

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การประยุกต์ใช้อินเวอร์ทเพนดูลัมในหุ่นยนต์ 2 ล้อ

INVERTED PENDULUM APPLY FOR TWO WHEEL ROBOT



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....**62095**
วัน,เดือน,ปี.....**3 1 ก.ค. 2549**

.....
.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม
ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INVERTED PENDULUM APPLY FOR TWO WHEEL ROBOT



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR OF ENGINEERING INSTRUMENTATION ENGINEERING
DEPARTMENT OF INSTRUMENTATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

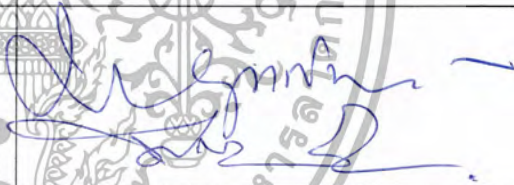
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองปริญญาโท

หัวข้อปริญญาโท การประยุกต์ใช้อินเวอร์ทเพนดูลัมในหุ่นยนต์ 2 ล้อ
INVERTED PENDULUM APPLY FOR TWO WHEEL ROBOT

นักศึกษาผู้จัดทำ นายกฤษณะ ศรีสุนทรภรณ์ รหัสประจำตัว 45015543
นายวัชรินทร์ ชญาธร รหัสประจำตัว 45015574
นายเอราวัณ ชาดี รหัสประจำตัว 45015588

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดคุม
ปีการศึกษา 2547

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท	ลายมือชื่อ
รศ. ประภาส อุกกัณเฑาะพินิจ	
อ. พิทยา ปานนิล	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ วันพุธที่ 23 มีนาคม พ.ศ. 2548
สถานที่สอบ ณ ห้องสอบปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม

ภาควิชารับรองแล้ว



(รศ. ประสิทธิ์ จุลเสรีวงศ์)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิได้อนุญาตให้นำไปเผยแพร่ขึ้นต้นการคำนวณ
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์ การประยุกต์ใช้อินเวอร์ทเพนดูลัมในหุ่นยนต์ 2 ล้อ
 INVERTED PENDULUM APPLY FOR TWO WHEEL ROBOT

นักศึกษาผู้จัดทำ นายกฤษณะ ศรีสุนทรภรณ์
 นายวัชรินทร์ ชฎาธร
 นายเอราวัติ ชาติ

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ. ประภาส อุคคกิมพานธุ์
 อ. พิทยา ปานนิล

ปีการศึกษา 2547

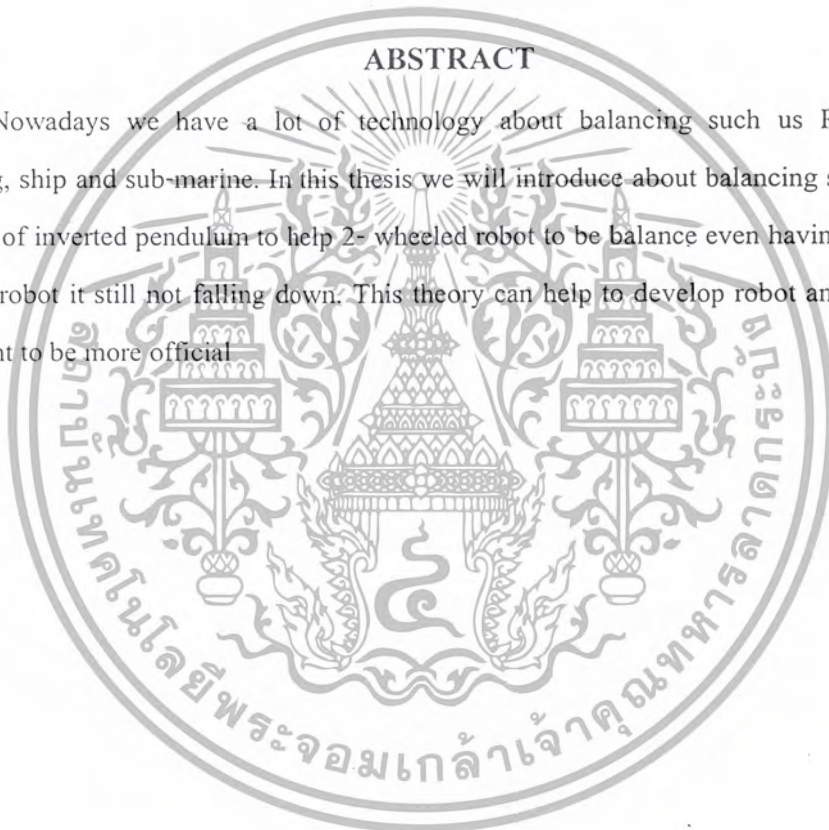
บทคัดย่อ

ในปัจจุบัน ได้มีเทคโนโลยีเกี่ยวกับการทรงตัวมาใช้กันอย่างแพร่หลาย เช่น หุ่นยนต์ การทรงตัวของเครื่องบิน เรือ และ เรือดำน้ำ ในปริญญานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอแนวคิดเกี่ยวกับการทรงตัว โดยใช้หลักการของอินเวอร์ทเพนดูลัมเข้ามาใช้ในการทรงตัวของรถ 2 ล้อ ให้สามารถทรงตัวอยู่ได้โดยเมื่อถูกแรงมากระทำก็ยังสามารถรักษาสมดุลอยู่ได้โดยไม่ล้ม จากแนวความคิดนี้สามารถนำไปพัฒนาร่วมกับการเคลื่อนที่ของหุ่นยนต์และหุ่นยนต์ช่วยชีวิต ให้มีประสิทธิภาพต่อไปในอนาคต

Thesis Title	Inverted Pendulum Apply For Two Wheel Robot	
Authors	Mr. Krisana	Srisoontaraporn
	Mr. Watcharin	Chadathorn
	Mr. Arawat	Chadee
Thesis Advisor	Assoc.Prof. Prapas	Aukakimapun
	Mr. Pittaya	Parnnin
Year	2004	

ABSTRACT

Nowadays we have a lot of technology about balancing such us Robot, Airplane balancing, ship and sub-marine. In this thesis we will introduce about balancing system by using principle of inverted pendulum to help 2- wheeled robot to be balance even having external force doing to robot it still not falling down. This theory can help to develop robot and rescued-robot movement to be more official



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีเพราะได้รับความเมตตาจาก รองศาสตราจารย์ ประภาส อุคคกิมพันธ์ อาจารย์พิทยา ปานนิล และ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ธนิตย์ ศรีสุวรรณวัฒน์ ที่ได้ให้คำปรึกษาและคำแนะนำแก่ผู้วิจัยตลอดมา อีกทั้งยังเอื้อเฟื้ออุปกรณ์และเครื่องมือต่างๆ ในการทำปริญญาบัตรนี้ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณอาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมทุกท่านรวมทั้ง คุณเจตติยะ ศรีพิทักษ์ คุณกฤษณ์ เสมอพิทักษ์ และ คุณนำชัย นาควิฑูร ที่ได้คำแนะนำอันเป็นประโยชน์และให้ความช่วยเหลือต่อการทำปริญญาบัตรฉบับนี้

และที่ลืมเสียไม่ได้คือ ขอกราบขอบพระคุณคุณพ่อ คุณแม่อันเป็นที่รักยิ่งที่สนับสนุนและเป็นแรงบันดาลใจในการทำปริญญาบัตรฉบับนี้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากปริญญาบัตรฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน



คณะผู้จัดทำ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII

บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและเหตุจูงใจของการวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์.....	1
1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์.....	1
1.4 ขั้นตอนการศึกษา.....	1
บทที่ 2 ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับการควบคุมมอเตอร์และหลักการของอินเวอร์ทเพนดูลัม.....	2
2.1 พื้นฐานของระบบควบคุมดีซีมอเตอร์.....	2
2.2 ลักษณะการควบคุมของระบบดีซีมอเตอร์.....	3
2.3 หลักการทำงานของดีซีมอเตอร์.....	5
2.4 โมเดลคณิตศาสตร์ของดีซีมอเตอร์.....	5
2.5 โมเดลอิเล็กทรอนิกส์ทรานซิสเตอร์.....	6
2.6 ทรานสเฟอริงฟังก์ชันของดีซีมอเตอร์.....	10
2.7 ระบบเกียร์.....	12
2.8 ระบบสายพานและคานงัด.....	16
2.9 เซ็นเซอร์และเอนโคเดอร์ในระบบการควบคุมมอเตอร์.....	16
2.10 ลิเนียร์เพาเวอร์แอมพลิไฟ.....	19
2.11 หลักการออกแบบเพาเวอร์แอมพลิไฟ.....	22
2.12 การพิจารณาถึงอัตราขยายแบนด์วิดท์.....	24
2.13 เทคนิคการลิมิตกระแส.....	25
2.14 พัลส์วิดท์โมดูเลชันเพาเวอร์แอมพลิไฟ.....	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.15 ระบบการควบคุมความเร็ว.....	39
2.16 บล็อกไดอะแกรมของระบบ.....	40
2.17 ระบบการควบคุมตำแหน่ง.....	43
2.18 รูปแบบสมการคณิตศาสตร์ และ หลักการของอินเวอร์ทเพนดูลัม.....	44
2.19 การวิเคราะห์ระบบแนวใหม่ (Modern System Analysis).....	47
2.20 Optimal Control System.....	49
2.21 วิธีแก้ปัญหาทางวิทยาศาสตร์ (Scientific method).....	54
บทที่ 3 รูปแบบทางคณิตศาสตร์ การออกแบบระบบควบคุม วงจรขับเคลื่อน และการออกแบบ	
ตัวหุ่นยนต์ 2 ล้อ.....	55
3.1 สมการโมเดลของระบบ.....	55
3.2 การออกแบบระบบควบคุม.....	61
3.3 การออกแบบวงจรถูกขับเคลื่อน.....	64
3.4 การออกแบบตัวหุ่นยนต์ 2 ล้อ.....	69
บทที่ 4 การทดลอง.....	72
4.1 การติดตั้งก้านวัดมุมเชิง.....	72
4.2 การเชื่อมต่อกับตัวต้านทานปรับค่าได้ (โพเทนทิโอมิเตอร์).....	73
4.3 การจัดวางอุปกรณ์ต่างๆบนรถ 2 ล้อ.....	73
4.4 รถที่ไม่มีการต่อไฟเลี้ยง.....	74
4.5 รถ 2 ล้อขณะที่จ่ายไฟเลี้ยง.....	74
4.6 การทดลองใส่แรงผลัก.....	75
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง ปัญหาและข้อเสนอแนะ.....	77
5.1 สรุปผลการทดลอง.....	77
5.2 ปัญหา.....	77
5.3 ข้อเสนอแนะ.....	77

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

บรรณานุกรม.....78

ภาคผนวก.....79



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงการทำงานของแอมพลิไฟแบบพัลส์วิดท์โมดูเลชัน.....	35
4.1 การทดลองใส่แรงผลัก.....	76



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงระบบการคอนโทรลดีซีมอเตอร์แบบพื้นฐาน.....	2
2.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบบังคับความเร็วที่มีทาโคมิเตอร์เป็นตัวป้อนกลับ.....	4
2.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบการบังคับตำแหน่ง ที่มีทาโคมิเตอร์เป็นตัวเสริมเสถียรภาพให้ดีขึ้น.....	4
2.4 แสดงโมเดลคณิตศาสตร์ของดีซีมอเตอร์.....	6
2.5 แสดงโมเดลของดีซีมอเตอร์แบบฟิลด์แยกกระตุ้น.....	6
2.6 แสดงถึงแรงบิดต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นต่อโหลดของมอเตอร์.....	8
2.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของดีซีมอเตอร์โมเดล.....	10
2.8 แสดงระบบการคัปปลิงของเกียร์.....	12
2.9 แสดงระบบการคัปปลิงเกียร์ที่มีแรงเฉื่อย.....	14
2.10 แสดงระบบสายพาน.....	16
2.11 แสดงโรตารีโพเทนทิโอมิเตอร์แบบเพลลาหมุนได้ 10 รอบ.....	17
2.12 แสดงโครงสร้างภายในของโพเทนทิโอมิเตอร์แบบเพลลาหมุนได้รอบเดียว.....	17
2.13 แสดงแสดงถึงวงจรสมมูลย์ของโพเทนทิโอมิเตอร์.....	18
2.14 แสดงบล็อกไดอะแกรมที่ใช้งานวงจรของโพเทนทิโอมิเตอร์.....	19
2.15 แสดงควอแดรนซ์การทำงาน.....	20
2.16 แสดงภาคเอาต์พุตของลิเนียร์ไปโพลาร์.....	21
2.17 แสดงภาคเอาต์พุตของลิเนียร์บริดจ์.....	21
2.18 แสดงการออกแบบภาคเอาต์พุตแบบมีส่วนประกอบเต็มส่วนบริบูรณ์.....	23
2.19 แสดงการออกแบบภาคเอาต์พุตแบบมีส่วนประกอบเต็มส่วนเพียงครึ่งเดียว.....	23
2.20 แสดงโครงสร้างภาคเอาต์พุตที่มีการบังคับอัตราขยาย.....	25
2.21 แสดงตัวลิมิตกระแสของเพาเวอร์แอมพลิไฟแบบทรานส์คอนคัคแดนซ์.....	26
2.22 แสดงตัวลิมิตกระแสใช้ร่วมกับไดรเวอร์ แบบ Current mirror และเอาต์พุตทรานซิสเตอร์.....	30
2.23 แสดงตัวอย่างการลิมิตกระแสโดยตรง.....	30
2.24 แสดงแอมพลิไฟแบบ PWM และดีซีมอเตอร์.....	32
2.25 แสดงค่าโวลต์ที่ตกและกระแสของแอมพลิไฟแบบ PWM ไปโพลาร์.....	36
2.26 แสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงถึงแอมพลิไฟแบบ PWM ไปโพลาร์.....	37

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.27 แสดงระบบการบังคับความเร็ว.....	40
2.28 แสดงวงจรสำหรับวัดความเร็วของมอเตอร์.....	42
2.29 แสดงระบบPendulum.....	44
2.30 แสดง Pendulum ที่เป็นทรงกระบอก.....	47
3.1 แสดงโมเดลของระบบ.....	55
3.2 แสดงระบบก่อนการควบคุม.....	62
3.3 แสดงระบบหลังการควบคุม.....	63
3.4 แสดงผลตอบสนองของระบบที่ค่า K ต่างๆ.....	64
3.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบหลังการควบคุม.....	64
3.6 แสดงไดอะแกรมการทำงานของไอซีขับมอเตอร์เบอร์ TPIC0107.....	65
3.7 แสดงวงจรที่ออกแบบมาเพื่อควบคุมการทำงานของไอซีขับมอเตอร์.....	66
3.8 แสดงวงจรถ้าเนิดสัญญาณ PWM.....	67
3.9 เป็นไดอะแกรมของสัญญาณควบคุมการทำงานของไอซีขับมอเตอร์.....	67
3.10 แสดงวงจรขับมอเตอร์ทั้งหมด.....	68
3.11 แสดงลักษณะทั่วไปของตัวหุ่นยนต์ 2 ล้อ.....	69
3.12 แสดงแกนจุดอ้างอิงที่ใช้งานจริง.....	70
3.13 แสดงว่าไม่มีเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานเมื่อเพนดูลัมอยู่ในสภาวะสมดุล.....	70
3.14 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน ตามการเอียงของเพนดูลัมในสภาวะที่มีการรบกวน.....	71
4.1 แสดงรถ 2 ล้อ.....	72
4.2 แสดงการติดก้านวัดมุมเอียง.....	72
4.3 แสดงการเชื่อมต่อกับตัวต้านทานปรับค่าได้ (โปเทนทิโอมิเตอร์).....	73
4.4 แสดงการจัดวางอุปกรณ์ต่างๆบนรถ 2 ล้อ.....	73
4.5 แสดงรถ 2 ล้อที่ไม่มีการต่อไฟเลี้ยง.....	74
4.6 แสดงรถ 2 ล้อขณะที่จ่ายไฟเลี้ยง.....	74
4.7 แสดงการใส่แรงผลัก.....	75

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและเหตุจูงใจของการวิจัย

วิวัฒนาการทางด้านเทคโนโลยีการทรงตัวเริ่มเข้ามามีบทบาทและแพร่หลาย ซึ่งระบบอินเวอร์ทเพนดูลัม ก็ได้ถือว่าเป็นระบบหนึ่งที่เกี่ยวข้องกับการทรงตัวอินเวอร์ทเพนดูลัมก็คือการรักษา ก้านของเพนดูลัมให้ตั้งฉากกับแกนหรือแกนของเพนดูลัม โดยเมื่อมีการรบกวนก้านเพนดูลัมก็จะมี การชดเชย โดยการให้แรงกับก้านเพนดูลัม ทำให้ก้านเพนดูลัมเคลื่อนที่เพื่อรักษาสมดุล

ดังนั้นจึงได้มีการนำหลักการนี้มาประยุกต์ใช้กับหุ่นยนต์ 2 ล้อ เพื่อให้รักษาสมดุลของตัว รถโดยเมื่อถูกรบกวนจากแรงภายนอกก็จะไม่ล้มซึ่งหุ่นยนต์ 2 ล้อนี้สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับ การทรงตัวและการเคลื่อนที่ของหุ่นยนต์ได้

1.2 วัตถุประสงค์ของปริิณญานิพนธ์

ปริิณญานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาและออกแบบวงจรควบคุมหุ่นยนต์ 2 ล้อ โดยใช้หลักการของ อินเวอร์ทเพนดูลัม เพื่อให้หุ่นยนต์ 2 ล้อนี้สามารถทรงตัวอยู่ได้โดยไม่ล้ม โดยใช้หลักการควบคุม แบบป้อนกลับโดยจะมีมอเตอร์เป็นตัวทำให้หุ่นยนต์ 2 ล้อ เคลื่อนที่เพื่อรักษาสมดุลของรถ 2 ล้อ แบบอินเวอร์ทเพนดูลัมโดยที่มีอาร์โพเทนมิเตอร์เป็นตัวเซ็นเซอร์เพื่อบอกองศาของการเอียงของ หุ่นยนต์ 2 ล้อ

1.3 ขอบเขตของปริิณญานิพนธ์

ปริิณญานิพนธ์นี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรขับมอเตอร์การออกแบบรถที่ใช้หลักการ ของอินเวอร์ทเพนดูลัมและออกแบบตัวควบคุมเพื่อให้หุ่นยนต์ 2 ล้อ แบบ อินเวอร์ทเพนดูลัมสามารถ ทรงตัวอยู่ได้โดยใช้เซนเซอร์เป็นตัวด้านทานแบบโพเทนทิโอมิเตอร์

1.4 ขั้นตอนการศึกษา

สำหรับปริิณญานิพนธ์นี้เริ่มศึกษาตั้งแต่หลักการทำงานของมอเตอร์และวงจรขับมอเตอร์ และหลักการของเพนดูลัมจนถึงหลักการของระบบอินเวอร์ทเพนดูลัม ส่วนโปรแกรมที่ใช้ในการ ออกแบบวงจรคือ Potel 99 โปรแกรมที่ใช้ออกแบบรถคือ Solid work และโปรแกรมที่ใช้ออกแบบ ตัวควบคุมคือ Matlab เป็นต้น

สำหรับส่วนอื่นๆ อีกหลายส่วน นั้นจะขอกล่าวรายละเอียดในบทต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับการควบคุมมอเตอร์และหลักการของอินเวอร์ทเพนดูลัม

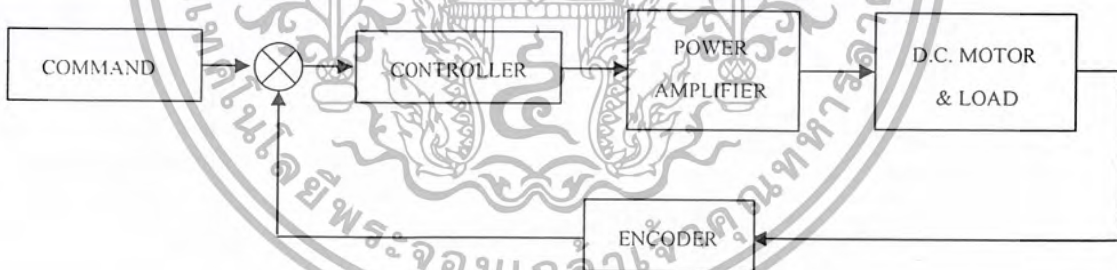
ปัจจุบันการคอนโทรลดี.ซี.มอเตอร์จะพบมากในงานด้านอุตสาหกรรมส่วนมากเนื่องจากความก้าวหน้าทางด้านเทคโนโลยีทางไมโครอิเล็กทรอนิกส์และไมโครโปรเซสเซอร์ ดังนั้นการออกแบบระบบคอนโทรล ดี.ซี.มอเตอร์และการวิเคราะห์จึงเป็นเทคนิคใหม่และน่าสนใจ

2.1 พื้นฐานของระบบควบคุมดี.ซี.มอเตอร์

ส่วนประกอบพื้นฐานของระบบคอนโทรลดี.ซี.มอเตอร์แสดงได้ในบล็อกไดอะแกรมรูปที่

2.1 ซึ่งประกอบด้วยบล็อกที่สำคัญ 4 บล็อก คือ

1. ตัวคอนโทรลเลอร์
2. วงจรไครเวอร์ หรือเพาเวอร์แอมพลิไฟ
3. ฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์หรือเอนโคเดอร์
3. ดี.ซี.มอเตอร์และโหลด



รูปที่ 2.1 แสดงระบบการคอนโทรลดี.ซี.มอเตอร์แบบพื้นฐาน

2.1.1 ตัวคอนโทรลเลอร์

ตัวคอนโทรลเลอร์เป็นส่วนที่ทำให้ระบบเกิดสัญญาณคอนโทรลไปยังดี.ซี.มอเตอร์และโหลดคอนโทรลเลอร์ที่ให้สัญญาณอนาลอกคอนโทรลเลอร์ ส่วนคอนโทรลเลอร์ที่ให้สัญญาณคอนโทรลเป็นสัญญาณดิจิทัลเราเรียกว่าดิจิทัลคอนโทรลเลอร์

2.1.2 วงจรไครเวอร์

เป็นส่วนประกอบของระบบที่อยู่ระหว่างตัวคอนโทรลเลอร์กับดี.ซี.มอเตอร์และโหลดมีหน้าที่ปรับรูปและขยายสัญญาณให้เหมาะสมก่อนที่จะป้อนเข้าไปขับดี.ซี.มอเตอร์และโหลดวงจรไครเวอร์ส่วนใหญ่ได้แก่เพาเวอร์แอมพลิไฟซึ่ง อาจแบ่งย่อยเป็นลิเนียร์เพาเวอร์แอมพลิไฟและพัลส์วิดท์โมดูเลชันแอมพลิไฟ

2.1.3 ฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์หรือเอนโคเดอร์

เป็นสิ่งประดิษฐ์ที่ใช้รับรู้หรือตีเทคสัญญาณเอาท์พุทที่ต้องการ โดยไม่มีผลของการโหลดถึง (Loading) สัญญาณที่ตีเทคได้นี้จะป้อนกลับไปเปรียบกับสัญญาณอ้างอิงทำให้ได้สัญญาณเออร์เรอร์ ฟีดแบ็คทรานสดิวเซอร์แบ่งออกได้เป็น 2 แบบ คือ อนุลอกทรานสดิวเซอร์และดิจิตอลทรานสดิวเซอร์ อนุลอกทรานสดิวเซอร์ คือ สิ่งประดิษฐ์ใช้เปลี่ยนพลังงานรูปหนึ่งให้เป็นสัญญาณอนุลอกได้แก่ ทาโคเจนเนอเรเตอร์ไปแทนที่โอมิเตอร์และซิงโครเป็นต้น ดิจิตอลทรานสดิวเซอร์เป็นสิ่งประดิษฐ์ที่ใช้เปลี่ยนพลังงานรูปหนึ่งให้เป็นสัญญาณดิจิตอลได้แก่ อินครีเมนทอลเอนโคเดอร์ โซลเวอร์แมกเนติกฟิคอัพ เป็นต้น

2.1.4 ดี.ซี.มอเตอร์และโหลด

คือระบบที่ถูกคอนโทรลหรือส่วนที่ออกแรงทำงานซึ่งจะเป็นเครื่องจักรกล (ดี.ซี.มอเตอร์) หรืออะไรก็ตามที่ให้อัตรา ดี.ซี.มอเตอร์ในที่นี้เป็นแบบแม่เหล็กถาวรที่มีคุณสมบัติการทำงานสูงมีอาร์เมเจอร์อินดักเตนซ์และแรงเฉื่อยของโรเตอร์ต่ำ

2.2 ลักษณะการควบคุมของระบบดี.ซี.มอเตอร์

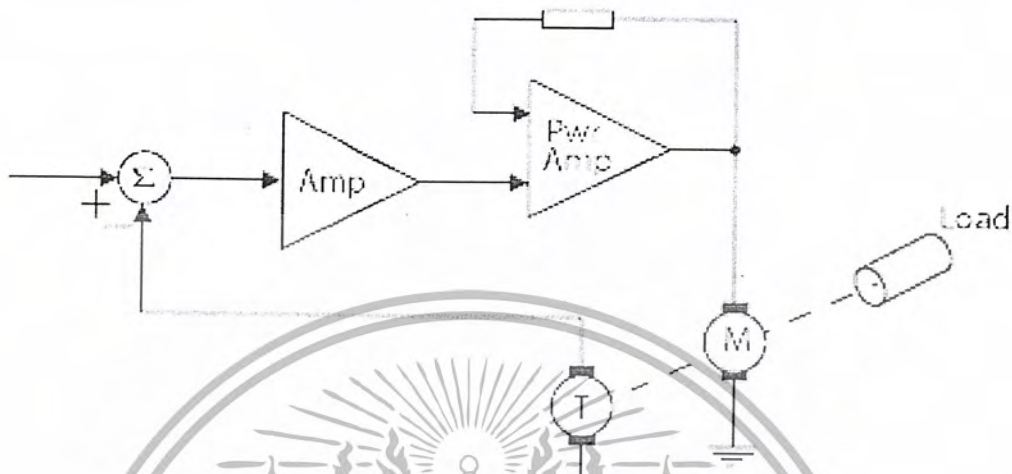
ระบบการคอนโทรลดี.ซี.มอเตอร์สามารถที่จะจำแนกลักษณะการคอนโทรลได้เป็น 2 แบบ คือระบบอนุลอกคอนโทรลและระบบดิจิตอลคอนโทรล

2.2.1 ระบบอนุลอกคอนโทรล

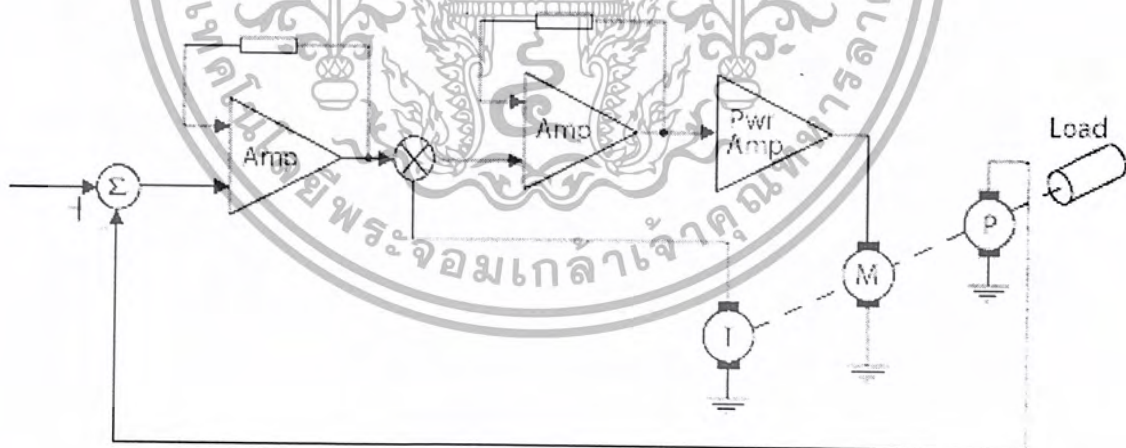
ในการคอนโทรลรูปของระบบอนุลอกคอนโทรลเอาต์พุทของระบบจะถูกวัดค่าหรือตีเท็กค่าออกมาเป็นสัดส่วนกับสัญญาณจะถูกบังคับโดยพัลส์วิดท์โมดูเลชัน 12 โวลต์ พัลส์วิดท์สามารถอินเตอร์เฟสกับไมโครคอมพิวเตอร์ได้ง่ายใช้คอนโทรลเลอร์เป็นแบบ PI คอนโทรลเป็นสัญญาณอนุลอก เช่น ระบบที่มีการป้อนกลับด้วยทาโอมิเตอร์จากรูปที่ 2.2 แสดงโวลต์เตจเอาต์พุทของทาโอมิเตอร์จะเป็นอนุลอกของความเร็วมอเตอร์ ในทำนองเดียวกันระบบการบังคับตำแหน่งดังรูปที่ 2.3 ไดนามิกวาริเอเบิล (การเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของโหลด) จะเป็นสัดส่วนกับโวลต์เตจเอาต์พุท

เอกสารนี้เป็นของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ผ่านการขออนุญาตจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ถือเป็นการละเมิดลิขสิทธิ์และจะดำเนินการฟ้องดำเนินคดีตามกฎหมายต่อไป

สรุปได้ว่าระบบอนาลอกคอนโทรลก็คือ การคอนโทรลรูปที่มีพีคแบ็คทรานสดิวเซอร์ เป็นอนาลอกทรานสดิวเซอร์วัดค่าไดนามิกควาริเอเบิลออกมาเป็นสัญญาณอนาลอกป้อนกลับไปยัง ตัวอนาลอกคอนโทรลเลอร์เพื่อคอนโทรลให้ได้คุณสมบัติการทำงานเป็นไปตามที่ต้องการ



รูปที่ 2.2 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบบังคับความเร็วที่มีทาโคมิเตอร์เป็นตัวป้อนกลับ



รูปที่ 2.3 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบการบังคับตำแหน่งที่มีทาโคมิเตอร์เป็นตัวเสริม เสถียรภาพให้ดีขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 หลักการทำงานของดี.ซี.มอเตอร์

ดี.ซี.มอเตอร์เป็นทรานสดิวเซอร์แรงบิดซึ่งมีการออกแบบให้มีคุณลักษณะพิเศษคือ แรงบิดของเพลลาของดี.ซี.มอเตอร์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสอาร์เมเจอร์แรงบิดของเพลลาของดี.ซี.มอเตอร์จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับกระแสอาร์เมเจอร์แรงบิดของเพลลาของดี.ซี.มอเตอร์จะได้จากผลระหว่างสนามแม่เหล็กและขดลวดตัวนำ หลักการแสดงในรูปที่ 2.4 ในที่นี้กระแสที่ไหลในขดลวดตัวนำจะสร้างฟิลด์ที่ประกอบด้วยเส้นแรงแม่เหล็ก ϕ และขดลวดตัวนำเหล่านั้นอยู่ห่างจากศูนย์กลางการหมุนเท่ากับ r ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดของเพลลาและกระแสเท่ากับ

$$T = K\phi I$$

เมื่อ	T	คือ แรงบิดของเพลลา มีหน่วยเป็นนิวตัน-เมตร
	ϕ	คือ เส้นแรงแม่เหล็ก มีหน่วยเป็นเวเบอร์
	I	คือ กระแสเป็นแอมแปร์
	K	คือ ตัวคงที่

ดังนั้นแรงบิดของเพลลาจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลคูณของเส้นแรงแม่เหล็กและกระแส เมื่อขดลวดตัวนำเคลื่อนที่ในสนามแม่เหล็กก็จะทำให้เกิด โวลต์เตจคคร่อมตัวมันเอง โวลต์เตจนี้จะเป็นสัดส่วนกับความเร็วของเพลลาของมอเตอร์และด้านกร ไหลของกระแสความสัมพันธ์ระหว่างโวลต์เตจย้อนกลับนี้และความเร็วของเพลลาของมอเตอร์คือ

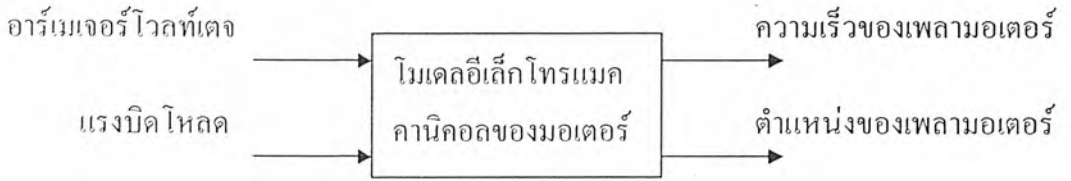
$$E = K\phi\omega$$

เมื่อ	E	คือ โวลต์เตจย้อนกลับ emf มีหน่วยเป็นโวลต์
	ϕ	คือ เส้นแรงแม่เหล็ก มีหน่วยเป็นเวเบอร์
	ω	คือ ความเร็วของมอเตอร์ มีหน่วยเป็นเรเดียน / วินาที

2.4 โมเดลคณิตศาสตร์ของดี.ซี.มอเตอร์

ดี.ซี.มอเตอร์ที่ใช้ร่วมกับดี.ซี.แอมพลิไฟทั้งในระบบบังคับตำแหน่งและการบังคับความเร็ว มักจะได้รับการประยุกต์ใช้ เป็นส่วนประกอบสร้างกำลังงานในระบบการบังคับต่างๆ และเนื่องจากวิทยาการเกี่ยวกับสารแม่เหล็กและการขยายด้วย โซลิตอสเตททำให้ดี.ซี.มอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวร ได้รับความนิยมนำไปใช้เป็นส่วนประกอบการขับเคลื่อนในระบบการบังคับแบบปิดรูปแบบต่างๆ มากขึ้น การออกแบบและชดเชยระบบดังกล่าวได้เหมาะสมจะต้องใช้โมเดลคณิตศาสตร์ของ

ส่วนประกอบทั้งหมดในระบบ ในหัวข้อนี้เราจะได้พัฒนาลิเนียร์โมเดลของดี.ซี.มอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวรและแบบฟิลด์แยกกระตุ้น



รูปที่ 2.4 แสดงโมเดลคณิตศาสตร์ของดี.ซี.มอเตอร์

2.5 โมเดลอิเล็กทรอนิกส์โทรแมคคานิคอล

ส่วนสำคัญของดี.ซี.มอเตอร์แบบฟิลด์แยกกระตุ้นมีโมเดลดังรูปที่ 2.5

R_a : ความต้านทานของอาร์เมเจอร์

L_a : อินдукแตนซ์ของอาร์เมเจอร์

V_g : โวลต์เด็งกำเนิดในอาร์เมเจอร์ (โวลต์เตจย้อนกลับ)

R_f : ความต้านทานของฟิลด์

L_f : อินдукแตนซ์ของฟิลด์

ϕ : ช่องว่างอากาศของเส้นแรงสนามแม่เหล็ก

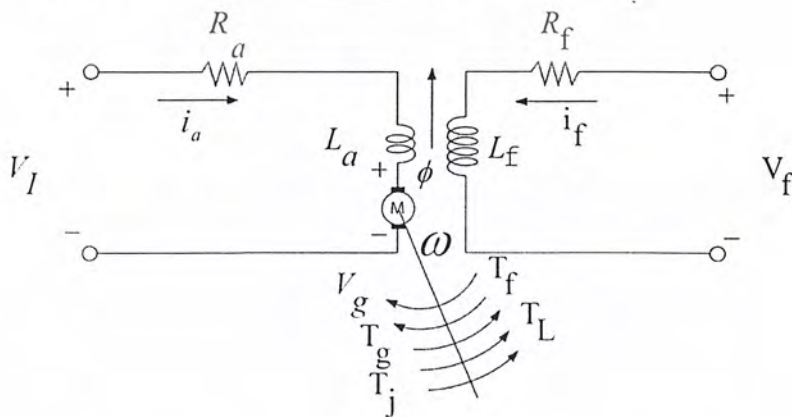
ω : ความเร็วของเพลาอาร์เมเจอร์

T_g : แรงบิดที่พัฒนาขึ้นในมอเตอร์

T_f : แรงบิดเสียดทานของมอเตอร์

T_j : แรงเฉื่อยของมอเตอร์

T_L : แรงบิดโหลดบนเพลาของมอเตอร์



รูปที่ 2.5 แสดงโมเดลของดี.ซี.มอเตอร์แบบฟิลด์แยกกระตุ้น

ขั้นตอนแรกเราจะหาสมการพื้นฐาน โมเดลของดี.ซี.มอเตอร์ได้จากรูปของอาร์เมเจอร์

$$V_i(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + V_g(t) \quad (2-1)$$

เทอมโวลต์เตจ $V_g(t)$ ในสมการ(2-1)คือโวลต์เตจย้อนกลับของมอเตอร์ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อเส้นลวดตัวนำของอาร์เมเจอร์หมุนตัดเส้นแรงแม่เหล็กซึ่งเกิดขึ้นโดยกระแสของฟิลด์ (i_f) ตามกฎของฟาราเดย์รูปของเส้นลวดตัวนำหมุนในฟิลด์แม่เหล็กคงที่จะมีการเหนี่ยวนำโวลต์เตจขึ้นในขดลวดนั้น

$$V(t) = \frac{d\lambda(t)}{dt} \quad (2-2)$$

เมื่อ $\lambda(t)$ เส้นแรงแม่เหล็กที่ลิงเคจ (Linkages) ไปยังขดลวดและ t คือ เวลาในการหมุนของคอมมิวเตเตอร์ของมอเตอร์การควบคุมวงจรของแต่ละส่วนของตัวนำในโรเตอร์จะเกิดโวลต์เตจขึ้นในส่วนของตัวนำนั้นตามสมการ (2-2) เมื่อ $\frac{d\lambda(t)}{dt}$ จะเป็นสัดส่วนต่อเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศและความเร็วเชิงมุม $\omega(t)$ หรือเราจะได้ว่า

$$V_g(t) = K\phi(t)\omega(t) \quad (2-3)$$

สมมติให้กระแสของฟิลด์มีค่าคงที่และไม่คิดถึงส่วนการเปลี่ยนแปลงในเส้นแรงฟิลด์ เนื่องจากอาร์เมเจอร์รีแอคชันเส้นแรงฟิลด์ก็จะมีค่าคงที่ดังสมการค่าคงที่ดังนั้นสมการ (2-9) ก็จะกลายเป็น

$$V_g(t) = K_e \omega(t) \quad (2-4)$$

เมื่อเราสมมติให้เส้นแรงของฟิลด์มีค่าคงที่แรงบิดของแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งจะเกิดขึ้นแก่โรเตอร์ของตัวมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนกับกระแสอาร์เมเจอร์

$$T_g(t) = K_t i_a(t) \quad (2-5)$$

เมื่อ K_t คือ ค่าคงที่ของแรงบิดของมอเตอร์

กำลังงานเชิงกลที่เกิดขึ้นใน โรเตอร์ คือ ผลคูณของแรงบิดที่เกิดขึ้นและความเร็วเชิงมุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_g(t) = T_g(t) \omega(t) \quad (2-6)$$

กำลังงานเชิงกลที่เกิดขึ้นในโรเตอร์ทั้งหมดนี้จะถ่ายไปยังโหลดที่ต่ออยู่กับเพลาของมอเตอร์แต่กำลังงานนี้บางส่วนจะสูญเสียไปกับมอเตอร์การสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทานหมายถึงความหน่วง เนื่องจากลมที่ต่อโรเตอร์แรงเสียดทานตัวรองรับโรเตอร์กระแสที่ไหลวนในเหล็กของตัวโรเตอร์และฮีสเตอร์รีซิสจากรูปที่ 2.6 แสดงให้เห็นถึงแรงบิดต่างๆที่เกิดขึ้นต่อโหลดของมอเตอร์ คือ



รูปที่ 2.6 แสดงถึงแรงบิดต่างๆ ที่เกิดขึ้นต่อโหลดของมอเตอร์

เมื่อ

$T_g(t)$: แรงบิดของมอเตอร์

$T_f(t)$: แรงบิดที่ต้องขณะการสูญเสียเนื่องจากการเสียดทาน

$T_J(t)$: แรงบิดเพื่อใช้เพิ่มอัตราเร่งแก่ความเฉื่อยของโหลด

$T_L(t)$: แรงบิดโหลด

ในช่วงเวลาใด ๆ ก็ตาม แรงบิดของมอเตอร์จะต้องเท่ากับและมีทิศทางตรงข้ามกับผลรวมแรงบิด $T_f(t)$ $T_J(t)$ และ $T_L(t)$ ดังนั้น

$$T_g(t) = T_f(t) + T_L(t) + J \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (2-7)$$

