

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง
ระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก

MAGNETIC SUSPENSION CONTROL SYSTEM



เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 72866
วัน,เดือน,ปี..... 25 ส.ย. 2550

b. 11273624
i.

ปฏิญานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมแมคคาทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2549

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2549

ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม สาขาวิชาแมคคาทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก
MAGNETIC SUSPENSION CONTROL SYSTEM

ผู้จัดทำ น.ศ.พรสุกรี นรินทร์ฤตน์ 46010497
น.ศ.วราภรณ์ มากคล้าย 46010668
น.ศ.วศิณี เวชพิพัฒน์ผล 46010675


.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รองศาสตราจารย์ ดร. วันชัย วีรจจา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก

โดย

น.ส.พรศุภร์ นรินทร์สุภรัตน์ 46010497
น.ส.วราภรณ์ มากคล้าย 46010668
น.ส.วสินี เวชพิพัฒน์ผล 46010675

อาจารย์ที่ปรึกษา

รองศาสตราจารย์ ดร.วันชัย รุ่งรุจา

ปีการศึกษา 2549

บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอระบบการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก เป็นการออกแบบระบบควบคุมที่สามารถควบคุมการทำงานของระบบที่ไม่เป็นเชิงเส้นให้มีเสถียรภาพและอยู่ในสภาวะที่สมดุลได้โดยทำการศึกษาจากระบบการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก ซึ่งระบบนี้จะทำงานแบบไม่เป็นเชิงเส้น การออกแบบระบบควบคุมเริ่มต้นจากการทำการศึกษาาระบบควบคุมและวางแผนการทำงานโดยรวมของระบบ ซึ่งระบบจะทำงานโดยเริ่มจากตัวควบคุมจะจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับโซลินอยด์เพื่อสร้างสนามแม่เหล็กเพื่อคูดให้วัตถุลอยอยู่ในสนามแม่เหล็ก และจะมีอุปกรณ์ตรวจวัดความเข้มของสนามแม่เหล็ก ส่งค่าความเข้มของสนามแม่เหล็ก กลับมายังตัวควบคุมเพื่อให้ระบบควบคุมรักษาระดับความเข้มของสนามแม่เหล็กไว้ให้คงที่ เพื่อที่จะสร้างสนามแม่เหล็กที่มีเสถียรภาพในการคูดวัตถุให้ลอยอยู่ในอากาศได้ เริ่มต้นจากการสร้างสัญญาณควบคุมแบบพัลส์ วิดท์ โมดูเลชัน(Pulse width modulation) โดยค่าความกว้างของสัญญาณที่ออกมาจะขึ้นอยู่กับค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กที่วัดได้จากฮอลล์ เอฟเฟ็ก เซนเซอร์(Hall effect sensor) ที่ป้อนเข้ามาให้กับวงจร พี ดับเบิลยู เอ็ม(PWM) สัญญาณพัลส์ที่ออกมาจะไปทำการควบคุมวงจรเอชบริดจ์ (H-bridge)ที่ทำหน้าที่ในการขับโซลินอยด์ให้คูดหรือผลักวัตถุ จากการทำงานเป็นระบบนี้วัตถุจึงสามารถลอยอยู่ในสนามแม่เหล็กได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MAGNETIC SUSPENSION CONTROL SYSTEM

By

Ms.Pornsuk Niruntasukrat 46010497

Ms.Warapom Markclay 46010668

Ms.Wasinee Wechpipatpol 46010675

Advisor

Assoc.Prof. Dr. Vanchai Riewruja

Academic Year 2006

ABSTRACT

This project proposes magnetic suspension system, which is regarding the design of control system for effective, efficient and balance non-linear system function by experiment on magnetic floating system. To begin with the design, control system was studied in great detail and then overall plan was set. According to our experiment, the magnetic field was created by the Solenoid so as to support floating object. The magnetic field intensity was measured by the equipment and sent to the control unit later for not only remaining stable magnetic field intensity but also creating enough effective magnetic fields to enable object to float in the air. Initially the signal had been created using Pulse Width Modulation technique. The width of signal depended on the measured magnetic field intensity from Hall Effect Sensor, which was fed to PWM system. The result pulse was then used to control H-bridge system, which conducted solenoid for either magnetizing or pushing object. That is why the object is able to float in the magnetic field.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้มีอาจสำเร็จลงได้หากปราศจากความช่วยเหลือของบุคคลจำนวนมาก กราบขอบพระคุณอาจารย์วันชัย ธีรรัฐจา ผู้เป็นอาจารย์ที่ปรึกษา และอาจารย์ผู้ให้การอบรมสั่งสอน วิชาการความรู้ทุกท่าน ขอบพระคุณเจ้าหน้าที่คุมห้องแลปที่ช่วยให้คำแนะนำในการใช้อุปกรณ์ และดูแลให้ใช้อุปกรณ์เป็นอย่างดีขอขอบคุณ วณา หงษ์คำดี เพื่อนที่ช่วยให้คำแนะนำ และเพื่อนๆทุกคนที่คอยช่วยเหลือในทุกๆด้าน ขอบพระคุณครอบครัวผู้คอยเป็นกำลังใจตลอดมา ขอบขอบคุณผู้เกี่ยวข้องในภาควิชาทุกคนที่ให้ความร่วมมือในการทำปริญญานิพนธ์ครั้งนี้สำเร็จลงได้ด้วยดี



ผู้จัดทำ

น.ส.พรศุภร์

นิรันตสุขรัตน์

น.ส.วราภรณ์

มากคล้าย

น.ส.วศินี

เวชพิพัฒน์ผล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญภาพ	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของโครงการ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	2
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	3
2.1 ทฤษฎีสนามแม่เหล็ก	3
2.1.1 กฎของไบโอท ซาวาร์ต ซึ่งเกี่ยวกับสนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าตรง	3
2.1.2 กฎของแอมแปร์	5
2.1.2.1 สนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าตรงไหลผ่านขดลวด โซลินอยด์	7
2.1.3 แรงในสนามแม่เหล็ก	9
2.1.3.1 แรงแม่เหล็กบนอนุภาค	9
2.1.3.2 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กรวมกัน	10
2.1.3.3 แรงแม่เหล็กบนส่วนย่อยของกระแส	11
2.1.4 ความเหนี่ยวนำ	11
2.2 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดมอดูเลชัน	12
2.2.1 วิธีการมอดูเลชันทางความกว้างของพัลส์	12
2.3 วงจรอิเล็กทรอนิกส์	13
2.3.1 วงจรปรับลดแรงดัน	13
2.3.2 วงจรเอชบริดจ์	15
2.4 การควบคุมแบบป้อนกลับ	17
2.4.1 การควบคุมโพรพอร์ตชันเนล	17
2.4.1.1 เงื่อนไขของการควบคุมแบบโพรพอร์ตชันเนล	17
2.4.2 การควบคุมแบบอินทิกรัลและการควบคุมแบบโพรพอร์ตชันเนลพัลส์อินทิกรัล	19

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.4.3 การควบคุมแบบตรีวาทีพ การควบคุมแบบโพพอร์ตชันเนลพลัสตรีวาทีพ และการควบคุมแบบโพพอร์ตชันเนลพลัสอินทีกรัลพลัสตรีวาทีพ	21
2.4.4 ผลตอบสนองของกระบวนการต่อการควบคุมแบบป้อนกลับแต่ละชนิด	24
บทที่ 3 หลักการออกแบบ	27
3.1 วงจรอิเล็กทรอนิกส์	28
3.1.1 ส่วนวงจรระบบควบคุม	29
3.1.2 ส่วนวงจรขับเคลื่อน โซลินอยด์	32
3.1.3 อุปกรณ์ตรวจวัดค่าสนามแม่เหล็ก	34
3.1.4 วงจรปรับลดแรงดัน	35
3.2 โซลินอยด์	36
3.2.1 โซลินอยด์ที่ใช้งาน	36
3.2.1.1 ค่าความเหนี่ยวนำของโซลินอยด์	38
3.2.1.2 ค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กของโซลินอยด์	40
3.3 โครงสร้างและส่วนประกอบอื่นๆ ของชิ้นงาน	44
3.3.1 แม่เหล็กถาวร	44
3.3.2 วัตถุที่นำมาใช้ในการทดลอง	45
3.3.3 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับชิ้นงาน	46
บทที่ 4 ผลการทดลอง	47
4.1 ลักษณะของชิ้นงานที่สร้าง	47
4.2 ผลการทำงานของระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก	48
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	50
5.1 สรุปผลการทดลอง	50
5.2 ปัญหาที่พบและแนวทางการแก้ไข	50
5.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการค้นคว้าวิจัย	51
ภาคผนวก ก เอกสารคู่มืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์	53
ก.1 เอกสารคู่มือการใช้งาน MIC502	53
ก.2 เอกสารคู่มือการใช้งาน LMD18201	64
ก.3 เอกสารคู่มือการใช้งาน LM78LXX	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
ก.4 เอกสารคู่มือการใช้งาน SS495A	83
เอกสารอ้างอิง	87



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 ตารางแสดงผลการทำงานในการกลับขั้วของ โซลिनอยด์ของ LMD18201 ที่อินพุตค่าต่างๆ	34
3.2 ตารางแสดงคุณสมบัติของลวดทองแดงเบอร์ต่างๆตามมาตรฐาน AWG	37
3.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างจากปลายของโซลिनอยด์ที่ระยะต่างๆกับค่า ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กที่วัดได้ ที่แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโซลिनอยด์ค่าต่างๆ	42



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 โครงสร้างของระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก	1
2.1 ความเข้มสนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าตรง ตามกฎของไบโอท-ซาวาร์ท	4
2.2 แสดงทางเดินของสนามแม่เหล็ก \vec{H} รอบวัตถุลื่อนำไฟฟ้า	5
2.3 สร้างผิวปิดล้อมรอบเส้นแรงแม่เหล็ก	6
2.4 ขดลวด โซลินอยด์ที่มีกระแส i ไหลผ่าน	7
2.5 ภาพตัดขวางของขดลวด โซลินอยด์แสดงให้เห็นทิศทางของสนามแม่เหล็ก	7
2.6 ตัวอย่างโซลินอยด์รูปทรงกระบอก	8
2.7 แสดงความกว้างของฟลักซ์ขนาดต่างๆ และค่าความถี่ไซเคิล ของช่วงฟลักซ์ที่มีความถี่คงที่	12
2.8 ตัวอย่างวงจรปรับลดแรงดัน	13
2.9 ตัวอย่างวงจรเรกูเลเตอร์สำเร็จรูป	14
2.10 ตัวอย่างวงจรเอชบริดจ์	15
2.11 ทิศทางของกระแสที่ไหลในวงจรเอชบริดจ์เมื่อ Q_1 และ Q_3 ทำงาน	15
2.12 ทิศทางของกระแสที่ไหลในวงจรเอชบริดจ์เมื่อ Q_2 และ Q_4 ทำงาน	16
2.13 การควบคุมแบบ P ในทางอุดมคติ (ความชันของเส้นตรงเท่ากับ)	18
2.14 การควบคุมแบบ P ในทางปฏิบัติ	19
2.15 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบ PI ต่อการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นบันไดของ $e(t)$	21
2.16 ผลตอบสนองของกระบวนการต่อการควบคุมแบบวงเปิด	24
2.17 ผลตอบสนองของกระบวนการต่อการควบคุมแบบพี เมื่อแปรค่า K_p	24
2.18 ผลตอบสนองของกระบวนการต่อการควบคุมแบบพีไอ	25
(ก) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า T_i	25
(ข) เมื่อแปรค่า K_p	25
2.19 ผลตอบสนองของกระบวนการต่อการควบคุมแบบพีไอดี เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า T_d	26
3.1 แผนผังแสดงการทำงานของระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก	27
3.2 วงจรอิเล็กทรอนิกส์ของระบบการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก	28
3.3 รูปแสดงขาสัญญาณของไอซี MIC502	29
3.4 แสดงการต่อวงจรเข้ากับขาสัญญาณของ MIC502	30
3.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตกับค่าความถี่ไซเคิลของสัญญาณฟลักซ์	31
3.6 บล็อกไดอะแกรมภายในของไอซี LMD18201	32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.7 การต่อวงจรมาที่ขาสัญญาณของ LMD18201	33
3.8 แสดงการต่อวงจรเข้ากับขาสัญญาณของ SS495A	34
3.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าสนามแม่เหล็กที่วัดได้กับเอาพุต โวลต์เดจที่ออกมา	35
3.10 แสดงการต่อวงจรเข้ากับขาสัญญาณของ LM78L05	35
3.11 โซลินอยด์ที่ใช้ในการสร้างชิ้นงาน	38
3.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างจากปลายของโซลินอยด์กับสนามแม่เหล็กที่วัดได้	43
3.13 แม่เหล็กถาวรที่ใช้ติดกับวัตถุที่ต้องการให้ลอย	44
3.14 แหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้กับชิ้นงาน	46
4.1 ชิ้นงานระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก	47
4.2 ผลการทำงานของระบบ	48
4.3 รูปกราฟการวัดแรงดันตกคร่อมที่โซลินอยด์	49

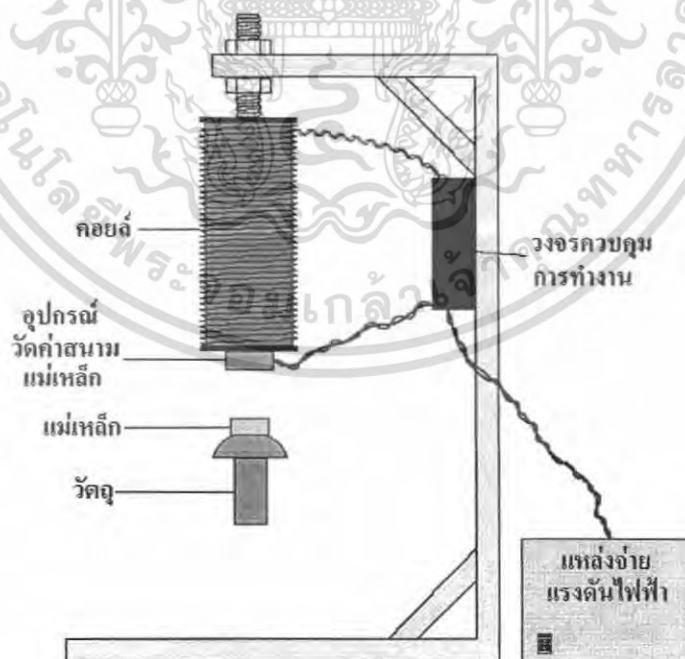
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของโครงการ

ในปัจจุบันเทคโนโลยีต่างๆมีความสำคัญอย่างมาก หนึ่งในนั้นคือระบบควบคุมอัตโนมัติ เนื่องจากอุปกรณ์เครื่องมือทางเทคโนโลยีมากมายในปัจจุบันนี้ มีการใช้ระบบควบคุมอัตโนมัติ ช่วยในการปฏิบัติงาน จึงทำให้ระบบควบคุมอัตโนมัติมีความสำคัญในหลายๆด้าน เช่น ด้านอุตสาหกรรม ที่จะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพในการผลิตให้มีความรวดเร็ว แม่นยำ และได้มาตรฐานมากขึ้น และนอกจากนี้ยังมีประโยชน์ในด้านอื่นๆอีกมากมาย จึงเป็นที่มาในการศึกษาเรื่องระบบควบคุมอัตโนมัติ เพื่อให้เกิดความรู้ความเข้าใจ และสามารถนำไปประยุกต์ใช้ประโยชน์ในการพัฒนาเทคโนโลยีต่างๆต่อไปในภายภาคหน้า โครงการชิ้นนี้ทำการศึกษาเรื่อง ระบบควบคุมอัตโนมัติ โดยทำการศึกษาจากระบบการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็กดังรูปที่ 1.1 ซึ่งเป็นระบบที่ไม่มีความเป็นเชิงเส้น และสร้างระบบควบคุมมาควบคุมให้เกิดเสถียรภาพ และสามารถทำงานได้โดยอัตโนมัติ โดยระบบการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก สามารถนำไปประยุกต์ใช้ในระบบการขนส่งโดยไร้การสัมผัสได้



รูปที่ 1.1 โครงสร้างของระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

เนื่องจากระบบการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก เป็นระบบที่ไม่มีเสถียรภาพ ไม่มีความเป็นเชิงเส้น จึงต้องทำการควบคุมให้ระบบมีความเสถียรภาพ คือการทำให้ระบบเข้าสู่สภาวะสมดุล โดยใช้ระบบการควบคุมอัตโนมัติแบบป้อนกลับ(Feedback Control) โดยเป้าหมายของโครงการชิ้นนี้คือทำให้วัตถุสามารถลอยนิ่งอยู่ภายในสนามแม่เหล็กได้ และเพื่อการศึกษาระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก จำเป็นต้องศึกษา ทฤษฎีสถิตภาพ สมการทางคณิตศาสตร์ของระบบควบคุม วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในการควบคุม

1.3 ขอบเขตของการศึกษา

ขอบเขตของการศึกษาโครงการนี้ คือ การใช้ระบบควบคุมแบบป้อนกลับ เพื่อสร้างระบบควบคุมอัตโนมัติวงปิดที่มีเสถียรภาพ เพื่อให้ระบบเข้าสู่สมดุลวัตถุสามารถลอยตัวอยู่ในสนามแม่เหล็กได้ และศึกษาวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่นำมาใช้ในการสร้างระบบควบคุม



บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

ก่อนที่จะมีการออกแบบและสร้างระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็กนั้น จำเป็นต้องศึกษาองค์ประกอบต่างๆที่จำเป็นของระบบควบคุมที่สนใจให้เข้าใจเสียก่อน พบว่าระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็กนั้นมีส่วนที่สำคัญหลายส่วน ดังนั้นในบทนี้จะศึกษาและอธิบายถึงองค์ประกอบต่างๆ ที่จะนำไปใช้งานจริงในระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก ซึ่งประกอบด้วยทฤษฎีสานแม่เหล็ก โซลินอยด์ วงจรที่ใช้กับระบบควบคุม วงจรขับเคลื่อน โซลินอยด์ ตัวควบคุมแบบต่างๆ

2.1 ทฤษฎีสานแม่เหล็ก

ความรู้เกี่ยวกับสนามแม่เหล็กเป็นส่วนสำคัญในการศึกษาโครงการนี้ เพราะการที่จะสร้างสนามแม่เหล็กเพื่อคูดให้วัตถุลอยตัวอยู่ในอากาศนั้น จะต้องเข้าใจหลักการต่างๆของสนามแม่เหล็กก่อน

สนามแม่เหล็กอาจหมายถึงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ เช่น ความเข้มสนามแม่เหล็ก(Magnetic field intensity, \vec{H}) ความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก(Magnetic flux density, \vec{B}) และเส้นแรงแม่เหล็ก(Magnetic flux Φ) แหล่งสำคัญที่ทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก อาทิเช่น จากสนามแม่เหล็กถาวร จากสนามไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงตามช่วงเวลา และสนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าตรง เป็นต้น ในที่นี้เราจะทำการศึกษาเฉพาะสนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าตรงเท่านั้น

2.1.1 กฎของไบโอท ซาวาร์ต ซึ่งเกี่ยวกับสนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าตรง

สมมุติมีกระแสไฟฟ้าตรงไหลไปตามวัสดุสื่อำไฟฟ้าที่มีพื้นที่หน้าตัดเล็กมาก เรียกว่า เส้นลวดไฟฟ้า(Filamentary conductor) ที่ยาวมากๆ ย่อมเกิดสนามแม่เหล็กรอบๆบริเวณที่เส้นลวดไฟฟ้าวางอยู่ ความเข้มสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้ ไบโอท-ซาวาร์ต บอกว่ามันจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลคูณของกระแสไฟฟ้า กับระยะทางที่กระแสไฟฟ้า(I)ไหลผ่าน และเป็นสัดส่วนผกผันกับระยะทางยกกำลังสองระหว่างจุดที่ต้องการหาสนามแม่เหล็กกับจุดที่กระแสไฟฟ้า(I) ไหลผ่าน ดังสมการที่ (2.1)

$$d\vec{H} = \frac{Id\vec{L} \times \hat{a}_R}{4\pi R^2} \quad (2.1)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $d\bar{H}$ คือ ความเข้มสนามแม่เหล็กเป็นเวกเตอร์ มีหน่วยเป็นแอมป์ต่อความยาวเส้นลวดไฟฟ้า 1 เมตร

\hat{a}_R คือ ยูนิตเวกเตอร์ทิศทางเริ่มจากจุดที่กระแสไฟฟ้าไหลผ่านไปยังจุดที่ต้องการหาค่าสนามแม่เหล็ก $d\bar{H}$

$d\bar{L}$ คือ ระยะทางและทิศทางกระแสไฟฟ้าไหล

R คือ ระยะทางจากจุดที่ $d\bar{L}$ ผ่านกับจุดที่ต้องการหาค่า $d\bar{H}$

รูปที่ 2.1 แสดงจุดที่ $d\bar{L}$ ผ่าน(จุดที่ 1) และจุดที่ต้องการหาค่า $d\bar{H}$ (จุดที่ 2)



รูปที่ 2.1 ความเข้มสนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าตรง ตามกฎของไบโอท-ซาวาร์ท

จากรูปที่ 2.1 อาศัยหลักของไบโอท-ซาวาร์ท จะได้สมการที่ (2.2)

$$d\bar{H}_2 = \frac{Id\bar{L} \times \hat{a}_{R12}}{4\pi R_{12}^2} \quad (2.2)$$

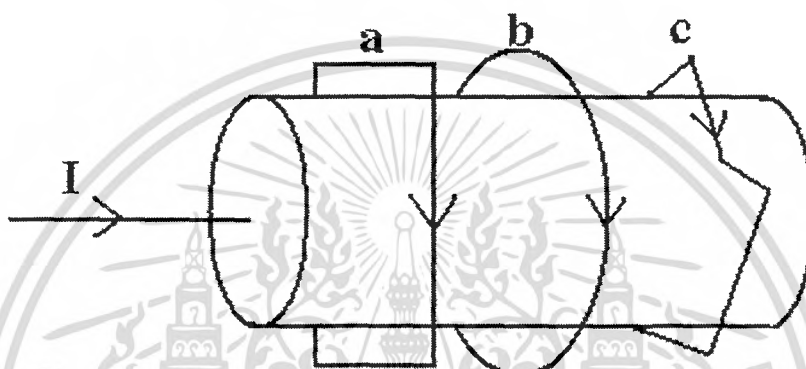
เมื่อ $d\bar{H}_2$ คือ ความเข้มสนามแม่เหล็กที่จุด 2 ซึ่งเกิดจาก $Id\bar{L}$ ที่จุด 1

