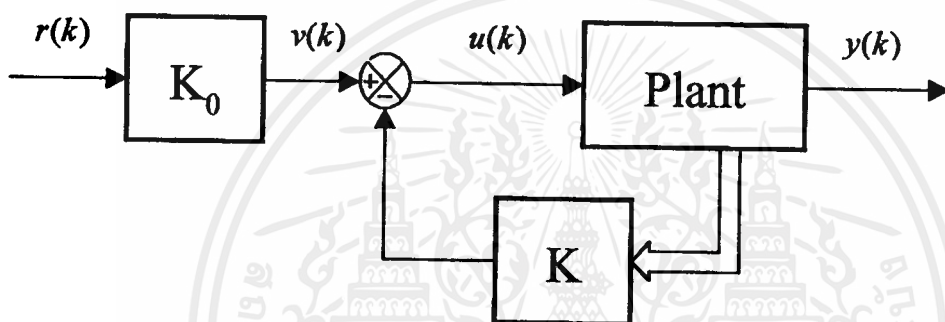
2-4 ระบบควบคุมเวลาติดครีตแบบมีอินพุตอ้างอิง

จากสมการสเตต

$$x(k+1) = Gx(k) + Hu(k) \quad (2-55)$$

และสมการเอาท์พุท

$$y(k) = Cx(k) \quad (2-56)$$



รูป 2-7 แสดงระบบควบคุมเวลาติดครีตแบบมีอินพุตอ้างอิง

จากรูป 2-7 สัญญาณควบคุม $u(k)$ กำหนดโดย

$$u(k) = K_0 r(k) - Kx(k) \quad (2-57)$$

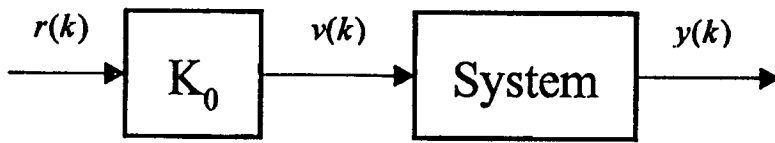
จากสมการ (2-55) และ (2-57) ได้

$$x(k+1) = (G - HK)x(k) + HK_0 r(k) \quad (2-58)$$

สมการคุณลักษณะของระบบดังกล่าวเป็น

$$|zI - G + HK| = 0 \quad (2-59)$$

จากสมการ (2-59) พิจารณาได้ว่าสมการคุณลักษณะของระบบที่มีการป้อนกลับแบบมีอินพุตอ้างอิงและแบบไม่มีอินพุตอ้างอิงนั้นเหมือนกัน



รูป 2-8 แสดงระบบที่ถูกลดรูปมาจากรูป 2-7

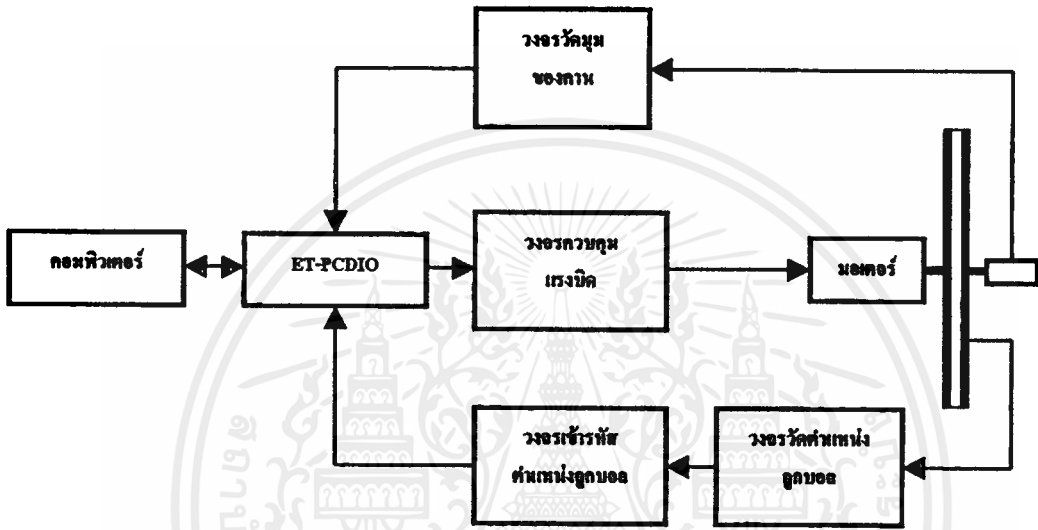
พิจารณา รูป 2-8 แสดงให้เห็นได้ว่า การที่มีอินพุตอ้างอิงนั้น ทำให้ค่าสัดส่วน ของเอาต์พุต เปลี่ยนแปลงไป ดังนั้น สามารถเลือกใช้อินพุตอ้างอิงที่เหมาะสมในการกำจัดค่าความผิดพลาด (steady state error) ทำให้เอาต์พุตของระบบเข้าสู่ค่าที่กำหนดไว้ (setpoint) ได้อย่างถูกต้องโดยไม่มีผลกระทบต่อเสถียรภาพของระบบ



บทที่ 3

ส่วนประกอบของระบบ

3-1 แผนผังรวมของระบบ



รูป 3-1 แสดงแผนผังรวมของระบบ

ระบบควบคุมประกอบด้วย ลูกบอลทรงกลม อยู่บนคานรูปคี่วย จุดศูนย์กลางของคานด้านหนึ่งเชื่อมต่อกับ มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งทำหน้าที่ควบคุมการหมุนของคาน โดยควบคุมผ่านวงจรวัดมุมแรงบิด ส่วนอีกด้านหนึ่งเชื่อมต่อกับโพเทนชิโอมิเตอร์ ซึ่งทำหน้าที่ตรวจวัดมุมของคาน โดยเป็นส่วนหนึ่งของวงจรวัดมุมของคาน

ด้านข้างของคานมีแผงวงจรตรวจจับตำแหน่งของลูกบอลซึ่งประกอบด้วยตัวตรวจจับแบบอินฟราเรดจำนวน 50 ชุด ซึ่งจะทำการวัดตำแหน่งลูกบอลและทำการเข้ารหัสตำแหน่งลูกบอลให้เป็นรหัส 10 บิต ด้วยวงจรรหัสตำแหน่งลูกบอล สัญญาณอินพุต และเอาต์พุต ใช้การอินพุต และเอาต์พุตผ่านทางการ์ดอินเทอร์เฟซ ET-PCDIO ซึ่งติดตั้งอยู่บนคอมพิวเตอร์สำหรับควบคุมระบบ

3-2 คอมพิวเตอร์และการควบคุม

การเขียนโปรแกรมควบคุมมีอยู่ด้วยกัน 2 วิธี วิธีแรกได้แก่การเขียนโปรแกรมควบคุมตามสมการสเตตต่อเนื่องโดยตรงเลข โดยใช้โปรแกรมแบบตามเวลาจริง (realtime control) แต่ทั้งนี้โปรแกรมควบคุมต้องรัดกุม และทำงานได้รวดเร็ว เครื่องคอมพิวเตอร์ที่ใช้จะต้องมีความเร็วมากพอที่จะทำให้คาบการสุ่มสัญญาณ ณ เวลาต่างๆ มีค่าน้อยมากจนสามารถใช้สมการสเตตแบบต่อเนื่องแทนระบบได้ ส่วนอีกวิธีหนึ่งคือการแปลงสมการสเตตต่อเนื่องให้เป็นสมการสเตตคิสิกติกก่อนแล้วจึงเขียนโปรแกรมควบคุมตามสมการสเตตคิสิกติก โดยกำหนดคาบการสุ่มสัญญาณที่แน่นอน

ทั้งนี้เพื่อความสะดวกในการเลือกคอมพิวเตอร์ที่ใช้ และเพื่อให้ระบบมีเสถียรภาพที่ดี จึงใช้วิธีการแปลงสมการสเตตต่อเนื่อง ให้เป็นสมการสเตตคิสิกติก แล้วจึงนำไปเขียนโปรแกรมควบคุมตามสมการสเตตคิสิกติก

หลังจากที่ได้สมการสเตตต่อเนื่องของระบบแล้ว ทำการแปลงสมการสเตตต่อเนื่องให้เป็นสมการสเตตคิสิกติกได้โดยใช้โปรแกรม MATLAB และใช้โปรแกรมวีวีเคราะห์ระบบ คำนวณหาค่าเมตริกซ์เกนป้อนกลับ อินพุตอ้างอิง และแสดงผลการวิเคราะห์ระบบออกมาในรูปแบบกราฟ เมื่อได้ระบบเวลาคิสิกติกอันเป็นที่น่าพอใจแล้ว จึงเขียนโปรแกรมควบคุมด้วยภาษาซี ตามสมการสเตตคิสิกติก ในลักษณะการคำนวณแบบเมตริกซ์

การรับส่งสัญญาณอินพุตและเอาต์พุตนั้น รับส่งผ่านการ์ดอินเทอร์เฟซ ET-PCDIO ซึ่งคู่กับอุปกรณ์อินพุต เอาต์พุตต่างๆ สัญญาณอินพุตได้แก่ มุมเอียงของคานและตำแหน่งของลูกบอล และสัญญาณเอาต์พุต ได้แก่ ค่าแรงบิดที่ส่งไปควบคุมมอเตอร์ สำหรับคาบการสุ่มสัญญาณนั้น ใช้การอินเทอร์พท์ของตัวจับเวลาบนการ์ดอินเทอร์เฟซ ET-PCDIO โดยนำสัญญาณการอินเทอร์พท์มาผ่านวงจรปรับปรุงสัญญาณก่อนที่จะนำเข้าสู่คอมพิวเตอร์เพื่อสร้างจังหวะให้เกิดคาบการสุ่มสัญญาณต่อไป

3-3 การ์ดอินเทอร์เฟซ

การ์ดอินเทอร์เฟซ ET-PCDIO เป็นการ์ดที่ใช้เชื่อมต่อกับเครื่องคอมพิวเตอร์เพื่อขยายระบบอินพุตและเอาต์พุต ทำให้สามารถใช้งานในขอบเขตที่กว้างขึ้น และสามารถรับส่งสัญญาณอินพุต

และเอาท์พุทได้ทั้งในรูปแบบอนาลอกและดิจิตอล ทำให้มีความยืดหยุ่นในการใช้งานเป็นอย่างมาก การ์ดอินเทอร์เฟซ ET-PCDIO ประกอบด้วยส่วนต่างๆ ที่สำคัญดังต่อไปนี้

3-3-1 พอร์ตขนาน

บนการ์ดเทอร์เฟซ ET-PCDIO มีไอซี 8255 สำหรับเป็นอินพุทพอร์ตและเอาท์พุทพอร์ตแบบขนาน สามารถเลือกใช้ได้ตามความต้องการ และใช้งานได้ถึง 3 พอร์ต ในระบบนี้เลือกใช้เป็นอินพุทพอร์ตจำนวน 2 พอร์ต คือพอร์ต A และ พอร์ต B ซึ่งทำงานในโหมด 0 สำหรับรับข้อมูลตำแหน่งของลูกบอลที่ถูกเข้ารหัสมาจากวงจรเข้ารหัสตำแหน่งลูกบอล จำนวน 10 บิต และเลือกใช้เป็นเอาท์พุทพอร์ตจำนวน 1 พอร์ต คือพอร์ต C ซึ่งทำงานในโหมด 0 สำหรับส่งสัญญาณควบคุมทิศทางการหมุนของมอเตอร์ให้กับวงจรควบคุมแรงบิด จำนวน 1 บิต

จะเห็นได้ว่าสำหรับพอร์ต A และพอร์ต B มีการใช้งานเพียง 10 บิตเท่านั้น อีก 6 บิตที่เหลือสามารถนำไปใช้งานเป็นอินพุทได้อีก และสำหรับพอร์ต C มีการใช้งานเพียง 1 บิต คือมีการใช้งานพอร์ต C ถ่างไป 1 บิต ส่วนที่เหลืออีก 3 บิต สามารถนำไปใช้เป็นเอาท์พุทได้ ส่วนพอร์ต C บน ไม่มีการใช้งาน จึงสามารถนำไปใช้เป็นอินพุทหรือเอาท์พุทพอร์ต ในโหมด 0 ก็ได้

3-3-2 ตัวแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาลอก

ไอซี DAC0832 เป็นตัวแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาลอก ขนาด 8 บิต โดยทั่วไปคอมพิวเตอร์จะส่งสัญญาณเอาท์พุทในรูปแบบสัญญาณดิจิตอล ดังนั้นการที่จะควบคุมอุปกรณ์ภายนอก ที่ต้องการสัญญาณควบคุมแบบอนาลอก จึงจำเป็นที่จะต้องมีการแปลงสัญญาณควบคุมแบบดิจิตอลให้เป็นสัญญาณควบคุมแบบอนาลอกเสียก่อน

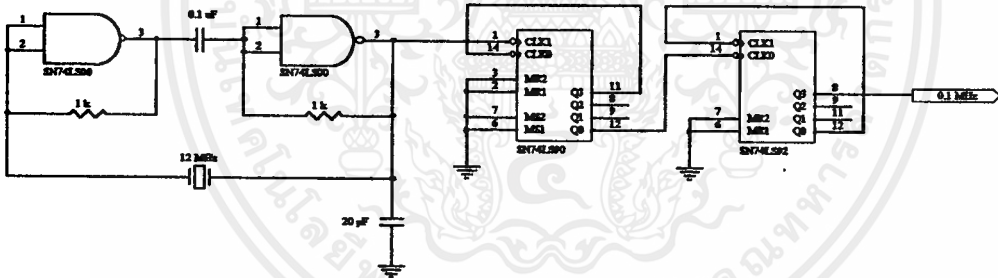
ในที่นี้ต้องการส่งสัญญาณควบคุมจากคอมพิวเตอร์ ซึ่งมีเอาท์พุทแอดเดรสอยู่ที่ตำแหน่ง 308H ไปควบคุมมอเตอร์ ซึ่งต้องการสัญญาณควบคุมแบบอนาลอก สัญญาณควบคุมแบบดิจิตอลขนาด 8 บิต จะถูกตัวแปลงสัญญาณ แปลงเป็นสัญญาณอนาลอกขนาด 0 ถึง 7 โวลต์ สำหรับนำไปควบคุมมอเตอร์ ผ่านทางวงจรควบคุมแรงบิดต่อไป

3-3-3 ตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล

ไอซี ADC0804 เป็นตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล ขนาด 8 บิต ใช้แปลงสัญญาณอินพุตที่เป็นสัญญาณอนาลอก ในที่นี้คือสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าจากวงจรวัดมุมของคานแรงดันไฟฟ้านี้มีค่าอยู่ในช่วง 0 ถึง 5 โวลต์ ซึ่งเมื่อแปลงเป็นสัญญาณดิจิทัลแล้วจะได้สัญญาณขนาด 8 บิต ค่าความละเอียด 0.0195 โวลต์ โดยมีอินพุตแอดเดรสอยู่ที่ตำแหน่ง 30AH

3-3-4 ไทม์เมอร์

บนการ์ดเทอร์เฟส ET-PCDIO มีไอซี 8253 สำหรับใช้งานเกี่ยวกับระบบฐานเวลาต่างๆ ซึ่งสามารถนำมาใช้อินเทอร์พท์กำหนดจังหวะ เพื่อสร้างคาบการสุ่มสัญญาณได้ ทำให้สามารถสร้างคาบการสุ่มสัญญาณที่แน่นอนได้ แต่เนื่องจาก ไอซี 8253 เป็นเพียงตัวนับเวลาเท่านั้น จึงจำเป็นที่จะต้องสร้างฐานเวลาให้กับไทม์เมอร์ใน 8253 จึงจะสามารถทำงานได้

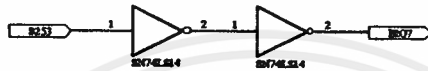


รูป 3-2 แสดงวงจรสร้างฐานเวลาสำหรับไทม์เมอร์ใน 8253

ลักษณะของวงจรแสดงในรูป 3-2 ประกอบด้วยคริสตอล (crystal) เป็นตัวกำเนิดสัญญาณที่มีความถี่ 12.0 MHz นำสัญญาณมาผ่านวงจรนับหาร 10 และวงจรนับหาร 12 ซึ่งทำการหารความถี่ให้เหลือ 0.1 MHz คิดเป็นคาบเวลาเท่ากับ 0.1 ms เป็นฐานเวลาสำหรับไทม์เมอร์ 0 ของไอซี 8253 สำหรับการทำงานในโหมด 3 (square wave rate generator) ซึ่งค่าเวลาในการสุ่มจะสามารถกำหนดได้จากการ โปรแกรมค่าการนับให้กับ 8253 เช่น ต้องการคาบเวลาการสุ่มค่า 0.005 วินาที ก็จะต้องใส่ค่า 5×10^2 ให้กับ 8253 ทำให้ได้ $5 \times 10^2 \times (10 \times 10^{-6}) = 0.005$ วินาที ตามต้องการ เมื่อ 8253 นับลงจนถึง 0

จะให้สัญญาณอินเทอร์พท์ออกมาเข้าที่ขา IRQ7 ของคอมพิวเตอร์ นั้นหมายความว่า จะมีการเรียกใช้โปรแกรมตอบสนองการอินเทอร์พท์ ของ IRQ7 ทุกๆ 0.005 วินาที

จากการทดลองพบว่า ไม่สามารถกำหนดคาบการสุ่มสัญญาณให้คงที่ได้ เนื่องจากสัญญาณอินเทอร์พท์ที่เกิดขึ้นบางจังหวะไม่สมบูรณ์ ทำให้คอมพิวเตอร์ไม่สามารถรับรู้ถึงการอินเทอร์พท์ของไหม้เมอร์ จึงทำการแก้ไขโดยนำสัญญาณอินเทอร์พท์ที่ผ่านวงจรปรับปรุงสัญญาณเพื่อทำให้สัญญาณสมบูรณ์ก่อนที่จะเข้าขา IRQ7 ของคอมพิวเตอร์ต่อไป



รูป 3-3 แสดงวงจรปรับปรุงสัญญาณอินเทอร์พท์

3-4 วงจรวัดมุมของคาน

ในการวัดมุมของคานใช้โพเทนชิโอมิเตอร์แบบการเคลื่อนที่เชิงมุมเป็นอุปกรณ์ในการวัด ในระบบนี้เลือกใช้โพเทนชิโอมิเตอร์ขนาด 10 กิโลโอห์ม โดยต่อวงจรสำหรับวัดมุมเป็นวงจรบริดจ์สมดุล (balance bridge) และต่อเอาต์พุตเข้าวงจรขยายแบบอินสทรูเมนต์ (instrument amplifier) เพื่อขยายสัญญาณ และผ่านวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน (low pass filter) เพื่อกำจัดสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ในที่สุดจะได้เอาต์พุตเป็นความต่างศักย์ไฟฟ้าที่แปรผันตรงตามอินพุต โดยแปรผันตรงตามระยะทางหรือมุมของการเคลื่อนที่เชิงกลซึ่งทำให้ได้แรงดันออกมาอยู่ในช่วง 0 ถึง 5 โวลต์ เพื่อต่อเข้ากับตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัลบน การ์ดอินเทอร์เฟส ET-PCDIO ซึ่งสามารถอ่านค่าได้จากตำแหน่งพอร์ตที่ 30AH แล้วใช้ซอฟต์แวร์แปลงค่าเป็นมุมอยู่ในช่วง -0.2618 เรเดียน (-15 องศา) ถึง 0.2618 เรเดียน (15 องศา)

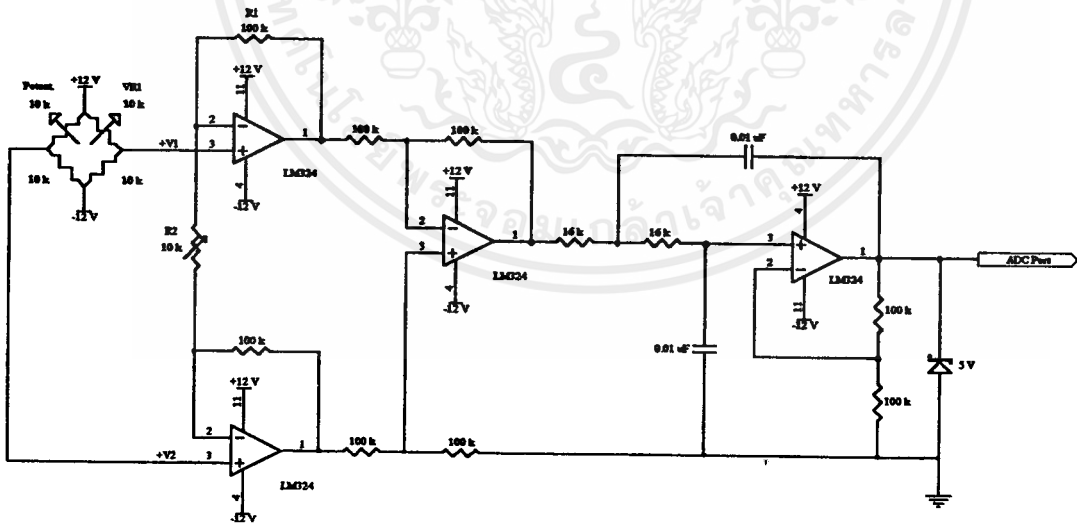
การทำงานของวงจรวัดมุมของคาน คือ เมื่อบริดจ์สมดุล ความต่างศักย์เอาต์พุตจะมีค่าเป็น 0 แต่เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของสมดุล เนื่องจากการหมุนของโพเทนชิโอมิเตอร์ จะทำให้ความต่างศักย์เอาต์พุตไม่เท่ากับ 0 เช่น หมุนตามเข็มนาฬิกาความต่างศักย์เอาต์พุตเป็นบวก และในทิศตรงกันข้ามเป็นลบ ซึ่งปรับสมดุลของบริดจ์ได้ที่ตัวต้านทานปรับค่าขนาดได้ 10 กิโลโอห์ม (VR1)

เนื่องจากความต่างศักย์เอาท์พุทของบริดจ์สมดุลย์มีค่าไม่มาก และพิสัยของค่าไม่เหมาะสม จึงต้องต่อวงจรขยายแบบอินสทรูเมนต์เพื่อขยายสัญญาณ โดยปรับอัตราขยายสัญญาณที่ตัวต้านทานปรับค่าได้ขนาด 10 กิโลโอห์ม (R2) และวงจรถ่ายดั่งกล่าวมีความสัมพันธ์ระหว่างความต่างศักย์อินพุทและความต่างศักย์เอาท์พุทเป็น ดังนี้

$$V_o = 1 + \frac{2R1}{R2}(V2 - V1) \quad (3-1)$$

หลังจากนั้นต้องนำสัญญาณมาผ่านวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน เนื่องจากโพเทนชิโอเมเตอร์มีข้อเสียคือถ้ามีการใช้งานแบบหมุนกลับไปกลับมาอย่างรวดเร็ว จะมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้น โดยวงจรกรองสัญญาณความถี่ต่ำผ่าน ที่เลือกใช้ในระบบ มีค่าความถี่คัทออฟ (cutoff frequency) เท่ากับ 1 kHz และมีอัตราขยายเท่ากับ 2 เท่า

ในที่สุดจะได้ค่าความต่างศักย์ที่แปรผันเป็นเส้นตรงกับค่ามุมของโพเทนชิโอเมเตอร์ แต่ค่าความต่างศักย์เอาท์พุทอาจมีค่าน้อยกว่า 0 โวลต์ หรือมากกว่า 5 โวลต์ ได้ ดังนั้นเพื่อป้องกันค่าความต่างศักย์เกิน ก่อนที่จะนำค่าความต่างศักย์นี้ไปต่อกับตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นสัญญาณดิจิทัล จึงให้ผ่านซีเนอร์ไดโอด (zener diode) ซึ่งทำให้ได้แรงดันออกมาในช่วง 0 ถึง 5 โวลต์ก่อน



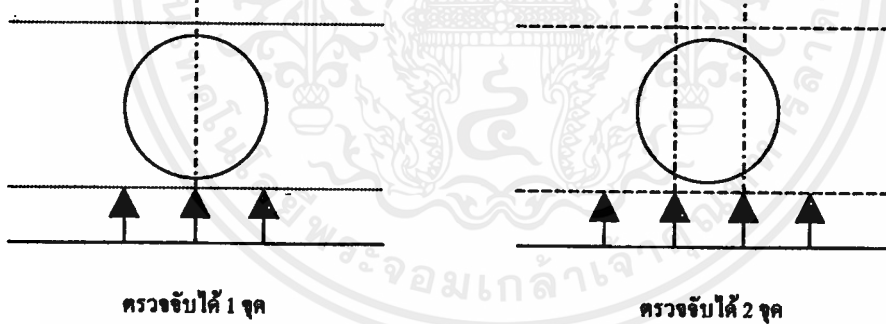
รูป 3-4 แสดงวงจรวัดมุมของคาน

ในการติดตั้งระบบและปรับแต่งวงจรวัดมุมของคาน มีจุดที่ต้องทำการปรับแต่ง 2 จุด คือ ตัวคานทานปรับค่าได้ในวงจรรีดิคต์สมคูลย์ (VR1) ซึ่งคล้ายกับการปรับศูนย์ (zero adjust) และตัวคานทานปรับค่าได้ในวงจรรขยายแบบอินสทรูเมนต์ (R2) ซึ่งคล้ายกับการปรับสเปน (span adjust)

วิธีการปรับแต่งระบบทำได้โดย ทำการหมุนคานไปที่มุม -15 องศา ณ จุดนี้จะกำหนดให้เอาท์พุทเป็น 0 โวลต์ โดยการปรับศูนย์ (ปรับ VR1) ต่อไปทำการหมุนคานไปที่มุม 0 องศา ณ จุดนี้จะกำหนดให้เอาท์พุทเป็น 2.5 โวลต์ โดยการปรับสเปน (ปรับ R2) จากการปรับค่าทั้ง 2 ตำแหน่งนี้ จะได้ค่าเอาท์พุทที่ 15 องศา เป็น 5 โวลต์โดยอัตโนมัติ

3-5 วงจรวัดตำแหน่งลูกบอล

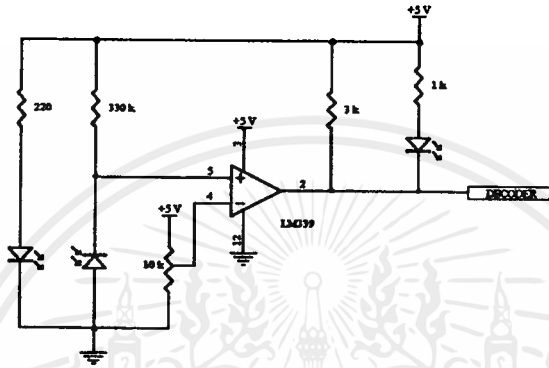
การวัดตำแหน่งของลูกบอลใช้หลักการตรวจจับลูกบอลไปตลอดแนวยาวของคาน โดยติดตั้งตัวตรวจจับลูกบอลแต่ละจุด ห่างกัน 1 เซนติเมตร ตลอดแนวยาวของคาน ทั้งหมด 50 จุด และเนื่องจากคุณสมบัติของลูกบอล ซึ่งถูกเลือกให้มีเส้นผ่านศูนย์กลาง 2.2225 เซนติเมตร ทำให้มีการตรวจจับลูกบอลเกิดขึ้นได้ 2 แบบ ดังรูป



รูป 3-5 แสดงการจี้ควางตำแหน่งของตัวตรวจจับแบบอินฟราเรด

จากรูป 3-5 สามารถพิจารณาได้ว่า ในขณะเวลาใดๆ นั้น จะมีตัวตรวจจับแบบอินฟราเรด (infrared sensor) ตรวจจับลูกบอลได้ 1 หรือ 2 จุดเท่านั้น ดังรูป ดังนั้นจะทำให้ได้ความละเอียดของการตรวจจับเพิ่มขึ้นจากเดิมตรวจจับได้ละเอียดที่สุด 1 เซนติเมตร เพิ่มขึ้นเป็น 0.5 เซนติเมตร ซึ่งการที่จะวัดให้มีประสิทธิภาพและถูกต้อง จะต้องมีการปรับแต่งค่าอย่างระมัดระวัง

ในการตรวจจับลูกบอล ใช้หลักการของการสะท้อนของแสงอินฟราเรด สาเหตุที่เลือกใช้แสงอินฟราเรด เนื่องจากสะดวกในการจัดหาอุปกรณ์ ใช้งานได้ง่าย และปัญหาสัญญาณรบกวนจากสภาพแวดล้อมสามารถแก้ไขได้ อุปกรณ์ที่เลือกใช้ คือตัวรับและตัวส่งอินฟราเรดในตัวเดียวกัน ทำการส่งอินฟราเรดออกไปและรอรับการสะท้อนกลับมา ถ้าหากว่ามีลูกบอลอยู่ ณ ตำแหน่งนั้นก็จะมีอินฟราเรดสะท้อนกลับมา ทำให้ลอจิกเอาท์พุทของตัวตรวจจับเป็นลอจิกต่ำ (low logic, "0")



รูป 3-6 แสดงวงจรตรวจจับลูกบอล

3-6 วงจรเข้ารหัสตำแหน่งของลูกบอล

การนำสัญญาณจากวงจรวัดตำแหน่งของลูกบอลทั้ง 50 สายสัญญาณ เข้าสู่คอมพิวเตอร์โดยตรงนั้นยุ่งยากและสิ้นเปลืองทรัพยากรของระบบการเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์มาก และเนื่องจากรูปแบบของเอาท์พุทของวงจรวัดตำแหน่งของลูกบอล เป็นรูปแบบที่สามารถนำมาเข้ารหัสได้ จึงทำการออกแบบวงจรเข้ารหัสสัญญาณทั้ง 50 สายสัญญาณ ให้เหลือเพียง 10 สายสัญญาณ ก่อนที่จะเข้าสู่คอมพิวเตอร์ต่อไป

จากรูป 3-5 สามารถพิจารณาได้ว่า ในขณะเวลาใดก็ตามจะมีตัวตรวจจับแบบอินฟราเรด (infrared sensor) ตรวจจับลูกบอลได้ 1 หรือ 2 จุดเท่านั้น (ยกเว้นกรณีที่ลูกบอลหายไปจากคาน จะไม่มี ตัวตรวจจับแบบอินฟราเรด ตัวใดตรวจจับลูกบอลได้) และสามารถพิจารณาต่อได้ว่าในกรณีที่ตัวตรวจจับแบบอินฟราเรด ตรวจจับลูกบอลได้ 2 จุดนั้นจะต้องเป็นจุดที่อยู่ติดกันเสมอ

จากคุณสมบัติดังกล่าว สามารถแบ่ง ตัวตรวจจับแบบอินฟราเรด ออกเป็น 2 ชุดๆ ละ 25 ตัว โดยตัวตรวจจับแบบอินฟราเรดในแต่ละชุด จะมีอย่างมากเพียงตัวเดียวเท่านั้นที่ตรวจพบลูกบอล และเอาท์พุทของตัวตรวจจับแบบอินฟราเรดในแต่ละชุด สามารถนำไปผ่านวงจรมัลติเพล็กซ์เซอร์ (demultiplexer circuit) ซึ่งจะเข้ารหัสให้เหลือเพียง $\log_2 25 \approx 5$ บิต

อินพุท								เอาท์พุท		
A_1	A_2	A_3	A_4	A_5	A_6	A_7	A_8	Y_1	Y_2	Y_3
0	1	1	1	1	1	1	1	0	0	0
1	0	1	1	1	1	1	1	0	0	1
1	1	0	1	1	1	1	1	0	1	0
1	1	1	0	1	1	1	1	0	1	1
1	1	1	1	0	1	1	1	1	0	0
1	1	1	1	1	0	1	1	1	0	1
1	1	1	1	1	1	0	1	1	1	0
1	1	1	1	1	1	1	0	1	1	1
$Y_1 = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot A_4$										
$Y_2 = A_1 \cdot A_2 \cdot A_5 \cdot A_6$										
$Y_3 = A_1 \cdot A_3 \cdot A_5 \cdot A_7$										

รูป 3-7 แสดงตารางค่าความจริงสำหรับวงจรมัลติเพล็กซ์เซอร์ขนาด 8 อินพุท

การสร้างวงจรมัลติเพล็กซ์เซอร์ แบบ 25 อินพุท โดยใช้ kanorh map นั้นเป็นเรื่องยุ่งยาก เนื่องจากต้องสร้าง kanorh map ขนาด $2^{25} = 33,554,432$ ช่อง ซึ่งสามารถทำได้โดยใช้คอมพิวเตอร์แก้ปัญหาเท่านั้น

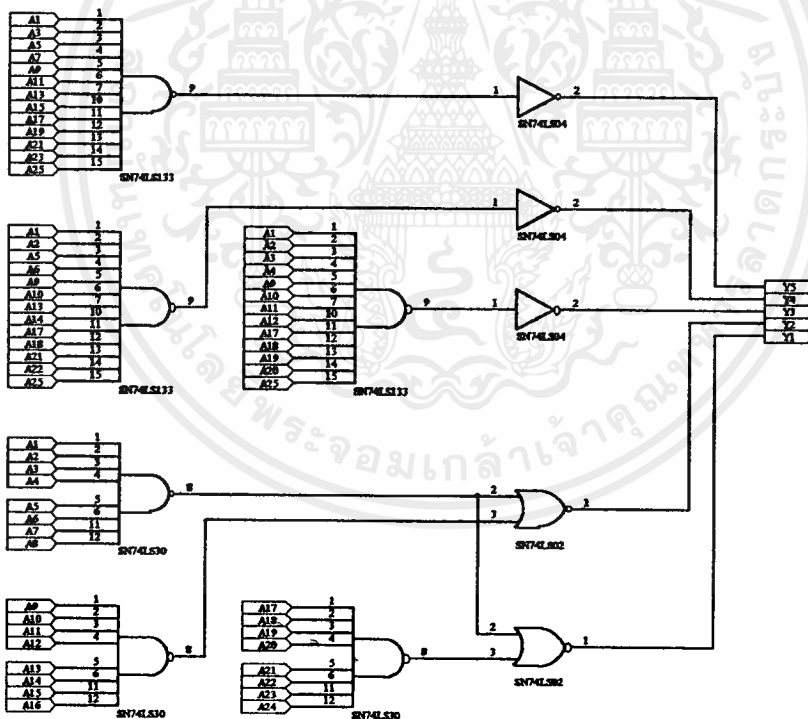
จากตัวอย่างตารางค่าความจริง (truth table) สำหรับวงจรมัลติเพล็กซ์เซอร์ แบบ 8 อินพุท สามารถสร้างวงจรมัลติเพล็กซ์เซอร์ แบบ 32 อินพุท โดยกำหนดให้อินพุทที่ 26 ถึง 32 เป็นลอจิกสูง (high logic, "1") ด้วยการสังเกตุและเขียนแบบทำให้ได้ว่า