เมื่อ J คือ ผลรวมของโมเมนต์แรงเฉื่อยของโรเตอร์และโหลดที่ต่ออยู่ที่เพลาของมอเตอร์ผลรวมของแรงบิดเสียดทานที่ประกอบกันขึ้นที่เพลาของมอเตอร์ ซึ่งเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันกับความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์เรียกว่า ส่วนประกอบของวิสคอสฟริกชันและมักจะอยู่ในเทอมที่แยกออกจากฟริกชันอื่นๆ ซึ่งแสดงได้ด้วยสมการต่อไปนี้

$$T_g(t) = T_f(t) + T_L(t) + J \frac{d\omega(t)}{dt} + B\omega(t) \quad (2-8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ B คือสัมประสิทธิ์ของวิสคอสฟริกชันของมอเตอร์และโหลดที่ต่ออยู่กับเพลลาของมอเตอร์ $T_f(t)$ คือ ผลรวมของฟริกชันของโหลดและของมอเตอร์ทั้งหมดมีแรงต้านของลมและการสูญเสียกำลังในเหล็กของเพลลามอเตอร์ยกเว้นวิสคอสฟริกชัน สมการ (2-1), (2-5), (2-6) และ (2-8) เป็นชุดสมการพื้นฐานของดี.ซี.มอเตอร์โมเดลและจากสมการเหล่านี้ เราสามารถจะหาทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของดี.ซี.มอเตอร์ได้ โดยใส่ลาปลาซทรานสฟอร์มทั้งสองข้างของชุดสมการพื้นฐานและเขียนได้ใหม่เป็น

$$V_l(s) - V_g = (R_a + sL_a) I_a(s) \quad (2-9)$$

$$V_g(s) = K_e \omega(s) \quad (2-10)$$

$$T_g = K_t I_a(s) \quad (2-11)$$

$$T_g(s) - T_f(s) - T_L(s) = (B + sJ)\omega(s) \quad (2-12)$$

บล็อกไดอะแกรมที่แสดงถึงสมการพื้นฐานเหล่านี้แสดงดังในรูปที่ 2.7

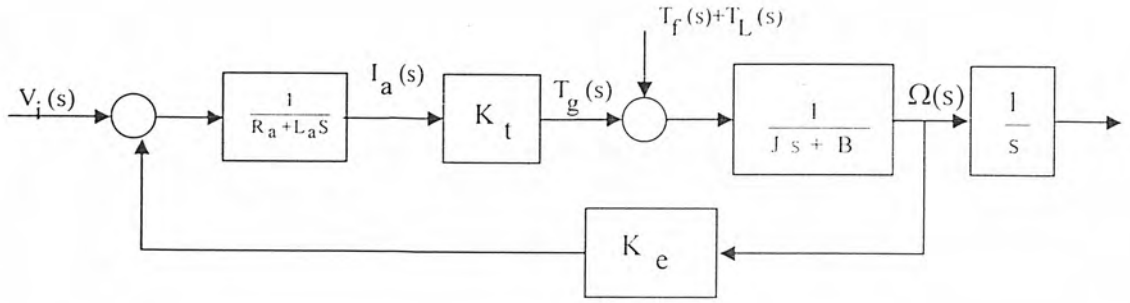
ข้อควรสังเกต

สมมติว่า โวลต์แดงที่ป้อนให้กับวงจรอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์มีค่าคงที่ ดังนั้นมอเตอร์จะหยุดหมุนด้วยความเร็วคงที่คือทำงานอยู่ที่สภาวะสงบนิ่งที่ โหลดคงที่ กำลังงานเชิงกลที่เกิดขึ้นโดยมอเตอร์จะหาได้จากสมการ (2-6) และเมื่อรวมกับสมการ (2-5) ก็จะได้

$$P_g = T_g \omega = K_t I_a \omega \quad (2-13)$$

เมื่อทุกเทอมในสมการสุดท้ายมีค่าคงที่เนื่องจากมอเตอร์ทำงานอยู่ที่สภาวะสงบนิ่งกำลังไฟฟ้าที่ถูกดูดกลืน โดยอาร์เมเจอร์ต้องเท่ากับผลคูณของโวลต์แดงคร่อมอาร์เมเจอร์และกระแสที่ไหลผ่าน ดังนั้น

$$P = V_g I_a = K_e \omega I_a \quad (2-14)$$



รูปที่ 2.7 แสดงบล็อกไดอะแกรมของดี.ซี.มอเตอร์โมเดล

ดังนั้นเราจะได้ว่ากำลังงานเชิงกลที่เกิดขึ้นต้องเท่ากับกำลังงานไฟฟ้าที่ถูกดูดกลืนใน โรเตอร์ คือสรุปได้ว่า $K_t = K_e$

2.6 ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของดี.ซี.มอเตอร์

บล็อกไดอะแกรมของรูป 2.7 แสดงถึงระบบที่มีสองอินพุต และมีเอาต์พุตเป็นทั้งความเร็วเชิงมุมและการเคลื่อนที่แบบเชิงมุม θ จากรูป 2.28 ความเร็วเอาต์พุตของระบบเขียนได้เป็น

$$\omega(s) = G_1(s)V_i(s) + G_2(s)[T_f(s) + T_L(s)] \quad (2-15)$$

$$\text{เมื่อ } G_1(s) = \frac{\omega(s)}{V_i(s)} \Big|_{T_f(s) + T_L = 0} \quad (2-16)$$

$$G_2(s) = \frac{\omega(s)}{T_f(s) + T_L(s)} \Big|_{V_i(s) = 0} \quad (2-17)$$

$G_1(s)$ คือ ทรานสเฟอ์ฟังก์ชันระหว่างโวลต์เตจและความเร็ว

$$\begin{aligned} G_1(s) &= \frac{\omega(s)}{V_i(s)} = \frac{K_t}{(L_a + R_a)(Js + B) + K_t K_e} \\ &= \frac{K_m}{\alpha s^2 + Bs + 1} \end{aligned} \quad (2-18)$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

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

สมการ (2-18) เป็นโวลต์เตจทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของดี.ซี.มอเตอร์ในเมื่อสมมติว่า T_f และ T_L มีค่าเป็นศูนย์ สมการ (2-18) สามารถเขียนใหม่ได้เป็น

$$G_1(s) = \frac{K_t}{R_a B(1+\tau_e s)(1+\tau_m s) + K_t K_e} \quad (2-19)$$

เมื่อ

$$\tau_e = L_a / R_a = \text{ไทม์คอนสแตนต์ทางไฟฟ้า}$$

$$\tau_m = J/B = \text{ไทม์คอนสแตนต์ทางเชิงกล}$$

ถ้าอินดักเตนซ์ของอาร์เมเจอร์มีค่าน้อย ไทม์คอนสแตนต์ทางไฟฟ้าสามารถตัดทิ้งได้และสมการ (2-18) ได้เป็น

$$G_v(s) = \frac{\omega(s)}{V_i(s)} = \frac{K_t}{R_a(Js+B) + K_t K_e} \quad (2-20)$$

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

เมื่อ

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

ในสมการ (2-25) ค่าคงที่ K_m อาจเรียกได้ว่าเป็นค่าคงที่ของมอเตอร์ ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันแรงบิด โหลด $G_2(s)$ หาได้เป็น

$$G_2(s) = \frac{\omega(s)}{T_f(s)+T_L(s)} = \frac{-\frac{1}{Js+B}}{1+\frac{K_t K_e}{(Js+B)(L_a s+R_a)}}$$

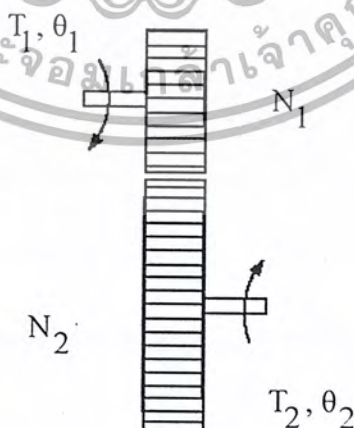
$$G_2(s) = \frac{-\frac{R_a K_m}{K_t} \left[\frac{L}{R_a} s + 1 \right]}{\alpha s^2 + \beta s + 1} \quad (2-21)$$

ซึ่งถ้าอินตีกแตนท์ของอาร์เมเจอร์ไม่นำมาคิดถึง สมการ (2-21) ก็ลดลงได้

$$G_L(s) = \frac{\omega(s)}{T_f(s)+T_L(s)} = \frac{-\frac{R_a K_m}{K_t}}{ts+1}$$

2.7 ระบบเกียร์

ระบบเกียร์ คานังคหรือสายพานในลูกกลอก เป็นอุปกรณ์เครื่องกลซึ่งสามารถส่งพลังงานจากส่วนหนึ่งของระบบไปยังส่วนอื่น ๆ ได้ในรูปของแรงแรงบิด ความเร็ว และการเคลื่อนที่ นอกจากนี้ อุปกรณ์เหล่านี้ยังเป็นเสมือนอุปกรณ์สำหรับประสาน (Matching) ที่สามารถใช้ส่งผ่านกำลังงานให้ได้ค่าสูงสุด รูปที่ 2.8 แสดงถึงการคัปปลิงเกียร์ 2 ตัวเข้าด้วยกันแรงเฉื่อยและแรงเสียดทานของเกียร์จะไม่นำมาคิดในเมื่อพิจารณาถึงเกียร์อุดมคติ



รูปที่ 2.8 ระบบการคัปปลิงของเกียร์

ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิด T_1 และ T_2 การเคลื่อนที่เชิงมุม θ_1 และ θ_2 และจำนวนซี่ฟัน N_1 และ N_2 ของระบบเกียร์สามารถหาได้จากหลักเกณฑ์ต่อไปนี้

1. จำนวนซี่ฟันของเกียร์จะเป็นสัดส่วนกับรัศมี r_1 และ r_2 ของเกียร์ นั่นคือ

$$r_1 N_2 = r_2 N_1 \quad (2-22)$$

2. ระยะทางการเคลื่อนที่ไปของเกียร์แต่ละตัวจะมีค่าเท่ากันดังนั้น

$$\theta_1 r_1 = \theta_2 r_2 \quad (2-23)$$

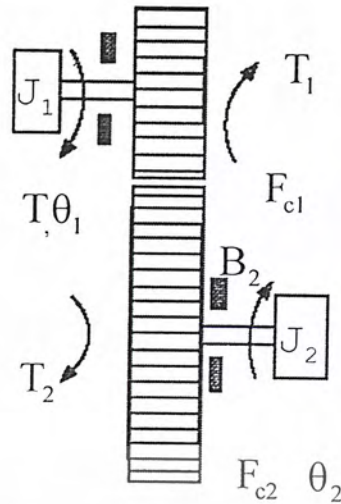
3. แรงงานที่ได้จากเกียร์ตัวหนึ่งจะเท่ากับแรงงานที่ได้จากเกียร์อีกตัวหนึ่ง เนื่องจากสมมติให้ว่าไม่มีการสูญเสียแรงงานดังนั้น

$$T_1 \theta_1 = T_2 \theta_2 \quad (2-24)$$

ถ้าความเร็วเชิงมุมของเกียร์ทั้งสองคือ ω_1 และ ω_2 ในรูปที่ 2.8 สมการ (2-22), (2-23) และ (2-24) เขียนใหม่ได้เป็น

$$\frac{T_1}{T_2} = \frac{\theta_2}{\theta_1} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{\omega_1}{\omega_2} = \frac{r_1}{r_2} \quad (2-25)$$

ในการปฏิบัติตัวเกียร์จริงๆ จะต้องมีแรงเฉื่อยและแรงเสียดทานเกิดขึ้นเนื่องจากการค้ำปัดระหว่างฟันของเกียร์ซึ่งไม่สามารถจะตัดทิ้งได้ ระบบสมมูลของเกียร์ที่มีวิสกอสฟริกชันกลอมบ์ฟริกชันและแรงเฉื่อย พิจารณาเป็นส่วนประกอบของระบบดังแสดงในรูปที่ 2.9 ตัวแปรและพารามิเตอร์ต่อไปนี้อธิบายระบบเกียร์



รูปที่ 2.9 แสดงระบบการคัปปลิงเกียร์ที่มีแรงเฉื่อย

T = แรงบิดป้อนให้ระบบเกียร์

θ_1 และ θ_2 = ระยะทางการเคลื่อนที่เป็นแบบเชิงมุม

T_1 และ T_2 = แรงบิดที่ส่งผ่านมายังเกียร์

J_1 และ J_2 = แรงเฉื่อยของเกียร์

N_1 และ N_2 = จำนวนซี่ฟัน

F_{c1} และ F_{c2} = ตัวสัมประสิทธิ์ของคูลอมบิฟริกชัน

B_1 และ B_2 = ตัวสัมประสิทธิ์ของวิสคอสฟริกชัน

สมการแรงบิดของเกียร์ทั้งสองเขียนได้เป็น

$$T_2(t) = J_2 \frac{d^2\theta_2}{dt^2} + B_2 \frac{d\theta_2(t)}{dt} + F_{c2} \theta_2 \quad (2-26)$$

สมการแรงบิดทางข้างของเกียร์ของเกียร์ตัวแรงได้เป็น

$$T(t) = J_1 \frac{d^2\theta_1}{dt^2} + B_1 \frac{d\theta_1(t)}{dt} + F_{c1} \theta_1 + T_1(t) \quad (2-27)$$

โดยใช้สมการ (2-25) สมการ (2-26) จะแปลงใหม่ได้เป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$T_1(t) = \frac{N_1}{N_2} T_2(t) = \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 J_2 \frac{d^2 \theta_1(t)}{dt^2} + \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 B_2 \frac{d\theta_1(t)}{dt} + \left(\frac{N_1}{N_2} \right) F_{c2} \frac{\dot{\theta}_1}{\theta_2} \quad (2-28)$$

สมการที่ (2-28) จะแสดงให้เห็นว่าเป็นไปได้ที่จะสะท้อนแรงเฉื่อยแรงเสียดทานแรงบิดความเร็ว และการเคลื่อนที่จากข้างหนึ่งของระบบเกียร์ไปยังอีกข้างหนึ่งของระบบเกียร์ดังนั้นเราจะได้ปริมาณค่าต่างๆต่อไปนี้เมื่อพารามิเตอร์ต่างๆของเกียร์ตัวที่สองสะท้อนไปยังเกียร์ตัวหนึ่ง

$$\text{แรงเฉื่อย : } (N_1/N_2)^2 J_2$$

$$\text{ตัวสัมประสิทธิ์ของวิสกอสฟริกชัน : } (N_1/N_2)^2 B_2$$

$$\text{แรงบิด : } (N_1/N_2) T_2$$

$$\text{การเคลื่อนที่เชิงมุม : } (N_1/N_2) \theta_2$$

$$\text{ความเร็วเชิงมุม : } (N_1/N_2) \dot{\theta}_2$$

$$\text{แรงบิดกูดอมบี่ไริคชัน : } (N_1/N_2) F_{c2} (\omega_2/|\omega_2|)$$

ถ้าผลการบิดของสปริงเกิดขึ้น ค่าคงที่ของสปริงจะได้รับการคูณด้วย $(N_1/N_2)^2$ ในการสะท้อน ผลการบิดของแทนค่าสมการ (2-28) ลงในสมการ (2-27) จะได้

$$T(t) = J_{le} \frac{d^2 \theta_1(t)}{dt^2} + B_{le} \frac{d\theta_1(t)}{dt} + T_F \quad (2-29)$$

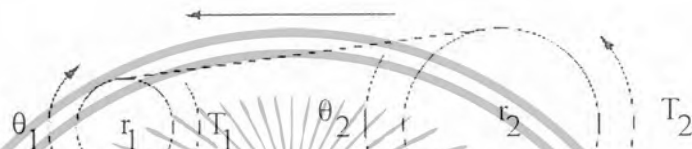
$$J_{le} = J_1 + \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 J_2 \quad (2-30)$$

$$B_{le} = B_1 + \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 B_2 \quad (2-31)$$

$$T_F = F_{c1} \frac{\dot{\theta}_1}{|\dot{\theta}_1|} + \left(\frac{N_1}{N_2} \right) F_{c2} \frac{\dot{\theta}_2}{\theta_2} \quad (2-32)$$

2.8 ระบบสายพานและคานงัด

ระบบขับเคลื่อนด้วยสายพานหรือโซ่ก็มีจุดมุ่งหมายเดียวกับระบบเกียร์ นอกจากว่าระบบสายพานหรือโซ่สามารถส่งผ่านพลังงานไปได้ระยะทางไกลกว่าโดยที่ไม่ต้องใช้เกียร์จำนวนมาก รูปที่ 2.10 แสดงถึงไดอะแกรมของระบบการขับเคลื่อนด้วยสายพานหรือโซ่ระหว่างลูกกลอกทั้งสอง สมมติว่าไม่มีการเลื่อนไปได้ระหว่างสายพานและลูกกรอกเราก็ยังสามารถใช้สมการ (2-33) กับกรณีนี้ซึ่งเป็นการจริงว่าการสะท้อนหรือ ทรานสมิทแดนซ์ของแรงบิดแรงเฉื่อยและแรงเสียดทานเป็นต้นก็คล้ายคลึงกับการสะท้อนกลับของระบบเกียร์



รูปที่ 2.10 แสดงระบบสายพาน

2.9 เซ็นเซอร์และเอนโคเดอร์ในระบบการควบคุมมอเตอร์

เซ็นเซอร์และเอนโคเดอร์เป็นส่วนประกอบที่สำคัญในระบบคอนโทรลที่มีการป้อนกลับในระบบคอนโทรลแบบเบ็ดเสร็จเอนโคเดอร์ มักจะใช้สำหรับตรวจสอบคุณสมบัติการทำงานของระบบ ส่วนในระบบคอนโทรลแบบลูปปิดเซ็นเซอร์และเอนโคเดอร์ใช้เป็นตัวป้อนสัญญาณกลับเพื่อการคอนโทรล นอกจากนี้ยังใช้สำหรับพิสูจน์ความเหมือนกันของกระบวนการที่ไม่รู้ค่าหรือกระบวนการที่มีการเปลี่ยนแปลง ซึ่งจะกล่าวถึงหลักการทำงานและการนำไปใช้งานของเซ็นเซอร์และเอนโคเดอร์ที่ใช้กันมากในระบบคอนโทรล เช่น โปเทนทิโอมิเตอร์ ออฟติกคอดเอนโคเดอร์ แมกเนติกพิคอัพทรานสดิวเซอร์จำพวกแม่เหล็กไฟฟ้าและรีโซลเวอร์

2.9.1 โปเทนทิโอมิเตอร์

โปเทนทิโอมิเตอร์เป็นเครื่องมือที่เปลี่ยนพลังงานกลไปเป็นพลังงานไฟฟ้าอินพุตที่ป้อนเข้าโปเทนทิโอมิเตอร์จะอยู่ในรูปของการเคลื่อนที่แบบเชิงกลและอาจเป็นการเคลื่อนที่แบบหมุนรอบหรือเคลื่อนที่เป็นเชิงเส้นก็ได้เมื่อป้อน โวลต์เตจเข้าที่ปลายข้างที่อยู่กับที่ของ โปเทนทิโอมิเตอร์เอาท์พุต โวลต์เตจจะได้ออกมาที่ปลายของส่วนที่เคลื่อนของ โปเทนทิโอมิเตอร์ซึ่งจะแปรผันโดยตรงกับความเร็วของการหมุนหรือระยะของการเคลื่อนที่เป็นเชิงเส้น โปเทนทิโอมิเตอร์แบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หมุนรอบได้นั้นมีแบบหมุนได้รอบเดียวหรือหมุนได้หลายรอบและส่วนใหญ่จะประกอบขึ้นด้วย ขดลวดหรือความต้านทานของพลาสติกที่เป็นตัวนำในรูปที่ 2.11 แสดงถึงรูปของ โปเทนทีโอมิเตอร์ ชนิดหมุนได้ 10 รอบ รูปที่ 2.12 แสดงถึง โครงสร้างภายในของ โปเทนทีโอมิเตอร์แบบหมุนได้รอบเดียว โปเทนทีโอมิเตอร์แบบพลาสติกตัวนำได้รับความนิยมใช้มากในระบบคอนโทรลที่ต้องการ ความเที่ยงตรงเนื่องจาก โปเทนทีโอมิเตอร์มีความละเอียดไม่จำกัดมีอายุการใช้งานที่ยาวนานและมีเอาต์พุต โวลต์เตจที่ราบเรียบและมีสแตตคน้อยส์ต่ำ

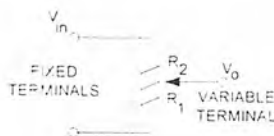


รูปที่ 2.11 แสดงโรตารีโปเทนทีโอมิเตอร์แบบเพลาหมุนได้ 10 รอบ

รูปที่ 2.12 แสดงโครงสร้างภายในของโปเทนทีโอมิเตอร์แบบเพลาหมุนได้รอบเดียว

ตัวอย่างความคลาดเคลื่อนของความต้านทานของ โปเทนทีโอมิเตอร์ชนิดมาตรฐาน จะอยู่ระหว่าง ± 5 เปอร์เซ็นต์ และ ± 10 เปอร์เซ็นต์และโปเทนทีโอมิเตอร์ชนิดพิเศษจะมีความคลาดเคลื่อนประมาณ ± 1 เปอร์เซ็นต์ความเป็นลิเนียร์ของความต้านทานของ โปเทนทีโอมิเตอร์จะอยู่ในพิสัย ± 0.25 ถึง ± 0.5 เปอร์เซ็นต์ในรูป 2.13 แสดงถึงวงจรมูลย์ของโปเทนทีโอมิเตอร์ที่

เป็นแบบดิเนียร์และแบบโรตารีเนื่องจากโวลต์เตจคร่อมขั้วที่ปรับค่าได้และขั้วอ้างอิง (กราวนด์) จะเป็นสัดส่วนกับการเคลื่อนที่ของเพลลาของโปรเทนทีโอมิเตอร์เมื่อป้อน โวลต์เตจคร่อมขั้วที่อยู่กับที่ โปรเทนทีโอมิเตอร์สามารถใช้แสดงค่าตำแหน่งสมบูรณ์ของเพลลาหรือแสดงค่าตำแหน่งสัมพัทธ์ของเพลลาสองอัน



รูปที่ 2.13 แสดงถึงวงจรสมมูลของโปรเทนทีโอมิเตอร์

ในรูปที่ 2.13 แสดงถึงวงจรสมมูลของโปรเทนทีโอมิเตอร์ เมื่อให้โครงของโปรเทนทีโอมิเตอร์เป็น จุดอ้างอิงกราวนด์เอาต์พุตโวลต์เตจ $e(t)$ จะเป็นสัดส่วนตำแหน่งเพลลา

$$e(t) = K_s \theta_c(t) \tag{2-33}$$

เมื่อ K_s คือค่าคงที่ เมื่อ N คือจำนวนรอบของโปรเทนทีโอมิเตอร์ผลรวมการหมุนของเพลลาเท่ากับ เรเดียน ดังนั้น K_s จะมีค่าเป็น

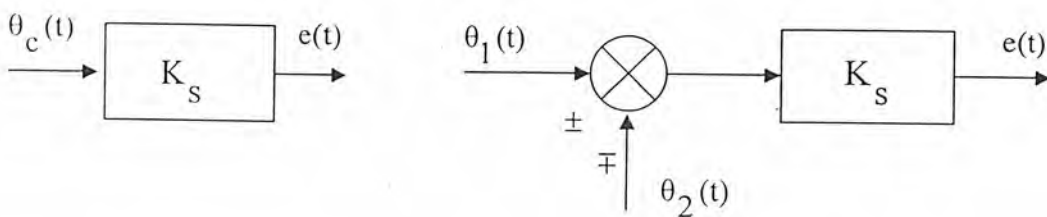
$$K_s = \frac{V}{2\pi N} \tag{2-34}$$

เมื่อ V คือแอมกนิจุดของโวลต์เตจอ้างอิงที่ป้อนให้กับขั้วของโปรเทนทีโอมิเตอร์ 2 ตัวขนานกันการ จัดวิธีนี้สามารถทำการเปรียบเทียบตำแหน่งการหมุนของเพลลา 2 อันผลต่อของการหมุนจะออกมา ในรูปของโวลต์เตจคร่อมปลายของส่วนที่เคลื่อนที่ของโปรเทนทีโอมิเตอร์ทั้งสอง แสดงในสมการ ได้ดังนี้

$$e(t) = K_s [\theta_1(t) - \theta_2(t)] \tag{2-35}$$

ในระบบคอนโทรลลิ่งซี.มอเตอร์เรามักจะใช้โปรเทนทีโอมิเตอร์สำหรับการบังคับตำแหน่งแบบปิด ลูปรูปที่ 2.14 แสดงถึงไดอะแกรมของระบบการบังคับตำแหน่งด้วยซี.มอเตอร์โปรเทนทีโอมิเตอร์ จะถูกใช้เป็นส่วนป้อนกลับเพื่อเปรียบเทียบตำแหน่งของโวลต์เตจคร่อมขั้วที่ต้องการผลต่าง

ที่ได้จากการเปรียบเทียบโพรเทกทีโอมิเตอร์ จะกำเนิดสัญญาณเอเรอร์ออกมาเป็นโวลต์เตจนำไปขยายเพื่อไปขับเคลื่อนมอเตอร์และโหลดให้อยู่ในตำแหน่งที่ต้องการ



รูปที่ 2.14 บล็อกไดอะแกรมที่ใช้งานวงจรของโพรเทกทีโอมิเตอร์

โพรเทกทีโอมิเตอร์ที่มีความเที่ยงตรงมักจะใช้สำหรับการทดลองในระบบการบังคับตำแหน่งของ คี.ซี.มอเตอร์และสเต็ปมอเตอร์

2.10 ลิเนียร์เพาเวอร์แอมพลิไฟ

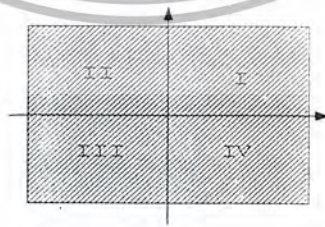
ลิเนียร์เซอร์โวแอมพลิไฟโดยปกติสร้างขึ้นเพื่อใช้เป็นอุปกรณ์ขยายแบบลิเนียร์เช่นเดียวกับออป-แอมป์หรือดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟที่ใช้ไปกระตุ้นภาคเพาเวอร์ให้ไปขับมอเตอร์ภาค เพาเวอร์จะมีการป้อนกลับแบบลูปปิดเพื่อให้พารามิเตอร์ที่ต้องการได้แก่มอเตอร์โวลต์เตจกระแส ของมอเตอร์หรือพารามิเตอร์ทั้งสองดังกล่าวมีความเป็นลิเนียร์ในกรณีนี้ความไม่เป็นลิเนียร์และดิฟ ฟักที่ก่เกิดขึ้นจากอณูหภูมิในภาคเพาเวอร์จะลดลงโดยอัตราขยายสูงของระบบนอกจากนั้นออป-แอมป์ ยังมักใช้เป็นเสมือนการชดเชยหรือใช้เป็นซัมมิงแอมพลิไฟทำหน้าที่เหมือนจุดรวมของสัญญาณ บังคับและสัญญาณป้อนกลับของระบบ ซึ่งได้แก่สัญญาณที่ได้จากอนาลอกทาโคมิเตอร์ (ในระบบ การบังคับความเร็ว) และสร้างสัญญาณเอเรอร์ซึ่งจะถูกขยายโดยภาคเพาเวอร์เพื่อไปแก้พารามิเตอร์ ที่ต้องการบังคับให้มีค่าที่ถูกต้องลิเนียร์แอมพลิไฟจะเป็นตัวควบคุม โวลต์เตจหรือกระแสของ มอเตอร์โดยการบังคับขนาดของโวลต์เตจที่จ่ายให้กับมอเตอร์ดังนั้นจะเป็นตัวที่ลดโวลต์เตจเอาไว้ ซึ่งเท่ากับผลต่างของแหล่งจ่ายของแหล่งจ่ายโวลต์เตจใช้งานจริงใน ขณะที่มีกระแสที่เหมาะสม ไหลผ่านกำลังงานจะสูญเสียในเอาท์พุททรานซิสเตอร์เป็นจำนวนมากโดยเฉพาะขณะที่มอเตอร์วิ่งที่ ความเร็วต่ำแรงบิดสูงเพราะขณะนั้น โวลต์เตจย้อนกลับของมอเตอร์ต่ำกระแสจริงสูงนี้เป็นความ แดกต่างที่เห็นได้ชัดเมื่อเทียบกับสวิทชิงแอมพลิไฟ วงจรสวิทชิงแอมพลิไฟควบคุมโวลต์เตจของ มอเตอร์โดยปรับ duty cycle ของโวลต์เตจที่จ่ายให้กับมอเตอร์และให้มันทำงานทุกสภาวะอิมตัว หรือที่สภาวะออฟ ดังนั้นการสูญเสียของกำลังงานจะน้อยในแต่ละสภาวะทำให้ประสิทธิภาพการ ทำงานสูงขึ้นอย่างไรก็ตามสวิทชิงแอมพลิไฟก็สร้างปัญหาใหม่ขึ้นอีก เพื่อหลีกเลี่ยงการสูญเสียการ สวิทซ์ที่ความถี่สูงค่าของอินดักแตนซ์ของมอเตอร์ (หรือภายนอก) ต้องมีค่าน้อยดังนั้นจึงเป็นการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

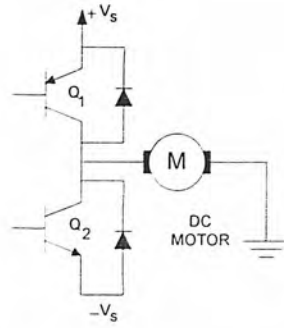
เพิ่ม Time constant ของระบบซึ่งจะทำให้แบนด์วิดของระบบลดลงด้วย นอกจากนั้นยังเกิดปัญหา การรบกวนของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า (EMI) ซึ่งมักเกิดขึ้นรุนแรงทำให้ระบบเกิดความยุ่งยากและ ทำงานผิดพลาดขึ้น ได้จึงเป็นการยากที่จะตัดสินใจว่าแอมพลิฟิเคชันใดหนึ่คิดว่ากันลิเนียร์แอมพลิฟิเคชันตามปกตินิยมใช้ในระยะเวลาที่มีแบนด์วิดที่กว้างและกำลังงานต่ำ (น้อยกว่า 2-3 วัตต์) และมักจะใช้สำหรับขับเคลื่อนขดลวดหมวนของ ดี.ซี. มอเตอร์ที่มีความเฉื่อยต่ำให้เพิ่มกระแสด้วยอัตราเร่งสูงในช่วงเวลาอันสั้น (2-3 มิลลิวินาที) ซึ่งกระแสพีคที่กำหนดไว้ของเอาต์พุตทรานซิสเตอร์อาจจะยังใช้งานได้ดีในทางตรงกันข้ามสวิตชิ่งแอมพลิฟิเคชันโดยทั่วไปมักจะใช้ในระบบที่ใหญ่ๆ โดยเฉพาะอย่างยิ่งระบบดังกล่าวต้องการขยายช่วงการทำงานที่ความเร็วต่ำและมีแรงบิดสูงซึ่งจะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานอย่างมากในลิเนียร์แอมพลิฟิเคชัน

2.10.1 ไบโตรีคชันแนลเซอร์โวมอพลิฟิเคชัน

ไบโตรีคชันแนลเซอร์โวมอพลิฟิเคชัน สามารถทำให้มอเตอร์ทำงานได้ทั้งสองทิศทางและมี ลิเนียร์ทรานสเฟอร์ฟังก์ชันตลอดถึงช่วงความเร็วเป็นศูนย์แอมพลิฟิเคชันแบบนี้สามารถบังคับได้เต็มทั้ง 4 ควอดแรนต์ดังในรูปที่ 2.15 และสามารถป้อนโวลต์เดจและกระแสทั้งสองขั้วบวกหรือลบให้กับ มอเตอร์ได้ไบโตรีคชันแนลแอมพลิฟิเคชันแบบพื้นฐาน 2 แบบ ได้แก่ ลิเนียร์ไบโพลาร์ตามรูปที่ 2.16 และลิเนียร์บริคจตามรูปที่ 2.17 ซึ่งแบ่งออกตามลักษณะ โครงสร้างของภาคเอาต์พุตไบโตรีคชันแนลแอมพลิฟิเคชันจะใช้เพาเวอร์ซัพพลายถึงสองลักษณะสำหรับการทำงานแบบฟอร์เวอร์ดและรีเวอร์ส โวลต์เดจที่ป้อนให้มอเตอร์เท่ากับผลต่างระหว่างซัพพลายโวลต์เดจคกักรวมที่คอสเลกเตอร์ อิมิตอร์ของ Q_1 หรือ Q_2 ในขณะที่ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแสเนื่องด้วยลิเนียร์แอมพลิฟิเคชันโดยทั่วไปมี ประสิทธิภาพไม่ค่อยดีนักโดยเฉพาะอย่างยิ่งที่สภาวะความเร็วต่ำแรงบิดสูง ซึ่งในสภาวะนี้กระแส จะไหลสูงและโวลต์เดจคกักรวมเอาต์พุตทรานซิสเตอร์สูงด้วย ดังนั้นในระบบใหญ่จำเป็นต้องใช้ ตัวระบายความร้อนขนาดใหญ่หรือใช้พัดลมสำหรับระบายความร้อนด้วย



รูปที่ 2.15 แสดงควอดแรนต์การทำงาน



รูปที่ 2.16 แสดงภาคเอาต์พุตของลิเนียร์ไบโพลาร์



รูปที่ 2.17 แสดงภาคเอาต์พุตของลิเนียร์บริดจ์

ลิเนียร์ไบโพลาร์แอมพลิไฟเป็นแอมพลิไฟที่ออกแบบได้ง่ายกว่าลิเนียร์บริดจ์ แต่การออกแบบไบโพลาร์มีข้อเสียที่สำคัญหลายข้อซึ่งควรจะได้ประเมินข้อดีข้อเสียของระบบเสียก่อน

1. เพาเวอร์ซัพพลายเป็นแบบไบโพลาร์ก็มีสองขั้วบวกและลบ
2. ค่า V_{ce0} ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องสูงกว่าผลบวกของซัพพลายโวลต์เตจทั้งสอง ($2V_s$)
3. ลิเนียร์ไบโพลาร์แอมพลิไฟจะต้องทนต่อฟอร์เวอร์ค-ไบฮัสเบรคดาวน์ที่สองเอาต์พุต เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อาจจะเสียได้ในช่วงการลดความเร็วลงของโหลดที่มีความเฉื่อยสูงลงจากความเร็วสูงๆ

ลิเนียร์บริดจ์จะใช้เพาเวอร์ซัพพลายเพียงขั้วเดียวคือบวกหรือลบเพื่อป้อนให้กับมอเตอร์ซึ่งโวลต์เตจที่ป้อนให้มอเตอร์จะมีขนาดเกือบเท่ากับโวลต์เตจของเพาเวอร์ซัพพลายในวงจรบริดจ์ Q_1 และ Q_4 จะนำกระแสเมื่อมอเตอร์ได้รับโวลต์เตจที่หมุนไปในทิศทางหนึ่ง Q_2 และ Q_3 จะนำกระแส เมื่อมอเตอร์ได้รับโวลต์เตจให้หมุนไปในทิศทางตรงข้าม ดังนั้นโวลต์เตจตกคร่อม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวที่นำกระแสจะเท่ากับ $\frac{1}{2}$ (ซัพพลาย โวลต์เตจ โวลต์เตจคกรวมมอเตอร์) โครงสร้างของลิเนียร์บริดจ์ต้องการให้ V_{ce0} ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าสูงกว่า V_S ตามรูปที่ 2.16 หรือ 2.17 ฟรี-วิลลิงไดโอดคกรวม Q_1 และ Q_2 สำหรับไบโพลาร์และคกรวม Q_1 และ Q_4 สำหรับบริดจ์ไดโอดจะเป็นตัวคดให้เอาท์พุตโวลต์เตจลดลงเท่ากับ โวลต์เตจคกรวมไดโอดที่เป็นบวกหรือลบมากกว่า $\pm V_S$ สำหรับไบโพลาร์สำหรับบริดจ์ไดโอดจะกคโวลต์เตจแต่ละขาของบริดจ์เพื่อให้โวลต์เตจคกรวมไดโอดตัวหนึ่งเป็นบวกมากกว่า V_S กับให้โวลต์เตจคกรวมไดโอดอีกตัวหนึ่งมีค่าต่ำกว่ากราวด์ ดังนั้นเอาท์พุตทรานซิสเตอร์จะไม่ขึ้นกับโวลต์เตจผลักคคที่มีค่ามากกว่า V_S หลายเท่าสำหรับบริดจ์และเท่ากับ $2V_S$ สำหรับไบโพลาร์ข้อดีอีกอันหนึ่งของบริดจ์คือช่วงลคโวลต์เตจผลักคคบนตัวทรานซิสเตอร์ที่นำกระแสถ้าบริดจ์ได้รับการออกแบบอย่างเหมาะสมความแตกต่างกันระหว่างซัพพลายโวลต์เตจและ โวลต์เตจที่มอเตอร์ต้องการจะถูกแบ่งเท่าๆกันระหว่างทรานซิสเตอร์ที่นำกระแสทั้ง 2 ตัวนั้นจกผลอันนี้ช่วงเพิ่มกระแสของเอาท์พุตทรานซิสเตอร์ก่อนที่จะเกิดความเสียหายจากฟอร์เวิร์ดไบอัสเบรกคควนครั้งที่สอง การที่จะเพิ่มกระแสเอาท์พุตอย่างปลอดภัยสำหรับการทำงานของมอเตอร์ควรจะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.11 หลักการออกแบบเพาเวอร์แอมพลิไฟ

การเลือกเอาท์พุตทรานซิสเตอร์และ โครงสร้างที่จะต้องใช้ในการออกแบบเพาเวอร์แอมพลิไฟควพิจารณาจุดที่สำคัญคคต่อไปนี้

2.11.1 การเลือกอุปกรณ์เอาท์พุต

ก่อนที่จะเลือกเอาท์พุตทรานซิสเตอร์ควรจะได้พิจารณาจุดคคต่อไปนี้

ก. มอเตอร์ต้องการกระแสและ โวลต์เตจสูงสุดเท่าไร โวลต์เตจของเพาเวอร์ซัพพลายจะต้องเป็นค่าต่ำสุดของโวลต์เตจที่สูงสุดของมอเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ซัพพลายที่ยังไม่ได้เรีกูเลทควรจะทนสภาพของการแปรไปของโวลต์เตจในสายส่งได้มากกว่า ± 10 เปอร์เซ็นต์หมายความว่า V_{ce0} ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เลือกใช้ควรจะมีค่าสูง

ข. กระแสยอดสูงสุดของการเพิ่มอัตราความเร็ว หรือ การลคอัตราความเร็วลงต้องการช่วงเวลานานเท่าไรเราต้องใช้อุปกรณ์ที่ทำงานอยู่ในพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยหรือระบบจะต้องอยู่ในช่วงพื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยย่าน ดี.ซี. การเบรกคควนครั้งที่สองจะกลคเป็นโวลต์เตจผลักคคในช่วงเวลาการลคอัตราความเร็วลงซึ่งมักจะเป็นการบังคับให้ต้องใช้เอาท์พุตทรานซิสเตอร์ที่มีเพาเวอร์สูงขึ้น (หรือต่อขนานกันเพิ่มขึ้น) มากกว่ากระแสยอดสูงสุดตามธรรมดาที่คคต้องการ

ค. แบนค้วคคของเพาเวอร์แอมพลิไฟต้องการขนาดเท่าไร แบนค้วคคนี้้อาจจะกำหนดได้โดยตัวลคิมิตกระแสในช่วงความเร็วที่คคต้องการตามปกติเร้ามักจะชอบใช้ทรานซิสเตอร์ที่ต่ำสุดซึ่งให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คคแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนวคิดที่ตามต้องการมากกว่าส่วนที่จะให้ให้ตามคุณสมบัติของการเบรกคาว์นครั้งที่สองด้วยแล้ว เป็นการยากลำบาก

ง. การออกแบบจะเป็นแบบไบโพลาร์หรือแบบบริดจ์ซัพพลายที่จะใช้เป็นแบบลักษณะสองขั้วหรือเปล้าการพิจารณาถึงฟอร์เวอร์คเบรกคาว์นครั้งที่สองในช่วงเวลาลดอัตราความเร็วทำให้บริดจ์แอมพลิไฟมีจุดที่น่าสนใจกว่าหรือไม่บริดจ์ต้องการ $V_{ceo}/2$ สำหรับเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ต่ำกว่าแบบไบโพลาร์ครึ่งหนึ่ง

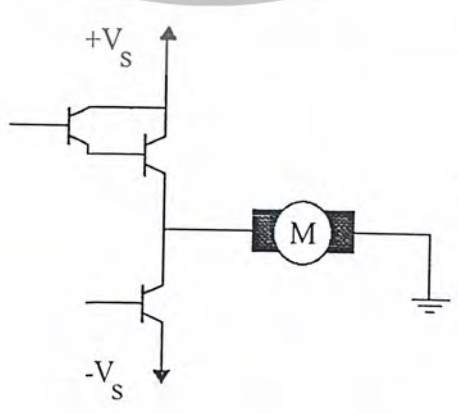
2.11.2 การออกแบบภาคเอาต์พุต

โดยทั่วไปผู้ออกแบบมีโอกาสเลือกการออกแบบภาคเอาต์พุตแอมพลิไฟได้เป็น 2 ลักษณะคือ แบบโครงสร้างมีส่วนประกอบเต็มส่วนบริบูรณ์ดังในรูป 2.18 ใช้ NPN และ PNP เอาต์พุตทรานซิสเตอร์ในการจัดวงจรที่สมมาตรกัน