\hat{a}_{R12} คือ ยูนิตเวกเตอร์ทิศทางเริ่มจากจุด 1 พุ่งไปที่จุด 2

R_{12} คือ ระยะห่างระหว่างจุด 1 กับจุด 2

2.1.2 กฎของแอมแปร์

กฎของแอมแปร์กล่าวไว้ว่า “สนามแม่เหล็กซึ่งไหลเป็นทางแบบวงจรรอบวัสดุที่นำไฟฟ้าถูกกับความยาวของสนามแม่เหล็ก (คือเส้นรอบวง) จะมีค่าเท่ากับจำนวนกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านวัสดุที่นำไฟฟ้านั้น รูปที่ 2.2 แสดงทางเดินของสนามแม่เหล็ก \vec{H} รอบวัสดุที่นำไฟฟ้า จะเห็นว่าเส้นทางของ \vec{H} เป็นแบบวงจรรูปปิดเสมอ ไม่ว่าจะการเดินทางของมันจะเป็นแบบวงกลมหรือสี่เหลี่ยม



รูปที่ 2.2 แสดงทางเดินของสนามแม่เหล็ก \vec{H} รอบวัสดุที่นำไฟฟ้า

เส้นทาง a (หรือ b) เมื่อคูณกับค่าของสนามแม่เหล็ก \vec{H} บนวงจรร a (หรือ b) แล้วจะเท่ากับจำนวนกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านวัสดุที่นำไฟฟ้านั้น

ถ้าวงจรร a เป็นวงกลม แสดงว่าทุกๆจุดบนวงกลมมีค่า \vec{H} เท่ากันหมด แต่กรณีวงจรร b ซึ่งเป็นรูปสี่เหลี่ยมจะพบว่าทุกจุดบนเส้นทางมีค่าสนามแม่เหล็ก \vec{H} บนเส้นทาง a และ b จะเท่ากัน ดังสมการที่ (2.3)

$$\oint \vec{H} \cdot d\vec{L} = \oint \vec{H} \cdot d\vec{L} = I \quad (2.3)$$

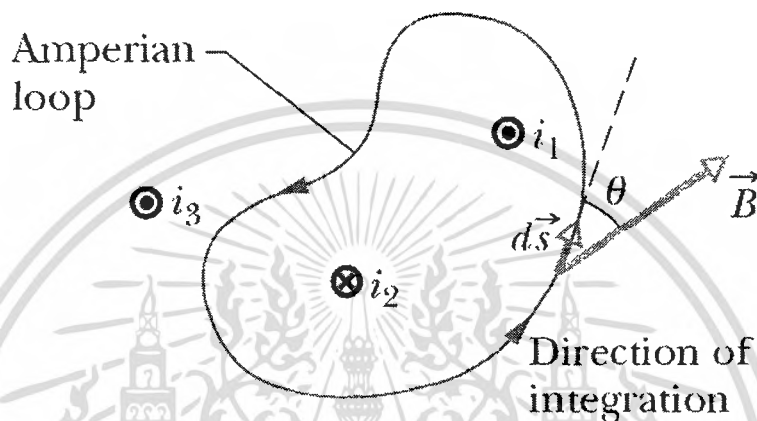
กล่าวคือ การหาจำนวนกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านวัสดุที่นำไฟฟ้าที่ล้อมด้วยสนามแม่เหล็กได้จากสมการที่ (2.4)

$$I = \oint \vec{H} \cdot d\vec{L} \quad (2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นแรงแม่เหล็กทุกเส้นเป็นเส้นปิดเสมอ ดังนั้นเมื่อสร้างผิวปิดล้อมรอบจะพบว่าฟลักซ์
แม่เหล็กรวมบนผิวปิดเป็นศูนย์
กฎของเกาส์สำหรับสนามแม่เหล็ก

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{A} = 0 \quad (2.5)$$



รูปที่ 2.3 สร้างผิวปิดล้อมรอบเส้นแรงแม่เหล็ก

จากกฎของแอมแปร์เราสามารถหาค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก(\vec{B})ได้จากสมการที่

(2.6)

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \oint B dl \cos\theta$$

$$\cos\theta = \frac{dr}{dl} = r \frac{d\beta}{dl}$$

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \oint \frac{2k'I}{r} dl \left(r \frac{d\beta}{dl} \right)$$

$$= 2k'I \int_0^{2\pi} d\beta$$

$$= 2 \left(\frac{\mu_0}{4\pi} \right) I (2\pi)$$

$$\oint \vec{B} \cdot d\vec{l} = \mu I \quad (2.6)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ \vec{B} คือ ความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กมีหน่วยเป็นเทสลา(Tesla,T)

μ คือ สภาพซึมได้สมบูรณ์(Absolute permeability) หาได้จากสมการที่ (2.7)
โดยที่

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (2.7)$$

เมื่อ μ_0 คือ สภาพให้ซึมได้ของปริภูมิเสรี (Permeability constant) มีค่า

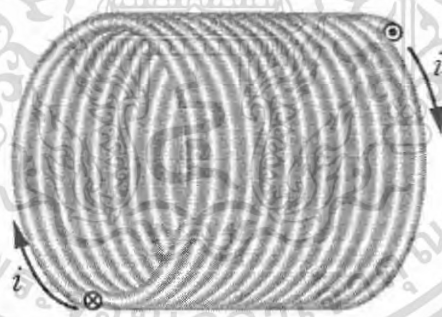
เท่ากับ

$$4\pi \times 10^{-7} \text{ T} \cdot \text{m/A}$$

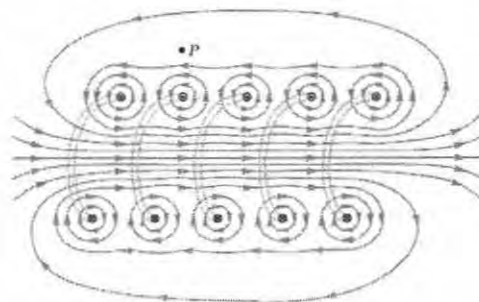
μ_r คือ ความซาบซึมสัมพัทธ์(Relative permeability)

2.1.2.1 สนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าตรงไหลผ่านขดลวดโซลินอยด์

เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลในขดลวดตัวนำใดๆ ดังรูปที่ 2.4 ก็ตามจะ เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นรอบๆ ตัวนำนั้น ทิศทางของสนามแม่เหล็กหาได้จากกฎมือขวา โดยกำมือขวารอบขดลวดโซลินอยด์ ให้นิ้วทั้ง 4 หมุนรอบขดลวดตามทิศทางกรไหลของกระแสไฟฟ้านิ้วหัวแม่มือจะชี้ทิศทางของสนามแม่เหล็กที่เกิดจากขดลวดโซลินอยด์นั้นสนามแม่เหล็กที่เกิดจากขดลวดแต่ละขดจะอยู่ในทิศทางเสริมกัน และ ก่อกำเนิดเป็นเส้นแรงของสนามแม่เหล็ก ดังรูปที่ 2.5

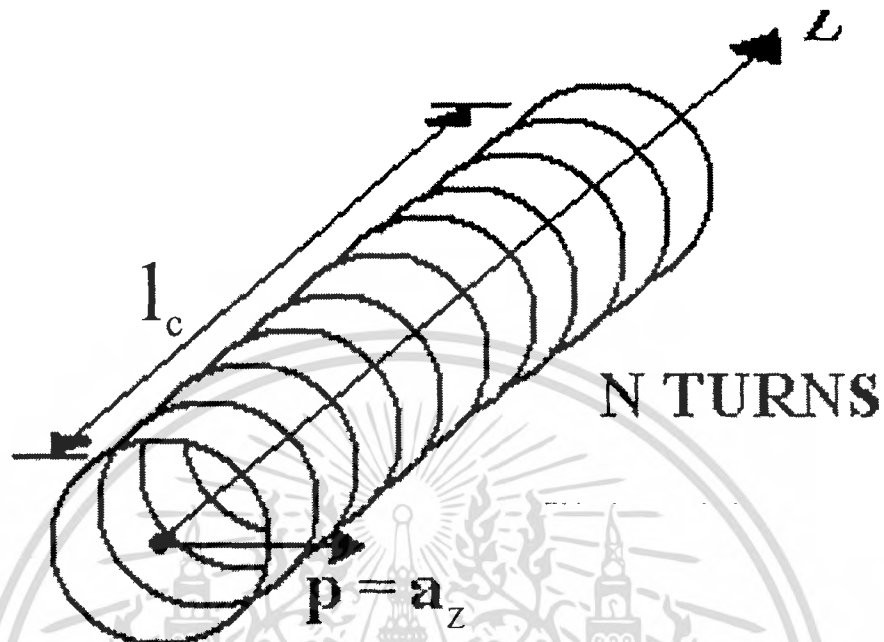


รูปที่ 2.4 ขดลวดโซลินอยด์ที่มีกระแส i ไหลผ่าน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ 2.5 ภาพตัดขวางของขดลวดโซลินอยด์แสดงให้เห็นทิศทางของสนามแม่เหล็ก การคำนวณการคำนวณค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โซลินอยด์สร้างด้วยขดลวดไฟฟ้าพันรอบแกน จำนวน N รอบมีกระแสไฟฟ้า I ไหลผ่าน ขดลวดไฟฟ้า แกนกลางของโซลินอยด์อยู่ในแนวแกน Z ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ตัวอย่างโซลินอยด์รูปทรงกระบอก

พิจารณารูปที่ 2.6 สำหรับโซลินอยด์ซึ่งประกอบด้วยขดลวดที่พันชิดกัน N รอบ ความยาวของโซลินอยด์เท่ากับ l_c จะหาค่าความเข้มของสนามแม่เหล็ก $\bar{\mathbf{H}}$ ได้จากสมการที่ (2.8)

$$\bar{\mathbf{H}} = \frac{NI}{l_c} \hat{\mathbf{a}}_z \quad (2.8)$$

สมการที่ (2.8) นี้สำหรับบริเวณที่ $p \leq a$

และสามารถพิสูจน์ได้ว่า

$$\bar{\mathbf{H}} = 0 \quad (2.9)$$

สำหรับบริเวณที่ $p > a$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- เมื่อ \bar{H} คือ ความเข้มของสนาม แม่เหล็กมีหน่วยเป็นแอมป์/เมตร(Amp/m)
 I คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวด มีหน่วยเป็นแอมแปร์(Ampere,Amp)
 N คือ จำนวน รอบของขดลวดที่พันรอบแกนของโซลินอยด์
 l_c คือ ความยาวของแกน โซลินอยด์(Meter,m)
 a คือ จุดที่ ต้องการหาความเข้มของสนามแม่เหล็กที่วัดจากระยะห่างจากแกนของ
 โซลินอยด์
 ρ คือ ขนาดรัศมีข องโซลินอยด์

กล่าวคือ ความเข้มของสนามแม่เหล็กจะแปรผันตรงกับจำนวนรอบของขดลวดที่พัน
 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวด และระยะห่างจากแกนกลางของขดลวด แต่จะไม่เกิดสนามแม่เหล็ก
 ภายในขดลวดโซลินอยด์

และจากความสัมพันธ์ $\bar{B} = \mu\bar{H}$ สามารถความหนาแน่นสนามแม่เหล็กของโซลินอยด์ได้จาก
 สมการที่ (2.10)

$$\bar{B} = \frac{\mu NI}{l_c} \quad (2.10)$$

แทนค่าจาก μ สมการที่ (2.7) ลงในสมการที่ (2.10) จะได้

$$\bar{B} = \frac{\mu_o \mu_r NI}{l_c} \quad (2.11)$$

2.1.3 แรงแม่เหล็ก

แรงแม่เหล็ก(Magnetic force) เป็นผลรวมของแรงไฟฟ้าและแรงแม่เหล็กซึ่งมี
 ความสัมพันธ์กันอย่างใกล้ชิด เมื่อประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่โดยอาจเป็นการเคลื่อนที่ของอิเล็กตรอน
 หรือเป็นการไหลของกระแสไฟฟ้าในเส้นลวด จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้น แรงแม่เหล็กซึ่งเกิด
 จากการไหลของกระแสไฟฟ้าผ่านขดลวด เรียกว่า แม่เหล็กไฟฟ้า ลักษณะของสนามแม่เหล็กขึ้นอยู่กับ
 รูปร่างของเส้นลวดและกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน

2.1.3.1 แรงแม่เหล็กบนอนุภาค

อนุภาคที่มีประจุอนุภาคหนึ่ง เมื่อเคลื่อนที่ในสนามแม่เหล็กและมีแรง(Magnetic Force on
 Particles)กระทำตั้งฉากกับความเร็วด้วยขนาดที่เป็นสัดส่วนโดยตรงกับประจุ ความเร็วและความเร่ง
 เอกสารสนามแม่เหล็กซึ่งสามารถแสดงอย่างสมบูรณ์ในรูปการคูณแบบผลคูณเชิงเวกเตอร์ดังสมการที่(2.12)
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\vec{F} = Q\vec{U} \times \vec{B} \quad (2.12)$$

ดังนั้นทิศทางการเคลื่อนที่ของอนุภาคสามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยเปลี่ยนแปลงสนามแม่เหล็ก ขนาดของความเร็ว U เป็นผลอันเนื่องมาจากพลังงานจลน์ ก็จะทำให้ผลในทำนองเดียวกัน แรงในสนามแม่เหล็กนี้จะตรงข้ามกับแรงในสนามไฟฟ้า ซึ่งแรง $\vec{F} = Q\vec{E}$ กระทำบนอนุภาค ดังนั้น มีผลทำให้พลังงานจลน์ของอนุภาคเปลี่ยนแปลงไป ถ้าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก \vec{B} มีค่าคงที่ตลอดบริเวณหนึ่งๆ และอนุภาคมีความเร็วต้นค่าหนึ่งทางเดินของอนุภาคจะเป็นวงกลมที่มีรัศมีคงที่เท่ากับ r แรงในสนามแม่เหล็กจะมีขนาด $\vec{F} = |Q|QB$ และมีทิศทางที่เข้าสู่ศูนย์กลาง ความเร่งเข้าสู่ศูนย์กลางมีขนาด $\omega r^2 = U^2/r$ ดังนั้นจากกฎข้อที่ 2 ของนิวตันจะได้สมการที่

(2.13)

$$|Q|UB = m \frac{U^2}{r} \quad (2.13)$$

หรือ

$$r = \frac{mU}{|Q|B} \quad (2.14)$$

ให้สังเกตว่า ค่า r เป็นค่าที่วัดจากโมเมนต์เชิงเส้นของอนุภาค mU

2.1.3.2 สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กรวมกัน

สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็กรวมกัน (Electric and Magnetic Fields Combined) คือ เมื่อมีสนามทั้งสองอยู่ในบริเวณและเวลาเดียวกัน แรงบนอนุภาคจะเป็นไปตามสมการที่ (2.15)

$$\vec{F} = Q(\vec{E} + \vec{U} \times \vec{B}) \quad (2.15)$$

นี่คือแรงลอเรนซ์ (Lorentz Force) ซึ่งจะเกี่ยวข้องกับเงื่อนไขเริ่มต้น และการกำหนดทางเดินของอนุภาคผลของการเคลื่อนที่ที่มีลักษณะบิดเป็นเกลียว

2.1.3.3 แรงแม่เหล็กบนส่วนย่อยของกระแส

แรงแม่เหล็กบนส่วนย่อยของกระแส (Magnetic Force on a Current Element) คือ ตัวนำที่มีกระแสวางอยู่ในสนามแม่เหล็ก เนื่องจาก $I = \frac{dQ}{dt}$ สมการดิฟเฟอเรนเชียลของแรงอาจอินทิเกรตให้อยู่ในรูปดังสมการที่(2.16)

$$F = I_l B \quad (2.16)$$

เมื่อ F คือ แรงในสนามแม่เหล็ก มีหน่วยเป็นนิวตัน(Newton,N)

I คือ กระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดลวดโซลินอยด์มีหน่วยเป็นแอมแปร์(Ampere,Amp)

l_c คือ ความยาวของแกน โซลินอยด์ มีหน่วยเป็นเมตร(Meter,m)

B คือ ค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก มีหน่วยเป็นเทสลา(Tesla,T)

2.1.4 ความเหนี่ยวนำ

ความเหนี่ยวนำ (Inductance, L) ของระบบตัวนำอาจนิยามได้เป็น อัตราส่วนของ ฟลักซ์แม่เหล็ก(Magnetic flux, Φ) ที่คล้องตัวต่อกระแสที่ทำให้เกิดฟลักซ์ สำหรับกระแสสถิตย์ (หรือโดยส่วนใหญ่คือความถี่ต่ำ) N รอบ

$$L = \frac{N\Phi}{I} \quad (2.17)$$

จากสมการความสัมพันธ์ที่(2.18)

$$B = \frac{\Phi}{S} \quad (2.18)$$

เมื่อ L คือ ความเหนี่ยวนำ มีหน่วยเป็นเฮนรี(Henry,H)

\vec{B} คือ ความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กมีหน่วยเป็นเทสลา(Tesla,T)

Φ คือ ฟลักซ์แม่เหล็กมีหน่วยเป็นเว เบอร์(Weber,Wb)

N คือ จำนวนรอบของขดลวดที่พันรอบแกนของ โซลินอยด์

I คือ กระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้โซ ลินอยด์มีหน่วยเป็นแอมแปร์(Ampere,Amp)

S คือ พื้นที่หน้าตัด ของโซลินอยด์มีหน่วยเป็นตารางเมตร(m^2)

เพราะฉะนั้นจะสามารถหาค่าความเหนี่ยวนำภายในของ โซลินอยด์ได้จากสมการที่(2.19)

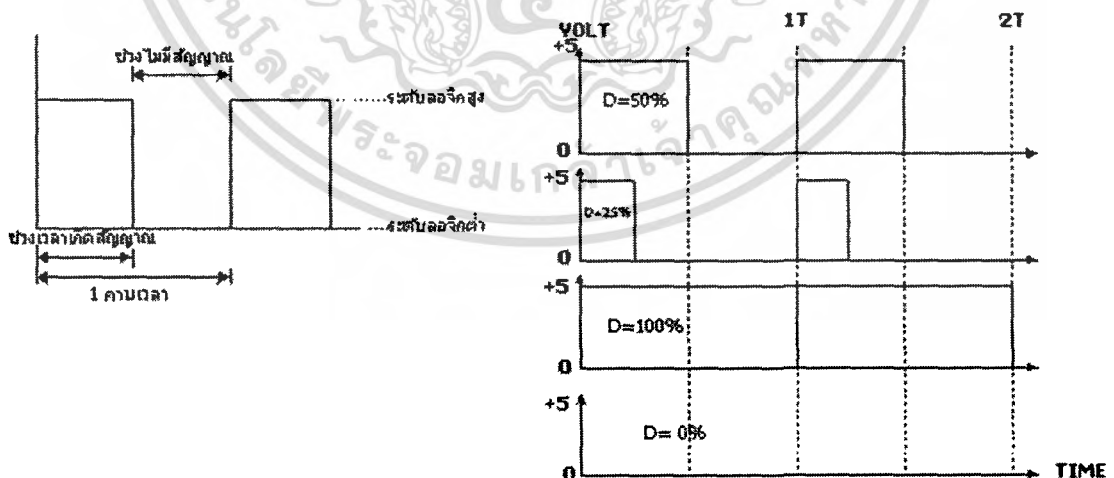
$$L = \frac{\mu N^2}{l_c} S \quad (2.19)$$

2.2 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับพัลส์วิดธมอดูเลชัน

วิธีการควบคุมโดยการจ่ายกระแสไฟให้กับ โหลดเป็นช่วงๆ โดยอาศัยกระแสไฟที่ป้อนให้กับโหลดให้เป็นค่าเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในแต่ละช่วง ซึ่งเราเรียกว่า วิธีการของการมอดูเลชันทางความกว้างของพัลส์ (Pulse width Modulation , PWM)

2.2.1 วิธีการมอดูเลชันทางความกว้างของพัลส์

การมอดูเลชันทางความกว้างของพัลส์ (Pulse width Modulation , PWM) จะเป็นการปรับเปลี่ยนที่สัดส่วน และความกว้างของสัญญาณพัลส์ โดยความถี่ของสัญญาณพัลส์จะไม่มีการเปลี่ยนแปลง หรือเป็นการเปลี่ยนแปลงที่ค่าของดีวตี้ไซเคิล (duty cycle) นั้นเอง ซึ่งค่าของดีวตี้ไซเคิล คือช่วงความกว้างของพัลส์ที่มีสถานะลอจิกสูง โดยคิดสัดส่วนเป็นเปอร์เซ็นต์จากความกว้างของพัลส์ทั้งหมด ยกตัวอย่างเช่น ถ้าหากค่าดีวตี้ไซเคิลมีค่าเท่ากับเท่ากับ 50% ก็หมายถึงใน 1 รูปสัญญาณพัลส์จะมีช่วงของสัญญาณที่เป็นสถานะลอจิกสูงอยู่ครึ่งหนึ่ง และสถานะล อจิกต่ำอยู่อีกครึ่งหนึ่ง ดังรูป 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงความกว้างของพัลส์ที่ขนาดต่างๆ และค่าดีวตี้ไซเคิล ของช่วงพัลส์ที่มีความถี่คงที่

และในทำนองเดียวกันถ้าหากค่าควิตซ์ไซเคิลมีค่ามาก หมายความว่าความกว้างของพัลส์ที่เป็นสถานะลอจิกสูงจะมีความกว้างมากขึ้น หากค่าควิตซ์ไซเคิลมีค่าเท่ากับ 100% ก็หมายความว่าไม่มีสถานะลอจิกต่ำเลย ซึ่งค่าควิตซ์ไซเคิลสามารถ จะหาได้จากค่าความสัมพันธ์ดังนี้

$$\text{ค่าควิตซ์ไซเคิล} = \frac{\text{ช่วงของสัญญาณพัลส์}}{\text{คาบเวลาทั้งหมดของสัญญาณ}} \times 100\%$$

2.3 วงจรอิเล็กทรอนิกส์

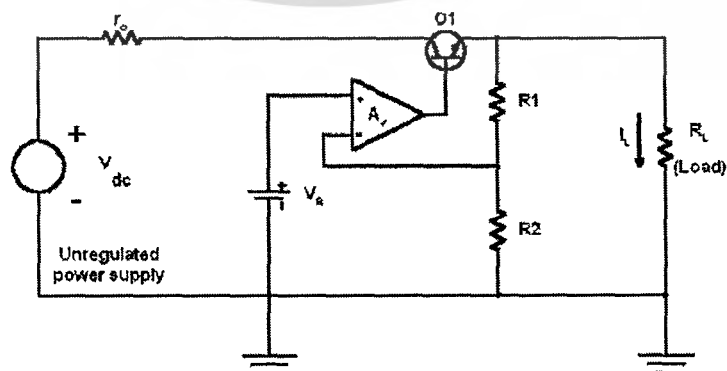
ในส่วนนี้เราจะทำการศึกษาวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่เกี่ยวข้องและนำมาใช้ในการสร้างระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก ซึ่งจะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ วงจรปรับลดแรงดัน และ วงจรขับเคลื่อนโซลินอยด์ โดยในส่วนของวงจรขับเคลื่อนโซลินอยด์นี้ เราใช้วงจรเฮชบริดจ์(H-Bridge)ในการขับเคลื่อน โซลินอยด์