$Y_1 = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot A_4 \cdot A_5 \cdot A_6 \cdot A_7 \cdot A_8 \cdot A_9 \cdot A_{10} \cdot A_{11} \cdot A_{12} \cdot A_{13} \cdot A_{14} \cdot A_{15} \cdot A_{16}$
$Y_2 = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot A_4 \cdot A_5 \cdot A_6 \cdot A_7 \cdot A_8 \cdot A_{17} \cdot A_{18} \cdot A_{19} \cdot A_{20} \cdot A_{21} \cdot A_{22} \cdot A_{23} \cdot A_{24}$
$Y_3 = A_1 \cdot A_2 \cdot A_3 \cdot A_4 \cdot A_9 \cdot A_{10} \cdot A_{11} \cdot A_{12} \cdot A_{17} \cdot A_{18} \cdot A_{19} \cdot A_{20} \cdot A_{25}$
$Y_4 = A_1 \cdot A_2 \cdot A_5 \cdot A_6 \cdot A_9 \cdot A_{10} \cdot A_{13} \cdot A_{14} \cdot A_{17} \cdot A_{18} \cdot A_{21} \cdot A_{22} \cdot A_{25}$
$Y_5 = A_1 \cdot A_3 \cdot A_5 \cdot A_7 \cdot A_9 \cdot A_{11} \cdot A_{13} \cdot A_{15} \cdot A_{17} \cdot A_{19} \cdot A_{21} \cdot A_{23} \cdot A_{25}$

เมื่อ $Y_1 - Y_5$ คือ เอาท์พุทของการเข้ารหัส (Y_1 เป็น MSB และ Y_5 เป็น LSB)

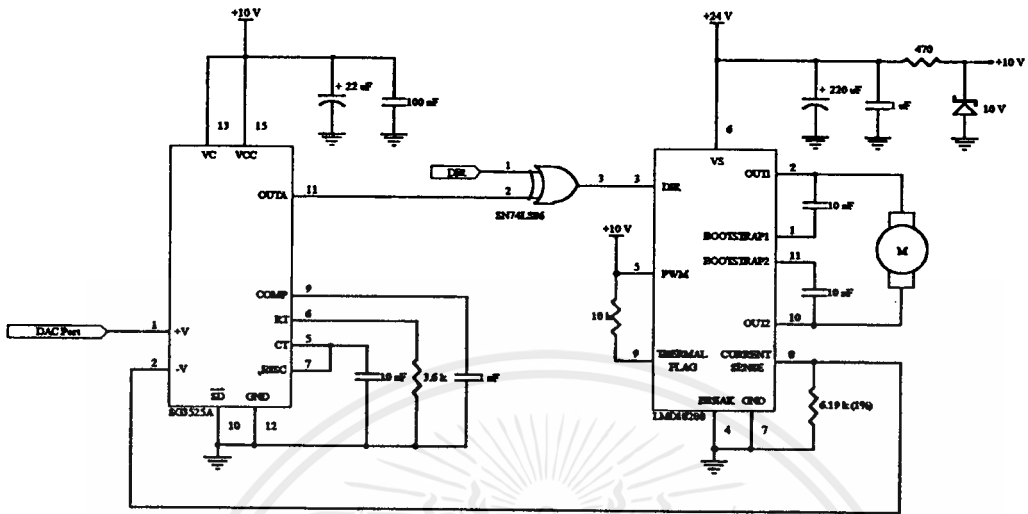
$A_1 - A_{25}$ คือ อินพุทของการเข้ารหัส (เอาท์พุทจากชุดตรวจจับแบบอินฟราเรด)

จากสมการบูลีน (boolean equation) แสดงความสัมพันธ์ดังกล่าวนี้ สามารถนำมาสร้างวงจรเข้ารหัสข้อมูลได้ ดังรูป



รูป 3-8 แสดงวงจรเข้ารหัสข้อมูลตำแหน่งลูกบอล

3-7 วงจรควบคุมแรงบิด



รูป 3-9 แสดงวงจรควบคุมแรงบิด โดยใช้ ไอซี เบอร์ LMD18200

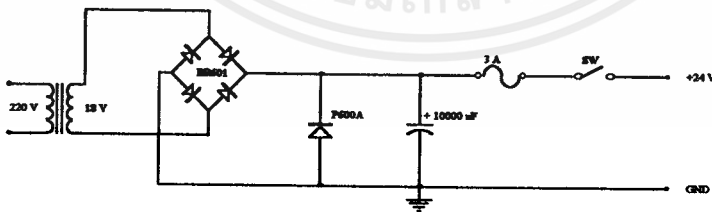
การควบคุมแรงบิดจะต้องอาศัยหลักทฤษฎีพื้นฐานที่ว่าแรงบิดจะแปรผันตามค่าของกระแส เพราะฉะนั้นจึงออกแบบวงจรควบคุมกระแสแทน เนื่องจากไม่สามารถจ่ายกระแสให้กับโหลดเกินกว่าที่โหลดต้องการได้ ดังนั้นจึงสามารถจำกัดกระแสที่จ่ายให้โหลดไม่ให้เกินค่าที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากลักษณะของมอเตอร์ที่ใช้มีขนาดเล็ก และจะต้องมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว จึงเลือกใช้อุปกรณ์พวกมอสเฟต (MOSFET) ซึ่งสามารถใช้ได้ดีในงานลักษณะนี้ วงจรที่ใช้ในการควบคุมกระแสมีหลายแบบ เนื่องจากระบบจำเป็นต้องมีการควบคุมที่แน่นอน จึงต้องมีการป้องกันกระแส แต่การที่จะป้องกันกระแสโดยไม่ทำให้ค่ากระแสที่จ่ายให้โหลดเปลี่ยนแปลงไปนั้น จะต้องไม่ดึงมาโดยตรงโดยใช้การเหนี่ยวนำกระแสมา หรือการใช้วงจรสะท้อนกระแส และเนื่องจากระบบจำเป็นต้องมีการเปลี่ยนแปลงทิศทางการหมุนของมอเตอร์อย่างรวดเร็วตลอดเวลา โดยจะใช้เพียงแค่แหล่งจ่ายไฟแค่เพียงไฟบวกกับกราวด์ ธรรมดาแล้วจึงต้องมี 2 วงจรสำหรับแต่ละทิศทางการหมุน หรือต้องต่อวงจรในลักษณะ H-Bridge และรวมถึงการต่อวงจรเพื่อขับ FET นั้นมีความยุ่งยาก ดังนั้นจึงพิจารณาใช้ไอซีสำเร็จรูปสำหรับต่อวงจรควบคุมกระแสนี้ โดยเลือกใช้ไอซี LMD18200 ของบริษัท เนชันแนลเนลเซมิคอนดักเตอร์ ซึ่งจ่ายกระแสได้สูงถึง 3 แอมแปร์ และสามารถเข้ากับแรงดันได้ถึง 55 โวลต์ โดยไอซีตัวนี้ เพียงแค่ป้อนสัญญาณอินพุตเป็น PWM (pulse width modulation) เท่านั้น สำหรับสัญญาณที่เป็น PWM นี้ก็สามารถใช้ SG3525A ของบริษัท โมโตโลรา ซึ่งเป็น ไอซีสำเร็จรูป

ได้ ดังนั้นจึงสามารถสร้างวงจรควบคุมแรงบิดที่มีแรงประสิทธิภาพสูง โดยใช้ไอซีหลักเพียง 2 ตัว เท่านั้น ทำให้วงจรมีขนาดเล็กกะทัดรัด ดังแสดงในรูป 3-9

สำหรับการทำงานของวงจร คือ เมื่อป้อนแรงดันควบคุม ($V_{\text{CURRENT ADJUST}}$) เข้าที่ขา 1 ของ SG3525A ซึ่งค่าแรงดันนี้จะถูกนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันที่ขา 2 เพื่อเป็นสัญญาณควบคุมการสร้างพัลส์ (PWM) ที่ขา 11 ของ SG3525A เพื่อออกไปควบคุม LMD18200 อีกทีหนึ่ง (โดยมีเงื่อนไขว่าจะสามารถสร้างพัลส์ออกมาได้ ก็ต่อเมื่อ ค่าแรงดันที่เข้าสู่ขา 2 จะต้องมีค่ามากกว่าค่าแรงดันที่เข้าสู่ขา 1) ซึ่งค่าแรงดันที่ขา 2 ของ SG3525A เป็นแรงดันป้อนกลับมาจาก LMD18200 โดยใช้ขา 8 ซึ่งเป็นขาตรวจจับกระแส (sensing current) ต่อผ่านตัวต้านทานลงกราวด์ ได้ค่าแรงดันที่แปรตามค่ากระแสที่จ่ายให้กับมอเตอร์ โดยเมื่อกระแสที่จ่ายให้มอเตอร์มีขนาด 1 แอมแปร์ จะได้กระแสออกมาจากขา 8 ของ LMD18200 นี้ เท่ากับ 377 ไมโครแอมแปร์ ดังนั้นเมื่อคูณกับค่าความต้านทานคือ 6.19 กิโลโอห์ม เท่ากับว่าจะได้ค่าแรงดันป้อนกลับเท่ากับ 2.33 โวลต์ ตัวอย่างเช่น ถ้าต้องการจ่ายกระแสแก่มอเตอร์เท่ากับ 3.00 แอมแปร์ จะได้แรงดันป้อนกลับประมาณ 7.00 โวลต์

3-8 วงจรกำเนิดแรงดัน 24 โวลต์

สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ที่ใช้ในการควบคุมการหมุนของคาน ใช้ไฟกระแสตรงขนาด 24 โวลต์ ดังนั้นจำเป็นต้องสร้างวงจรมกำเนิดแรงดันขนาด 24 โวลต์ ขึ้นมาโดยแปลงจากไฟฟ้ากระแสสลับที่ใช้ตามบ้าน ขนาด 220 โวลต์ 50 Hz โดยใช้วงจรดังรูป 3-10 ซึ่งสามารถรับพลังงานกลับคืนมาจากมอเตอร์ได้ ในช่วงเวลาที่มอเตอร์จ่ายพลังงานคืนสู่แหล่งกำเนิด



รูป 3-10 วงจรกำเนิดแรงดัน 24 โวลต์

3-9 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (dc motor) เป็นทรานสดิวเซอร์ (transducer) แรงบิดซึ่งมีการออกแบบให้มีคุณสมบัติพิเศษคือแรงบิดของเพลา (shaft) ของมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสอาร์เมเจอร์ (armature current) แรงบิดของเพลาของมอเตอร์จะได้จากผลระหว่างสนามแม่เหล็กและขดลวดตัวนำ ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดของเพลาและกระแสเท่ากับ

$$\tau = K\phi I \quad (3-2)$$

เมื่อ	τ	คือ แรงบิดของเพลา (N.m)
	ϕ	คือ เส้นแรงแม่เหล็ก (wb)
	I	คือ กระแส (A)
และ	K	คือ ค่าคงที่

ดังนั้นแรงบิดของเพลาจะเป็นสัดส่วน โดยตรงกับผลคูณของเส้นแรงแม่เหล็กและกระแส เมื่อขดลวดตัวนำเคลื่อนที่ในสนามแม่เหล็ก จะทำให้เกิด โวลต์เตจ (voltage) ตกคร่อมตัวมันเอง และ โวลต์เตจนี้ จะเป็นสัดส่วนกับความเร็วของเพลาของมอเตอร์ และต้านการไหลของกระแส ความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตจย้อนกลับนี้ และความเร็วของเพลาของมอเตอร์คือ

$$E = K\phi\omega \quad (3-3)$$

เมื่อ	E	คือ โวลต์เตจย้อนกลับ emf (V)
	ϕ	คือ เส้นแรงแม่เหล็ก (wb)
และ	ω	คือ ความเร็วของมอเตอร์ (rad/s)

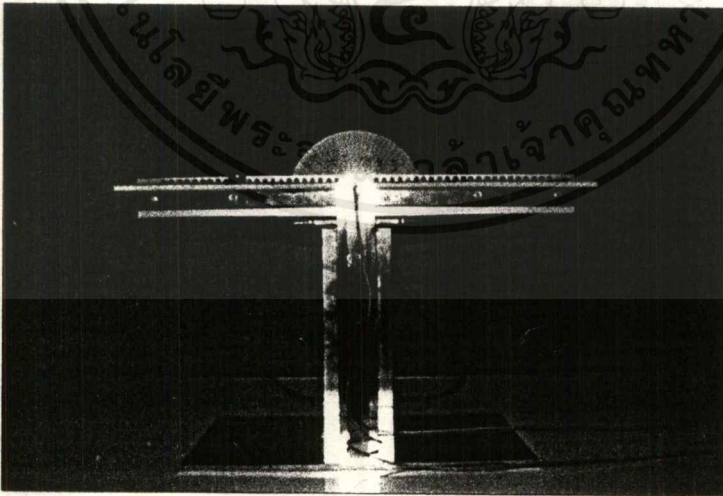
สมการ (3-2) และ (3-3) แสดงถึงหลักการทำงานพื้นฐานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

มอเตอร์ที่เลือกใช้ เป็นมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการทอรอป สาเหตุที่เลือกใช้มอเตอร์กระแสตรง เพราะควบคุมได้ง่าย และวงจรควบคุมไม่ซับซ้อน ส่วนการเลือกใช้มอเตอร์ที่มีการทอรอปนั้น เนื่องมาจากถ้าใช้มอเตอร์ธรรมดาที่ไม่มีการทอรอปจำเป็นต้องใช้มอเตอร์ที่มีขนาดใหญ่ แต่เนื่องจากมอเตอร์ขนาดใหญ่หาได้ยากและมีราคาแพงจึงจำเป็นต้องเลือกใช้มอเตอร์ที่มีการทอรอปเพื่อเพิ่มแรงบิด และสร้างระบบให้มีขนาดเล็ก

ข้อเสียของมอเตอร์กระแสตรงคือต้องการการบำรุงรักษามากกว่ามอเตอร์ประเภทอื่นเพราะมอเตอร์กระแสตรงมีแปรงถ่านเป็นส่วนประกอบ ซึ่งมีการสึกหรอได้ และการใช้มอเตอร์ที่มีการทอรอปในระบบนั้น มีข้อเสียเนื่องจาก แบ็คแลช (backlash) ของมอเตอร์ ทำให้เกิดความผิดพลาดเมื่อมอเตอร์หมุนกลับไปกลับมา และอาจทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพได้

3-10 โครงสร้างทางกลศาสตร์

ระบบควบคุมตำแหน่งลูกบอลบนคานเป็นระบบที่ต้องการความเที่ยงตรงมาก ต้องเคลื่อนที่อย่างรวดเร็ว และต้องสามารถทนต่อแรงบิดจากมอเตอร์ได้ จึงเลือกใช้เหล็กกล้าเป็นวัสดุในการสร้างชิ้นงาน และใช้เครื่องกัด (milling machine) ในการสร้างชิ้นงาน ทั้งนี้เพื่อความเที่ยงตรงและความคงทนของชิ้นงาน



รูป 3-11 แสดงโครงสร้างทางกลศาสตร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3-10-1 ลูกบอลและคาน

ลูกบอลเป็นลูกเหล็กจากคัตลูกปืน ซึ่งสามารถถลึงได้อย่างอิสระบนคานที่กักเป็นร่องรูปตัวยู ทั้งนี้ตัวคานต่อติดกับเพลลาเชื่อมต่ออย่างมั่นคงด้วยเซทสกรู (setscrew) และคานจะรับแรงบิดจากมอเตอร์ผ่านทางเพลลาเชื่อมต่อ

3-10-2 โครงสร้างยึดจับและฐาน

โครงสร้างยึดจับและฐาน ต้องยึดจับมอเตอร์, โทเทินซีโอมิเตอร์ และเพลลาเชื่อมต่อ เข้าด้วยกันอย่างมั่นคง ไม่ให้คลาดเคลื่อนจากตำแหน่งเดิม โดยเฉพาะเมื่อมีแรงบิดจากมอเตอร์ ส่วนตัวฐานมีพื้นที่ฐาน และน้ำหนักมากพอที่จะทำให้โครงสร้างสามารถทรงตัวอยู่ได้ ในขณะที่คานหมุนอย่างรวดเร็ว

3-10-3 คัปปลิงและแบร์ริง

ใช้ในการต่อเพลลาของมอเตอร์ เพลลาของโทเทินซีโอมิเตอร์ และเพลลาเชื่อมต่อเข้าด้วยกัน ในที่นี้รอยต่อของเพลลา มีระยะห่างระหว่างปลายเพลลาคงที่ และศูนย์กลางของเพลลาทั้งสามตรงกันและอยู่ในแนวเดียวกัน จึงใช้คัปปลิงแบบแข็งเกร็ง ลักษณะเป็นทรงกระบอกที่ยึดปลายเพลลาทั้งสองด้านด้วยเซทสกรู

เนื่องจากคานต้องการการหมุนอย่างอิสระปราศจากแรงเสียดทาน จึงใช้แบร์ริงรองรับเพลลาเชื่อมต่อที่จุดหมุน โดยติดตั้งไว้กับโครงสร้างยึดจับ ในที่นี้เลือกใช้โรลลิ่งแบร์ริงเนื่องจากต้องรับแรงในระนาบการหมุนเพียงระนาบเดียว

3-10-4 แผงเซนเซอร์

แผงเซนเซอร์เป็นส่วนที่ต้องทำการคิดแปลงมาก เช่นการเจาะรูสำหรับเซนเซอร์ทั้ง 50 จุด จึงเลือกใช้อลูมิเนียม ซึ่งมีลักษณะเป็นท่อกลวง ซึ่งมีความแข็งแรงพอที่จะยึดจับกับตัวคาน และง่ายต่อการเจาะ และติดตั้งอุปกรณ์อื่นๆ เช่นวงจรเซนเซอร์ และสายสัญญาณต่างๆ

บทที่ 4

ผลการทดลอง

ในบทนี้จะทำการหาค่าพารามิเตอร์คุณลักษณะของระบบเพื่อให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่สมบูรณ์ จากนั้นทำการออกแบบตัวควบคุม สำหรับการควบคุมระบบโดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ MATLAB และ ทำการทดลองหาความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตของตัวควบคุม กับ แรงบิด (torque) ที่เกิดขึ้น ซึ่งจะนำไปใช้เป็นพารามิเตอร์ในการควบคุมระบบต่อไป

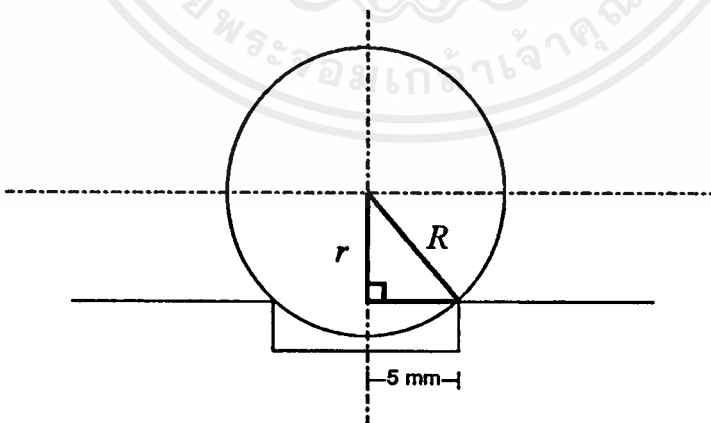
4-1 พารามิเตอร์ของระบบ

จากแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบในบทที่ 2 จำเป็นต้องทราบค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งมีทั้งสามารถวัด ได้โดยตรง หรือได้จากการคำนวณ ดังนี้

4-1-1 รัศมีของลูกบอล

รัศมีของลูกบอล (R) = 0.0111125 เมตร

4-1-2 รัศมีการหมุนของลูกบอล



รูป 4-1 แสดงรัศมีการหมุนของลูกบอล

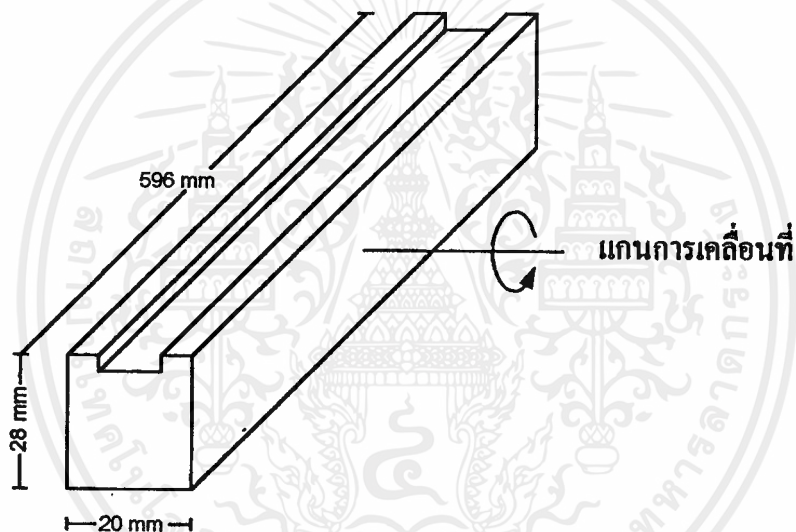
จากรูป 4-1 ได้ว่า

$$r = \sqrt{R^2 - (0.005)^2} \text{ เมตร} \quad (4-1)$$

4-1-3 น้ำหนักของคาน

น้ำหนักของคาน (m) = 2.65224 กิโลกรัม

4-1-4 โมเมนต์ของความเฉื่อยของคาน



รูป 4-2 แสดงลักษณะของคาน

โครงสร้างหลักของคานเป็นรูปทรงปริซึมฐานสี่เหลี่ยมมุมฉาก ฐานกว้าง 20 มิลลิเมตร ยาว 596 มิลลิเมตร และสูง 28 มิลลิเมตร ซึ่งถูกเจาะร่องออกทางด้านบน กว้าง 10 มิลลิเมตร ตลอดความยาวของคานดังรูป 4-2 และมีอุปกรณ์ในการวัดตำแหน่งของลูกบอลติดตั้งอยู่ด้วย ดังนั้นเพื่อความสะดวกในการหาโมเมนต์ของความเฉื่อย (moment of inertia) จึงสมมติให้ทำการหาค่าโมเมนต์ของความเฉื่อย ของปริซึมฐานสี่เหลี่ยมมุมฉาก ขนาดกว้าง 20 มิลลิเมตร ยาว 596 มิลลิเมตร และ สูง 28 มิลลิเมตร ที่หมุนรอบแกนการเคลื่อนที่เดิม แทนการหาโมเมนต์ของความเฉื่อยของคานจริง ซึ่งได้ค่าใกล้เคียงกัน

จากสูตรโมเมนต์ของความเฉื่อยของปริซึมฐานสี่เหลี่ยมมุมฉากที่หมุนรอบแกนการเคลื่อนที่เดียวกับแกนเคลื่อนที่ดังรูป 4-2 ได้ว่า

$$J_{beam} = \frac{1}{12} m(b^2 + l^2) \quad (4-2)$$

4-2 การหาสมการสเตทและการออกแบบตัวควบคุม

จากรูปแบบทางคณิตศาสตร์สามารถนำมาเขียนให้อยู่ในรูปของสมการสเตทของระบบได้ ซึ่งสมการสเตทดังกล่าวเป็นสมการในระบบเวลาต่อเนื่อง และเนื่องจากระบบนี้ ใช้คอมพิวเตอร์ในการควบคุม โดยการเขียนโปรแกรมตามสมการสเตทแบบดิสครีต จึงต้องแปลงสมการสเตทในระบบเวลาต่อเนื่องให้เป็นสมการสเตทในระบบเวลาดิสครีต พร้อมทั้งออกแบบตัวควบคุมในระบบเวลาดิสครีตด้วย ซึ่งทั้งหมดนี้สามารถใช้โปรแกรม MATLAB ในการคำนวณได้

4-2-1 การหาสมการสเตทของระบบเวลาต่อเนื่อง

จากสมการ (2-22) ในบทที่ 2 แทนค่าพารามิเตอร์ที่หาได้จาก 4-1 ลงไปจะได้สมการสเตทของระบบเวลาต่อเนื่อง ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1.0000 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 6.5311 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1.0000 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 12.7092 \end{bmatrix} u \quad (4-3)$$

จากสมการ (4-3) จะสังเกตได้ว่าระบบดังกล่าวมีค่าเจาะจง (eigenvalue) ที่เป็น โพลของระบบ 4 ค่า ซึ่งทั้ง 4 ค่ามีค่าเท่ากับ 0 ทำให้พิจารณาได้ว่าระบบนี้ไม่เสถียรอย่างแน่นอน

4-2-2 การหาสมการสเตทของระบบเวลาดิสครีต

ในโปรแกรม MATLAB มีคำสั่งที่ใช้ในการแปลงสมการสเตทเวลาต่อเนื่องให้เป็นสมการสเตทเวลาดิสครีตได้ คือ คำสั่ง $[G,H] = c2d(A,B,T)$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

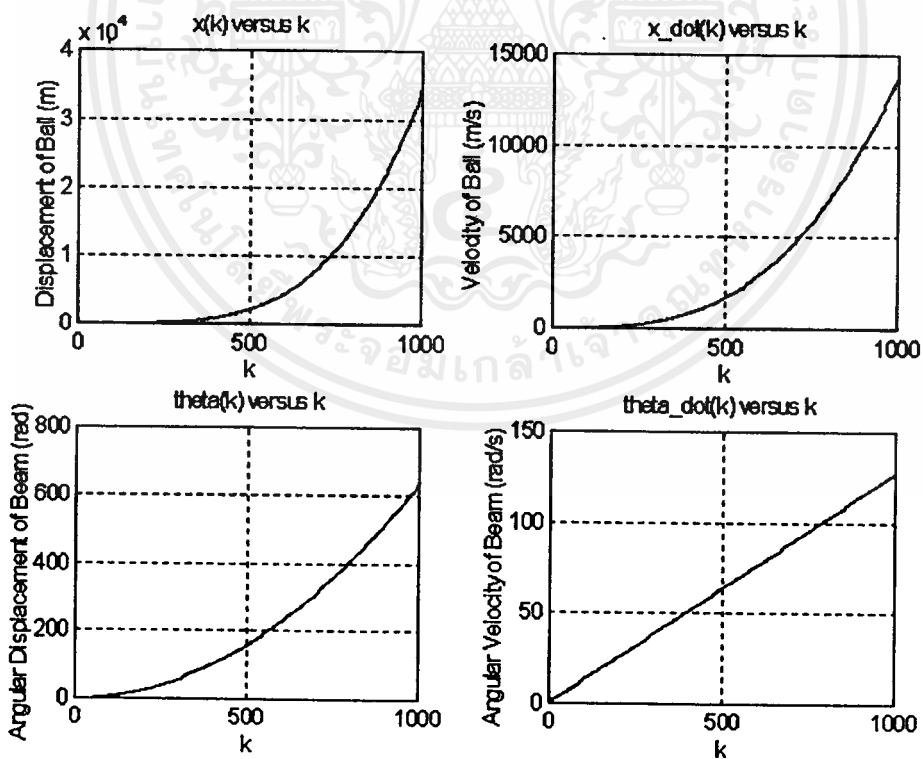
จากการใช้คำสั่งดังกล่าว ทำให้ได้สมการสเตทของระบบเวลาติดคริต เมื่อกำหนดคาบการซีกตัวอย่าง (sampling period) เท่ากับ 0.01 วินาที ดังนี้

$$G = \begin{bmatrix} 1.0000 & 0.0100 & 0.0003 & 0.0000 \\ 0 & 1.0000 & 0.0653 & 0.0003 \\ 0 & 0.0000 & 1.0000 & 0.0100 \\ 0 & 0 & 0 & 1.0000 \end{bmatrix}$$

และ

$$H = \begin{bmatrix} 0.0000 \\ 0.0000 \\ 0.0006 \\ 0.1271 \end{bmatrix}$$

และได้ผลตอบสนองของขณะที่ยังไม่มีการควบคุม ดังรูป



รูป 4-3 แสดงผลตอบสนองของระบบที่ไม่มีการควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4-2-3 การออกแบบตัวควบคุมแบบป้อนกลับสเตต

ในโปรแกรม MATLAB มีคำสั่งที่ใช้ในการหาเกน K โดยวิธีกำหนดตำแหน่งโพลเมื่อค่าโพลที่กำหนดขึ้นใหม่ไม่ซ้ำกัน คือ คำสั่ง $K = place[G,H,(p1,p2,p3,p4)]$

ในขั้นตอนแรกต้องกำหนดกำหนดคุณสมบัติของผลตอบสนองของระบบที่ต้องการก่อน โดยในระบบนี้ต้องการให้เปอร์เซ็นต์การตอบสนองสูงสุด (maximum percent overshoot) น้อยกว่า 5% ($\%Mp < 5\%$) และเวลาสู่สมดุลย์ (setting time) น้อยกว่า 2 วินาที ($t_s < 2 \text{ sec}$)

จากสมการ

$$\%Mp = 100e^{-\pi\xi/\sqrt{1-\xi^2}} \quad (4-4)$$

และ

$$t_s = \frac{4}{\xi\omega_n} \quad (2\% \text{ criterion}) \quad (4-5)$$

ได้ว่า

$$\xi = 0.6901 \text{ และ } \omega_n = 2.8981$$

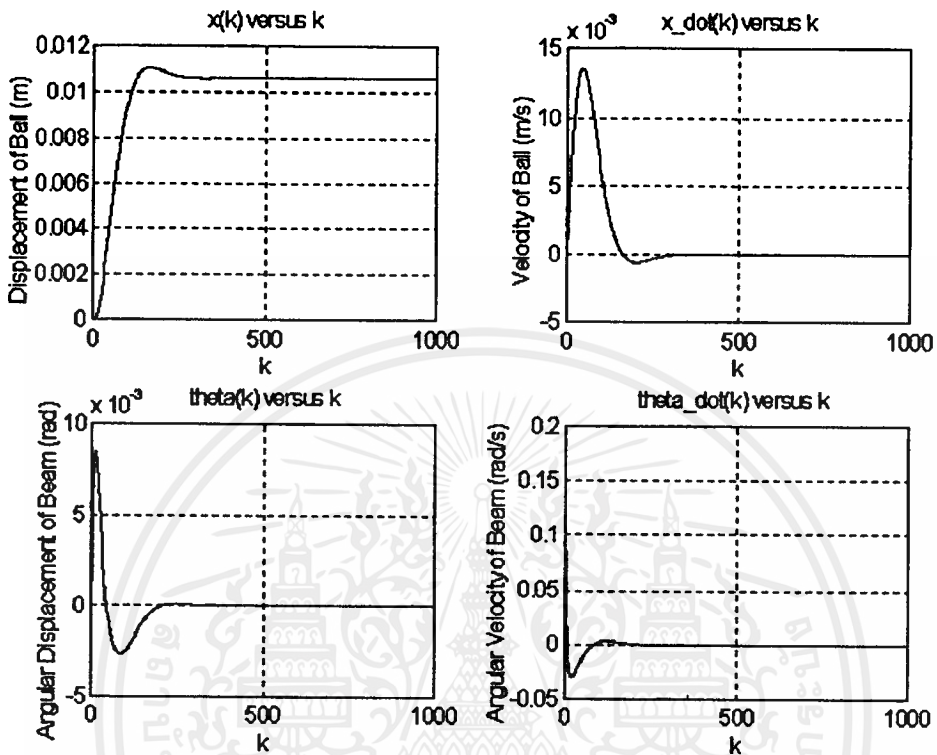
จากค่าของ ξ และ ω_n ที่คำนวณได้นำไปกำหนดโพลใหม่ของระบบโดยได้โพลใหม่เป็น $s = 2 + 2i$ และ $s = 2 - 2i$ เนื่องจากระบบดังกล่าวเป็นระบบอันดับ 4 จึงต้องมีโพลทั้งหมด 4 ตัว สำหรับโพลที่เหลืออีกสองตัวนั้นกำหนดให้อยู่บนแกนจริงห่างจากจุดกำเนิดมากๆ ซึ่งจะทำให้มีผลต่อระบบน้อยมาก ในที่นี้กำหนดให้เป็น $s = -20$ และ $s = -80$

ทำการแปลงเป็นจากโดเมน s ไปสู่โดเมน z โดยใช้ความสัมพันธ์ $z = e^{sT}$ ได้ตำแหน่งของโพลใหม่ในระนาบ z ที่ตำแหน่ง $z = 0.99 + 0.0099i$, $z = 0.99 - 0.0099i$, $z = 0.6703$ และ $z = 0.9048$ ตามลำดับ

หลังจากได้ค่าโพลใหม่ในระบบเวลา discrete แล้วนำไปหาค่าเกน K ได้

$$K = [94.3011 \quad 53.5970 \quad 98.6554 \quad 5.5747]$$

และได้ผลตอบสนอง หลังการป้อนกลับด้วยเกน K ดังรูป



รูป 4-4 แสดงผลตอบสนองของระบบภายหลังการควบคุม

4-2-4 การหาค่าอินพุตอ้างอิงของระบบ

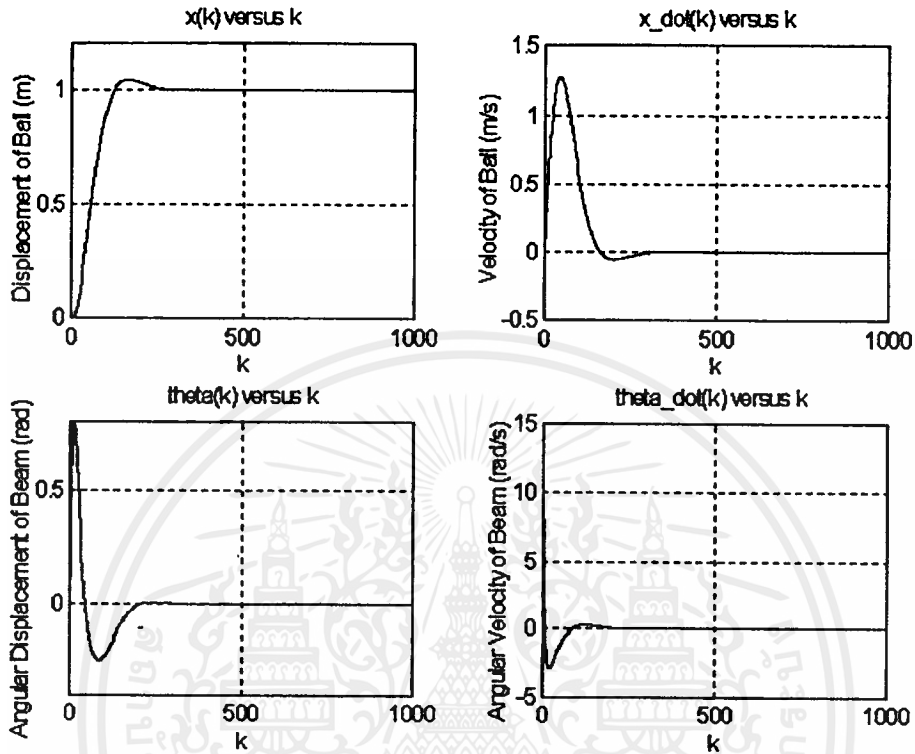
เนื่องจากระบบในข้อ 4-2-3 ไม่ได้มีจุดสมดุลที่ 0 ดังนั้นจึงต้องทำการหาค่าอินพุตอ้างอิง เพื่อให้ผลตอบสนองเข้าสู่จุดสมดุลที่ต้องการ