ภาคเอาต์พุตแบบมีส่วนประกอบเต็มส่วนบริบูรณ์เพียงกึ่งเดียว ดังในรูป 2.19 มีลักษณะเป็น อินเวอร์ตารลิงคัล ประกอบด้วยเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ NPN และไดร์เวอร์ PNP เลียนแบบการทำงานเอาต์พุตทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.18 แสดงการออกแบบภาคเอาต์พุตแบบมีส่วนประกอบเต็มส่วนบริบูรณ์



รูปที่ 2.19 แสดงการออกแบบภาคเอาต์พุตแบบมีส่วนประกอบเต็มส่วนเพียงกึ่งเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาติให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคเอาต์พุตแบบมีส่วนประกอบเต็มส่วนบริบูรณ์มีความสะดวกในการออกแบบและมีคุณสมบัติการทำงานที่สมมาตรกัน โดยเฉพาะอย่างยิ่งอัตราขยายและแบนด์วิดท์ ส่วนภาคเอาต์พุตแบบเต็มส่วนบริบูรณ์เพียงกึ่งเดียวจะสามารถใช้ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดเป็น NPN ได้ในภาคเอาต์พุต ซึ่งตามปกติซึ่งตามปกติมีราคาถูกกว่า PNP และอาจทำงานได้ไม่ค้อยดิ้นักการต่อเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ขนานกันกระทำได้ง่าย ในการออกแบบภาคเอาต์พุตแบบมีส่วนประกอบที่เต็มบริบูรณ์ซึ่งต้องการเพียงตัวความต้านทานที่อิมิตอร์ ซึ่งค่าของความต้านทานให้โวลต์เดจตกคร่อมประมาณ 0.7 โวลต์ ที่กระแสคอลเล็กเตอร์ไหลสูงสุดเอาต์พุตทรานซิสเตอร์ที่มีลักษณะเป็นคู่ (Complementary pair) สามารถเพิ่มการประหยัดได้อย่างมากทำให้โครงสร้างแบบ Complementary นิยมใช้กันมากขึ้น

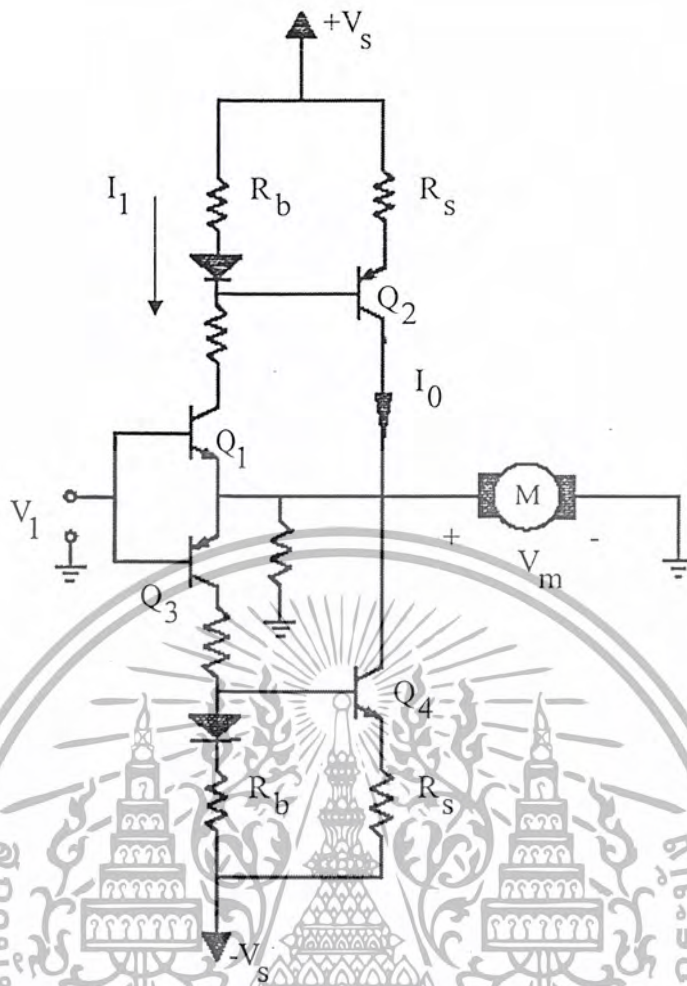
2.12 การพิจารณาถึงอัตราขยายแบนด์วิดท์

ในเพาเวอร์แอมพลิไฟที่มีโพล (pole) เพียงตัวเดียวอัตราขยายจะลดลงตามความถี่ด้วยสโลป 6 dB/octave ผลคูณของอัตราขยายและแบนด์วิดท์จะมีค่าคงที่ ถ้าหากแบนด์วิดท์มีการบังคับได้ทำให้มีผลตามมาก็คือ อัตราขยายก็จะสามารถบังคับได้ด้วยเนื่องด้วยเพาเวอร์แอมพลิไฟโดยทั่วไปจะออกแบบให้มีรูปการป้อนกลับภายในรูปหนึ่ง เพื่อรักษาสภาพของแอมพลิไฟโวลต์เดจหรืออัตราขยายกระแสไฟให้คงที่เทคนิคคือไปมีดังรูป 2.20 มีการบังคับอัตราขยายโวลต์เดจแบบปิดลูปและมีการบังคับอัตราขยายกระแส โครงสร้างแบบ current mirror ของภาคไดร์เวอร์และภาคเอาต์พุตช่วยกำจัดระลอก (ripple) ในเพาเวอร์ซัพพลายทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ประกอบกันเป็น Current mirror (เช่นเดียวกับ Q_3 และ Q_4) ถ้าได้กระแสขับจาก Q_1 ที่เหมาะสมกระแส I_o จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ I_1

$$I_o = I_1 \frac{R_b}{R_s} \quad (2-36)$$

อัตราขยายโวลต์เดจของระบบ V_m/V_1 บังคับได้โดย R_1 และ R_2 (ไม่คิดค่า V_{be} ตกคร่อม Q_1 และ Q_3) ตัวความต้านทาน R_1 และ R_2 จะมีค่าเท่ากับตัวความต้านทานป้อนกลับในวงจรรزونอินเวอร์ของออฟ-แอมป์ดังนั้น

$$\frac{V_m}{V_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2-37)$$



รูปที่ 2.20 แสดง โครงสร้างภาคเอาต์พุตที่มีการบังคับอัตราขยาย

ดังนั้น โวลต์เตจบิดรูปและอัตราขยายกระแสของภาคเอาต์พุตถูกบังคับได้อย่างดี ด้วยตัวของมันเอง ทำให้ระบบไม่อยู่ในอิทธิพลของการเปลี่ยนแปลงของทรานซิสเตอร์พารามิเตอร์และซัพพลายโวลต์เตจ เนื่องจาก Current mirror ทำให้แน่ใจได้ว่ากระแสเอาต์พุตเป็นฟังก์ชันกับกระแสของภาคขับเท่านั้น ระบบจึงไม่ขึ้นอยู่กับการแปรซัพพลายและ B ดังนั้นแอมพลิไฟเบอร์นี้จึงสามารถทำงานในย่านที่มีการแปรค่าของพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ในช่วงกว้างโดยการทำงานของเพาเวอร์และไดร์เวอร์ทรานซิสเตอร์

2.13 เทคนิคการลิมิตกระแส

เมื่อซี.ซี.มอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวรได้รับการขับเคลื่อนด้วยเพาเวอร์แอมพลิไฟทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีการบังคับด้วยตัวลิมิตกระแสที่เชื่อถือได้ทั้งมอเตอร์ และ แอมพลิไฟอาจถูกทำให้เสียหายได้ โดยภาวะกระแสที่ไหลเกินขีดจำกัดแม้ในช่วงเวลาอันสั้นตัวลิมิตกระแส โดยทั่วไปควรมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

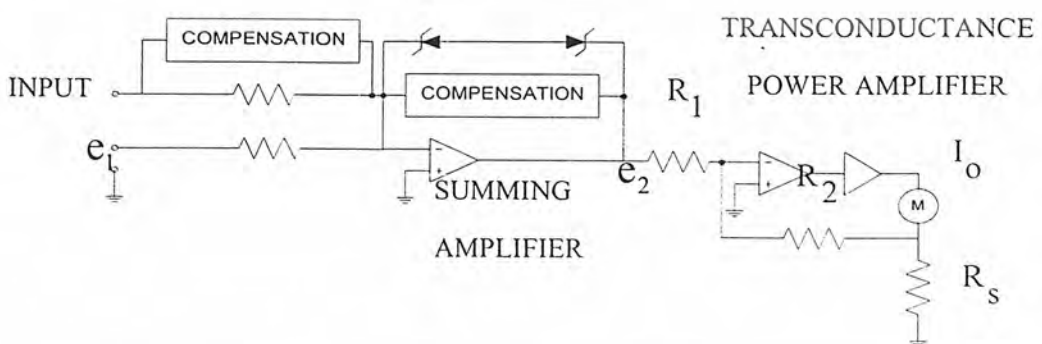
1. ตัวลิมิตกระแสต้องสามารถรักษาคุณสมบัติการลิมิตได้ราบเรียบแม้ว่าจะเกิดโอเวอร์ไดร์จำนวนมากก็ตาม
2. ตัวลิมิตต้องมีผลตอบสนองที่รวดเร็วพอที่จะป้องกันกระแสโอเวอร์ชูดเมื่อมอเตอร์ลดอัตราความเร็วลงจากความเร็วสูง
3. ตัวลิมิตควรอยู่ในลักษณะปิดลูปเพื่อป้องกันเออร์เรอร์โวลต์เตจจากซั้มมิงแอมป์ลิไฟสูงเกินไปเมื่อถูกกระแสถูกจำกัด
4. ในทางทฤษฎีตัวลิมิตกระแสควรอยู่ใกล้เอาต์พุตทรานซิสเตอร์มากที่สุด

คุณสมบัติอื่นๆ เช่น ความสามารถในการปรับแต่ง, ลิมิตกระแสได้สองภาค (กระแสพัลส์ค่าสูงสามารถยอมให้ไหลได้ในช่วงเวลาอันสั้นเพื่อเพิ่มอัตราเร่งหรือลดอัตราเร่งของความเร็วลง) หรือการลิมิตกระแสย้อนกลับ ซึ่งอาจจะจำเป็นในการประยุกต์ใช้งานบางอย่างเมื่อเราต้องการให้มีคุณสมบัติการลิมิตกระแสในระบบอาจจำเป็นต้องมีการประนีประนอมเพาเวอร์แอมป์ลิไฟแบบทรานส์คอนดักแตนซ์ เป็นแอมป์ลิไฟที่มีกระแสเอาต์พุตเป็นสัดส่วนกับอินพุตโวลต์เตจและเรามักนิยมนำมาใช้สำหรับเหตุผล 2 ข้อต่อไปนี้

1. เพราะว่าโวลต์เตจซั้มอินพุตถูกกวดและแอมป์ลิไฟอยู่ในฟอร์มปิดลูปของตัวลิมิตกระแส
2. เราจะป้อนค่าโวลต์เตจที่อินพุตแอมป์ลิไฟเท่านั้นเพื่อให้ได้กระแสตามต้องการ

เนื่องจากซั้มมิงแอมป์ลิไฟจะไปซั้มเพาเวอร์แอมป์ลิไฟอีกทีหนึ่งการกวดขนาดของโวลต์เตจคร่อมจุดป้อนกลับของซั้มมิงแอมป์ลิไฟจะเป็นการลิมิตค่าเอาต์พุตโวลต์เตจของตัวเองดังนั้นเราจะได้ค่ากระแสของมอเตอร์ตามต้องการดังในรูป 2.21

TACHOMETER
FEEDBACK



รูปที่ 2.21 แสดงตัวลิมิตกระแสของเพาเวอร์แอมป์ลิไฟแบบทรานส์คอนดักแตนซ์

เพาเวอร์แอมพลิไฟแบบทรานคอนดักแตนท์กำหนดได้โดย

$$\frac{I_O}{e_2} = -\frac{R_2}{R_1 R_s} \quad (2-38)$$

เนื่องจากโวลต์เตจ e_2 ถูกจำกัดอยู่ที่ $\pm(V_Z - V_d)$ เมื่อ V_Z เป็นเซนเนอร์โวลต์เตจและ $V_d = 0.7$ โวลต์การลิมิตกระแสกำหนดได้โดย

$$I_{lim} = -e_{2max} \frac{R_1}{R_1 R_2} \quad (2-39)$$

$$I_{lim} = \pm(V_Z + V_d) \frac{R_2}{R_1 R_s} \quad (2-40)$$

ความเร็วที่ต้องการสำหรับตัวลิมิตกระแสขึ้นอยู่กับอัตราสูงสุดของกระแสที่เพิ่มขึ้นของดี.ซี มอเตอร์ ซึ่งจะเกิดขึ้นขณะที่ลดความเร็วลงจากความเร็วสูงสุด โวลต์เตจสูงสุดที่จะป้อนให้กับมอเตอร์ควรจะมีค่าประมาณ $2V_s$ ภายใต้ภาวะนี้ไม่จำเป็นต้องมีการจำกัดกระแสในกรณีคำนวณหาความเร็วที่ต้องการกำหนดให้ I_{lim} เท่ากับกระแสที่ต้องการลิมิตสมมติว่าอยู่ในภาวะที่ลดความเร็วลงกระแสของมอเตอร์สามารถเขียนได้เป็น

$$I_m(t) = \frac{2V_s}{R} (1 - e^{-t/\tau}) \quad (2-41)$$

เมื่อ

$$\tau = L_a / R_a$$

และ

$$L_a = \text{อาร์มาเจอร์อินดักแตนท์}$$

$$R_a = \text{ความต้านทานของอาร์มาเจอร์}$$

$$I_m(T) = I_{lim} = \frac{2V_s}{R_a} (1 - e^{-T/\tau}) \quad (2-42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ T เป็นเวลาที่ใช้สำหรับให้กระแสสูงขึ้นจนถึงค่าลิมิตและค่าของ T จากสมการ (4-16) เราจะได้

$$T = \tau \ln \left[\frac{2V_s}{2V_s - R_a I_{\text{lim}}} \right] \quad (2-43)$$

เวลาการตอบสนองของตัวลิมิตกระแสหรือเวลาการตอบสนองของแอมพลิไฟ ในกรณีของทรานส์คอนดัคเตอร์แอมพลิไฟควรมีค่าน้อยกว่า T สำหรับทรานส์คอนดัคเตอร์แอมพลิไฟเราอาจจะให้ความสัมพันธ์ของเวลาการตอบสนอง T กับแบนด์วิดท์ของเพาเวอร์แอมพลิไฟดังนี้

ค่าเวลาที่เพิ่มขึ้นจาก 10 ถึง 90 เปอร์เซ็นต์ของแอมพลิไฟ กำหนดได้โดย

$$T_{10-90} = \frac{0.35}{f_0}$$

เมื่อ f_0 คือแบนด์วิดท์ของแอมพลิไฟ (3 dB) เราต้องการว่า $T_{10-90} \ll T$ ดังนั้น

$$f_0 \gg \frac{0.35}{T}$$

สำหรับตัวอย่างในการพิจารณาทรานส์คอนดัคเตอร์ที่ใช้ขั้วมอเตอร์ซึ่งมี ค.ต.ท. ของอาร์มาเจอร์และอินดัคแตนซ์ของอาร์มาเจอร์ดังต่อไปนี้

$$R_a = 2 \text{ โอห์ม}$$

$$L_a = 6 \text{ mH}$$

สมมติว่า $V_s = 30$ โวลต์ กำหนดให้ I_{lim} เป็นกระแสลิมิตเท่ากับ 5 แอมป์ ดังนั้น

$$\begin{aligned} T &= \frac{6 \times 10^{-3}}{2} \ln \left[\frac{60}{60-10} \right] \\ &= 547 \text{ } \mu\text{sec} \end{aligned}$$

เราต้องการแบนด์ของแอมพลิไฟเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$f_0 \gg \frac{0.35}{457 \times 10^{-6}} = 640 \text{ Hz.} \quad (2-44)$$

อีกวิธีหนึ่งที่ยากกว่าคือ สมมติว่ากระแสของมอเตอร์เพิ่มขึ้นได้ด้วยอัตราสูงสุดคือ

$$\frac{\Delta I}{\Delta T} = \frac{2V}{L} \quad (2-45)$$

ดังนั้น

$$T = \frac{L \Delta I}{2V}$$

ในกรณีข้างบนนี้เราจะได้

$$T = \frac{5 \times 6 \times 10^{-3}}{60} = 500 \text{ } \mu\text{sec} \quad (2-46)$$

เราต้องการค่าของเวลาที่เพิ่มเวลาที่เพิ่มขึ้นจาก 10 ถึง 90 เปอร์เซ็นต์ซึ่งน้อยกว่า T และจะได้ดังนั้น

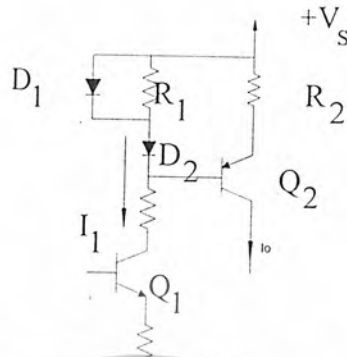
$$f_0 \gg \frac{0.35}{\Delta T} = 700 \text{ Hz} \quad (2-47)$$

อย่างไรก็ตามตัวลิมิตกระแสของแอมพลิไฟแบบทรานส์คอนคัคเตนซ์ยังมีความต้องการการทำงานที่ถูกต้องของส่วนประกอบทั้งหมดในเพาเวอร์แอมพลิไฟเช่นข้อผิดพลาดของออฟแอมป์ อาจเป็นสาเหตุให้เอาท์พุททรานซิสเตอร์หรือมอเตอร์เสียหายได้เราจึงต้องมีความจำเป็นต้องป้องกันความเสียหายที่เกิดขึ้นกับตัวลิมิตกระแสทรานส์คอนคัคเตนซ์ ด้วยการใส่ตัวลิมิตกระแสอย่างง่ายที่เอาท์พุททรานซิสเตอร์ของวงจรวอร์คเกอร์ตัวลิมิตกระแสนี้จะตั้งค่าไว้สูงกว่าค่าสูงสุดของพิสัยการลิมิตกระแสของทรานคอนคัคเตนซ์แอมพลิไฟ เพื่อป้องกันระบบได้ดีที่สุดเทคนิคการลิมิตกระแสโดยตรงดังกล่าวจะได้แสดงรายละเอียดต่อไป ถ้าไดร์เวอร์และเอาท์พุททรานซิสเตอร์มีโครงสร้างเป็นแบบ Current mirror (ดังในรูป 2.22) ดังนั้นความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเอาท์พุทกับกระแสสามารถหาได้โดย

$$I_0 = I_1 R_1 / R_2 \quad (2-48)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแส I_1 มักต้องการให้มีค่าสูงกว่ากระแสเบสของ Q_1 และไดโอด D_1 จะเป็นตัวออฟเซต โวลต์เตจตกคร่อมอิมิตเตอร์เบสของ Q_2



รูปที่ 2.22 แสดงตัวลิมิตกระแสที่ใช้ร่วมกับไครเวอร์ แบบ Current mirror และเอาท์พุททรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.23 แสดงตัวอย่างการลิมิตกระแสโดยตรง

เราจะเห็นได้ว่าโวลต์ตกคร่อม R_1 เท่ากับโวลต์ตกคร่อม R_2 ถ้าโวลต์ตกคร่อม R_1 ถูก ลิมิต (ดังในตัวอย่างเท่ากับ 0.7 โวลต์โดย D_2) อยู่ที่ค่าใดค่าหนึ่งดังนั้นโวลต์ตกคร่อม R_2 จะถูก ลิมิตอยู่ที่ค่าเดียวกันและกระแสเอาท์พุทจะถูกจำกัดในกรณีนี้คือ

$$I_{lim} = 0.7/R_2 \tag{2-49}$$

เทคนิคอีกอันหนึ่ง คือ การช่อมเอากระแสอิมิตเตอร์ของเอาท์พุททรานซิสเตอร์โดยตรงและต่อขนาน กับกระแสขับเมื่อกระแสเอาท์พุทมีค่าที่แน่นอนดังในรูป 4.20 ในกรณีนี้เมื่อโวลต์เตจ $I_o R_2$ จะมีค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เกินกว่าโวลต์เดจตกคร่อมอิมิตเตอร์-เบสของ Q_2 และ Q_2 ก็จะเริ่มดันนำกระแสขนานกับค่ากระแสขับเบสของ Q_2 เพื่อให้ได้ค่าที่ต้องการ $I_0 R_2 \approx 0.7$ โวลต์คังนั้น

$$I_{olim} = 0.7/R_2 \quad (2-50)$$

เทคนิคนี้กระทำได้ง่ายและราคาไม่แพงทั้งยังมีประสิทธิภาพดีในการลิมิตกระแสตามขั้นตอนที่สองซึ่งอาจนำมาใช้ได้ทั้งในวงจรแบบไบโพลาร์หรือแบบบริดจ์

2.14 พัลส์วิดท์โมดูเลชันเพาเวอร์แอมพลิไฟ

ในระบบ “ ดี.ซี.เซอร์โว ” แอมพลิไฟจะมีหน้าที่ควบคุมกระแสและโวลต์เดจที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์เพื่อให้ได้ค่าความเร็วตามที่ต้องการ จากการที่เรารู้จักลิเนียร์แอมพลิไฟมาแล้วเป็นแอมพลิไฟที่มีค่าความสัมพันธ์อย่างง่ายและมีช่วงแบนด์วิดท์ที่กว้างมาก แต่เนื่องจากคุณสมบัติของแอมพลิไฟมีข้อจำกัดบางประการเพราะแอมพลิไฟต้องสูญเสียพลังงานไปที่ทางด้านเอาต์พุตทรานซิสเตอร์มากเช่นมอเตอร์ตัวหนึ่งต่ออนุกรมกับแอมพลิไฟโดยใช้ซัพพลายร่วมกันซัพพลายจะจ่ายไฟ 50 โวลต์มอเตอร์ใช้ไฟไป 10 โวลต์และกระแส 20 แอมแปร์มอเตอร์จึงกินพลังงานไป 200 วัตต์แต่จะเห็นว่ามีการสูญเสียที่แอมพลิไฟถึง 800 วัตต์ คือจะมากเป็น 4 เท่าของมอเตอร์วิธีหนึ่งที่จะแก้ปัญหาคือการสูญเสียพลังงานคือใช้แอมพลิไฟควบคุมมอเตอร์โดยการเปลี่ยนแปลง Duty cycle ของโวลต์เดจที่จ่ายให้แก่มอเตอร์แอมพลิไฟชนิดนี้เรียกว่า “ สวิทชิงแอมพลิไฟ ” ซึ่งสามารถควบคุมความเร็วต่ำๆ โดยมีแรงบิดสูงอยู่โดยไม่สิ้นเปลืองพลังงานเหมือนกับพวกลิเนียร์แอมพลิไฟสวิทชิงแอมพลิไฟนี้โดยทรานซิสเตอร์แอมพลิไฟจะทำหน้าที่คล้ายสวิทซ์เมื่อทรานซิสเตอร์นำกระแสแล้วโวลต์เดจตกคร่อมตัวมันจะน้อยมากจนตัดทิ้งได้ แต่เมื่อมันหยุดนำกระแสโวลต์เดจที่ตกคร่อมตัวมันจะมีค่ามากเข้าใกล้ V_{cc} และมีกระแสไหลผ่านน้อยมากถือว่าเป็นศูนย์ ด้วยเหตุดังกล่าวนี้การสูญเสียในเอาต์พุตทรานซิสเตอร์จึงมีค่าต่ำระบบสวิทชิงสามารถสร้างได้หลายวิธีมีทฤษฎีง่ายๆ ในการทำให้แอมพลิไฟสวิทซ์ด้วยความถี่ที่คงที่และสามารถแปรค่าของ On และ Off ของพัลส์ได้ตามต้องการแอมพลิไฟชนิดนี้เรียกว่า พัลส์วิดท์โมดูเลเตอร์ (PWM) แอมพลิไฟซึ่งถ้าเราสามารถออกแบบให้แปรค่าได้ทั้งค่าพัลส์และความถี่แล้วก่อให้เกิดประโยชน์ในการควบคุมรักษาระดับของกระแสสูงๆ ได้แต่อาจเกิดออสซิลเลทหรือทำให้เกิดเสียงรบกวนที่ความถี่รีโซแนนท์ ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงแอมพลิไฟแบบ PWM ที่มีความถี่คงที่เท่านั้นแอมพลิไฟแบบ PWM สามารถทำงานได้ 3 แบบ คือ ไบโพลาร์ยูนิโพลาร์และลิมิตยูนิโพลาร์ซึ่งในบทนี้เราจะได้อธิบายรายละเอียดในแต่ละแบบเราจะได้ศึกษาปัญหาการสูญเสียในแอมพลิไฟตลอดจนปัญหาการรักษาความถี่ในการสวิทซ์

ให้ถูกต้องจากการศึกษาปัญหาการใช้งานกับดี.ซี.มอเตอร์นี้เราสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับสเตปมอเตอร์และใช้เป็นแอมพลิไฟของลิเนียร์มอเตอร์ได้อีกด้วย

2.14.1 การทำงานของแอมพลิไฟแบบพัลส์วิดท์โมดูเลชั่น

แอมพลิไฟแบบPWM สามารถแบ่งได้เป็น 3 ชนิด ตามลักษณะของการทำงานคือไบโพลาร์ ยูนิโพลาร์และลิมิตยูนิโพลาร์ สำหรับแบบไบโพลาร์ ซึ่งง่ายที่สุดจะดูการทำงานได้ตาม รูปที่ 2.24 โดยที่เราจะกำหนดให้มีความถี่การสวิตช์เป็น f_s และ t_{on} ที่เกิดขึ้นในส่วนแรกและ t_{off} เกิดในส่วนหลังโดย



รูปที่ 2.24 แสดงแอมพลิไฟแบบ PWM และดี.ซี.มอเตอร์

ไบโพลาร์ จะมี T_1 และ T_4 นำกระแสระหว่างเฟส On ส่วน T_2 และ T_3 จะนำกระแสขณะเฟส off จะได้ฟังก์ชันตกรวมมอเตอร์เป็น

$$V_m = V_{AB} \begin{cases} V_s & 0 \leq t < t_1 \\ -V_s & t_1 \leq t < t_f \end{cases} \quad (2-51)$$

แบบยูนิโพลาร์ จะลดจำนวนทรานซิสเตอร์ในการสวิตช์ลงการสวิตช์ ขึ้นกับ V_{in} เป็นบวกหรือลบ เมื่อ V_{in} เป็นบวก T_4 จะนำกระแสตลอดคาบ ในขณะที่ T_1 นำกระแสในช่วงเฟส On และ T_2 จะนำกระแสในช่วงเฟส off เมื่อ V_{in} เป็นลบ T_2 จะนำกระแสตลอด โดยมี T_3 และ T_4 สลับกันทำงานเมื่อ V_{in} เป็นบวกได้

$$V_{in} \quad \begin{cases} V_s & 0 \leq t < t_1 \\ 0 & t_1 \leq t < t_f \end{cases} \quad (2-52)$$

การแสดงค่า V_{in} ในทางลบจะเหมือนกันเพียงแต่ V_{in} เป็นลบเท่านั้น

จากลักษณะดังกล่าวมานั้นมีประโยชน์เหมือนกันซึ่งในแต่ละกรณีจะมีทรานซิสเตอร์คู่หนึ่ง (T_1, T_2) หรือ (T_3, T_4) จะหยุดนำกระแสขณะที่อีกคู่ นำกระแสซึ่งมีเวลาเก็บสะสมและเวลาที่ปล่อยออกของทรานซิสเตอร์เกิดขึ้นและมันอาจเป็นไปได้ที่ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดนำกระแสในเวลาเดียวกันซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรของซัพพลายเราจำเป็นต้องหลีกเลี่ยงภาวะดังกล่าวซึ่งสามารถทำได้โดยการสร้างช่วง Delay time ของซัพพลายเราจำเป็นต้องหลีกเลี่ยงภาวะดังกล่าวความถี่ของการสวิตช์จะถูกจำกัดในวงที่แคบลงแบบที่ 3 ของการทำงานคือแบบ ลิมิตยูนิโพลาร์จะแสดงให้เห็นคือมีความจำเป็นต้องมีช่วง delay ซึ่งการสวิตช์ขึ้นกับค่า V_{in} เมื่อ V_{in} เป็นบวก T_4 จะนำกระแสตลอด T_1 จะสวิตช์เป็น on ในช่วงเฟส on ดังนั้นในช่วงเฟส on ทั้ง T_1 และ T_4 จะ on ยังผลแก่โวลต์เดจของมอเตอร์ V_m คือ

$$V_m = V_s \quad 0 \leq t < t_1 \quad (2-53)$$

ระหว่างเฟส Off จะมี T_4 นำกระแสเพียงตัวเดียวเป็นผลให้ V_{in} ขึ้นกับ I_{AB} ตราบที่ $I_{AB} > 0$ ซึ่งเป็นสภาวะปกติ เมื่อ $V_{AB} > 0$ กระแส I_{AB} จะไหลผ่าน D_2 และ T_4 เป็นผลให้ $V_A = 0$ และ

$$V_m = V_{AB} = 0 \quad ; \text{when} \quad \begin{cases} t_1 \leq t < t_f \\ I_{AB} > 0 \end{cases} \quad (2-54)$$

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

$$V_m = V_{AB} \quad ; \text{ when } \begin{cases} t_1 \leq t < t_f \\ I_{AB} < 0 \end{cases} \quad (2-55)$$

ซึ่งเกิดขึ้นภายหลังจากเปลี่ยนขั้ว V_{in} ในที่สุดถ้าเราสามารถทำให้ $I_{AB} = 0$ (เข้าใกล้ศูนย์จนถึงว่าเป็นศูนย์) จะทำให้ทั้ง D_1 และ D_4 ไม่นำกระแสและโวลต์เดจ V_{in} จะอยู่ระหว่างค่าศูนย์และ V_S ดังต่อไปนี้

$$0 < V_m < V_S \quad ; \text{ when } \begin{cases} t_1 \leq t < t_f \\ I_{AB} = 0 \end{cases} \quad (2-56)$$

อย่างไรก็ตาม ถ้า $I_{AB} > 0$ เป็นสภาวะปกติเมื่อ $V_{in} > 0$ แบบยูนิโพลาร์และแบบลิมิตยูนิโพลาร์ จะแสดงคุณสมบัติคล้ายกันมาก ซึ่งเราจะสามารถสรุปโหมดของการทำงานและผลของโวลต์เดจดังตารางที่ 1

2.14.2 แอมป์ลิไฟแบบพัลส์วidthโมดูล์ชั่นไบโพลาร์

อินพุตโวลต์เดจของแอมป์ลิไฟ V_{in} สมมติว่าแปรไปอย่างช้าๆ ดังนั้นเราอาจพิจารณาได้ว่ามันมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการสวิตช์ อินพุตโวลต์เดจนี้ใช้สำหรับพิจารณาโพลแฟกเตอร์ ρ ได้ดังต่อไปนี้

$$\rho = \frac{V_{in}}{V_{max}} \quad (2-57)$$

โดยที่ V_{max} เป็นค่าสูงสุดของ $|V_{in}|$ ดังนั้นจึงได้ว่า

$$-1 \leq \rho \leq 1 \quad (2-58)$$

ความยาวของเฟส On คือ t_1 เราสามารถเลือกได้ดังนั้นเมื่อ $\rho = 1$, $t_1 = t_f$ ตัวแอมป์ลิไฟจะ On อย่างต่อเนื่องและเช่นเดียวกัน เมื่อ $\rho = -1$ t_1 จะถูกกำหนดให้เป็นศูนย์

ตารางที่ 2.1 แสดงการทำงานของแอมพลิไฟแบบพัลส์วิดท์โมดูเลชัน

ลักษณะการทำงานและอินพุท โวลต์เดจ	สถานะของทรานซิสเตอร์และ โวลต์เดจของมอเตอร์	
	เฟส On	เฟส Off
ไบโพลาร์โหมด	T_1, T_4 on T_2, T_3 off $V_m = V_s$	T_1, T_4 on T_2, T_3 off $V_m = -V_s$
ยูนิโพลาร์	T_1, T_4 on T_2, T_3 off $V_m = V_s$	T_1, T_4 on T_2, T_3 off $V_m = 0$
ยูนิโพลาร์	T_2, T_3 on T_1, T_4 off $V_m = -V_s$	T_2, T_3 on T_1, T_4 off $V_m = 0$
ลิมิตยูนิโพลาร์	T_1, T_4 on T_2, T_3 off $V_m = V_s$	T_4 on T_1, T_2, T_3 off $V_m = 0$, if $I_{AB} > 0$ $V_m = V_s$, if $I_{AB} < 0$ $0 < V_m < V_s$, if $I_{AB} = 0$
ลิมิตยูนิโพลาร์	T_2, T_3 on T_1, T_4 off $V_m = -V_s$	T_2 on T_1, T_2, T_3 off $V_m = 0$, if $I_{AB} < 0$ $V_m = -V_s$, if $I_{AB} > 0$ $-V_s < V_m < 0$ if $I_{AB} = 0$

เป็นผลทำให้เกิดโวลต์เดจลบบ่อยอย่างต่อเนื่องดังนั้นความสัมพันธ์ของ ρ และ t_1 สามารถเขียนได้ดังนี้

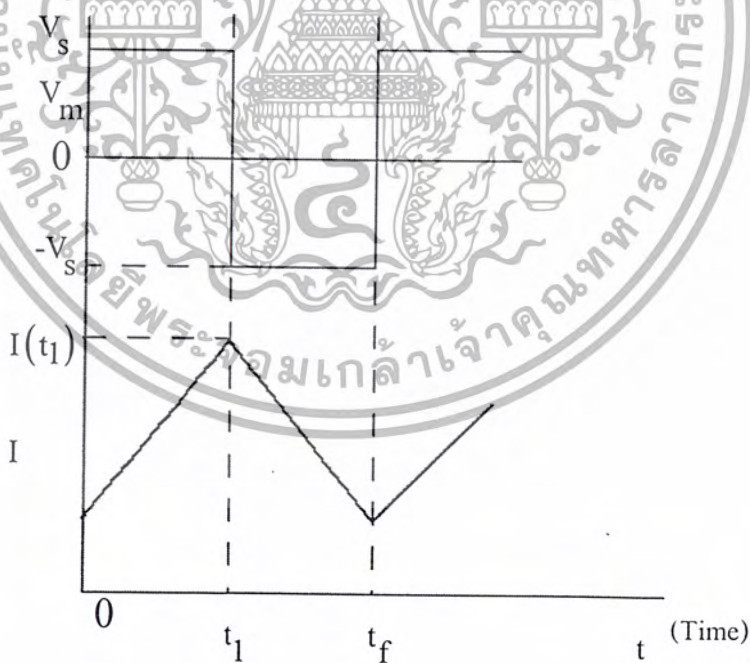
$$t_1 = \frac{1+\rho}{2} * t_f \tag{2-59}$$

และจะได้ว่า $t_1 = \frac{t_f}{2}$ เมื่อ $\rho = 0$ ถ้าเราไม่คิดถึง Delay (สมมุติว่าเป็นช่วงเวลาที่สั้นมาก) สักคาของมอเตอร์ V_{in} จะเป็นดังรูป 2.25 ซึ่งศักดาไฟฟ้าสามารถแสดงได้ในรูปของ Fourier series

$$V_m = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2\pi n f_s t + \phi_n) \tag{2-60}$$

$$a_0 = \rho V_s = \frac{V_s V_{in}}{V_{max}} \tag{2-61}$$

$$a_n = \frac{4V_s}{n\pi} \sin\left(\frac{(1+\rho)n\pi}{2}\right) \tag{2-62}$$



รูปที่ 2.25 แสดงค่าโวลต์เดจและกระแสของแอมพลิไฟแบบ PWM ไบโพลาร์

ดังนั้นค่าของมอเตอร์ประกอบไปด้วยค่าของส่วนที่แปรค่าอย่างช้าๆ ρV_s และส่วนประกอบของความถี่สูงแต่เราจะพิจารณาเฉพาะผลจากส่วนที่แปรค่าอย่างช้าๆ นั้น เพราะว่า f_s ถูกเลือกมาให้มีค่าสูงมากพอที่จะไม่มีผลต่อแบนด์วิดท์ของมอเตอร์หรือการรีโซแนนท์ ภายใต้สมมุติฐานนี้ทำให้ได้ว่า แอมพลิไฟแบบ PWM ไบโพลาร์สามารถแทนได้ด้วยบล็อกไดอะแกรมดังรูปที่ 2.26 และค่าอัตราขยายโวลต์เดจของแอมพลิไฟ

$$A_v = \frac{V_m}{V_{in}} = \frac{V_s}{V_{max}} \tag{2-63}$$

จากสมการ (5-13) เราสามารถวิเคราะห์ คุณสมบัติของแอมพลิไฟและผลจากระบบการป้อนกลับได้ ในการวิเคราะห์ลูกลื่นของกระแสอันดับแรกต้องวิเคราะห์สมการไฟฟ้าของมอเตอร์ก่อน

$$V_m = L \frac{di}{dt} + Ri + K_e \omega \tag{2-64}$$

- โดยที่
- V_m = คัดดาของมอเตอร์
 - I = กระแสของมอเตอร์
 - ω = ความเร็วของมอเตอร์
 - L = อินดักแตนซ์ของอาร์เมเจอร์
 - R = ความต้านทานของอาร์มาเจอร์
 - K_e = เป็นค่าคงที่ของ โวลต์เดจย้อนกลับของมอเตอร์



รูปที่ 2.26 แสดงบล็อกไดอะแกรมแสดงถึงแอมพลิไฟแบบ PWM ไบโพลาร์

คำตอบของสมการ (5-4) จะเป็นเอ็กโปเนนเชียลอย่างไรก็ตามสมการนี้สามารถพิจารณาได้ง่ายเป็นค่าคงที่ตลอดช่วงคาบเวลาการสวิทช์และเราให้ว่า RI เปลี่ยนแปลงน้อยโดยกำหนด I_a และ V_a จะได้เป็น

$$I_a = \frac{1}{t_f} \int_0^{t_f} I(t) dt \quad (2-65)$$

และได้

$$V_a = RI_a + K_e \omega$$

และถ้าเราจะพิจารณาโดยประมาณค่าของ RI โดยถือเอาค่าเฉลี่ย RI_a เป็นเกณฑ์ และถ้าสมมติให้ V_a เป็นตัวคงที่ตลอดช่วงของการสวิตช์ สมการที่ (5-14) สามารถเขียนง่ายเข้าเป็น

$$L \frac{dI}{dt} = V_m - V_a \quad (2-66)$$

ในกรณีของแอมพลิไฟเออร์แบบ PWM โวลต์จาร์สมการ (5-17) จะเป็น

$$\left. \begin{aligned} L \frac{dI}{dt} &= V_s - V_a & 0 \leq t < t_1 \\ L \frac{dI}{dt} &= -V_s - V_a & t_1 \leq t < t_f \end{aligned} \right\} \quad (2-67)$$

คำตอบของสมการ (5-18) จะเป็นลูกคลื่นสามเหลี่ยมและอธิบายได้เช่นเดียวกับสมการต่อไปนี้ และจะอธิบายได้จากรูป 2.25

$$\left. \begin{aligned} I(t) &= I(0) + \frac{V_s - V_a}{L} t & 0 \leq t < t_1 \\ I(t) &= I(0) - \frac{V_s - V_a}{L} (t - t_1) & 0 \leq t < t_1 \end{aligned} \right\} \quad (2-68)$$

ระหว่างช่วงการทำงานที่ Steady state กระแสอยู่ในรูปของ Periodic และ

$$I(t_f) = I(0) \quad (2-69)$$

ซึ่งเราต้องการให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_s - V_a}{L} t_1 - \frac{V_s + V_a}{L} (t_f - t_1) = 0 \quad (2-70)$$

รวมสมการนี้ (5-21) และ (5-9) จะได้ว่า

$$\frac{V_a}{V_s} = \rho \quad (2-71)$$

ดังนั้น โหลดแฟคเตอร์ ρ จะเป็นสัดส่วนกับ V_a ผลต่างของกระแส ΔI ได้จากสมการรวมสมการ (5-19) และ (5-22) และจะได้ว่า

$$\Delta I = I(t_1) - I(0) = \frac{V_s t_f}{2L} (1 - \rho^2) \quad (2-72)$$

เราจะได้ค่าผลต่างสูงสุดของกระแส ΔI_{\max} เมื่อตัวโหลดแฟคเตอร์ ρ เป็นศูนย์

$$\Delta I_{\max} = \frac{V_s t_f}{2L} \quad (2-73)$$

จากสมการ (5-24) แสดงให้เห็นว่าค่าผลต่างของกระแสขึ้นตัวมอเตอร์และตัวแปรของแอมพลิไฟ V_s , t_f และ L