2.3.1 วงจรปรับลดแรงดัน

โครงงานชิ้นนี้เราใช้วงจรปรับลดแรงดัน(Regulated Power supply) ในการลดแรงดันจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับวงจรโดยรวมขนาด 12 โวลต์ เพื่อให้เหลือแรงดันฟ้าขนาด 5 โวลต์เพื่อจ่ายให้กับไอซีบางตัว เราจึงต้องศึกษาและทำความเข้าใจพื้นฐานการทำงานของวงจรปรับลดแรงดัน

วงจรปรับลดแรงดัน(Regulated Power supply) คือ วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่สร้างแรงดันกระแสตรงคงที่ โดยไม่ขึ้นอยู่กับกระแสที่จ่ายให้กับโหลด ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ และไม่ขึ้นกับความแปรผันต่างๆในสายส่งกระแสลับ

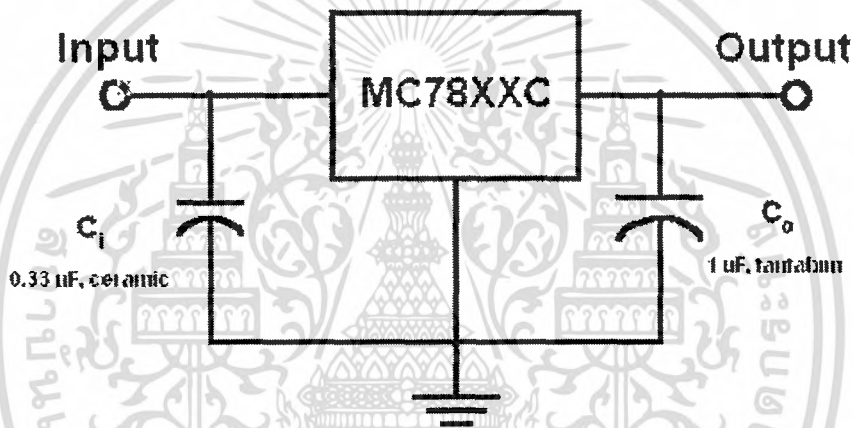
เราสามารถทำวงจรปรับลดแรงดัน(Regulator circuit) อย่างง่ายๆโดยใช้ ซีเนอร์ไดโอด(Zener Diode)ดังรูปที่ 2.8 แต่ว่าวิธีนี้ จะทำให้เกิดข้อจำกัดอยู่ที่กระแส และกำลังของตัวซีเนอร์ไดโอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับรูปที่ 2.8 ตัวอย่างวงจรปรับลดแรงดันแต่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าเราต้องการต่อวงจรตามรูปที่ 1 เราสามารถหาอุปกรณ์ต่างๆตามท้องตลาดได้ดังนี้ โดยอาจใช้โอปแอมป์ 741 หรือ LM301A เป็น คิฟเฟอร์เรนเซียลแอมพลิไฟเออร์ และใช้ LM103, LM199 หรือ ซีเนอร์ไดโอดเป็น เรฟเฟอร์เรนซ์ไดโอด(Reference Diode) แทนแบตเตอรี่ปรับแรงดันได้ด้วย เทคโนโลยีของไมโครอิเล็กทรอนิกส์ เราสามารถที่จะรวมทุกอย่างให้อยู่ใน ไอซี ตัวเดียวได้ซึ่งจะให้ประสิทธิภาพที่ดีกว่า ในราคาที่ต่ำกว่า และยังมีความน่าเชื่อถือกว่าอีกด้วยซึ่งเราเรียกไอซีที่ทำหน้าที่เป็นเรกูเลเตอร์ว่าเรกูเลเตอร์สำเร็จรูป(Monolithic Regulator)

ตัวอย่างของเรกูเลเตอร์สำเร็จรูป ซึ่งอยู่ในรูปของไอซี คือ MOTOROLA MC7800C SERIES ซึ่งมี 3 ขา และให้แรงดันบวกขนาดคงที่ โดยสามารถดูตัวอย่างการใช้งานได้จากรูปที่ 2.9



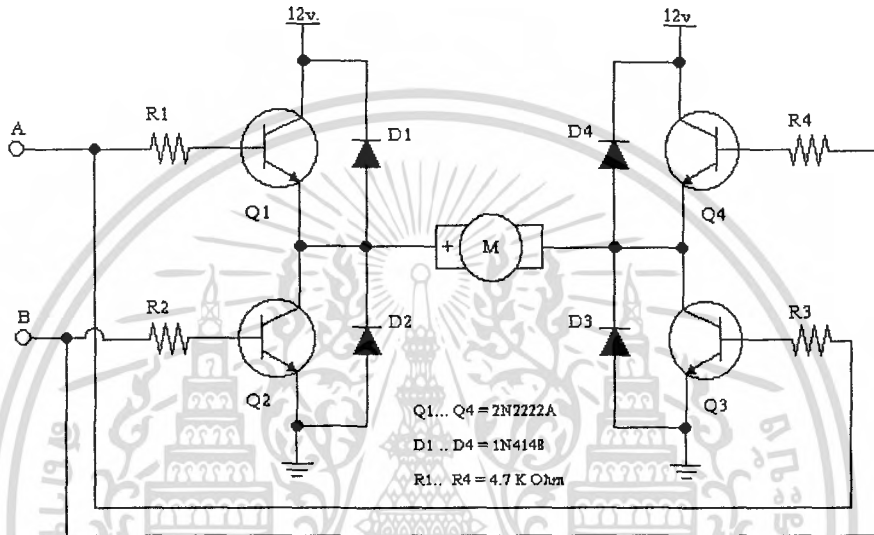
รูปที่ 2.9 ตัวอย่างวงจรเรกูเลเตอร์สำเร็จรูป

ตัวเก็บประจุ C_1 ใช้สำหรับกำจัดผลกระทบของการเหนี่ยวนำ(Inductive Effect) ที่มีอยู่ในสายส่ง ส่วนตัวเก็บประจุ C_2 ใช้ปรับปรุงคุณภาพของแรงดันเอาต์พุต(V_o) ให้ดีขึ้น (ปรับปรุง Transient response) ในการใช้งานเราไม่ต้องปรับแต่งอะไรเลย โดยแรงดันเอาต์พุตจะถูกตั้งไว้โดยผู้ผลิตตามมาตรฐานของอุตสาหกรรมมีค่าต่างๆ ได้แก่ 5,6,8,12,15,18,24 โวลต์ เช่น MC7824C ให้แรงดันเอาต์พุตขนาด 24 โวลต์ เรกูเลเตอร์เหล่านี้สามารถจ่ายกระแสได้ขนาด 1 แอมป์ และยังมีวงจรป้องกันต่างๆ เช่น วงจรป้องกันการช็อตของวงจร(Shot circuit protection) เอาไว้จำกัดกระแสสูงสุดที่วงจรจะรับ

2.3.2 วงจรเอชบริดจ์

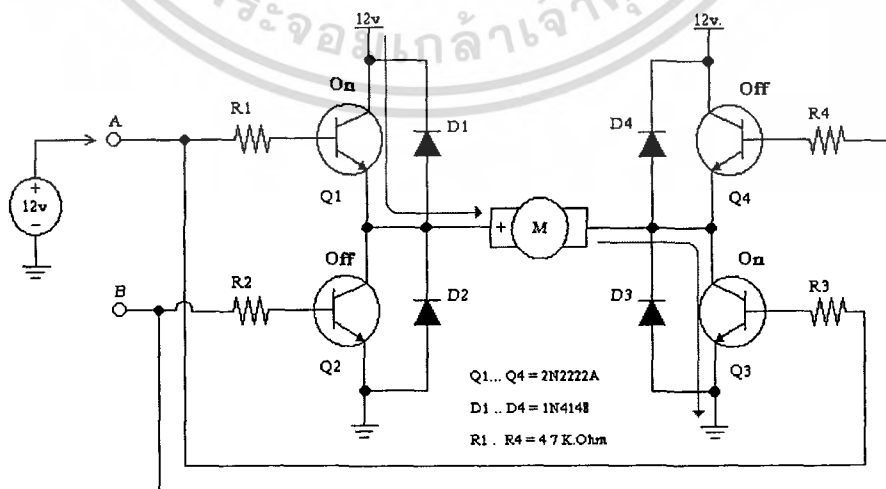
โครงการนี้ใช้วงจรเอชบริดจ์(H-Bridge)ในการขับโซลินอยด์โดยจะทำการกลับกระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโซลินอยด์ เพื่อกลับขั้วแม่เหล็กของโซลินอยด์ เราจึงต้องศึกษาและทำความเข้าใจลักษณะการทำงานของวงจรเอชบริดจ์

วงจรเอชบริดจ์(H-Bridge) คือวงจรที่ทำหน้าที่เป็นวงจรสวิตช์ ซึ่ง โดยการสลับกันจ่ายกระแสหรือตัดกระแสที่เอาต์พุตทั้ง 2 ตัว ตัวอย่างวงจรเอชบริดจ์ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 ตัวอย่างวงจรเอชบริดจ์

จากรูปที่ 2.10 กรณีที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_3 ทำงาน การทำงานของวงจรจะเป็นไปตามรูปที่ 2.11

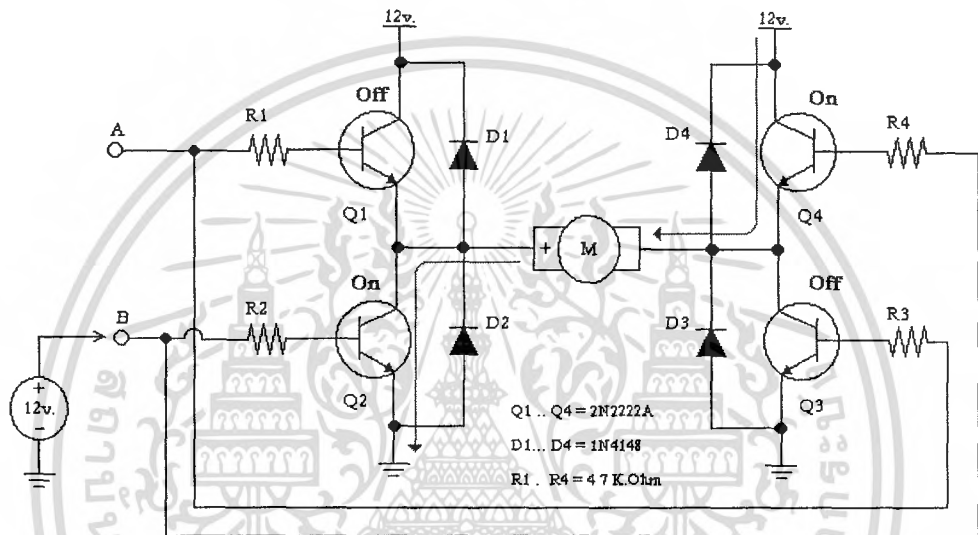


รูปที่ 2.11 ทิศทางของกระแสที่ไหลในวงจรเอชบริดจ์เมื่อ Q_1 และ Q_3 ทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อมีการจ่ายแรงดัน 12 โวลต์ เข้าที่จุด A ทำให้มีกระแสไหลผ่าน R_1 เข้าสู่ขาเบส(Base,B) ของ Q_1 และมีกระแสไหลผ่าน R_3 เข้าสู่ขาเบส ของ Q_3 ทำให้ Q_1 และ Q_3 ทำงาน(On) เปรียบเสมือนสวิตช์ปิดวงจร ส่งผลให้มีกระแสไหลจากแหล่งจ่าย(12 โวลต์) ผ่านขาคอลเลคเตอร์ (Collector,C) และขาอีมิเตอร์(Emitter,E) ของ Q_1 ผ่านเข้าสู่ขั้วบวก(+) ของมอเตอร์ ผ่านไปยังขาคอลเลคเตอร์ และขาอีมิเตอร์ ของ Q_3 ทำให้มีกระแสไหลผ่านมอเตอร์ในทิศทางบวก และครบวงจร จึงทำให้มอเตอร์สามารถหมุน ในทิศทางฟอร์เวิร์ด(Forward) ได้

และกรณีที่ทรานซิสเตอร์ Q_2 และ Q_4 ทำงาน การทำงานของวงจรจะเป็นไปตามรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 ทิศทางของกระแสที่ไหลในวงจรเอชบริดจ์เมื่อ Q_2 และ Q_4 ทำงาน

เมื่อมีการจ่ายแรงดัน 12 โวลต์ เข้าที่จุด B ทำให้มีกระแสไหลผ่าน R_2 เข้าสู่ขาเบส ของ Q_2 และมีกระแสไหลผ่าน R_4 เข้าสู่ขาเบส ของ Q_4 ทำให้ Q_2 และ Q_4 ทำงาน (On) เปรียบเสมือนสวิตช์ปิดวงจร ส่งผลให้มีกระแสไหลจากแหล่งจ่าย (12 โวลต์) ผ่านขาคอลเลคเตอร์ และขาอีมิเตอร์ ของ Q_4 ผ่านเข้าสู่ขั้วลบ (-) ของมอเตอร์ ผ่านไปยังขาคอลเลคเตอร์ และขาอีมิเตอร์ ของ Q_2 ทำให้มีกระแสไหลผ่านมอเตอร์ในทิศทางลบ และครบวงจร จึงทำให้มอเตอร์สามารถหมุน ในทิศทางรีเวิร์ด(Reward) ได้

การสร้างวงจรเอชบริดจ์สวิตชิง(H-Bridge switching) จากทรานซิสเตอร์ นั้นจะไม่มีปัญหาการรบกวนจากอำนาจสนามแม่เหล็ก และยังสามารถตอบสนองการทำงานได้เร็วมาก แต่ก็ยังมีอุปกรณ์หลายตัว ทำให้วงจรมีขนาดใหญ่ จึงมีวงจรเอชบริดจ์ที่อยู่ในรูปแบบของไอซีที่สามารถนำมาใช้งานได้ง่าย และสะดวกสบายกว่า

2.4 การควบคุมแบบป้อนกลับ

จุดประสงค์ในการศึกษาโครงการชิ้นนี้เพื่อศึกษาระบบควบคุมอัตโนมัติ ซึ่งออกแบบเป็นระบบควบคุมแบบป้อนกลับ โดยลักษณะการควบคุมเป็นการควบคุมแบบโพรพอร์ตชันเนลคอนโทรล(Proportional,P) เราจึงต้องทำการศึกษาเพื่อให้เกิดความเข้าใจในระบบการควบคุมแบบโพรพอร์ตชันเนล ว่ามีลักษณะการควบคุมอย่างไร มีข้อดีข้อเสียอย่างไร และนำไปเปรียบเทียบกับระบบควบคุมประเภทอื่นว่าแตกต่างกันอย่างไรมีข้อดีหรือข้อเสียกว่าแบบอื่น ๆ อย่างไร

วัตถุประสงค์ของการควบคุมแบบป้อนกลับคือการลดสัญญาณผิดพลาด (Error) หรือ $e(t)$ ให้มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังสมการที่(2.20)

$$e(t) = R(t) - c(t) \tag{2.20}$$

เมื่อ $R(t)$ คือ ค่าเป้าหมาย

$c(t)$ คือ ผลตอบสนองของ อกกระบวนการหรือค่าสัญญาณจากทรานสมิตเตอร์ (transmitter) จากสมการที่ (2.17) จะพบว่าค่าเป้าหมายสามารถเปลี่ยนแปลงตามกาลเวลาได้

2.4.1 การควบคุมแบบโพรพอร์ตชันเนล

การควบคุมกระบวนการแบบ P เอาท์พุทของตัวควบคุมจะแปรผันตามสัญญาณผิดพลาดที่เกิดขึ้นดังสมการที่(2.21)

$$P(t) = \bar{P} + K_p e(t) \tag{2.21}$$

เมื่อ $P(t)$ คือ ค่าเอาท์พุทของตัวควบคุม

\bar{P} คือ ค่า Bias

K_p คือ อัตราขยายของตัวควบคุม โดยปกติจะไม่มีหน่วย

2.4.1.1 เงื่อนไขของการควบคุมแบบโพรพอร์ตชันเนล

1. อัตราการขยายของตัวควบคุม : K_p สามารถปรับค่าได้ เพื่อให้เอาท์พุทของตัวควบคุมสามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้ไวตามความต้องการและทำให้ผลตอบสนองของกระบวนการเข้าสู่เป้าหมาย

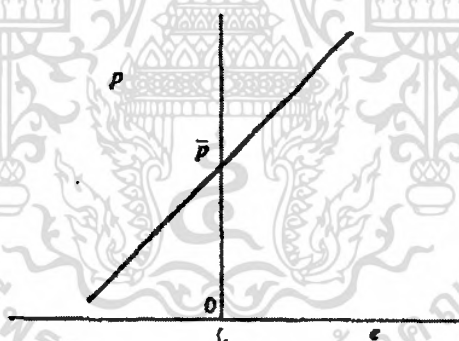
2. การเลือกค่า K_p สามารถทำให้เอาท์พุทของตัวควบคุมมีค่าเพิ่มขึ้นหรือลดลงได้ค่า \bar{P} สามารถปรับค่าได้โดยที่เอาท์พุทของตัวควบคุมจะมีค่าเท่ากับ \bar{P} ก็ต่อเมื่อค่าผิดพลาดเท่ากับศูนย์ ซึ่งในสถานะนี้อาจกล่าวได้ว่าค่าเอาท์พุทของตัวควบคุมรวมไปถึงผลตอบสนองของกระบวนการอยู่ใน

สภาวะคงที่ (Steady-State) สำหรับตัวควบคุมที่ใช้งานกับโดยทั่วไปค่า K_p จะไม่มีหน่วยเพราะค่า $p(t)$ และ $e(t)$ มีหน่วยเดียวกัน เช่นในกรณีของอุปกรณ์ไฟฟ้าหรือทางนิวแมติกส์ หรืออาจจะอยู่ในรูปของตัวเลข 0-100% เพื่อความสะดวกในการทำงานของตัวแสดงกราฟฟิกและซอฟต์แวร์ควบคุมคอมพิวเตอร์ ในอีกกรณีหนึ่งค่าสัญญาณผิดพลาดจะอยู่ในรูปของหน่วยทางวิศวกรรม เช่น หน่วยของอุณหภูมิเป็นองศาเซลเซียส ($^{\circ}\text{C}$) หรือหน่วยของความหนาแน่นเป็น mol/L ซึ่งในกรณีนี้ K_p ไม่มีหน่วยเท่านั้น

$$PB = \frac{100\%}{K_p} \quad (2.22)$$

ตัวควบคุมแบบ P ในทางอุดมคติจะไม่พิจารณาถึงข้อจำกัดทางกายภาพของเอาต์พุตตัวควบคุม ซึ่งในปกติแล้วตัวควบคุมจะเกิดการอิ่มตัวเมื่อถึงขอบเขตทางกายภาพคือ P_{\max} และ P_{\min} ในการพิจารณาฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ P จะกำหนดให้

$$P'(t) = P(t) - \bar{P} \quad (2.23)$$



รูปที่ 2.13 การควบคุมแบบ P ในทางอุดมคติ (ความชันของเส้นตรงเท่ากับ)

ดังนั้น

$$P'(t) = K_p e(t) \quad (2.24)$$

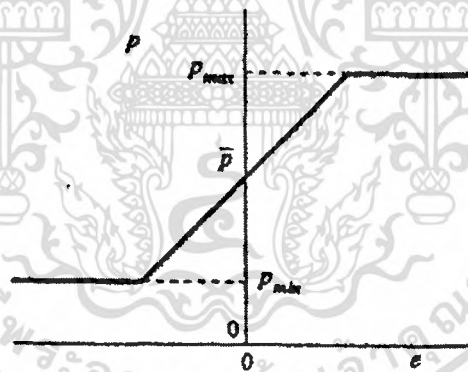
สมการลาปลาซซึ่งเป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{P'(s)}{E(s)} = K_p \quad (2.25)$$

ข้อเสียซึ่งเป็นลักษณะเฉพาะของการควบคุมแบบ P คือไม่สามารถกำจัด Steady-State Error ที่เกิดขึ้นหลังจากการเปลี่ยนแปลงค่าเป้าหมายหรือการได้รับสัญญาณรบกวนจากโหลด ซึ่งจะเกิดขึ้นจากการควบคุมแบบ P ในทุกๆค่า K_p ในทางทฤษฎี ค่าออฟเซตสามารถกำจัดได้โดยการตั้งค่าเป้าหมายหรือค่า \bar{P} ขึ้นใหม่หลังจากเกิดออฟเซต แต่อย่างไรก็ตามวิธีการนี้ไม่ได้เป็นวิธีการที่ดีที่สุดเนื่องจากต้องอาศัยผู้มีการชำนาญเพียงพอและการหาค่าเป้าหมายหรือค่า \bar{P} ใหม่ ก็ต้องใช้การลองผิดลองถูกซึ่งอาจเกิดความผิดพลาดขึ้นได้ การแก้ไขปัญหานี้ในทางปฏิบัติจะใช้การทำงานทำงานของการควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral,I) เข้ามาช่วยซึ่งจะได้ผลตอบสนองที่ดีขึ้น เนื่องจากการควบคุมแบบ I จะมีการเปลี่ยนแปลงค่าการควบคุมเพื่อลดออฟเซตได้โดยอัตโนมัติ

ในการควบคุมกระบวนการบางอย่างที่ไม่ต้องคำนึงถึงการเกิดค่าออฟเซต การควบคุมแบบ P ก็มีความเหมาะสมในการใช้งาน เนื่องจากมีรูปแบบในการทำงานที่ง่ายและไม่ซับซ้อน เช่นการควบคุมระดับของเหลวที่ไม่จำเป็นต้องรักษาระดับให้อยู่ในค่าเป้าหมายแต่ต้องการเพียงควบคุมไม่ให้ของเหลวล้นถังหรือหมดถังเท่านั้น เป็นต้น



รูปที่ 2.14 การควบคุมแบบ P ในทางปฏิบัติ

2.4.2 การควบคุมแบบอินทิกรัลและการควบคุมแบบโพรพอร์ชันเนลพลัสอินทิกรัล

การควบคุมแบบอินทิกรัล (Integral,I) หมายถึงการควบคุมแบบรีเซตหรือแบบลอย (Floating) โดยที่ค่าเอาต์พุตของตัวควบคุมจะขึ้นอยู่กับอินทิเกรตสัญญาณผิดพลาด ดังสมการ

$$P(t) = \bar{P} + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \quad (2.26)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ T_i คือเวลาอินทิเกรตหรือเวลารีเซตซึ่งมีหน่วยเป็นหน่วยของเวลาและสามารถปรับค่าได้ตามความเหมาะสม