ในที่นี้ใช้โปรแกรม MATLAB หาค่าอินพุตอ้างอิงของระบบ โดยใช้คำสั่งพิเศษ rscale.m

โดยใช้คำสั่ง $Nbar = rscale(A,B,C,D,K)$

ได้ว่า $\bar{N} = 94.3011$

และได้กราฟแสดงผลตอบสนองเมื่อป้อนกลับด้วยแกน K และมีอินพุตอ้างอิงเป็นคังรูป



รูป 4-5 แสดงผลตอบสนองของระบบภายใต้การควบคุมและมีอินพุตอ้างอิง

4-3 การหาความสัมพันธ์ระหว่างเอาต์พุตของตัวควบคุมกับแรงบิด

ในสมการสเตตของระบบที่ทำการควบคุมมีตัวแปรอินพุต คือ แรงบิด แต่ตัวควบคุมให้ค่าเอาต์พุตเป็นความต่างศักย์ ขนาด 0 ถึง 7 โวลต์ ดังนั้นจำเป็นต้องหาความสัมพันธ์ระหว่างความต่างศักย์เอาต์พุตของตัวควบคุมกับแรงบิดที่ให้กับระบบเพื่อกำหนดค่าแรงบิดอินพุตให้กับวงจรควบคุมแรงบิด ได้อย่างถูกต้อง

ทำการป้อนอินพุตให้กับวงจรควบคุมแรงบิดค่าตั้งแต่ 1.0 ถึง 7.0 โวลต์ แล้วทำการวัดแรงบิดโดยใช้หลักการในการวัดแรงบิดสำหรับมอเตอร์กระแสตรง ดังนี้

จากวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

$$V = I_a R_a + E \quad (4-6)$$

ทำการบล็อกโรเตอร์ (block rotor) เพื่อหาค่าความต้านของขดลวดอาร์เมเจอร์ (armature)

เมื่อทำการบล็อกโรเตอร์ ได้ว่า $E = 0$ เนื่องจากมอเตอร์ไม่เกิดการหมุน ดังนั้น

$$V = I_a R_a \quad (4-7)$$

จากการทดลองได้ความต้านทานของขดลวดอาร์เมเจอร์

$$R_a = 2.319 \Omega$$

แทนในสมการ (4-6) เพื่อหา E ได้ว่า

$$E = 22.0 - 2.319 I_a \quad (4-8)$$

ทำการวัดค่าความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์ ได้ว่า

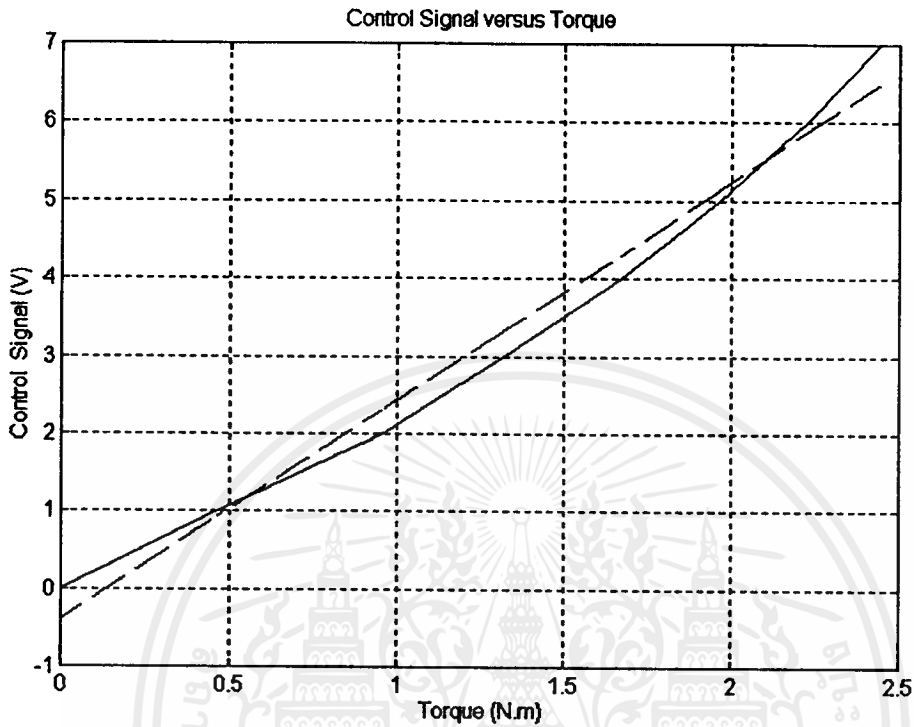
$$\omega = 18.503 \text{ rad / s}$$

จากสมการ (3-2) และ (3-3) ในบทที่ 3 ได้ว่า

$$\tau = \frac{E I_a}{\omega} = \frac{E I_a}{18.503} \quad (4-9)$$

$V_{CONTROL}$ (V)	I_a (A)	E (V)	τ (N.m)
1.0	0.41	21.0492	0.4664
2.0	0.89	19.9361	0.9589
3.0	1.28	19.0317	1.3166
4.0	1.71	18.0345	1.6667
5.0	2.13	17.0605	1.9640
6.0	2.56	16.0634	2.2224
7.0	3.01	15.0198	2.4434

จากผลการทดลอง ได้กราฟระหว่างสัญญาณควบคุมกับแรงบิดดังรูป



รูป 4-6 แสดงกราฟระหว่างสัญญาณควบคุมกับแรงบิด

จากรูป 4-6 เส้นกราฟที่ต่อเนื่องเป็นค่าที่ได้จากผลการทดลอง ส่วนเส้นกราฟที่เป็นเส้นประ ได้จากการประมาณกราฟให้เป็นกราฟเส้นตรง โดยใช้คำสั่ง *polyfit* ในโปรแกรม MATLAB โดยได้สมการความสัมพันธ์ ดังนี้

$$V_{CONTROL} = 2.8210\tau - 0.3925 \quad (4-10)$$

สมการ (4-10) ใช้ในการคำนวณหาขนาดของสัญญาณควบคุมที่ส่งออกไปให้กับวงจรควบคุมแรงบิด โดยทำการแปลงค่าแรงบิดให้เป็นขนาดของสัญญาณควบคุม แล้วส่งไปให้วงจรควบคุมแรงบิดผ่านทางตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอกเพื่อใช้ในการควบคุมต่อไป

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์

5-1 สรุปผลการดำเนินงาน

จากการศึกษาและหาแบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบ และทำการแทนค่าพารามิเตอร์ของระบบ ทำให้ได้แบบจำลองทางคณิตศาสตร์ของระบบที่สมบูรณ์ และได้ทำการออกแบบตัวควบคุมแบบป้อนกลับสเตท โดยใช้โปรแกรม MATLAB พร้อมทั้งทำการจำลองผลการควบคุมระบบ และหาค่าพารามิเตอร์อื่นๆ ที่ต้องใช้ในการควบคุมระบบ เป็นที่เรียบร้อย

สำหรับด้านอุปกรณ์ โครงสร้างทางกลศาสตร์ประกอบขึ้นเป็นที่เรียบร้อย จากการทดสอบสามารถใช้งานได้โดยสมบูรณ์ วงจรวัดตำแหน่งลูกบอลทำงานได้ แต่ต้องใช้โปรแกรมควบคุมช่วยในการวัดตำแหน่งด้วย การทำงานจึงจะสมบูรณ์ วงจรเข้ารหัสข้อมูลตำแหน่งลูกบอล วงจรวัดมุมของคาน วงจรควบคุมแรงบิด ทำงานได้ตามที่ออกแบบเอาไว้ และการ์ดอินเทอร์เฟซ ET-PCDIO สามารถรับอินพุท เอาท์พุท และกำหนดคาบเวลาการสุ่มสัญญาณได้อย่างสมบูรณ์

สำหรับโปรแกรมการควบคุมเสร็จเรียบร้อยแล้ว การเชื่อมต่อทุกส่วนของระบบเรียบร้อยแล้ว แต่ไม่สามารถทำการทดลองควบคุมระบบได้ เนื่องจากการออกแบบวงจรวัดตำแหน่งของลูกบอลไม่ดี จึงทำให้วงจรวัดตำแหน่งลูกบอลไม่สามารถทำงานได้ในขณะที่มอเตอร์ทำงาน

5-2 ปัญหาและแนวทางในการแก้ไข

1) การที่วงจรวัดตำแหน่งลูกบอลไม่สามารถทำงานได้ในขณะที่มอเตอร์ทำงาน เกิดเนื่องจากการออกแบบวงจรวัดตำแหน่งลูกบอลไม่ดี มอเตอร์ดึงกระแสจากวงจรวัดตำแหน่ง ทำให้ไม่สามารถทำงานได้ การแก้ไขอาจทำได้โดยเพิ่มเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ให้กับ ตัวเปรียบเทียบกับสัญญาณในวงจรวัดตำแหน่ง ทำให้เกิดการดึงกระแสลดลง หรืออีกวิธีหนึ่งซึ่งสะดวกกว่า คือแยกกราวด์ของมอเตอร์และวงจรควบคุมแรงบิดออกไป ทำให้ไม่มีผลรบกวนกันในวงจร กรณีนี้จะต้องย้ายตัวแปลงสัญญาณคิจิตอลเป็น อนุภาคไปใช้กราวด์ร่วมกับมอเตอร์และวงจรควบคุมแรงบิด เนื่องจากสัญญาณที่ส่งให้กับวงจรควบคุมแรงบิด มีทั้งสัญญาณอนุภาค และสัญญาณคิจิตอล สำหรับสัญญาณคิจิตอลสามารถแยกกราวด์ได้โดยใช้ สัญญาณแสง แต่จากการทดลองแยกกราวด์สำหรับสัญญาณอนุภาค ไม่สามารถส่งผ่านสัญญาณได้อย่างถูกต้อง จึงต้องส่งผ่านเป็นสัญญาณคิจิตอลแล้วทำการแปลงสัญญาณหลังจากส่งผ่านไปแล้ว ซึ่งอาจจะใช้ตัวแปลงสัญญาณแบบอื่นแทนไอซีแปลงสัญญาณก็ได้เพื่อป้องกันความผิดพลาดจากการรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงที่เลือกใช้เป็นมอเตอร์ที่มีการทรอบเนื่องจากต้องการแรงบิด ในการควบคุมการหมุนของคาน และไม่สามารถหามอเตอร์ที่ไม่ทรอบที่ให้แรงบิดในขนาดใกล้เคียงกันได้ ซึ่งการที่มอเตอร์มีการทรอบนั้นทำให้เกิดปัญหาต่อเสถียรภาพของระบบเป็นอย่างมาก คือ มีช่วงการหน่วงเวลา เมื่อหมุนกลับไปมา เนื่องจากแบ็คแลชของมอเตอร์ แรงบิดและความเร็วขณะหมุนไปและหมุนกลับไม่เท่ากัน มีแรงเสียดทานสถิตมากและไม่คงที่ วิธีการแก้ไข ควรเลือกมอเตอร์ที่ไม่มีการทรอบ แล้วทำให้โครงสร้างทางกลศาสตร์มีน้ำหนักเบาลง หรืออีกวิธีหนึ่งคือใช้มอเตอร์ที่มีการทรอบเหมือนเดิมแต่เลือกใช้มอเตอร์ใหม่ๆ จะทำให้ผลดังกล่าวนี้ลดลง

3) ชุดตรวจจับตำแหน่งลูกบอล ซึ่งประกอบด้วยตัวตรวจจับแบบอินฟราเรดทำงานได้ไม่แน่นอน ผลจากสิ่งแวดล้อมมีผลกระทบมาก จากการทดลอง แสงแดดทำให้ชุดตรวจจับไม่สามารถทำงานได้เลย ส่วนแสงจากหลอดฟลูออเรสเซนต์มีผลรบกวนน้อยกว่ามาก และทำการกำจัดออกไปได้ด้วยการปรับแต่งที่ตัวด้านทานปรับค่าได้ วิธีแก้ไขควรจะออกแบบวงจรตรวจจับแบบอินฟราเรดให้มีเสถียรภาพมากขึ้น มีการตัดสัญญาณรบกวนโดยฮาร์ดโนมิก และส่งสัญญาณแสงออกไปเป็นพัลส์ ซึ่งจะทำให้สามารถส่งสัญญาณแสงไปได้ไกลกว่า ความเข้มสูงกว่า และยืดอายุการใช้งานของตัวรับและตัวส่งอินฟราเรด

4) ในส่วนของระบบที่เป็นสัญญาณดิจิทัลมีสัญญาณรบกวนเกิดขึ้นในบางครั้ง ซึ่งอาจจะทำให้เกิดความผิดพลาดในการควบคุมได้ ทำการแก้ไขได้โดยการแยกกราวด์ของสัญญาณอนาลอกกับสัญญาณดิจิทัลออกจากกันโดยใช้สัญญาณแสง หรืออาจจะ เดินกราวด์แผ่นใหญ่บนแผ่นวงจร และใช้สายสัญญาณที่มีฉนวน รวมทั้งใช้ ตัวเก็บประจุชนิดแทนทานาลัมมาต่อที่ ไอซีดิจิทัล แต่ละตัว และใช้ตาข่ายลวดหุ้มมอเตอร์เอาไว้ พร้อมทั้งต่อกราวด์ จะช่วยลดสัญญาณรบกวนได้

5-3 แนวทางการพัฒนาในอนาคต

- 1) พัฒนาตัวตรวจจับแบบอินฟราเรดให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น ให้มีความแน่นอนในการทำงานมากขึ้นรวมทั้งการกำจัดสัญญาณรบกวน โดยฮาร์ดโนมิก โดยสามารถนำไปใช้ในระบบอื่นได้
- 2) ใช้กล้องตรวจจับวัตถุในการตรวจจับตำแหน่งลูกบอล และมุมของคาน แทนการใช้ตัวตรวจจับแบบเดิม จะทำให้ได้ค่าตำแหน่งลูกบอลที่มีความละเอียดมากขึ้น และมีเสถียรภาพมากขึ้น
- 3) ใช้ตัวควบคุมแบบอื่นในการควบคุมระบบ ซึ่งทำได้โดยเปลี่ยนโปรแกรมควบคุมเท่านั้น

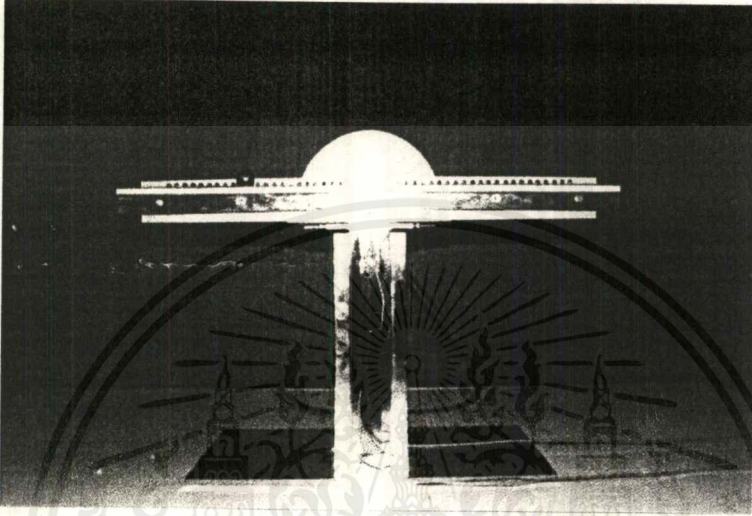
หนังสืออ้างอิง

- [1] ชนุ กังวานใจ, ประชา เทศพานิช, ปรินญานิพนธ์เรื่อง “การควบคุมตำแหน่งลูกบอลบนคาน” ปีการศึกษา 2537 : คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [2] ฉาวร เบญจนราษฎร์, ธรรม เจนวิมุต์, ปรินญานิพนธ์เรื่อง “อินเวอร์ทเพนดูลัม” ปีการศึกษา 2539 : คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [3] ธานินทร์ วรรณะ, ประเสริฐ ชุ่มเจริญ, ปรินญานิพนธ์เรื่อง “การควบคุมเสถียรภาพของอินเวอร์ทเพนดูลัม” ปีการศึกษา 2541 : คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [4] วิพันธ์ ปรีชาพานิช, “การวิเคราะห์ระบบควบคุมเวลาติดครีต”, คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2537
- [5] วีระศักดิ์ กวีวิเชียร, ชีระยุทธ สุวรรณประทีป, สมาน เจริญกิจพูนผล, “กลศาสตร์วิศวกรรมภาคพลศาสตร์ (Dynamic)”, บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน), 2537
- [6] โยธิน เปรมปรานีรัชต์, “วิเคราะห์และออกแบบระบบการควบคุมมอเตอร์”, คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2526
- [7] บริษัท อีทีที จำกัด, “เอกสารประกอบการใช้งาน ET-PCDIO”, กรุงเทพฯ
- [8] Ogata K., “Modern Control Engineering”, 3rd Edition, Englewood Cliffs, N.J.:Prentice Hall, Inc., 1997
- [9] Ogata, K., “Discrete-Time Control Systems”, 2nd Edition, Englewood Cliffs, N.J.:Prentice Hall, Inc., 1995
- [10] National Semiconductor, “LMD18200 Application Note”, Internet Edition, 1998
- [11] National Semiconductor, “National Power IC’s Databook”, 1995 Edition, National Semiconductor HK Ltd., 1995
- [12] National Semiconductor, “National Operational Amplifier Databook”, 1995 Edition, National Semiconductor HK Ltd., 1995

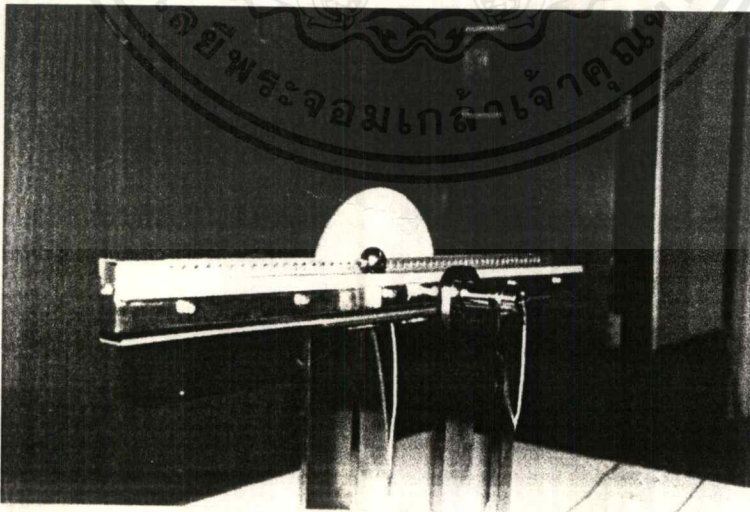
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

ภาพแสดงส่วนประกอบของระบบ

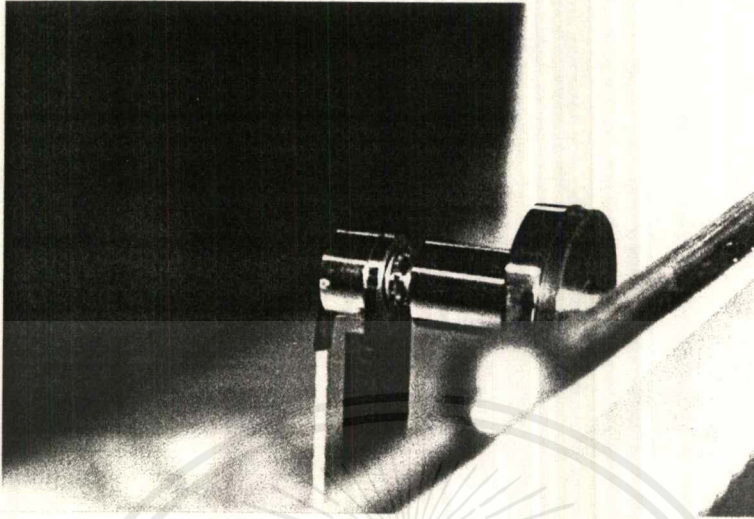


รูป ก-1 แสดง โครงสร้างทางกลศาสตร์ของระบบ (ภาพด้านหน้า)

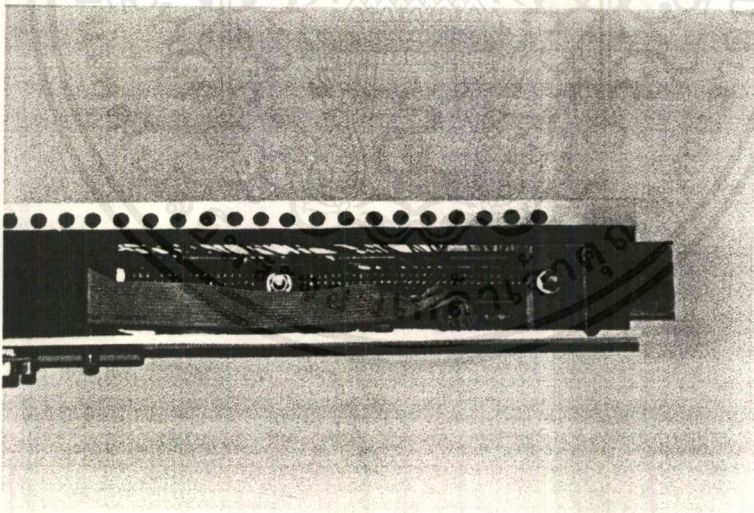


รูป ก-2 แสดง โครงสร้างทางกลศาสตร์ของระบบ (ภาพด้านข้าง)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

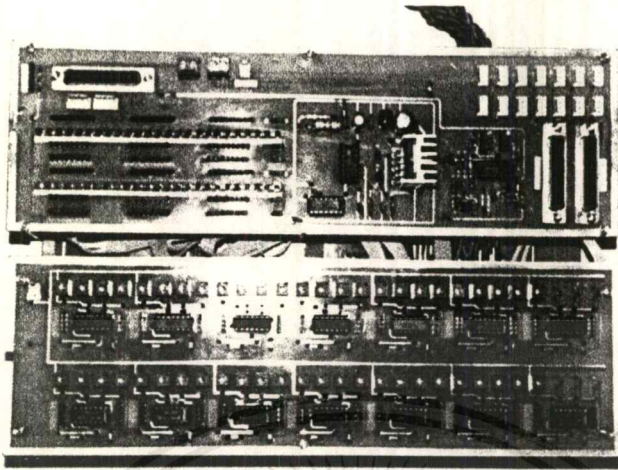


รูป ก-3 แสดงตำแหน่งและการติดตั้ง โปเทนชิโอมิเตอร์เพื่อวัดมุมของคาน

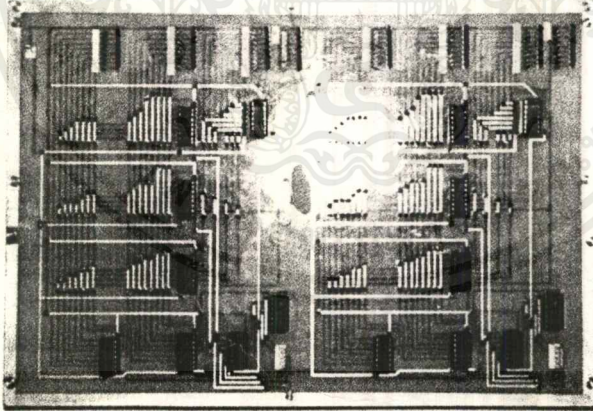


รูป ก-4 แสดงตำแหน่งและการติดตั้งแผงตรวจจับลูกบอลแบบอินฟราเรด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

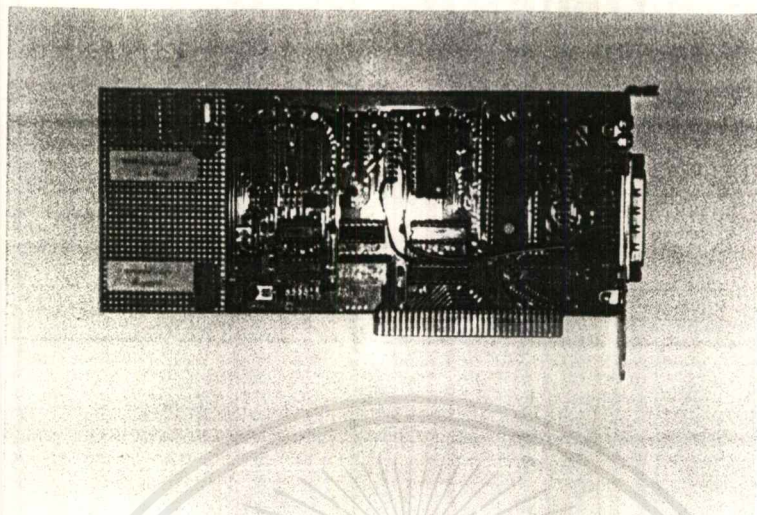


รูป ก-5 แสดงวงจรตำแหน่งลูกบอล วงจรวัดมุมของคาน และวงจรควบคุมแรงบิด

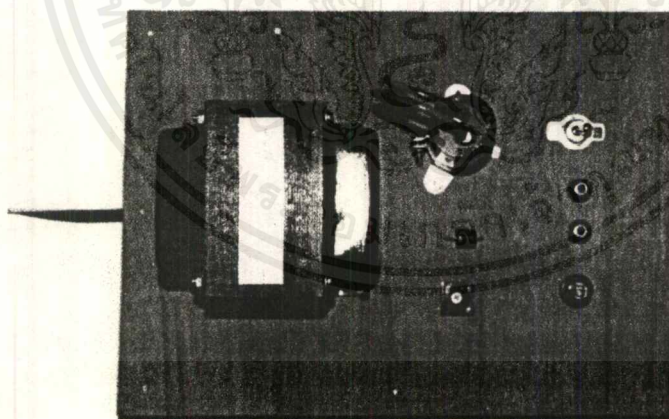


รูป ก-6 แสดงวงจรเข้ารหัสข้อมูลตำแหน่งลูกบอล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป ก-7 แสดงการ์ดอินเทอร์เฟส ET-PCDIO ที่มีการปรับแต่ง



รูป ก-8 แสดงวงจรกำเนิดแรงดัน 24 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ข

สมการของลากรานจ์

วิธีการซึ่งใช้หาสมการของการเคลื่อนที่ในแบบพลศาสตร์ นอกจากเราจะใช้วิธีการตามแบบของนิวตันแล้ว ยังคงมีวิธีอื่นๆ อีก วิธีหนึ่งที่น่าสนใจ และควรแก่การศึกษา คือ วิธีการของนักคณิตศาสตร์ชาวฝรั่งเศส ชื่อ ลากรานจ์ (Joseph Louis Lagrange) ดังจะได้กล่าวต่อไปนี้

ข-1 โคออดิเนตแบบทั่วไป

สิ่งแรกตามวิธีการหาสมการการเคลื่อนที่แบบลากรานจ์ เราจะต้องรู้จักโคออดิเนตแบบทั่วไปเสียก่อน เราทราบแล้วว่าเมื่ออนุภาคหนึ่งเคลื่อนที่ในสเปซ เราระบุโคออดิเนตได้ 3 โคออดิเนต โดยอาจจะอยู่ในลักษณะของพิกัดคาร์ทีเซียน (cartesian), พิกัดทรงกลม (spherical) หรือพิกัดทรงกระบอก (cylindrical) หรือตามความเป็นจริง เราอาจกำหนดตัวสัญลักษณ์ใด ๆ ขึ้น 3 ตัว สำหรับแสดงตำแหน่งของอนุภาค

กรณีที่อนุภาคเคลื่อนที่ใน 2 มิติ หรือในระนาบ เราใช้เพียง 2 โคออดิเนต สำหรับแสดงตำแหน่งของอนุภาค หรือถ้าอนุภาคเคลื่อนที่ในมิติเดียว เช่นการเคลื่อนที่แบบเส้นตรง เราต้องการเพียงโคออดิเนตเดียวเท่านั้น สำหรับแสดงตำแหน่งของอนุภาค

ในกรณีของระบบอนุภาคที่มีอนุภาคทั้งหมด N อนุภาค เราอาจใช้ $3N$ โคออดิเนต สำหรับแสดงตำแหน่งของอนุภาคทั้งหมดนี้ เพื่อเป็นโครงสร้างของระบบ อย่างไรก็ตามไม่ได้หมายความว่าระบบที่มี N อนุภาค จะต้องใช้ $3N$ โคออดิเนตเสมอไป เพราะในบางกรณีระบบอนุภาคนี้อาจเป็นการเคลื่อนที่ใน 2 มิติ หรือมิติเดียวก็เป็นได้ ซึ่งแสดงว่าโครงสร้างของระบบนี้อาจใช้น้อยกว่า $3N$ โคออดิเนต

สำหรับกรณีทั่วไป ถ้าเราให้ n เป็นจำนวนโคออดิเนตที่น้อยที่สุดที่แสดงถึงโครงสร้างของระบบที่กำหนดให้ใด ๆ เรากำหนดโคออดิเนตเหล่านี้ด้วยสัญลักษณ์

$$q_1, q_2, q_3, \dots, q_n$$

เราเรียกว่า เป็นโคออดิเนตแบบทั่วไป และเรียก n ว่า เป็นจำนวนดีกรีแห่งความอิสระ (degrees of freedom) ของระบบนี้ และโคออดิเนตแบบทั่วไปใดๆ (q_k) ที่กำหนดนี้อาจเป็นมุมหรือระยะทางก็ได้

ถ้าจำนวนโคออดิเนตซึ่งแสดงโครงสร้างของระบบมีมากกว่า N และ แต่ละโคออดิเนตสามารถแปรผันได้อย่างอิสระ เราเรียกระบบนี้ว่าเป็นระบบโฮโลโนมิก (holonomic) ในระบบนี้ถ้าจำนวนโคออดิเนตแบบทั่วไปเท่ากับ n จำนวนดีกรีแห่งความอิสระ ก็เท่ากับ n เช่นกัน ในทางตรงกันข้าม คือ ระบบนอนโฮโลโนมิก (non-holonomic) ระบบนี้โคออดิเนตไม่สามารถแปรผันอย่างอิสระได้ทั้งหมด และจำนวนดีกรีแห่งความอิสระน้อยกว่าค่าที่น้อยที่สุดของจำนวนโคออดิเนตหรือน้อยกว่า n ตัวอย่าง เช่นการกิ้งของทรงกลมบนระนาบ เราต้องการ 5 โคออดิเนตสำหรับแสดงโครงสร้างของระบบ โดยมี 2 โคออดิเนตแสดงตำแหน่งของทรงกลม และ 3 โคออดิเนตสำหรับแสดงตำแหน่งเวลาทรงกลมหมุน โคออดิเนตเหล่านี้ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงอย่างอิสระได้หมด มีเพียง 2 โคออดิเนตเท่านั้นที่เปลี่ยนเมื่อทรงกลมนี้กิ้ง ซึ่งแตกต่างกับระบบการเคลื่อนที่แบบโฮโลโนมิก ดังได้กล่าวมาแล้ว ดังนั้นในที่นี้ เราจะพิจารณาเพียงกรณีของโฮโลโนมิก เท่านั้น

ในระบบที่มีอนุภาคเพียงอนุภาคเดียว เราสามารถอธิบายคาร์ทีเซียนโคออดิเนตในลักษณะฟังก์ชันของโคออดิเนตแบบทั่วไปได้ คือ

1-มิติ :

$$x = x(q) \quad \text{มีดีกรีแห่งความอิสระเท่ากับ 1}$$

2-มิติ :

$$\begin{aligned} x &= x(q_1, q_2) \\ y &= y(q_1, q_2) \end{aligned} \quad \text{มีดีกรีแห่งความอิสระเท่ากับ 2}$$

3-มิติ :

$$\begin{aligned} x &= x(q_1, q_2, q_3) \\ y &= y(q_1, q_2, q_3) \\ z &= z(q_1, q_2, q_3) \end{aligned} \quad \text{มีดีกรีแห่งความอิสระเท่ากับ 3}$$

ถ้าเราสมมติให้ q 's ใดๆ เปลี่ยนจากค่าเริ่มต้น q (q_1, q_2, \dots) ไปยังค่าใกล้เคียง ($q_1 + \delta q_1, q_2 + \delta q_2, \dots$) และสัมพันธ์กับการเปลี่ยนในคาร์ทีเซียนโคออดิเนต คือ

$$\delta x = \frac{\partial x}{\partial q_1} \delta q_1 + \frac{\partial x}{\partial q_2} \delta q_2 + \dots$$

$$\delta y = \frac{\partial y}{\partial q_1} \delta q_1 + \frac{\partial y}{\partial q_2} \delta q_2 + \dots$$

เมื่อ $\frac{\partial x}{\partial q_1}, \frac{\partial x}{\partial q_2}, \dots, \frac{\partial y}{\partial q_1}, \frac{\partial y}{\partial q_2}, \dots$ เป็นฟังก์ชันของ q 's ตัวอย่างในกรณีนี้ เช่นการเคลื่อนที่ของ

อนุภาคในระนาบ ถ้าเรากำหนดให้พิกัดโคออดิเนต (polar coordinate) ในเทอมของโคออดิเนตแบบทั่วไป คือ

$$q_1 = r, q_2 = \theta$$

แล้ว

$$x = x(r, \theta) = r \cos \theta$$

$$y = y(r, \theta) = r \sin \theta$$

และ

$$\delta x = \frac{\partial x}{\partial r} \delta r + \frac{\partial x}{\partial \theta} \delta \theta = \cos \theta \delta r - r \sin \theta \delta \theta$$

$$\delta y = \frac{\partial y}{\partial r} \delta r + \frac{\partial y}{\partial \theta} \delta \theta = \sin \theta \delta r + r \cos \theta \delta \theta$$

โดยที่ให้การเปลี่ยนของ x และ y สัมพันธ์กับการเปลี่ยนน้อยๆ ใน r และ θ

ถ้าเราพิจารณากรณีของระบบที่มีอนุภาคจำนวนมาก โดยให้ระบบอนุภาคนี้มีดีกรีแห่งความอิสระเป็น n และเป็นจำนวนของโคออดิเนตแบบทั่วไปด้วย ดังนั้นโคออดิเนตแบบทั่วไป คือ

$$q_1, q_2, q_3, \dots, q_n$$

การเปลี่ยนของโครงสร้างจาก $(q_1, q_2, q_3, \dots, q_n)$ ไปยังค่าใกล้เคียง

$(q_1 + \delta q_1, q_2 + \delta q_2, \dots, q_n + \delta q_n)$ แสดงถึงว่าอนุภาค i โคจรถูกเคลื่อนที่จากตำแหน่ง (x_i, y_i, z_i)