2.15 ระบบการควบคุมความเร็ว

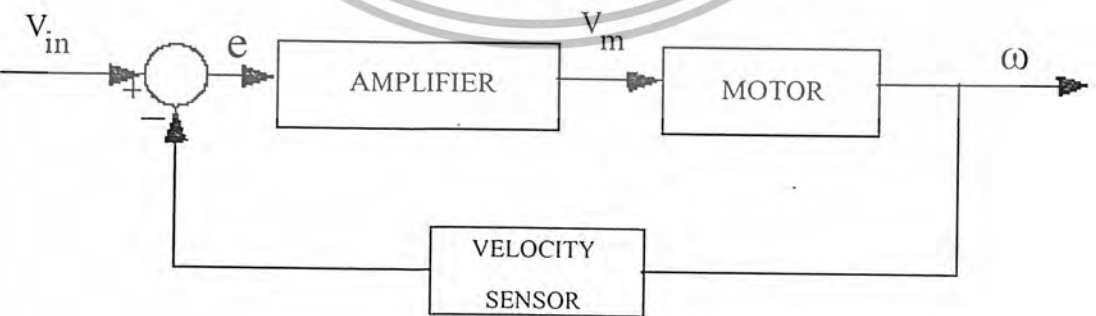
ระบบการบังคับความเร็วสามารถจะกำหนดความเร็วให้คงที่หรือสามารถเปลี่ยนค่าได้ตามที่ต้องการระบบนี้มีหลักการอยู่บนพื้นฐานของการป้อนกลับ เพื่อให้ได้ความเร็วที่มีความเที่ยงตรงสูง หลักการทำงานของระบบความเร็วของมอเตอร์จะวัดได้โดยตัวเซ็นเซอร์ และ ป้อนกลับไปยังออฟเฟอเรชั่นเนลแอมพลิไฟ เพื่อเปรียบเทียบกับระดับความเร็วที่ต้องการความแตกต่างของค่าทั้งสองจะอยู่ในเทอมเออเรอร์ของความเร็ว ซึ่งจะได้รับการขยายและป้อนให้กับมอเตอร์เพื่อแก้ไขความเร็วให้มีค่าถูกต้องคือมีค่าความเบี่ยงเบนของความเร็วเป็นศูนย์ หรือพยายามให้สัญญาณบังคับและความเร็วของมอเตอร์มีความสอดคล้องกัน โกลที่ที่สุดการทำงานของระบบบังคับความเร็วสามารถจะตอบสนองได้ทั้งสัญญาณคำสั่งบังคับให้ความเร็วคงที่หรือให้ความเร็วแปรค่าไปได้ซึ่งการแปรไปของคำสั่งบังคับนั้นจะต้องอยู่ในแบนด์วิดท์ของระบบในบทนี้จะกล่าวถึงระบบการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บังคับความเร็วโดยทั่วไป ซึ่งมีการป้อนกลับของความเร็วเป็นสัญญาณนอกที่ต่อเนื่องระบบที่มีการป้อนกลับด้วยสัญญาณที่เป็นสัญญาณ โมดูลหรือสัญญาณ ที่ขาดเป็นห่วงๆตามเวลาจะไม่กล่าวในที่นี้ชนิดของมอเตอร์ที่ใช้ในระบบการบังคับความเร็วแบบปิดลูปโดยทั่วไปได้แก่ เซอร์โวมอเตอร์แบบสองเฟสดี.ซี.มอเตอร์แบบบังคับ โวลต์เตจอาเมเจอร์และดี.ซี.มอเตอร์บังคับความเร็วของสนามแม่เหล็กวงจรพื้นฐานของมอเตอร์ดังกล่าวการประยุกต์ใช้งานของการบังคับความเร็วของเซอร์โวมอเตอร์แบบสองเฟส ปกติจะถูกลimitให้ใช้งานอยู่ในจำพวกอุปกรณ์เครื่องมือขนาดเล็กต่างๆ เท่านั้นเนื่องจากการสูญเสียภายในตัวมอเตอร์สูงการบังคับความเร็วด้วยการปรับความเร็วของสนามแม่เหล็กมักจะใช้เมื่อต้องการความเร็วสูงกว่าความเร็วสูงสุดที่กำหนดของมอเตอร์ ระบบการบังคับความเร็วด้วยการบังคับความเร็วของสนามแม่เหล็กไม่เป็นที่นิยมใช้เพราะคุณสมบัติไดนามิกของมันมักจะเกิดปัญหาเกี่ยวกับความเสถียรภาพของระบบส่วนการบังคับความเร็วแบบปรับ โวลต์เตจของอาร์เมเจอร์จะใช้สำหรับการบังคับความเร็วที่ต่ำกว่าความเร็วสูงสุดที่กำหนดของตัวมอเตอร์และมักได้รับความนิยมใช้เป็นตัวขับเคลื่อนในระบบการบังคับความเร็วโดยทั่วไป ซึ่งจะใช้งานได้ตั้งแต่ขนาดไม่ถึงหนึ่งแอมป์จนถึงขนาดหลายร้อยแอมป์นอกจากนี้ยังมีการสูญเสียภายในต่ำและมีคุณลักษณะการทำงานเป็นลิเนียร์และมีคุณสมบัติของไดนามิกที่ดีเมื่อเทียบกับแบบอื่นๆ เราจะได้เริ่มต้นการวิเคราะห์ระบบการบังคับความเร็วแบบอนุลอก โดยอธิบายระบบเหล่านี้ในเทอมของบล็อกไดอะแกรมต่อจากนั้นเราจะ ได้แยกการวิเคราะห์ให้เป็นความแตกต่างระหว่างระบบการบังคับความเร็วที่ใช้แอมป์ลิไฟแบบแอมป์ลิไฟกระแสและระบบที่ใช้แอมป์ลิไฟ โวลต์เตจ การวิเคราะห์ระบบเราจะวิเคราะห์จากทรานสเฟอร์ฟังก์ชันทั้งสองแบบคือ แบบแรกเป็นฟังก์ชันระหว่างอินพุตและความเร็วเอาต์พุตแบบที่สอง เป็นฟังก์ชันระหว่าง โหลดและความเร็วเอาต์พุต

2.16 บล็อกไดอะแกรมของระบบ

ไดอะแกรมซึ่งอธิบายถึงระบบการบังคับความเร็วแสดงได้ดังในรูป 2.27



รูป 2.27 แสดงระบบการบังคับความเร็ว

$$V_g = \text{สัญญาณป้อนกลับ}$$

$$e = (V_{in} - V_g) = \text{สัญญาณเออร์เรอร์}$$

สัญญาณคำสั่งบังคับอินพุตจะได้รับการเปรียบเทียบกับสัญญาณป้อนกลับความแตกต่างของทั้งสองได้เป็นสัญญาณเออร์เรอร์ป้อนผ่านแอมพลิไฟไประยะเวลา ซึ่งเป็นผลให้เออร์เรอร์ของความเร็วจะได้รับการแก้ไขให้ถูกต้องส่วนประกอบอันแรกในรูปได้แก่แอมพลิไฟที่เป็นแบบลิเนียร์แอมพลิไฟหรือพัลส์วิดท์โมดูเลชันแอมพลิไฟนอกจากนั้นแอมพลิไฟอาจจะเป็นแบบตัวกำเนิดกระแสหรือตัวกำเนิดโวลต์เตจทั้งในสองกรณีเราจะกำหนดให้แอมพลิไฟมีทรานสเฟอร์ฟังก์ชันเป็น $A(s)$ ส่วนประกอบส่วนที่สองในรูปได้แก่มอเตอร์และแทนได้ด้วยทรานสเฟอร์ฟังก์ชันเป็น $M(s)$ ส่วนประกอบส่วนที่สามของรูปความเร็วคือ ตัวเซ็นเซอร์ความเร็วซึ่งจะเป็นตัวกำเนิดสัญญาณอย่างต่อเนื่องและมีแมกนิจูดของสัญญาณเป็นสัดส่วนกับความเร็วของมอเตอร์ในกรณีทั่วไป เซ็นเซอร์นี้ได้แก่ ทาโคมิเตอร์ อย่างไรก็ตามการใช้ทาโคมิเตอร์ในรูปของการป้อนกลับจำเป็นต้องพิจารณาถึงข้อเสียบางประการคือในของเรื่องราคาและขนาดของระบบเราจะสามารถสร้างสัญญาณป้อนกลับของความเร็วได้เหมือนกับสัญญาณที่ได้จากทาโคมิเตอร์โดยการรวมของสัญญาณกระแสและสัญญาณโวลต์เตจวิธีนี้อธิบายได้จากโมเดลง่ายๆ ของมอเตอร์โวลต์เตจ ซึ่งกำหนดได้โดยสมการ (7-1)

$$V_i(t) = R_a i_a(t) + K_e \omega(t) \quad (2-74)$$

เมื่อ K_e คือค่าคงที่ของโวลต์เตจย้อนกลับ
จากสมการ (7-1) เราจะค่าความเร็วมอเตอร์ได้

$$\omega(t) = \frac{1}{K_e} [V_i(t) - R_a i_a(t)] \quad (2-75)$$

สัญญาณการป้อนกลับของความเร็วในสมการ (7-2) สามารถสร้างขึ้นได้โดยวงจรดังแสดงในรูป 7.3 สมมติว่าเอาท์พุตของออฟเฟออร์เรชันแนลแอมพลิไฟมีอัตราขยายเป็นอินพีนิตีโวลต์เตจ V_g กำหนดได้โดย

$$V_g(t) = -\frac{R_f}{R_1} v(t) + \frac{R_f}{R_2} v_s(t) \quad (2-76)$$

อย่างไรก็ตามเนื่องจาก

$$V_s(t) = R_s i(t) \tag{2-77}$$

สมการ (7-3) ได้เป็น

$$V_g(t) = -\frac{R_f}{R_1} V(t) + \frac{R_f R_s}{R_2} i(t) \tag{2-78}$$

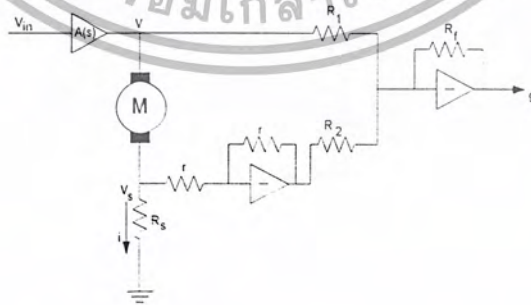
เพื่อให้ V_g มีค่าสัดส่วนกับความเร็วของมอเตอร์ ω จะต้องให้อัตราส่วนของทั้งสองเทอมในสมการ (7-2) ดังนั้นเราจะต้องกำหนดให้

$$\frac{R_f R_s}{R_2} = R_a \tag{2-79}$$

จากสมการดังกล่าวเราจะได้ความสัมพันธ์

$$V_g(t) = \frac{-K_e R_f}{R_1} \omega(t) \tag{2-80}$$

วิธีดังกล่าวแล้วอธิบายถึงหลักการสร้างสัญญาณป้อนกลับของความเร็วโดยไม่ได้ใช้ทาโคมิเตอร์วงจรในรูป 2.28 อาจทำให้ง่ายขึ้นได้โดยใช้ดิฟเฟอเรนเชียลแอมพลิไฟเพียงตัวเดียว



รูปที่ 2.28 แสดงวงจรสำหรับวัดความเร็วของมอเตอร์

ปัญหาหลักในการใช้วิธีนี้สร้างสัญญาณป้อนกลับของความเร็วก็คือความต้านทานของมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ ดังนั้นสมการ (7-6) จึงไม่คงสภาพความเที่ยงตรงด้วยเหตุดังกล่าว เราจะต้องพิจารณามอเตอร์ในลักษณะ โมเดลที่ซับซ้อนยิ่งขึ้น โดยต้องคิดรวมถึงผลของอาร์มาเจอร์ อินดักแตนซ์ด้วยเพื่อพัฒนาการ ออกแบบให้ได้ผลดียิ่งขึ้น นอกจากนี้ยังมีอีกวิธีหนึ่งสำหรับ วัดความเร็วของมอเตอร์โดยไม่ต้องใช้ทาโคมิเตอร์คือการสร้างสัญญาณความเร็วจากเอาต์พุตของ เอนโค้ดเดอร์ของเพลามอเตอร์ ซึ่งมีอยู่แล้วในลูบของระบบเพื่อใช้วัดตำแหน่งของโพลโคเอนโค้ด ของเพลามอเตอร์จะสร้างสัญญาณที่มีความถี่เป็นสัดส่วนกับความเร็วเชิงมุมของมอเตอร์หรืออาจจะ พูลได้ว่าเอาต์พุตของเอนโค้ดเดอร์คือสัญญาณความถี่ ซึ่งได้รับการ โมดูลเลทด้วยความเร็วของ มอเตอร์อย่าง ไรก็ตามถ้าเราต้องการสร้างความเร็วของมอเตอร์ขึ้นใหม่อีกเราจะต้องดีโมดูลเลท ความถี่เอาต์พุตของเอนโคตรเตอร์ซึ่งสามารถกระทำได้โดยใช้เฟรมเอ็มดี โมดูลเลเตอร์โดยต่อรวมกับ วงจรพิเศษจำพวกแปลงความถี่เป็นโวลต์เตจ (F-V converter)

2.17 ระบบการควบคุมตำแหน่ง

ระบบบังคับการเคลื่อนที่ส่วนมากมักต้องการหมุน โพลโคให้ไปหยุดในตำแหน่งที่กำหนด และยึดตำแหน่งนั้นไว้จนกว่าจะได้รับคำสั่งบังคับการหมุนอันใหม่การเคลื่อนที่อีกแบบหนึ่งของ ระบบนี้คือในบางครั้งต้องการให้โพลโคเคลื่อนที่ไปตามระยะตำแหน่งที่กำหนดให้ข้อกำหนดการ เคลื่อนที่ทั้งสองแบบดังกล่าวสามารถกระทำได้โดยอาศัยระบบการบังคับตำแหน่งระบบการบังคับ ตำแหน่งตำแหน่งเชิงมุมของมอเตอร์ที่อยู่กับโพลโคจะสอดคล้องกับคำสั่งอินพุตเมื่อสัญญาณ บังคับคงที่เพลลาของมอเตอร์ก็จะล็อกกับตำแหน่งที่ต้องการเมื่อสัญญาณบังคับแปรไปอย่างต่อเนื่อง ตำแหน่งของมอเตอร์ก็จะเคลื่อนตามการบังคับตรงเท่าที่การแปรไปของสัญญาณบังคับอยู่ภายใน แบนวิดท์ของลูบตัวเช่นเซอร์คิงตำแหน่งอาจเป็นพวกที่ให้สัญญาณเอาต์พุตทำได้ต่อเนื่องเช่น โปเทนทิโอมิเตอร์ซึ่งจะระบบการบังคับแบบนี้จะเป็นไปอย่างต่อเนื่องหรือเป็นระบบการบังคับ แบบอนาลอกระบบการบังคับตำแหน่งแบบอนาลอกมีความละเอียดในการบังคับตำแหน่งได้ดีเยี่ยม ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่เหมาะสมในการบังคับตำแหน่งอย่างไรก็ตามสัญญาณของตำแหน่งที่มีการแปร อย่างต่อเนื่องจะถูกจำกัดอยู่ในช่วงตำแหน่งช่วงหนึ่งเท่านั้นและการลิมิตจะเป็นตัวจำกัดการเคลื่อนที่ ตัวเช่นเซอร์คิงตำแหน่งแบบอื่นได้แก่ เซ็นเซอร์แบบดิจิตอลคือพวกเอนโค้ดเดอร์สำหรับตำแหน่งของ เพลลาเช่นเซอร์คิงแบบนี้มีช่วงการทำงานของตำแหน่งไม่มีขีดจำกัดอย่างไรก็ตามเช่นเซอร์คิงแบบนี้ มีข้อเสียในเรื่องความละเอียดของการบังคับตำแหน่งอยู่ในค่าที่จำกัดนอกจากนั้นสัญญาณของ ตำแหน่งจะอยู่ในลักษณะของสัญญาณดิจิตอลซึ่งสัญญาณจะต้องป้อนเข้า D/A คอนเวอร์เตอร์ก่อน เพื่อแปลงไปเป็นสัญญาณของตำแหน่งแบบอนาลอกมีหลักความจริงอยู่ว่าเราไม่สามารถจะบังคับ ตำแหน่งเอาต์พุตของระบบให้เที่ยงตรงได้มากไปกว่าความเที่ยงตรงที่วัดได้จากตัวเซ็นเซอร์ปัญหา หลักในการออกแบบระบบการบังคับตำแหน่งคือการทำให้ระบบมีเสถียรภาพภายใต้อัตราขยายที่

หลักการออกแบบต่อไประบบการบังคับแบบป้อนกลับโดยทั่วไปจุดมุ่งหมายหลักคือต้องการให้ระบบมีความเที่ยงตรงที่สภาวะสงบนิ่ง (Steady-state accuracy) เป็นที่น่าพอใจดังนั้นระบบจึงไม่นิยมที่จะให้มีการลดอัตราขยายลงเพื่อทำให้ระบบมีเสถียรภาพถ้าอัตราขยายที่ต้องการเพื่อกำหนดความเที่ยงตรงทำให้ระบบไม่มีเสถียรภาพหรือผลตอบสนองมีการแกว่งที่ถี่เกินไประบบจะต้องได้รับการเปลี่ยนแปลง (มีการชดเชย) ในวิถีทางที่จะให้ได้ผลตอบสนองตามที่ต้องการโดยไม่ทำให้ความเที่ยงตรงด้อยลงไป

2.18 รูปแบบสมการคณิตศาสตร์ และ หลักการของอินเวอร์ทเพนดูลัม



รูปที่ 2.29 แสดงระบบ Pendulum

C_g : จุดศูนย์กลางแกน Pendulum (center of gravity)

X : ระยะจากจุดหมุนถึงพิกัด X

P : จุดหมุน

l : $\frac{1}{2}$ ของความยาวก้าน Pendulum (m)

m : น้ำหนักของก้าน Pendulum (kg)

M : น้ำหนักของรถ (kg)

U : แรงที่ป้อนให้กับรถ (N)

V : แรงในแนวตั้งจากกับแกน Pendulum (N)

H : แรงในแนวนอนที่ทำกับก้าน Pendulum (N)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

X_g : ระยะจากจุดศูนย์กลางก้าน Pendulum ถึงพิกัดแกน x

Y_g : ระยะจากจุดศูนย์กลางก้าน Pendulum ถึงพิกัดแกน y

จากรูป 2.29 เราสามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$X_g = x + l \sin \theta$$

$$Y_g = l \cos \theta$$

โมเมนของก้าน Pendulum

$$I\ddot{\theta} = V l \sin \theta - H l \cos \theta \quad (2-81)$$

แรงในแนวนอนที่ทำกับก้าน Pendulum

$$m \frac{d^2}{dt^2} (x + l \sin \theta) = H \quad (2-82)$$

แรงในแนวตั้งที่ทำกับก้าน Pendulum

$$m \frac{d^2}{dt^2} (l \cos \theta) = V - mg \quad (2-83)$$

$$M \frac{d^2}{dt^2} = U - H \quad (2-84)$$

ให้มุม θ มีการเปลี่ยนแปลงน้อยมากดังนั้น $\sin \theta \approx \theta$, $\cos \theta \approx 1$ และ $\dot{\theta}^2 = 0$ จากสมการ (2-81) และ (2-83) เราสามารถเขียนใหม่ได้ว่า

$$I\ddot{\theta} = V l \theta - H l \quad (2-85)$$

$$m \left(\ddot{x} + l \ddot{\theta} \right) = H \quad (2-86)$$

$$V - mg = 0 \quad (2-87)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ (2-84) และ (2-86) จะได้

$$(M+m)\ddot{x} + ml\ddot{\theta} = U \quad (2-88)$$

จากสมการ (2-85), (2-86) และ (2-87) จะได้

$$\begin{aligned} I\ddot{\theta} &= mgl\theta - HI \\ &= mgl\theta - l(m\ddot{x} + ml\ddot{\theta}) \\ \text{หรือ} \quad (I+ml^2)\ddot{\theta} + ml\ddot{x} &= mgl\theta \end{aligned} \quad (2-89)$$

พิจารณาระบบ Inverted Pendulum จากรูปที่ 2-29 จุดศูนย์กลางก้าน Pendulum จุดหมุนที่ โมเมนต์ $I = 0$ เพื่อให้ก้าน Pendulum สามารถตั้งอยู่ได้

$$(M+m)\ddot{x} + ml\ddot{\theta} = U \quad (2-90)$$

$$ml^2\ddot{\theta} + ml\ddot{x} = mgl\theta \quad (2-91)$$

จากสมการที่ (2-90) และ (2-91) สามารถเขียนสมการใหม่ได้เป็น

$$ml\theta = (M+m)g\theta - U \quad (2-92)$$

$$M\ddot{x} = U - mg\theta \quad (2-93)$$

จากสมการ (2-90), (2-91), (2-92) และ (2-93) เขียน Transfer Function ได้

$$\begin{aligned} \frac{\theta(s)}{U(s)} &= \frac{1}{Mls^2 - (M+m)g} \\ &= \frac{1}{Ml(s + \sqrt{\frac{M+m}{Ml}}g)(s - \sqrt{\frac{M+m}{Ml}}g)} \end{aligned}$$

จากสมการข้างบนหลักการของเพนดูลัมก็คือ การทำให้โมเมนตัมที่ก้านเพนดูลัมเท่ากันศูนย์ ซึ่งการทำ
ให้โมเมนตัมของก้านเพนดูลัมเป็นศูนย์ในสมการก็คือการให้แรงให้เกิดการเคลื่อนที่ของก้านขนานกับ
แรงโน้มถ่วงของโลก

จากรูปที่ 2.30 ระบบ Pendulum และสมการ Pendulum นำมาประยุกต์ใช้กับ Pendulum
ที่เป็นรูปของทรงกระบอกคังรูป

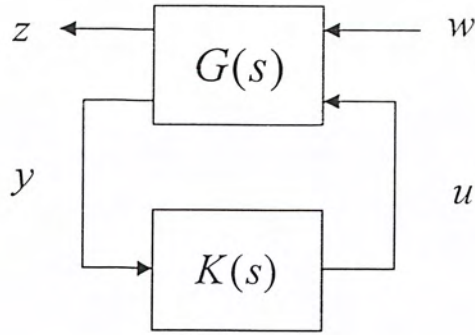


รูปที่ 2.30 แสดง Pendulum ที่เป็นทรงกระบอก

ซึ่ง Rotor และแกนที่ต่อกันมอเตอร์ก็เทียบเท่ากัน มวลของรถซึ่งสามารถใช้สมการเดียวกันได้ใน
Pendulum ที่มีรูปทรงแตกต่างกัน

2.19 การวิเคราะห์ระบบแนวใหม่ (Modern System Analysis)

การวิเคราะห์ระบบจะใช้ตัวแปรสถานะ (state variables: The set of variables that describe
the system) ซึ่ง State Variables Analysis ก็คือ A technique for determining what state a system is
in, where the word state means. กล่าวคือ การวิเคราะห์และออกแบบตัวควบคุมจะอยู่บนพื้นฐาน
ของโดเมนเวลา (time domain)



เมื่อ

z = error signal

y = measured variables

w = disturbances, sensor noise, commands

u = control input

Generalized Plant; $G(s)$

$$\begin{bmatrix} x(t) \\ z(t) \\ y(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B_1 & B_2 \\ C_1 & 0 & D_{12} \\ C_2 & D_{21} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x(t) \\ w(t) \\ u(t) \end{bmatrix}$$

$$\begin{array}{l} w(t) \rightarrow \frac{d}{dt}x(t) = Ax(t) + B_1w(t) + B_2u(t) \rightarrow z(t) \\ z(t) = C_1x(t) + D_{12}u(t) \\ u(t) \rightarrow y(t) = C_2x(t) + D_{21}w(t) \rightarrow y(t) \end{array}$$

Generalized Plant $G(s)$ ประกอบไปด้วย

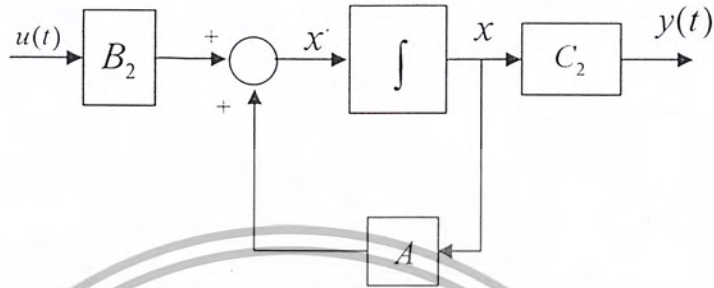
Plant;

$\frac{d}{dt}x(t) = \boxed{A} x(t) +$	$+ \boxed{B_2} u(t)$
$y(t) = \boxed{C_2} x(t) +$	

Weightings function;

$Z(t) = \boxed{C_1} x(t)$	$\boxed{B_1} w(t)$	$+ \boxed{D_{12}} u(t)$
	$\boxed{D_{21}} w(t)$	

$$u(t) \rightarrow \begin{cases} \frac{d}{dt}x(t) = Ax(t) + B_2u(t) \\ y(t) = C_2x(t) \end{cases} \rightarrow y(t)$$



$$u(t) \rightarrow \begin{bmatrix} A & B_2 \\ C_2 & 0 \end{bmatrix} \rightarrow y(t)$$

State space form and transfer functions form

2.20 Optimal Control System

ระบบที่ได้รับการปรับดัชนีสมรรถนะ (Performance Indexes) ให้มีค่าต่ำที่สุดเรามักเรียกว่า ระบบควบคุมที่เหมาะสมหรือดีที่สุดใน (Optimal Control System) โดยทั่วไปดัชนีสมรรถนะของระบบ เขียนได้เป็น

$$J = \int_0^{\infty} g(x, u, t) dt$$

$$\begin{array}{l} u_1 \rightarrow \\ u_2 \rightarrow \\ \vdots \\ u_m \rightarrow \end{array} \begin{array}{c} \boxed{\text{Control System}} \\ \rightarrow x_1 \\ \rightarrow x_2 \\ \vdots \\ \rightarrow x_n \end{array} \quad \left| \quad \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ \vdots \\ u_m \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} f_{11} & f_{12} & \dots & f_{1n} \\ f_{21} & & & f_{2n} \\ \vdots & & & \vdots \\ f_{m1} & & & f_{mn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_n \end{bmatrix}$$

เมื่อ

$$u = Fx$$

หา u ที่เป็นฟังก์ชันของ x เพื่อให้ได้ J ที่ต่ำที่สุด

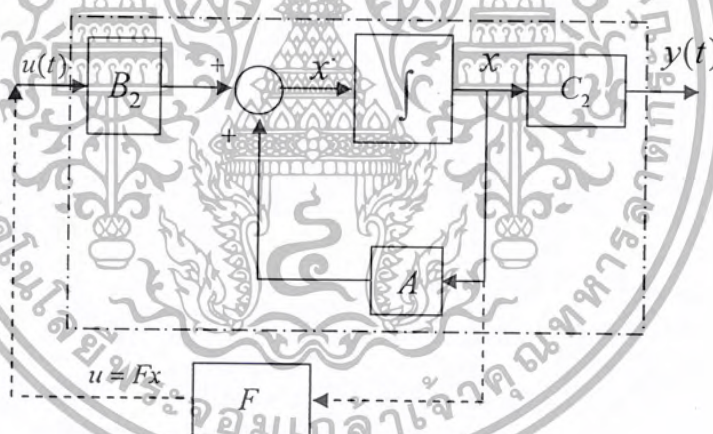
Plant;

$$\begin{array}{l} \frac{d}{dt}x(t) = \boxed{A} x(t) + \boxed{B_2} u(t) \\ y(t) = \boxed{C_2} x(t) \end{array}$$

Weightings function;

$$\begin{array}{l} Z(t) = \boxed{C_1} x(t) + \boxed{D_{12}} u(t) \\ \boxed{D_{21}} w(t) \end{array}$$

รูปแบบของการออกแบบระบบควบคุมแบบปริภูมิสแตต



2.20.1 Find u to minimize $J = \int_0^{\infty} (x^T x) dt$

การหาคำตอบ (Solution) สำหรับปัญหาแบบนี้

1. จาก State equation ของระบบวงเปิด $\dot{x} = Ax + B_2u$ สมมติให้ ได้มาจาก State feedback ด้วย gain F นั่นคือถ้า $u = Fx$ แล้ว เราจะได้ State equation ของระบบวงปิดเป็น

$$\dot{x} = (A + B_2F)x = Hx$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\dot{x} = Ax + B_2 u$$

$$u = Fx$$

$$\dot{x} = Ax + B_2 Fx = (A + B_2 F)x = Hx$$

2. การหา u ที่ยังไม่ได้คำตอบ ณ ขณะนี้ก็หมายถึงการหา F นั่นเอง วิธีการหา u หรือ F เพื่อให้ได้ $J = \int_0^{\infty} (X^T X) dt$ ต่ำสุดโดยทั่วไปจะแปลงปัญหาไปเป็นการหา P จากเงื่อนไข

$$\frac{d}{dt}(x^T P x) = -(x^T x)$$

3. พิจารณา

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(x^T P x) &= \frac{d}{dt}(x^T P)(x) = (x^T P)(\dot{x}) + (x)(\dot{x}^T P) \\ &= x^T P \dot{x} + \dot{x}^T P x \end{aligned}$$

แทนค่า $\dot{x} = Hx$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}(x^T P x) &= x^T P x + x^T P x \\ &= x^T (H^T P + PH) x \end{aligned}$$

4) เพื่อให้ได้ $\frac{d}{dt}(x^T P x) = -(x^T x)$ เราจะต้องให้ $H^T P + PH = -I$

5) จาก $J = \int_0^{\infty} (X^T X) dt$ แทนค่า $(x^T x) = -\frac{d}{dt}(x^T P x)$ จะได้

$$\begin{aligned} J &= \int_0^{\infty} (X^T X) dt = \int_0^{\infty} \left[-\frac{d}{dt}(x^T P x) \right] dt = (-x^T P x) \Big|_0^{\infty} \\ &= x^T(0) P x(0) \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. กล่าวโดยสรุป

การหา u เพื่อให้ $J = \int_0^{\infty} (X^T X) dt$ มีค่าต่ำที่สุด ในอีกความหมายหนึ่งจึงหมายถึง 0

การหา P เพื่อให้ $J = x^T(0)Px(0)$ มีค่าต่ำที่สุด

แล้วค่าของ J จะมีค่าต่ำที่สุดได้แก่ไหนนั้น ก็แล้วแต่ว่า initial condition $x(0)$ เป็นอย่างไร และ P เองด้วย

ซึ่ง P หาได้จากสมการ $H^T P + PH = -I$ เมื่อ $H = A + B_2 F$ ดังนั้น

$$[A + B_2 F]^T P + P[A + B_2 F] = -I$$

2.20.1 LQR Linear quadratic regulator design for continuous systems.

$[K, S, E] = \text{LQR}(A, B, Q, R)$ calculates the optimal feedback gain matrix K such that the feedback law $u = -Kx$ minimizes the cost function:

$$J = \int_0^{\infty} \{x^T Q x + u^T R u\} dt$$

Subject to the constraint equation:

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

Also returned is S , the steady-state solution to the associated

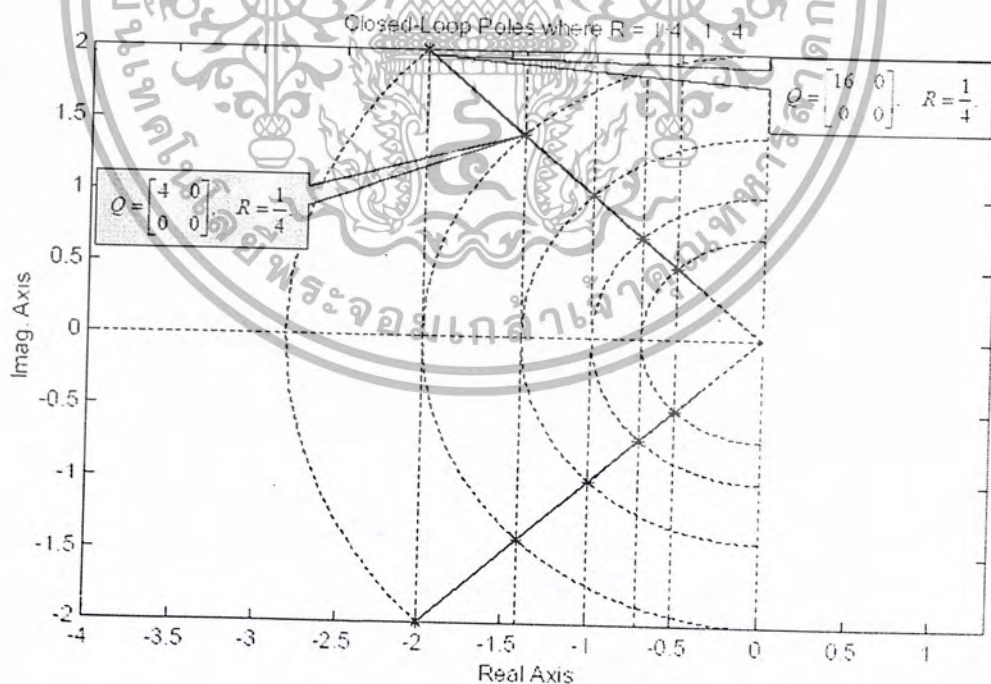
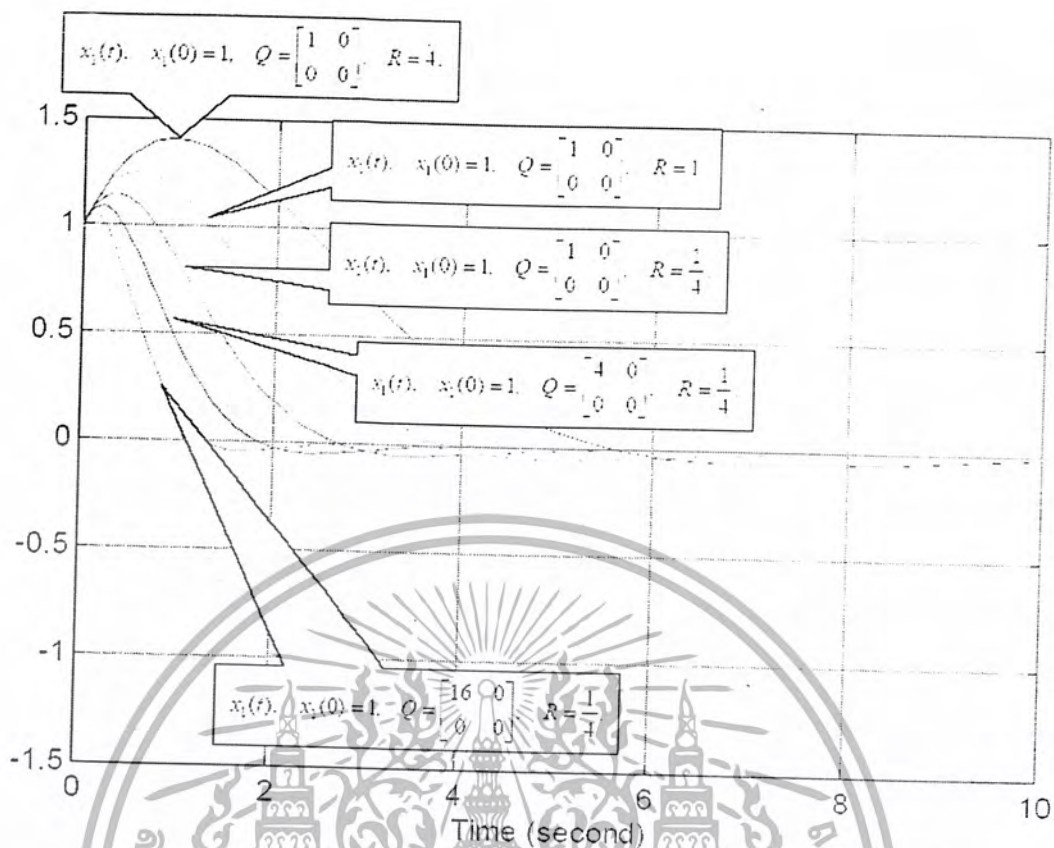
Algebraic Riccati equation and the closed loop eigenvalues $E: -I$

$$0 = SA + A'S - SBRB'S + Q \quad E = \text{EIG}(A - B*K)$$

$[K, S, E] = \text{LQR}(A, B, Q, R, N)$ includes the cross-term N that relates u to x in the cost function.

$$J = \int_0^{\infty} \{x^T Q x + u^T R u + 2*x^T N u\}$$

The controller can be formed with REG. See also: LQRY, LQR2, and REG.