การควบคุมแบบ I เป็นที่นิยมใช้กันอย่างกว้างขวางเพราะสามารถใช้งานได้ดีและสามารถกำจัดออฟเซตได้อย่างมีประสิทธิภาพ จากสมการที่ (2.23) เมื่อกระบวนการเข้าสู่สภาวะคงที่ สัญญาณผิดพลาดและเอาต์พุตของตัวควบคุมจะมีค่าคงที่ หรืออาจกล่าวได้ว่าค่า $P(t)$ จะเปลี่ยนแปลงตามเวลาจนกระทั่ง $e(t) = 0$ ดังนั้นเมื่อใช้การควบคุมแบบ I ค่า $P(t)$ จะให้ค่าในการควบคุมซึ่งจะทำให้สัญญาณผิดพลาดในสภาวะคงที่มีค่าเท่ากับศูนย์ ซึ่งสัญญาณผิดพลาดนี้จะเกิดขึ้นเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าเป้าหมายหรือได้รับสัญญาณรบกวนจากโหลดและการกำจัดสัญญาณผิดพลาดให้เท่ากับศูนย์จะกระทำได้อีกต่อเมื่อเอาต์พุตของตัวควบคุมหรืออุปกรณ์ควบคุมตัวสุดท้ายยังไม่ถึงขอบเขตการอิมิตัวแต่หากเกินช่วงขอบเขตนี้ไปแล้วค่าของกระบวนการจะไม่สามารถกลับสู่ค่าเป้าหมายได้ ซึ่งการอิมิตัวเกิดจากสัญญาณรบกวนหรือการเปลี่ยนแปลงค่าเป้าหมายเกินช่วงของค่า $P(t)$

วัตถุประสงค์หลักของการควบคุมแบบ I คือการกำจัดออฟเซต (Offset) แต่ตัวควบคุมแบบ I ไม่นิยมใช้งานเพียงตัวเดียวเพราะจะให้ผลในการควบคุมน้อยมากจนกว่าจะเกิดสัญญาณผิดพลาดขึ้นมาอย่างต่อเนื่องในบางเวลาเท่านั้น ดังนั้นจึงมักนำการควบคุมแบบ I มาทำงานร่วมกับการควบคุมแบบ P หรือที่เรียกว่าตัวควบคุมแบบ PI เพราะการควบคุมแบบ P จะให้ผลในการควบคุมแบบทันทีทันใดในขณะที่ตรวจพบสัญญาณผิดพลาด

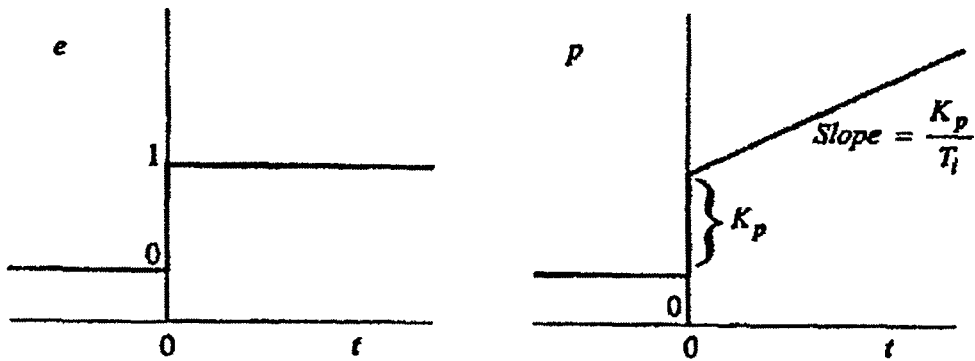
สมการของตัวควบคุมแบบ PI คือ

$$P(t) = \bar{P} + K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt \right] \quad (2.27)$$

ฟังก์ชันถ่ายโอนของตัวควบคุมแบบ PI ในรูปของสมการลาปลาซคือ

$$\frac{P'(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) = K_p \left(\frac{T_i s + 1}{T_i s} \right) \quad (2.28)$$

ในรูปที่ 2.15 แสดงผลตอบสนองของตัวควบคุม PI ต่อการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นบันไดของ $e(t)$ ที่เวลา $t=0$ เอาต์พุตของตัวควบคุมจะเปลี่ยนแปลงพร้อมกับค่าผิดพลาด โดยเกิดจากการควบคุมแบบ P การควบคุมแบบ I จะทำให้ $P(t)$ เพิ่มขึ้นในลักษณะลาดชัน (Ramp) เมื่อ $t > 0$ ที่ $t = T_i$ เทอม I จึงให้ค่าในการควบคุมเท่ากับเทอม P



รูปที่ 2.15 ผลตอบสนองของตัวควบคุมแบบ PI ต่อการเปลี่ยนแปลงแบบขั้นบันไดของ $e(t)$

ตัวควบคุมบางตัวจะใช้เทอม $\frac{1}{T_i}$ (ครั้ง/นาที) แทนการใช้ T_i (นาที) เช่นถ้า $T_i = 0.2$ นาที แล้ว $\frac{1}{T_i} = 5$ ครั้ง/นาที เป็นต้น

ข้อเสียของการควบคุมแบบ I คือระบบจะมีการตอบสนองแบบแกว่งทำให้ระบบขาดเสถียรภาพ แต่ในบางครั้งก็สามารถยอมรับได้หากการแกว่งเกิดขึ้นพร้อมกับการตอบสนองของกระบวนการที่รวดเร็ว แต่ข้อเสียของการควบคุมแบบ I ก็สามารรถหลีกเลี่ยงได้โดยการปรับใช้ค่าพารามิเตอร์ให้เหมาะสมหรือเพิ่มการควบคุมแบบดิริวาทีฟ(Derivative,D) ซึ่งจะสามารถลดผลตอบสนองที่ไม่มีเสถียรภาพลงได้

2.4.3 การควบคุมแบบดิริวาทีฟ การควบคุมแบบโพรพอร์ตชันเนลพลัสดิริวาทีฟ และการควบคุมแบบโพรพอร์ตชันเนลพลัสอินทิกรัลพลัสดิริวาทีฟ

การควบคุมแบบดิริวาทีฟ(Derivative,D) หมายถึงการควบคุมแบบอัตราส่วน (Rate action) หรือการทำนายล่วงหน้า (Pre-act) โดยจะทำนายพฤติกรรมของสัญญาณผิดพลาดที่จะเกิดขึ้นในอนาคต ซึ่งจะพิจารณาจากอัตราการเปลี่ยนแปลงของค่าสัญญาณผิดพลาด เช่นในกรณีที่เตาปฏิกรณ์มีอุณหภูมิเพิ่มขึ้น 10°C ในเวลา 3 นาที ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าเกิดขึ้นเร็วกว่าในกรณีที่อุณหภูมิเพิ่มขึ้น 10°C ในเวลา 30 นาที และสามารถประเมินประสิทธิภาพในการแก้ไขสถานะของการเกิดปฏิกิริยาที่ทำให้อุณหภูมิสูงขึ้นได้ ถ้าการควบคุมเตาปฏิกรณ์ใช้ระบบปรับด้วยมือ (Manual) ผู้ควบคุมที่มีประสบการณ์สามารถประเมินผลตอบสนองที่จะเกิดขึ้นและแก้ไขสถานการณ์ได้อย่างเหมาะสมในเวลาอันรวดเร็วเพื่อทำการลดอุณหภูมิลง แต่การควบคุมด้วยระบบอัตโนมัติตัวควบคุมแบบ P จะตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิเท่านั้น แต่ไม่สามารถแยกแยะความแตกต่างของช่วงเวลาที่เกิดการเปลี่ยนแปลงได้ เช่นเดียวกับตัวควบคุมแบบ I ซึ่งโดยปกติแล้วจะสร้างสัญญาณ

ควบคุมที่แปรผันตามระยะเวลาของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้น ดังนั้นสัญญาณรบกวนขนาดเล็กที่เกิดขึ้นอย่างช้าๆก็สามารถทำให้ตัวควบคุมสร้างสัญญาณควบคุมที่มีค่ามากขึ้นมาได้

การทำงานของตัวควบคุมแบบ D ในทางอุดมคติมีสมการดังนี้

$$P(t) = \bar{P} + T_d \frac{de}{dt} \quad (2.29)$$

เมื่อ T_d คือเวลา Derivative มีหน่วยเป็นหน่วยของเวลา

เอาที่พูดของตัวควบคุมมีค่าเท่ากับ \bar{p} เมื่อสัญญาณผิดพลาดมีค่าคงที่หรือเมื่อ $\frac{de}{dt} = 0$ การควบคุมแบบ D จะไม่ใช้งานเพียงตัวเดียวแต่จะใช้งานร่วมกับการควบคุมแบบ P หรือ PI การควบคุมแบบ PD มีฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

$$\frac{P'(s)}{E(s)} = K_p (1 + T_d s) \quad (2.30)$$

การควบคุมแบบ D ทำให้กระบวนการมีเสถียรภาพและลดแนวโน้มความไม่มีเสถียรภาพของการควบคุมแบบ I นอกจากนี้ยังนำมาใช้เพื่อปรับปรุงผลตอบสนองทางพลศาสตร์ โดยลดเวลาเข้าสู่สภาวะคงที่ (Setting time) ของกระบวนการลง ซึ่งทำให้กระบวนการเข้าสู่สภาวะคงที่เร็วขึ้น แต่ในกรณีที่เครื่องมือวัดในกระบวนการมีสัญญาณรบกวนความถี่สูงและมีการแกว่งไม่มีแบบแผน การควบคุมแบบ D จะทำให้ผลตอบสนองของกระบวนการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างและสัญญาณรบกวนจะถูกขยายแต่สามารถป้องกันได้โดยการกรองความถี่ โดยปกติแล้วการควบคุมแบบ D จะไม่นิยมใช้กับการควบคุมการไหลเนื่องจากวงจรการควบคุมมีการตอบสนองที่รวดเร็วและเครื่องมือวัดอัตราการไหลมีสัญญาณรบกวนค่อนข้างสูง

การควบคุมแบบ D สามารถทำงานร่วมกับการควบคุมแบบ P และ I หรือที่เรียกว่าตัวควบคุม PID ซึ่งมีสมการคือ

$$P(t) = \bar{P} + K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt + T_d \frac{de}{dt} \right] \quad (2.31)$$

ซึ่งมีฟังก์ชันถ่ายโอนคือ

$$\frac{P'(s)}{E(s)} = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} + T_d s \right) \quad (2.32)$$

แต่อย่างไรก็ตามอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และนิวเมติกส์ที่เป็นตัวควบคุมแบบ D ในทางอุดมคติไม่สามารถสร้างขึ้นมาได้จริง เนื่องจากข้อจำกัดทางกายภาพ จึงจำเป็นต้องมีการประมาณพฤติกรรมทางอุดมคติของตัวควบคุมในสมการที่ (2.32) ด้วยฟังก์ชันถ่ายโอน

$$\frac{P'(s)}{E(s)} = K_p \left(\frac{T_i s + 1}{T_i s} \right) \left(\frac{T_d s + 1}{\alpha T_d + 1} \right) \quad (2.33)$$

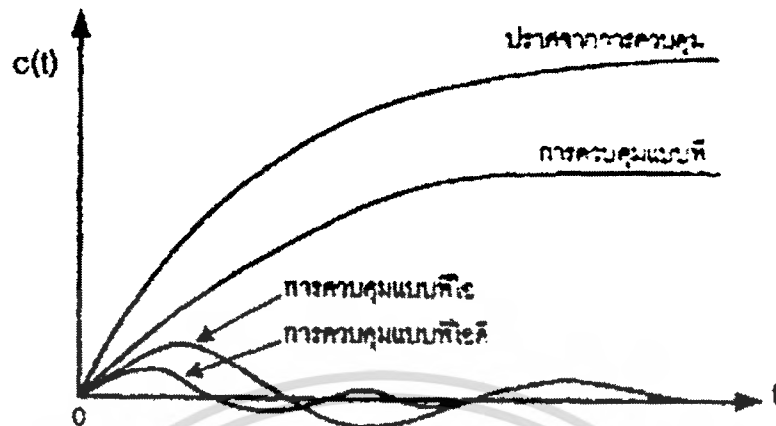
เมื่อ α เป็นค่าระหว่าง 0.05-0.2

ข้อเสียอีกประการหนึ่งของตัวควบคุมแบบ PID ในทางอุดมคติคือเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าเป้าหมายอย่างรวดเร็วจะทำให้ค่าจาก D มีค่ามาก และทำให้เกิดค่าควบคุม D พุ่งสูง (Derivative kick) ในอุปกรณ์ควบคุมตัวสุดท้าย การหลีกเลี่ยงความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นนั้นสามารถทำได้โดยเปลี่ยนแปลงค่าการควบคุมแบบ D โดยใช้ค่าสัญญาณจากเครื่องมือวัดแบบ B แทนการใช้ค่าสัญญาณผิดพลาด โดยแทน $\frac{de}{dt}$ ด้วย $-\frac{de}{dt}$ ในสมการที่ (2.30) ได้

$$P(t) = \bar{P} + K_p \left[e(t) + \frac{1}{T_i} \int_0^t e(t) dt - T_d \frac{dB}{dt} \right] \quad (2.34)$$

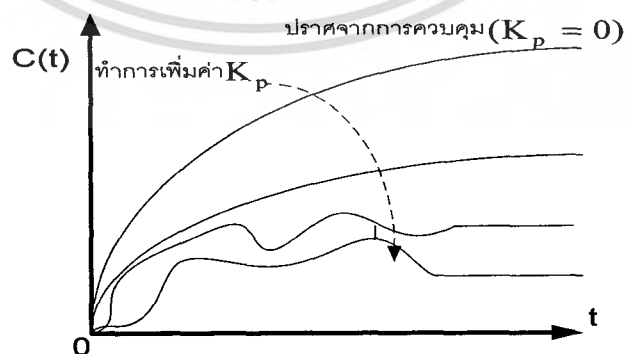
การกำจัดค่าควบคุม D พุ่งสูงเป็นทฤษฎีมาตรฐานที่นิยมใช้กันในตัวควบคุมส่วนใหญ่แต่ในบางทฤษฎีจะกำจัดค่าเป้าหมายในเทอม P และเทอม D เพื่อป้องกันการเกิดค่าควบคุม P พุ่งสูง (Proportional kick) เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าเป้าหมาย แต่ทฤษฎีนี้ยังไม่เป็นที่ยอมรับกันอย่างแพร่หลาย

2.4.4 ผลตอบสนองของกระบวนการต่อการควบคุมแบบป้อนกลับแต่ละชนิด



รูปที่ 2.16 ผลตอบสนองของกระบวนการต่อการควบคุมแบบวงเปิด

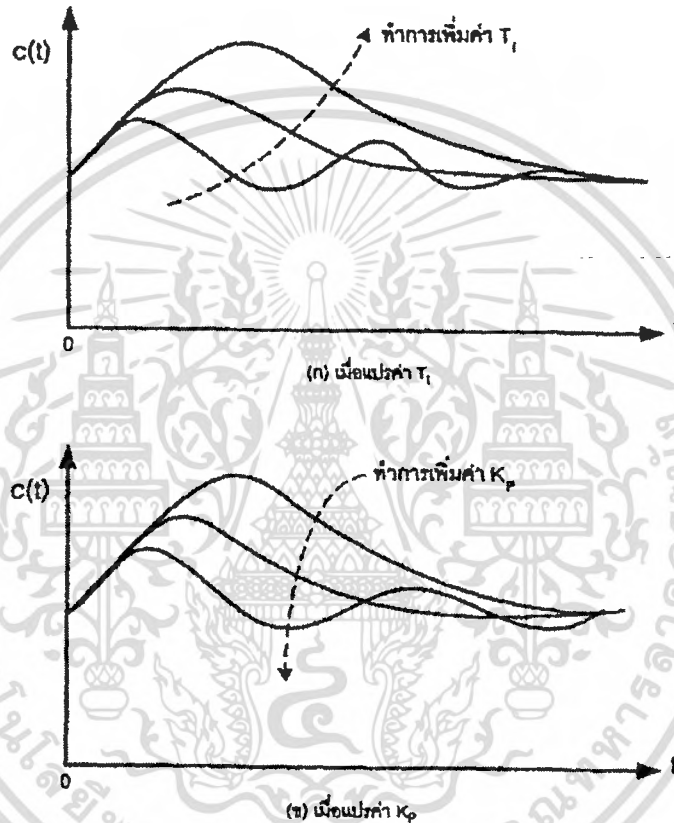
ในรูปที่ 2.16 แสดงผลตอบสนองของกระบวนการแทนด้วย C ซึ่งแสดงการเปลี่ยนแปลงค่าเป้าหมายเริ่มต้น หากไม่มีการควบคุมแบบป้อนกลับกระบวนการจะต้องใช้เวลานานมากในการเข้าสู่สภาวะคงที่ การควบคุมแบบ P จะเร่งการตอบสนองของกระบวนการและลดค่าออฟเซต การควบคุมแบบ PI จะกำจัดค่าออฟเซตแต่ทำให้ผลตอบสนองเกิดการแกว่ง ส่วนการควบคุมแบบ PID จะลดองศาการแกว่งและลดเวลาในการตอบสนองลง จึงสามารถสรุปได้ว่าการใช้ตัวควบคุม P, PI, และ PID จะไม่มีผลตอบสนองของกระบวนการที่มีการแกว่งเสมอไป แต่จะขึ้นอยู่กับทางเลือกค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม K_p, T_i, T_d และส่วนประกอบอื่นๆของกระบวนการ ซึ่งอยู่ในรูปที่ 2.16 แสดงตัวอย่างของผลตอบสนองที่เกิดขึ้นในทางปฏิบัติ



รูปที่ 2.17 ผลตอบสนองของกระบวนการต่อการควบคุมแบบพี เมื่อแปรค่า K_p

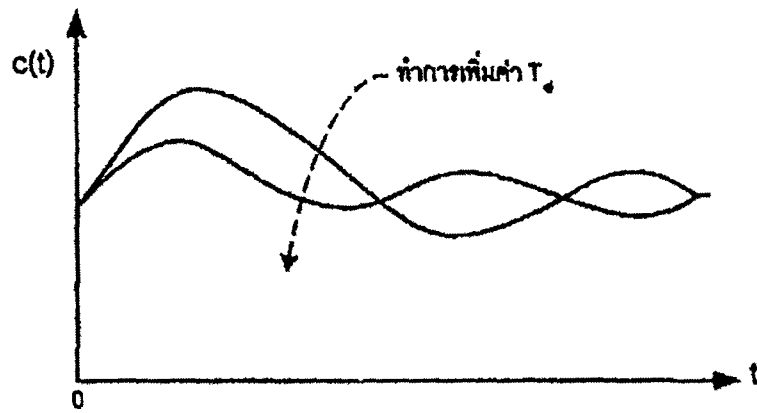
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.17-2.19 แสดงผลกระทบเชิงคุณภาพเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ของตัวควบคุม ในรูปที่ 2.17 แสดงผลจากการเปลี่ยนแปลงอัตราขยาย K_p ของกระบวนการ ตามปกติแล้ว การเพิ่มอัตราขยายของตัวควบคุมมีแนวโน้มที่จะทำให้การตอบสนองของกระบวนการเร็วขึ้นแต่อย่างไรก็ตามถ้า K_p มีค่ามากเกินไปก็จะทำให้ผลตอบสนองเกิดการแกว่งที่ไม่ต้องการหรืออาจทำให้ระบบขาดเสถียรภาพได้ ดังนั้นการตั้งค่า K_p ให้พอเหมาะจึงให้ผลตอบสนองที่ดี ทั้งในการควบคุมแบบ P และ PI รวมถึงการควบคุมแบบ PID ด้วย



รูปที่ 2.18 ผลตอบสนองของกระบวนการต่อการควบคุมแบบพีไอ
(ก) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่า T_i , (ข) เมื่อแปรค่า K_p

ในรูปที่ 2.18ก และ 2.18ข การเพิ่มค่า T_i ทำให้การควบคุมแบบ PI และ PID มีผลตอบสนองของกระบวนการที่ช้าลง ในทางทฤษฎีออฟเซตจะถูกกำจัดได้ในทุกค่าของ T_i ซึ่งมีค่าระหว่าง $0 - \infty$ แต่เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโพลหรือค่าเป้าหมาย T_i ที่มีค่ามากๆจะทำให้การตอบสนองเข้าระบบสู่ค่าเป้าหมายได้ช้าลง



รูปที่ 2.19 ผลตอบสนองของกระบวนการต่อการควบคุมแบบพีไอดี เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่า T_d

ผลของ T_d ที่มีต่อกระบวนการนั้นสรุปได้ยาก เพราะที่ T_d มีค่าน้อยการเพิ่มค่า T_d จะให้ผลตอบสนองที่ดีขึ้น โดยจะลดเวลาในการตอบสนอง, ลดการเบี่ยงเบนและลดองศาการแกว่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.19 แต่อย่างไรก็ตามหาก T_d มีค่ามาก สัญญาณรบกวนของเครื่องมือวัดจะถูกขยายและผลตอบสนองจะเกิดการแกว่ง ดังนั้นจึงควรตั้งค่า T_d ให้เหมาะสมในการใช้งาน

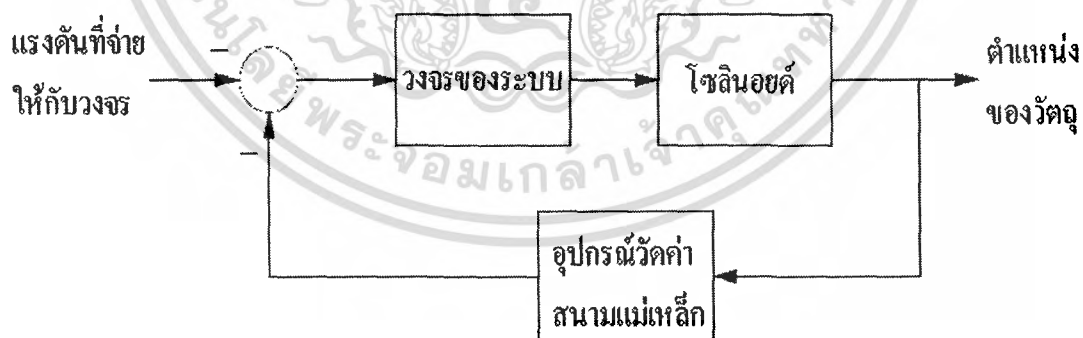
บทที่ 3

หลักการออกแบบ

หลักการออกแบบระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก ในเบื้องต้นจะต้องเข้าใจหลักการทำงานของระบบควบคุมก่อนว่ามีลักษณะการทำงานอย่างไรแล้วจึงพิจารณาส่วนอื่นๆตามมา อันประกอบไปด้วย ส่วนที่เป็นโครงสร้างของระบบควบคุม และส่วนที่เป็นวงจรอิเล็กทรอนิกส์

หลักการทำงานของระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็กโดยใช้ระบบการควบคุมแบบป้อนกลับ(Feedback Control) โดยใช้ตัวควบคุมแบบโพรพอร์ชันเนลคอนโทรล (Proportional Control) ระบบควบคุมจะทำการควบคุมกระแสที่จ่ายให้โซลินอยด์ เพื่อให้โซลินอยด์สร้างสนามแม่เหล็กดูดวัตถุ และค่าตัวที่ไซเคิลของสัญญาณพัลส์จะเป็นตัวกำหนดค่าเฉลี่ยของสนามแม่เหล็ก ในการออกแบบเราต้องทดลองหาว่าที่ระยะสมดุลที่วัตถุจะลอยนิ่งอยู่ในสนามแม่เหล็กได้นั้น ระบบจะต้องส่งสัญญาณควบคุมที่มีลักษณะอย่างไร ไปยัง โซลินอยด์ และ โซลินอยด์ที่ใช้จะต้องมีคุณลักษณะอย่างไร

หลักการทำงานโดยรวมของระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก สามารถแสดงดังบล็อกไดอะแกรมในรูปที่ 3.1



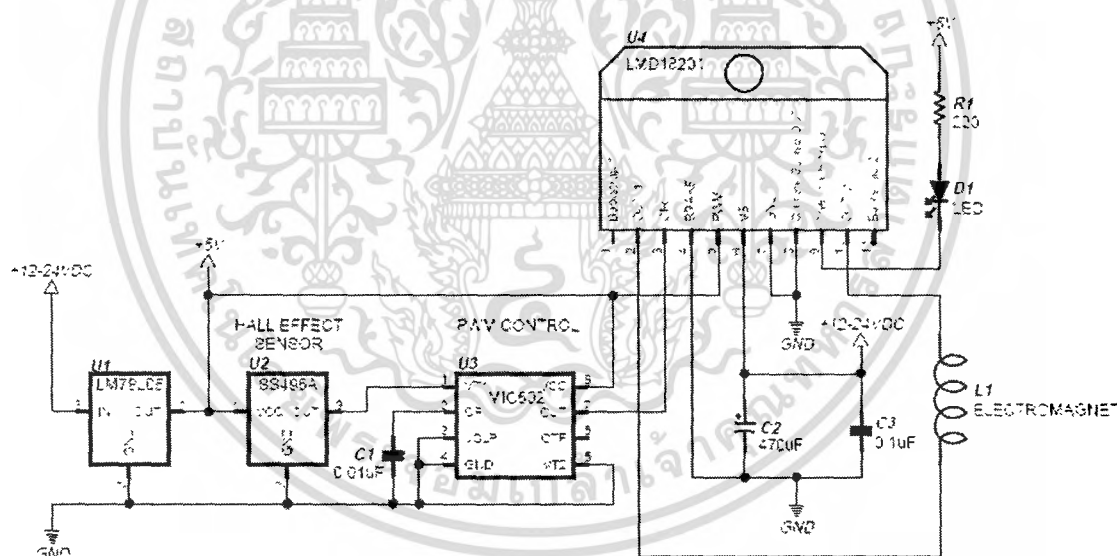
รูปที่ 3.1 แผนผังแสดงการทำงานของระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก

จากรูปที่ 3.1 จะเห็นว่าระบบควบคุมการลอยตัวของลูกบอลโลหะในสนามแม่เหล็ก ประกอบด้วยส่วนหลักๆดังนี้

- วงจรอิเล็กทรอนิกส์
- โซลินอยด์
- โครงสร้าง และส่วนประกอบอื่นๆ ของชิ้นงาน

3.1 วงจรอิเล็กทรอนิกส์

โครงงานนี้ใช้การออกแบบวงจรรีเลย์ทรอนิกส์ เพื่อทำการสร้างระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก จากที่กล่าวในข้างต้นเราใช้วิธีการสร้างสัญญาณพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation, PWM) ไปสวิตชิงวงจรเอชบริดจ์(H-Bridge)เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมโซลินอยด์ โดยเลือกใช้ไอซีเบอร์ต่างๆมาสร้างเป็นวงจรรควบคุมการทำงาน จึงจะกล่าวถึงรายละเอียดและลักษณะการทำงานต่างๆในหัวข้อย่อยถัดไป และวงจรรระบบควบคุมทั้งหมดแสดงให้เห็นในรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 วงจรอิเล็กทรอนิกส์ของระบบการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก

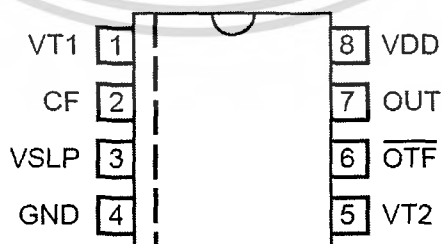
จากรูปที่ 3.2 จะเห็นว่า วงจรอิเล็กทรอนิกส์ของระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็กนั้น จะแบ่งการทำงานออกเป็น 4 ส่วนคือ ส่วนควบคุม ส่วนขับเคลื่อนโซลินอยด์ ส่วนอุปกรณ์ตรวจวัดค่าสนามแม่เหล็ก และส่วนวงจรปรับลดแรงดัน

3.1.1 ส่วนวงจรควบคุม

ในส่วนนี้เป็นการออกแบบระบบควบคุมแบบโพรพอร์ชันนัล(Proportional,P) ในการสร้างระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก การควบคุมแบบโพรพอร์ชันนัลนั้นจะช่วยลดค่าความผิดพลาดของระบบควบคุมลงได้ในระดับหนึ่งทำให้ระบบมีเสถียรภาพ แลยังเป็นระบบควบคุมที่ง่ายและไม่ซับซ้อน โดยเลือกใช้วิธีการมอดูเลชันทางความกว้างของพัลส์(Pulse Width Modulation , PWM) ในการสร้างสัญญาณควบคุม เพราะวิธีการนี้จะช่วยให้ระบบทำงานเป็นเชิงเส้นมากขึ้น การออกแบบระบบควบคุมค่าความถี่ไซเคิลของสัญญาณพัลส์ที่ส่งออกไปควบคุมการทำงานของโซลินอยด์ จะถูกกำหนดโดย ค่าสัญญาณที่รับมาจากทรานสมิตเตอร์(Transmitter) ที่ทำหน้าที่ในการวัดค่าความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กและส่งสัญญาณกลับมายังระบบควบคุม เพื่อให้ระบบควบคุมทำการคำนวณหาค่าสัญญาณควบคุมที่เป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีค่าความถี่ไซเคิลที่จะทำให้ระบบเสถียร ตามหลักของการควบคุมแบบโพรพอร์ชันนัล ที่สัญญาณควบคุมของระบบแปรผันกับสัญญาณความผิดพลาดที่เกิดขึ้น

หลักการการทำงานของส่วนควบคุมคือ เมื่ออุปกรณ์ตรวจวัดค่าสนามแม่เหล็กทำการวัดค่าสนามแม่เหล็กที่ได้เมื่อระบบเริ่มทำงาน ก็จะส่งสัญญาณขาออกที่เป็นแรงดันไฟฟ้าค่าหนึ่งมายังส่วนควบคุม เพื่อที่ส่วนควบคุมจะนำสัญญาณแรงดันไฟฟ้านั้น ไปทำการมอดูเลชันความกว้างของพัลส์ เพื่อที่จะนำสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยมใหม่ที่ได้ไปทำการควบคุมวงจรขับเคลื่อนโซลินอยด์ต่อไป

ในโครงการนี้ เลือกใช้ไอซีเบอร์ MIC502 ที่ใช้ในการปรับความเร็วรอบของพัดลมในคอมพิวเตอร์ ในการมอดูเลชันความกว้างของพัลส์ หลักการทำงานของ ไอซีMIC502 ที่เกี่ยวข้องกับระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็กคือ ไอซีMIC502จะสามารถสร้างสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยม และนำไปทำการมอดูเลชันความกว้างของสัญญาณได้ จากการเปรียบเทียบจากสัญญาณแรงดันที่รับมาจากภายนอกได้ โดย ไอซีMIC502 มีขาสัญญาณต่างๆดังรูปที่ 3.3



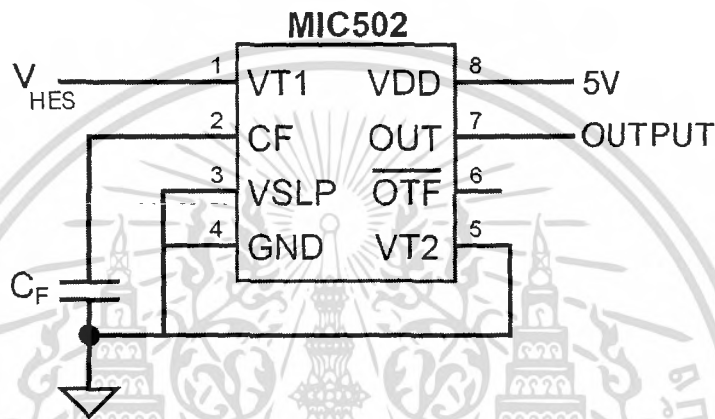
8-Pin SOIC (M)

8-Pin DIP (N)

รูปที่ 3.3 รูปแสดงขาสัญญาณของ ไอซี MIC502

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของ MIC502 ที่นำมาใช้กับระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็กเริ่มแรกจะต้องทำการจ่ายสัญญาณไฟเลี้ยงขนาด 5 โวลต์ให้กับไอซีที่ขา VDD (ขา 8) โดยแรงดันไฟเลี้ยงที่ต่อมายังขา VDD นั้นนอกจากจะทำหน้าที่เป็นไฟเลี้ยงให้กับไอซีแล้ว ยังนำไปใช้เป็นสัญญาณแรงดันขาเข้าในการนำไปปรับเปลี่ยนความกว้างของพัลส์ด้วย โดยจะรับสัญญาณแรงดันจากขา VT1 (ขา1) ที่รับมาจากอุปกรณ์ตรวจวัดค่าสนามแม่เหล็กเพื่อมาทำการปรับเปลี่ยนความกว้างของพัลส์ของแรงดัน VDD และจะส่งสัญญาณพัลส์ออกทางขา OUT (ขา7)เพื่อนำไปควบคุมส่วนขับเคลื่อนโซลินอยด์ต่อไป



รูปที่ 3.4 แสดงการต่อวงจรเข้ากับขาสัญญาณของ MIC502

ลักษณะของสัญญาณเอาต์พุตที่ออกมาจาก MIC502 จะเป็นสัญญาณพัลส์ลอจิกสูง และลอจิกต่ำ สลับกันไป โดยความถี่ของสัญญาณนั้นจะกำหนดได้จากค่า C_F ที่ต่อเข้ามาที่ขา CF ดังรูปที่ 3.4 และสามารถหาค่าความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตได้จากสมการที่ (3.1) (จากภาคผนวก ข.1)

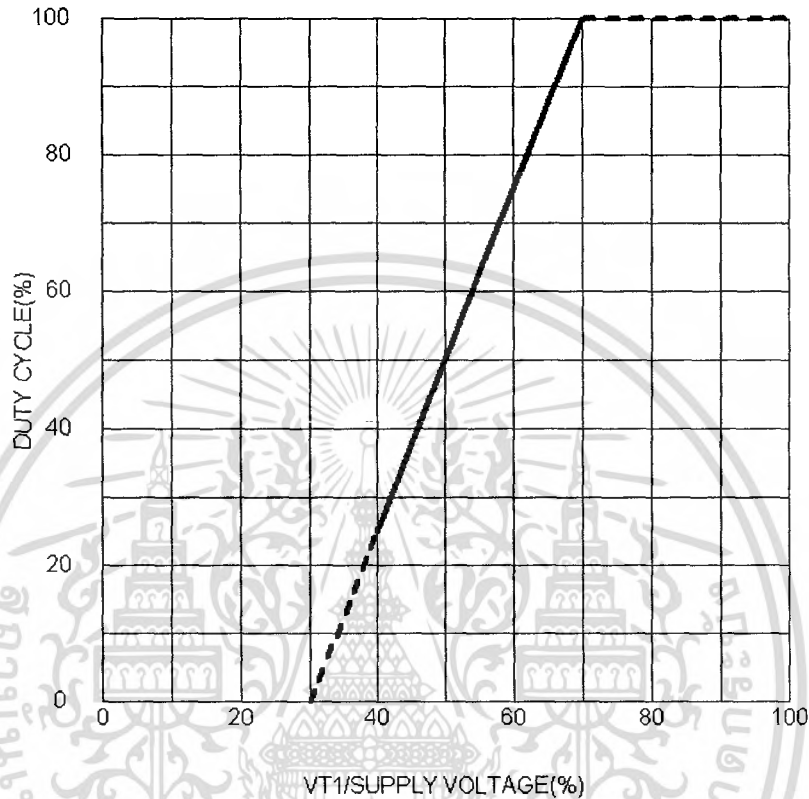
$$C_F \mu\text{F} = \frac{3}{f \text{ Hz}} \quad (3.1)$$

ระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็กจากการทดลองเลือกใช้ C_F ขนาด $0.01 \mu\text{F}$ เป็นค่าที่ทำให้ความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตที่เลือกใช้คือ

$$f = \frac{3}{0.01} \text{ Hz}$$

$$f = 300 \text{ Hz}$$

ลอจิกต่ำของสัญญาณจะมีขนาดแรงดันไฟฟ้า 0.5 โวลต์ และลอจิกสูงของสัญญาณจะมีขนาดแรงดันไฟฟ้า 2.4 โวลต์ และการหาค่าควิต์ไชเคิลของพัลส์สัญญาณสามารถหาได้จากกราฟในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างสัญญาณอินพุตกับค่าควิต์ไชเคิลของพัลส์สัญญาณ

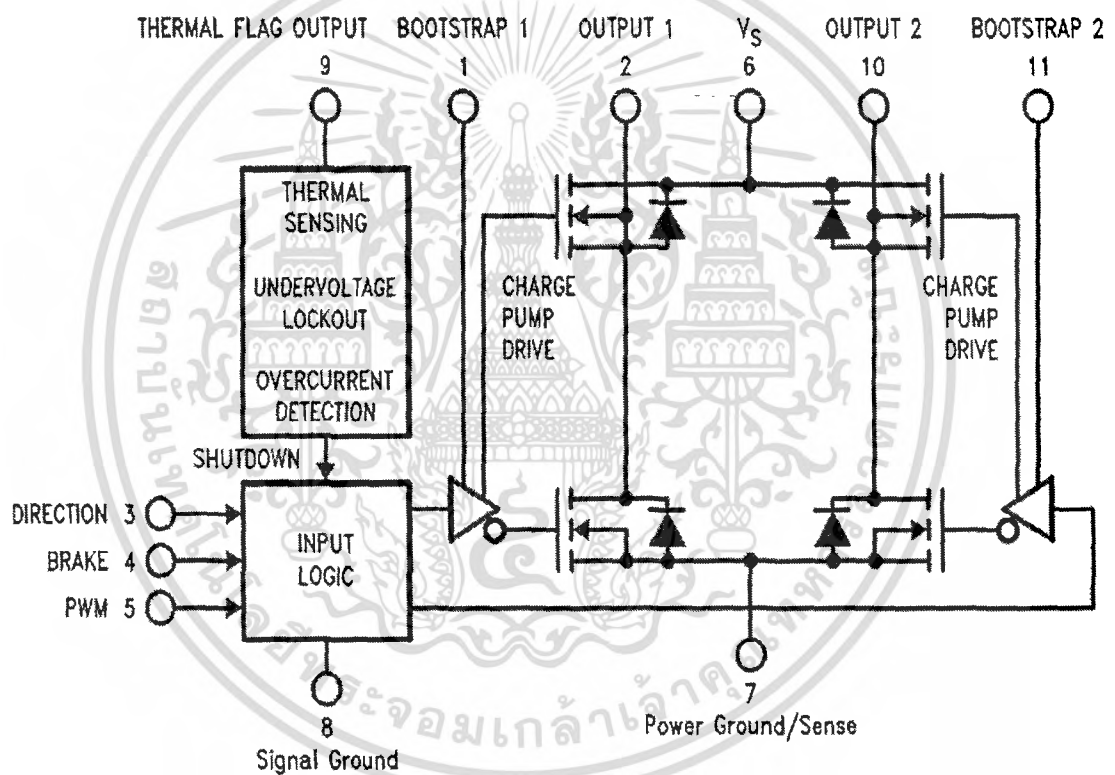
กล่าวคือเมื่ออุปกรณ์ตรวจวัดค่าสนามแม่เหล็ก ส่งค่าเอาต์พุตที่มีค่าสูงกว่าครึ่งหนึ่งของไฟที่ขา VDD มาที่ MIC502 ก็จะทำให้ค่าควิต์ไชเคิลมีค่าสูง คือมีสถานะที่เป็นลอจิกสูงนานกว่าช่วงที่เป็นลอจิกต่ำในหนึ่งพัลส์สัญญาณ แต่ถ้าหากสัญญาณที่รับมาจากอุปกรณ์ตรวจวัดค่าสนามแม่เหล็กเป็นค่าที่ต่ำกว่าครึ่งหนึ่งของไฟที่ขา VDD มาที่ MIC502 ก็จะทำให้ค่าควิต์ไชเคิลมีค่าต่ำ คือมีสถานะที่เป็นลอจิกต่ำนานกว่าช่วงที่เป็นลอจิกสูงในหนึ่งพัลส์สัญญาณ

จากคุณสมบัติของ MIC502 นั้นแรงดันเอาต์พุตที่ออกมาจาก MIC502 ถ้าเป็นลอจิกสูงจะมีขนาดเท่ากับ $0.7V_{DD}$ และ ถ้าเป็นลอจิกต่ำ จะมีขนาดเท่ากับ $0.3V_{DD}$ ในโครงการของเราใช้แรงดัน VDD เท่ากับ 5 โวลต์ ดังนั้น จึงมีแรงดันเอาต์พุตที่ลอจิกต่ำเท่ากับ 3.5 โวลต์ และแรงดันเอาต์พุตที่ลอจิกสูงจะเท่ากับ 1.5 โวลต์

3.1.2 ส่วนวงจรขับเคลื่อนโซลินอยด์

ลักษณะการทำงานในส่วนขับเคลื่อนโซลินอยด์คือ เมื่อส่วนควบคุมส่งสัญญาณพัลส์รูปสี่เหลี่ยมซึ่งเป็นลอจิกสูงและลอจิกต่ำสลับกันไป มายังส่วนขับเคลื่อนโซลินอยด์ จะทำการนำสัญญาณที่รับมานั้นไปกลับขั้วแม่เหล็กของโซลินอยด์ ให้ค่าเฉลี่ยของสนามแม่เหล็กมีค่าเพียงพอที่จะทำให้วัตถุนั้นลอยนิ่งอยู่กับที่ เราจึงต้องออกแบบให้วงจรขับเคลื่อนโซลินอยด์นั้นทำงานแบบสวิตซ์ซึ่งที่จ่ายกระแสให้โซลินอยด์สลับขั้วไปมา

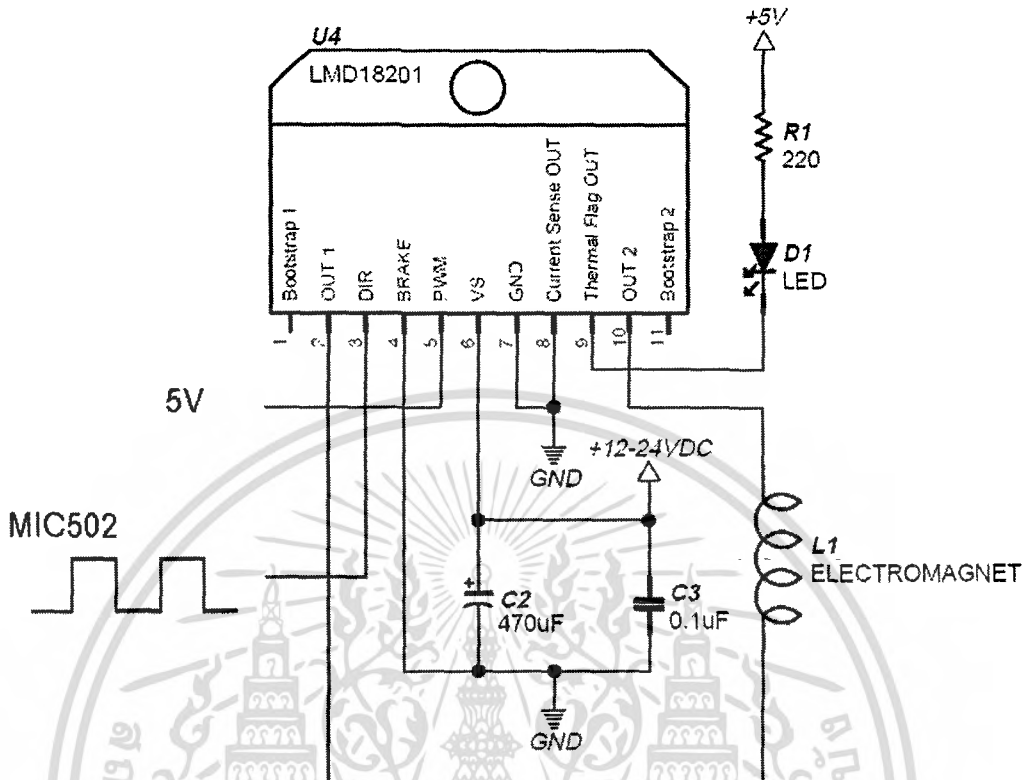
โดยเราเลือกใช้ ไอซีสำหรับขับเคลื่อนมอเตอร์ เบอร์LMD18201 ที่ภายในเป็นวงจรเอชบริดจ์(H-Bridge) ทำหน้าที่กลับขั้วของโซลินอยด์ ไอซีLMD18201 มีบล็อกไดอะแกรมภายในดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 บล็อกไดอะแกรมภายในของไอซี LMD18201

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และมีการต่อวงจรเข้าที่ขาสัญญาณต่างๆของ LMD18201 ดังรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 การต่อวงจรมาที่ขาสัญญาณของ LMD18201

หลักการการทำงานที่เกี่ยวข้องกับชิ้นงานของ LMD18201 คือ LMD18201 จะสามารถทำการต่อแรงดันไฟฟ้าขนาด 12-24 โวลต์ โดยขนาดไฟเลี้ยงนี้ขึ้นอยู่กับว่าเราต้องการจ่ายแรงดันให้กับโซลินอยด์เท่าไรเพราะต้องใช้ในการขับเคลื่อนโซลินอยด์ โดยโซลินอยด์ที่ใช้จะต้องใช้แรงดันไฟฟ้าขนาด 12 โวลต์ ไฟเลี้ยงที่จ่ายให้กับจึงเท่ากับ 12 โวลต์ เมื่อ LMD18201 ได้รับพัลส์สัญญาณรูปสี่เหลี่ยมมาจาก MIC502 เข้ามายังขา DIR (ขา3) โดยถ้าสัญญาณอินพุตที่รับเข้ามาเป็นสัญญาณลอจิกสูง(H) LMD18201 ก็จะสั่งงานให้ทำการจ่ายแรงดันไฟฟ้าออกมาทางขา OUT1 (ขา2) ส่วนขา OUT2 (ขา10) จะทำหน้าที่เป็นขากราวด์ทำให้โซลินอยด์ผลึกวัตถุออก และเมื่อ LMD18201 ได้รับสัญญาณที่เป็นลอจิกต่ำ(L) LMD18201 ก็จะสั่งงานให้ทำการจ่ายแรงดันไฟฟ้าออกมาทางขา OUT2 ส่วนขา OUT1 จะทำหน้าที่เป็นขากราวด์ทำให้โซลินอยด์ดูดวัตถุ โดยที่ขา PWM (ขา5) จะจ่ายไฟเลี้ยงขนาด 5 โวลต์ เพื่อให้มีสถานะเป็นลอจิกสูงตลอด และที่ขา BRAKE (ขา4) จะต่อลงกราวด์เพื่อให้มีสถานะเป็นลอจิกต่ำ โดยสรุปการทำงานได้ตามตารางที่ 3.1