ไปยังตำแหน่งใกล้เคียง $(x_i + \delta x_i, y_i + \delta y_i, z_i + \delta z_i)$ เมื่อ

$$\delta x_i = \sum_{k=1}^n \frac{\partial x_i}{\partial q_k} \delta q_k$$

$$\delta y_i = \sum_{k=1}^n \frac{\partial y_i}{\partial q_k} \delta q_k$$

(ข-1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\delta z_i = \sum_{k=1}^n \frac{\partial z_i}{\partial q_k} \delta q_k$$

ซึ่ง $\frac{\partial x_i}{\partial q_k}, \frac{\partial y_i}{\partial q_k}, \frac{\partial z_i}{\partial q_k}$ เป็นฟังก์ชันของ q 's ใดๆ ตัวห้อย k แสดงถึงจำนวนของโคออดิเนต

แบบทั่วไป หรือจำนวนของดีกรีแห่งความอิสระ โดยที่ q_k เป็นโคออดิเนตแบบทั่วไปใด ๆ ส่วนตัวห้อย i แสดงถึงจำนวนของโคออดิเนตในพิกัดฉาก (rectangular) ดังนั้น สำหรับระบบอนุภาคที่มี N อนุภาค ค่าของ i จึงมีค่าระหว่าง 1 ถึง $3N$

ข-2 แรงแบบทั่วไป

เมื่ออนุภาคเคลื่อนที่ไปเป็นระยะขจัด $d\vec{r}$ ด้วยแรง \vec{F} งานในช่วงนี้ (δW) ซึ่งเกิดจากแรง \vec{F} หาได้จาก

$$\delta W = \vec{F} \cdot d\vec{r} = F_x dx + F_y dy + F_z dz$$

หรือถ้าเราอธิบาย δW ตามวิธีการในหัวข้อ ข-1 เราได้

$$\delta W = \sum_i F_i dx_i \quad (\text{ข-2})$$

สูตรของสมการ (ข-2) ใช้ได้ทั้งในกรณีของอนุภาคเดี่ยวและระบบอนุภาค อนุภาคเดี่ยวค่าของ i เป็นค่าระหว่าง 1 ถึง 3 ส่วนระบบอนุภาค ค่าของ i เป็นค่าระหว่าง 1 ถึง $3N$

$$\begin{aligned} \delta W &= \sum_i \left(F_i \sum_k \frac{\partial x_i}{\partial q_k} \delta q_k \right) \\ &= \sum_i \left(\sum_k F_i \frac{\partial x_i}{\partial q_k} \delta q_k \right) \end{aligned}$$

โดยการสลับค่าของ \sum_i กับ \sum_k จะได้

$$\delta W = \sum_k \left(\sum_i F_i \frac{\partial x_i}{\partial q_k} \right) \delta q_k \quad (\text{ข-3})$$

สมการ (ข-3) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\delta W = \sum_k Q_k \delta q_k \quad (\text{ข-4})$$

$$\text{เมื่อ} \quad Q_k = \sum_i \left(F_i \frac{\partial x_i}{\partial q_k} \right) \quad (\text{ข-5})$$

ค่าของ Q_k ซึ่งอธิบายตามสมการ (ข-5) เรียกว่า แรงแบบทั่วไป ซึ่งแสดงในเทอมของโคออดิเนตแบบทั่วไป q_k ถ้าผลคูณของ $Q_k \delta q_k$ เป็นงานแล้ว Q_k คือแรง และ q_k คือระยะทาง หรือถ้า Q_k เป็นทอร์คแล้ว q_k ก็จะเป็นมุม

การหาค่าของปริมาณ Q_k ทุกๆ แรงแบบทั่วไป Q_k สามารถคำนวณได้โดยตรงจากความเป็นจริง กล่าวคือถ้า $Q_k \delta q_k$ เป็นงานของระบบ Q_k ก็คือแรงภายนอกใดๆ เมื่อโคออดิเนต q_k เปลี่ยนไป δq_k ตัวอย่าง เช่น งานของวัตถุแข็งเกร็ง งานนี้เป็นงานที่เกิดจากแรงภายนอกเมื่อวัตถุหมุนไปเป็นมุม $\delta \theta$ รอบแกนที่กำหนด $L_\theta \delta \theta$ เมื่อ L_θ เป็นขนาดของโมเมนต์ของแรงทั้งหมด ในกรณีของตัวอย่างนี้ L_θ คือแรงแบบทั่วไป และ θ คือ โคออดิเนตแบบทั่วไป

แรงแบบทั่วไปสำหรับระบบอนุกรม

เราทราบแล้วว่าหากพิจารณาในพิกัดฉาก แรงที่ทำให้อนุภาคเคลื่อนที่สำหรับระบบอนุกรมกำหนดได้จาก

$$F_i = -\frac{\partial V}{\partial x_i} \quad (\text{ข-6})$$

เมื่อ V เป็นฟังก์ชันของพลังงานศักย์ (potential energy function) จากสมการ (ข-5) ดังนั้นแรงแบบทั่วไป สำหรับระบบอนุกรม คือ

$$Q_k = -\left(\sum_i \frac{\partial V}{\partial x_i} \frac{\partial x_i}{\partial q_k} \right)$$

หรือ

$$Q_k = -\frac{\partial V}{\partial q_k} \quad (\text{ข-7})$$

ตัวอย่างเช่นถ้าให้โพลาไรโคออดิเนต $q_1 = r, q_2 = \theta$ แล้วแรงแบบทั่วไป $Q_r = -\partial V / \partial r$; $Q_\theta = -\partial V / \partial \theta$ และถ้า V เป็นฟังก์ชันของ r เพียงอย่างเดียว (กรณีของแรงผ่านศูนย์กลาง) แล้ว $Q_\theta = 0$

ข-3 สมการของลากรางจ์

การหาสมการดิฟเฟอเรนเชียลของการเคลื่อนที่ ในเทอมของโคออดิเนตแบบทั่วไป เราเริ่มด้วยสมการ

$$F_i = m_i \ddot{x}_i$$

แล้วเราพยายามเขียนสมการของการเคลื่อนที่นี้ ให้อยู่ในเทอมของ q 's โดยตรง ก่อนอื่น เราต้องพิจารณาในเรื่องพื้นฐานเกี่ยวกับพลังงาน เพื่อคำนวณหาพลังงานจลน์ ในเทอมของคาร์ทีเซียนโคออดิเนต แล้วอธิบายในลักษณะฟังก์ชันของโคออดิเนตแบบทั่วไป ซึ่งหาพลังงานจลน์ T ของระบบ N อนุภาค คือ

$$T = \sum_{i=1}^N \frac{1}{2} m_i (\dot{x}_i^2 + \dot{y}_i^2 + \dot{z}_i^2)$$

หรือเขียนแบบง่าย ๆ เป็น

$$T = \sum_{i=1}^{3N} m_i \dot{x}_i^2 \quad (\text{ข-8})$$

เมื่อคาร์ทีเซียนโคออดิเนต x_i เป็นฟังก์ชันของโคออดิเนตแบบทั่วไป q_k และเป็นอนุพันธ์ของเวลากล่าวคือ

$$\dot{x}_i = \dot{x}_i(q_1, q_2, \dots, q_n, t) \quad (\text{ข-9})$$

ดังนั้น เมื่อเราดิฟเฟอเรนเชียลสมการ (ข-9) จะได้

$$\dot{x}_i = \sum_{k=1}^n \left(\frac{\partial x_i}{\partial q_k} \dot{q}_k + \frac{\partial x_i}{\partial t} \right) \quad (\text{ข-10})$$

ในที่นี้ i เป็นค่าระหว่าง 1 ถึง $3N$, N เป็นจำนวนอนุภาคของระบบ, k เป็นค่าระหว่าง 1 ถึง n และ n เป็นจำนวนโคออดิเนตแบบทั่วไป หรือจำนวนดีกรีแห่งความอิสระของระบบ

จากการอธิบายค่า $\frac{\partial \dot{x}_i}{\partial \dot{q}_k}$ ในสมการ (ข-10) เราได้

$$\frac{\partial \dot{x}_i}{\partial \dot{q}_k} = \frac{\partial x_i}{\partial q_k} \quad (\text{ข-11})$$

โดยการคูณสมการ (ข-11) กับ \dot{x}_i แล้วดิฟเฟอเรนเชียลเทียบกับเวลา t

$$\frac{d}{dt} \left(\dot{x}_i \frac{\partial \dot{x}_i}{\partial \dot{q}_k} \right) = \frac{d}{dt} \left(\dot{x}_i \frac{\partial x_i}{\partial q_k} \right)$$

$$= \ddot{x}_i \frac{\partial x_i}{\partial q_k} + \dot{x}_i \frac{\partial \dot{x}_i}{\partial q_k}$$

หรือ

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial (\frac{1}{2} \dot{x}_i^2)}{\partial \dot{q}_k} \right) = \ddot{x}_i \frac{\partial x_i}{\partial q_k} + \frac{\partial (\frac{1}{2} \dot{x}_i^2)}{\partial q_k}$$

เมื่อเอา m_i คูณตลอด :

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial (\frac{1}{2} m_i \dot{x}_i^2)}{\partial \dot{q}_k} \right) = m_i \ddot{x}_i \frac{\partial x_i}{\partial q_k} + \frac{\partial (\frac{1}{2} m_i \dot{x}_i^2)}{\partial q_k}$$

โดยการใส่ \sum_i ตลอด แล้วแทนค่า T จากสมการ (ข-8) จะได้

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{q}_k} \right) &= \sum_i \left(m_i \ddot{x}_i \frac{\partial x_i}{\partial q_k} \right) + \frac{\partial T}{\partial q_k} \\ &= \sum_i \left(F_i \frac{\partial x_i}{\partial q_k} \right) + \frac{\partial T}{\partial q_k} \end{aligned}$$

จากนิยามของแรงแบบทั่วไป สมการ (ข-5) ดังนั้น

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{q}_k} \right) = Q_k + \frac{\partial T}{\partial q_k} \quad (\text{ข-12})$$

สมการ (ข-12) เป็นสมการดิฟเฟอเรนเชียลของการเคลื่อนที่ในโคออดิเนตแบบทั่วไป ซึ่งเรารู้จักในชื่อของ “ สมการการเคลื่อนที่ของลากรานจ์ ”

ในกรณีเป็นการเคลื่อนที่ของระบบอนุรักษ์ ซึ่งค่าของแรงแบบทั่วไป Q_k เป็นไปตามสมการ (ข-7) ดังนั้น สมการของลากรานจ์ เขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial T}{\partial \dot{q}_k} \right) = \frac{\partial T}{\partial q_k} - \frac{\partial V}{\partial q_k} \quad (\text{ข-13})$$

เพื่อความสะดวกในการนำไปใช้ ลากรานจ์กำหนดฟังก์ชันของเขา (Lagrangian function) เป็น

$$L = T - V \quad (\text{ข-14})$$

เมื่อ T และ V อธิบายในเทอมของโคออดิเนตแบบทั่วไป และสมการ (ข-14) เราเขียนได้เป็น

$$\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_k} = \frac{\partial T}{\partial \dot{q}_k} - \frac{\partial V}{\partial \dot{q}_k}$$

และ

$$\frac{\partial L}{\partial q_k} = \frac{\partial T}{\partial q_k} - \frac{\partial V}{\partial q_k}$$

ดังนั้นเมื่อ $V = V(q)$ และ $\frac{\partial V}{\partial \dot{q}_k} = 0$ แล้ว

$$\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_k} = \frac{\partial T}{\partial \dot{q}_k}$$

และ

$$\frac{\partial L}{\partial q_k} = \frac{\partial T}{\partial q_k} - \frac{\partial V}{\partial q_k} \quad (\text{ข-15})$$

จากการแทนค่าสมการ (ข-15) ในสมการ (ข-13) ดังนั้นสมการการเคลื่อนที่ของลากรางจ์ในกรณีระบบอนุรักษ์ คือ

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_k} \right) = \frac{\partial L}{\partial q_k} \quad (\text{ข-16})$$

สำหรับกรณีของระบบไม่อนุรักษ์ กล่าวคือแรงแบบทั่วไป Q_k ไม่เป็นไปตามสมการ (ข-7) ให้ปริมาณ Q'_k เป็นปริมาณส่วนที่เปลี่ยนไป ดังนั้น

$$Q'_k = Q_k - \frac{\partial V}{\partial q_k} \quad (\text{ข-17})$$

ในการทำงานเดียวกัน เราสามารถเขียนสมการการเคลื่อนที่ของลากรางจ์ในกรณีของระบบไม่อนุรักษ์ได้เป็น

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{\partial L}{\partial \dot{q}_k} \right) = Q'_k + \frac{\partial L}{\partial q_k} \quad (\text{ข-18})$$

ตัวอย่างของแรงแบบทั่วไป Q'_k เช่น แรงเสียดทาน เป็นต้น

ข-4 การประยุกต์สมการของลากรางจ์ไปใช้ในบางกรณี

การใช้สมการของลากรางจ์ หาสมการดิฟเฟอเรนเชียลของการเคลื่อนที่ สำหรับระบบใดๆ นั้น เรามีหลักเกณฑ์โดยทั่วไป ดังนี้

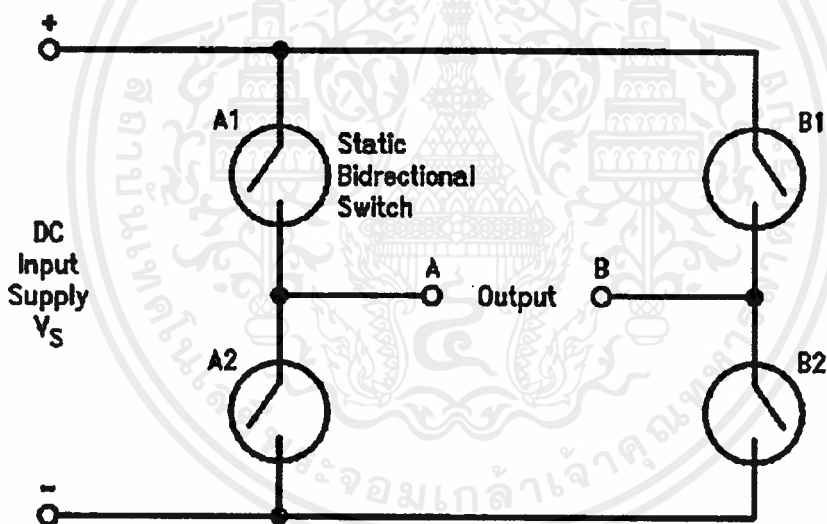
- 1) กำหนด โคออดิเนตแบบทั่วไปที่เหมาะสมสำหรับเป็น โครงสร้างของระบบ
- 2) หาค่าของพลังงานจลน์ T ในเทอมของโคออดิเนตแบบทั่วไป
- 3) ถ้าเป็นระบบอนุรักษ์ ให้หาค่าของพลังงานศักย์ V ในเทอมของโคออดิเนตแบบทั่วไป ถ้าไม่ใช่ระบบอนุรักษ์ ให้หาค่าของแรงแบบทั่วไปในเทอมของโคออดิเนตแบบทั่วไป
- 4) สมการของลากรางจ์ที่จะประยุกต์มาใช้ คือสมการ (ข-12), (ข-16) และ (ข-18)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

ไอซี H-Bridge เมอร์ LMD18200

วงจรเพาเวอร์สวิตช์ซึ่งในรูป ค-1 เรียกว่า H-Bridge ซึ่งรับแหล่งจ่ายไฟเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และผ่านวงจรควบคุมแบบ 4 ควอดแดนซ์ ที่ต่อกับโหลด ด้วยเพาเวอร์สวิตช์ซึ่งทรานซิสเตอร์ 2 คู่ เนื่องจากวงจรสวิตช์ซึ่งยอมให้กระแสไหลได้ 2 ทิศทาง แรงดันที่ตกคร่อมโหลดและทิศทางของกระแสจึงสามารถใช้ได้ทั้ง 2 ขั้ว H-Bridge จะถูกใช้อย่างกว้างขวางใน เครื่องพิมพ์, เครื่องพอร์ด, มอเตอร์ และกระบวนการประยุกต์สำหรับการควบคุมต่างๆ ซึ่งใช้ไฟ 0.5 แอมแปร์ ถึง 3.0 แอมแปร์ โดยป้อนจากไฟ 12 โวลต์ ถึง 55 โวลต์ ซึ่ง LMD18200 ได้ถูกออกแบบมาให้ทำงานในช่วงดังกล่าวและเหมาะสม เพราะจะใช้ได้ประโยชน์สูงสุดสำหรับการประยุกต์ใช้งานข้างต้น



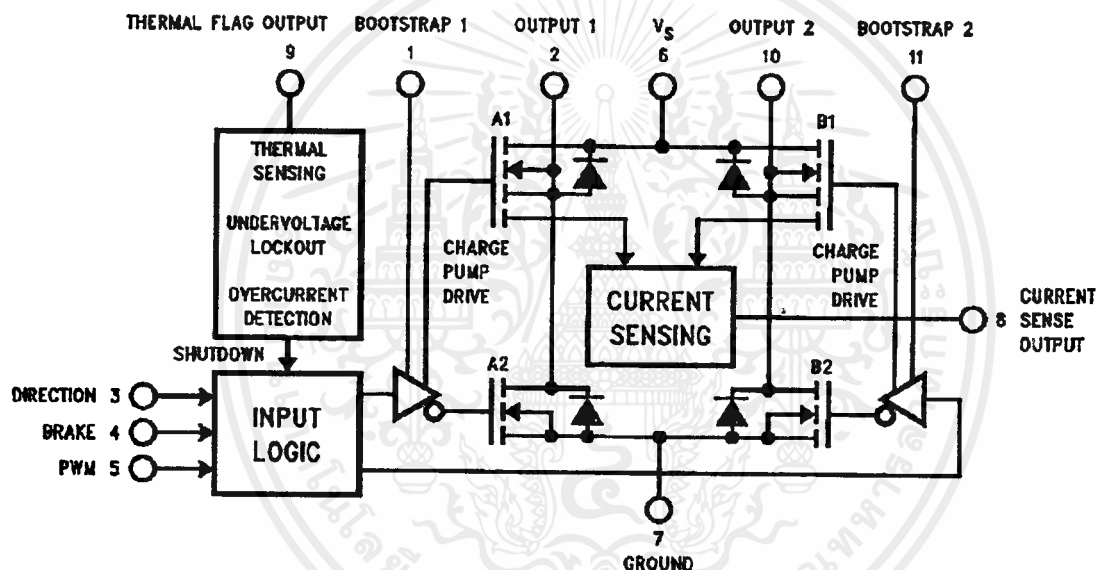
รูป ค-1 แสดงวงจร H-Bridge

ก-1 ลักษณะทั่วไป

LMD18200 เป็นอุปกรณ์ประเภทไบโพลาร์ (bipolar device) ซึ่งใช้ทั้งโครงสร้างแบบ CMOS และ DMOS ร่วมกัน ซึ่งแต่ละชนิดของโครงสร้างของทรานซิสเตอร์ จะมีลักษณะเด่นเฉพาะของตนเอง ซึ่งจะเหมาะกับการใช้งานที่แตกต่างกัน การรวม CMOS และ DMOS เข้าด้วยกันทำให้

เราสามารถเลือกข้อดีจากหลายทางเลือกของเทคนิคการออกแบบ เพื่อความง่ายสำหรับการนำไปใช้
ขับเคลื่อนแต่ละชนิด

ในรูป ค-2 แสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของฟังก์ชันต่างๆ ของ LMD18200 ซึ่งวงจรจะประกอบด้วย เพาเวอร์สวิตช์ทรานซิสเตอร์แบบ DMOS 4 ตัว ที่ไดโอดอยู่ภายในตัวเองต่อกันเป็น H-Bridge และวงจรขับเคลื่อนทั้งหมดถูกจัดอยู่รวมกันเพื่อให้สามารถควบคุม H-Bridge จากระดับสัญญาณที่เหมาะสมได้ ส่วนลักษณะเฉพาะของส่วนอื่นๆ เช่น วงจรรักษาความปลอดภัยในการจ่ายกระแส, วงจรป้องกันกระแสเกินและป้องกันแรงดัน ไฟตก, วงจรเตือนเมื่ออุณหภูมิสูงเกินไปและตัดไฟระบบ จะกล่าวถึงรายละเอียดในส่วนต่อไป



รูป ค-2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของ LMD18200

ค-2 ส่วนประกอบที่เด่นเฉพาะของ LMD18200

ค-2-1 ตัวขับเคลื่อนแบบเพาเวอร์ DMOS

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แบบ DMOS จะยอมให้กระแสไหลได้ 2 ทิศทาง และมีแรงดันไฟตก
คร่อมต่ำกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่อัตราการทำงานเท่ากัน ด้วยการลดความต้านทานของสวิทช์
แต่ละตัว และยังมีศักยภาพสูงในการทำงานที่ความเร็วของการสวิทช์ซึ่งสูงๆ และสวิทช์แต่ละตัว

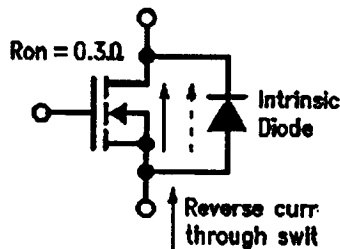
จะมีไดโอดป้องกันเป็นฟรีวีวริง (freewheeling diode) อยู่ภายในตัวมันเอง ในกรณีนี้ จึงไม่จำเป็นต้องมีไดโอดป้องกันสำหรับทรานซิสเตอร์แบบ 2 ขั้ว ที่ต่อจากภายนอก

ก-2-2 ค่าความต้านทานของทรานซิสเตอร์ต่ำ

ไม่เหมือนกับทรานซิสเตอร์แบบ 2 ขั้วทั่วไป ซึ่งจะมีค่าแรงดันไฟตกคร่อมสูง แม้จะมีกระแสไหลผ่านต่ำก็ตาม แต่ LMD18200 เป็น DMOS ซึ่งจะมีแรงดันไฟตกคร่อมแปรเป็นเชิงเส้นตามอุณหภูมิ ค่าความต้านทานขณะ ON คือ สำหรับทรานซิสเตอร์เอาต์พุตเป็น 0.3 โอห์ม ที่อุณหภูมิ 25 องศาเซลเซียส และเป็น 0.6 โอห์มที่อุณหภูมิ 125 องศาเซลเซียส ซึ่งปกติที่ 100 องศาเซลเซียส กระแส 1 แอมแปร์ ทรานซิสเตอร์แบบ 2 ขั้วจะมีแรงดันตกคร่อมระหว่างขา collector และขา emitter ประมาณ 1.1 โวลต์ แต่สำหรับ LMD18200 จะมีแรงดันไฟตกคร่อมเพียง 0.45 โวลต์ ถ้าอิงกระแสสูงขึ้นแรงดันไฟตกคร่อมของอุปกรณ์พวก DMOS จะยิ่งต่ำลง ทำให้การสูญเสียพลังงานลดลง และสามารถใช้ที่ระบายความร้อนที่เล็กลงได้ และจะมีประสิทธิภาพในการส่งจ่ายพลังงานให้โหลดสูงขึ้น

ก-2-3 สวิตช์แบบกระแสไหลสองทิศทางโดยใช้ไดโอดป้องกันอยู่ภายใน

ในการขับเคลื่อนโหลดที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ เช่น มอเตอร์ วงจรเพาเวอร์สวิตช์ซึ่งจะต้องสามารถจ่ายกระแสในทิศทางไปข้างหน้าและย้อนกลับได้ดีเท่ากัน เพราะฉะนั้นจะต้องจ่ายพลังงานที่สะสมอยู่ในโหลดเหล่านี้คืนให้แหล่งจ่ายได้อย่างอิสระ วิธีการดั้งเดิมจะใช้ไดโอดค้อนานในทิศทางที่ให้กระแสไหลย้อนกลับได้ ดังแสดงในรูป ก-3

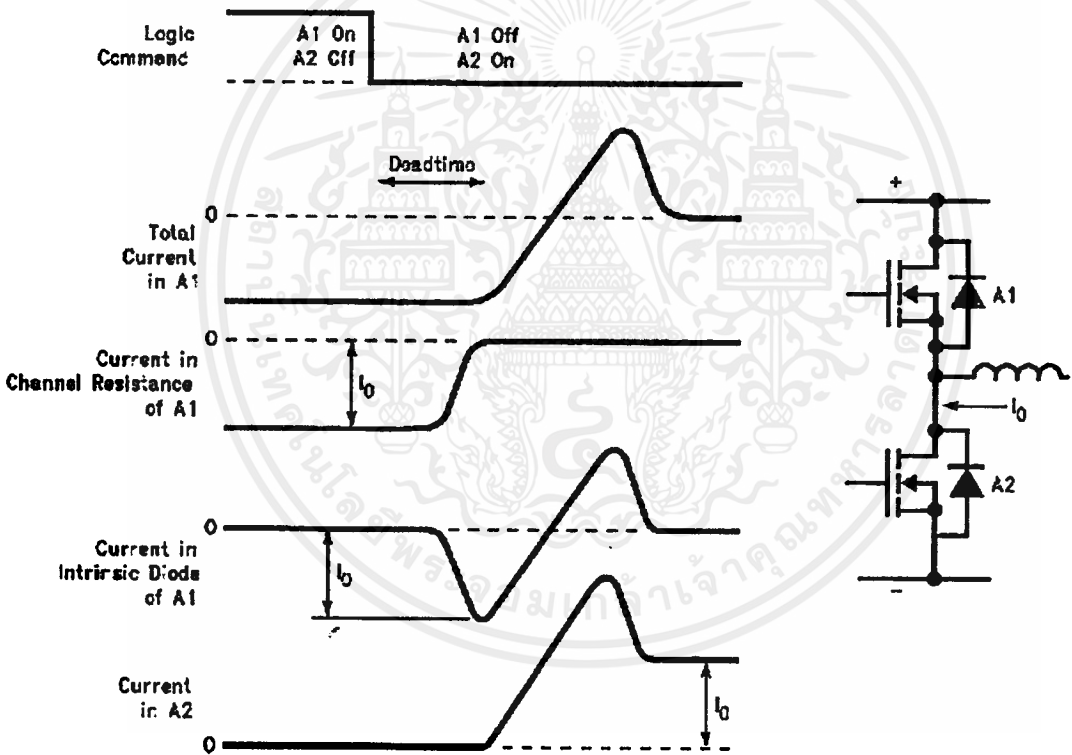


รูป ก-3 แสดง DMOS สวิตช์พร้อมด้วยไดโอดป้องกันอยู่ภายในตัวเอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้วยโครงสร้างแบบ DMOS ของ LMD18200 จะใช้ไดโอดอยู่ภายในตัวชิปเลย กระแสจึงสามารถไหลย้อนกลับระหว่างเพาเวอร์สวิตช์และตัวไดโอดได้ จึงทำให้ DMOS สวิตช์สามารถนำกระแสได้สองทิศทาง สำหรับค่ากระแสต่ำกว่า 2 แอมแปร์ ถึง 2.5 แอมแปร์ แรงดันไฟตกคร่อมตัวเพาเวอร์สวิตช์ ($i \cdot R_{DS}(ON)$) จะน้อยกว่า forward threshold voltage ของไดโอด ทำให้กระแสทั้งหมดไหลไปที่สวิตช์ เมื่อกระแสสูงขึ้น ไดโอดจะนำกระแสได้ และกระแสจะถูกแบ่งไป

สิ่งสำคัญในการออกแบบ LMD18200 เราจะต้องแน่ใจว่าเพาเวอร์สวิตช์ จะต้องไม่แค่เพียงสามารถรับกระแสไหลได้เพียงพอ แต่จะต้องพิจารณารวมถึงกระแสไหลย้อนกลับสำหรับตัวไดโอดด้วย ซึ่งใน ก-4 จะแสดงลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณ



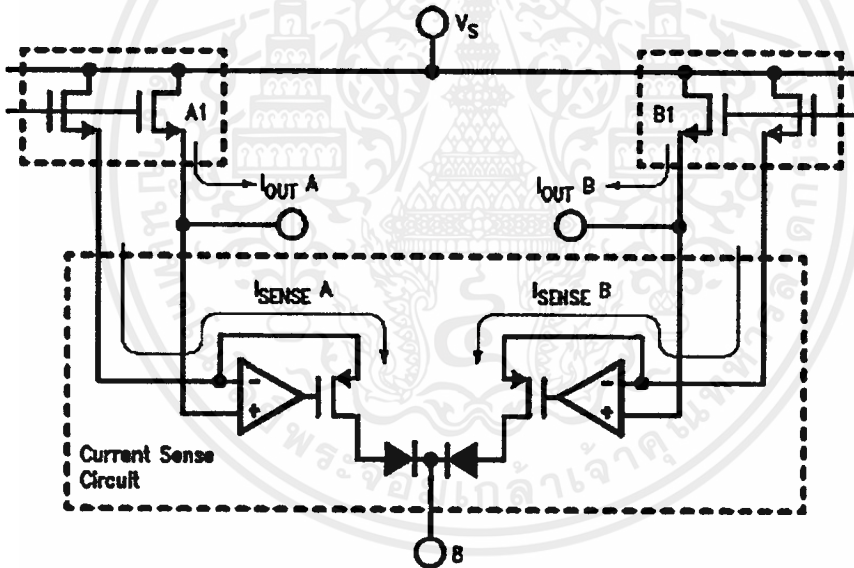
รูป ก-4 แสดงกระแสไหลย้อนกลับใน A1 และกระแสไหลไปข้างหน้าใน A2

เริ่มต้นเมื่อสวิตช์ A1 ถูก ON และมีกระแสไหลย้อนกลับ ระหว่างช่วงที่ A1 OFF แล้ว A2 ON จะมี deadtime ตั้ๆ เกิดขึ้น ระหว่างช่วง deadtime นี้ กระแสจะไหลผ่านไดโอดป้องกันที่ต่อคร่อมสวิตช์ A1 และเมื่อ A2 ON ไดโอดที่ต่อคร่อม A1 จะทำงานเป็นไบแอสย้อนกลับสวิตช์ A2

จะต้องนำกระแสที่เกิดจากโหลด รวมทั้งกระแสไหลย้อนกลับจากไดโอด ในช่วงเวลาคืนตัวของไดโอด ในสถานะเช่นนี้ เพาเวอร์สวิตช์จะถูกออกแบบได้อย่างเหมาะสมอยู่แล้วใน LMD18200

ก-2-4 หัวตรวจวัดกระแส

ลักษณะเด่นของ LMD18200 คือจะมีส่วนของวงจรที่ยอมให้อ่ายกระแสให้โหลดได้ โดยไม่มีผลกระทบต่อแหล่งจ่ายไฟ หรือมีไฟไหลย้อนกลับมาที่กราวด์ วิธีการปกติสำหรับการจ่ายไฟให้โหลดคือการใส่ตัวต้านทานกำลังอนุกรมกับแหล่งจ่ายไฟ V_{cc} หรือสายกราวด์ และควบคุมแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานตัวนี้ แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานนี้ไม่เพียงแต่ต้องให้ได้แรงดันที่เหมาะสมกับโหลด แต่ยังเป็นการขากที่จะขยายแรงดัน เนื่องจากว่ามีค่าต่ำมากและมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วมาก



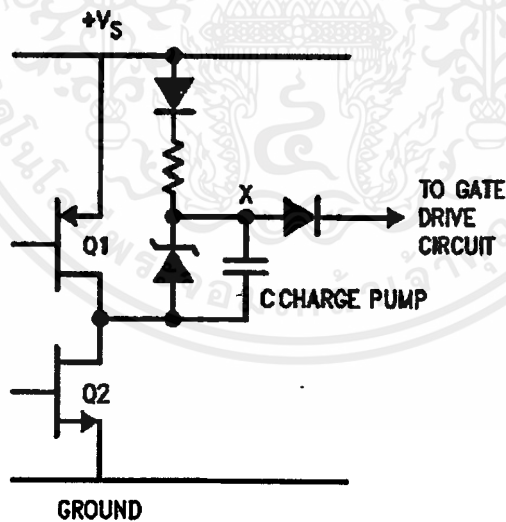
รูป ก-5 แสดงวงจรตรวจวัดกระแสของ LMD18200

ส่วนวิธีที่ใช้ใน LMD18200 เหมือนกับวิธีที่ใช้ใน discrete current sensing power MOSFETs โดยที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แบบ DMOS จริงๆ แล้วจะประกอบด้วยเซลล์เล็กๆ ต่อขนานกัน เนื่องจากสัมประสิทธิ์ของอุณหภูมิที่เป็นบวกของความต้านทานขณะ ON ของแต่ละเซลล์ ทำให้กระแสรวมที่ไหลผ่านสวิตช์แบ่งไปในแต่ละเซลล์เท่ากัน มีเซลล์เหล่านี้จำนวนน้อยที่แยกออก

ไปเพื่อจ่ายกระแส ซึ่งลดลงจากค่ากระแสรวมที่สวิทช์ กระแสถูกจ่ายโดยขาเอาต์พุทกระแส จะแปรผันเป็นสัดส่วนกับผลรวมของกระแสเข้าไปข้างหน้าโดย DMOS ที่อยู่ข้างบน 2 ตัว ของ H-Bridge ซึ่งกระแสที่จ่ายนี้จะมีค่าเท่ากับ 377 ไมโครแอมป์ ต่อ 1 แอมป์ ของกระแสที่จ่ายให้อุปกรณ์กำลัง โดยปกติการต่อตัวต้านทานระหว่างขาเอาต์พุทกระแส และกราวด์ จะเป็นการเปลี่ยนกระแสให้เป็นแรงดัน ซึ่งแปรตามกระแสที่จ่ายให้โหลดซึ่งเราสามารถใช่แรงดันอันนี้ ในการป้อนกลับเพื่อการควบคุม หรือตรวจสอบป้องกันกระแสที่จ่ายให้โหลดเกิน

ก-2-5 วงจร Charge Pump และ Bootstrap

การที่จะขับ DMOS สวิทช์ให้ ON ซึ่งจะต้องป้อนแรงดันที่ขาเกตให้มากกว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายไฟประมาณ 10 โวลท์ ปกติสวิทช์ล่างของ H-Bridge มีแหล่งจ่ายที่ขั้วเทียบกราวด์ และที่ขาเกตจะขับไปจ่ายจาก V_S แหล่งจ่ายไฟไปให้อุปกรณ์ สวิทช์บน 2 ตัว จะมีแหล่งจ่ายป้อนเข้าที่ขาเอาต์พุท ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นสวิทช์ระหว่างกราวด์และแหล่งจ่ายไฟ เพื่อที่จะจ่ายแรงดันให้กับขาเกตสำหรับสวิทช์เหล่านี้ เราจะใช้ วงจร Charge Pump ตามรูป ก-6 (a) แทน