สรุป

State feedback gain F ทำให้ได้ตำแหน่ง Close-loop poles ไป ณ จุดต่างๆ ได้ถ้าเราสามารถ

ควบคุมได้กล่าวคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$|M_C| = |B_2 \quad |AB_2 \quad |A^2B_2 \quad | \cdots \quad |A^{n-1}B_2| \neq 0$$

จากการที่ Close-loop poles อยู่ ณ ตำแหน่งใดๆ ก็จะทำให้ได้ output responses แตกต่างกันไป

ผลของ Q และ R ทำให้ตำแหน่ง Close-loop poles เข้าหาหรือออกจากแกน Imaginary อย่างไรไปสอดคล้องกับการกลับ (return) ไปสู่ zero state ของ Output Responses อย่างไร ได้แสดงให้เห็นแล้วในรูปข้างต้น

2.21 วิธีแก้ปัญหทางวิทยาศาสตร์ (Scientific method)

มีขั้นตอนดังนี้

1. เขียนรูปแผนผัง (Diagram) ให้ข้อจุดและเส้นที่สำคัญ
2. พิจารณาวามีกฎเกณฑ์อันใดในวิทยาศาสตร์ และวิศวกรรมศาสตร์ที่จะเอามาแก้ปัญหานี้ได้ (กฎการเคลื่อนที่ของนิวตัน กฎเกณฑ์วิชาทางไฟ กฎสามเหลี่ยมคล้าย ฯ ล ฯ)
3. ทำ mathematical operation (ได้แก่การ บวก ลบ คูณ หาร แก้อสมการ ฯ ล ฯ) จนได้
4. พิจารณาผลลัพธ์ทางคณิตศาสตร์ที่ได้ ว่ามีความหมายเกี่ยวกับปัญหาที่อ้างมาอย่างไร

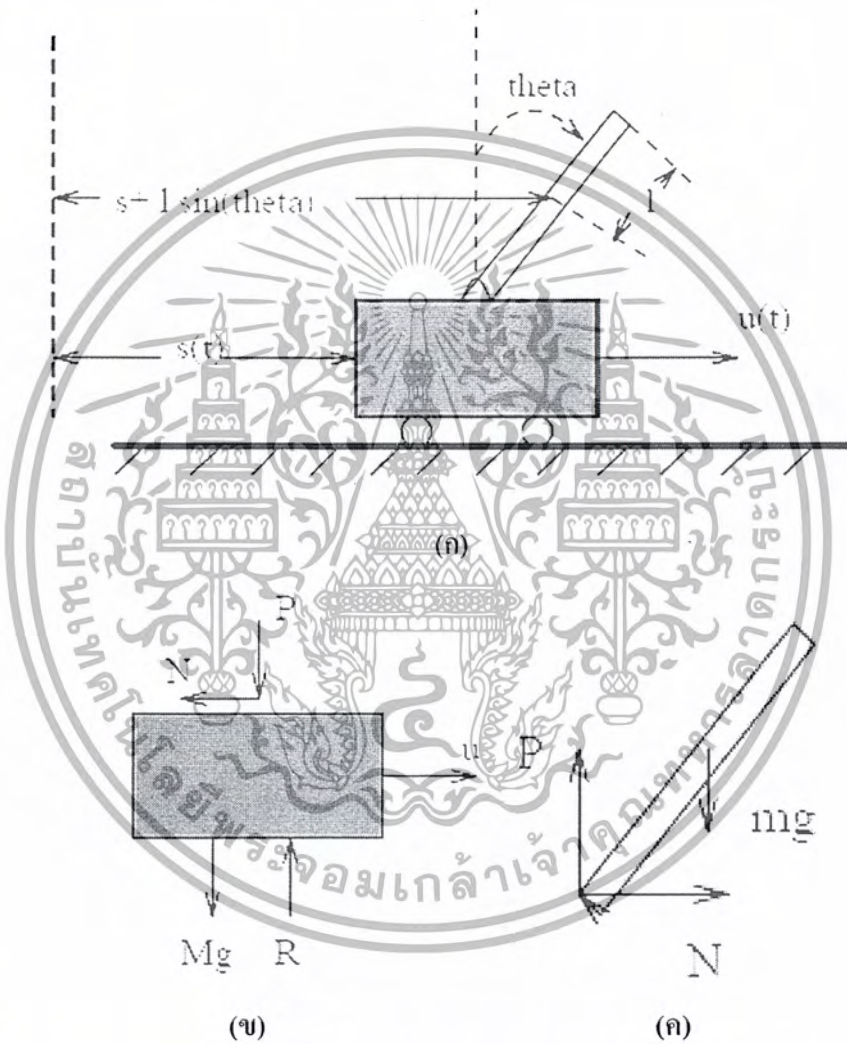
หมายเหตุ

หากสนใจศึกษาเพิ่มเติมได้จากเอกสารการสอนการวิเคราะห์ระบบแนวใหม่ Modern System Analysis ของ ผศ. ดร.ธนิตย์ ศรีสุวรรณวัฒน์ ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมและหนังสือ Modern Control engineering ของ KATSUHIKO OGATA

บทที่ 3

รูปแบบทางคณิตศาสตร์ การออกแบบระบบควบคุม วงจรขับ
มอเตอร์ และการออกแบบตัวหุ่นยนต์ 2 ล้อ

3.1 สมการโมเดลของระบบ



รูปที่ 3.1 แสดงโมเดลของระบบ

จากรูปที่ 3.1 (ข) แรงในแนวแกนนอน(Horizontal forces) มีสมการเป็นดังนี้

$$M\ddot{x} = u - N \quad \text{----- (3-1)} ; \quad F = Ma = M \frac{d^2}{dt^2} x \quad \text{----- (3-2)}$$

เมื่อ M : มวลของรถ

N : มวลของก้านแขนคูลัม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

l : ความยาวของก้านถึงจุดกึ่งกลาง

N : แรงในแนวแกน x

P : แรงในแนวแกน y

g : แรงโน้มถ่วงของโลก 9.81 m/s^2

M : มวลรวมของรถเพนดูลัม

Pendulum ยาว l และ ณ จุด CG

$$x_{c.g.} = x + l \sin \theta; \quad y_{c.g.} = l \cos \theta$$

$$N = m \times \frac{d^2}{dt^2} x_{c.g.} = m \times \frac{d^2}{dt^2} (x + l \sin \theta)$$

$$N = m \times \frac{d^2}{dt^2} x_{c.g.} = m \times \frac{d^2}{dt^2} (x + l \sin \theta)$$

$$= m \times \left\{ \ddot{x} + l \times \frac{d}{dt} \left(\cos \theta \times \frac{d\theta}{dt} \right) \right\}$$

$$= m \times \left\{ \ddot{x} + l (\cos \theta \times \ddot{\theta} - \dot{\theta} \times \sin \theta \times \dot{\theta}) \right\}$$

จะได้สมการ การเคลื่อนที่ในแนวนอน

$$N = m\ddot{x} + ml\ddot{\theta}\cos\theta - ml(\dot{\theta})^2\sin\theta \quad (3-3)$$

จากสมการ (1-3) จะได้

$$u = M\ddot{x} + N \quad (3-4)$$

แทนค่าสมการที่ (3-3) ลงในสมการที่(3-4)

$$u = M\ddot{x} + \left\{ m\ddot{x} + ml\ddot{\theta}\cos\theta - ml(\dot{\theta})^2\sin\theta \right\}$$

$$u = (M+m)\ddot{x} + ml\ddot{\theta}\cos\theta - ml(\dot{\theta})^2\sin\theta \quad (3-5)$$

สมมูลแรงในแนวตั้ง

$$P - mg = m \times \frac{d^2}{dt^2} y_{c.g.} = m \times \frac{d^2}{dt^2} l \cos \theta$$

$$P - mg = ml \left\{ \frac{d}{dt} \left(-\sin \theta \frac{d}{dt} \theta \right) \right\} = ml \left\{ \frac{d}{dt} (-\sin \theta \times \dot{\theta}) \right\}$$

$$P - mg = -ml \left\{ \frac{d}{dt} (\sin \theta \times \dot{\theta}) \right\}$$

$$P - mg = -ml \{ \sin \theta \times \ddot{\theta} + \dot{\theta} \times \cos \theta \times \dot{\theta} \}$$

จะได้สมการ การเคลื่อนที่ในแนวตั้ง

$$P = mg + m \left\{ -l(\ddot{\theta}) \sin \theta - l(\dot{\theta})^2 \cos \theta \right\} \quad (3-6)$$

สมมูลโมเมนตรอบจุด CG

$$I\ddot{\theta} = Pl \sin \theta - Nl \cos \theta \quad (3-7)$$

นำสมการที่ (3-3) และ (6-3) แทนค่าลงในสมการที่(7-3)

$$\begin{aligned} I\ddot{\theta} &= \left\{ mg + m \left(-l(\ddot{\theta}) \sin \theta - l(\dot{\theta})^2 \cos \theta \right) \right\} l \sin \theta - \left\{ m\dot{x} + ml\ddot{\theta} \cos \theta - ml(\dot{\theta})^2 \sin \theta \right\} l \cos \theta \\ &= mgl \sin \theta - mll \sin \theta (\ddot{\theta}) \sin \theta - ml(\dot{\theta})^2 l \sin \theta \cos \theta - m\dot{x} l \cos \theta - ml\ddot{\theta} l \cos \theta \cos \theta \\ &\quad + mll \cos \theta (\dot{\theta})^2 \sin \theta \end{aligned}$$

$$I\ddot{\theta} = mgl \sin \theta - ml^2 \left\{ (\sin \theta)^2 + (\cos \theta)^2 \right\} (\ddot{\theta}) - m\dot{x} l \cos \theta$$

$$I\ddot{\theta} = mgl \sin \theta - ml^2 (\ddot{\theta}) - m\dot{x} l \cos \theta$$

$$(I + ml^2) \ddot{\theta} = mgl \sin \theta - ml\dot{x} \cos \theta \quad (3-8)$$

$$\begin{aligned} \ddot{\theta} &= \frac{mgl \sin \theta}{(I + ml^2)} - \frac{ml\dot{x} \cos \theta}{(I + ml^2)} = \frac{g \sin \theta}{\frac{I + ml^2}{ml}} - \frac{\dot{x} \cos \theta}{\frac{I + ml^2}{ml}} \\ &= \frac{g \sin \theta}{L} - \frac{\dot{x} \cos \theta}{L} \end{aligned}$$

(3-9)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้

$$M_1 = (M+m); \quad L = \frac{(I+ml^2)}{ml}$$

จากสมการที่ (5-3)

$$u = (M+m)\ddot{x} + ml\ddot{\theta}\cos\theta - ml(\dot{\theta})^2\sin\theta$$

หารด้วย M_1 ทั้งสองข้าง

$$\frac{u}{M_1} = \ddot{x} + \frac{ml(\ddot{\theta})\cos\theta}{M_1} - \frac{ml(\dot{\theta})^2\sin\theta}{M_1} \quad (3-10)$$

แทน (9-3) ลงใน (10-3)

$$\begin{aligned} \frac{u}{M_1} &= \ddot{x} + \frac{ml(\ddot{\theta})\cos\theta}{M_1} - \frac{ml(\dot{\theta})^2\sin\theta}{M_1} = \ddot{x} + \frac{ml\left(\frac{g\sin\theta}{L} - \frac{\dot{x}\cos\theta}{L}\right)\cos\theta}{M_1} - \frac{ml(\dot{\theta})^2\sin\theta}{M_1} \\ &= \ddot{x} + \left(\frac{ml}{M_1 L} g\sin\theta\cos\theta - \frac{ml(\cos\theta)^2}{M_1 L} \ddot{x}\right) - \frac{ml(\dot{\theta})^2\sin\theta}{M_1} \\ \frac{u}{M_1} &= \left(1 - \frac{ml(\cos\theta)^2}{M_1 L}\right)\ddot{x} + \frac{ml}{M_1 L} g\sin\theta\cos\theta - \frac{ml}{M_1} \sin\theta(\dot{\theta})^2 \end{aligned} \quad (3-11)$$

จากสมการที่ (5-3);

$$u = (M+m)\ddot{x} + b\dot{x} + ml\ddot{\theta}\cos\theta - ml(\dot{\theta})^2\sin\theta$$

ย้ายข้างหา \ddot{x} ;

$$\ddot{x} = \frac{u}{M_t} - \frac{ml\ddot{\theta}\cos\theta}{M_t} + \frac{ml(\dot{\theta})^2\sin\theta}{M_t} \quad (3-12)$$

จากสมการที่ (8-3);

$$(I+ml^2)\ddot{\theta} = mlg\sin\theta - ml\cos\theta\ddot{x}$$

แทนค่าสมการที่ (3-12) ลงในสมการที่ (8-3);

$$(I+ml^2)\ddot{\theta} = mlg\sin\theta - ml\cos\theta \left(\frac{u}{M_t} - \frac{ml\ddot{\theta}\cos\theta}{M_t} + \frac{ml(\dot{\theta})^2\sin\theta}{M_t} \right) \quad (3-13)$$

$$\begin{aligned} \frac{(I+ml^2)}{ml}\ddot{\theta} &= g\sin\theta - \cos\theta \frac{u}{M_t} + \frac{ml\ddot{\theta}\cos\theta\cos\theta}{M_t} - \frac{ml\cos\theta(\dot{\theta})^2\sin\theta}{M_t} \\ L\ddot{\theta} &= g\sin\theta - \cos\theta \frac{u}{M_t} + \frac{ml\ddot{\theta}\cos\theta\cos\theta}{M_t} - \frac{ml\cos\theta(\dot{\theta})^2\sin\theta}{M_t} \\ \ddot{\theta} &= \frac{g}{L}\sin\theta - \cos\theta \frac{u}{M_tL} + \frac{ml\cos\theta\cos\theta\ddot{\theta}}{M_tL} - \frac{ml\cos\theta(\dot{\theta})^2\sin\theta}{M_tL} \end{aligned} \quad (3-14)$$

$$\left(1 - \frac{ml}{M_tL}(\cos\theta)^2\right)\ddot{\theta} - \frac{g}{L}\sin\theta + \frac{ml}{M_tL}\sin\theta\cos\theta(\dot{\theta})^2 = -\cos\theta \frac{1}{M_tL}u \quad (3-15)$$

จากสมการที่ (11-3) และ (15-3);

$$\frac{u}{M_t} = \left(1 - \frac{ml(\cos\theta)^2}{M_tL}\right)\ddot{x} + \frac{ml}{M_tL}g\sin\theta\cos\theta - \frac{ml}{M_t}\sin\theta(\dot{\theta})^2$$

$$\left(1 - \frac{ml}{M_tL}(\cos\theta)^2\right)\ddot{\theta} - \frac{g}{L}\sin\theta + \frac{ml}{M_tL}\sin\theta\cos\theta(\dot{\theta})^2 = -\cos\theta \frac{1}{M_tL}u$$

ประมาณค่า $\sin\theta \approx \theta$; $\cos\theta \approx 1$; $(\dot{\theta})^2 = 0$

$$\left(1 - \frac{ml}{M_t L}\right) \ddot{x} + \frac{ml}{M_t L} g \theta = \frac{1}{M_t} u \quad (3-16)$$

$$\left(1 - \frac{ml}{M_t L}\right) \ddot{\theta} - \frac{g}{L} \theta = -\frac{1}{M_t L} u \quad (3-17)$$

กำหนดให้

$$\alpha = \frac{1}{\left(1 - \frac{ml}{M_t L}\right)}$$

สมการที่ (3-16) คูณ α ;

$$\ddot{x} + \alpha \frac{ml}{M_t L} g \theta = \alpha \frac{1}{M_t} u \quad (3-18)$$

สมการที่ (3-17) คูณ α ;

$$\ddot{\theta} - \alpha \frac{g}{L} \theta = -\alpha \frac{1}{M_t L} u \quad (3-19)$$

รูปแบบทั่วไปของสมการปริภูมิสถานะคือ

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu + B_1 w \\ y &= Cx + Du \end{aligned}$$

โดยที่

- A = เมตริกซ์ระบบ (System matrix)
- B = เมตริกซ์สัญญาณอินพุต (input matrix)
- C = เมตริกซ์สัญญาณเอาต์พุต (output matrix)
- B₁ = เมตริกซ์สัญญาณรบกวน (disturbance matrix)
- D = เมตริกซ์สัญญาณป้อนไปข้างหน้า (feed forward matrix)

จากสมการ (18-3) และ (19-3) เราสามารถเขียนอยู่ในรูปแบบปริภูมิสถานะได้ดังนี้ คือ

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\alpha m l g / M_t L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \alpha g / L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \alpha / M_t \\ 0 \\ -\alpha / M_t L \end{bmatrix} u$$

เมื่อ

$$M_t = (M+m); \quad L = \frac{(I+ml^2)}{ml}; \quad \alpha = 1 / \left(1 - \frac{ml}{M_t L} \right)$$

แทนค่าพารามิเตอร์ต่างๆ

$$M = 0.3331 \text{ kg}; \quad m = 0.9705 \text{ kg}; \quad l = 0.2380 \text{ m}; \quad I = 7.8216 \text{ kg} \times \text{m}^2; \quad g = 9.8 \text{ m/s}^2$$

$$M_t = (M+m); \quad L = \frac{(I+ml^2)}{ml}; \quad \alpha = 1 / \left(1 - \frac{ml}{M_t L} \right)$$

$$M_t = (0.3331 + 0.9705) = 1.3036 \text{ kg}; \quad L = \frac{(7.8216 + (0.9705)(0.2380)^2)}{(0.9705)(0.2380)} = 34.1 \text{ m};$$

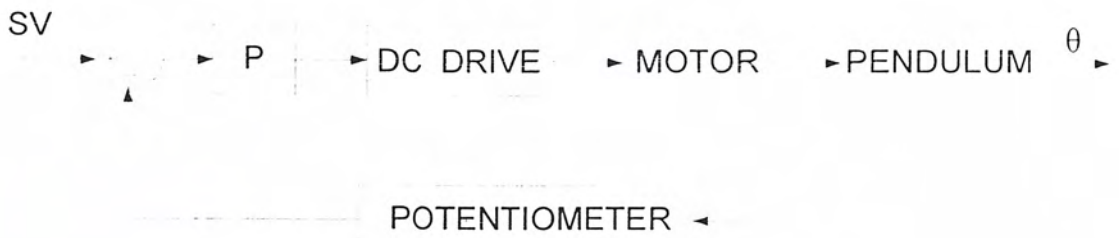
$$\alpha = 1 / \left(1 - \frac{0.2309}{44.4527} \right) = 1.0052$$

$$\sqrt{\frac{\alpha g}{L}} = \sqrt{\frac{(1.0052)(9.8)}{(34.1)}} = \pm 0.5377$$

3.2 การออกแบบระบบควบคุม

ในการออกแบบระบบควบคุมสามารถทำการออกแบบได้ 2 วิธีคือ ระบบควบคุมด้วย LQR และระบบควบคุมด้วย State Feedback Control System ส่วนในโปรเจกต์นี้จะใช้แบบ LQR (Linear quadratic regulator design for continuous systems)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบหลังการควบคุม

รูปแบบสมการปริภูมิสถานะ

$$\dot{x} = Ax + Bu$$

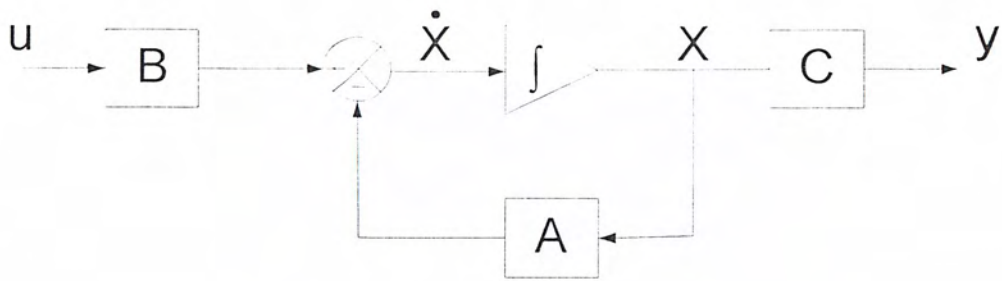
$$y = Cx$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\alpha m l g / M_t L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & \alpha g / L & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \alpha / M_t \\ 0 \\ -\alpha / M_t L \end{bmatrix} u$$

$$y = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} u$$

เมื่อแทนค่าตัวแปรลงในสมการปริภูมิสถานะ

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \dot{x} \\ \ddot{x} \\ \dot{\theta} \\ \ddot{\theta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -0.0513 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0.2889 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x \\ \dot{x} \\ \theta \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0.7724 \\ 0 \\ -0.0226 \end{bmatrix} u$$



รูปที่ 3.2 แสดงระบบก่อนการควบคุม



รูปที่ 3.3 แสดงระบบหลังการควบคุม

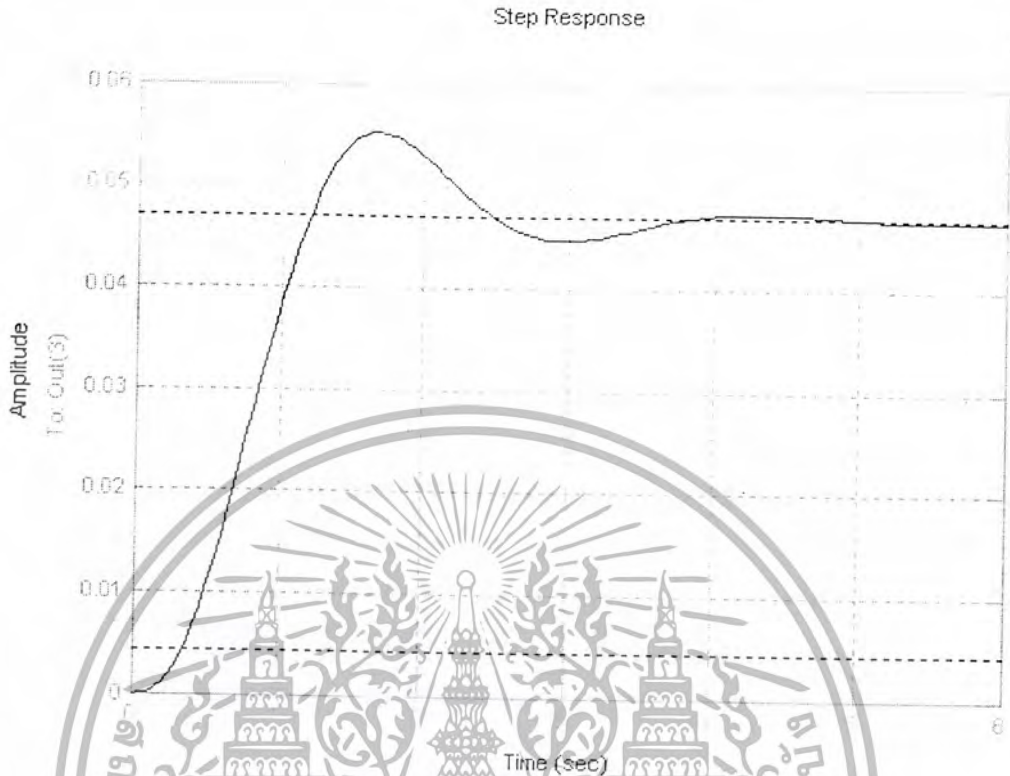
เราสามารถออกแบบค่าเกนซ์ (K feedback) ป้อนกลับซึ่งได้มาจากการใช้โปรแกรม MATLAB

$$K = [k_1 \quad k_2 \quad k_3 \quad k_4]$$

$$K = [-1 \quad -5.1930 \quad -13.1826 \quad -21.3078]$$

ซึ่งค่า k_1 k_2 k_3 k_4 คือ เมตริกซ์ของตัวควบคุมที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB ที่อนุพันธ์อันดับ 4 ที่ทำให้ระบบเข้าใกล้ Set Point มากที่สุด

นำระบบหลังการควบคุมมาพล็อตกราฟเพื่อดูผลตอบสนองระบบ



รูปที่ 3.4 แสดงผลตอบสนองของระบบ

จากรูปเป็นกราฟผลตอบสนองของระบบที่ค่า K ต่างๆ ทำให้ทำให้ระบบเข้าสู่ Set Point ซึ่งเราสามารถเลือกค่าใดก็ได้ในเมตริกซ์ ซึ่งจากการทดลองแล้วที่ทำให้ระบบของเราเสถียรมากที่สุดก็คือค่าประมาณ 13.1826

3.3 การออกแบบวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์กระแสตรง

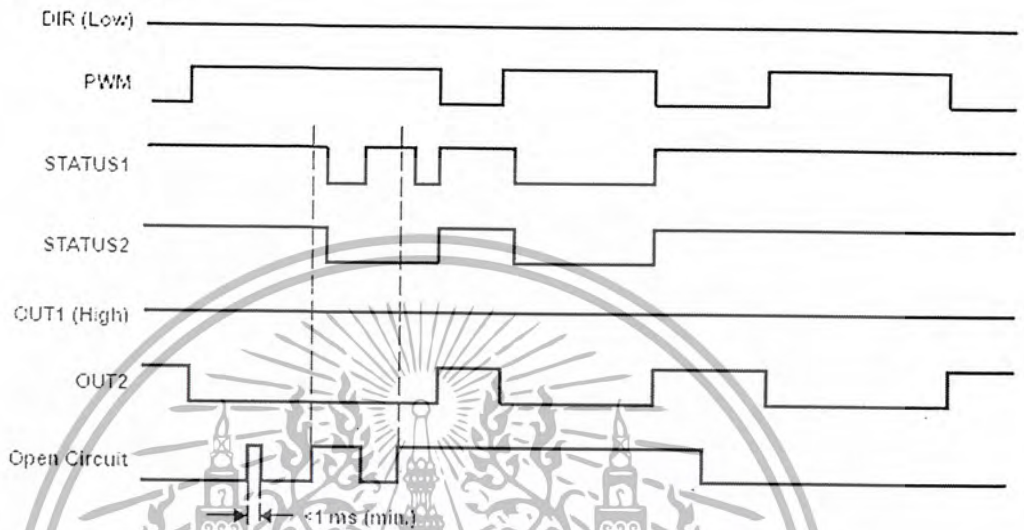
ในการออกแบบวงจรสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ในโครงงานนี้ได้มีการปรับปรุงรูปแบบของวงจรเดิมให้มีความกะทัดรัดมากขึ้นแต่ก็ยังอาศัยหลักการเดิมคือการขับเคลื่อนแบบ 4 ควอดแรนต์ รับการแก้ไขวงจรครั้งนี้ได้มีการนำไอซีขับเคลื่อนสำเร็จรูปมาใช้แทนวงจรเดิมและได้มีการออกแบบวงจรในการควบคุมสำหรับไอซีขับเคลื่อนนี้ขึ้นใหม่ทำให้วงจรมีขนาดที่เล็กลงจากเดิมมาก แต่ก็ยังมีความสามารถในการทำงานเหมือนเดิม ทั้งนี้ก็เพื่อที่จะลดน้ำหนักของตัวหุ่นยนต์ให้มีน้ำหนักเบาที่สุดทำให้การควบคุมการทรงตัวทำได้ง่ายและดีกว่า

ข้อดีอีกอย่างของการใช้ไอซีสำเร็จรูปคือ สัญญาณ Pulse Width Modulation สร้างเพียงสัญญาณเดียวก็สามารถทำให้วงจรทำงานได้ทั้ง 4 ควอดแรนต์จากเดิมต้องทำถึง 4 สัญญาณ โดยใช้

หลักการของลอจิกในการเลือกทิศทาง และ ใช้การทำงานของสัญญาณพัลส์ในการทำให้ไอซีขับมอเตอร์ทำงาน

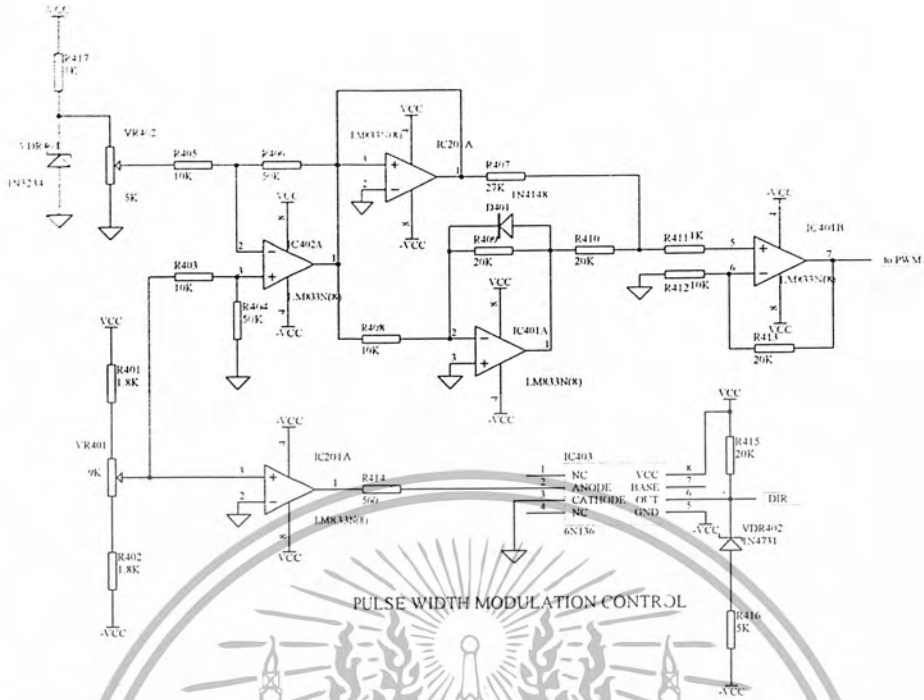
PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

operating wave forms



รูปที่ 3.6 แสดงโคอะแกรมการทำงานของไอซีขับมอเตอร์เบอร์ TPIC0107

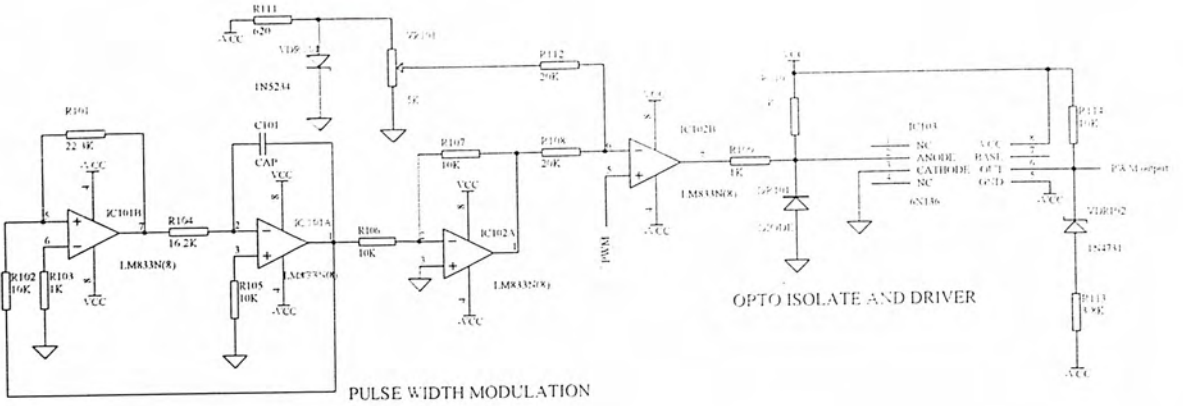
การออกแบบวงจรควบคุมการทำงานของไอซีขับมอเตอร์นั้นดูได้จากโคอะแกรมของสัญญาณอินพุตจะสังเกตได้ว่า เมื่อไม่มีสัญญาณ PWM ไอซีจะไม่ทำงานไม่มีสัญญาณมาขับมอเตอร์ ส่วนสัญญาณ DIR จะเป็นตัวเลือกทิศทางในการหมุนของมอเตอร์ โดยเลือกเป็นสัญญาณลอจิก HI กับ LOW สมมติให้มีสัญญาณ PWM เข้ามาสัญญาณ DIR เป็น LOW มอเตอร์จะหมุนในทิศทางตามเข็มนาฬิกาเมื่อสัญญาณ DIR เป็น HI มอเตอร์จะหมุนในทิศทางทวนเข็มนาฬิกาและเมื่อไม่มีสัญญาณ PWM ไม่ว่าสัญญาณ DIR จะเป็น LOW หรือ HI ไอซีจะไม่ทำงานมอเตอร์ไม่หมุนและจะถูกเบรกไว้ด้วยเพราะไอซีขับเบอร์ TPIC0107 จะมีคุณสมบัติในการเบรกมอเตอร์เมื่อไม่มีสัญญาณ PWM



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรที่ออกแบบมาเพื่อควบคุมการทำงานของไอซีขับมอเตอร์

วงจรมีลักษณะสำหรับควบคุมทิศทางและความเร็วของมอเตอร์ โดยการรับสัญญาณแรงดันทางอินพุตจากโพเทนชิโอมิเตอร์ (VR401) มาเปรียบเทียบกับระดับแรงดัน 0 โวลต์ (IC201) แล้วนำไปสร้างสัญญาณลอจิก HI และ LOW เพื่อใช้ควบคุมทิศทางของมอเตอร์

ในขณะเดียวกันสัญญาณจากโพเทนซิโอมิเตอร์ (VR401) ก็ถูกนำไปทำเป็นสัญญาณในการเร่งความเร็วมอเตอร์ตามมุมมองค่าที่ตัวหุ่นยนต์กระทำต่อพื้นโลก หลักการก็คือสร้างแรงดันเพื่อปรับค่าความกว้างของสัญญาณ PWM ตามมุมมองค่าที่เปลี่ยนแปลง

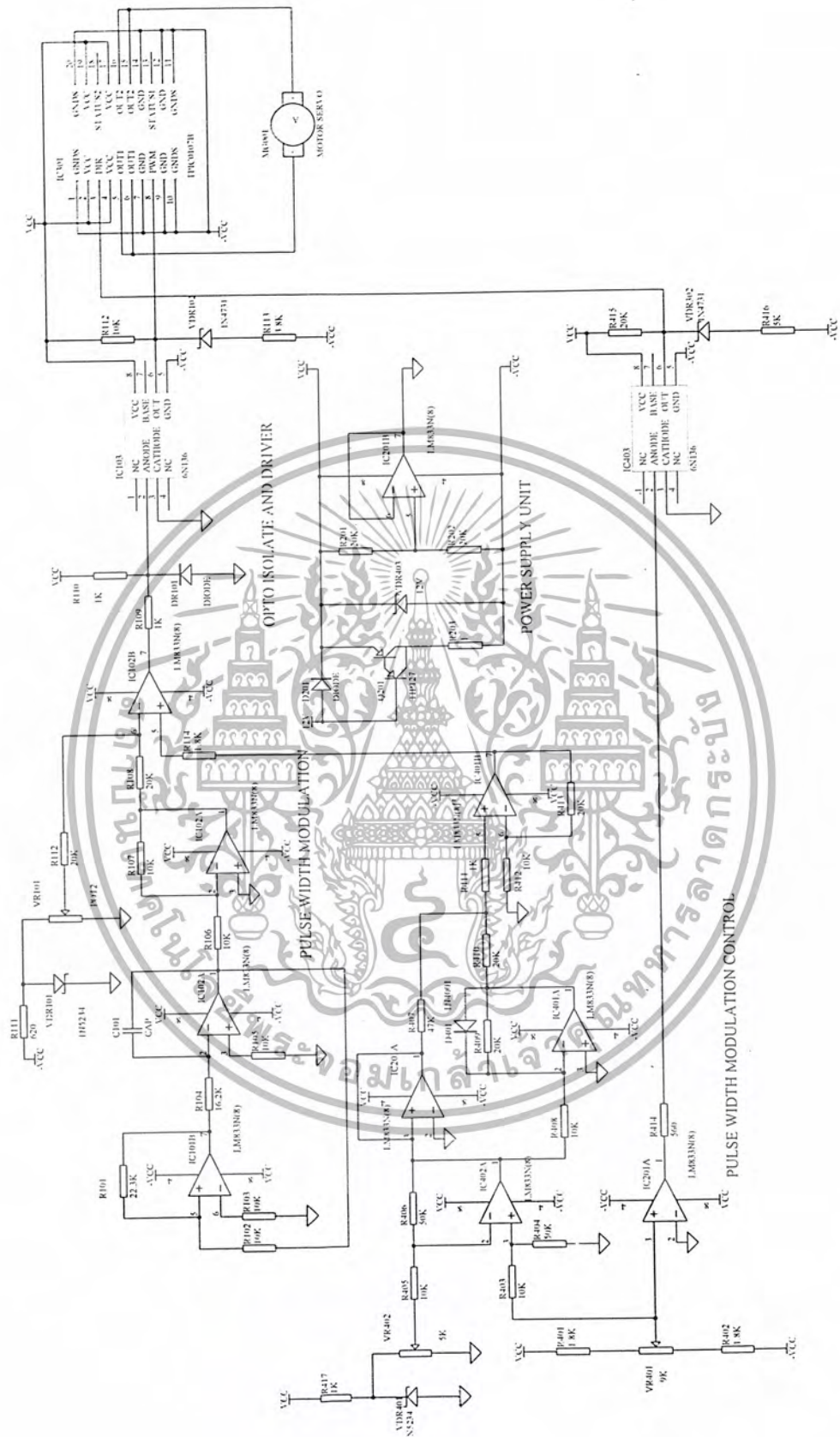


รูปที่ 3.8 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณ PWM

วงจรนี้เป็นวงจรที่ใช้ในการสร้างสัญญาณ PWM เพื่อที่จะใช้ขับมอเตอร์การที่จะเปลี่ยนแปลงความกว้างของสัญญาณพัลส์ จะใช้การเปรียบเทียบแรงดันอ้างอิงกับสัญญาณจากวงจรควบคุมความเร็วของมอเตอร์



รูปที่ 3.9 แสดงเป็นไคอะแกรมของสัญญาณควบคุมการทำงานของไอซีขับมอเตอร์



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรขับมอเตอร์ทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาที่เกิดขึ้นกับวงจรที่ออกแบบ คือ ความสมดุลของแรงดันที่ควบคุมการทำงานของ สัญญาณ PWM เนื่องจากเกิดจุดที่สัญญาณ PWM หยุดทำงานมากกว่า 1 จุด นอกเหนือจากจุด เซ็ทพอยท์เป็นผลทำให้หุ่นยนต์มีการทำงานที่ผิดปกติ

3.4 การออกแบบตัวหุ่นยนต์ 2 ล้อ

3.4.1 ลักษณะทั่วไปของตัวหุ่นยนต์ 2 ล้อ



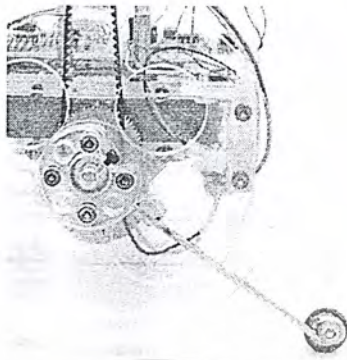
รูปที่ 3.11 แสดงลักษณะทั่วไปของตัวหุ่นยนต์ 2 ล้อ

เนื่องจากหุ่นยนต์ 2 ล้อ ที่สร้างขึ้นยังอยู่ในขั้นการทดลองเป็นกรณีศึกษาลักษณะการทรงตัวแบบจำลองจึงมีขนาดเล็กมีลักษณะรูปทรงดังรูปที่ 3.11 แสดงลักษณะทั่วไปของตัวหุ่นยนต์ 2 ล้อ ออกแบบให้มีรูปทรงกะทัดรัดใช้การควบคุมการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานผ่านสายพานเทียบกับแกนอ้างอิงวัสดุที่ใช้ทำตัวบอร์ดที่ทำมาจากอะคริลิก (Acrylic) เนื่องจากมีน้ำหนักเบาและสามารถตัดให้ได้รูปทรงตามต้องการได้ง่าย

3.4.2 จุดอ้างอิง (ล้อที่3)

จากรูปที่ 3.12 จะเห็นว่ามีเซนเซอร์ที่ยื่นออกมาจากรถจะมีลักษณะเป็นเหมือนล้อเล็กๆ ยื่นออกมาจะทำหน้าที่เป็นจุดอ้างอิงให้กับการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน (โพเทนชิโอมิเตอร์) ตามลักษณะการเอียงของก้านอินเวอร์สเซนเซอร์ ซึ่งจะสามารถตั้งตรงอยู่ได้จะต้องอยู่ที่ตำแหน่งสมดุล เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

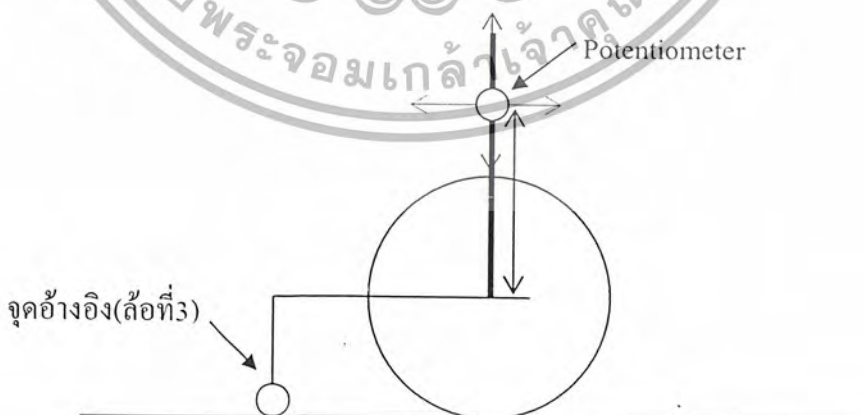
หากมีการรบกวนระบบทำให้ไม่สามารถตั้งตรงอยู่ได้เล็กน้อย (ล้อยที่3) จะเป็นตัวที่อ้างอิงว่าเปลี่ยนแปลงไปจากจุดสมดุลเท่าไร



รูปที่ 3.12 แสดงแผนจุดอ้างอิงที่ใช้งานจริง

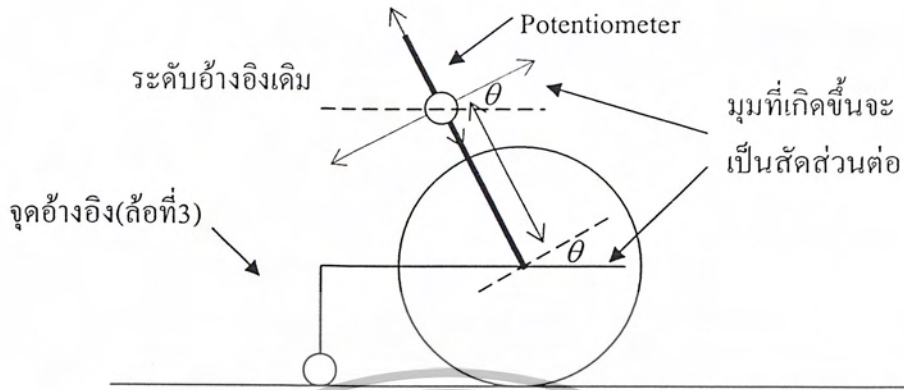
3.4.3 การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานตามการเอียงของเพนดูลัม

การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานจะต้องเปรียบเทียบจากจุดอ้างอิงในการใช้งานจริงใช้สายพานเป็นตัวส่งผ่านการเปลี่ยนระหว่างล้อยและค่าความต้านทาน จากรูปที่ 3.13 จะเห็นได้ว่าไม่มีเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานเมื่อเพนดูลัมอยู่ในสถานะสมดุลสามารถรักษาสมดุลทรงตัวตั้งตรงอยู่ได้ เมื่อสภาวะที่สมดุลถูกรบกวนทำให้เพนดูลัมเอียงก็จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานดังรูปที่ 3.14 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานตามการเอียงของเพนดูลัมในสภาวะที่มีการรบกวน



รูปที่ 3.13 แสดงว่าไม่มีเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานเมื่อเพนดูลัมอยู่ในสถานะสมดุล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

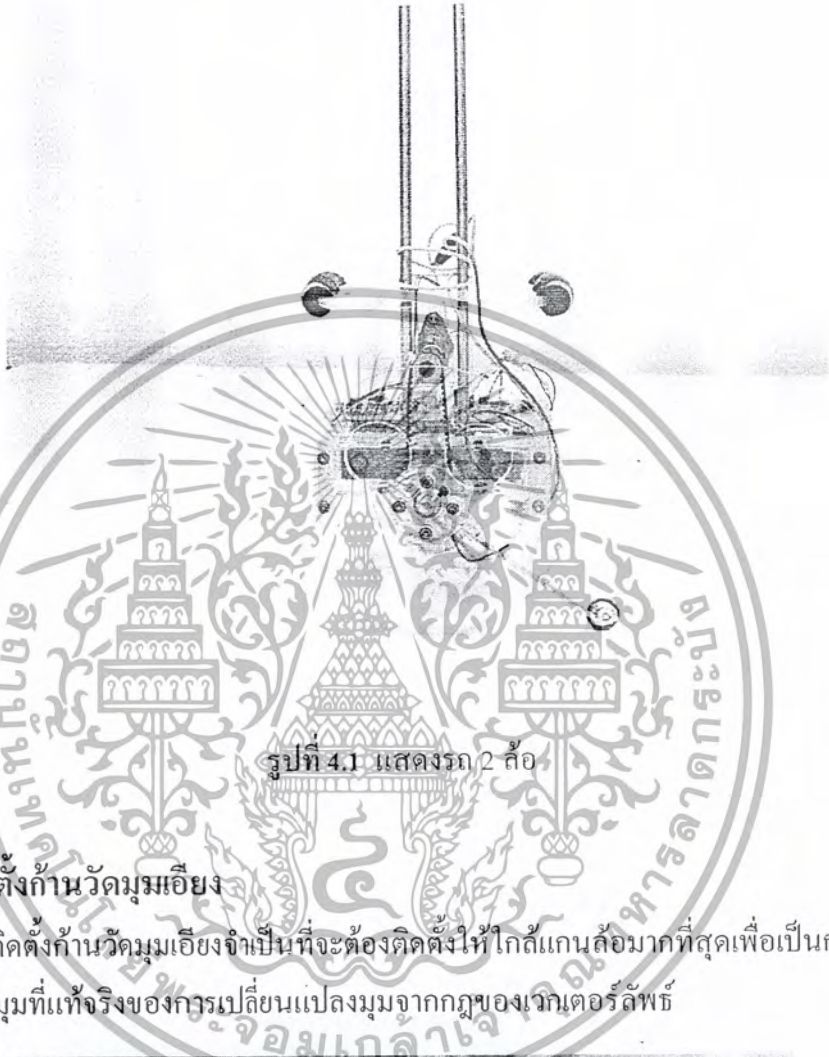


รูปที่ 3.14 แสดงการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานตามการเอียงของเพนดูลัมในสภาวะที่มีการรบกวน