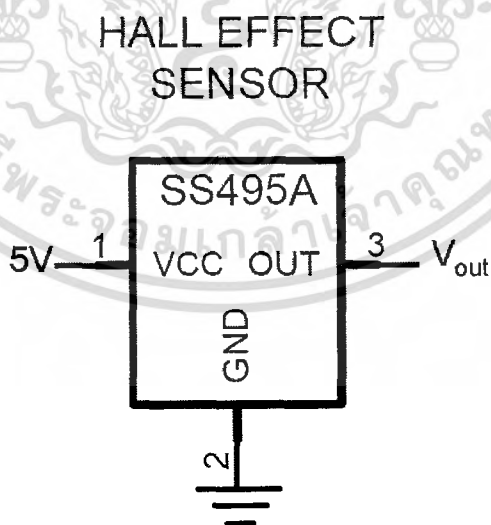
ตารางที่ 3.1 ตารางแสดงผลการทำงานในการกลับขั้วของโซลินอยด์ของ LMD18201 ที่อินพุตค่าต่างๆ

PWM	DIR	BRAKE	การทำงานที่ขาOUT1,OUT2	โซลินอยด์
H	H	L	กระแสออกที่OUT1,กราดที่OUT2	ผลัก
H	L	L	กราดที่OUT1,กระแสออกที่OUT2	ดูด

เมื่อใช้สโคปตรวจวัดสัญญาณเอาท์พุทที่ออกมาจากไอซี LMD18201 ทำให้ทราบว่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโซลินอยด์มีค่าเฉลี่ยเมื่อเป็นไฟบวกจะมีค่าประมาณ 12 โวลต์ และเมื่อเป็นไฟลบจะมีค่าเฉลี่ยประมาณ -12 โวลต์ กระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลเข้าสู่โซลินอยด์มีค่าประมาณ 0.185 แอมแปร์

3.1.3 อุปกรณ์ตรวจวัดค่าสนามแม่เหล็ก

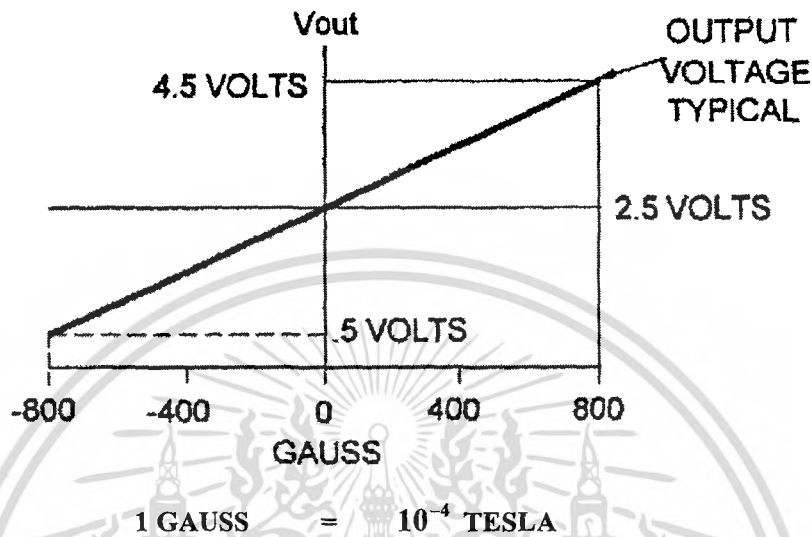
อุปกรณ์ตรวจวัดค่าสนามแม่เหล็ก ทำหน้าที่ในการตรวจวัดค่าสนามแม่เหล็ก โดยติดตั้งไว้ที่ส่วนล่างของโซลินอยด์ที่หันเข้าหาแม่เหล็กถาวรที่ติดอยู่กับวัตถุ และส่งค่าที่วัดได้ไปยังส่วนควบคุม เพื่อใช้เป็นสัญญาณเปรียบเทียบในการนำไปมอดูเลชันความกว้างของพัลส์เพื่อนำไปควบคุมโซลินอยด์ โครงการนี้เลือกใช้อุปกรณ์ตรวจวัดค่าสนามแม่เหล็กเบอร์ SS495A โดยทำการติดตั้งอยู่ที่ส่วนปลายของโซลินอยด์ เพื่อทำการตรวจวัดค่าสนามแม่เหล็กที่โซลินอยด์ปล่อยออกมา โดยมีการต่อวงจรเข้ากับขาสัญญาณของ SS495A ดังรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 แสดงการต่อวงจรเข้ากับขาสัญญาณของ SS495A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

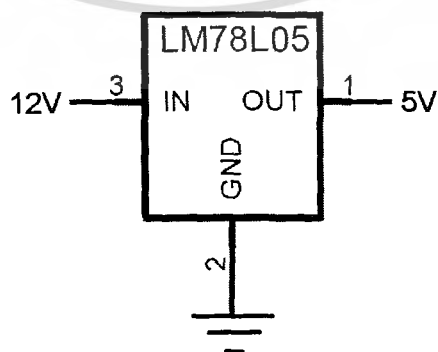
หลักการทำงานของอุปกรณ์ตรวจวัดค่าสนามแม่เหล็กคือ เมื่อโซลินอยด์ทำงานจะปล่อยสนามแม่เหล็กออกมา ไอซี SS495A จะวัดค่าสนามแม่เหล็กออกมาเป็นแรงดันไฟฟ้า โดยมีอัตราส่วนกับค่าความหนาแน่นของสนามแม่เหล็ก(Magnetic flux density , B) ดังกราฟในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าสนามแม่เหล็กที่วัดได้กับเอาพุต โวลต์เตจที่ออกมา

3.1.4 วงจรปรับลดแรงดัน

วงจรปรับลดแรงดันทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์ต่างๆที่กล่าวไปในข้างต้นคือ MIC502 LMD18201 และ SS495A โดยจะทำการปรับลดแรงดันจาก 12 โวลต์ ให้เหลือ 5 โวลต์ โครงการนี้เลือกใช้ไอซีเบอร์ LM78L05 ในการสร้างวงจรปรับลดแรงดัน มีการต่อวงจรเข้ากับขาสัญญาณของ LM78L05 ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 แสดงการต่อวงจรเข้ากับขาสัญญาณของ LM78L05

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 โซลिनอยด์

โซลिनอยด์เป็นส่วนที่มีความสำคัญเป็นอย่างยิ่งในโครงงานชิ้นนี้ เพราะเป็นตัวที่จะดำเนินงานตามคำสั่งของระบบควบคุมเพื่อให้เกิดผลสำเร็จตามวัตถุประสงค์ของโครงงาน โดยการออกแบบโซลिनอยด์นั้นจะต้องคำนึงถึงองค์ประกอบต่างๆ คือ กระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้โซลिनอยด์ น้ำหนักของวัตถุที่ต้องการให้ลอย วัสดุที่ใช้ในการทำแกนของโซลिनอยด์

3.2.1 โซลिनอยด์ที่ใช้งาน

โซลिनอยด์ที่นำมาใช้ในโครงงานชิ้นนี้ เลือกใช้โซลिनอยด์ที่วัดค่าความต้านทานภายใน ได้ 65 โอห์ม โดยวงจรจะทำการจ่ายแรงดันไฟฟ้าขนาด 12 โวลต์ ให้กับโซลिनอยด์ จึงสามารถคำนวณหากระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าสู่โซลिनอยด์ได้จากสมการที่ (3.1)

$$V = IR \quad (3.1)$$

$$I = 0.185A$$

กระแสที่ไหลเข้าสู่โซลिनอยด์มีค่าเท่ากับ 0.185 แอมแปร์ เมื่อทราบค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าสู่โซลिनอยด์แล้ว จึงสามารถนำค่าที่ได้นี้ไปคำนวณหาความหนาแน่นสนามแม่เหล็กได้ต่อไป

เลือกลวดทองแดงที่นำมาใช้ในการพันโซลिनอยด์ โดยเลือกใช้ลวดเบอร์ 34 ตามมาตรฐานของ AWG(American wire gauge) มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.1601 มิลลิเมตร นำค่าความต้านทานภายในที่วัดได้ไปตรวจกับค่าในตาราง AWG (ตารางที่3.2) ทำให้ทราบว่า ลวดเบอร์ 34 มีคุณสมบัติความต้านทาน 833 โอห์ม ต่อความยาวลวด 1 กิโลเมตร จึงสามารถหาความยาวของเส้นลวดที่ใช้ได้ดังนี้

ความยาวของลวดทองแดงที่ใช้พัน โซลिनอยด์ = ความต้านทานภายในของโซลिनอยด์ (Ω) /
คุณสมบัติความต้านทานของเส้นลวด(Ω/km)

$$\text{ความยาวของลวดทองแดงที่ใช้พัน โซลिनอยด์} = \frac{65 \times 1000}{833} \text{ เมตร}$$

$$= 78.031 \text{ เมตร} \approx 80 \text{ เมตร}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 ตารางแสดงคุณสมบัติของลวดทองแดงเบอร์ต่างๆตามมาตรฐาน AWG

AWG	Diameter		Turns of wire		Area		Copper Resistance	
	(inch)	(mm)	(per inch)	(per cm)	(kcmil)	(mm ²)	(Ω /1 km)	(Ω /1000 ft)
000000(6/0)	0.58	14.73	1.72	0.68	336.5	170		
00000(5/0)	0.5165	13.12	1.94	0.76	266.8	135		
0000(4/0)	0.46	11.68	2.17	0.85	211.6	107	0.16*	0.049*
000(3/0)	0.4096	10.4	2.44	0.96	167.8	85	0.2*	0.062*
00(2/0)	0.3648	9.266	2.74	1.08	133.1	67.4	0.25*	0.077*
0(1/0)	0.3249	8.251	3.08	1.21	105.5	53.5	~0.3281	~0.1
1	0.2893	7.348	3.46	1.36	83.69	42.4	0.4*	0.12*
2	0.2576	6.544	3.88	1.53	66.37	33.6	0.5*	0.15*
3	0.2294	5.827	4.36	1.72	52.63	26.7		
4	0.2043	5.189	4.89	1.93	41.74	21.2	0.8*	0.24*
5	0.1819	4.621	5.5	2.17	33.1	16.8		
6	0.162	4.115	6.17	2.43	26.25	13.3	1.5*	0.47*
7	0.1443	3.665	6.93	2.73		10.5		
8	0.1285	3.264	7.78	3.06		8.37	2.2*	0.67*
9	0.1144	2.906	8.74	3.44		6.63		
10	0.1019	2.588	9.81	3.86		5.26	3.2772	0.9989
11	0.0907	2.305	11.03	4.34		4.17	4.1339	1.26
12	0.0808	2.053	12.38	4.87		3.31	5.21	1.588
13	0.072	1.828	13.89	5.47		2.62	6.572	2.003
14	0.0641	1.628	15.6	6.14		2.08	8.284	2.525
15	0.0571	1.45	17.51	6.89		1.65	10.45	3.184
16	0.0508	1.291	19.69	7.75		1.31	13.18	4.016
17	0.0453	1.15	22.08	8.69		1.04	16.614	5.064
18	0.0403	1.02362	24.81	9.77		0.823	20.948	6.385
19	0.0359	0.9116	27.86	10.97		0.653	26.414	8.051
20	0.032	0.8128	31.25	12.3		0.518	33.301	10.15
21	0.0285	0.7229	35.09	13.81		0.41	41.995	12.8
22	0.0253	0.6438	39.53	15.56		0.326	52.953	16.14
23	0.0226	0.5733	44.25	17.42		0.258	66.798	20.36
24	0.0201	0.5106	49.75	19.59		0.205	84.219	25.67
25	0.0179	0.4547	55.87	22		0.162	106.201	32.37
26	0.0159	0.4049	62.89	24.76		0.129	133.891	40.81
27	0.0142	0.3606	70.42	27.72		0.102	168.865	51.47
28	0.0126	0.3211	79.37	31.25		0.081	212.927	64.9
29	0.0113	0.2859	88.5	34.84		0.0642	268.471	81.83
30	0.01	0.2546	100	39.37		0.0509	338.583	103.2
31	0.0089	0.2268	112.36	44.24		0.0404	426.837	130.1
32	0.008	0.2019	125	49.21		0.032	538.386	164.1
33	0.0071	0.1798	140.85	55.45		0.0254	678.806	206.9
34	0.0063	0.1601	158.73	62.49		0.0201	833	260.9
35	0.0056	0.1426	178.57	70.3		0.016	1085.958	331
36	0.005	0.127	200	78.74		0.0127	1360.892	414.8
37	0.0045	0.1131	222.22	87.49		0.01	1680.118	512.1
38	0.004	0.1007	250	98.43		0.00797	2127.953	648.6
39	0.0035	0.08969	285.71	112.48		0.00632	2781.496	847.8
40	0.0031	0.07987	322.58	127		0.00501	3543.307	1080

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นำลวดทองแดงขนาดความยาวที่หาได้ไปพันรอบบ๊อบป็นกรอบตัวนี้ोटที่นำมาทำเป็นแกนของโซลินอยด์ ในโครงการนี้เลือกใช้นี้ोटที่มีขนาดความยาวเท่ากับ 3.2 เซนติเมตร(0.032 เมตร) และ มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับ 0.7 เซนติเมตร(0.007 เมตร) โดยความยาวของแกนของโซลินอยด์นั้น จะมีผลกับแรงที่เกิดในสนามแม่เหล็กและความหนาแน่นของสนามแม่เหล็ก และเส้นผ่านศูนย์กลางหรือขนาดพื้นที่หน้าตัดนั้นจะมีผลกับค่าความเหนี่ยวนำของโซลินอยด์ จึงต้องเลือกขนาดของแกนที่นำมาพัน โซลินอยด์ให้สัมพันธ์กับขนาดสนามแม่เหล็กที่ต้องการ โดยอาจเปลี่ยนแปลงขนาดต่างๆของแกนที่ใช้ในการพันโซลินอยด์ได้ แต่ต้องให้ได้โซลินอยด์ที่มีคุณสมบัติใกล้เคียงกัน จากการทดลองพันสามารถนำลวดทองแดงที่ยาว 80 เมตร มาพันรอบแกนที่กำหนดได้ทั้งหมด 2365 รอบ จะได้โซลินอยด์ลักษณะตามรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 โซลินอยด์ที่ใช้ในการสร้างชิ้นงาน

3.2.1.1 ค่าความเหนี่ยวนำของโซลินอยด์

นำโซลินอยด์ที่พันขึ้นมาไปทดสอบกับเครื่องวัดความเหนี่ยวนำ เพื่อหาค่าความเหนี่ยวนำ (Inductance,L)ของ โซลินอยด์ ได้เท่ากับ 211.216 มิลลิเฮนรี นำค่าความเหนี่ยวนำที่ได้ไปแทนลงในสมการความเหนี่ยวนำ(ผศ.ชัยณรงค์ วิเศษศักดิ์วิชัย,2545) ดังสมการที่(3.2)

$$L = \frac{\mu N^2}{l_c} S \quad (3.2)$$

เมื่อ L คือ ความเหนี่ยวนำ มีหน่วยเป็นเฮนรี(Henry,H) = 211.216 mH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการเชิงวิชาการเท่านั้น เมื่อผู้เผยแพร่หน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

μ คือ สภาพซึมได้สัมบูรณ์ (absolute permeability) ของวัตถุที่ใช้ทำแกนของ โซลินอยด์

N คือ จำนวนรอบของขดลวดที่พันรอบแกนของ โซลินอยด์ = 2365 รอบ

S คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน โซลินอยด์ = $\pi(0.007^2)\text{m}^2 = 1.539 \times 10^{-4} \text{m}^2$

l_c คือ ความยาวของแกน โซลินอยด์ = 0.032m

แทนค่าลงในสมการที่(3.2) จึงสามารถหาสภาพซึมได้สัมบูรณ์(absolute permeability, μ) ของวัตถุที่ใช้ทำแกนของ โซลินอยด์ได้ดังนี้

$$211.216 \times 10^{-3} = \frac{\mu(2365^2)(0.007^2 \pi)}{0.032}$$

$$\mu = 7.85 \times 10^{-6}$$

และจากความสัมพันธ์ตามสมการที่ (3.3)

$$\mu = \mu_0 \mu_r$$

(3.3)

เมื่อ μ คือ สภาพซึมได้สัมบูรณ์(Absolute permeability) = 7.85×10^{-6}

μ_r คือ ความซาบซึมสัมพัทธ์(Relative permeability)ของวัตถุที่ใช้ทำแกน โซลินอยด์

μ_0 คือ สภาพให้ซึมได้ของปริภูมิเสรี (Permeability constant) มีค่าเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7} \text{T} \cdot \text{m/A}$

เมื่อแทนค่าลงในสมการที่ (3.3) จะสามารถหาค่าความซาบซึมสัมพัทธ์ของวัตถุที่ใช้ทำแกน โซลินอยด์ได้ดังนี้

$$7.85 \times 10^{-6} = (4\pi \times 10^{-7} \text{T} \cdot \text{m/A})\mu_r$$

$$\mu_r = 6.247$$

ค่าความซาบซึมสัมพัทธ์(Relative permeability , μ_r)ของวัตถุที่ใช้ทำแกน โซลินอยด์ จะมีค่าเท่ากับ 6.247

3.2.1.2 ค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กของโซลินอยด์

หาค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กที่ปลายขั้วของโซลินอยด์สามารถหาได้จากสมการที่(3.4) (รศ.เฉลิมพล น้ำค้าง,2533)

$$B = \frac{\mu NI}{l_c} \quad (3.4)$$

เมื่อ B คือ ค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กมีหน่วยเป็นเทสลา(Tesla,T)

μ คือ สภาพซึมได้สัมบูรณ์(absolute permeability) ของวัสดุที่ใช้ทำแกนของโซลินอยด์

$$= 7.85 \times 10^{-6}$$

I คือ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวด = 0.185 แอมแปร์

N คือ จำนวนรอบของขดลวดที่พันรอบแกนของโซลินอยด์ = 2365 รอบ

l_c คือ ความยาวของแกนโซลินอยด์ = 0.032 เมตร

แทนค่าลงในสมการที่ (3.4) จากการทดลองเมื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้โซลินอยด์ขนาด 12 โวลต์ จึงสามารถหาค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กที่ขั้วของโซลินอยด์ได้ดังนี้

$$B = \frac{(4\pi \times 10^{-7})(2365)(0.185)}{0.032}$$

$$B = 0.017T$$

จะได้ว่าสนามแม่เหล็กที่บริเวณขั้วของโซลินอยด์มีขนาดเท่ากับ 0.017 เทสลา

จากกฎของไบโอท-ซาวาร์ตตามทฤษฎีที่กล่าวไว้ในบทที่2 (รศ.เฉลิมพล น้ำค้าง,2533) แสดงในสมการที่(3.5)

$$d\vec{H} = \frac{Id\vec{L} \times \hat{a}_R}{4\pi R^2} \quad (3.5)$$

เมื่อ $d\vec{H}$ คือ ความเข้มสนามแม่เหล็กเป็นเวกเตอร์ มีหน่วยเป็นแอมป์ต่อความยาวเส้นลวดไฟฟ้า 1 เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- \hat{a}_R คือ ยูนิตเวกเตอร์ทิศทางเริ่มจากจุดที่กระแสไฟฟ้าไหลผ่านไปยังจุดที่ต้องการหาค่าสนามแม่เหล็ก $d\vec{H}$
- $d\vec{L}$ คือ ระยะทางและทิศทางกระแสไฟฟ้าไหล
- R คือ ระยะทางจากจุดที่ $Id\vec{L}$ ผ่านกับจุดที่ต้องการหาค่า $d\vec{H}$

จากสมการที่(3.5) เมื่อนำมาเปรียบกับโครงการการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก ทำให้สามารถสรุปได้ว่า ระยะห่างระหว่างโซลินอยด์กับแม่เหล็กถาวรที่ติดกับวัตถุนั้นมีผลกับ ความเข้มของสนามแม่เหล็ก(\vec{H}) โดยความเข้มของสนามแม่เหล็กจะแปรผกผันกับระยะห่างระหว่างโซลินอยด์กับแม่เหล็กถาวร

$$\vec{B} = \mu\vec{H}$$

(3.6)

- เมื่อ \vec{B} คือ ค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก
- \vec{H} คือ ความเข้มสนามแม่เหล็ก
- μ คือ สภาพซึมได้สัมบูรณ์(Absolute permeability)ของแกน โซลินอยด์

และจากสมการความสัมพันธ์ที่(3.6) ทำให้ทราบว่าเมื่อระยะทางมีผลกับความเข้มของสนามแม่เหล็ก(\vec{H}) จะมีผลกับความหนาแน่นของสนามแม่เหล็ก(\vec{B})ด้วยโดยจะแปรผกผันกัน

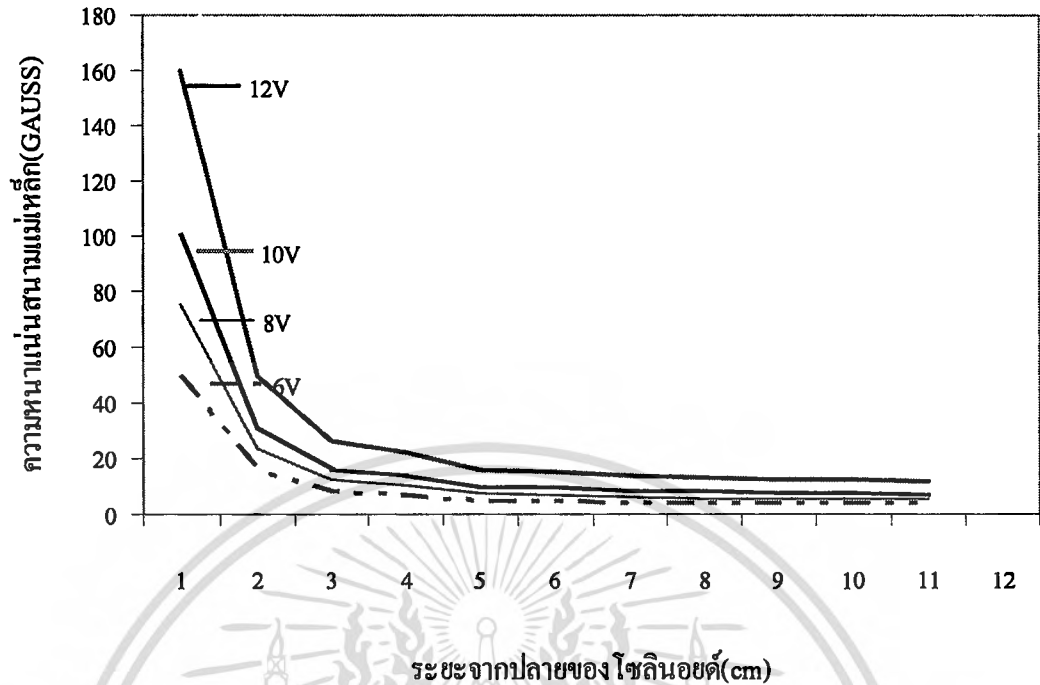
จากการนำไปทดสอบด้วยเครื่องวัดค่าสนามแม่เหล็ก(Gauss meter) ทดสอบได้ว่าระยะห่างจากจุดปลายของโซลินอยด์ที่ระยะต่างๆ สัมพันธ์กับค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก ที่แรงดันตกคร่อม โซลินอยด์ค่าต่างๆ แสดงดังตารางที่3.3