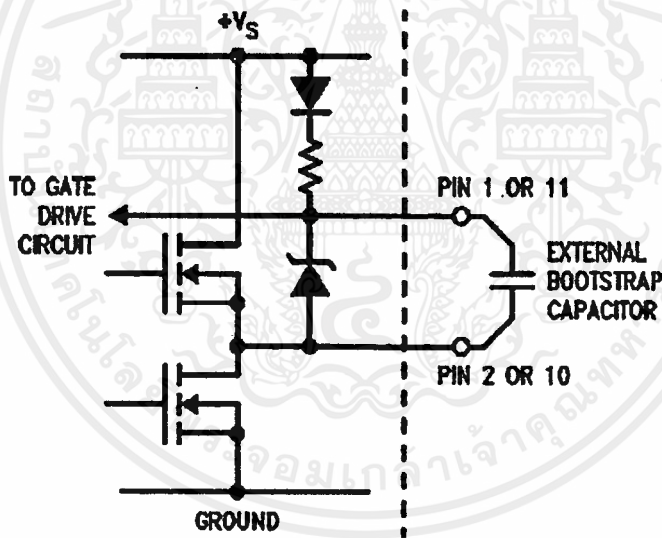


รูป ก-6 (a) แสดงวงจร Charge Pump ภายในตัว LMD18200

ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะถูกทริกโดยสัญญาณนาฬิกาภายในด้วยความถี่ 300 kHz เมื่อ Q_2 ถูกทำให้ ON ตัวเก็บประจุสำหรับ Charge Pump ที่อยู่ภายในชิพ (C_{CP}) จะถูกชาร์จไฟเก็บไว้

ประมาณ 14 โวลต์ และเมื่อ Q_1 ถูกทำให้ ON ที่ด้านล่างของตัวเก็บประจุตัวนี้จะต้องเข้ากับแหล่งจ่ายไฟ V_S สิ่งนี้ทำให้แรงดันที่จ่ายให้กับขาเกทของสวิทช์ DMOS ตัวบนเพิ่มขึ้นจากแหล่งจ่ายไฟประมาณ 14 โวลต์ ทำให้เราแน่ใจได้ว่าสามารถ ON สวิทช์ตัวบนได้ ถึงแม้จะจ่ายไฟเท่ากับ V_S

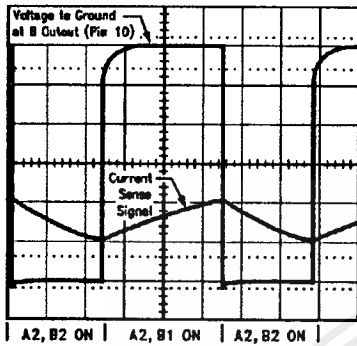
ตัวเก็บประจุ C_{CP} จะถูกกำหนดให้มีค่าเหมาะสมกับการใช้งาน เนื่องจากค่าประจุที่สามารถเก็บไว้ในตัว C_{CP} ทำให้เวลาในการ ON DMOS ทรานซิสเตอร์ค่อนข้างช้า แต่ก็ยังเป็นที่น่าสนใจสำหรับการทำงานในย่านความถี่ประมาณ 1 kHz ซึ่งการ ON อุปกรณ์ DMOS สัญญาณความถี่ 300 kHz จะทำให้วงจร Charge Pump ทำงานได้โดยรักษาการ ON ให้นานที่สุดตามสัญญาณควบคุมที่อินพุทของมัน วงจร Charge Pump จะดูแลระดับแรงดันที่จำเป็นทั้งหมดที่ต้องการสำหรับ DMOS ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการควบคุมจากภายนอกที่ประยุกต์กับ LMD18200 สามารถใช้ได้กับอุปกรณ์พวก TTL ทั่วไปได้ ที่ความถี่สูงๆ จำเป็นจะต้องใช้เวลาในการ turn-ON สวิทช์ DMOS ตัวบนที่เร็วมาก สิ่งนี้เป็นเหตุให้เกิดการใช้ตัวเก็บประจุ Bootstrap จากภายนอก ซึ่งแสดงดังรูป ค-6 (b)



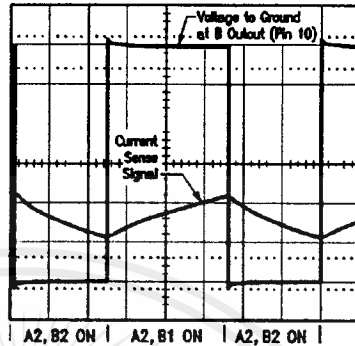
รูป ค-6 (b) แสดงการใช้ตัวเก็บประจุ Bootstrap จากภายนอก

การทำงานก็เหมือนกับวงจร Charge Pump ปกติ ยกเว้นการสวิทช์ซึ่งของตัวเก็บประจุ Bootstrap (C_B) ที่ถูกกำหนดโดยตัวของ DMOS เพาเวอร์สวิทช์ของ H-Bridge เอง เพื่อให้ได้กระแสชาร์ตที่เหมาะสมเราต้องใช้ค่าตัวเก็บประจุที่มีค่ามากเพียงพอ (ปกติจะใช้ประมาณ 10 nF) และจะถูกชาร์ตในเวลาที้น้อยกว่า 1 ไมโครวินาที เนื่องจาก C_B มีค่ามากกว่าค่าคาร์ปาซิแตนซ์ของ DMOS เพา

เวอร์ชันซิสเตอร์มาก ทำให้ทรานซิสเตอร์เหล่านี้สามารถ ON ได้ค่อนข้างจะรวดเร็ว คือประมาณ 100 ns ซึ่งแสดงให้เห็นว่า LMD18200 สามารถทำการสวิตซ์ซึ่งได้ถึงความถี่สูงถึง 500 kHz



Charge Pump Only
Voltage 5V/Div
100 μ s/Div
Current 1A/Div



Bootstrap
Capacitors = 10 nF
Voltage 5V/Div
100 μ s/Div
Current 1A/Div

รูป ค-7 แสดงลักษณะของการสวิตซ์ซึ่งของสวิตซ์ตัวบน
ทั้งมีและไม่มีตัวเก็บประจุ Bootstrap จากภายนอก

ค-2-6 การป้องกันกระแสเกิน

กระแสที่ไหลเข้า DMOS เพาเวอร์สวิตซ์ตัวบนทั้ง 2 ตัว จะถูกแสดงผลและการเปรียบเทียบกับระดับกระแสที่จะตัดไฟคือประมาณ 10 แอมแปร์ ในเหตุการณ์ที่เกิดการช้อระหว่างเอาต์พุตทั้งสอง หรือการช้อจากการต่อเอาต์พุตลงกราวด์ หรือโหลดดึงกระแสเกิน วงจรป้องกันกระแสเกิน จะทำการ OFF สวิตซ์ตัวบน ลักษณะเด่นของกลไกการป้องกันคือวงจรป้องกันจะทำงานเป็นคาบ คือ ทุกๆ 8 ไมโครวินาที เมื่อทำให้สวิตซ์ตัวบนกลับมา ON อีกครั้ง คราบไคที่ยังมีสัญญาณให้ ON อยู่ ซึ่งทำให้ H-Bridge สามารถเริ่มทำงานใหม่ได้อย่างอัตโนมัติเมื่อเกิดเหตุการณ์โหลดเกินชั่วขณะ

ค-2-8 Thermal Warning/Thermal Shutdown

อุปกรณ์เพาเวอร์ส่วนมากจำเป็นต้องมีการป้องกันอุณหภูมิสูงเกินไป LMD18200 มีตัววัดอุณหภูมิอย่างต่อเนื่องอยู่ใกล้ๆ DMOS สวิตซ์ และจะทำการห้ามสวิตซ์ทุกตัวเมื่อเกิดอุณหภูมิสูงขึ้นถึงประมาณ 170 องศาเซลเซียส เพื่อป้องกันอุปกรณ์จากการสูญเสีย มีฮีสเตอร์ชิตจำนวนเล็กน้อย

เกิดขึ้นกับ threshold ของอุณหภูมิก็นั้น เมื่ออุณหภูมิลงเพียงเล็กน้อย อุปกรณ์จะเริ่มทำงานอีกครั้งโดยอัตโนมัติ

จุดเด่นอีกอย่างหนึ่งของ LMD18200 คือการจัดให้มี flag เตือนเมื่ออุณหภูมิมเริ่มจะเกิน ซึ่งขานี้เป็นแบบ open collector output ก็จะเปลี่ยนค่าเป็น logic 0 เมื่ออุณหภูมิมวัดได้ 145 องศาเซลเซียส flag นี้ สามารถส่งสัญญาณไปควบคุมระบบเมื่อตัวขับกำลังร้อนเกินไป และสามารถทั้งตัดไฟ หรือมี output power cut back ได้ flags เตือนจาก H-Bridge สามารถต่อโดยตรงสำหรับ “Or'd” เพื่อเชื่อมโยงกันได้

ก-2-9 Undervoltage Lockout

LMD18200 มีการป้องกันสำหรับแรงดันตก ซึ่งวงจรจะห้ามสวิทช์ทุกตัวเมื่อแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟตรงมีค่าต่ำกว่า 10 โวลต์ เหตุผลสำหรับการมีการป้องกันนี้เพื่อให้การควบคุมเป็นไปได้ด้วยดี เพราะสวิทช์อาจจะทำงานได้ไม่แน่นอน ถ้าไฟไม่ถึง 10 โวลต์

ก-3 Operation

แรงดันเฉลี่ยตกคร่อมโหลดของ H-Bridge จะถูกควบคุมอย่างต่อเนื่องโดย pulse width modulation (PWM) ทั้งขั้วแรงดันเอาต์พุตและกระแสสามารถจ่ายโหลดได้ 2 ทิศทาง ซึ่ง LMD18200 มีสัญญาณอินพุตควบคุม 3 อัน คือ PWM, ทิศทาง และการเบรค ซึ่งควบคุมการกระทำของ H-Bridge รูป ก-8 แสดงผลของสัญญาณอินพุตควบคุมเหล่านี้ สัญญาณอินพุตควบคุมสามารถใช้ได้โดยตรงกับอุปกรณ์ด้วยเทคนิคของการควบคุมโดย PWM 2 วิธี คือ Locked Antiphase Control และ Sign/Magnitude Control

PWM	Dir	Brake	Active Output Drivers
H	H	L	A1,B2
H	L	L	A2,B1
L	X	L	A1,B1
H	H	H	A1,B1
H	L	H	A2,B2
L	X	H	NONE

รูป ค-8 แสดงตารางสำหรับสัญญาณควบคุม

ค-3-1 Locked Antiphase Control

โคแอสแกรมของการต่อแบบพื้นฐานและลักษณะของสัญญาณสำหรับขับ โหลดที่มีตัวเหนี่ยวนำโดยใช้วิธี Locked Antiphase Control แสดงในรูป ค-9

ภายใต้การควบคุมด้วยสัญญาณ PWM เพียงอย่างเดียว สวิตช์คู่ที่อยู่เอียงกันของวงจร H-Bridge (สวิตช์ตัวบนที่ขาหนึ่งและสวิตช์ตัวล่างที่อยู่อีกขาหนึ่งของ H-Bridge) จะถูก ON และ OFF เหมือนกัน โดยจะ locked กันไว้ ซึ่งเป็นชื่อของ Locked Antiphase Control ที่แรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยเป็นศูนย์ ค่าเฉลี่ยแรงดันที่แต่ละเอาต์พุตจะเป็นค่ากึ่งกลางระหว่างแหล่งจ่ายแรงดัน V_{∞} และกราวด์ ในสถานะนี้ duty cycle จะทำให้ค่าแรงดันเฉลี่ยที่ V_{OA} เป็นบวกมากกว่า V_{OB} เกิดแรงดันตกคร่อมโหลดขึ้น ค่ากระแสที่จ่ายให้โหลดจะไหลจากขั้ว V_{OA} ไป V_{OB} ทำให้โหลดที่เป็นมอเตอร์หมุนไปทิศทางหนึ่งด้วยความเร็วที่แปรผันโดยตรงกับจำนวน duty cycle ที่แปรไปจากค่าที่ 50% ในทางตรงกันข้าม เมื่อ duty cycle ลดลงน้อยกว่า 50% ค่าแรงดันระหว่าง V_{OA} กับ V_{OB} จะเป็นลบ ค่ากระแสเฉลี่ยจะจ่ายจาก V_{OB} ไป V_{OA} และมอเตอร์จะหมุนกลับอีกทาง

ถ้าต้องการกลับทิศของกระแสที่เป็นลูกคลื่นที่จ่ายให้โหลดก็สามารถทำได้โดยอิสระ เนื่องจากหลักความจริงที่สวิตช์ 2 ตัว จะ ON เมื่อขับโหลดและเราสามารถให้จ่ายได้ทั้ง 2 ขั้ว ข้อดีอีกอย่างของการควบคุมแบบนี้คือ แรงดันที่ตกคร่อมโหลดสามารถควบคุมได้ โดยการกำหนดสถานะของสวิตช์โดยไม่ต้องคำนึงถึงทิศทางของโหลดกระแสที่ต้องการให้โหลด

ในการประยุกต์ใช้งานที่มีการควบคุมเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วของโหลด เช่น การหมุนกลับทิศของมอเตอร์อย่างรวดเร็ว ซึ่งจะต้อง “regeneration” โดยที่กำลังงานเฉลี่ยจากโหลดต้องสามารถจ่ายกลับไปสู่เป้าหมายได้ด้วยการใช้สวิทช์ 2 ตัว ON ทำให้มีเส้นทางสำหรับการจ่ายพลังงานย้อนกลับได้

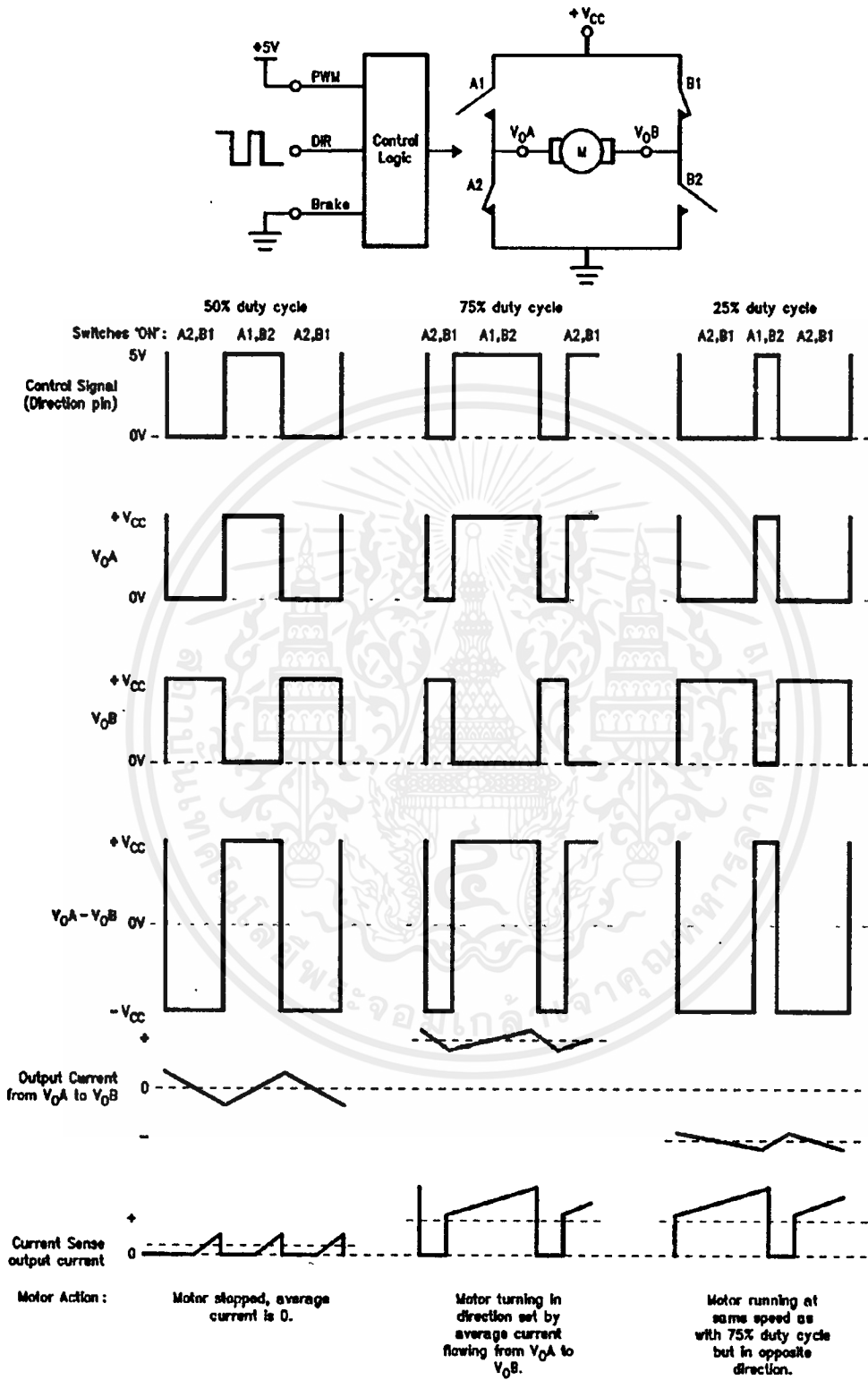
ข้อดีของการควบคุมแบบ Locked Antiphase คือใช้สัญญาณควบคุมเพียงเส้นเดียว ก็สามารถควบคุมได้ทั้งความเร็ว และทิศทางของโหลดที่เป็นมอเตอร์ โดยการปรับ duty cycle เพื่อปรับค่าแรงดันเฉลี่ยและกระแสที่โหลด สำหรับควบคุมความเร็วและทิศทางการหมุนจะขึ้นกับว่า duty cycle มากกว่าหรือน้อยกว่า 50%

ข้อเสียของการควบคุมแบบ Locked Antiphase กับ LMD18200 คือ ค่ากระแสเอาต์พุตที่จ่ายออกจะไม่ต่อเนื่องดังแสดงได้ในรูป ค-9 ทั้งนี้เพราะว่ากระแสจ่ายทรานซิสเตอร์จะไปสู่อุปกรณ์เพาเวอร์ DMOS 2 ตัวบน เมื่อทิศทางการไหลของกระแสเป็นตรงกันข้ามกับที่ควรจะเป็นกับขั้วของแรงดันที่ตกคร่อมโหลด จะทำให้ไม่สามารถจ่ายกระแสซึ่งย้อนกลับนี้ออกไปยังเอาต์พุตได้

ค-3-2 Sign/Magnitude Control

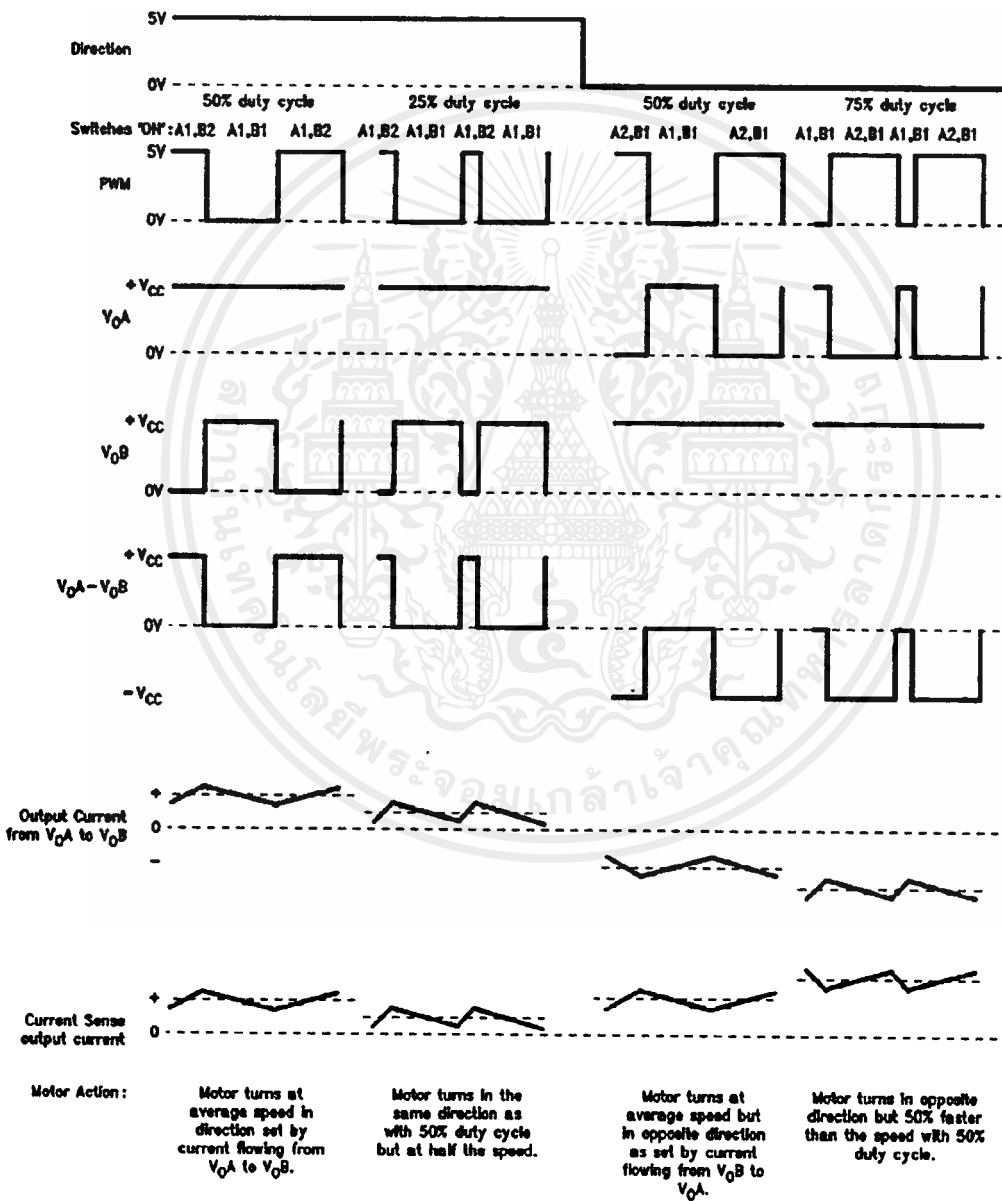
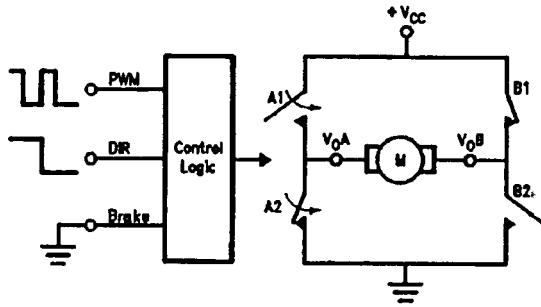
สำหรับวิธีที่สองของการควบคุม PWM ที่มีใน LMD18200 คือ Sign/Magnitude Control ซึ่งลักษณะสัญญาณทางอุดมคติสำหรับเทคนิคนี้ได้แสดงในรูป ค-10

แรงดันของขั้วเอาต์พุตของขาหนึ่งของ H-Bridge จะถูกรักษาสภาวะให้คงที่ ขณะที่ขาที่อยู่ตรงกันข้ามจะแปรไปตาม duty cycle ของสัญญาณอินพุตแบบ PWM เครื่องหมาย หรือขั้วของแรงดันตกคร่อมโหลดถูกกำหนดโดยด้านของ H-Bridge ที่ถูกรักษาสภาวะให้คงที่ โดยการให้ทรานซิสเตอร์ ON อยู่ และขนาดของแรงดันเฉลี่ยหาได้จากการสวิทช์ซึ่ง duty cycle ของสวิทช์ 2 ตัว ที่อยู่ตรงข้ามกัน ระดับของสัญญาณอินพุตที่เป็นตัวกำหนดทิศทางจะทำให้สวิทช์ A1 หรือ B1 ON ซึ่งเป็นตัวกำหนดเอาต์พุต V_{OA} หรือ V_{OB} ให้เป็นขั้วบวกและยังเป็นตัวกำหนดทิศทางของกระแสที่ไหลไปโหลดด้วย duty cycle ของสัญญาณที่ขา PWM จะถูกปรับไปตามค่าแรงดันและกระแสที่ต้องการจ่ายให้โหลด ถ้า duty cycle เพิ่มขึ้น กำลังที่จ่ายให้โหลดก็จะเพิ่มขึ้นตามทำให้มอเตอร์หมุนเร็วขึ้น



รูป ก-9 แสดงลักษณะทางอุดมคติของ Locked Antiphase Control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป ก-10 แสดงลักษณะทางอุดมคติของ Sign/Magnitude Control

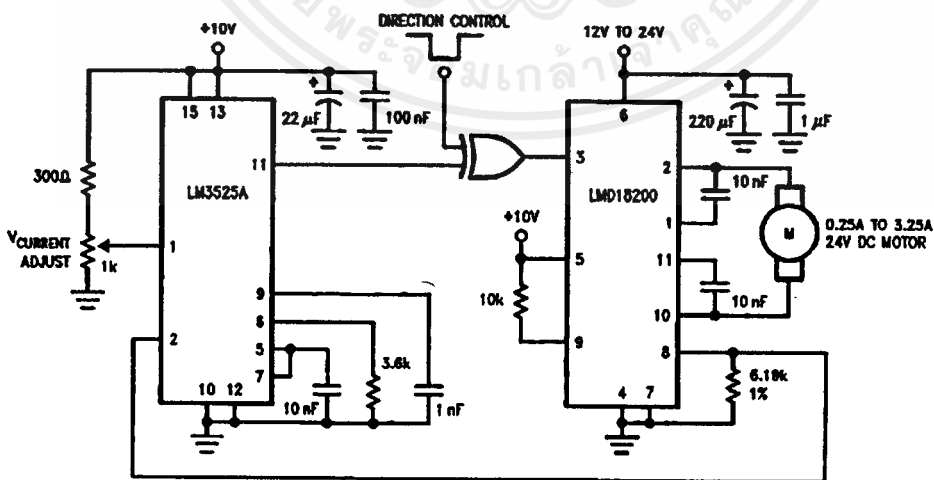
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก-3-3 การเบรก

การเบรกมอเตอร์อย่างฉุกเฉิน โดยการรีดตัวของมอเตอร์เข้าด้วยกัน ทำได้โดยการป้อนทั้งขา PWM และขาเบรก (brake) ด้วย logic 1 และถ้าขาทิศทาง (direction) เป็น logic 1 การเบรกจะทำการ ON สวิตช์ตัวบนทั้ง 2 ตัว (A1 กับ B1) และรีดตัวของมอเตอร์ แต่ถ้าเป็น logic 0 จะรีดตัวของมอเตอร์ด้วยสวิตช์ตัวล่าง (A2 กับ B2) แต่อย่างไรก็ตามเราควรเบรกด้วยสวิตช์ตัวบน เพราะที่สวิตช์ตัวบนจะมีการป้องกันด้วยวงจรป้องกันกระแสเกิน

ก-4 การประยุกต์ใช้งาน

การนำ LMD18200 มาใช้งานนั้นง่าย เพราะมีความสมบูรณ์อยู่ในตัวเอง สิ่งที่ต้องต่อเพิ่มก็เพียงแค่วงกตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่เป็น Bypass, Bootstrap และตัวต้านทานสำหรับวัดกระแสย้อนกลับ ซึ่งขึ้นอยู่กับงานที่ใช้ สิ่งที่จะต้องเพิ่มอีกส่วนหนึ่งคือการสร้างสัญญาณ PWM เพื่อควบคุม ซึ่งเราสามารถเลือกใช้ SG3525A, ออปแอมป์กับตัวเปรียบเทียบ, ไมโครคอนโทรลเลอร์ ที่สามารถโปรแกรมเอาท์พุทได้, หรือแม้กระทั่งชิพควบคุมสำเร็จรูปอย่าง LM629 ในการประยุกต์ใช้งานหลายอย่างจะต้องมีการควบคุมแรงบิดของมอเตอร์ ซึ่งจะแปรผัน โดยตรงกับกระแสที่ไหลเข้ามอเตอร์ การใช้ลักษณะของตัววัดกระแสของ LMD18200 ทำให้ง่ายต่อการวัดและการควบคุมกระแสสำหรับมอเตอร์ ดังแสดงดังรูป ก-11



รูป ก-11 แสดงวงจรควบคุมแรงบิดมอเตอร์

ในการประยุกต์ใช้งานนี้เราใช้ SG3525A สร้างสัญญาณ PWM ซึ่งได้จากการเปรียบเทียบระหว่างแรงดันที่ได้จากกระแสย้อนกลับจาก LMD18200 กับสัญญาณแรงดันควบคุมกระแสจากภายนอก โดยจะปรับ duty cycle ของสัญญาณควบคุม PWM (จาก 0 ถึงประมาณ 50%) จนกระทั่งมอเตอร์ทำงานที่ระดับที่กระแสดังกล่าว ในการใช้งานนี้ความถี่ของการสวิตช์ซึ่งจะใช้ที่ 40 kHz ซึ่งจะต้องใช้ตัวเก็บประจุ Bootstrap จากภายนอก และใช้แบบของการควบคุมเป็นแบบ Locked Antiphase ซึ่งเมื่อเรากลับเฟสของสัญญาณควบคุมซึ่งมีอันเดียวจะทำให้มอเตอร์หมุนกลับทิศได้



ภาคผนวก ง

การ์ดอินเทอร์เฟซ ET-PCDIO

ง-1 ลักษณะทั่วไป ของการ์ดอินเทอร์เฟซ ET-PCDIO

การ์ด ET-PCDIO เป็นลักษณะของ PC การ์ดใช้เชื่อมต่อกับเครื่องพีซี เพื่อขยายระบบอินพุตและเอาต์พุต ให้ใช้งานได้มากยิ่งขึ้น ซึ่ง การ์ด ET-PCDIO สามารถที่จะรับสัญญาณอินพุตและให้สัญญาณเอาต์พุตออกมาได้ทั้งในรูปแบบของอนาลอกและดิจิตอล ทำให้มีความอ่อนตัวในการนำไปประยุกต์ใช้งานในด้านต่างๆ ได้มากยิ่งขึ้น ซึ่ง การ์ด ET-PCDIO มีอุปกรณ์ร่วมและมีจุดเด่นๆ ของตัวมันเองดังนี้ คือ

- มีไอซี 8255 (programmable peripheral interface) จำนวน 1 ตัว ซึ่งสามารถที่จะใช้โปรแกรมให้เป็นได้ทั้งอินพุตและเอาต์พุตตามความต้องการของผู้ใช้เองได้ทั้งหมด 3 พอร์ต หรือ 24 บิต I/O ในรูปของสัญญาณดิจิตอลนั่นเอง
- มีไอซี 8253 (programmable interval timer) จำนวน 1 ตัว ทำให้ การ์ด ET-PCDIO สามารถที่จะประยุกต์ใช้งานเกี่ยวกับระบบฐานเวลาต่างๆ ได้มากมาย ซึ่งไอซี 8253 นี้ มีโครงสร้างภายในให้ใช้งานถึง 3 แชนแนล และแต่ละแชนแนลทำงานแยกจากกันอย่างอิสระ
- มีไอซี ADC (analog to digital converter) จำนวน 1 ตัว ซึ่งสามารถที่จะเลือกใช้ได้ถึง 2 เบอร์ คือ ADC0804 (8 บิต) หรือ ADC1001 (10 บิต) ซึ่งทำให้ การ์ด ET-PCDIO สามารถที่จะประยุกต์ใช้งานในการตรวจจับ หรือการวัดสัญญาณ หรือรับสัญญาณอินพุตในรูปแบบของสัญญาณอนาลอกได้ 1 แชนแนล ซึ่งขนาดของสัญญาณอนาลอกที่รับเข้ามาสามารถที่จะรับได้โดยตรงสูงถึง 5 VDC หรือมากกว่า โดยเพิ่มวงจรขยายย่านวัดเข้าไปอีกเล็กน้อย ทำให้ การ์ด ET-PCDIO สามารถประยุกต์ใช้เป็นเครื่องมือวัดสัญญาณต่างๆ ได้มากมาย ซึ่งผลของการวัดแบบต่างๆ สามารถที่จะนำมาเก็บเป็นเพิ่มข้อมูลหรือแสดงผลในรูปแบบอื่นๆ ได้ตามต้องการ โดยผู้ใช้เขียนโปรแกรมควบคุมเอง
- มีไอซี DAC (digital to analog converter) จำนวน 1 ตัว ซึ่งสามารถเลือกใช้ได้ถึง 2 เบอร์ คือ DAC0832 (8 บิต) หรือ DAC1232 (12 บิต) ซึ่งเลือกได้โดยการเช็ท jumper JP1 ทำให้ การ์ด ET-PCDIO สามารถที่จะประยุกต์ใช้ในงานควบคุมแบบต่างๆ โดยส่งสัญญาณ

ในรูปของสัญญาณอนาล็อก ออกไปควบคุมอุปกรณ์ภายนอก ซึ่งขนาดของสัญญาณอนาล็อก มีวงจรถวาย เพื่อขยายขนาดของสัญญาณอยู่แล้ว ซึ่งผู้ใช้สามารถปรับขนาดของสัญญาณ ได้ตั้งแต่ 0 ถึง 10.66 VDC

- มีวงจรถอดรหัสตำแหน่งของพอร์ตที่จะใช้งาน ทำให้สะดวกในการเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของพอร์ตที่จะใช้งานได้ง่ายโดยการเจ็ท DIP-SWITCH ทำให้มีความอ่อนตัวในการใช้งานและสามารถที่จะนำ ET-DIO CARD ต่อร่วมกับเครื่องพีซีได้มากกว่า 1 การ์ด โดยกำหนดพอร์ตใช้งานที่แตกต่างกัน
- มีพื้นที่ใช้งาน (working area) มากถึง 5 x 9 ตารางเซนติเมตร ทำให้มีพื้นที่ว่างใช้งานมากยิ่งขึ้น จึงทำให้ผู้ใช้สามารถที่จะประยุกต์ใช้งานต่อวงจร หรือเพิ่มเติมอุปกรณ์ต่างๆ ได้มากมายและสะดวกยิ่งขึ้น