บทที่ 4

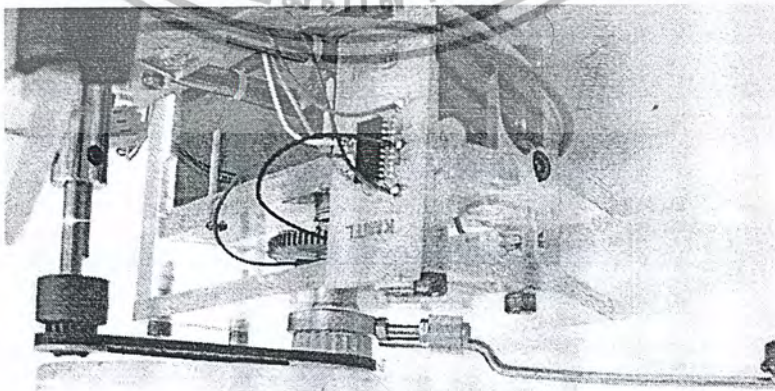
การทดลอง



รูปที่ 4.1 แสดงรถ 2 ล้อ

4.1 การติดตั้งก้านวัดมุมเอียง

การติดตั้งก้านวัดมุมเอียงจำเป็นที่จะต้องติดตั้งให้ใกล้แกนล้อมากที่สุดเพื่อเป็นการวัดการเปลี่ยนแปลงมุมที่แท้จริงของการเปลี่ยนแปลงมุมจากกฎของเวกเตอร์ลัพธ์



รูปที่ 4.2 แสดงการติดตั้งก้านวัดมุมเอียง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การเชื่อมต่อกับตัวต้านทานปรับค่าได้ (โพเทนทิโอมิเตอร์)

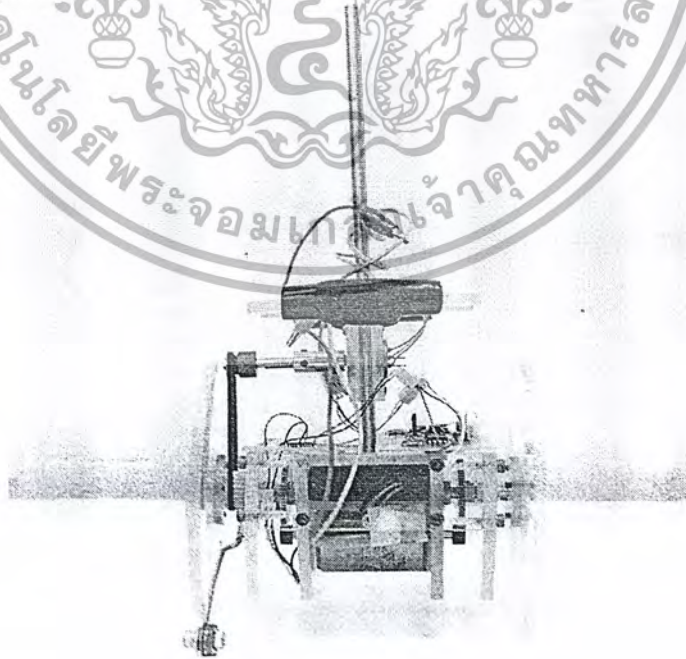
ในการเชื่อมต่อกับตัวต้านทานจะใช้สายพานในการเชื่อมต่อเมื่อเวลารถเกิดการเอียงก้านที่วัดการเอียงก็จะเคลื่อนที่ทำให้เฟืองที่เชื่อมต่ออยู่เคลื่อนที่ทำให้สายพานที่ต่ออยู่ระหว่างเฟืองทำให้อาร์โพเทนทิโอมิเตอร์เปลี่ยนค่าความต้านทานแล้วนำค่าความต้านทานไปเปรียบเทียบกับค่าเซตพอยท์เพื่อนำไปประมวลผลแล้วสั่งให้มอเตอร์ทำงานเพื่อรักษาสมดุล



รูปที่ 4.3 แสดงการเชื่อมต่อกับตัวต้านทานปรับค่าได้ (โพเทนทิโอมิเตอร์)

4.3 การจัดวางอุปกรณ์ต่างๆบนรถ 2 ล้อ

การจัดวางอุปกรณ์จะต้องจัดให้มีความสมดุลในรถ 2 ล้อมากที่สุดเพื่อให้การรักษาสมดุลโดยใช้ตัวควบคุมสามารถทำงานได้

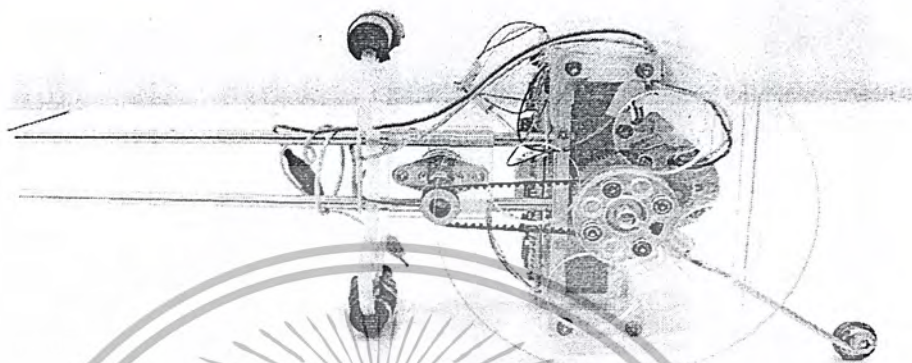


รูปที่ 4.4 แสดงการจัดวางอุปกรณ์ต่างๆบนรถ 2 ล้อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 รถที่ไม่มีการต่อไฟเลี้ยง

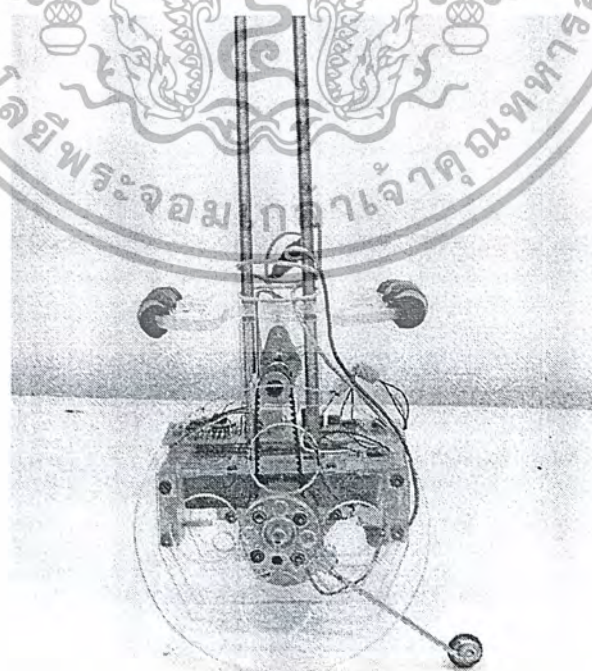
จากรูปที่ 4.5 จะเห็นว่ารถ 2 ล้อที่ไม่ได้ต่อไฟเลี้ยงจะไม่สามารถตั้งอยู่ได้เนื่องจากไม่มีการรักษาสมดุลจากการควบคุมของ ตัวคอนโทรลเลอร์จึงไม่สามารถที่จะตั้งอยู่ได้



รูปที่ 4.5 แสดงรถ 2 ล้อที่ไม่มีการต่อไฟเลี้ยง

4.5 รถ 2 ล้อขณะที่ย้ายไฟเลี้ยง

จากรูปจะเห็นได้ว่ารถ 2 ล้อ ที่ต่อไฟเลี้ยงให้กับระบบจะสามารถตั้งอยู่ได้โดยไม่ล้มเนื่องจากว่ามีน้ำหนักที่กระทำกับแรงโน้มถ่วงของโลก



รูปที่ 4.6 แสดงรถ 2 ล้อขณะที่ย้ายไฟเลี้ยง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.6 การทดลองใส่แรงผลัก

ใส่แรงผลักกรด 2 ล้อ เพื่อดูการเปลี่ยนแปลงในการรักษาสมดุลที่องศาต่างๆ โดยการตรวจวัดสัญญาณที่การเอียงของมุมที่แตกต่างกันที่จ่ายเพื่อขับมอเตอร์



ตารางที่ 4.1 การทดลองใส่แรงผลึก

องศา	แรงดัน
10	5.6
20	7.4
30	8.4
40	8.4
-10	-5.4
-20	-7.4
-30	-8.4
-40	-8.4

ผลทดลองใส่แรงผลึก

ที่จุดสมดุลจะเกิดการสวิตช์ของสัญญาณซีกบวคและซีกลบเพื่อเป็นการรักษาสมดุลและที่ความเอียงต่างๆแรงดันจะมีการเปลี่ยนไปตามตารางที่ 2 จะเห็นว่าความเอียงมากขึ้นจะต้องจ่ายแรงดันมากขึ้นเพื่อเป็นการเข้าสู่สมดุลทิศทางการเอียงก็จะเป็นผลให้แรงดันมีค่าเป็นบวกและลบจากการทดลองการใส่แรงให้รถเอียงสามารถเอียงได้สูงสุด 40 องศา

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง ปัญหาและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองการควบคุมรถ 2 ล้อให้รักษาสมดุล จากการรบกวน ผลักรถจะเอียงจะเห็นว่าเมื่อองศาของรถเปลี่ยนแปลงไปตัวอาร์โพเทนทิโอมิเตอร์ที่เป็นตัวตรวจวัดระดับของศาการเอียงก็จะเปลี่ยนแปลงค่าไปทำให้ค่าที่นำไปเปรียบเทียบกับค่า Set point มีค่า Error เกิดขึ้นแล้วส่งค่า Error ไปให้ตัวควบคุมทำการประมวลผลแล้วส่งค่าไปให้มอเตอร์ทำงานปรับค่าของขบวนการให้เข้าสู่สมดุลอีกครั้งดังนั้นจึงทำให้รถ 2 ล้อไม่ล้ม

5.2 ปัญหา

- 1 ระยะของศาควบคุมการเปลี่ยนแปลงถูกจำกัดเนื่องจากกำลังที่มอเตอร์มีไม่มากพอ
- 2 ปัญหาจากตัวเซ็นเซอร์วัดระดับพื้นมีความไวในการเปลี่ยนแปลงค่าช้าและเนื่องจากมีสายพานในการเชื่อมต่อกับอาร์โพเทนทิโอมิเตอร์ที่เป็นตัวหมุนปรับค่าความต้านทานทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงยิ่งช้าขึ้นอีก
- 3 แบตเตอรี่ที่ทำการจ่ายให้กับวงจรมีกระแสไม่มากพอ

5.3 ข้อเสนอแนะ

- 1 เปลี่ยนมอเตอร์ให้มีกำลังสูงขึ้นเพื่อให้สามารถเพิ่มมุมในการเปลี่ยนแปลงมากขึ้น
- 2 เปลี่ยนตัวเซ็นเซอร์วัดการเอียงใหม่โดยใช้เป็นไจโรสโคปในการวัดการเอียงซึ่งสามารถวัดการเอียงได้ดีกว่าและเร็วกว่า
- 3 เปลี่ยนแบตเตอรี่ที่มีกระแสสูงขึ้นแรงดันมากขึ้นและมีขนาดเล็กลง

บรรณานุกรม

- บรรเลง สรณิด และประเสริฐ ก๊วยสมบุญ. “ตารางงานโลหะ” กรุงเทพฯ: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ กรกฎาคม 2524
- มนัส สัจวารศิลป์ และ วรรัตน์ ภัทรอมรกุล. “คู่มือการใช้ MATLAB ฉบับสมบูรณ์” กรุงเทพฯ: อินโพรส เมษายน 2543
- โยธิน เปรมปราชญ์. “วิเคราะห์และออกแบบระบบการควบคุมมอเตอร์” กรุงเทพฯ: 2526
- วิบูลย์ แสงวีระพันธุ์ศิริ. “การควบคุมระบบพลศาสตร์” โรงพิมพ์จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย: จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, 2538
- สุมาลี อุณหวิชัย. “ระบบควบคุม Control System” กรุงเทพฯ: ว.เพ็ชรสกุล, 2545
- ไสว พงศ์สวัสดิ์. “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง” กรุงเทพฯ: มิตรนราการพิมพ์, 2544
- สัมพันธ์ หาญทะเล. “เครื่องกลไฟฟ้า” กรุงเทพฯ: สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, 2526
- KATSUHIK, OGATA. “MODERN CONTROL ENGINEERING” Fourth Edition. (n.p) Prentice Hall, 2002
- Anderson, David P “nBot Balancing Robot” (<http://geology.hicroy.smu.edu/~dpa-www/robo/nbot/>) 19 May 2003
- Spidersoft Ltd. “Control Tutorials for MATLAB and Simulink” (<http://wolfman.cos.uoguelph.ca/~jzelek/matlab/cims/index.htm>) 10 Jan 2000



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1

2

3

4

A

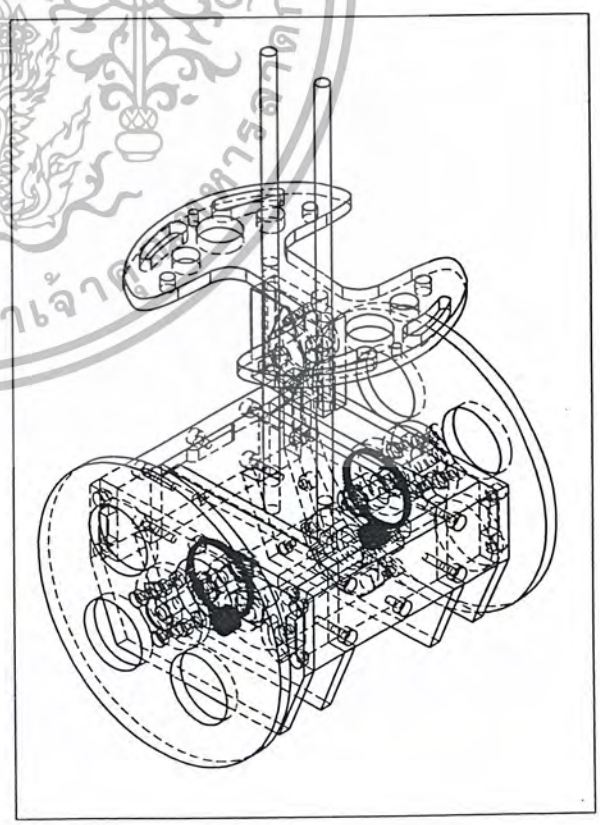
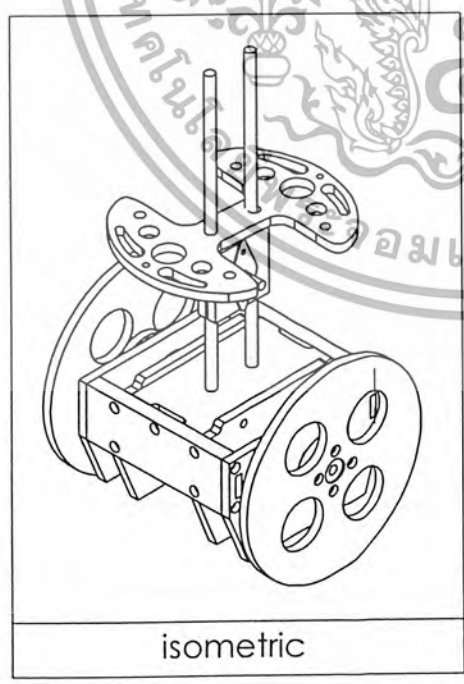
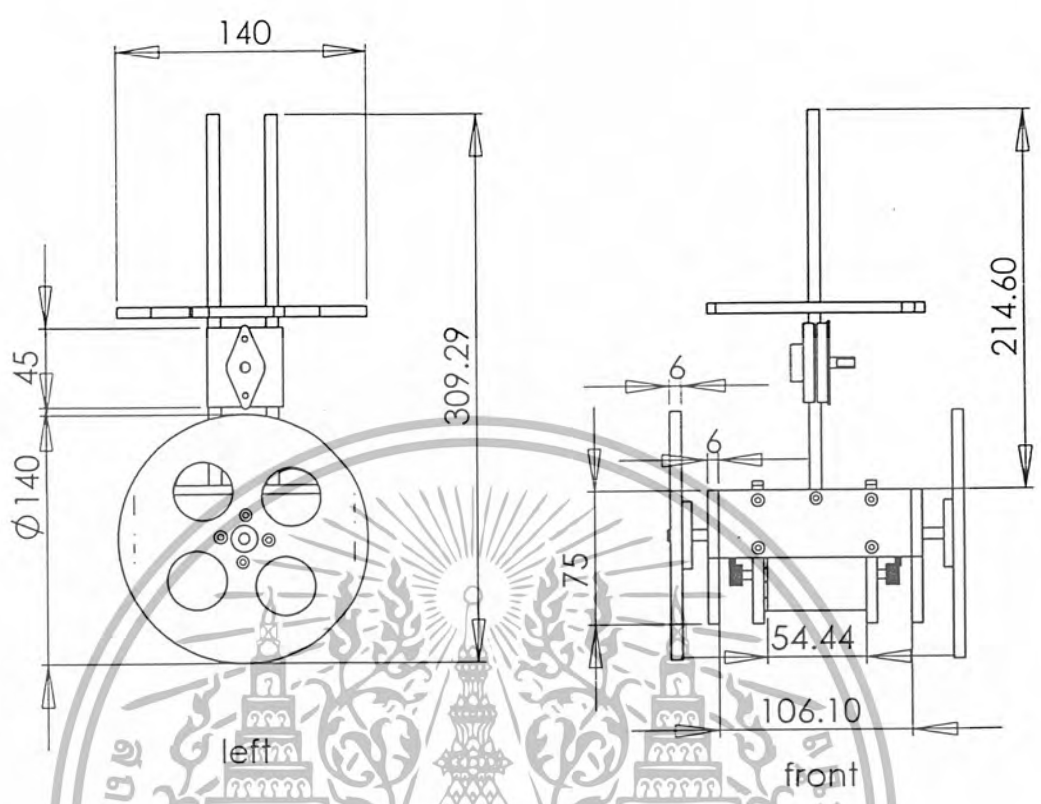
B

C

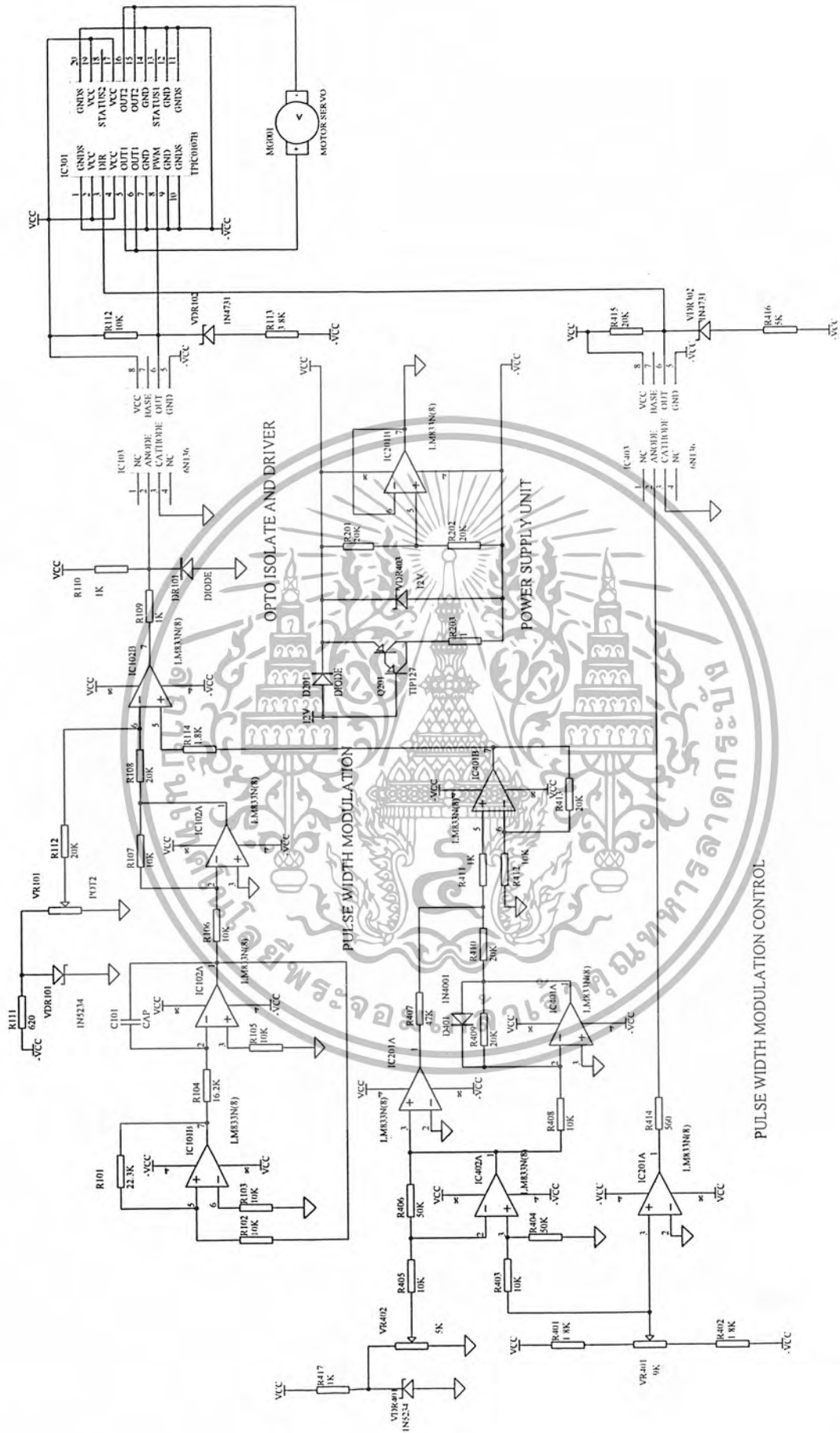
D

E

F



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Table

Serial Number	Date	File
1	14-Mar-2015	D:\hp driver driver\31\ag power\DRM - Dronin\15

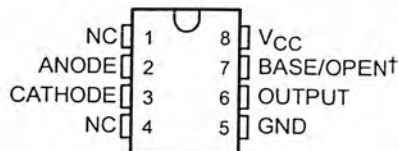
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม้วากรณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6N135, 6N136, HCPL4502 OPTOCOUPLEDERS/OPTOISOLATORS

SOES022 – JULY 1986 – REVISED OCTOBER 1995

- Compatible with TTL Inputs
- High-Speed Switching 1 Mbit/s Typ
- Bandwidth . . . 2 MHz Typ
- High Common-Mode Transient Immunity 1000 V/ μ s Typ
- High-Voltage Electrical Insulation . . . 3000 VDC Min
- Open-Collector Output
- UL Recognized . . . File Number 65085

6N135, 6N136, OR HCPL4502 PACKAGE
(TOP VIEW)



† Terminal 7 is BASE on the 6N135 and 6N136 and OPEN on the HCPL4502

NC – No internal connection

description

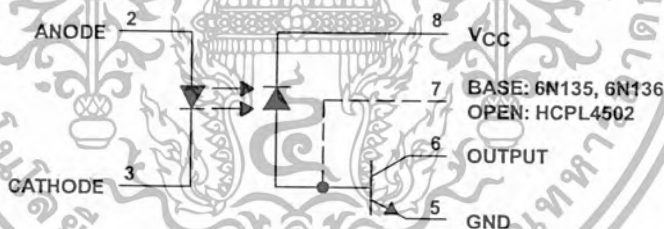
These high-speed optocouplers are designed for use in analog or digital interface applications that require high-voltage isolation between the input and output. Applications include line receivers that require high common-mode transient immunity, and analog or logic circuits that require input-to-output electrical isolation.

The 6N135, 6N136, and HCPL4502 optocouplers each consists of a light-emitting diode and an integrated photon detector composed of a photodiode and an open-collector output transistor. Separate connections are provided for the photodiode bias and the transistor-collector output. This feature, which reduces the transistor base-to-collector capacitance, results in speeds up to one hundred times that of a conventional phototransistor optocoupler.

The 6N135 is designed for TTL/CMOS, TTL/LSTTL, and wide-band analog applications.

The 6N136 and HCPL4502 are designed for high-speed TTL/TTL applications. The HCPL4502 has no base connection.

schematic



PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

Copyright © 1995, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6N135, 6N136, HCPL4502 OPTOCOUPERS/OPTOISOLATORS

SOES022 - JULY 1986 - REVISED OCTOBER 1995

absolute maximum ratings at 25°C free-air temperature (unless otherwise noted)†‡

Supply and output voltage range, V_{CC} and V_O	-0.5 V to 15 V
Reverse input voltage	5 V
Emitter-base reverse voltage	5 V
Peak input forward current (pulse duration = 1 ms, 50% duty cycle, see Note 1)	50 mA
Peak transient input forward current (pulse duration 1 μ s, 300 Hz)	1 A
Average forward input current(see Note 2)	25 mA
Peak output current	16 mA
Average output current	8 mA
Base current	5 mA
Input power dissipation at (or below) 70°C free-air temperature (see Note 3)	45 mW
Output power dissipation at (or below) 70°C free-air temperature (see Note 4)	100 mW
Storage temperature range, T_{stg}	-55°C to 125°C
Operating free-air temperature range, T_A	-55°C to 100°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

‡ JEDEC registered data for 6N135 and 6N136

- NOTES:
1. Derate linearly above 70°C free-air temperature at the rate of 1.67 mA/°C.
 2. Derate linearly above 70°C free-air temperature at the rate of 0.83 mA/°C.
 3. Derate linearly above 70°C free-air temperature at the rate of 1.50 mW/°C.
 4. Derate linearly above 70°C free-air temperature at the rate of 3.33 mW/°C.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

6N135, 6N136, HCPL4502 OPTOCOUPERS/OPTOISOLATORS

SOES022 – JULY 1986 – REVISED OCTOBER 1995

electrical characteristics over operating free-air temperature range of 0°C to 70°C (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	6N135		6N136, HCPL4502		UNIT		
		MIN	TYP†	MAX	MIN		TYP†	MAX
V_F ‡	Input forward voltage	$I_F = 16 \text{ mA}, T_A = 25^\circ\text{C}$		1.6	1.7		V	
αV_F	Temperature coefficient of forward voltage	$I_F = 16 \text{ mA}$		-1.8			mV/°C	
V_{BR} ‡	Input breakdown voltage	$I_R = 10 \mu\text{A}, T_A = 25^\circ\text{C}$		5		5	V	
V_{OL}	Low-level output voltage	$V_{CC} = 4.5 \text{ V}, I_F = 16 \text{ mA}, I_B = 0$	$I_{OL} = 1.1 \text{ mA}$	0.1	0.4		V	
			$I_{OL} = 2.4 \text{ mA}$			0.1		0.4
I_{OH} ‡	High-level output current	$I_F = 0, I_B = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	$V_{CC} = V_O = 5.5 \text{ V}$	3	500	3	500	nA
			$V_{CC} = V_O = 15 \text{ V}$	0.01	1	0.01	1	μA
I_{OH}	High-level output current	$V_{CC} = 15 \text{ V}, I_F = 0,$	$V_O = 15 \text{ V}, I_B = 0,$		50		50	μA
I_{CCH} ‡	Supply current, high-level output	$V_{CC} = 15 \text{ V}, I_F = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	$I_O = 0, I_B = 0,$	0.02	1	0.02	1	μA
I_{CCH}	Supply current, high-level output	$V_{CC} = 15 \text{ V}, I_F = 0,$	$I_O = 0, I_B = 0,$		2		2	μA
I_{CCL}	Supply current, low-level output	$V_{CC} = 15 \text{ V}, I_F = 16 \text{ mA},$	$I_O = 0, I_B = 0,$			40		μA
h_{FE}	Transistor forward current transfer ratio	$V_O = 5 \text{ V},$	$I_O = 3 \text{ mA}$	40	100	100	(6N136 only)	
CTR ‡	Current transfer ratio	$V_{CC} = 4.5 \text{ V}, I_F = 16 \text{ mA}, T_A = 25^\circ\text{C},$	$V_O = 0.4 \text{ V}, I_B = 0,$ See Note 5	7%	18%	19%	24%	
CTR	Current transfer ratio	$V_{CC} = 4.5 \text{ V}, I_F = 16 \text{ mA},$ See Note 5	$V_O = 0.5 \text{ V}, I_B = 0,$	5%		15%		
r_{IO}	Input-output resistance	$V_{IO} = 500 \text{ V},$ See Note 6	$T_A = 25^\circ\text{C},$		10 ¹²		10 ¹²	Ω
I_{IO} ‡	Input-output insulation leakage current	$V_{IO} = 3000 \text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C},$ See Note 6	$t = 5 \text{ s}, RH = 45\%.$		1		1	μA
C_i	Input capacitance	$V_F = 0,$	$f = 1 \text{ MHz}$		60		60	pF
C_{io}	Input-output capacitance	$f = 1 \text{ MHz},$	See Note 6		0.6		0.6	pF

† All typical values are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

‡ JEDEC registered data for 6N135 and 6N136

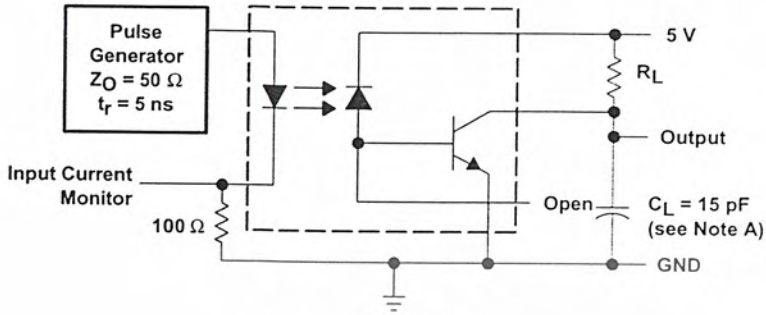
- NOTES: 5. Current transfer ratio is defined as the ratio of output collector current I_O to the forward LED input current I_F times 100%.
6. These parameters are measured with terminals 2 and 3 shorted together and terminals 5, 6, 7, and 8 shorted together.



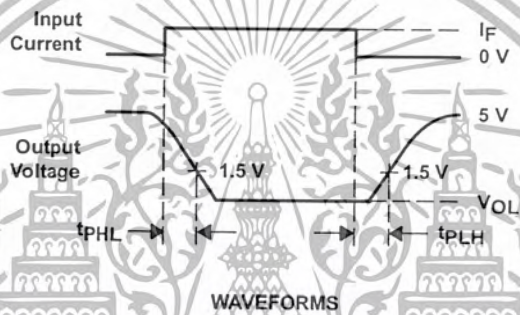
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณ่งานพิเศษ กรุณาอย่าเผยแพร่โดยไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION



TEST CIRCUIT



NOTE A. C_L includes probe and stray capacitance.

Figure 1. Switching Test Circuit and Waveforms

6N135, 6N136, HCPL4502
OPTOCOUPLEDERS/OPTOISOLATORS

SOES022 - JULY 1986 - REVISED OCTOBER 1995

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

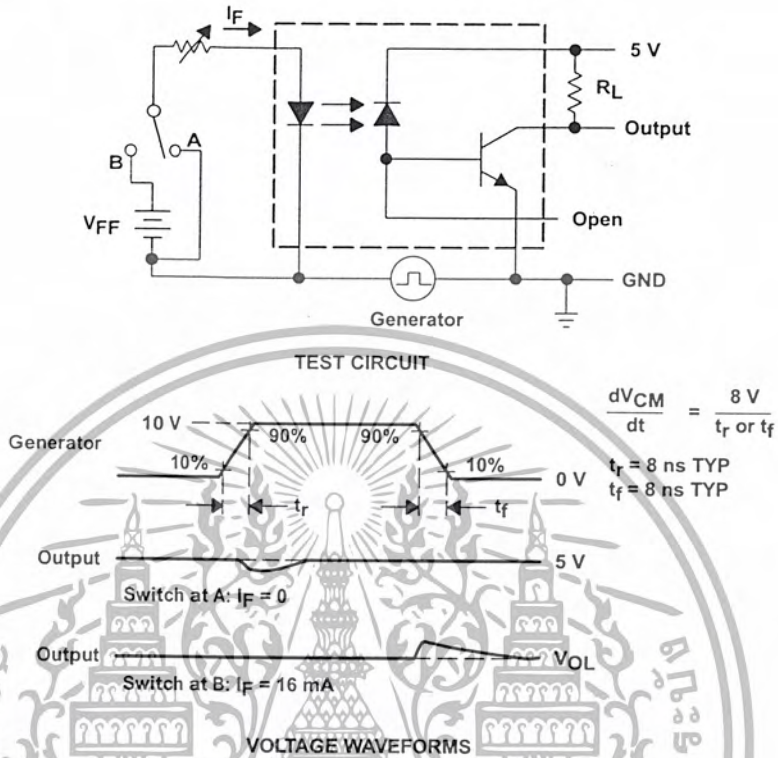


Figure 2. Transient Immunity Test Circuit and Waveforms



TYPICAL CHARACTERISTICS

INPUT-DIODE FORWARD CURRENT
vs
FORWARD VOLTAGE

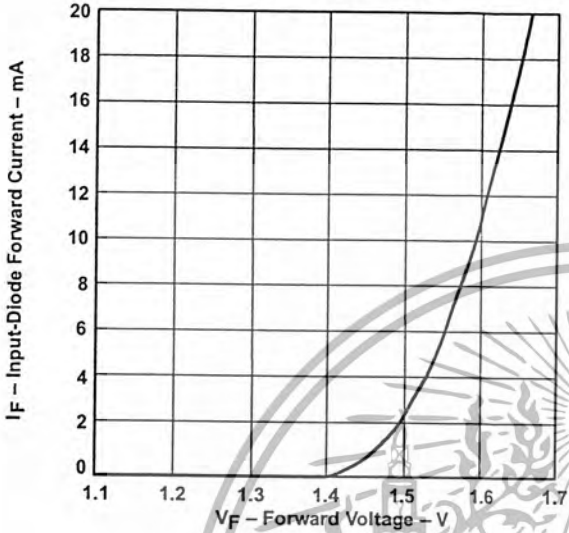


Figure 3

6N135
CURRENT TRANSFER CHARACTERISTICS

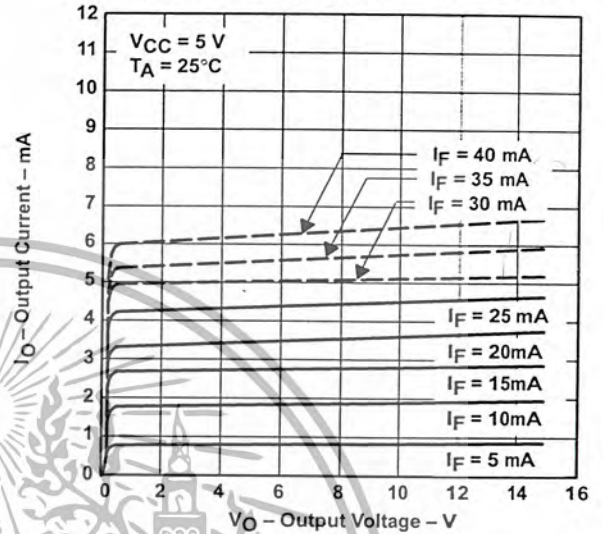


Figure 4

CURRENT TRANSFER RATIO (NORMALIZED)
vs
INPUT DIODE FORWARD CURRENT

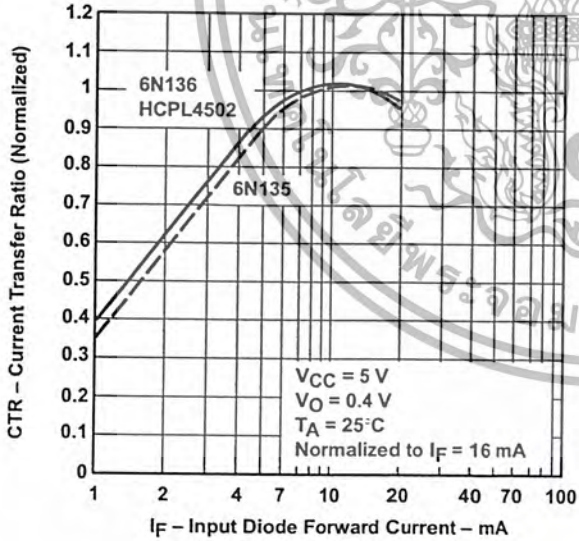


Figure 5

CURRENT TRANSFER RATIO (NORMALIZED)
vs
FREE-AIR TEMPERATURE

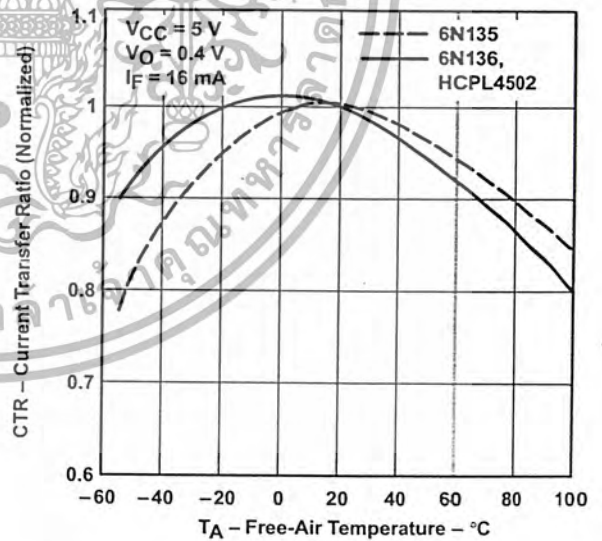


Figure 6

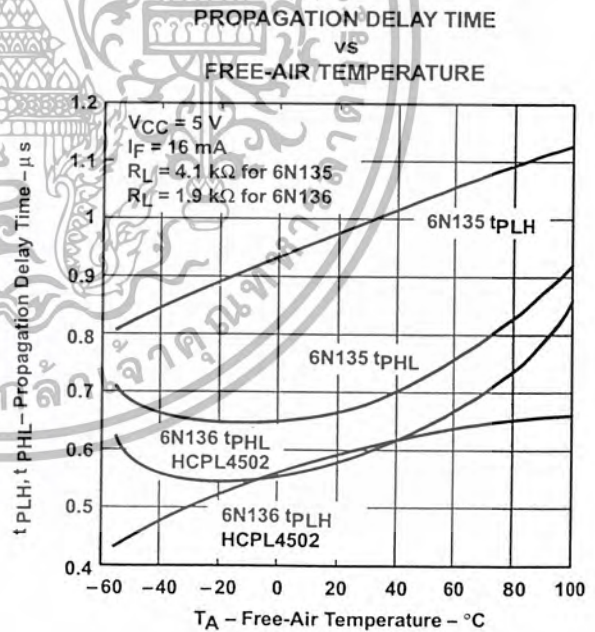
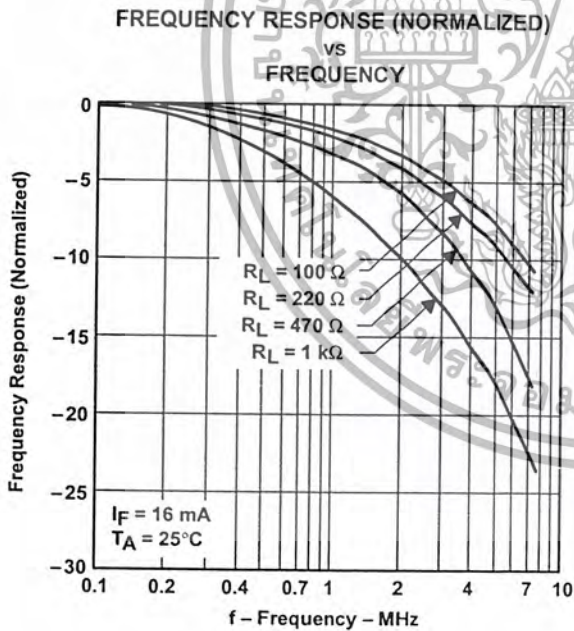
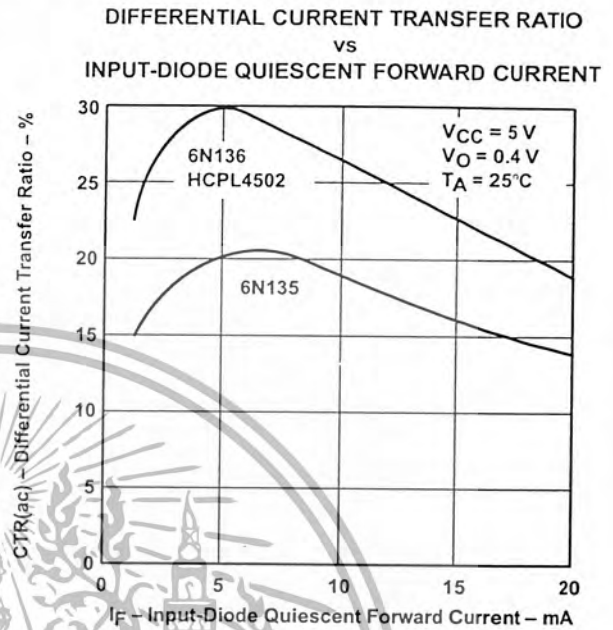
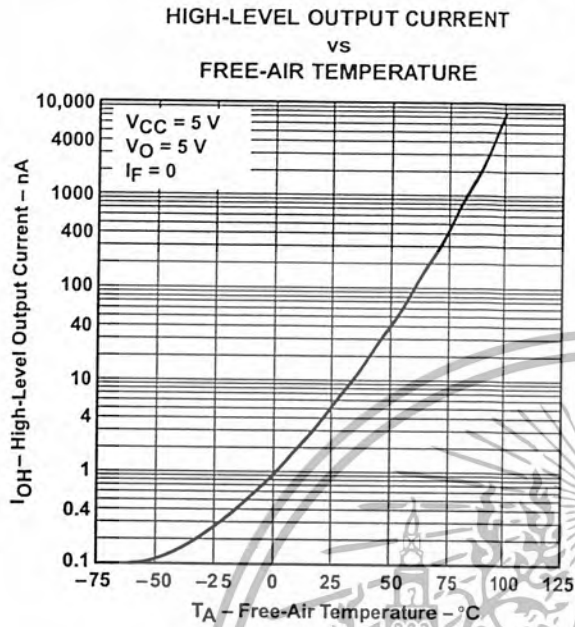


POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

6N135, 6N136, HCPL4502 OPTOCOUPLEDERS/OPTOISOLATORS

SOES022 - JULY 1986 - REVISED OCTOBER 1995

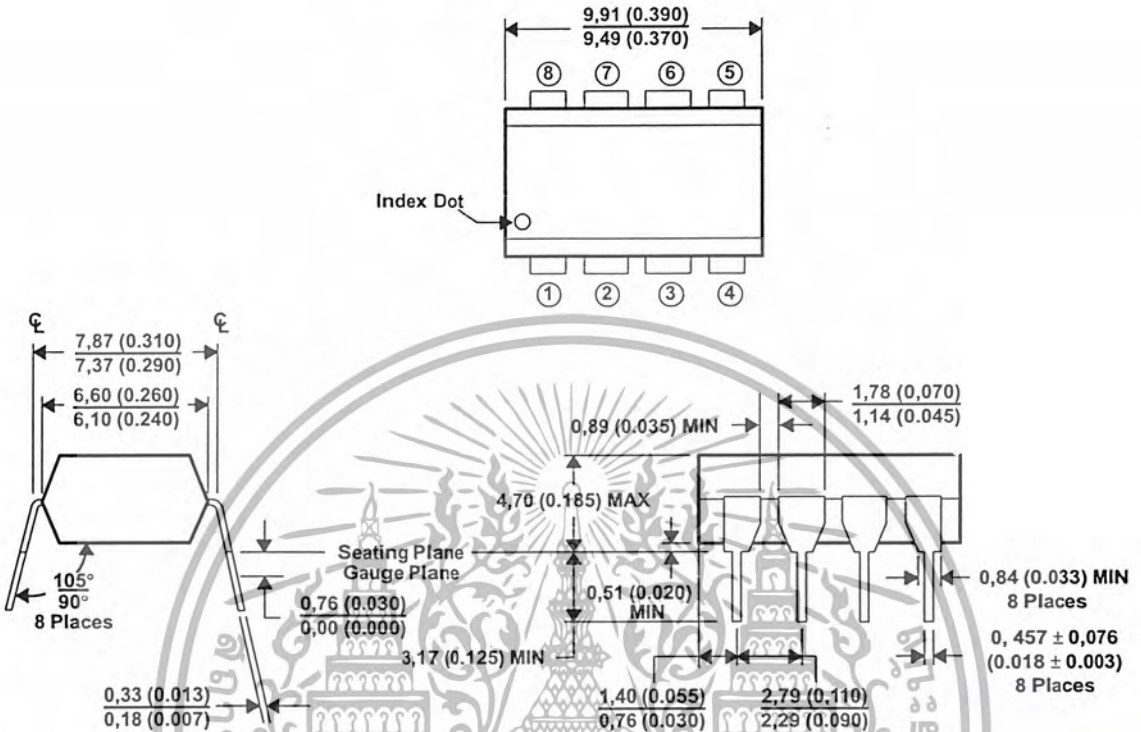
TYPICAL CHARACTERISTICS



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265
POST OFFICE BOX 1443 • HOUSTON, TEXAS 77251-1443

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบุคลากรเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MECHANICAL INFORMATION



- NOTES: A. JEDEC registered data. This data sheet contains all applicable registered data in effect at the time of publication.
 B. Terminal connections:
 1. No internal connection (part of the light-emitting diode)
 2. Anode (part of the light-emitting diode)
 3. Cathode (part of the light-emitting diode)
 4. No internal connection
 5. GND (Emitter) (part of the light-emitting diode)
 6. Output (part of the detector)
 7. Base: 6N135, 6N136 (part of the detector)
 Open: HCPL4502 (part of the detector)
 8. VCC (part of the detector)
 C. All linear dimensions are given in millimeters and parenthetically given in inches.