ตารางที่ 3.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างจากปลายของโซลินอยด์ที่ระยะต่างๆกับค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กที่วัดได้ ที่แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโซลินอยด์ค่าต่างๆ

ระยะห่างจากปลาย ของ โซลินอยด์(cm)	ค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก(Gauss)			
	6V	8V	10V	12V
0	50	75	100	160
1	15.6	23.5	31	50
2	8.1	12.1	16	26
3	6.9	10.3	14	22
4	5	7.5	10	16
5	4.7	7	9.5	15
6	4.2	6.1	8.5	13.5
7	4	5.8	8	13
8	3.9	5.7	7.5	12.5
9	3.8	5.6	7.3	12.1
10	3.8	5.6	7.1	12

เมื่อ $1\text{GAUSS} = 10^{-4}\text{TESLA}$

นำความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างจากปลายของโซลินอยด์ที่ระยะต่างๆกับค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กที่วัดได้ และแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมโซลินอยด์จากตารางที่ 3.3 มาแสดงเป็นกราฟความสัมพันธ์ในรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างระยะห่างจากปลายของโซลินอยด์กับสนามแม่เหล็ก

จากข้อมูลจากกราฟในรูปที่ 3.12 แสดงให้เห็นว่าระยะห่างจากแหล่งกำเนิดสนามแม่เหล็กในที่นี้คือ โซลินอยด์ โดยวัดจากส่วนปลายของโซลินอยด์ จะแปรผกผันกับความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก (Magnetic flux density, B) โดยในช่วงแรกเมื่อวัดความหนาแน่นสนามแม่เหล็กเมื่อเพิ่มระยะห่างออกค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กจะลดลงอย่างรวดเร็วจนกระทั่งถึงระยะห่างค่าหนึ่งค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กก็จะลดลงที่ละนิดจนกระทั่งคงที่ และค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กก็จะแปรผันตรงกับแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม โซลินอยด์ด้วย คือเมื่อจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่มีค่ามากขึ้นให้กับ โซลินอยด์ โซลินอยด์ก็จะสร้างสนามแม่เหล็กที่มีความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงขึ้นด้วย

จากสมการแรงแม่เหล็กบนส่วนย่อยของกระแส(Magnetic Force on a Current Element) ดังสมการที่ (3.7) (ผศ.วีระศักดิ์ ชอมขุนทด,2548)

$$F = Il_c B \quad (3.7)$$

- เมื่อ F คือ แรงในสนามแม่เหล็ก มีหน่วยเป็นนิวตัน(Newton,N)
 I คือ กระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดลวด โซลินอยด์มีหน่วยเป็นแอมแปร์(Ampere,Amp)
 l_c คือ ความยาวของแกน โซลินอยด์ มีหน่วยเป็นเมตร(Meter,m)
 B คือ ค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก มีหน่วยเป็นเทสลา(Tesla,T)

จากสมการจะแสดงให้เห็นว่า แรงในสนามแม่เหล็ก จะแปรผันตรงกับความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก(B) และกระแสที่ไหลผ่านขดลวด โซลินอยด์(I) แสดงว่าแรงในสนามแม่เหล็กจะแปรผกผันกับระยะห่างจากจุดกำเนิดสนามแม่เหล็กด้วย กล่าวคือ เมื่อวัดแรงแม่เหล็กที่ระยะห่างจากโซลินอยด์มากเท่าไร แรงแม่เหล็กจะยิ่งมีค่าน้อยลง

3.3 โครงสร้างและส่วนประกอบอื่นๆ ของชิ้นงาน

ส่วนประกอบอื่นๆของชิ้นงาน ประกอบด้วย

3.3.1 แม่เหล็กถาวร

แม่เหล็กถาวรที่ใช้ติดกับวัตถุที่ต้องการควบคุมให้ลอยอยู่ในสนามแม่เหล็ก โดยเลือกใช้แม่เหล็กถาวรแรงสูง (Neodymium magnet) ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 3/8 นิ้ว และหนา 1/4 นิ้ว ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 แม่เหล็กถาวรที่ใช้ติดกับวัตถุที่ต้องการให้ลอย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยแม่เหล็กถาวรที่เลือกมาใช้ในโครงการ วัดค่าความหนาแน่นสนามแม่(B)เหล็กที่บริเวณ ขั้วแม่เหล็กได้เท่ากับ 0.15 เทสลา

สาเหตุที่ต้องติดแม่เหล็กถาวรกับวัตถุทดลองเพราะ จากการออกแบบระบบจะทำการกลับขั้ว ของโซลินอยด์ โซลินอยด์จะเป็นขั้วบวกและขั้วลบสลับกันไปในด้านที่หันเข้าหาแม่เหล็กถาวร โดยหันขั้วแม่เหล็กด้านใดด้านหนึ่งของแม่เหล็กถาวรเข้าหาโซลินอยด์ เพื่อให้โซลินอยด์กับ แม่เหล็กถาวรดูดและผลักกันสลับกันไป แต่ถ้าไม่ติดแม่เหล็กถาวรเข้าไปก็จะทำให้โซลินอยด์นั้น คลุกวัตถุทดลองเวลา

3.3.2 วัตถุที่นำมาใช้ในการทดลอง

วัตถุที่นำมาใช้ในการทดลองคือวัตถุที่นำมาติดเข้ากับแม่เหล็กถาวร เพื่อให้ระบบควบคุม สร้างสนามแม่เหล็กให้วัตถุขึ้นนี้ลอย เลือกใช้น้ำที่มีมวล 6.8 กรัม และแม่เหล็กถาวรที่ติดอยู่กับ วัตถุมีมวล 2.8 กรัม เพราะฉะนั้น

$$\text{มวลรวมทั้งหมด} = \text{มวลของวัตถุทดสอบ} + \text{มวลของแม่เหล็ก}$$

$$\text{มวลรวมทั้งหมด} = 6.8 + 2.8 \text{ กรัม}$$

$$= 9.6 \text{ กรัม} = 9.6 \times 10^{-3} \text{ กิโลกรัม}$$

จากกฎของแรงโน้มถ่วง

$$W = mg$$

เมื่อ W คือ น้ำหนักของ วัตถุมีหน่วยเป็นนิวตัน(Newton,N)

m คือ มวลของวัตถุทดลอง = 9.6×10^{-3} กิโลกรัม

g คือ ค่าความโน้มถ่วงบนโลก = 9.81เมตร/วินาที²

แทนค่าลงในสมการแรงโน้มถ่วง

$$W = (9.6 \times 10^{-3} \text{ kg})(9.81 \text{ m/s}^2)$$

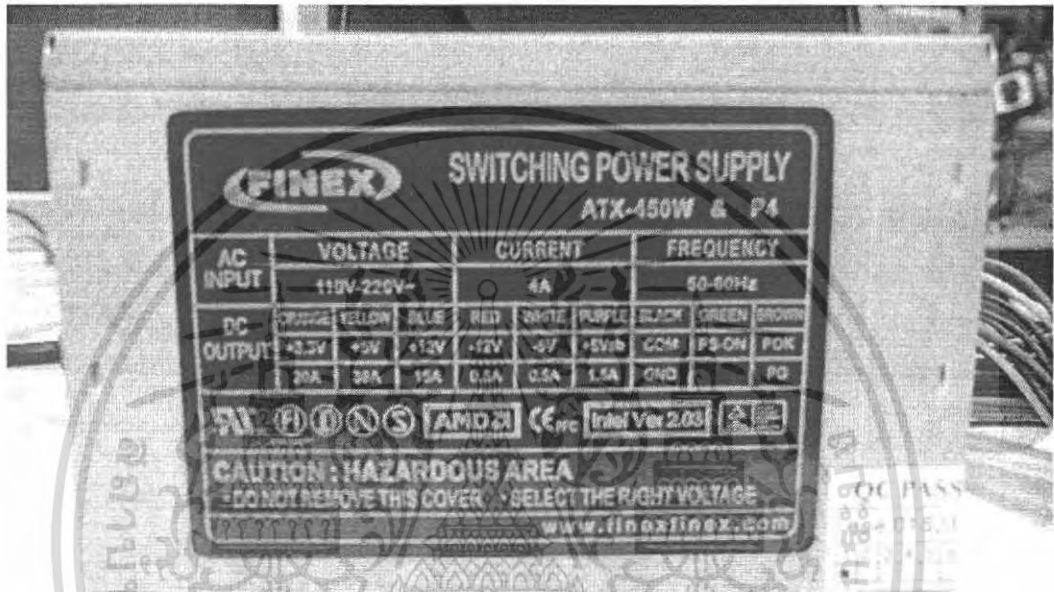
$$W = 0.094 \text{ N}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วัตถุทั้งหมดจะมีน้ำหนักเท่ากับ 0.094 นิวตัน เพราะฉะนั้นแรงที่เกิดจากสนามแม่เหล็กของโซลินอยด์จะเท่ากับ 0.094 นิวตัน

3.3.3 แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าให้กับชิ้นงาน

แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่จ่ายให้กับชิ้นงาน โครงการชิ้นนี้เลือกใช้สวิตซ์พาวเวอร์ซัพพลายขนาด 12 โวลต์ โดยเป็นพาวเวอร์ซัพพลายที่ใช้กับเครื่องคอมพิวเตอร์ตั้งโต๊ะทั่วไป ดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 แหล่งจ่ายแรงดันที่ใช้กับชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

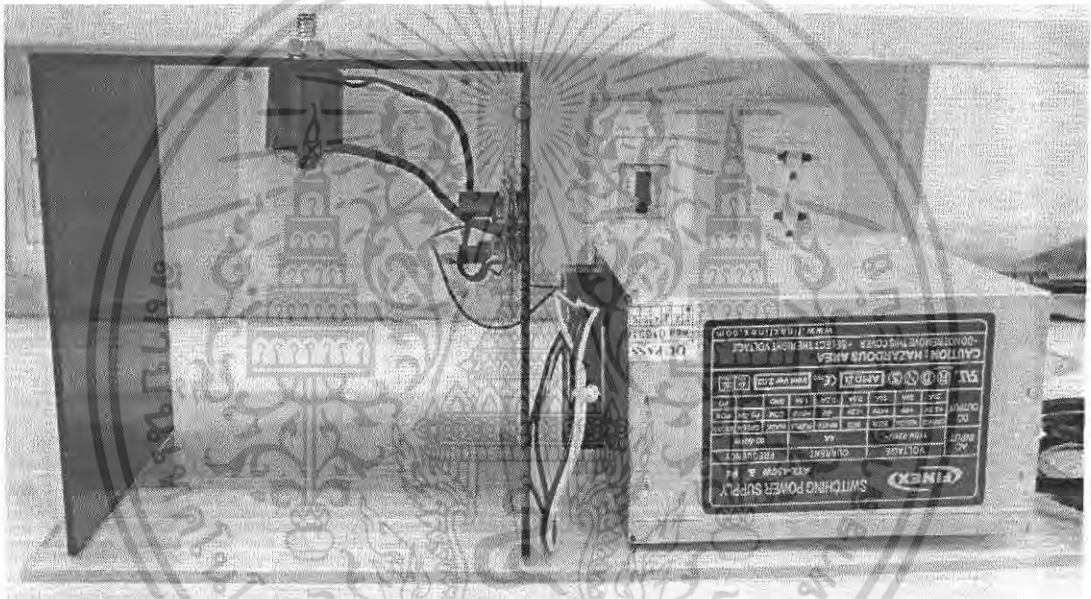
บทที่ 4

ผลการทดลอง

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการทดลอง การทำงานของระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก โดยมีรายละเอียดดังนี้

4.1 ลักษณะของชิ้นงานที่สร้าง

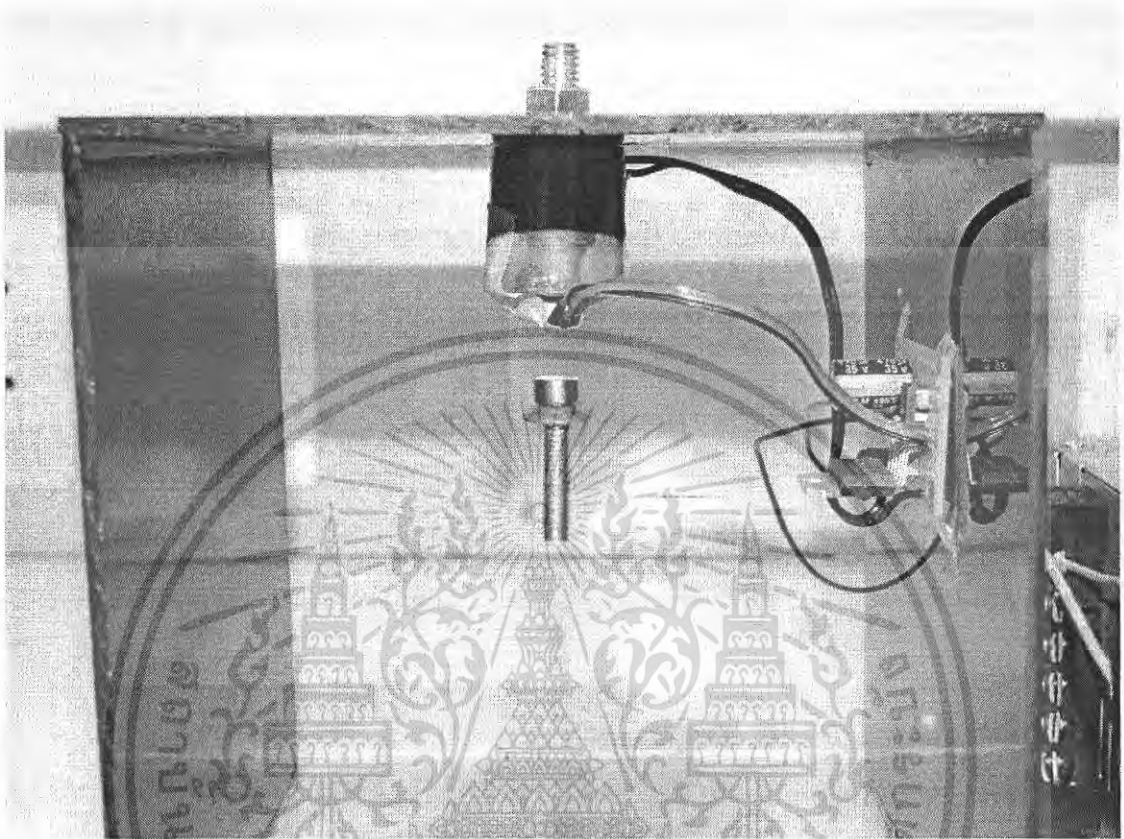
ชิ้นงานระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็กมีลักษณะดังรูปที่ 4.1



รูปที่ 4.1 ชิ้นงานระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

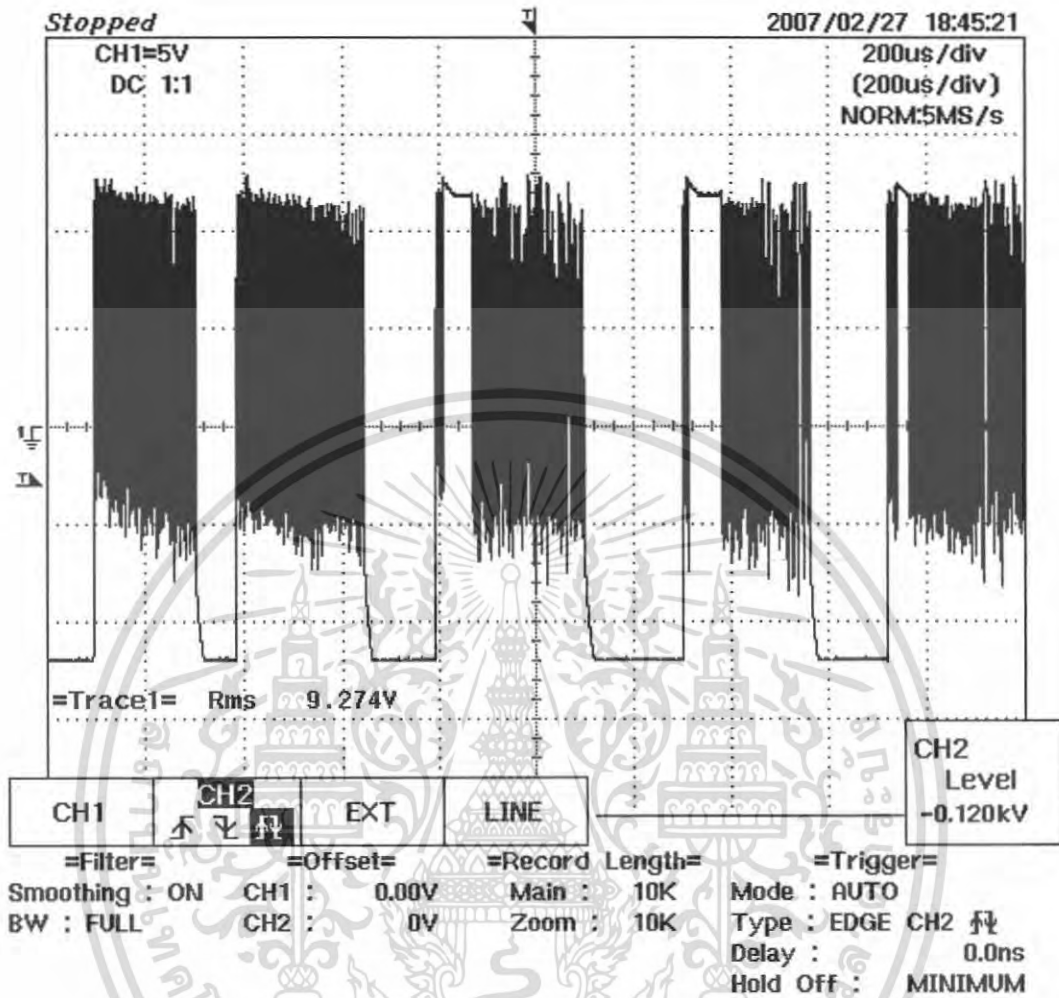
4.2 ผลการทำงานของระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก มีผลการทำงานให้เห็นตามรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ผลการทำงานของระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยใช้สโตนวอตช์แรงดันตกคร่อมโซลีนอยด์ได้ตามรูปที่ 4.3



รูปที่ 4.3 รูปกราฟการวัดแรงดันตกคร่อมที่โซลีนอยด์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

5.1 สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก ระบบสามารถทำให้วัตถุลอยตัวอยู่ในสนามแม่เหล็กได้ แต่เมื่อเปิดเครื่องทิ้งไว้ระยะเวลาหนึ่งระบบจะไม่สามารถควบคุมวัตถุให้ลอยอยู่ได้ เห็นได้จากเมื่อเปิดเครื่องทิ้งไว้เป็นเวลานาน โขลินอยด์จะควัดตัวขึ้นไปติดอยู่ที่ตัวโซลินอยด์ หรือในอีกกรณีคือ เมื่อเปิดเครื่องทิ้งไว้ระยะเวลาหนึ่ง เมื่อทดลองนำวัตถุมาใส่ที่ตำแหน่งที่วัตถุจะสามารถลอยตัวอยู่ได้ จะพบว่าระยะห่างระหว่างโซลินอยด์และวัตถุนั้นแคบลงจากเดิม สุดท้ายระบบจะไม่สามารถควบคุมวัตถุให้ลอยอยู่ในสนามแม่เหล็กได้ และเมื่อระบบทำงานอยู่หากได้รับการสั่นสะเทือนเพียงเล็กน้อยจะทำให้วัตถุหลุดออกจากตำแหน่งสมดุลและร่วงลงมา

5.2 ปัญหาที่พบและแนวทางการแก้ไข

ปัญหาที่พบคือ เมื่อระบบเริ่มทำงานไปได้ระยะหนึ่ง จะไม่สามารถควบคุมให้วัตถุลอยตัวอยู่ในอากาศได้และถูกดูดติดขึ้นไปที่โซลินอยด์ สาเหตุเกิดจากเมื่อมีการจ่ายกระแสไฟฟ้าให้กับโซลินอยด์ไปได้ระยะหนึ่ง โซลินอยด์จะเกิดความร้อนขึ้น โดยจะสูญเสียพลังงานไฟฟ้าไปในรูปของความร้อน ทำให้กระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโซลินอยด์ไม่คงที่ระบบควบคุมจึงเกิดความผิดพลาดมากขึ้น ทำให้ระยะห่างระหว่างโซลินอยด์และวัตถุแคบขึ้น และสุดท้ายวัตถุก็จะถูกดูดติดขึ้นไปที่โซลินอยด์ เนื่องจากว่าระบบควบคุมมีการป้อนกลับค่าความเข้มสนามแม่เหล็กที่วัดได้เพียงอย่างเดียว ไม่มีการป้อนกลับค่ากระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโซลินอยด์โดยตรง ระบบจึงเกิดความผิดพลาดขึ้นได้ง่าย การแก้ไขคือ ทำการเพิ่มระบบการป้อนกลับกระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้โซลินอยด์ด้วย เพื่อระบบจะได้ทำการควบคุมการทำงานจากค่ากระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับโซลินอยด์โดยตรง คือติดตั้งอุปกรณ์วัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลเข้าสู่โซลินอยด์และส่งค่ามายังระบบควบคุมเพื่อทำการคำนวณหาสัญญาณควบคุมที่เหมาะสมเพื่อไปควบคุมการทำงานของระบบ ทำให้ระบบมีค่าความผิดพลาดน้อยลง

ปัญหาต่อมาที่พบคือ ระบบมีช่วงที่สามารถทำงานได้หรือช่วงสมดุลแคบ กล่าวคือช่วงตำแหน่งที่วัตถุจะสามารถลอยอยู่ได้มีระยะที่แคบ ในการทดลองแต่ละครั้งจะต้องเลื่อนตำแหน่งของวัตถุอย่างช้าๆ เพื่อหาตำแหน่งสมดุลที่วัตถุจะสามารถลอยอยู่ในอากาศได้ เกิดจากช่วงระยะสมดุลของระบบนั้นมีช่วงที่แคบ การแก้ปัญหาคือการเพิ่ม การควบคุมแบบไอ(I) จากเดิมที่เป็นระบบควบคุมแบบพี(P)เพียงอย่างเดียวให้กลายเป็นระบบควบคุมแบบพีไอ(PI) เพิ่มระบบควบคุมแบบดี(D) ให้กลายเป็น(PD) หรือเพิ่มทั้งสองแบบกลายเป็นระบบควบคุมแบบพีไอดี(PID) เพราะระบบการควบคุมแบบพีเป็นระบบควบคุมที่สร้างได้ง่ายและไม่ซับซ้อน แต่ระบบควบคุมแบบพีช่วยลด