ง-2 การถอดรหัสพอร์ต

ตำแหน่งของพอร์ตบน ET-DIO CARD จะใช้ไอซี TTL 74LS688, 74LS139, 74LS32, SWITCH DIP-8 ต่อร่วมกันเป็นวงจรถอดรหัสโดยใช้ SWITCH DIP-8 เป็นตัวกำหนดเบอร์พอร์ตตามความต้องการของผู้ใช้ โดยใน ET-DIO CARD จะใช้ตำแหน่งของพอร์ตทั้งหมด 12 พอร์ต คือ

- XX0H = Port PA ของ 8255
- XX1H = Port PB ของ 8255
- XX2H = Port PC ของ 8255
- XX3H = Port Control ของ 8255
- XX4H = Port Counter0 ของ 8253
- XX5H = Port Counter1 ของ 8253
- XX6H = Port Counter2 ของ 8253
- XX7H = Port Control ของ 8253
- XX8H = Port Control ของ DAC
- XX9H = Port Control ของ DAC
- XXAH = Port Control ของ ADC
- XXBH = Port Control ของ ADC

เราสามารถที่จะกำหนดเบอร์พอร์ตได้โดยการกำหนดระดับลอจิกให้กับตำแหน่ง (address) นั้นๆ ตามความต้องการ ซึ่งบน ET-PCDIO CARD สามารถที่จะกำหนดระดับของลอจิกให้กับตำแหน่งใดๆ โดยใช้ SWITCH1 ซึ่งหาก ON SWITCH จะได้ระดับลอจิก 0 หาก OFF SWITCH จะได้ระดับลอจิก 1

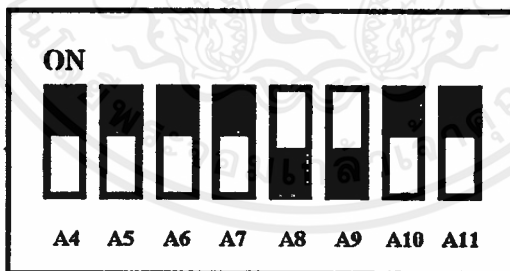
ตัวอย่างเช่น ถ้าเราต้องการกำหนดตำแหน่งพอร์ต เป็น 300H สามารถที่จะทำได้ดังนี้ คือ

1) กำหนดระดับลอจิกให้กับ ADDRESS ต่างๆ ให้เท่ากับ 300H คือ

A11	A10	A9	A8	A7	A6	A5	A4	A3	A2	A1	A0
0	0	1	1	0	0	0	0	X	X	X	X
3				0				0			

จะเห็นได้ว่า ที่ตำแหน่งพอร์ต 300H เราต้องให้ลอจิก 1 กับตำแหน่ง ADDRESS A8 , A9 และต้องให้ลอจิก 0 กับ ADDRESS A11, A10, A7, A6, A5 และ A4 (ซึ่ง A4-A11 ถูกต่อไว้กับ DIP-SWITCH SW1) ส่วน A0-A3 ถูกถอดรหัสด้วยไอซี 74LS139 อีกทีหนึ่ง ดังนั้น SW1 จึงมีหน้าที่เลือก ADDRESS เพียง 2 หลักเท่านั้น

2) เช็ท SWITCH เพื่อกำหนดลอจิกให้ตำแหน่ง ADDRESS ตามข้อ 1



ง-3 การใช้งานไอซี 8255

ไอซี 8255 (programmable peripheral interface) ประกอบด้วยพอร์ตใช้งาน 3 พอร์ตและพอร์ตควบคุม (control port) อีก 1 พอร์ต รวมเป็น 4 พอร์ต ซึ่งไอซี 8255 สามารถที่จะโปรแกรมให้เป็นที่อินพุตและเอาต์พุตได้ทั้ง 3 พอร์ต หรือ 24 บิต I/O โดยการกำหนดที่พอร์ตควบคุม ซึ่ง

การโปรแกรมเพียงแต่ส่งคำรหัสควบคุม (control word code) ไปให้พอร์ตควบคุม เพื่อกำหนดการทำงานของ ไอซี 8255 ซึ่งมีรายละเอียด ดังนี้ คือ

D0 ใช้สำหรับกำหนดการทำงานของพอร์ต C ต่ำ (PC0-PC3) คือ

ถ้าเป็น 1 หมายถึง ให้เป็น อินพุต

ถ้าเป็น 0 หมายถึง ให้เป็น เอาท์พุท

D1 ใช้สำหรับกำหนดการทำงานของพอร์ต B (PB0-PB7) คือ

ถ้าเป็น 1 หมายถึง ให้เป็น อินพุต

ถ้าเป็น 0 หมายถึง ให้เป็น เอาท์พุท

D2 ใช้สำหรับกำหนดโหมดการทำงานของพอร์ต C ต่ำและพอร์ต B คือ

ถ้าเป็น 1 หมายถึง ให้พอร์ต C ต่ำและพอร์ต B ทำงานในโหมด 0

ถ้าเป็น 0 หมายถึง ให้พอร์ต C ต่ำและพอร์ต B ทำงานในโหมด 1

D3 ใช้สำหรับกำหนดการทำงานของพอร์ต C บน (PC4-PC7) คือ

ถ้าเป็น 1 หมายถึง ให้เป็น อินพุต

ถ้าเป็น 0 หมายถึง ให้เป็น เอาท์พุท

D4 ใช้สำหรับกำหนดการทำงานของพอร์ต A (PA0-PA7) คือ

ถ้าเป็น 1 หมายถึง ให้เป็น อินพุต

ถ้าเป็น 0 หมายถึง ให้เป็น เอาท์พุท

D5,D6 ใช้สำหรับกำหนดโหมดการทำงานของพอร์ต C บนและพอร์ต A คือ

ถ้าเป็น 00 หมายถึง ให้พอร์ต C บนและพอร์ต A ทำงานในโหมด 0

ถ้าเป็น 01 หมายถึง ให้พอร์ต C บนและพอร์ต A ทำงานในโหมด 1

ถ้าเป็น 1X หมายถึง ให้พอร์ต C บนและพอร์ต A ทำงานในโหมด 2

D7 ใช้สำหรับกำหนด MODE SET FLAG คือ

ถ้าเป็น 1 หมายถึง ACTIVE ซึ่งต้องกำหนดให้บิตนี้เป็น 1 เสมอ

ถ้าเป็น 0 หมายถึง NON-ACTIVE

เมื่อได้ คำรหัสควบคุม แล้ว การโปรแกรมให้ไอซี 8255 ทำงานตาม คำรหัสควบคุม ก็เพียงแต่ส่งคำรหัสควบคุม ไปยังพอร์ตควบคุม และการ โปรแกรมจะทำเพียงครั้งเดียวเท่านั้น

ง-4 การใช้งาน 8253

ไอซี 8253 (programmable interval timer) เป็นไอซีซึ่งประกอบด้วยพอร์ตใช้งาน 3 พอร์ต และพอร์ตควบคุมการทำงาน (control port) อีก 1 พอร์ต รวมเป็น 4 พอร์ต ซึ่ง 8253 เหมาะสำหรับการใช้งานในด้านฐานเวลาต่างๆ ซึ่งมีอินพุต 2 อินพุต (CLK และ GATE) และเอาต์พุต 1 เอาต์พุต (OUT) ต่อ 1 แชนแนล ซึ่งใน 8253 มีให้ใช้งานถึง 3 แชนแนล และแต่ละแชนแนลยังแยกการทำงานกันอย่างอิสระ 8253 แต่ละแชนแนลสามารถเลือกการทำงานได้ 6 โหมด การโปรแกรมให้ 8253 ทำงานในโหมดใดนั้น ทำได้โดยการส่งค่า control word ให้กับ Register Mode Control (port control 8253) ซึ่งมีรายละเอียดการโปรแกรมดังนี้ คือ

บิต	D7	D6	D5	D4	D3	D2	D1	D0
หน้าที่	SC1	SC0	RL1	RL0	M2	M1	M0	BCD

บิต D7, D6 (SC1, SC0) : select counter ใช้สำหรับเลือกแชนแนลที่ต้องการ คือ

SC1	SC0	แชนแนลที่ถูกเลือก
0	0	แชนแนล 0
0	1	แชนแนล 1
1	0	แชนแนล 2
1	1	-

บิต D5, D4 (RL1, RL0) : read/load ใช้สำหรับกำหนดไบท์ในการอ่าน/เขียนข้อมูล คือ

RL1	RL0	หน้าที่
0	0	ทำการแลทซ์ค่าในรีจิสเตอร์-เคาน์เตอร์
0	1	อ่าน/เขียน เฉพาะข้อมูลใน 8 บิตล่าง
0	1	อ่าน/เขียน เฉพาะข้อมูลใน 8 บิตบน
1	1	อ่าน/เขียน ข้อมูลทั้ง 16 บิต เริ่มจาก 8 บิตล่างก่อน จากนั้น จึงอ่าน/เขียนใน 8 บิตบน

บิต D3, D2, D1 (M2, M1, M0) : Mode ใช้สำหรับเลือก โหมดการทำงานของ 8253 คือ

M2	M1	M0	โหมดการทำงาน
0	0	0	โหมด 0 : Interrupt On Terminal
0	0	1	โหมด 1 : Programmable One-Shot
X	1	0	โหมด 2 : Rate Generator
X	1	1	โหมด 3 : Square Wave Generator
1	0	0	โหมด 4 : Software Trigger Strobe
1	0	1	โหมด 5 : Hardware Trigger Strobe

BCD : ใช้กำหนดการลดค่าข้อมูลในรีจิสเตอร์เคาน์เตอร์ กล่าวคือ

ถ้าเป็น 1 ค่าของข้อมูลในรีจิสเตอร์เคาน์เตอร์จะถูกลดลงแบบ BCD

ถ้าเป็น 0 ค่าของข้อมูลในรีจิสเตอร์เคาน์เตอร์จะถูกลดลงแบบ binary

ง-5 การใช้งานตัวแปลงสัญญาณอนาลอกเป็นดิจิตอล

ไอซี ADC0804 เป็นไอซีที่ทำหน้าที่รับสัญญาณอินพุตในรูปของสัญญาณอนาลอก แล้วเปลี่ยนเป็นสัญญาณดิจิตอล เพื่อส่งให้ CPU ประมวลผล ซึ่งสามารถที่จะประยุกต์ใช้งานในการเชื่อมต่อ (Interface) กับอุปกรณ์ภายนอกที่ให้สัญญาณเป็นสัญญาณอนาลอก ซึ่ง ET-DIO CARD

สามารถรับสัญญาณอนาล็อกได้โดยตรงถึง 5 VDC หรือมากกว่าโดยผู้ใช้เพียงเพิ่มเติมวงจรขยาย ย่านวัด เช่นเดียวกับเครื่องวัดทั่วๆ ไป ซึ่งขนาดของสัญญาณอนาล็อกที่รับเข้ามานั้น สามารถกำหนด แลพบความกว้าง (Range) ของสัญญาณได้ โดยการควบคุมขนาดของ VI- และ Vref/2 ซึ่ง VI- จะเป็น ตัวกำหนดจุดเริ่มต้นหรือค่าต่ำสุดของสัญญาณที่รับเข้ามาโดย บน ET-DIO CARD ผู้ใช้สามารถ เลือกได้โดย JP4 คือถ้า Short JP4 ที่ตำแหน่ง 1-2 (ground) จะทำให้สัญญาณเริ่มต้นจาก 0 จนถึง maximum (ไม่ควรเกิน 5 โวลท์) แต่ถ้าผู้ใช้ Short JP4 ที่ตำแหน่ง 2-3 จุดเริ่มต้นของสัญญาณจะขึ้น อยู่กับขนาดของสัญญาณ VI- จากภายนอกที่ต่อมาจาก connector CN2 ซึ่งผู้ใช้ต้องกำหนดเอง ซึ่ง โดยปกติแล้วต้องมีค่ามากกว่า 0 โวลท์ แต่ต่ำกว่า Vref/2 เสมอ ส่วนสัญญาณ Vref/2 จะเป็นตัว กำหนดขนาดสูงสุดของสัญญาณที่รับเข้ามา (maximum) นั่นคือ

ถ้าสัญญาณอนาล็อกที่รับเข้ามามีค่าเป็น 2 เท่าของ Vref/2 จะได้ DATA = FFH

ถ้าสัญญาณอนาล็อกที่รับเข้ามามีค่าเป็น 1 เท่าของ Vref/2 จะได้ DATA = 7FH

ถ้าสัญญาณอนาล็อกที่รับเข้ามามีค่าเท่ากับ VI- จะได้ DATA = 00H

ซึ่งอัตราการเปลี่ยนแปลงของ DATA ที่มีขนาดของสัญญาณจะเป็นเชิงเส้นตลอด (linear) ซึ่งขนาดของสัญญาณ Vref/2 ผู้ใช้สามารถเลือกได้โดย JP5 กล่าวคือถ้าผู้ใช้ short ที่ตำแหน่ง 1-2 จะ ได้ Vref/2 = 2.5 โวลท์ ถ้า short ที่ตำแหน่ง 2-3 ขนาดของสัญญาณ Vref/2 จะขึ้นอยู่กับขนาดที่ผู้ใช้ กำหนดเองจากภายนอกที่ต่อมาจาก connect CN2 ซึ่งขนาดของ Vref/2 ที่ผู้ใช้ป้อนเข้ามาต้องมีค่า มากกว่า 0 โวลท์ และไม่ควรเกิน 2.5 โวลท์ ด้วยเช่นกัน

ตัวอย่างเช่น ผู้ใช้เลือก VI- เท่ากับ 0 โวลท์ (JP4 short ที่ตำแหน่ง 1-2) และเลือก Vref/2 เท่า กับ 2.5 โวลท์ (JP5 short ที่ตำแหน่ง 1-2) แล้วจะได้ว่าช่วงของสัญญาณอนาล็อกอินพุตจะต้องอยู่ ระหว่าง 0-5 โวลท์ เท่านั้น ซึ่งความละเอียดของแต่ละช่วงสัญญาณที่รับเข้ามามีความละเอียดถึง 256 ระดับ นั่นคือ

ถ้าสัญญาณอนาล็อกอินพุตมีค่าเท่ากับ 0 โวลท์ จะได้ DATA เท่ากับ 00H

ถ้าสัญญาณอนาล็อกอินพุตมีค่าเท่ากับ 2.5 โวลท์ จะได้ DATA เท่ากับ 7FH

ถ้าสัญญาณอนาล็อกอินพุตมีค่าเท่ากับ 5.0 โวลท์ จะได้ DATA เท่ากับ FFH

ดังนั้นจะได้ความละเอียดของสัญญาณ = (5 โวลท์ - 0 โวลท์)/256

$$= 0.0195 \text{ โวลท์}$$

หรืออาจกล่าวได้ว่า ผู้ใช้สามารถรับสัญญาณได้ตั้งแต่ 0-5 โวลท์ โดยมีความแตกต่างของ แต่ละช่วง (step) เป็น 0.0195 โวลท์

หรืออีกกรณีหนึ่ง คือ หากผู้ใช้เลือก VI- เท่ากับ 0.5 โวลต์ จากภายนอกซึ่งต่อเข้ามาทาง connector CN2 (JP4 short ที่ตำแหน่ง 2-3) และเลือก Vref/2 เท่ากับ 1.5 โวลต์ (JP5 short ที่ตำแหน่ง 2-3) แล้วจะได้ว่าช่วงของสัญญาณอนาลอกอินพุตจะต้องอยู่ระหว่าง 0.5-3 โวลต์ นั่นเอง

สำหรับไอซี ADC บน ET-DIO CARD สามารถเลือกโหมดการทำงานได้ทั้งหมด 2 โหมดการทำงาน โดยการเลือกที่ jumper JP2 คือ โหมดการทำงานปรกติ (Free Run Mode) และ โหมดอินเทอร์รัพท์ (Interrupt Mode)

ง-6 การใช้งานตัวแปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก

ไอซี DAC มีลักษณะการทำงานที่ตรงกันข้ามกับ ไอซี ADC กล่าวคือ มันจะทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณดิจิทัลให้เป็นสัญญาณอนาลอก ซึ่งนิยมใช้งานในด้านการควบคุมต่างๆ ซึ่งบน ET-DIO CARD มีไอซี DAC ให้ใช้งาน 1 ตัว โดยสามารถที่จะเลือกใช้ได้ 2 เบอร์ คือ DAC0832 (8 บิต) หรือ DAC1232 (12 บิต) ตัวใดตัวหนึ่งโดยการเลือกที่ jumper JP1

ซึ่งการควบคุมขนาดของสัญญาณอนาลอกเอาต์พุตนั้น ทำได้โดยการส่งค่า DATA ออกไปยังพอร์ตควบคุมของไอซี DAC (port control DAC) ซึ่งอัตราส่วนของขนาดสัญญาณอนาลอกเอาต์พุตที่ได้นั้นจะเปลี่ยนแปลงอย่างเป็นเชิงเส้น (linear) นั่นคือ

ถ้าส่งค่า DATA ค่า FFH จะ ได้ขนาดสัญญาณเอาต์พุตสูงสุด

ถ้าส่งค่า DATA ค่า 7FH จะ ได้ขนาดสัญญาณเอาต์พุตครึ่งหนึ่ง

ถ้าส่งค่า DATA ค่า 00H จะ ได้ขนาดสัญญาณเอาต์พุตต่ำสุด

ซึ่งขนาดของสัญญาณอนาลอกเอาต์พุตนั้น มีความละเอียดถึง 256 ค่าจากย่านความกว้างของสัญญาณทั้งหมด (range) หรือคำนวณได้จากสูตร

$$\text{ความละเอียดของช่วงสัญญาณ} = (V_{\max} - V_{\min}) / 256$$

ตัวอย่างเช่น ต้องการขนาดสูงสุดของสัญญาณเป็น 10 โวลต์ โดยให้ขนาดต่ำสุดของสัญญาณเป็น 0 โวลต์ จะ ได้ความละเอียดของสัญญาณเป็น 0.0390625 โวลต์

CN1 เป็น connector ขนาด 34 pin มาตรฐาน ETT ใช้เป็นจุดเชื่อมของสัญญาณอินพุท/เอาต์พุท ระหว่าง 8255 และ อุปกรณ์ภายนอก

CN2 เป็น connector ขนาด 20 pin ใช้เป็นจุดเชื่อมต่อของสัญญาณระหว่าง 8253, ADC และ DAC กับอุปกรณ์ภายนอก

ง-7 การ SETUP และการปรับแต่งต่างๆ เกี่ยวกับ ET-DIO CARD

ง-7-1 การปรับแต่งแรงดันอ้างอิง (2.5 โวลต์ บน ET-DIO CARD)

ET-DIO CARD มีวงจรควบคุมแรงดันอ้างอิงซึ่งประกอบอยู่ในตัวเรียบร้อยแล้ว ซึ่งใช้ไอซี LM336 เป็นอุปกรณ์หลักโดยมีตัวต้านทานปรับค่าได้ (VR1) เป็นตัวปรับแต่งค่าแรงดันอ้างอิง ซึ่งขนาดของแรงดันอ้างอิงนี้กำหนดให้มีขนาด = 2.5 โวลต์ โดยใช้เป็นค่าแรงดันอ้างอิงของไอซี DAC และไอซี ADC ซึ่งการปรับแต่งค่าแรงดันอ้างอิงนี้ทำได้โดยการใช้โวลท์มิเตอร์วัดเทียบระหว่างกราวด์และจุดกำเนิดแรงดันอ้างอิง 2.5 VDC พอดี

หมายเหตุ ถ้าค่าแรงดันอ้างอิงนี้ไม่เที่ยงตรงจะมีผลต่อค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ที่เกี่ยวกับไอซี DAC และไอซี ADC อาจทำให้ผลการจัดต่างๆ ได้ค่าที่ผิดพลาดตามไปด้วย

ง-7-2 การปรับแต่งขนาดของสัญญาณอนาล็อก

สัญญาณอนาล็อกที่ได้จากไอซี DAC มีวงจร OP-AMP เพื่อทำการขยายให้มีขนาดสัญญาณสูงขึ้นเพื่อให้เกิดความสะดวกในการใช้งานด้านต่างๆ ได้ดีขึ้น ซึ่งขนาดของสัญญาณนี้สามารถกำหนดและปรับแต่งได้ตั้งแต่ 0 ถึง 10.66 โวลต์ โดยประมาณ การปรับแต่งขนาดของสัญญาณอนาล็อกของ DAC ทำได้โดย

- 1) กำหนดค่าของสัญญาณสูงสุดที่ต้องการใช้
- 2) ตั้งค่า DATA = FFH ให้ Port Control ของ DAC (XX8 OR XX9)
- 3) ปรับ VR2 ให้ได้ขนาดของสัญญาณตามต้องการ

หมายเหตุ การปรับขนาดของสัญญาณอนาล็อกต้องทำหลังจากปรับแต่งแรงดันอ้างอิง Vref 2.5 VDC เรียบร้อยแล้วจึงจะได้ผลที่แน่นอน

JP1 DAC Select ใช้สำหรับเลือกเบอร์ของไอซี DAC (U10)ว่าจะใช้ไอซี DAC ขนาด 8 บิต (DAC0832) หรือ 12 บิต (DAC1232) โดยมีวิธีการเช็ทดังนี้ คือ

เบอร์ของไอซี DAC	การจัดการต่างๆ เกี่ยวกับ Jumper JP1			
	DAC0832 (8 bits)	OPEN 1-2	OPEN 3-4	SHORT 5-6
DAC1232 (12 bits)	SHORT 1-2	SHORT 3-4	OPEN 5-6	OPEN 7-8

JP2 ADC Select Mode ใช้สำหรับเลือกโหมดการทำงานของไอซี ADCว่าจะให้ทำงานในโหมดปกติ (Free Run) หรือ โหมดอินเทอร์รัพท์ (Interrupt) โดยมีวิธีการเช็ทดังนี้ คือ

Mode	การจัดการต่างๆ เกี่ยวกับ Jumper JP2							
FREE RUN Mode	OPEN 1-2	OPEN 3-4	OPEN 5-6	OPEN 7-8	SHORT 9-10	SHORT 11-12	SHORT 13-14	SHORT 15-16
INTERRUPT Mode	SHORT 1-2	SHORT 3-4	SHORT 5-6	SHORT 7-8	OPEN 9-10	OPEN 11-12	OPEN 13-14	OPEN 15-16

JP3 Interrupt Select ใช้เลือกแหล่งกำเนิดสัญญาณอินเทอร์รัพท์ โดยเลือกว่าจะใช้สัญญาณอินเทอร์รัพท์จาก ADC หรือ 8253 โดยมีวิธีการดังนี้ คือ

Interrupt Source	การจัดการต่างๆ เกี่ยวกับ Jumper JP3	
Interrupt จาก ADC	SHORT 1 - 2	OPEN 2 - 3
Interrupt จาก 8253	OPEN 1 - 2	SHORT 2 - 3

JP4 VI-Select ใช้เลือก VI- ให้ ADC โดยเลือกระหว่างให้ VI- ของ ADC = 0 โวลท์ (ground) หรือ VI- จากภายนอกที่ต่อเข้ามาทาง CN2

VI- Select Source	การจัดการต่างๆ เกี่ยวกับ Jumper JP4	
0 V Reference (Ground)	SHORT 1 - 2	OPEN 2 - 3
External Reference	OPEN 1 - 2	SHORT 2 - 3

JP5 Vref/2 Select ใช้สำหรับเลือกแรงดันอ้างอิง (Vref/2) ให้กับ ADC ระหว่างแรงดันอ้างอิงมาตรฐาน 2.5 VDC บน ET-DIO CARD เองหรือแรงดันอ้างอิงจากภายนอกซึ่งต่อเข้ามาทาง CN2

Vref/2 Select Source	การจัดการต่างๆ เกี่ยวกับ Jumper JP5	
2.50 V Reference (Internal)	SHORT 1 - 2	OPEN 2 - 3
External Reference	OPEN 1 - 2	SHORT 2 - 3

JP6 Interrupt Number Select ใช้สำหรับเลือกเบอร์ของสัญญาณอินเทอร์รัพท์ที่ต้องการจะส่งให้เครื่องพีซี มีรายละเอียดดังนี้ คือ

เบอร์ Interrupt	JP6 Short	เบอร์ Interrupt	JP6 Short
IRQ 2	11 - 12	IRQ 5	5 - 6
IRQ 3	1 - 2	IRQ 6	7 - 8
IRQ 4	3 - 4	IRQ 7	9 - 10

JP7 8253 SET-UP ในส่วนของ JP7 ใช้เลือกสัญญาณให้ 8253 ซึ่งมีทั้งหมด 2 กลุ่มสัญญาณ เอาท์พุท และกลุ่มสัญญาณเกต (GATE) ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้ คือ

กลุ่มของสัญญาณเอาต์พุตที่ใช้เลือกจะทำให้สัญญาณเอาต์พุตของ 8253 ซึ่งมีทั้งหมด 3 เอาต์พุต (OUT0 , OUT1 และ OUT2) ออกไปใช้งานควบคุมอุปกรณ์อื่นๆ ภายนอกหรือส่งสัญญาณไปอินเทอร์รัพท์เครื่องพีซี การเชื่อมต่อทำได้ดังนี้ คือ

Channel Output	OUT = IRQ. Signal Jumper JP7 SET		OUT = EXT. Signal Jumper JP7 SET	
	Channel 0 (OUT0)	SHORT 1-2	OPEN 2-3	SHORT 2-3
Channel 1 (OUT1)	SHORT 4-5	OPEN 5-6	SHORT 5-6	OPEN 4-5
Channel 2 (OUT2)	SHORT 7-8	OPEN 8-9	SHORT 8-9	OPEN 7-8

กลุ่มของสัญญาณเกต ใช้เลือกจะทำให้สัญญาณเกตของ 8253 ซึ่งมีทั้งหมด 3 แชนแนล (GATE0, GATE1, GATE2) ทำงานตลอดเวลาตามสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนเข้ามาเพียงอย่างเดียว (เหมาะที่จะใช้กับกรณีที่โปรแกรมให้ 8253 ทำงานสร้างสัญญาณอินเทอร์รัพท์หรือโหมดอื่นๆ ที่ไม่ต้องการการควบคุมจากภายนอก) หรือจะให้สัญญาณเกต ถูกควบคุมจากสัญญาณภายนอก การเชื่อมต่อทำได้ดังนี้ คือ

Channel Output	GATE = VCC. Signal Jumper JP7 SET		OUT = EXT. Signal Jumper JP7 SET	
	Channel 0 (GATE0)	SHORT 10-11	OPEN 11-12	SHORT 11-12
Channel 1 (GATE1)	SHORT 13-14	OPEN 14-15	SHORT 14-15	OPEN 13-14
Channel 2 (GATE2)	SHORT 16-17	OPEN 17-18	SHORT 17-18	OPEN 16-17

ภาคผนวก จ
การเชื่อมต่อกับคอมพิวเตอร์และข้อมูลอุปกรณ์

จ-1 IBM PC ISA BUS

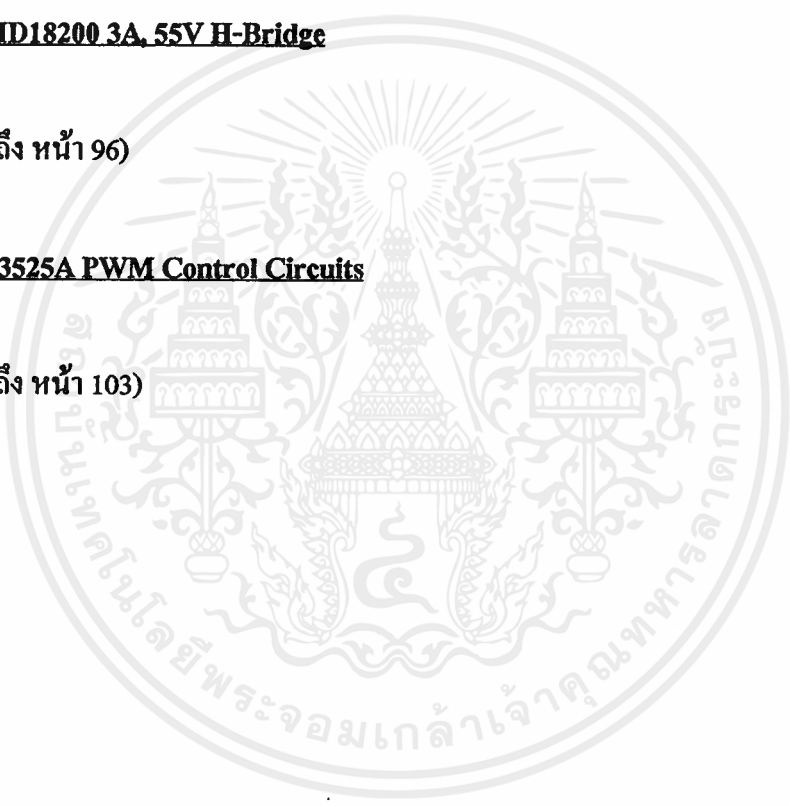
(หน้า 85)

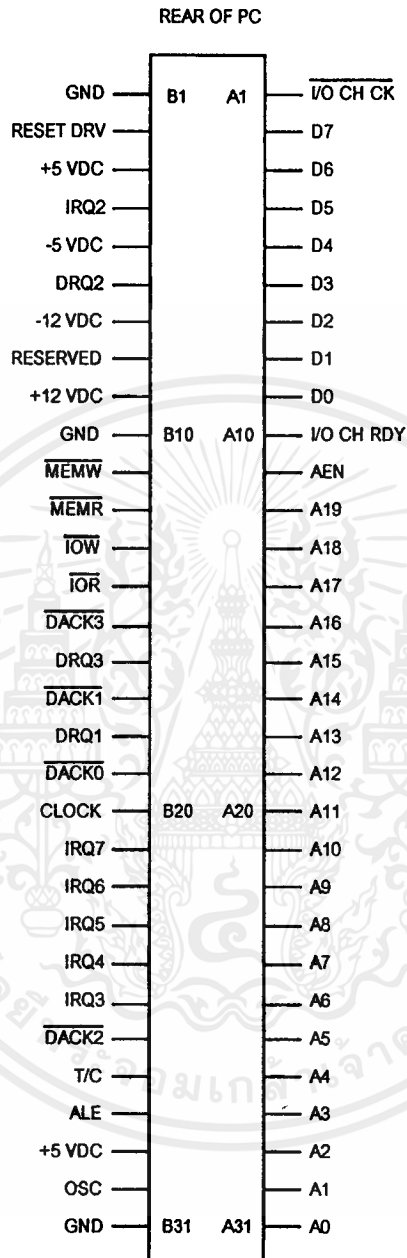
จ-2 ไอซี เบอร์ LMD18200 3A, 55V H-Bridge

(หน้า 86 ถึง หน้า 96)

จ-3 ไอซี เบอร์ SG3525A PWM Control Circuits

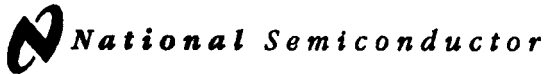
(หน้า 97 ถึง หน้า 103)





รูป จ-1 แสดง IBM PC ISA BUS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



April 1998

LMD18200 3A, 55V H-Bridge

General Description

The LMD18200 is a 3A H-Bridge designed for motion control applications. The device is built using a multi-technology process which combines bipolar and CMOS control circuitry with DMOS power devices on the same monolithic structure. Ideal for driving DC and stepper motors; the LMD18200 accommodates peak output currents up to 6A. An innovative circuit which facilitates low-loss sensing of the output current has been implemented.

Features

- Delivers up to 3A continuous output
- Operates at supply voltages up to 55V
- Low $R_{DS(ON)}$ typically 0.3 Ω per switch
- TTL and CMOS compatible inputs

- No "shoot-through" current
- Thermal warning flag output at 145°C
- Thermal shutdown (outputs off) at 170°C
- Internal clamp diodes
- Shorted load protection
- Internal charge pump with external bootstrap capability

Applications

- DC and stepper motor drives
- Position and velocity servomechanisms
- Factory automation robots
- Numerically controlled machinery
- Computer printers and plotters

Functional Diagram

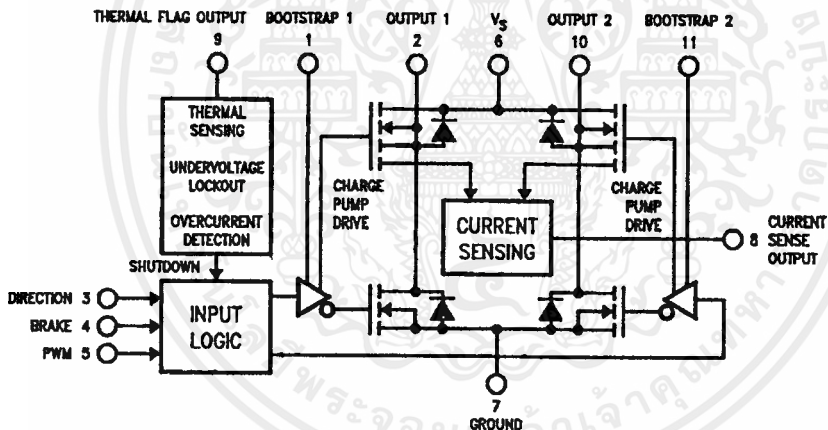


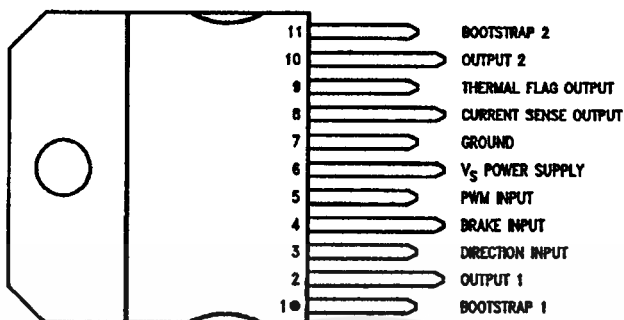
FIGURE 1. Functional-Block Diagram of LMD18200

DS010588-1

LMD18200 3A, 55V H-Bridge

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

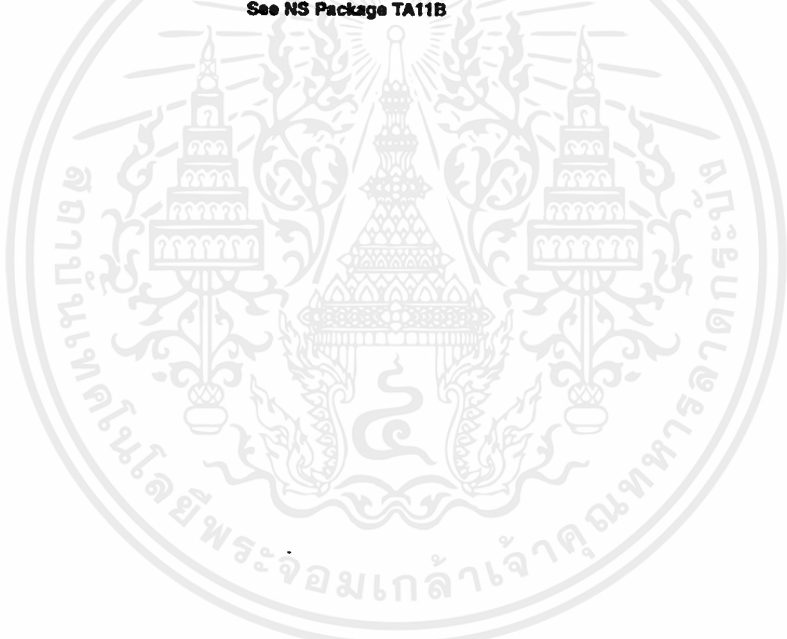
Connection Diagram and Ordering Information



— MOUNTING TAB CONNECTED TO GROUND (PIN 7)

08010508-2

Top View
 Order Number LMD18200T
 See NS Package TA11B



Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Total Supply Voltage (V_B , Pin 6)	60V
Voltage at Pins 3, 4, 5, 8 and 9	12V
Voltage at Bootstrap Pins (Pins 1 and 11)	$V_{OUT} + 16V$
Peak Output Current (200 ms)	6A
Continuous Output Current (Note 2)	3A
Power Dissipation (Note 3)	25W

Power Dissipation ($T_A = 25^\circ\text{C}$, Free Air)	3W
Junction Temperature, $T_{J(max)}$	150°C
ESD Susceptibility (Note 4)	1500V
Storage Temperature, T_{STG}	-40°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 sec.)	300°C

Operating Ratings(Note 1)

Junction Temperature, T_J	-40°C to +125°C
V_B Supply Voltage	+12V to +55V

Electrical Characteristics (Note 5)

The following specifications apply for $V_B = 42V$, unless otherwise specified. Boldface limits apply over the entire operating temperature range, $-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$, all other limits are for $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$.