Figure 11. Mechanical Information

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments (TI) reserves the right to make changes to its products or to discontinue any semiconductor product or service without notice, and advises its customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that the information being relied on is current.

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

Certain applications using semiconductor products may involve potential risks of death, personal injury, or severe property or environmental damage ("Critical Applications").

TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, INTENDED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT APPLICATIONS, DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS.

Inclusion of TI products in such applications is understood to be fully at the risk of the customer. Use of TI products in such applications requires the written approval of an appropriate TI officer. Questions concerning potential risk applications should be directed to TI through a local SC sales office.

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

TI assumes no liability for applications assistance, customer product design, software performance, or infringement of patents or services described herein. Nor does TI warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used.

Copyright © 1995, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM833 Dual Audio Operational Amplifier

General Description

The LM833 is a dual general purpose operational amplifier designed with particular emphasis on performance in audio systems.

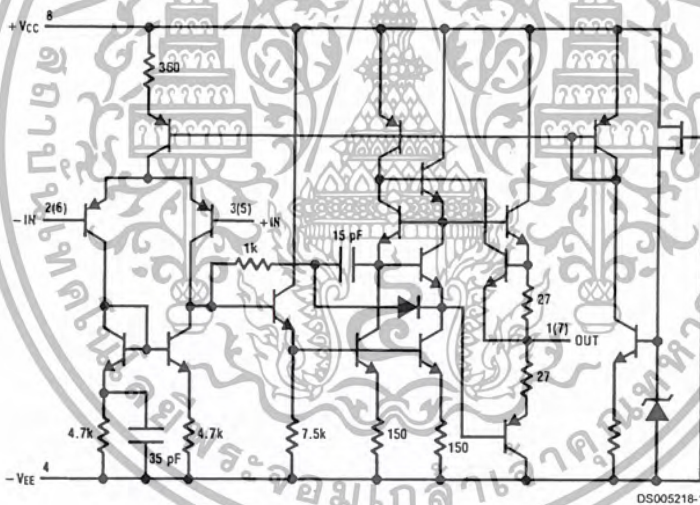
This dual amplifier IC utilizes new circuit and processing techniques to deliver low noise, high speed and wide bandwidth without increasing external components or decreasing stability. The LM833 is internally compensated for all closed loop gains and is therefore optimized for all preamp and high level stages in PCM and HiFi systems.

The LM833 is pin-for-pin compatible with industry standard dual operational amplifiers.

Features

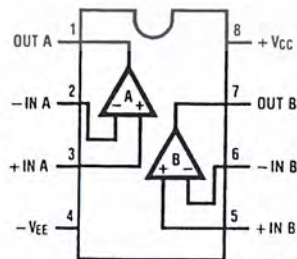
- Wide dynamic range: 140dB
- Low input noise voltage: 4.5nV/√Hz
- High slew rate: 7 V/μs (typ); 5V/μs (min)
- High gain bandwidth: 15MHz (typ); 10MHz (min)
- Wide power bandwidth: 120KHz
- Low distortion: 0.002%
- Low offset voltage: 0.3mV
- Large phase margin: 60°
- Available in 8 pin MSOP package

Schematic Diagram (1/2 LM833)



DS005218-1

Connection Diagram



DS005218-2

Order Number LM833M, LM833MX, LM833N, LM833MM or LM833MMX
See NS Package Number M08A, N08E or MUA08A

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Supply Voltage $V_{CC}-V_{EE}$	36V
Differential Input Voltage (Note 3) V_i	$\pm 30V$
Input Voltage Range (Note 3) V_{IC}	$\pm 15V$
Power Dissipation (Note 4) P_D	500 mW
Operating Temperature Range T_{OPR}	$-40 \sim 85^\circ C$
Storage Temperature Range T_{STG}	$-60 \sim 150^\circ C$

Soldering Information

Dual-In-Line Package Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package (SOIC and MSOP)	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	
ESD tolerance (Note 5)	1600V

DC Electrical Characteristics (Notes 1, 2)(T_A = 25°C, V_S = ±15V)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V _{OS}	Input Offset Voltage	R _S = 10Ω		0.3	5	mV
I _{OS}	Input Offset Current			10	200	nA
I _B	Input Bias Current			500	1000	nA
A _V	Voltage Gain	R _L = 2 kΩ, V _O = ±10V	90	110		dB
V _{OM}	Output Voltage Swing	R _L = 10 kΩ	±12	±13.5		V
		R _L = 2 kΩ	±10	±13.4		V
V _{CM}	Input Common-Mode Range		±12	±14.0		V
CMRR	Common-Mode Rejection Ratio	V _{IN} = ±12V	80	100		dB
PSRR	Power Supply Rejection Ratio	V _S = 15-5V, -15--5V	80	100		dB
I _O	Supply Current	V _O = 0V, Both Amps		5	8	mA

AC Electrical Characteristics(T_A = 25°C, V_S = ±15V, R_L = 2 kΩ)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
SR	Slew Rate	R _L = 2 kΩ	5	7		V/μs
GBW	Gain Bandwidth Product	f = 100 kHz	10	15		MHz

Design Electrical Characteristics(T_A = 25°C, V_S = ±15V)

The following parameters are not tested or guaranteed.

Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Units
ΔV _{OS} /ΔT	Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage		2	μV/°C
THD	Distortion	R _L = 2 kΩ, f = 20-20 kHz V _{OUT} = 3 V _{rms} , A _V = 1	0.002	%
e _n	Input Referred Noise Voltage	R _S = 100Ω, f = 1 kHz	4.5	nV/√Hz
i _n	Input Referred Noise Current	f = 1 kHz	0.7	pA/√Hz
PBW	Power Bandwidth	V _O = 27 V _{pp} , R _L = 2 kΩ, THD ≤ 1%	120	kHz
f _U	Unity Gain Frequency	Open Loop	9	MHz
φ _M	Phase Margin	Open Loop	60	deg
	Input Referred Cross Talk	f = 20-20 kHz	-120	dB

Design Electrical Characteristics (Continued)

Note 1: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. Operating Ratings indicate conditions for which the device is functional, but do not guarantee specific performance limits. Electrical Characteristics state DC and AC electrical specifications under particular test conditions which guarantee specific performance limits. This assumes that the device is within the Operating Ratings. Specifications are not guaranteed for parameters where no limit is given, however, the typical value is a good indication of device performance.

Note 2: All voltages are measured with respect to the ground pin, unless otherwise specified.

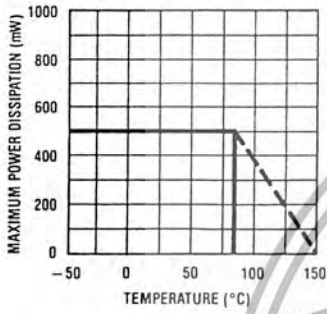
Note 3: If supply voltage is less than $\pm 15V$ it is equal to supply voltage.

Note 4: This is the permissible value at $T_A \leq 85^\circ C$.

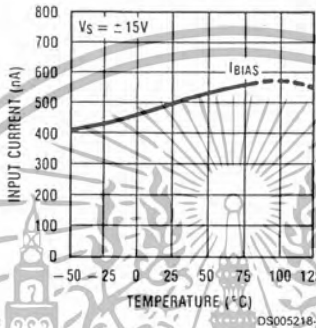
Note 5: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

Typical Performance Characteristics

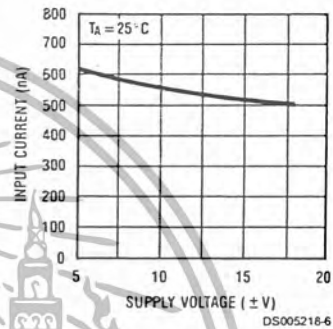
Maximum Power Dissipation vs Ambient Temperature



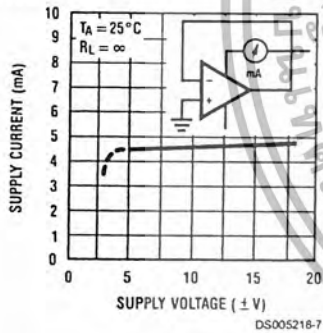
Input Bias Current vs Ambient Temperature



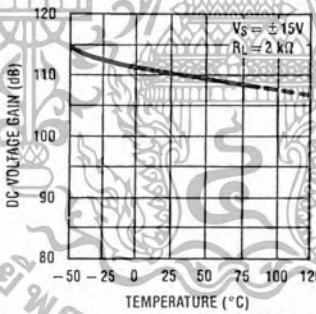
Input Bias Current vs Supply Voltage



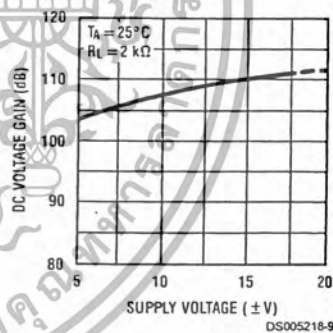
Supply Current vs Supply Voltage



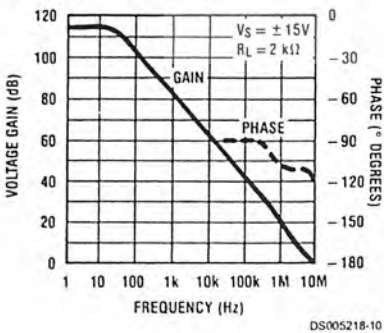
DC Voltage Gain vs Ambient Temperature



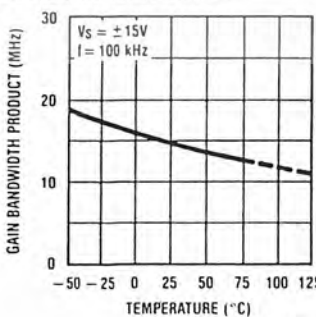
DC Voltage Gain vs Supply Voltage



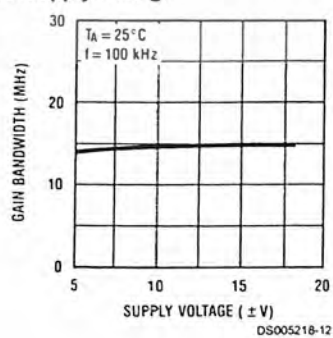
Voltage Gain & Phase vs Frequency



Gain Bandwidth Product vs Ambient Temperature

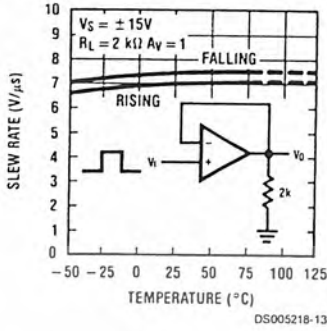


Gain Bandwidth vs Supply Voltage

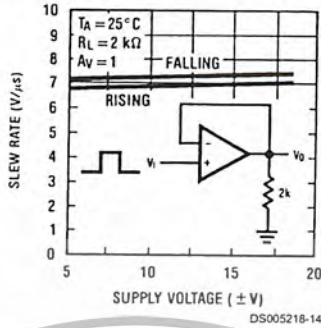


Typical Performance Characteristics (Continued)

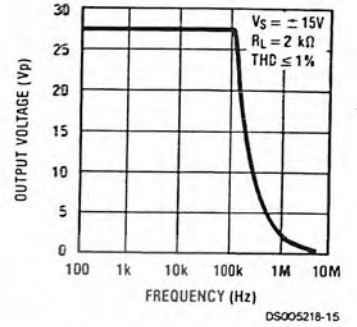
Slew Rate vs Ambient Temperature



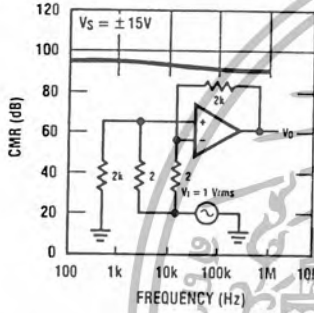
Slew Rate vs Supply Voltage



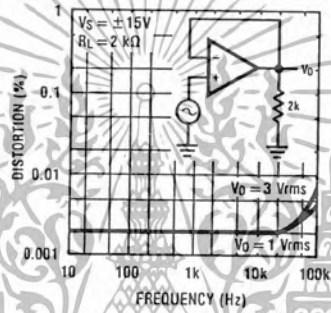
Power Bandwidth



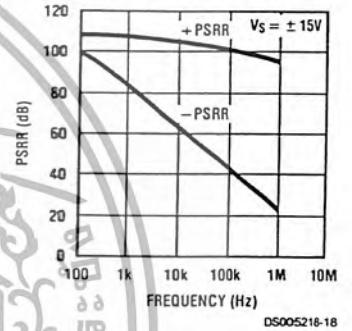
CMR vs Frequency



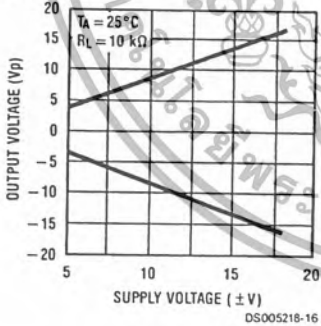
Distortion vs Frequency



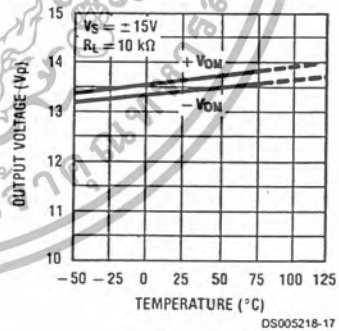
PSRR vs Frequency



Maximum Output Voltage vs Supply Voltage



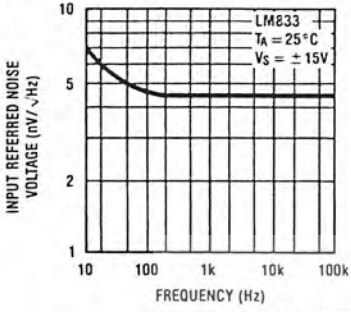
Maximum Output Voltage vs Ambient Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

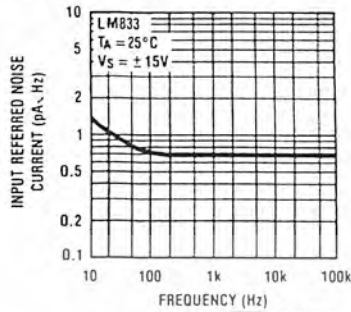
Typical Performance Characteristics (Continued)

Spot Noise Voltage vs Frequency



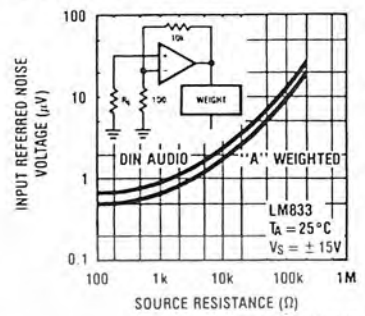
DS005218-21

Spot Noise Current vs Frequency



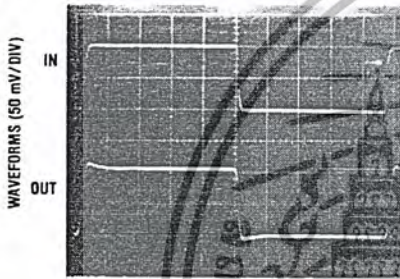
DS005218-22

Input Referred Noise Voltage vs Source Resistance



DS005218-23

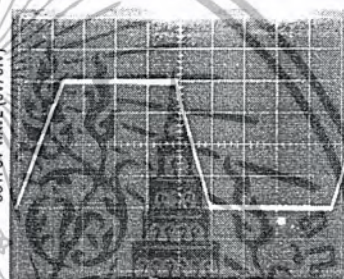
Noninverting Amp



TIME (0.2 μs / DIV)

DS005218-24

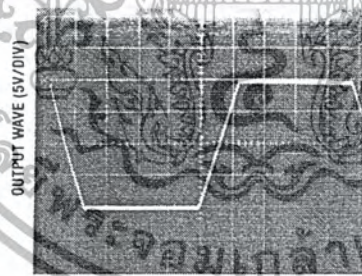
Noninverting Amp



TIME (2 μs / DIV)

DS005218-25

Inverting Amp



TIME (2 μs / DIV)

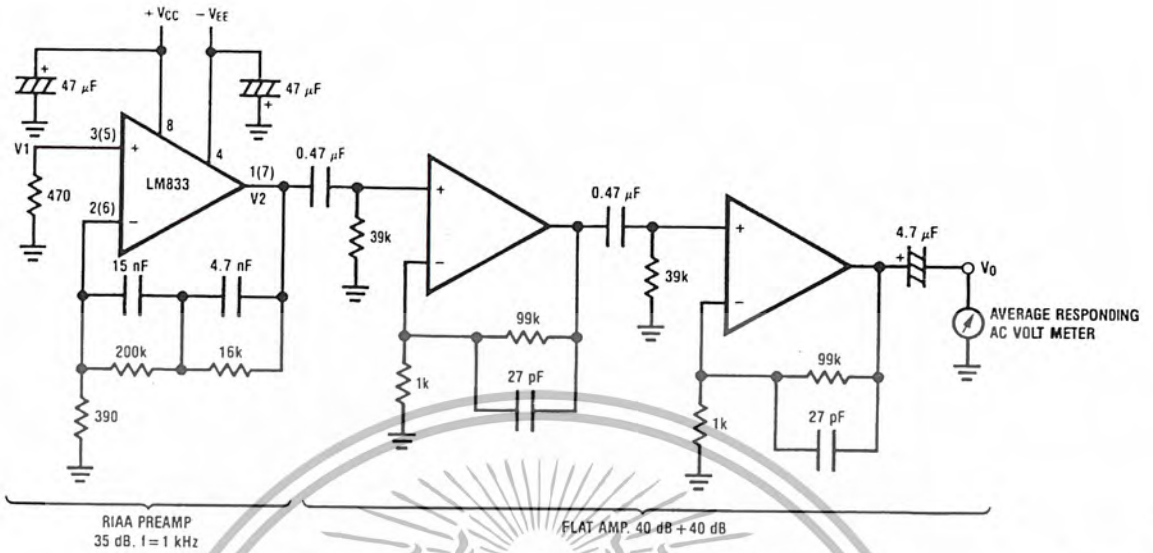
DS005218-26

Application Hints

The LM833 is a high speed op amp with excellent phase margin and stability. Capacitive loads up to 50 pF will cause little change in the phase characteristics of the amplifiers and are therefore allowable.

Capacitive loads greater than 50 pF must be isolated from the output. The most straightforward way to do this is to put a resistor in series with the output. This resistor will also prevent excess power dissipation if the output is accidentally shorted.

Noise Measurement Circuit

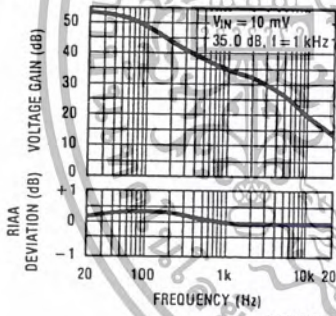


Complete shielding is required to prevent induced pick up from external sources. Always check with oscilloscope for power line noise.

DS005218-27

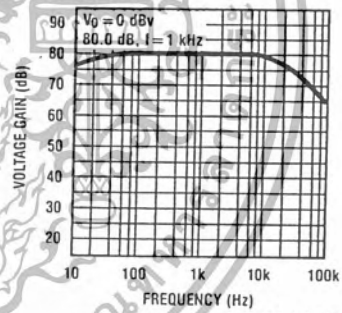
Total Gain: 115 dB @ f = 1 kHz
 Input Referred Noise Voltage: $e_n = V_0/560,000$ (V)

RIAA Preamp Voltage Gain, RIAA Deviation vs Frequency



DS005218-28

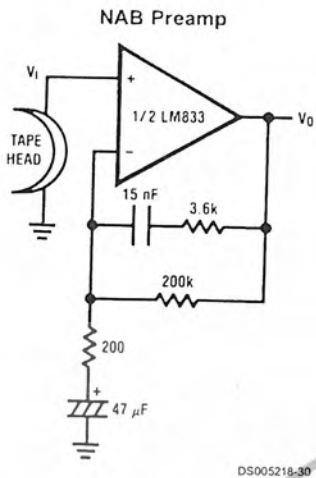
Flat Amp Voltage Gain vs Frequency



DS005218-29

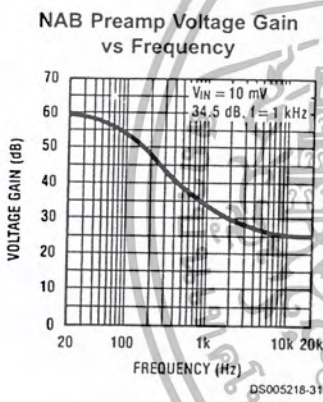
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications

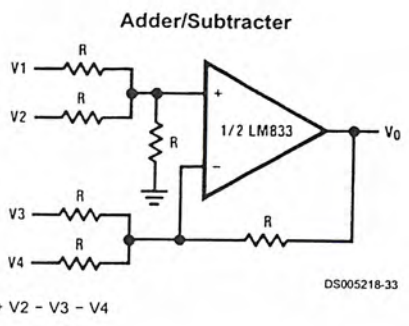


A_V = 34.5
 F = 1 kHz
 E_n = 0.38 μV
 A Weighted

DS005218-30

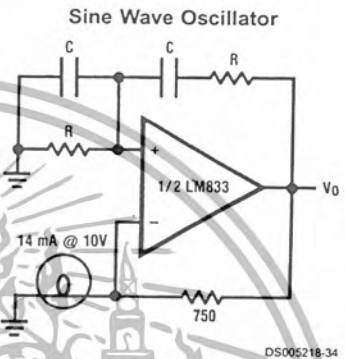


DS005218-31



DS005218-33

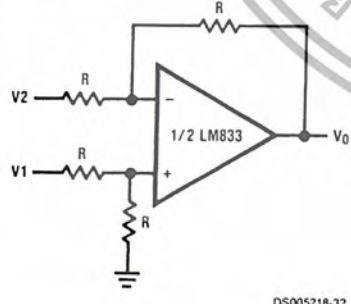
V₀ = V₁ + V₂ - V₃ - V₄



DS005218-34

$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$

Balanced to Single Ended Converter



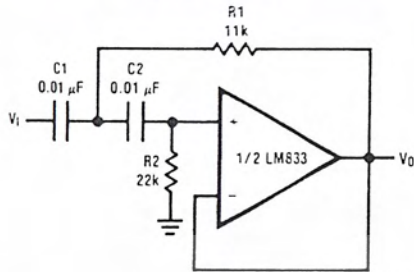
DS005218-32

V₀ = V₁ - V₂

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Second Order High Pass Filter (Butterworth)



DS005218-35

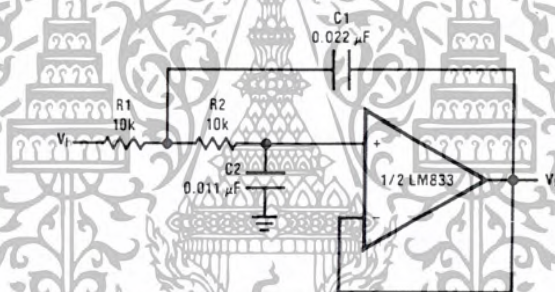
if $C1 = C2 = C$

$$R1 = \frac{\sqrt{2}}{2\omega_0 C}$$

$$R2 = 2 \cdot R1$$

Illustration is $f_0 = 1 \text{ kHz}$

Second Order Low Pass Filter (Butterworth)



DS005218-36

if $R1 = R2 = R$

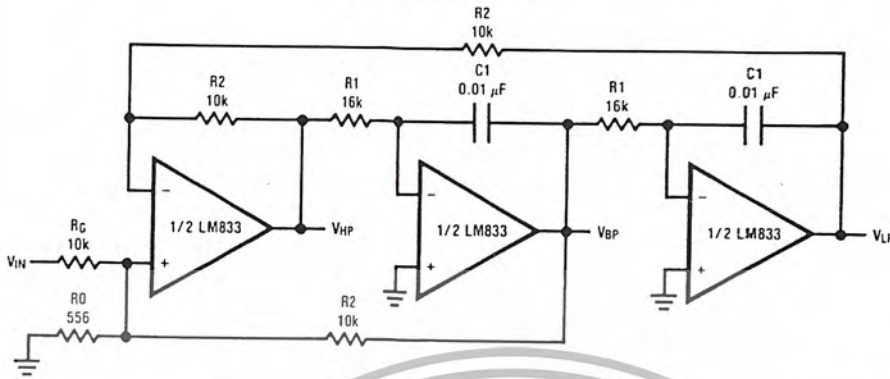
$$C1 = \frac{\sqrt{2}}{\omega_0 R}$$

$$C2 = \frac{C1}{2}$$

Illustration is $f_0 = 1 \text{ kHz}$

Typical Applications (Continued)

State Variable Filter

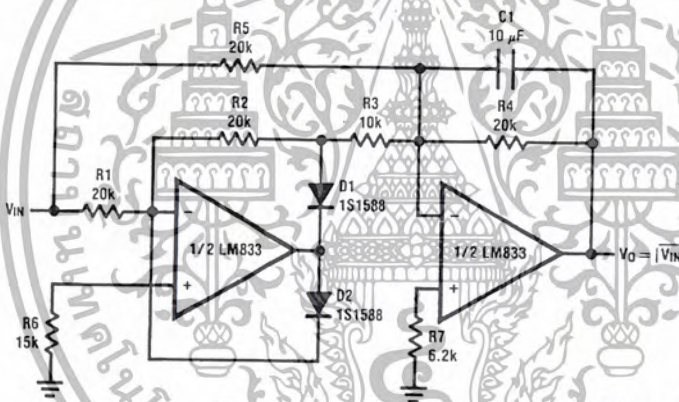


DS005218-37

$$f_0 = \frac{1}{2\pi C1R1}, Q = \frac{1}{2} \left(1 + \frac{R2}{R0} + \frac{R2}{RG} \right), A_{BP} = OA_{LP} = OA_{LH} = \frac{R2}{RG}$$

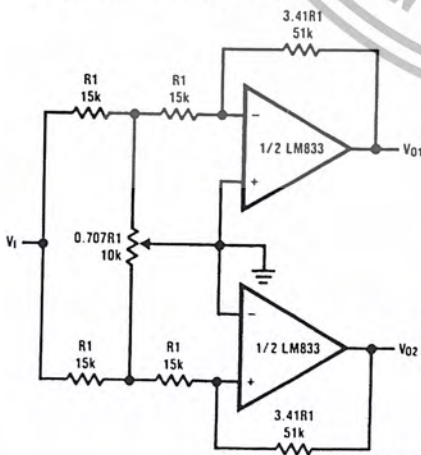
Illustration is $f_0 = 1 \text{ kHz}, Q = 10, A_{BP} = 1$

AC/DC Converter



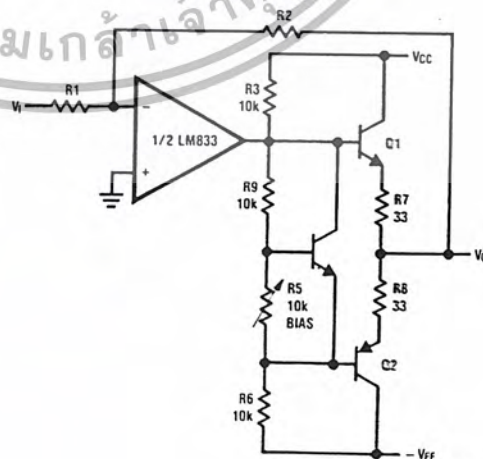
DS005218-38

2 Channel Panning Circuit (Pan Pot)



DS005218-39

Line Driver

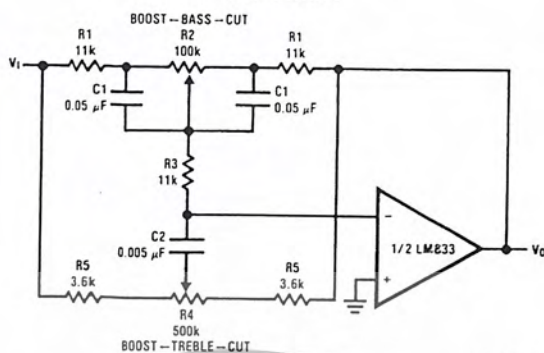


DS005218-40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Tone Control



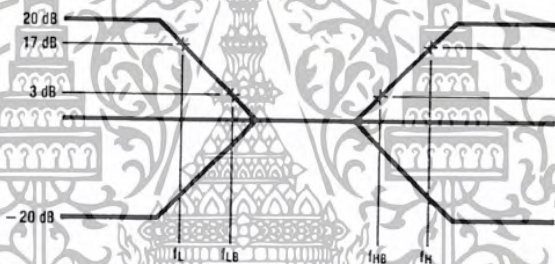
DS005218-41

$$f_L = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}, f_{LB} = \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi R_5 C_2}, f_{HB} = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_5 + 2R_3)C_2}$$

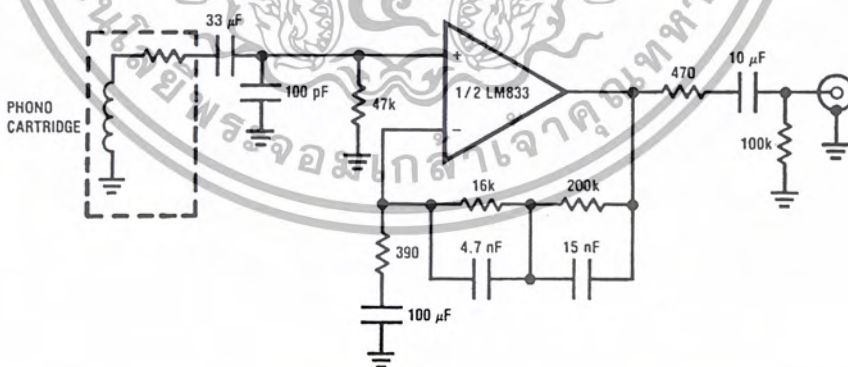
Illustration is:

$f_L = 32 \text{ Hz}$, $f_{LB} = 320 \text{ Hz}$
 $f_H = 11 \text{ kHz}$, $f_{HB} = 1.1 \text{ kHz}$



DS005218-42

RIAA Preamp



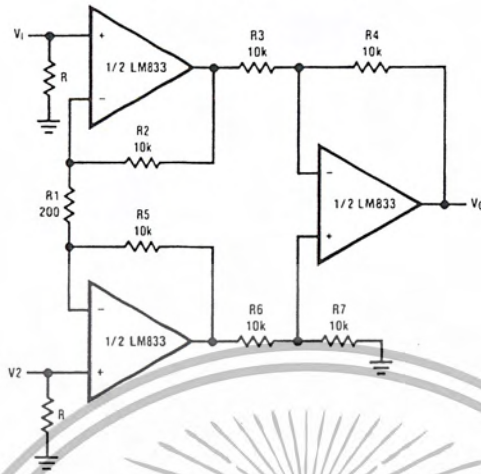
DS005218-3

$A_v = 35 \text{ dB}$
 $E_n = 0.33 \mu\text{V}$
 $S/N = 90 \text{ dB}$
 $f = 1 \text{ kHz}$
 A Weighted
 A Weighted, $V_{IN} = 10 \text{ mV}$
 $@f = 1 \text{ kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Balanced Input Mic Amp



If $R_2 = R_5, R_3 = R_6, R_4 = R_7$

$$V_0 = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3} (V_2 - V_1)$$

Illustration is:

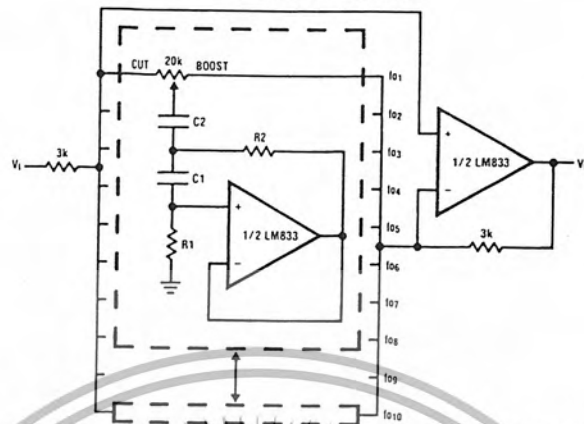
$$V_0 = 101(V_2 - V_1)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

10 Band Graphic Equalizer



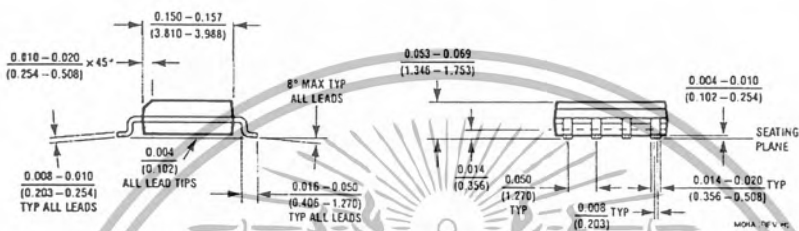
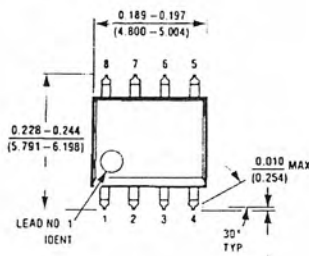
DS005218-44

fo(Hz)	C ₁	C ₂	R ₁	R ₂
32	0.12 μ F	4.7 μ F	75k Ω	500 Ω
64	0.056 μ F	3.3 μ F	68k Ω	510 Ω
125	0.033 μ F	1.5 μ F	62k Ω	510 Ω
250	0.015 μ F	0.82 μ F	68k Ω	470 Ω
500	8200pF	0.39 μ F	62k Ω	470 Ω
1k	3900pF	0.22 μ F	68k Ω	470 Ω
2k	2000pF	0.1 μ F	68k Ω	470 Ω
4k	1100pF	0.056 μ F	62k Ω	470 Ω
8k	510pF	0.022 μ F	68k Ω	510 Ω
16k	330pF	0.012 μ F	51k Ω	510 Ω

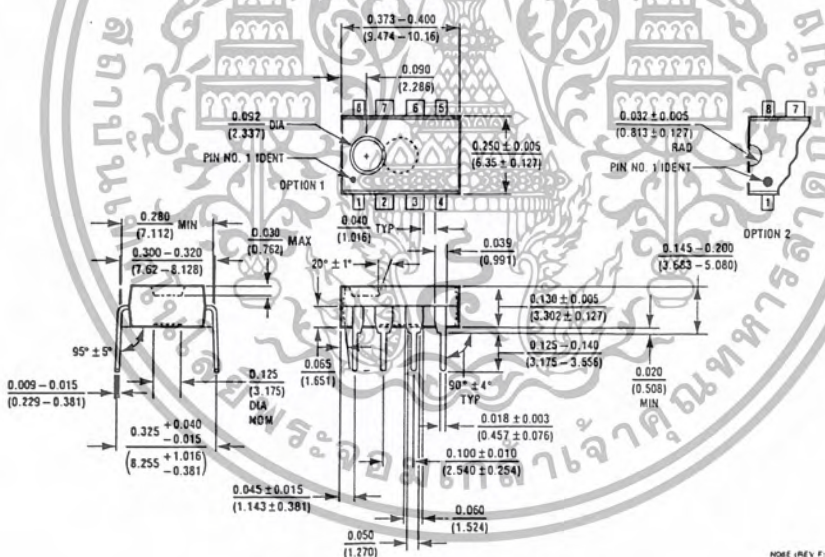
Note 6: At volume of change = ± 12 dB
Q = 1.7

Reference: "AUDIO/RADIO HANDBOOK", National Semiconductor, 1980, Page 2-61

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



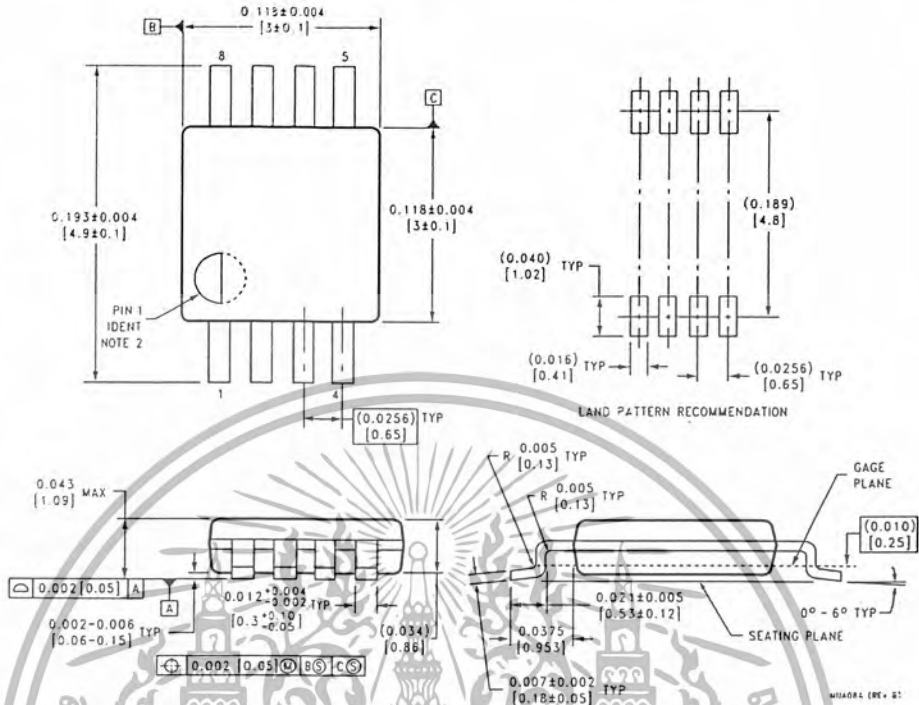
Molded Small Outline Package (M)
 Order Number LM833M or LM833MX
 NS Package Number M08A



Molded Dual-In-Line Package (N)
 Order Number LM833N
 NS Package Number N08E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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



8-Lead (0.118" Wide) Molded Mini Small Outline Package
Order Number LM833MM or LM833MMX
NS Package Number MUA08A

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 AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

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

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

National Semiconductor Europe
 Fax: +49 (0) 180-530 85 86
 Email: europe.support@nsc.com
 Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
 English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
 Français Tel: +33 (0) 1 41 91 87 90

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group
 Tel: 65-2544466
 Fax: 65-2504466
 Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.
 Tel: 81-3-5639-7560
 Email: nsj.crc@ksmtp.nsc.com
 Fax: 81-3-5639-7507

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

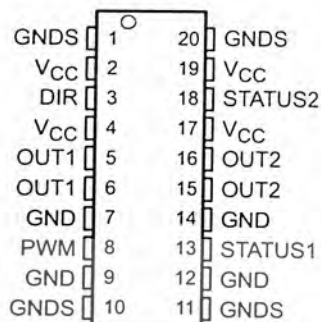
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TPIC0107B PWM CONTROL INTELLIGENT H-BRIDGE

SLIS067A – NOVEMBER 1998 – REVISED APRIL 2002

- Dedicated PWM Input Port
- Optimized for Reversible Operation of Motors
- Two Input Control Lines for Reduced Microcontroller Overhead
- Internal Current Shutdown of 5 A
- 40 V Load Dump Rating
- Integrated Fault Protection and Diagnostics
- CMOS Compatible Schmitt Trigger Inputs for High Noise Immunity

DWP PACKAGE
(TOP VIEW)



description

The TPIC0107B is a PWM control intelligent H-bridge designed specifically for dc motor applications. The device provides forward, reverse, and brake modes of operation. A logic supply voltage of 5 V is internally derived from V_{CC} .

The TPIC0107B has an extremely low $r_{DS(on)}$, 280 m Ω typical, to minimize system power dissipation. The direction control (DIR) and PWM control (PWM) inputs greatly simplify the microcontroller overhead requirement. The PWM input can be driven from a dedicated PWM port while the DIR input is driven as a simple low speed toggle.

The TPIC0107B provides protection against over-voltage, over-current, over-temperature, and cross conduction faults. Fault diagnostics can be obtained by monitoring the STATUS1 and STATUS2 terminals and the two input control lines. STATUS1 is an open-drain output suitable for wired-or connection. STATUS2 is a push-pull output that provides a latched status output. Under-voltage protection ensures that the outputs, OUT1 and OUT2, will be disabled when V_{CC} is less than the under-voltage detection voltage $V_{(UVCC)}$.

The TPIC0107B is designed using TI's LinBiCMOS™ process. LinBiCMOS allows the integration of low power CMOS structures, precision bipolar cells, and low impedance DMOS transistors.

The TPIC0107B is offered in a 20-pin thermally enhanced small-outline package (DWP) and is characterized for operation over the operating case temperature of -40°C to 125°C .

FUNCTION TABLE

DIR	PWM	OUT1	OUT2	MODE
0	0	HS	HS	Brake, both HSDs turned on hard
0	1	HS	LS	Motor turns counter clockwise
1	0	HS	HS	Brake, both HSDs turned on hard
1	1	LS	HS	Motor turns clockwise



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

LinBiCMOS is a trademark of Texas Instruments Incorporated.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

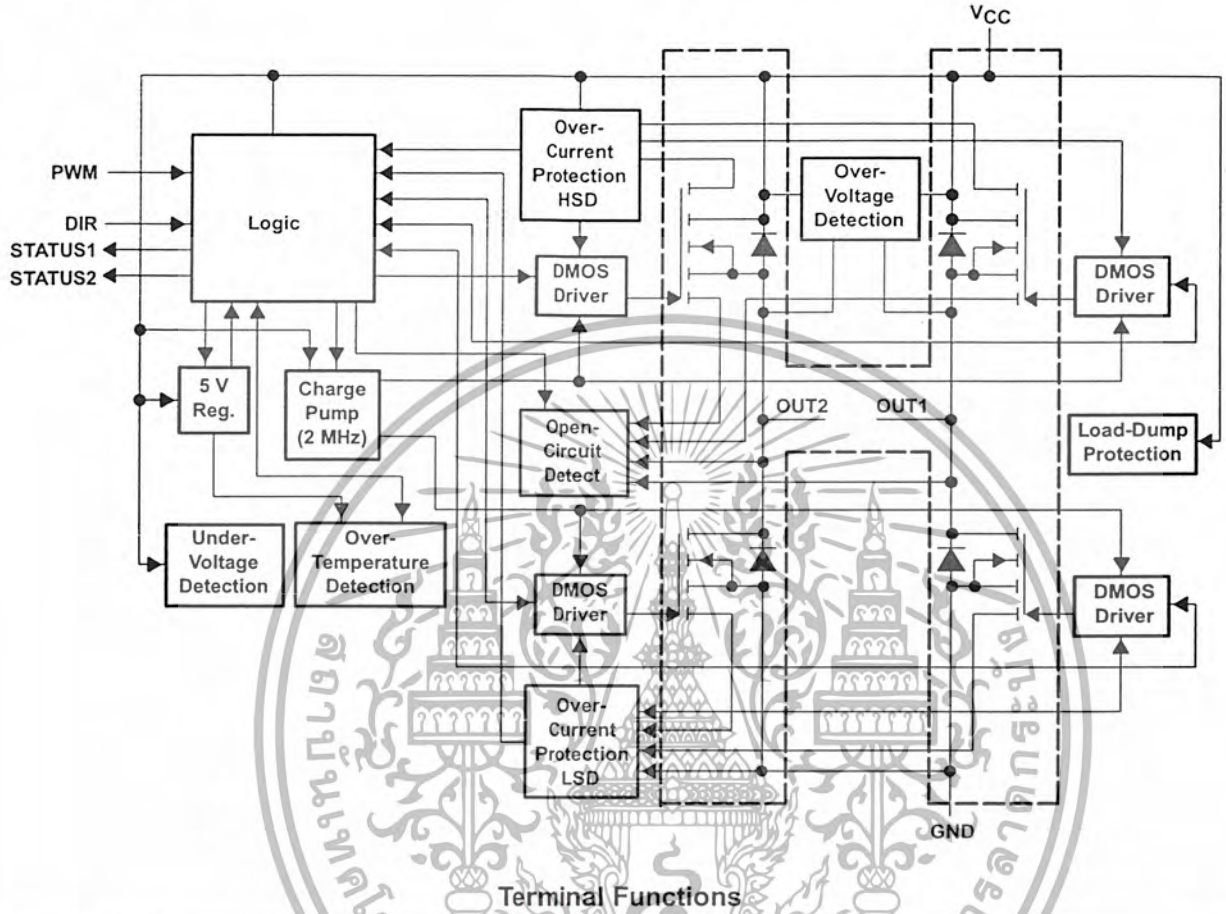
Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TPIC0107B PWM CONTROL INTELLIGENT H-BRIDGE

SLIS067A – NOVEMBER 1998 – REVISED APRIL 2002

block diagram



Terminal Functions

TERMINAL NAME	NO.	I/O	DESCRIPTION
DIR	3	I	Direction control input
GND	7, 9, 12, 14	I	Power ground
GNDS	1, 10, 11, 20	I	Substrate ground
OUT1	5, 6	O	Half-H output. DMOS output
OUT2	15, 16	O	Half-H output. DMOS output
PWM	8	I	PWM control input
STATUS1	13	O	Status output
STATUS2	18	O	Latched status output
VCC	2, 4, 17, 19	I	Supply voltage

NOTE: It is mandatory that all four ground terminals plus at least one substrate terminal are connected to the system ground. Use all VCC and OUT terminals.



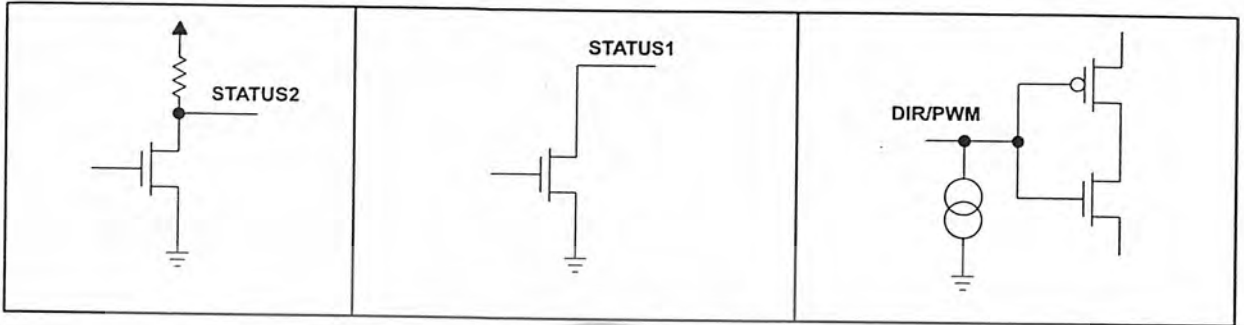
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ... ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TPIC0107B PWM CONTROL INTELLIGENT H-BRIDGE

SLIS067A – NOVEMBER 1998 – REVISED APRIL 2002

schematics of inputs and outputs



absolute maximum ratings over operating case temperature range (unless otherwise noted)†

Power supply voltage range, V_{CC}	−0.3 V to 33 V
Logic input voltage range, V_{IN}	−0.3 V to 7 V
Load dump (for 400 ms, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	40 V
Status output voltage range, $V_{O(\text{status})}$	−0.3 V to 7 V
Continuous power dissipation, $T_C = 25^\circ\text{C}$	1.29 W
Storage temperature range, T_{stg}	−55°C to 150°C
Maximum junction temperature, T_J	150°C

† Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

DISSIPATION RATING TABLE

$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE $T_A = 25^\circ\text{C}$	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
1.29 W	0.0104 W/°C	0.82 W	0.25 W

recommended operating conditions

	MIN	MAX	UNIT
Supply voltage, V_{CC}	6	18	V
Operating case temperature, T_C	−40	125	°C
Switching frequency, f_{PWM}		2	kHz



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TPIC0107B

PWM CONTROL INTELLIGENT H-BRIDGE

SLIS067A – NOVEMBER 1998 – REVISED APRIL 2002

electrical characteristics over recommended operating case temperature range and $V_{CC} = 5\text{ V}$ to 6 V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
$r_{DS(on)}$	Static drain-source on-resistance (per transistor) $I_{(BR)} = 1\text{ A}$	LSD	$T_J = 25^\circ\text{C}$		550	m Ω
			$T_J = 150^\circ\text{C}$		850	
		HSD	$T_J = 25^\circ\text{C}$		600	m Ω
			$T_J = 150^\circ\text{C}$		870	
$I_{(QCD)}$	Open circuit detection current		10	40	100	mA
$V_{(UVCC(OFF))}$	Under voltage detection on V_{CC} , switch off voltage	See Note 1			5	V
$V_{(UVCC(ON))}$	Under voltage detection on V_{CC} , switch on voltage	See Note 1			5.2	V
$V_{(STL)}$	STATUS low output voltage	$I_O = 100\ \mu\text{A}$, See Note 1			0.8	V
$V_{(ST2H)}$	STATUS2 high output voltage	$I_O = 20\ \mu\text{A}$, See Note 1	3		5.4	V
$I_{(ST(OFF))}$	STATUS output leakage current	$V_{(ST)} = 5\text{ V}$, See Note 1			5	μA
V_{IL}	Low level logic input voltage		-0.3		0.5	V
V_{IH}	High level logic input voltage		3.6		7	V
ΔV_I	Hysteresis of input voltage		0.3			V
I_{IH}	High level logic input current	$V_{IH} = 3.5\text{ V}$	2	10	50	μA

NOTE 1: The device functions according to the function table for V_{CC} between $V_{(UVCC)}$ and 5 V (no parameters specified). STATUS outputs are not defined for V_{CC} less than $V_{(UVCC)}$.



TPIC0107B
PWM CONTROL INTELLIGENT H-BRIDGE

SLIS067A – NOVEMBER 1998 – REVISED APRIL 2002

electrical characteristics over recommended operating case temperature and supply voltage ranges (unless otherwise noted) (see Note 2)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
r _{DS(on)}	Static drain-source on-resistance (per transistor) I _{BR} = 1 A	T _J = 25°C	V _{CC} = 6 V to 9 V		380	mΩ
			V _{CC} = 9 V to 18 V	280	340	
		T _J = 150°C	V _{CC} = 6 V to 9 V		620	
			V _{CC} = 9 V to 18 V	400	560	
	HSD	T _J = 25°C	V _{CC} = 6 V to 9 V		430	mΩ
			V _{CC} = 9 V to 18 V	280	340	
T _J = 150°C	V _{CC} = 6 V to 9 V		640			
	V _{CC} = 9 V to 18 V	400	560			
I _(QCD)	Open circuit detection current		10	40	100	mA
T _{SDS}	Static thermal shutdown temperature	See Notes 3 and 4	140			°C
T _{SDD}	Dynamic thermal shutdown temperature	See Notes 3 and 5	160			°C
I _{CS}	Current shutdown limit	V _{CC} = 6 V to 9 V	4.8		7.5	A
		V _{CC} = 9 V to 18 V	5		7.5	
I _(CON)	Continuous bridge current	T _J = 125°C, Operating lifetime 10,000 hours, (see Figure 1)			3	A
V _(OVCC)	Over voltage detection on V _{CC}		27		36	V
V _(STL)	STATUS low output voltage	I _O = 100 μA			0.8	V
V _(ST2H)	STATUS2 high output voltage	I _O = 20 μA	3.9		5.4	V
I _{(ST(OFF))}	STATUS output leakage current	V _(ST) = 5 V			5	μA
V _{IL}	Low level logic input voltage		-0.3		0.8	V
V _{IH}	High level logic input voltage		3.6		7	V
ΔV _I	Hysteresis of input voltage		0.3			V
I _{IH}	High level logic input current	V _{IH} = 3.5 V	2	10	50	μA

- NOTES: 2. The device functions according to the function table for V_{CC} between 18 V and V_(OVCC), but only up to a maximum supply voltage of 33 V (no parameters specified). Exposure beyond 18 V for extended periods may affect device reliability.
 3. Exposure beyond absolute-maximum-rated condition of junction temperature may affect device reliability.
 4. No temperature gradient between DMOS transistor and temperature sensor.
 5. With temperature gradient between DMOS transistor and temperature sensor in a typical application (DMOS transistor as heat source).

switching characteristics over recommended operating case temperature and supply voltage ranges (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
t _{out(on)}	High-side driver turn-on time	V _{DS(on)} < 1 V at 1 A, V _{CC} = 13.2 V			100	μs
	Low-side driver turn-on time				100	
SR	Slew rate, low-to-high sinusoidal (ΔV/Δt)	V _{CC} = 13.2 V, I _O = 1 A resistive load	1		6	V/μs
	Slew rate, high-to-low sinusoidal (ΔV/Δt)		1		6	
t _{d(QCD)}	Under current spike duration to trigger open circuit detection	V _{CC} = 5 V to 18 V	1		10	ms
t _{d(CS)}	Delay time for over current shutdown		5	10	25	μs

thermal resistance

PARAMETER		MIN	MAX	UNIT
R _{θJA}	Junction-to-ambient thermal resistance		97	°C/W
R _{θJC}	Junction-to-case thermal resistance		5	°C/W



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในผลิตภัณฑ์ของบริษัทนี้เท่านั้น กรุณาอย่านำเอกสารนี้ไปใช้ประโยชน์ด้านนอก 5 ครั้ง
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TPIC0107B
PWM CONTROL INTELLIGENT H-BRIDGE

SLIS067A – NOVEMBER 1998 – REVISED APRIL 2002

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

Maximum continuous bridge current versus time based on 50 FITs at 100,000 hours operating life (90% confidence model)

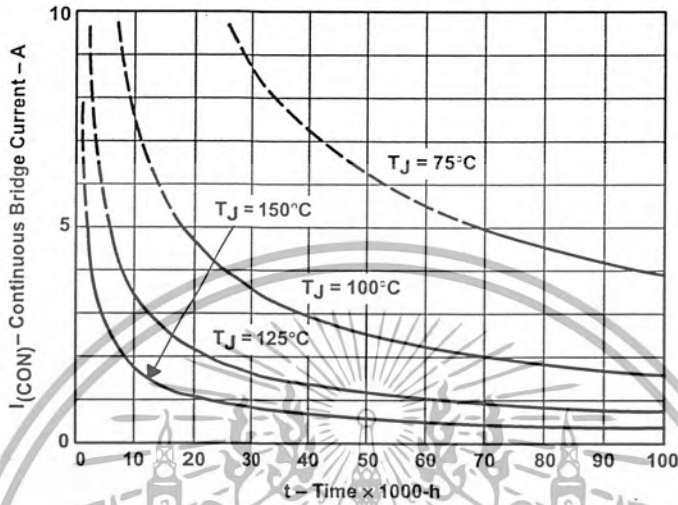


Figure 1. Electromigration Reliability Data

Example:

Average continuous bridge current, I_{CON}	Average junction temperature, T_J	Operating lifetime of device based on electromigration
2 A	125°C	>20,000 h
3 A	125°C	>10,000 h



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

operating wave forms

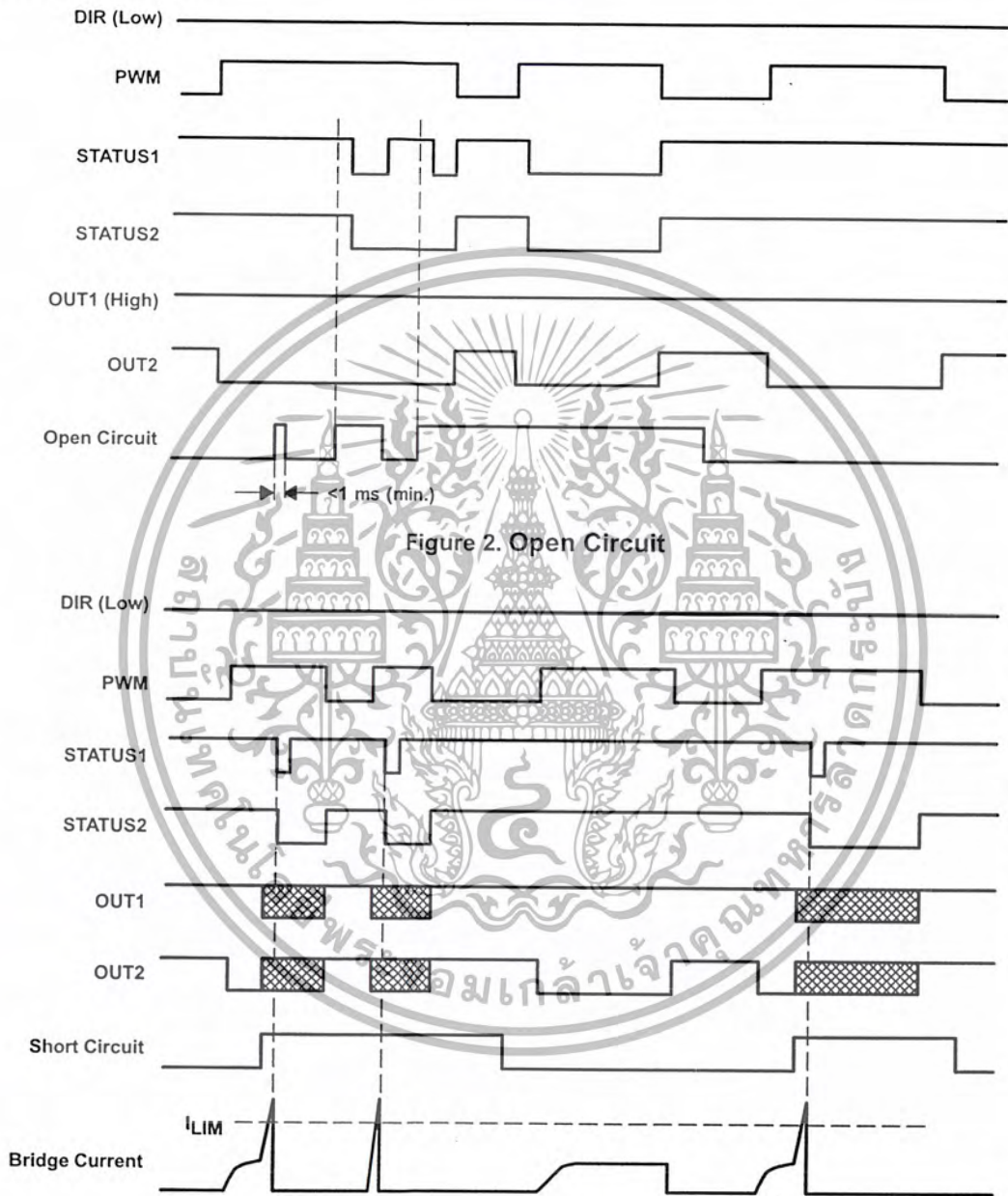


Figure 3. Short Circuit (e.g., OUT2 to V_{CC})

TPIC0107B
PWM CONTROL INTELLIGENT H-BRIDGE

SLIS067A - NOVEMBER 1998 - REVISED APRIL 2002

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

operating wave forms (continued)

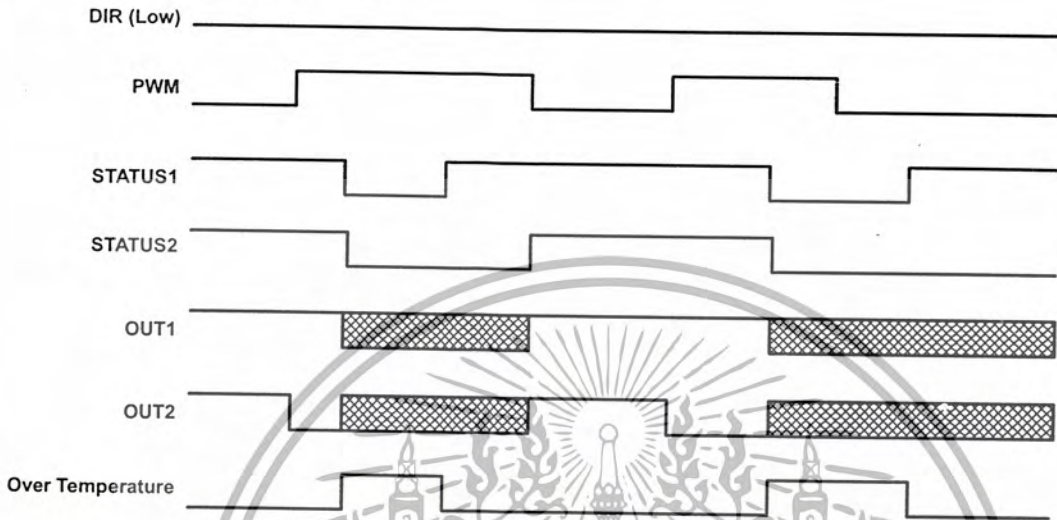


Figure 4. Over Temperature

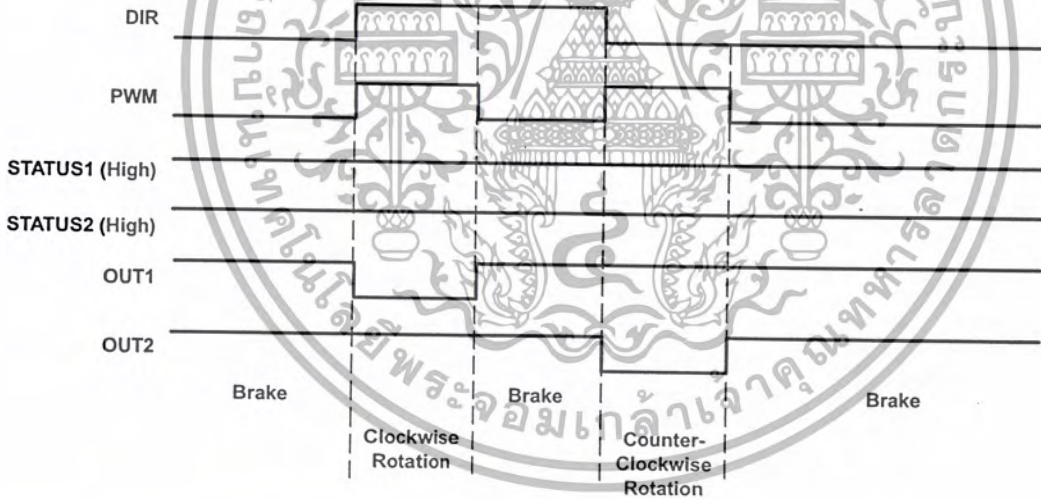


Figure 5. No Fault



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

PRINCIPLES OF OPERATION

protective functions and diagnostics†

over current/short circuit‡

The TPIC0107B detects shorts to V_{CC} , ground, or across the load being driven, by comparing the V_{DS} voltage drop across the DMOS outputs against the threshold voltage. The DMOS outputs of the TPIC0107B will be disabled and the fault flags will be generated 10 μ s after an over-current or short-circuit fault is detected. This 10 μ s delay is long enough to serve as a de-glitch filter for high current transients, yet short enough to prevent damage to the DMOS outputs. The DMOS outputs remain latched off until either DIR or PWM input is toggled.

In cases where the outputs have a continuous short-to-ground with a current rise time faster than 0.5 A/ μ s, the over-current shutdown threshold will decrease to 3 A to reduce power dissipation. This reduction to 3 A is achieved since the DMOS outputs will not be fully enhanced when the over-current threshold is reached if the current rise time exceeds 0.5 A/ μ s. Over-current and/or short-circuit protection is provided up to $V_{CC} = 16.5$ V and a junction temperature of 90°C.

over temperature

The TPIC0107B disables all DMOS outputs and the fault flags will be set when $T_J \geq 140^\circ\text{C}$ (min.). The DMOS outputs remain latched off until either DIR or PWM input is toggled.

under voltage

The TPIC0107B disables all DMOS outputs when $V_{CC} \leq V_{(UVCC)}$. The outputs will be re-enabled when $V_{CC} \geq V_{(UVCC)}$. No fault flags are set when under-voltage lockout occurs.

over voltage

In order to protect the DMOS outputs from damage caused by excessive supply voltage, the TPIC0107B disables all outputs when $V_{CC} \geq V_{(OVCC)}$. Once $V_{CC} \leq V_{(OVCC)}$, either DIR or PWM input must be toggled to re-enable the DMOS outputs.

cross conduction

Monitoring circuitry for each transistor detects whether the particular transistor is active to prevent the HSD or LSD of the corresponding half H-bridge from conducting.

open circuit

During operation, the bridge current is controlled continuously. If the bridge current is >10 mA (min.) for a period >1 ms (min.), the fault flags are set. However, the output transistors will not be disabled.

† All limits mentioned are typical values unless otherwise noted.

‡ If a short circuit occurs (i. e., the over-current detection circuitry is activated) at a supply voltage higher than 16.5 V and a junction temperature higher than 90°C, damage to the device may occur.

TPIC0107B PWM CONTROL INTELLIGENT H-BRIDGE

SLIS067A – NOVEMBER 1998 – REVISED APRIL 2002

PRINCIPLES OF OPERATION

DIAGNOSTICS TABLE (see Note 6)

FLAG	DIR	PWM	OUT1	OUT2	STATUS1†	STATUS2
Normal operation	0	0	HS	HS	1	1
	0	1	HS	LS	1	1
	1	0	HS	HS	1	1
	1	1	LS	HS	1	1
Open circuit between OUT1 and OUT2	0	0	HS	HS	1	1
	0	1	HS	LS	0	0
	1	0	HS	HS	1	1
	1	1	LS	HS	0	0
Short circuit from OUT1 to OUT2 (see Notes 7 and 8)	0	1	X	X	0	0
	1	1	X	X	0	0
Short circuit from OUT1 to GND (see Notes 7 and 8)	0	0	X	X	0	0
	1	0	X	X	0	0
	0	1	X	X	0	0
Short circuit from OUT2 to GND (see Notes 7 and 8)	0	0	X	X	0	0
	1	0	X	X	0	0
	1	1	X	X	0	0
Short circuit from OUT1 to V _{CC} (see Notes 7 and 8)	1	1	X	X	0	0
Short circuit from OUT2 to V _{CC} (see Notes 7 and 8)	0	1	X	X	0	0
Over temperature	0	0	Z	Z	0	0
	0	1	Z	Z	0	0
	1	0	Z	Z	0	0
	1	1	Z	Z	0	0

† When wired with a pull-up resistor

SYMBOL	VALUE
0	Logic low
1	Logic high
HS	High-side MOSFET conducting
LS	Low-side MOSFET conducting
Z	No output transistors conducting
X	Voltage level undefined

- NOTES: 6. All input combinations not stated result in STATUS output = 1.
7. STATUS1 active for a minimum of 3 μ s.
8. STATUS2 active until an input is toggled.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TYPICAL CHARACTERISTICS

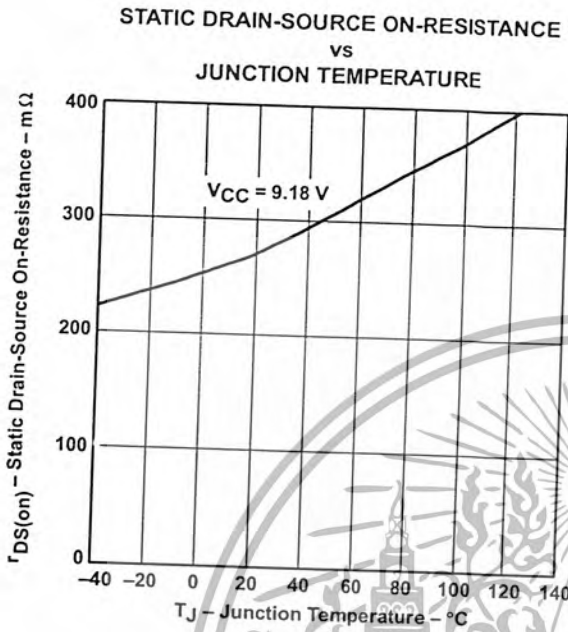


Figure 6

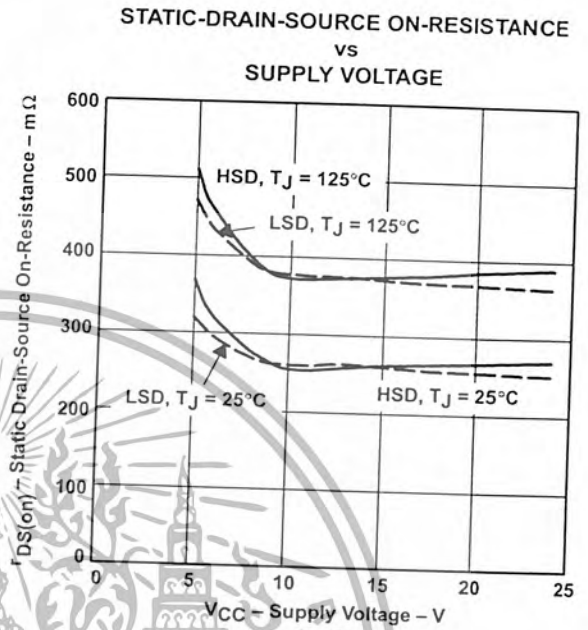


Figure 7

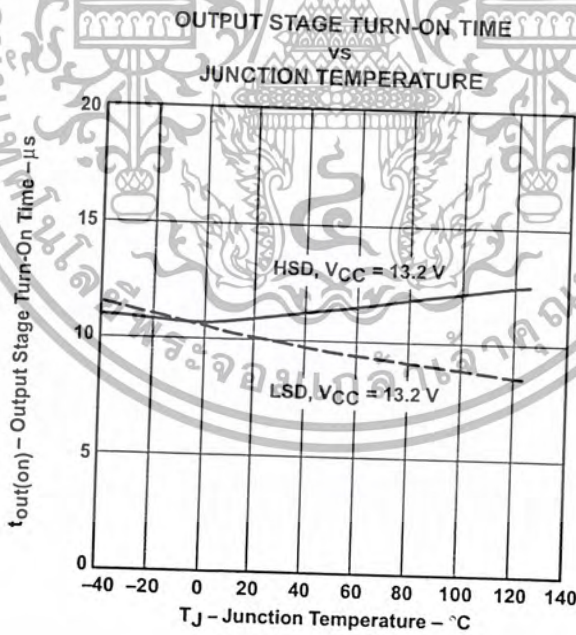
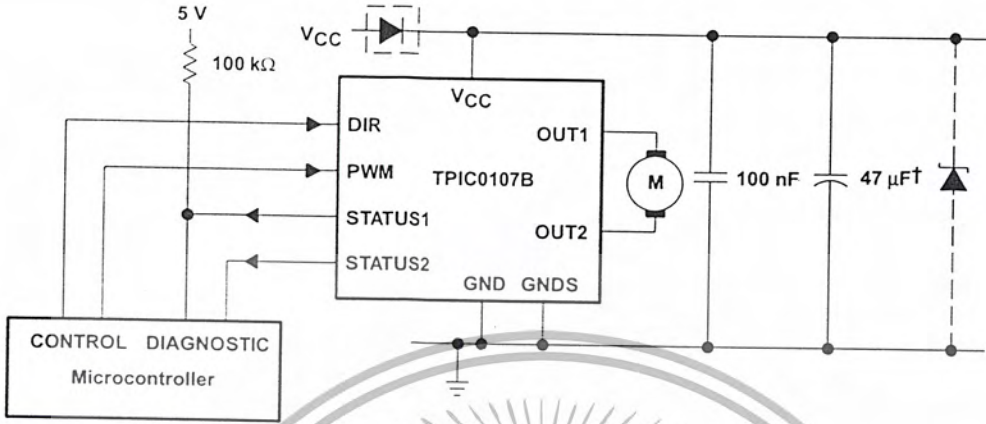


Figure 8

TPIC0107B PWM CONTROL INTELLIGENT H-BRIDGE

SLIS067A – NOVEMBER 1998 – REVISED APRIL 2002

APPLICATION INFORMATION



† Necessary for isolating supply voltage or interruption (e.g., 47 μ F).

NOTE: If a STATUS output is not connected to the appropriate microcontroller input, it shall remain unconnected.



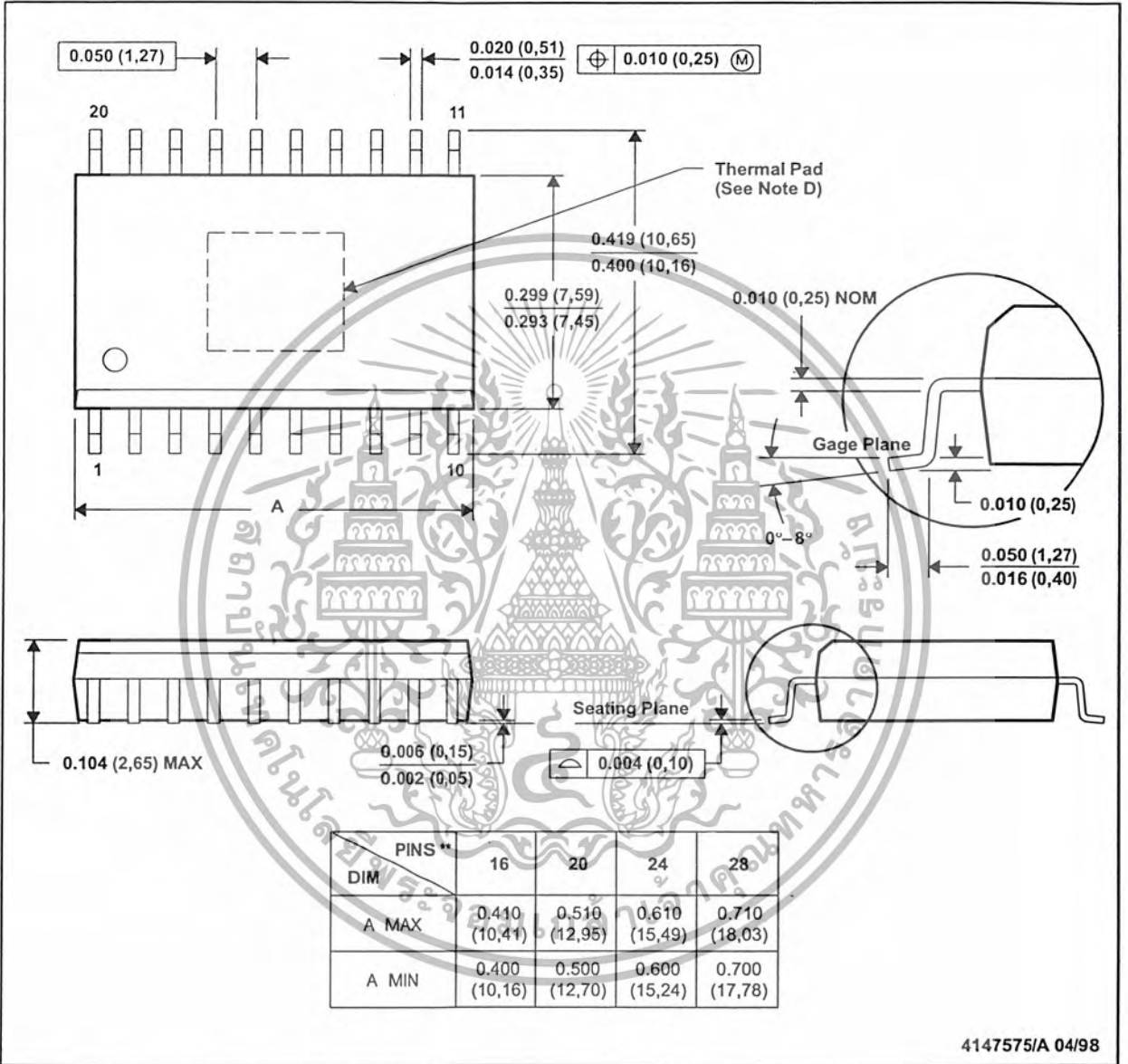
TPIC0107B
PWM CONTROL INTELLIGENT H-BRIDGE

SLIS067A – NOVEMBER 1998 – REVISED APRIL 2002

MECHANICAL DATA

DWP (R-PDSO-G**)
20 PINS SHOWN

PowerPAD™ PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



- NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0.006 (0,15).
 D. The package thermal performance may be enhanced by bonding the thermal pad to an external thermal plane. This pad is electrically and thermally connected to the backside of the die and possibly selected leads.

PowerPAD is a trademark of Texas Instruments Incorporated.



IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments Incorporated and its subsidiaries (TI) reserve the right to make corrections, modifications, enhancements, improvements, and other changes to its products and services at any time and to discontinue any product or service without notice. Customers should obtain the latest relevant information before placing orders and should verify that such information is current and complete. All products are sold subject to TI's terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgment.

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

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. Customers are responsible for their products and applications using TI components. To minimize the risks associated with customer products and applications, customers should provide adequate design and operating safeguards.

TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any TI patent right, copyright, mask work right, or other TI intellectual property right relating to any combination, machine, or process in which TI products or services are used. Information published by TI regarding third-party products or services does not constitute a license from TI to use such products or services or a warranty or endorsement thereof. Use of such information may require a license from a third party under the patents or other intellectual property of the third party, or a license from TI under the patents or other intellectual property of TI.

Reproduction of information in TI data books or data sheets is permissible only if reproduction is without alteration and is accompanied by all associated warranties, conditions, limitations, and notices. Reproduction of this information with alteration is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for such altered documentation.

Resale of TI products or services with statements different from or beyond the parameters stated by TI for that product or service voids all express and any implied warranties for the associated TI product or service and is an unfair and deceptive business practice. TI is not responsible or liable for any such statements.

Mailing Address:

Texas Instruments
Post Office Box 655303
Dallas, Texas 75265

Copyright © 2002, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้