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Limit	Units
$R_{DS(ON)}$	Switch ON Resistance	Output Current = 3A (Note 6)	0.33	0.4/0.6	Ω (max)
$R_{DS(ON)}$	Switch ON Resistance	Output Current = 6A (Note 6)	0.33	0.4/0.6	Ω (max)
V_{CLAMP}	Clamp Diode Forward Drop	Clamp Current = 3A (Note 6)	1.2	1.5	V (max)
V_{IL}	Logic Low Input Voltage	Pins 3, 4, 5		-0.1 0.8	V (min) V (max)
I_{IL}	Logic Low Input Current	$V_{IN} = -0.1V$, Pins = 3, 4, 5		-10	μA (max)
V_{IH}	Logic High Input Voltage	Pins 3, 4, 5		2 12	V (min) V (max)
I_{IH}	Logic High Input Current	$V_{IN} = 12V$, Pins = 3, 4, 5		10	μA (max)
	Current Sense Output	$I_{OUT} = 1A$ (Note 8)	377	325/300 425/450	μA (min) μA (max)
	Current Sense Linearity	$1A \leq I_{OUT} \leq 3A$ (Note 7)	± 6	± 9	%
	Undervoltage Lockout	Outputs turn OFF		9 11	V (min) V (max)
T_{JW}	Warning Flag Temperature	Pin 9 $\leq 0.8V$, $I_L = 2\text{ mA}$	145		$^\circ\text{C}$
$V_F(ON)$	Flag Output Saturation Voltage	$T_J = T_{JW}$, $I_L = 2\text{ mA}$	0.15		V
$I_F(OFF)$	Flag Output Leakage	$V_F = 12V$	0.2	10	μA (max)
T_{JSD}	Shutdown Temperature	Outputs Turn OFF	170		$^\circ\text{C}$
I_B	Quiescent Supply Current	All Logic Inputs Low	13	25	mA (max)
t_{ON}	Output Turn-On Delay Time	Sourcing Outputs, $I_{OUT} = 3A$ Sinking Outputs, $I_{OUT} = 3A$	300 300		ns ns
t_{ON}	Output Turn-On Switching Time	Bootstrap Capacitor = 10 nF Sourcing Outputs, $I_{OUT} = 3A$ Sinking Outputs, $I_{OUT} = 3A$	100 80		ns ns
t_{OFF}	Output Turn-Off Delay Times	Sourcing Outputs, $I_{OUT} = 3A$ Sinking Outputs, $I_{OUT} = 3A$	200 200		ns ns
t_{OFF}	Output Turn-Off Switching Times	Bootstrap Capacitor = 10 nF Sourcing Outputs, $I_{OUT} = 3A$ Sinking Outputs, $I_{OUT} = 3A$	75 70		ns ns
t_{pw}	Minimum Input Pulse Width	Pins 3, 4 and 5	1		μs
t_{opr}	Charge Pump Rise Time	No Bootstrap Capacitor	20		μs

Electrical Characteristics Notes

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its rated operating conditions.

Note 2: See Application Information for details regarding current limiting.

Note 3: The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is a function of $T_{J(max)}$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any temperature is $P_{D(max)} = (T_{J(max)} - T_A)/\theta_{JA}$, or the number given in the Absolute Ratings, whichever is lower. The typical thermal resistance from junction to case (θ_{JC}) is 1.0°C/W and from junction to ambient (θ_{JA}) is 30°C/W. For guaranteed operation $T_{J(max)} = 125^\circ\text{C}$.

Note 4: Human-body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor. Except Bootstrap pins (pins 1 and 11) which are protected to 1000V of ESD.

Note 5: All limits are 100% production tested at 25°C. Temperature extreme limits are guaranteed via correlation using accepted SQC (Statistical Quality Control) methods. All limits are used to calculate AOQL (Average Outgoing Quality Level).

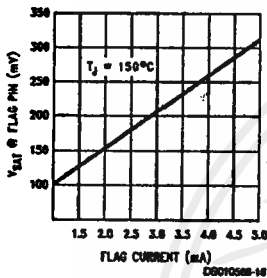
Note 6: Output currents are pulsed ($t_{PV} < 2$ ms, Duty Cycle < 5%).

Note 7: Regulation is calculated relative to the current sense output value with a 1A load.

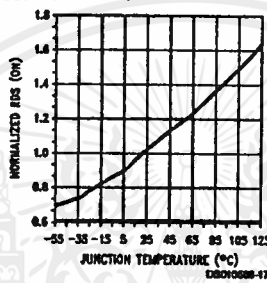
Note 8: Selections for tighter tolerance are available. Contact factory.

Typical Performance Characteristics

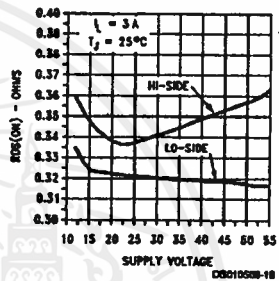
V_{SAT} vs Flag Current



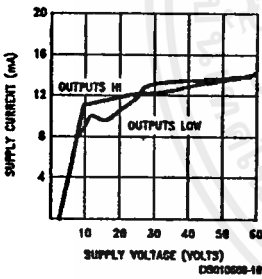
$R_{DS(ON)}$ vs Temperature



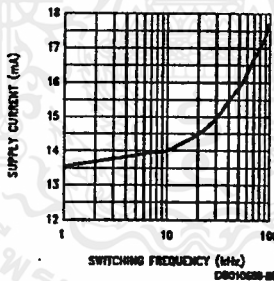
$R_{DS(ON)}$ vs Supply Voltage



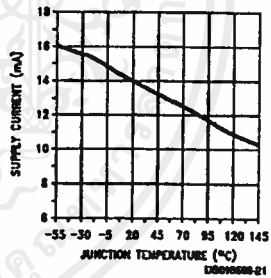
Supply Current vs Supply Voltage



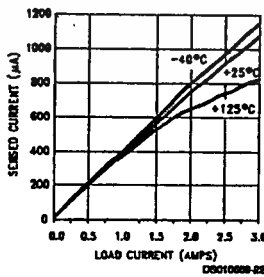
Supply Current vs Frequency ($V_S = 42V$)



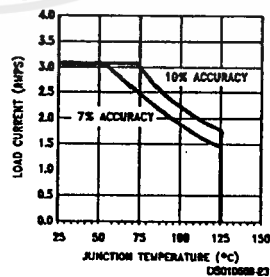
Supply Current vs Temperature ($V_S = 42V$)



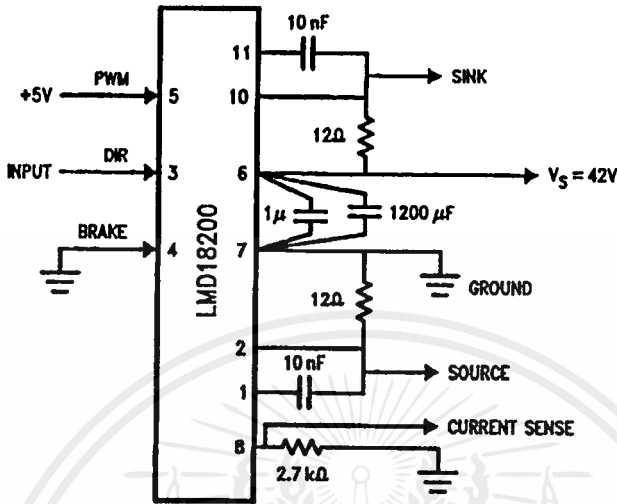
Current Sense Output vs Load Current



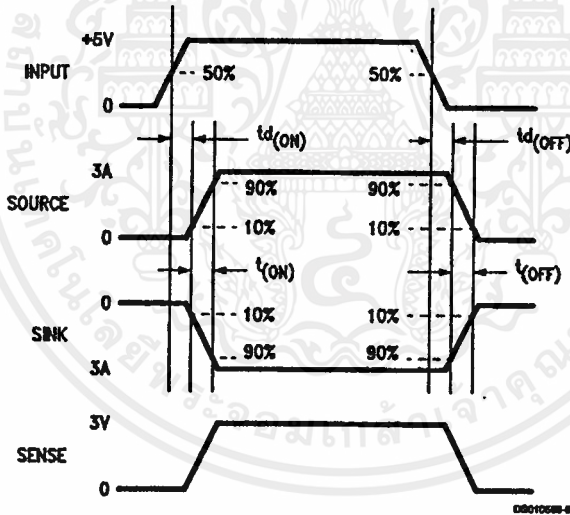
Current Sense Operating Region



Test Circuit



Switching Time Definitions



Pinout Description (See Connection Diagram)

Pin 1, BOOTSTRAP 1 Input: Bootstrap capacitor pin for half H-bridge number 1. The recommended capacitor (10 nF) is connected between pins 1 and 2.

Pin 2, OUTPUT 1: Half H-bridge number 1 output.

Pin 3, DIRECTION Input: See Table 1. This input controls the direction of current flow between OUTPUT 1 and OUTPUT 2 (pins 2 and 10) and, therefore, the direction of rotation of a motor load.

Pin 4, BRAKE Input: See Table 1. This input is used to brake a motor by effectively shorting its terminals. When

braking is desired, this input is taken to a logic high level and it is also necessary to apply logic high to PWM input, pin 5. The drivers that short the motor are determined by the logic level at the DIRECTION input (Pin 3): with Pin 3 logic high, both current sourcing output transistors are ON; with Pin 3 logic low, both current sinking output transistors are ON. All output transistors can be turned OFF by applying a logic high to Pin 4 and a logic low to PWM input Pin 5; in this case only a small bias current (approximately -1.5 mA) exists at each output pin.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Pinout Description

(See Connection Diagram) (Continued)

Pin 5, PWM Input: See *Table 1*. How this input (and DIRECTION input, Pin 3) is used is determined by the format of the PWM Signal.

Pin 6, V_s Power Supply

Pin 7, GROUND Connection: This pin is the ground return, and is internally connected to the mounting tab.

Pin 8, CURRENT SENSE Output: This pin provides the sourcing current sensing output signal, which is typically 377 $\mu A/A$.

Pin 9, THERMAL FLAG Output: This pin provides the thermal warning flag output signal. Pin 9 becomes active-low at 145°C (junction temperature). However the chip will not shut itself down until 170°C is reached at the junction.

Pin 10, OUTPUT 2: Half H-bridge number 2 output.

Pin 11, BOOTSTRAP 2 Input: Bootstrap capacitor pin for Half H-bridge number 2. The recommended capacitor (10 nF) is connected between pins 10 and 11.

TABLE 1. Logic Truth Table

PWM	Dir	Brake	Active Output Drivers
H	H	L	Source 1, Sink 2
H	L	L	Sink 1, Source 2
L	X	L	Source 1, Source 2
H	H	H	Source 1, Source 2
H	L	H	Sink 1, Sink 2
L	X	H	NONE

Application Information

TYPES OF PWM SIGNALS

The LMD18200 readily interfaces with different forms of PWM signals. Use of the part with two of the more popular forms of PWM is described in the following paragraphs.

Simple, locked anti-phase PWM consists of a single, variable duty-cycle signal in which is encoded both direction and amplitude information (see *Figure 2*). A 50% duty-cycle PWM signal represents zero drive, since the net value of voltage (integrated over one period) delivered to the load is zero. For the LMD18200, the PWM signal drives the direction input (pin 3) and the PWM input (pin 5) is tied to logic high.

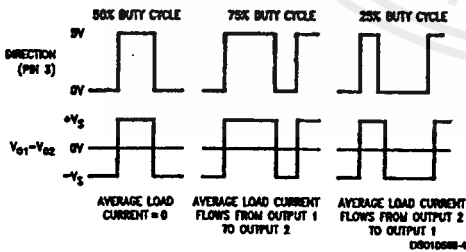


FIGURE 2. Locked Anti-Phase PWM Control

Sign/magnitude PWM consists of separate direction (sign) and amplitude (magnitude) signals (see *Figure 3*). The (absolute) magnitude signal is duty-cycle modulated, and the

absence of a pulse signal (a continuous logic low level) represents zero drive. Current delivered to the load is proportional to pulse width. For the LMD18200, the DIRECTION input (pin 3) is driven by the sign signal and the PWM input (pin 5) is driven by the magnitude signal.

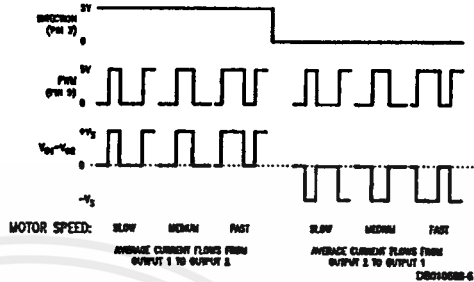


FIGURE 3. Sign/Magnitude PWM Control

USING THE CURRENT SENSE OUTPUT

The CURRENT SENSE output (pin 8) has a sensitivity of 377 μA per ampere of output current. For optimal accuracy and linearity of this signal, the value of voltage generating resistor between pin 8 and ground should be chosen to limit the maximum voltage developed at pin 8 to 5V, or less. The maximum voltage compliance is 12V.

It should be noted that the recirculating currents (free wheeling currents) are ignored by the current sense circuitry. Therefore, only the currents in the upper sourcing outputs are sensed.

USING THE THERMAL WARNING FLAG

The THERMAL FLAG output (pin 9) is an open collector transistor. This permits a wired OR connection of thermal warning flag outputs from multiple LMD18200's, and allows the user to set the logic high level of the output signal swing to match system requirements. This output typically drives the interrupt input of a system controller. The interrupt service routine would then be designed to take appropriate steps, such as reducing load currents or initiating an orderly system shutdown. The maximum voltage compliance on the flag pin is 12V.

SUPPLY BYPASSING

During switching transitions the levels of fast current changes experienced may cause troublesome voltage transients across system stray inductance.

It is normally necessary to bypass the supply rail with a high quality capacitor(s) connected as close as possible to the V_s Power Supply (Pin 6) and GROUND (Pin 7). A 1 μF high-frequency ceramic capacitor is recommended. Care should be taken to limit the transients on the supply pin below the Absolute Maximum Rating of the device. When operating the chip at supply voltages above 40V a voltage suppressor (transorb) such as P6KE62A is recommended from supply to ground. Typically the ceramic capacitor can be eliminated in the presence of the voltage suppressor. Note that when driving high load currents a greater amount of supply bypass capacitance (in general at least 100 μF per Amp of load current) is required to absorb the recirculating currents of the inductive loads.

Application Information (Continued)

CURRENT LIMITING

Current limiting protection circuitry has been incorporated into the design of the LMD18200. With any power device it is important to consider the effects of the substantial surge currents through the device that may occur as a result of shorted loads. The protection circuitry monitors this increase in current (the threshold is set to approximately 10 Amps) and shuts off the power device as quickly as possible in the event of an overload condition. In a typical motor driving application the most common overload faults are caused by shorted motor windings and locked rotors. Under these conditions the inductance of the motor (as well as any series inductance in the V_{CC} supply line) serves to reduce the magnitude of a current surge to a safe level for the LMD18200. Once the device is shut down, the control circuitry will periodically try to turn the power device back on. This feature allows the immediate return to normal operation in the event that the fault condition has been removed. While the fault remains however, the device will cycle in and out of thermal shutdown. This can create voltage transients on the V_{CC} supply line and therefore proper supply bypassing techniques are required.

The most severe condition for any power device is a direct, hard-wired ("screwdriver") long term short from an output to ground. This condition can generate a surge of current through the power device on the order of 15 Amps and require the die and package to dissipate up to 500 Watts of power for the short time required for the protection circuitry to shut off the power device. This energy can be destructive, particularly at higher operating voltages (>30V) so some precautions are in order. Proper heat sink design is essential and it is normally necessary to heat sink the V_{CC} supply pin (pin 6) with 1 square inch of copper on the PCB.

INTERNAL CHARGE PUMP AND USE OF BOOTSTRAP CAPACITORS

To turn on the high-side (sourcing) DMOS power devices, the gate of each device must be driven approximately 8V more positive than the supply voltage. To achieve this an internal charge pump is used to provide the gate drive voltage. As shown in Figure 4, an internal capacitor is alternately switched to ground and charged to about 14V, then switched to V supply thereby providing a gate drive voltage greater than V supply. This switching action is controlled by a continuously running internal 300 kHz oscillator. The rise time of this drive voltage is typically 20 μ s which is suitable for operating frequencies up to 1 kHz.

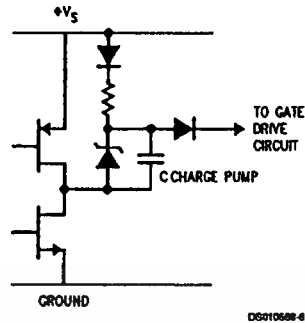


FIGURE 4. Internal Charge Pump Circuitry

For higher switching frequencies, the LMD18200 provides for the use of external bootstrap capacitors. The bootstrap principle is in essence a second charge pump whereby a large value capacitor is used which has enough energy to quickly charge the parasitic gate input capacitance of the power device resulting in much faster rise times. The switching action is accomplished by the power switches themselves Figure 5. External 10 nF capacitors, connected from the outputs to the bootstrap pins of each high-side switch provide typically less than 100 ns rise times allowing switching frequencies up to 500 kHz.

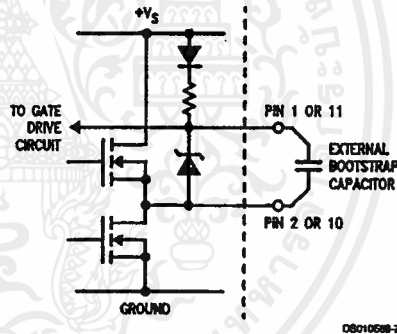


FIGURE 5. Bootstrap Circuitry

INTERNAL PROTECTION DIODES

A major consideration when switching current through inductive loads is protection of the switching power devices from the large voltage transients that occur. Each of the four switches in the LMD18200 have a built-in protection diode to clamp transient voltages exceeding the positive supply or ground to a safe diode voltage drop across the switch.

The reverse recovery characteristics of these diodes, once the transient has subsided, is important. These diodes must come out of conduction quickly and the power switches must be able to conduct the additional reverse recovery current of the diodes. The reverse recovery time of the diodes protecting the sourcing power devices is typically only 70 ns with a reverse recovery current of 1A when tested with a full 6A of forward current through the diode. For the sinking devices the recovery time is typically 100 ns with 4A of reverse current under the same conditions.

Typical Applications

FIXED OFF-TIME CONTROL

This circuit controls the current through the motor by applying an average voltage equal to zero to the motor terminals for a fixed period of time, whenever the current through the motor exceeds the commanded current. This action causes

the motor current to vary slightly about an externally controlled average level. The duration of the Off-period is adjusted by the resistor and capacitor combination of the LM555. In this circuit the Sign/Magnitude mode of operation is implemented (see Types of PWM Signals).

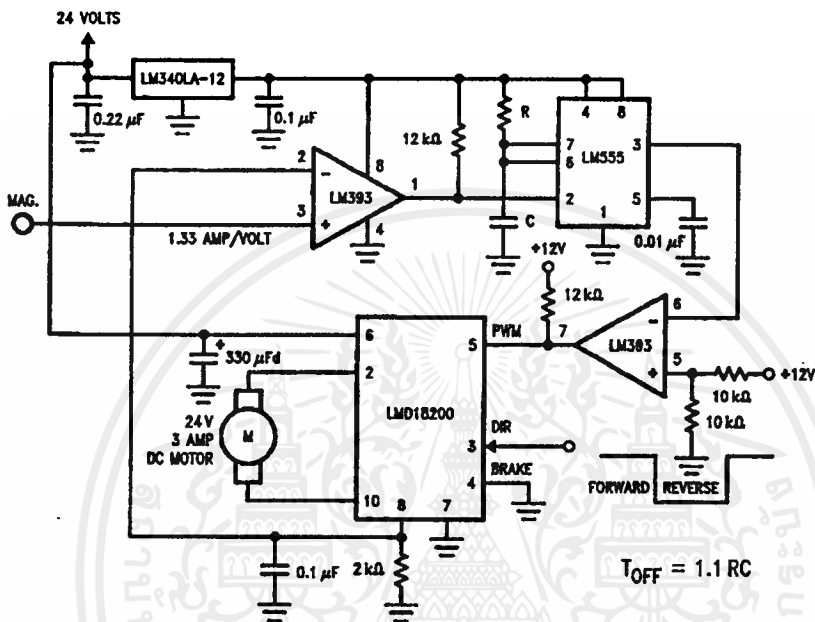


FIGURE 6. Fixed Off-Time Control

DS01068B-10

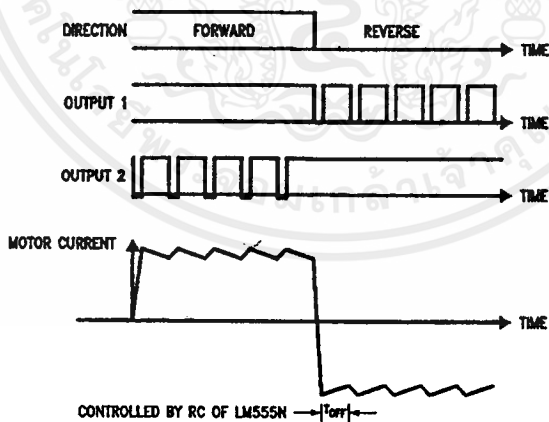


FIGURE 7. Switching Waveforms

DS01058B-11

Typical Applications (Continued)

TORQUE REGULATION

Locked Anti-Phase Control of a brushed DC motor. Current sense output of the LMD18200 provides load sensing. The LM3525A is a general purpose PWM controller. The relationship of peak motor current to adjustment voltage is shown in *Figure 8*.

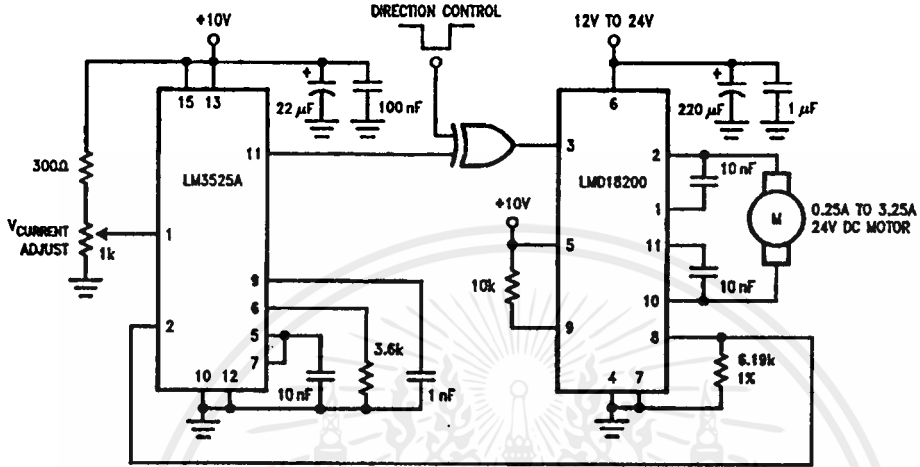


FIGURE 8. Locked Anti-Phase Control Regulates Torque

D6010588-12

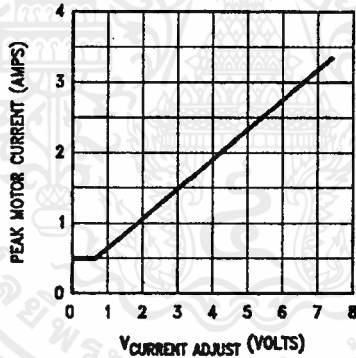


FIGURE 9. Peak Motor Current vs Adjustment Voltage

D6010588-13

VELOCITY REGULATION

Utilizes tachometer output from the motor to sense motor speed for a locked anti-phase control loop. The relationship of motor speed to the speed adjustment control voltage is shown in *Figure 11*.

Typical Applications (Continued)

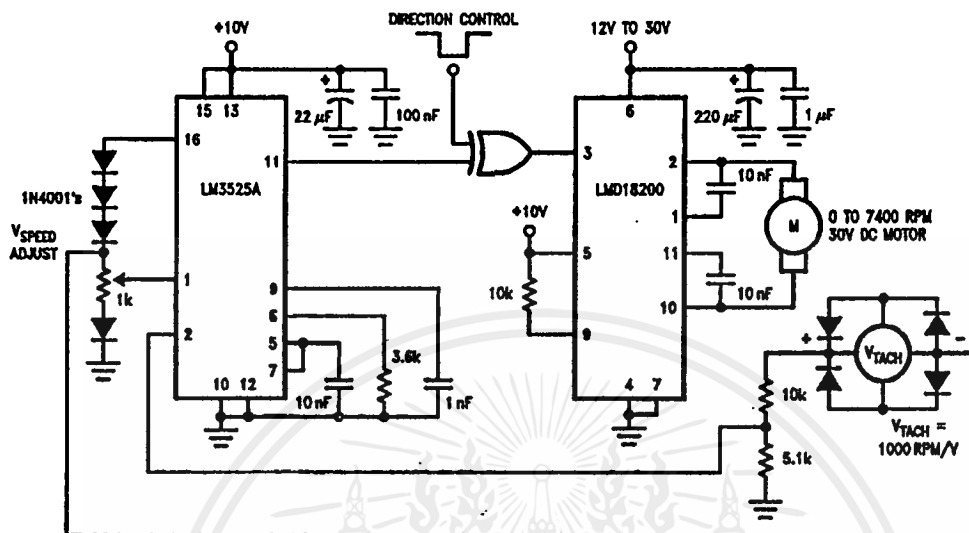


FIGURE 10. Regulate Velocity with Tachometer Feedback

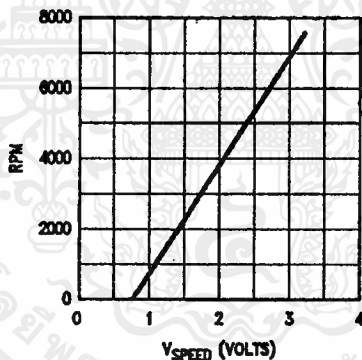
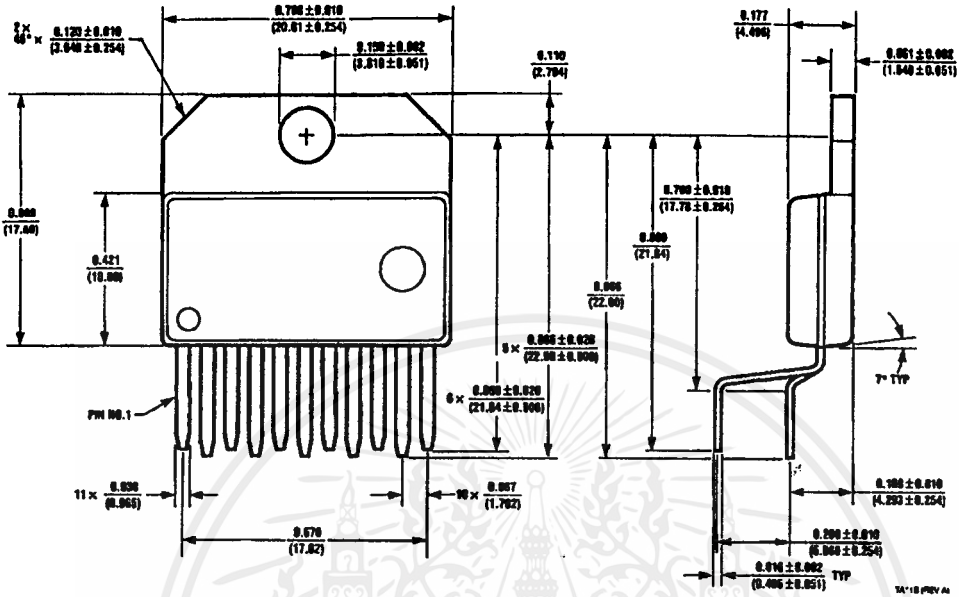


FIGURE 11. Motor Speed vs Control Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



11-Lead TO-220 Power Package (T)
Order Number LMD18200T
NS Package Number TA11B

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 in 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: 1-800-272-9999
Fax: 1-800-737-7018
Email: support@nsc.com

www.national.com

National Semiconductor
Europe
Fax: +49 (0) 1 80-630 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 1 80-630 85 85
English Tel: +49 (0) 1 80-632 78 32
Français Tel: +49 (0) 1 80-632 83 66
Italiano Tel: +49 (0) 1 80-634 16 80

National Semiconductor
Asia Pacific Customer
Response Group
Tel: 65-2544405
Fax: 65-2504486
Email: ase.support@nsc.com

National Semiconductor
Japan Ltd.
Tel: 81-3-5632-6175
Fax: 81-3-5632-6179

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.

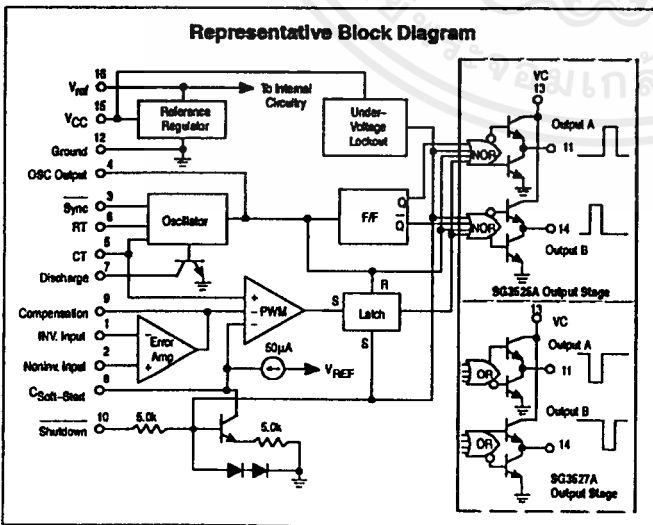
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Pulse Width Modulator Control Circuits

The SG3525A, SG3527A pulse width modulator control circuits offer improved performance and lower external parts count when implemented for controlling all types of switching power supplies. The on-chip +5.1 V reference is trimmed to $\pm 1\%$ and the error amplifier has an input common-mode voltage range that includes the reference voltage, thus eliminating the need for external divider resistors. A sync input to the oscillator enables multiple units to be slaved or a single unit to be synchronized to an external system clock. A wide range of deadtime can be programmed by a single resistor connected between the C_T and Discharge pins. These devices also feature built-in soft-start circuitry, requiring only an external timing capacitor. A shutdown pin controls both the soft-start circuitry and the output stages, providing instantaneous turn off through the PWM latch with pulsed shutdown, as well as soft-start recycle with longer shutdown commands. The under voltage lockout inhibits the outputs and the changing of the soft-start capacitor when V_{CC} is below nominal. The output stages are totem-pole design capable of sinking and sourcing in excess of 200 mA. The output stage of the SG3525A features NOR logic resulting in a low output for an off-state while the SG3527A utilized OR logic which gives a high output when off.

- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.1 V \pm 1.0% Trimmed Reference
- 100 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Separate Oscillator Sync Pin
- Adjustable Deadtime Control
- Input Undervoltage Lockout
- Latching PWM to Prevent Multiple Pulses
- Pulse-by-Pulse Shutdown
- Dual Source/Sink Outputs: ± 400 mA Peak



Order this document by SG3525AD

SG3525A SG3527A

PULSE WIDTH MODULATOR CONTROL CIRCUITS

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

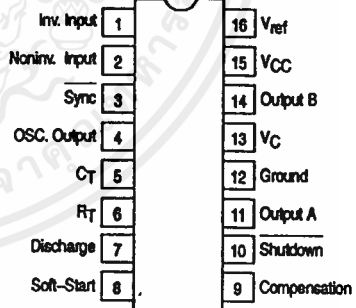


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648



DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO-16L)

PIN CONNECTIONS



(Top View)

ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
SG3525AN	T _A = 0° to +70°C	Plastic DIP
SG3525ADW		SO-16L
SG3527AN		Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3525A SG3527A

MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	+40	Vdc
Collector Supply Voltage	V_C	+40	Vdc
Logic Inputs		-0.3 to +5.5	V
Analog Inputs		-0.3 to V_{CC}	V
Output Current, Source or Sink	I_O	±500	mA
Reference Output Current	I_{ref}	50	mA
Oscillator Charging Current		5.0	mA
Power Dissipation (Plastic & Ceramic Package) $T_A = +25^\circ\text{C}$ (Note 2) $T_C = +25^\circ\text{C}$ (Note 3)	P_D	1000 2000	mW
Thermal Resistance Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	60	$^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	T_J	+150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-55 to +125	$^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	T_{Solder}	+300	$^\circ\text{C}$

NOTES: 1. Values beyond which damage may occur.
2. Derate at 10 mW/ $^\circ\text{C}$ for ambient temperatures above +50 $^\circ\text{C}$.
3. Derate at 16 mW/ $^\circ\text{C}$ for case temperatures above +25 $^\circ\text{C}$.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	8.0	35	Vdc
Collector Supply Voltage	V_C	4.5	35	Vdc
Output Sink/Source Current (Steady State) (Peak)	I_O	0 0	±100 ±400	mA
Reference Load Current	I_{ref}	0	20	mA
Oscillator Frequency Range	f_{osc}	0.1	400	kHz
Oscillator Timing Resistor	R_T	2.0	150	k Ω
Oscillator Timing Capacitor	C_T	0.001	0.2	μF
Deadtime Resistor Range	R_D	0	500	Ω
Operating Ambient Temperature Range	T_A	0	+70	$^\circ\text{C}$

APPLICATION INFORMATION

Shutdown Options (See Block diagram, front page)

Since both the compensation and soft-start terminals (Pins 9 and 8) have current source pull-ups, either can readily accept a pull-down signal which only has to sink a maximum of 100 μA to turn off the outputs. This is subject to the added requirement of discharging whatever external capacitance may be attached to these pins.

An alternate approach is the use of the shutdown circuitry of Pin 10 which has been improved to enhance the available shutdown options. Activating this circuit by applying a positive signal on Pin 10 performs two functions: the PWM

latch is immediately set providing the fastest turn-off signal to the outputs; and a 150 μA current sink begins to discharge the external soft-start capacitor. If the shutdown command is short, the PWM signal is terminated without significant discharge of the soft-start capacitor, thus, allowing, for example, a convenient implementation of pulse-by-pulse current limiting. Holding Pin 10 high for a longer duration, however, will ultimately discharge this external capacitor, recycling slow turn-on upon release.

Pin 10 should not be left floating as noise pickup could conceivably interrupt normal operation.

SG3525A SG3527A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +20$ Vdc, $T_A = T_{low}$ to T_{high} [Note 4], unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
REFERENCE SECTION					
Reference Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_{ref}	5.00	5.10	5.20	Vdc
Line Regulation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	Reg_{line}	–	10	20	mV
Load Regulation ($0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$)	Reg_{load}	–	20	50	mV
Temperature Stability	$\Delta V_{ref}/\Delta T$	–	20	–	mV
Total Output Variation Includes Line and Load Regulation over Temperature	ΔV_{ref}	4.95	–	5.25	Vdc
Short Circuit Current ($V_{ref} = 0\text{ V}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$)	I_{SC}	–	80	100	mA
Output Noise Voltage ($10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$, $T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_n	–	40	200	μV_{rms}
Long Term Stability ($T_J = +125^\circ\text{C}$) (Note 5)	S	–	20	50	mV/yr

OSCILLATOR SECTION (Note 6, unless otherwise noted.)

Initial Accuracy ($T_J = +25^\circ\text{C}$)		–	± 2.0	± 6.0	%
Frequency Stability with Voltage ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	$\frac{\Delta f_{osc}}{f_{osc}} \frac{1}{\Delta V_{CC}}$	–	± 1.0	± 2.0	%
Frequency Stability with Temperature	$\frac{\Delta f_{osc}}{f_{osc}} \frac{1}{\Delta T}$	–	± 0.3	–	%
Minimum Frequency ($R_T = 150\text{ k}\Omega$, $C_T = 0.2\text{ }\mu\text{F}$)	f_{min}	–	50	–	Hz
Maximum Frequency ($R_T = 2.0\text{ k}\Omega$, $C_T = 1.0\text{ nF}$)	f_{max}	400	–	–	kHz
Current Mirror ($I_{RT} = 2.0\text{ mA}$)		1.7	2.0	2.2	mA
Clock Amplitude		3.0	3.5	–	V
Clock Width ($T_J = +25^\circ\text{C}$)		0.3	0.5	1.0	μs
Sync Threshold		1.2	2.0	2.8	V
Sync Input Current (Sync Voltage = $+3.5\text{ V}$)		–	1.0	2.5	mA

ERROR AMPLIFIER SECTION ($V_{CM} = +5.1\text{ V}$)

Input Offset Voltage	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Bias Current	I_{IB}	–	1.0	10	μA
Input Offset Current	I_{IO}	–	–	1.0	μA
DC Open Loop Gain ($R_L \geq 10\text{ M}\Omega$)	A_{VOL}	60	75	–	dB
Low Level Output Voltage	V_{OL}	–	0.2	0.5	V
High Level Output Voltage	V_{OH}	3.8	5.6	–	V
Common Mode Rejection Ratio ($+1.5\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$)	CMRR	60	75	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	PSRR	50	60	–	dB

PWM COMPARATOR SECTION

Minimum Duty Cycle	DC_{min}	–	–	0	%
Maximum Duty Cycle	DC_{max}	45	49	–	%
Input Threshold, Zero Duty Cycle (Note 6)	V_{th}	0.6	0.9	–	V
Input Threshold, Maximum Duty Cycle (Note 6)	V_{th}	–	3.3	3.6	V
Input Bias Current	I_{IB}	–	0.05	1.0	μA

NOTES: 4. $T_{low} = 0^\circ$ for SG3525A, 3527A $T_{high} = +70^\circ\text{C}$ for SG3525A, 3527A

5. Since long term stability cannot be measured on each device before shipment, this specification is an engineering estimate of average stability from lot to lot.

6. Tested at $f_{osc} = 40\text{ kHz}$ ($R_T = 3.6\text{ k}\Omega$, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F}$, $R_D = \infty$).

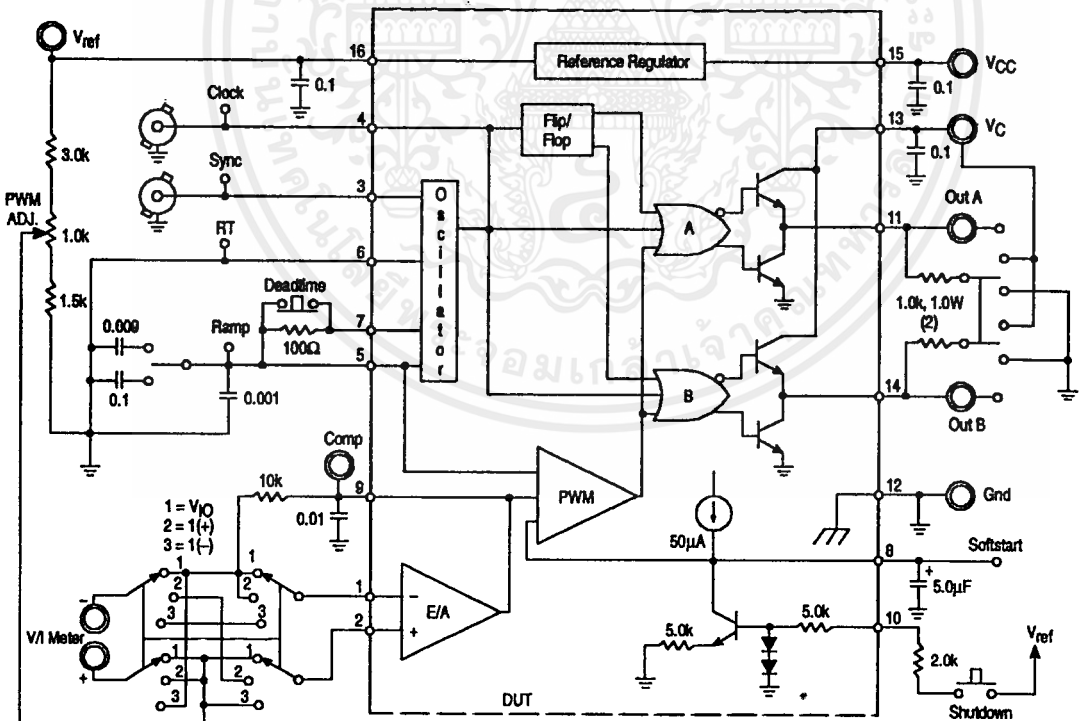
SG3525A SG3527A

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
SOFT-START SECTION					
Soft-Start Current ($V_{shutdown} = 0\text{ V}$)		25	50	80	μA
Soft-Start Voltage ($V_{shutdown} = 2.0\text{ V}$)		-	0.4	0.6	V
Shutdown Input Current ($V_{shutdown} = 2.5\text{ V}$)		-	0.4	1.0	mA
OUTPUT DRIVERS (Each Output, $V_{CC} = +20\text{ V}$)					
Output Low Level ($I_{sink} = 20\text{ mA}$) ($I_{sink} = 100\text{ mA}$)	V_{OL}	-	0.2 1.0	0.4 2.0	V
Output High Level ($I_{source} = 20\text{ mA}$) ($I_{source} = 100\text{ mA}$)	V_{OH}	18 17	19 18	- -	V
Under Voltage Lockout (V_B and $V_9 = \text{High}$)	V_{UL}	6.0	7.0	8.0	V
Collector Leakage, $V_C = +35\text{ V}$ (Note 7)	$I_C(\text{leak})$	-	-	200	μA
Rise Time ($C_L = 1.0\text{ nF}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	t_r	-	100	600	ns
Fall Time ($C_L = 1.0\text{ nF}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	t_f	-	50	300	ns
Shutdown Delay ($V_{DS} = +3.0\text{ V}$, $C_S = 0$, $T_J = +25^\circ\text{C}$)	t_{ds}	-	0.2	0.5	μs
Supply Current ($V_{CC} = +35\text{ V}$)	I_{CC}	-	14	20	mA

NOTE: 7. Applies to SG3525A only, due to polarity of output pulses.

Lab Test Fixture



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3525A SG3527A

Figure 1. Oscillator Charge Time versus R_T

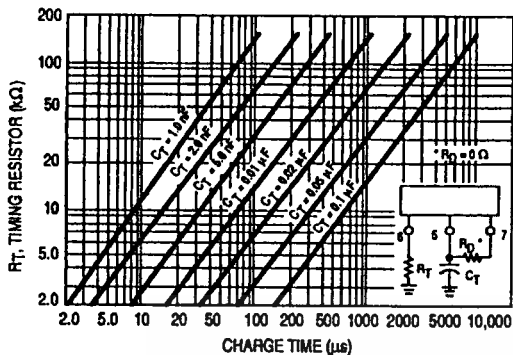


Figure 2. Oscillator Discharge Time versus R_D

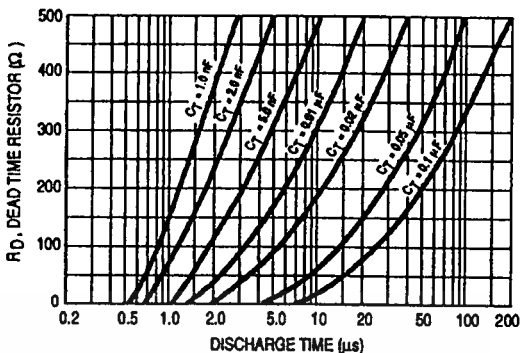


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

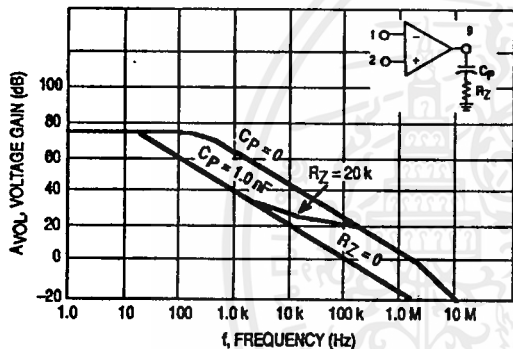


Figure 4. Output Saturation Characteristics (SG3525A)

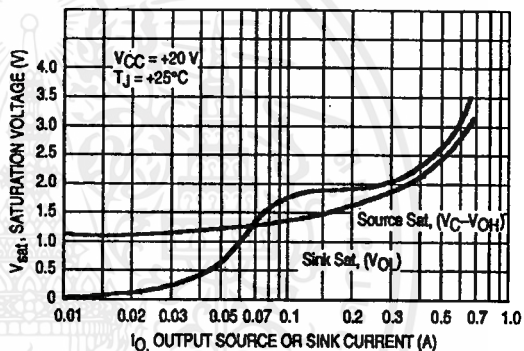


Figure 5. Oscillator Schematic (SG3525A)

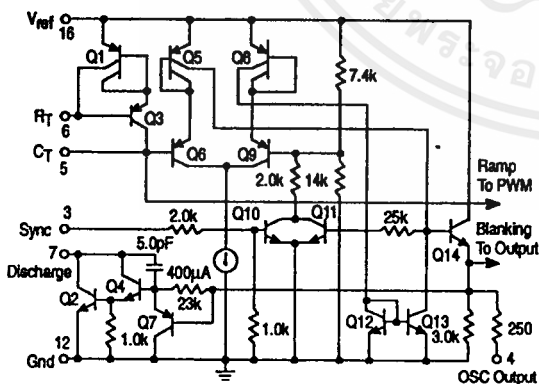
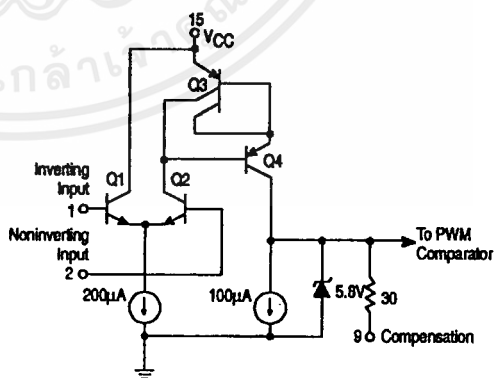


Figure 6. Error Amplifier Schematic (SG3525A)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3525A SG3527A

Figure 7. SG3525A Output Circuit (1/2 Circuit Shown)

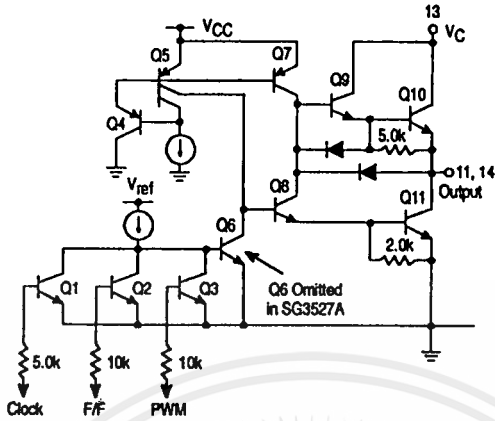
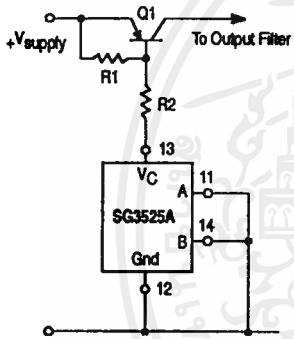
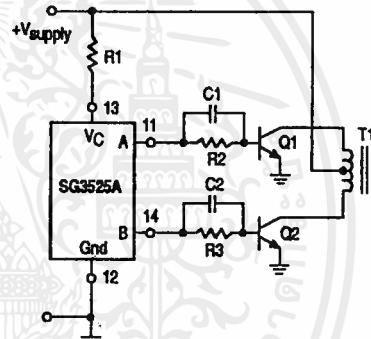


Figure 8. Single-Ended Supply



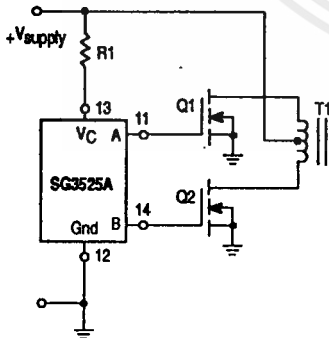
For single-ended supplies, the driver outputs are grounded. The V_C terminal is switched to ground by the totem-pole source transistors on alternate oscillator cycles.

Figure 9. Push-Pull Configuration



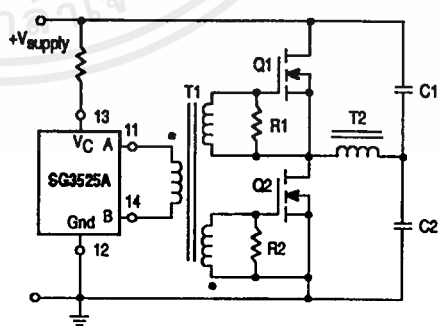
In conventional push-pull bipolar designs, forward base drive is controlled by R1-R3. Rapid turn-off times for the power devices are achieved with speed-up capacitors C1 and C2.

Figure 10. Driving Power FETS



The low source impedance of the output drivers provides rapid charging of power FET input capacitance while minimizing external components.

Figure 11. Driving Transformers in a Half-Bridge Configuration

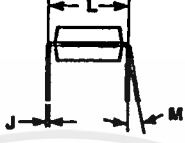
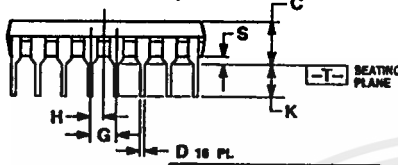
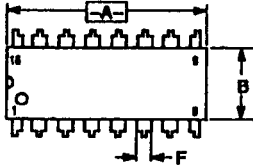


Low power transformers can be driven directly by the SG3525A. Automatic reset occurs during deadtime, when both ends of the primary winding are switched to ground.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3525A SG3527A
OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 648-08
ISSUE R

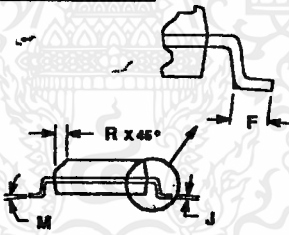
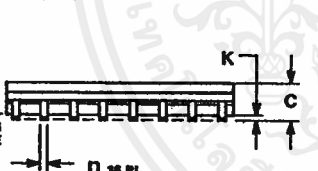
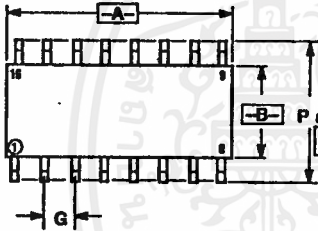


$\oplus 0.25 (0.010) \text{ @ } T \text{ A } \text{ @}$

- NOTES:**
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
 4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.740	0.770	18.80	19.55
B	0.250	0.270	6.35	6.85
C	0.145	0.175	3.69	4.44
D	0.015	0.021	0.39	0.53
F	0.040	0.70	1.02	1.77
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.050 BSC		1.27 BSC	
J	0.008	0.015	0.21	0.38
K	0.110	0.130	2.80	3.30
L	0.295	0.305	7.50	7.74
M	0°	10°	0°	10°
P	0.020	0.040	0.51	1.01

DW SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B-05
(SO-16L)
ISSUE J



$\oplus 0.25 (0.010) \text{ @ } T \text{ B } \text{ @ } A \text{ @}$

- NOTES:**
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.16 (0.006) PER SIDE.
 5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	9.80	10.00	0.386	0.393
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.26	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.26	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	0.80	0.80	0.223	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

How to reach us:
USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454
MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6809
INTERNET: <http://Design-NET.com>

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Sabu-Butsuryu-Center,
3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315
ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 6B Tai Ping Industrial Park,
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



SG3525A/D



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ง

โปรแกรมสำหรับการคำนวณและโปรแกรมการควบคุม

ง-1 โปรแกรม MATLAB สำหรับการคำนวณ

```

% System      : ball & beam control system
% Run On     : matlab version 4.2c
% Algorithm   : 1. evaluate state-space equation in continuous time domain.
%             : 2. transform to discrete time domain and plot response.
%             : 3. evaluate new poles in z-plane from new poles in s-plane.
%             : 4. pole placement for state feedback gain matrix (K)
%             :           and plot response after feedback with K.
%             : 5. evaluate reference input (Nbar) and plot response after
%             :           add reference input.

% Initialize environment

clear
format long

% System parameter

R=0.0111125;           % radius of ball [m]
r=sqrt(R^2-0.000025); % radius of rotation [m]
m=2.65224;           % mass of beam [kg]
b=0.028;             % thickness of beam [m]
l=0.596;             % length of beam [m]
J_beam=(1/12)*m*(b^2+l^2); % moment of inertia of beam [kg.m^2]
g=9.80665;          % gravity [m/s^2]
T=0.01;             % sampling period [sec]

```

% State-space equation in continuous time domain

```
A=[ 0      1      0      0;
     0      0      g/(1+(2*R^2)/(5*r^2))0;
     0      0      0      1;
     0      0      0      0]
```

```
B=[ 0; 0; 0; 1/J_beam]
```

```
C=[ 1      0      0      0;
     0      1      0      0;
     0      0      1      0;
     0      0      0      1]
```

```
D=[ 0; 0; 0; 0]
```

% State-space equation in discrete time domain

```
[G,H]=c2d(A,B,T)
```

% Plot step response

```
KK=0:1000;
```

```
U=ones(size(KK));
```

```
[Y,X]=dlsim(G,H,C,D,U);
```

```
Y1=[1 0 0 0]*Y';
```

```
Y2=[0 1 0 0]*Y';
```

```
Y3=[0 0 1 0]*Y';
```

```
Y4=[0 0 0 1]*Y';
```

```
subplot(2,2,1);
```

```
plot(KK,Y1,'w');
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

% Pole placement

```
K=place(G,H,P)
```

% Plot step response

```
[Y,X]=dlsim(G-H*K,H,C,D,U);
```

```
Y1=[1 0 0 0]*Y';
```

```
Y2=[0 1 0 0]*Y';
```

```
Y3=[0 0 1 0]*Y';
```

```
Y4=[0 0 0 1]*Y';
```

```
figure
```

```
subplot(2,2,1);
```

```
plot(KK,Y1,'w');
```

```
grid;
```

```
title('x(k) versus k');
```

```
xlabel('k');
```

```
ylabel('Displacement of Ball (m)');
```

```
subplot(2,2,2);
```

```
plot(KK,Y2,'w');
```

```
grid;
```

```
title('x_dot(k) versus k');
```

```
xlabel('k');
```

```
ylabel('Velocity of Ball (m/s)');
```

```
subplot(2,2,3);
```

```
plot(KK,Y3,'w');
```

```
grid;
```

```
title('theta(k) versus k');
```

```
xlabel('k');
```

```
ylabel('Angular Displacement of Beam (rad)');
```

```

subplot(2,2,4);
plot(KK,Y4,'w');
grid;
title('theta_dot(k) versus k ');
xlabel('k');
ylabel('Angular Velocity of Beam (rad/s)');

```

% Calculate reference input

```
Nbar=rscale(A,B,[1 0 0 0],[0],K)
```

% Plot step response

```
[Y,X]=dlsim(G-H*K,H*Nbar,C,D,U);
```

```
Y1=[1 0 0 0]*Y';
```

```
Y2=[0 1 0 0]*Y';
```

```
Y3=[0 0 1 0]*Y';
```

```
Y4=[0 0 0 1]*Y';
```

figure

```
subplot(2,2,1);
```

```
plot(KK,Y1,'w');
```

```
grid;
```

```
title('x(k) versus k');
```

```
xlabel('k');
```

```
ylabel('Displacement of Ball (m)');
```

```
subplot(2,2,2);
```

```
plot(KK,Y2,'w');
```

```
grid;
```

```
title('x_dot(k) versus k');
```

```
xlabel('k');
```

```

ylabel('Velocity of Ball (m/s)');

subplot(2,2,3);
plot(KK,Y3,'w');
grid;
title('theta(k) versus k');
xlabel('k');
ylabel('Angular Displacement of Beam (rad)');

```

```

subplot(2,2,4);
plot(KK,Y4,'w');
grid;
title('theta_dot(k) versus k ');
xlabel('k');
ylabel('Angular Velocity of Beam (rad/s)');

```

% End of m-file

ผ-2 โปรแกรม MATLAB คำนวณค่าสัมประสิทธิ์ของสมการเชิงเส้น

% System : ball & beam control system

% Run On : matlab version 4.2c

% Initialize environment

```
clear
```

```
format long
```

% Assign data from experiment

```
y=0:1:7;
```

```
x=[0 0.4664 0.9589 1.3166 1.6667 1.9640 2.2224 2.4434];
```

```
% Plot graph
```

```
plot(x,y,'w');
```

```
grid;
```

```
hold;
```

```
% Polynomial degree 1 curve fitting
```

```
[p,S]=polyfit(x,y,1)
```

```
yy=polyval(p,x);
```

```
% Plot new line
```

```
plot(x,yy,'w--');
```

```
title('Control Signal versus Torque');
```

```
xlabel('Torque (N.m)');
```

```
ylabel('Control Signal (V)');
```

```
% End of m-file
```

ภ-3 โปรแกรม MATLAB คำนวณค่าอินพุตอ้างอิง <RSCALE.M>

```
function[Nbar]=rscale(A,B,C,D,K)
```

```
% Given the single-input linear system:
```

```
%
```

```
%  $x = Ax + Bu$ 
```

```
%  $y = Cx + Du$ 
```

```
% and the feedback matrix K,
```

```
%
```

```
% the function rscale(A,B,C,D,K) finds the scale factor N which will
```

```
% eliminate the steady-state error to a step reference
```

```
% using the schematic below:
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

%
%
% R + u | . |
% ----> N ---->() ----> | X=Ax+Bu |----> y=Cx ----> y
% - | \-----/
% | |
% |<----- K <-----|
%

```

% 8/21/96 Yanjie Sun of the University of Michigan

% under the supervision of Prof. D. Tilbury

%

s = size(A,1);

Z = [zeros([1,s]) 1];

N = inv([A,B;C,D])*Z';

Nx = N(1:s);

Nu = N(1+s);

Nbar=Nu + K*Nx;

ภ-4 โปรแกรมภาษา C สำหรับการควบคุมระบบ

// : System : Ball&Beam Control System

// : Compiler : TURBO C++ Version 3.0

// : Hardware : ET-PCDIO Interface Card

// : Include file

#include <dos.h>

#include <math.h>

#include <conio.h>

#include <stdio.h>

#include <stdlib.h>

// : Interface port address

```
#define portA      0x300
#define portB      0x301
#define portC      0x302
#define portCTRL   0x303
#define port0_8253 0x304
#define portCTRL_8253 0x307
#define portDAC    0x308
#define portADC    0x30A
```

// : 8253 parameter

```
#define SETMODE_8253 0x36
#define LOWBYTE_8253 0xE8
#define HIGHBYTE_8253 0x03
```

// : 8255 parameter

```
#define SETMODE_8255 0x93
```

// : Define direction

```
#define CW 0x00
#define CCW 0x01
```

// : Maximum allowable theta input in radian unit (15 degree)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
const float theta_max = 0.261799;
```

```
// : repeat times to check ball position in first time
```

```
const unsigned char checktimes = 10;
```

```
// : Constant variable for linear voltage-torque equation
```

```
const float k1_torque = 2.8210;
```

```
const float k2_torque = -0.3925;
```

```
// : Sampling period : 10 ms
```

```
const float T = 0.01;
```

```
// : State feedback gain matrix K
```

```
const double K[4] = { 94.30114867930770, 53.59695858328158,  
                    98.65538355883770, 5.57468876324590 };
```

```
// : Input reference value
```

```
const double nbar = 94.30114867930770;
```

```
// : Prototype
```

```
void interrupt(*oldhandler)();
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

void interrupt_handler();
void restore_interrupt(void);
void IRQ7interrupt_initialize(void);
void cursor_off(void);
void cursor_on(void);
void setmode_8255(void);
void start_8253(void);
void stop_8253(void);
void read_theta(double *theta);
void read_x(double *x);
void initialize_system(void);
void send_torque(double u);
void control_loop(void);

```

```
// : Global variable declare
```

```

int setpoint;
long oldcount;
long count=0;
double x[4];
double oldx[2];

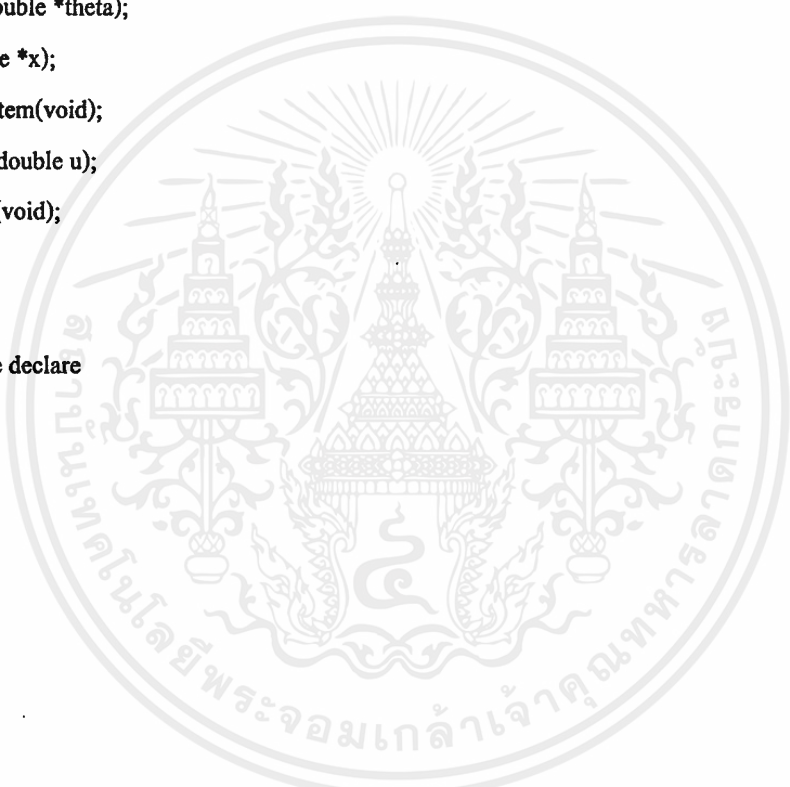
```

```
// : Interrupt service routine
```

```

void interrupt_handler()
{
    disable();
    count++;
    outportb(0x20,0x20);
    enable();
}

```



```
// : Restore old interrupt
```

```
void restore_IRQ7interrupt(void)
{
    outportb(0x21,(inportb(0x21) | 0x80));
    setvect(0x0f,oldhandler);
}
```

```
// : IRQ7 interrupt initialize
```

```
void IRQ7interrupt_initialize(void)
{
    oldhandler=getvect(0x0f);
    setvect(0x0f,handler);
    _asm cli
    outportb(0x21,(inportb(0x21))&(0x7F));
    _asm sti
    outportb(0x20,0x20);
}
```

```
// : Off cursor
```

```
void cursor_off(void)
{
    union REGS regs;

    regs.h.ah=1;
    regs.h.ch=0x20;
    int86(0x10,&regs,&regs);
}
```



```
// : On cursor
```

```
void cursor_on(void)
{
    union REGS regs;

    regs.h.ah=1;
    regs.h.ch=0x0C;
    regs.h.ci=0x0D;
    int86(0x10,&regs,&regs);
}
```

```
// : Set mode of 8255
```

```
void setmode_8255(void)
{
    outportb(portCTRL,SETMODE_8255);
}
```

```
// : Set mode of 8253 and start
```

```
void start_8253(void)
{
    outportb(portCTRL_8253,SETMODE_8253);
    outportb(port0_8253,LOWBYTE_8253);
    outportb(port0_8253,HIGHBYTE_8253);
}
```



```
// : Stop 8253
```

```
void stop_8253(void)
```

```
{
    outportb(portCTRL_8253,0x36);
}
```

```
// : Read theta from port ADC (radian unit)
```

```
void read_theta(double *theta)
```

```
{
    (*theta)=(inportb(portADC)*((2*theta_max)/256))-theta_max;
}
```

```
// : Read displacement of ball from port A,B (meter unit)
```

```
void read_x(double *x)
```

```
{
    unsigned char pA,pB;
```

```
// : Read data from port A and port B
```

```
// until data in range (0..24)
```

```
do {
```

```
    pA=(inportb(portA)&0x1f);
```

```
    pB=(inportb(portB)&0x1f); }
```

```
while ((pA>24)&&(pB>24)&&(pA!=31)&&(pB!=31));
```

```
// : Assign displacement from data input
```

```
if (pA==31)
```

```

if (pB==31)
    (*x)=oldx[0];
else
    (*x)=-23.5+(pB*2);
else
if (pB==31)
    (*x)=-24.5+(pA*2);
else
    (*x)=-24.0+pB+pA;

// : Build virtual band (filter)

if (((fabs(oldx[0])!=99)&&(fabs(*x)!=99)) {
    if ((oldx[0]-(*x))>0.5)
        (*x)=oldx[0]-0.5;
    if (((*x)-oldx[0])>0.5)
        (*x)=oldx[0]+0.5;
}
}

// : Initialize system

void initialize_system(void)
{
    unsigned char pA,pB,newpA,newpB,i,found;
    double theta;

    clrscr();
    printf(" Input setpoint : ");
    scanf("%d",&setpoint);

    // : Initialize old value of x

```

```

found=0;

while (!found) {
    do {
        pA=(inportb(portA)&0x1f);
        pB=(inportb(portB)&0x1f);
    } while (((pA>24)&&(pB>24)&&(pA!=31)&&(pB!=31))
            ||((pA==31)&&(pB==31)));

    if (pA==31) {
        if (pB!=31)
            (oldx[0])=-23.5+(pB*2);
    }
    else {
        if (pB==31)
            (oldx[0])=-24.5+(pA*2);
        else
            (oldx[0])=-24.0+pB+pA;
    }

    found=1;

    for (i=1;i<=checktimes;i++) {
        newpA=(inportb(portA)&0x1f);
        newpB=(inportb(portB)&0x1f);
        if ((newpA!=pA)||((newpB!=pB))
            found=0;
    }
}

//: Initialize old value of theta

read_theta(&oldx[1]);
}

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
// : Output control signal
```

```
void send_torque(double u)
```

```
{
    double magnitude;
    int output;
    unsigned char d_a;

    magnitude=fabs(u*k1_torque+k2_torque);
    if (magnitude>7)
        magnitude=7;
    if (u>=0)
        outportb(portC,CW);
    else
        outportb(portC,CCW);
    output=ceil((magnitude*256)/7.0);
    if (output<1)
        output=1;
    d_a=output-1;
    outportb(portDAC,d_a);
}
```

```
// : Control loop
```

```
void control_loop(void)
```

```
{
    double control_sgn;
    unsigned char i,stopflag;

    stopflag=0;
    send_torque(0.0);
    x[0]=oldx[0];
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

x[2]=oldx[1];
while ((!kbhit())&&(!stopflag)) {
    oldcount=count;
    oldx[0]=x[0];
    oldx[1]=x[2];
    read_x(&x[0]);
    read_theta(&x[2]);
    x[1]=(x[0]-oldx[0])/T;
    x[3]=(x[2]-oldx[1])/T;
    if (fabs(x[2])>theta_max)
        stopflag=1;
    control_sgn=0;
    for (i=0;i<4;i++)
        control_sgn+=K[i]*x[i];
    control_sgn=(nbar*setpoint)-control_sgn;
    send_torque(control_sgn);

    if (oldcount!=count) {
        printf(" Sampling period is too fast!\007");
        exit(0);
    }
    else
        while (oldcount==count);
}
send_torque(0.0);
}

```

// : Main program

```

void main(void)
{
    cursor_off();

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
initialize_system();  
setmode_8255();  
IRQ7interrupt_initialize();  
start_8253();  
control_loop();  
stop_8253();  
restore_IRQ7interrupt();  
cursor_on();  
}  
  
// : End of program
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้