ค่าความผิดพลาดของระบบเพียงอย่างเดียวและก็ไม่สามารถลดค่าความผิดพลาดของระบบลงได้จนถึงศูนย์ แต่การเพิ่มระบบควบคุมแบบโอเข้าจะไปจะช่วยให้ระบบกำจัดค่าความผิดพลาดได้ลดลงจนถึงศูนย์ที่สถานะคงที่ และถ้าเพิ่มระบบควบคุมแบบดีเข้าไปจะช่วยให้ระบบมีเสถียรภาพและช่วยลดระยะเวลาในการเข้าสู่สถานะคงที่ของระบบ ก็จะช่วยให้ระบบมีเสถียรภาพมากขึ้น ค่าความผิดพลาดน้อยลง และ ทำงานได้เร็วขึ้น ช่วงที่วัตถุจะสามารถลอยอยู่ได้ก็จะกว้างขึ้น และจะช่วยให้เมื่อเกิดการสั่นสะเทือนที่ไม่รุนแรงมากนักระบบควบคุมจะสามารถรักษาสมดุลให้วัตถุยังคงลอยอยู่ในอากาศได้

และสัญญาณป้อนกลับจากอุปกรณ์ตรวจวัดค่าสนามแม่เหล็กนั้น มีการกระเพื่อม(Ripple)ที่ค่อนข้างสูง ทำให้ระบบมีออสซิลเลชันสูง แนวทางในการแก้ไขคือ การเพิ่มตัวชดเชย(Compensator) เข้าไปในระบบ เพื่อให้ระบบมีความเสถียรมากขึ้น และทำให้ระบบทำงานเร็วขึ้นด้วย

5.3 ข้อเสนอแนะและแนวทางการค้นคว้าวิจัย

ระบบควบคุมอัตโนมัติมีอยู่หลายรูปแบบ ควรทดลองนำระบบควบคุมแบบอื่นๆมาใช้ และลองใช้อุปกรณ์อื่นๆมาใช้ในการพัฒนาระบบควบคุมการลอยตัวของวัตถุในสนามแม่เหล็ก เช่น อาจจะใช้การประมวลผลด้วยคอมพิวเตอร์ ซึ่งอาจจะมีราคาแพงแต่ก็มีประสิทธิภาพสูง มีความแม่นยำในการทำงานสูงและสามารถนำไปเชื่อมต่อกับชิ้นงานขนาดใหญ่ขึ้นได้ง่าย และยังสามารถใช้งานได้สะดวก ทำให้สามารถเพิ่มขีดความสามารถในการค้นคว้าวิจัย และพัฒนาเพื่อนำไปใช้ในงานควบคุมระดับสูงๆได้เช่นใน โรงงานอุตสาหกรรม

เอกสารอ้างอิง

- [1] รศ.เจลิมพด น้ำค้าง. “คลื่นและสนามแม่เหล็กไฟฟ้า.” พิมพ์ครั้งที่ 3. ศูนย์สื่อเสริมกรุงเทพ. 2533.
- [2] รศ.ดร.ฟุ่ศักดิ์ ชิวสุวิทย์. “ระบบควบคุมป้อนกลับ.” พิมพ์ครั้งที่ 1. คณะวิศวกรรมศาสตร์, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง. 2520.
- [3] ผศ.วีระศักดิ์ ชอมขุนทด. “แม่เหล็กไฟฟ้า.” พิมพ์ครั้งที่ 1. สำนักพิมพ์แห่งจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย. 2548
- [4] ผศ.ชัยณรงค์ วิเศษศักดิ์วิชัย. “สนามไฟฟ้าและสนามแม่เหล็ก.” พิมพ์ครั้งที่ 1. สำนักพิมพ์ ส.ส.ท. 2545
- [5] Carlos A.Smith,Ph.D.,P.E and Armando B.Corripio,Ph.D.,P.E. “**Principle and practice of Automatic Process Control.**” John Wiley & Sons,Sons,Inc. 1997
- [6] R.Clarke. “**The field in a solenoid.**” [online]. Available : www.ee.surrey.ac.uk/workshop/advice/coils/air_coils.html. 2006
- [7] วิวัฒน์ ยั้งดี. “**Electromagnetic Theory.**” [online]. Available : <http://vdo.kku.ac.th/mediacenter/mediacenter-uploads/libs/html/1252/Content.htm>. 2545




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

เอกสารคู่มืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

ก.1 เอกสารคู่มือการใช้งาน MIC502

ไอซี MIC502 เป็นอุปกรณ์สร้างสัญญาณพัลส์ มีรายละเอียดต่างๆดังนี้



MIC502

Fan Management IC

Advance Information

General Description

The MIC502 is a thermal and fan management IC which supports the features for NLX/ATX power supplies and other control applications.

Fan speed is determined by an external temperature sensor, typically a thermistor-resistor divider, and (optionally) a second signal, such as the NLX "FanIC" signal. The MIC502 produces a low-frequency pulse-width modulated output for driving an external motor drive transistor. Low-frequency PWM speed control allows operation of standard brushless dc fans at low duty cycle for reduced acoustic noise and permits the use of a very small power transistor. The PWM time base is determined by an external capacitor.

An open-collector overtemperature fault output is asserted if the primary control input is driven above the normal control range.

The MIC502 features a low-power sleep mode with a user-determined threshold. Sleep mode completely turns off the fan and occurs when the system is asleep or off (both control inputs very low). A complete shutdown or reset can also be initiated by external circuitry as desired.

The MIC502 is available as 8-pin plastic DIP and SOIC packages in the -40°C to $+85^{\circ}\text{C}$ industrial temperature range.

Features

- Temperature-proportional fan speed control
- Low-cost, efficient PWM fan drive
- 4.5V to 13.2V IC supply range
- Controls any voltage fan
- Overtemperature detection with fault output
- Integrated fan startup timer
- Automatic user specified sleep mode
- Supports low-cost NTC/PTC thermistors
- 8-pin DIP and SOIC packages

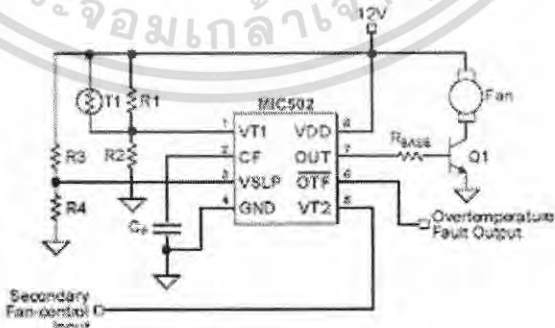
Applications

- NLX and ATX power supplies
- Personal computers
- File servers
- Telecom and networking hardware
- Printers, copiers, and office equipment
- Instrumentation
- Uninterruptible power supplies
- Power amplifiers

Ordering Information

Part Number	Temperature Range	Package
MIC502BN	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	8-pin Plastic DIP
MIC502BM	-40°C to $+85^{\circ}\text{C}$	8-pin SOIC

Typical Application



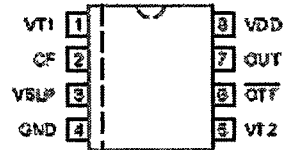
May 1999

163

MIC502

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Pin Configuration



8-Pin SOIC (M)

8-Pin DIP (N)

Pin Description

Pin Number	Pin Name	Pin Function
1	VT1	Thermistor 1 (input): Analog input of approximately 25% to 75% of V_{DD} produces active duty cycle of 0% to 100% at driver output (OUT). Connected to external thermistor network (or other temperature sensor). Full for shutdown.
2	CF	PWM Timing Capacitor (External Component): Positive terminal for the PWM triangle-wave generator timing capacitor. The recommended C_p is 0.1 μ F for 30-Hz PWM operation.
3	VSLP	Sleep Threshold (input): The voltage on this pin is compared to V_{T1} and V_{T2} . When $V_{T1} < V_{SLP}$ and $V_{T2} < V_{SLP}$ the MIC502 enters sleep mode until V_{T1} or V_{T2} rises above V_{WAKE} . ($V_{WAKE} = V_{SLP} + V_{HYS}$). Grounding VSLP disables the sleep-mode function.
4	GND	Ground
5	VT2	Thermistor 2 (input): Analog input of approximately 25% to 75% of V_{DD} produces active duty cycle of 0% to 100% at driver output (OUT). Connected to motherboard fan control signal or second temperature sensor.
6	OTF	Overtemperature Fault (Output): Open-collector output (active low), indicates overtemperature fault condition ($V_{T1} > V_{OT}$) when active.
7	OUT	Driver Output: Asymmetrical-drive active-high complementary PWM output. Typically connect to base of external NPN motor control transistor.
8	VDD	Power Supply (input): IC supply input, may be independent of fan power supply.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MIC502

Micrel

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

Supply Voltage (V_{DD})	-14V
Output Sink Current ($I_{OUT(SINK)}$)	10mA
Output Source Current ($I_{OUT(SOURCE)}$)	25mA
Input Voltage (any pin)	-0.3V to $V_{DD} + 0.3V$
Junction Temperature (T_J)	+125°C
Storage Temperature (T_A)	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 5 sec)	250°C

ESD, Note 3

Operating Ratings (Note 2)

Supply Voltage (V_{DD})	-4.5V to +13.2V
Sleep Voltage (V_{SLP})	GND to V_{DD}
Temperature Range (T_A)	-40°C to +85°C
Power Dissipation at 25°C	
SOIC	800mW
DIP	740mW
Derating Factors	
SOIC	8.3mW/°C
Plastic DIP	7.7mW/°C

Electrical Characteristics4.5V $\leq V_{DD} \leq 13.2V$, Note 4; $T_A = 25^\circ\text{C}$, hold values in state -40°C $\leq T_A \leq +85^\circ\text{C}$, unless noted

Symbol	Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Units
I_{DD}	Supply Current, Operating	VSLP = grounded, OTF, OUT = open, $C_F = 0.1\mu\text{F}$, $V_{T1} = V_{T2} = 0.7V_{DD}$		0.5	1.2	mA
$I_{DD(SLEEP)}$	Supply Current, Sleep	VT1 = grounded, VSLP, OTF, OUT = open, $C_F = 0.1\mu\text{F}$		240	400	μA
Driver Output						
t_R	Output Rise Time, Note 5	$I_{OH} = 10\text{mA}$		TBD	50	μs
t_F	Output Fall Time, Note 5	$I_{OL} = 10\text{mA}$		TBD	50	μs
I_{OL}	Output Sink Current	$V_{OUT} = 0.5V$	0.8			mA
I_{OH}	Output Source Current	4.5V $\leq V_{DD} \leq 5.5V$, $V_{OUT} = 2.4V$	10			mA
		10.8V $\leq V_{DD} \leq 13.2V$, $V_{OUT} = 3.2V$	10			mA
I_{OS}	Sleep-Mode Output Leakage	$V_{OUT} = 0V$		1		μA
Thermistor and Sleep Inputs						
$V_{ON(MAX)}$	100% PWM Duty Cycle Input Voltage		0.7	70	73	% V_{DD}
$V_{ON(MIN)}$	$V_{ON(MIN)} = V_{ON(MAX)}$		3.7	40	43	% V_{DD}
V_{HYS}	Sleep Comparator Hysteresis		8	11	14	% V_{DD}
V_{IL}	VT1 Shutdown Threshold				0.7	V
V_{IH}	VT1 Startup Threshold		1.1			V
V_{OT}	VT1 Overtemperature Fault Threshold	Note 6	74	77	80	% V_{DD}
$I_{VT, I_{VSLP}}$	VT1, VT2, VSLP Input Current		-2.5		1	μA
t_{RESET}	Reset Setup Time	minimum time $V_{T1} < V_{IL}$ to guarantee reset, Note 5	30			μs
Oscillator						
f	Oscillator Frequency, Note 7	4.5V $\leq V_{DD} \leq 5.5V$, $C_F > 0.1\mu\text{F}$	24	27	30	Hz
		10.8V $\leq V_{DD} \leq 13.2V$, $C_F = 0.1\mu\text{F}$	27	30	33	Hz
$f_{MIN} - f_{MAX}$	Oscillator Frequency Range	Note 7	15		50	Hz
$t_{STARTUP}$	Startup Interval			64%		s

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MIC502

MicroJ

Symbol	Parameter	Condition	Min	Typ	Max	Units
Overtemperature Fault Output						
V_{OL}	Active (Low) Output Voltage	$I_{OL} = 2\text{mA}$			0.3	V
I_{OH}	Off-State Leakage	$V_{OUT} = V_{DD}$		1		μA

- Note 1. Exceeding the absolute maximum rating may damage the device.
- Note 2. The device is not guaranteed to function outside its operating rating.
- Note 3. Devices are ESD sensitive. Handling precautions recommended.
- Note 4. Part is functional over the V_{DD} range; however, it is characterized for operation at 4.5V $\leq V_{DD} \leq 5.5\text{V}$ and 12.0V $\leq V_{DD} \leq 13.2\text{V}$ ranges. These ranges correspond to nominal V_{DD} of 5V and 12V, respectively.
- Note 5. Guaranteed by design.
- Note 6. V_{OL} is guaranteed by design to always be higher than V_{FPMIN} .
- Note 7. Logic time base and PWM frequency. For other values of C_p , $f(\text{Hz}) = 30 \times \frac{0.1\mu\text{F}}{C}$, where C is nF.

Timing Diagrams

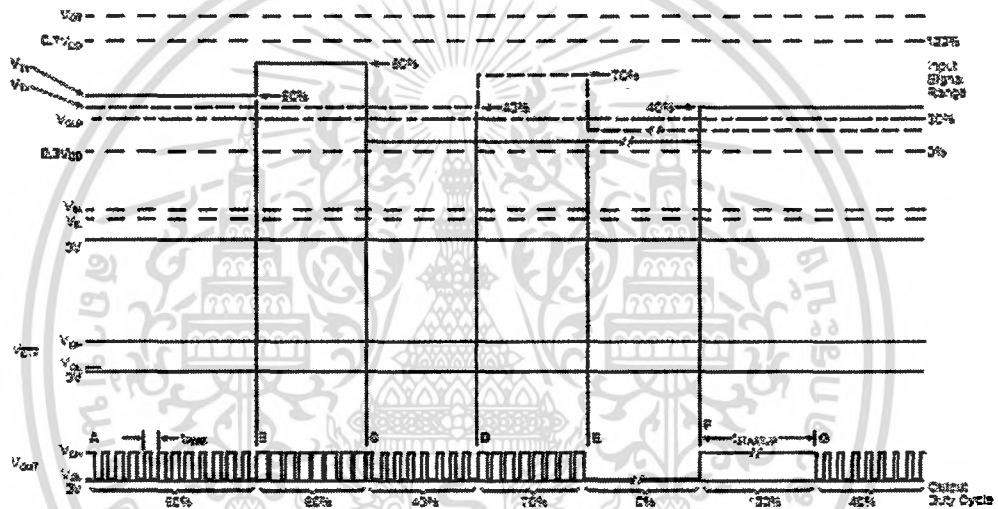


Figure 1. Typical System Behavior

- Note A. Output duty-cycle is initially determined by V_{t1} , as it is greater than V_{t2} .
- Note B. PWM duty-cycle follows V_{t1} as it increases.
- Note C. V_{t1} drops below V_{t2} , V_{t2} now determines the output duty-cycle.
- Note D. The PWM duty-cycle follows V_{t2} as it increases.
- Note E. Both V_{t1} and V_{t2} decrease below V_{SLP} due to V_{DD} . The device enters sleep mode.
- Note F. The PWM wakes up because one of the control inputs (V_{t1} in this case) has risen above V_{WAKE} . The startup timer is triggered, forcing OUT high for 24 clock periods. ($V_{WAKE} = V_{SLP} + V_{WAKE}$. See "Electrical Characteristics.")
- Note G. Following the startup interval, the PWM duty-cycle is the higher of V_{t1} and V_{t2} .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

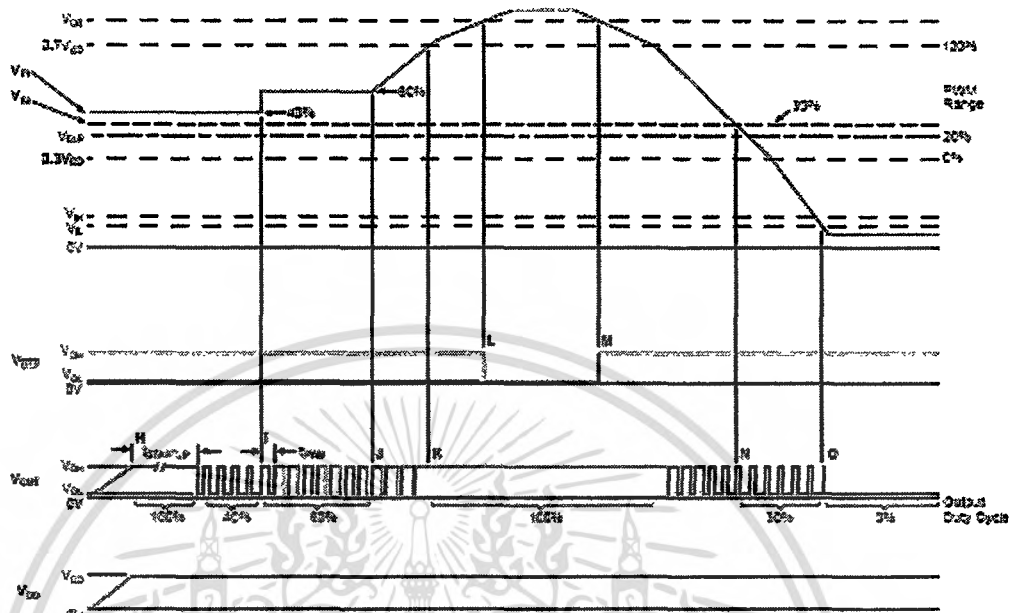


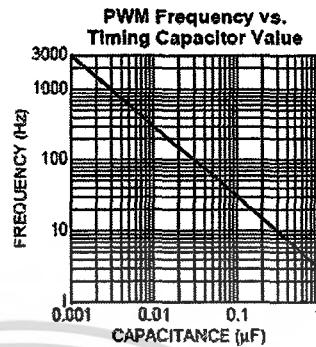
Figure 2. MIC692 Typical Power-Up System Behavior

- Note H. At power-on, the startup timer forces O_{UT} on for 64 PWM cycles of the internal reference (V_{REF}). This insures that the fan will start from a dead stop.
- Note I. The PWM duty-cycle follows the higher of V_{T1} and V_{T2} in the case, V_{T1} .
- Note J. The PWM duty-cycle follows V_{T1} as it increases.
- Note K. PWM duty-cycle is 100% (O_{UT} constantly on) anytime $V_{T1} > V_{Vmax}$.
- Note L. O_{CTP} is asserted anytime $V_{T1} = V_{OCT}$. (The fan continues to run at 100% duty-cycle.)
- Note M. O_{CTP} is deasserted when V_{T1} falls below V_{OCT} ; duty-cycle once again follows V_{T1} .
- Note N. Duty-cycle follows V_{T2} until $V_{T1} < V_{T2}$, at which time V_{T2} becomes the controlling input signal. Note that V_{T1} is below V_{min} but above V_{cp} so normal operation continues. (Both V_{T1} and V_{T2} must be below V_{cp} to achieve sleep mode.)
- Note O. All functions cease when $V_{T1} < V_{min}$; this occurs regardless of the state of V_{T2} .

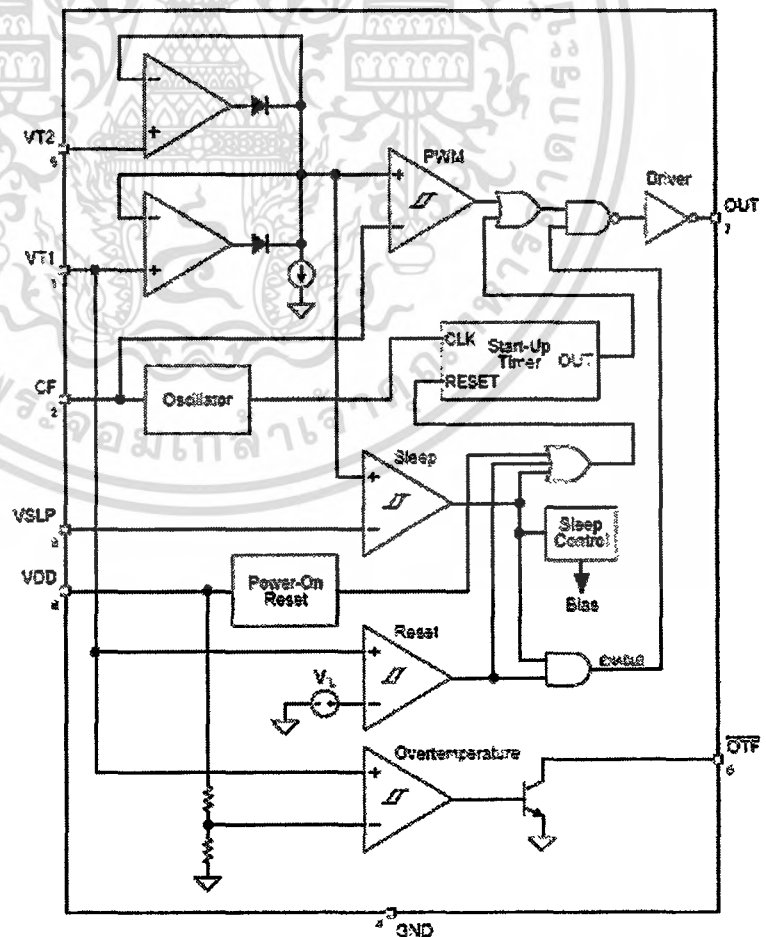
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MIC502

Typical Characteristics



Functional Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Description

Oscillator

A capacitor connected to CF determines the frequency of the internal time base which drives the state-machine logic and determines the PWM frequency. This operating frequency will be typically 30Hz to 60Hz. ($C_F = 0.1\mu F$ for 30Hz.)

Pulse-Width Modulator

A triangle-wave generator and threshold detector comprise the internal pulse-width modulator (PWMA). The PWM's output duty-cycle is determined by the higher of V_{T1} or V_{T2} . A typical voltage range of 30% to 70% of V_{DD} applied to the VT1 and VT2 pins corresponds to 0% to 100% duty-cycle. Since at least one of the control voltage inputs is generally from a thermistor-resistor divider connected to V_{DD} , the PWM output duty cycle will not be affected by changes in the supply voltage.

Driver Output

OUT is a complementary push-pull digital output with asymmetric drive (approximately 10mA source, 1mA sink—see "Electrical Characteristics"). It is optimized for directly driving an NPN transistor switch on the fan's ground-return. See "Applications Information" for circuit details.

Shutdown/Reset

Internal circuitry automatically performs a reset of the MIC502 when power is applied. The MIC502 may be shut down at any time by forcing V_{T1} below its V_{IL} threshold. This is typically accomplished by connecting the VT1 pin to open-drain or open-collector logic and results in an immediate and asynchronous shutdown of the MIC502. The OUT and /OTF pins will float while V_{T1} is below V_{IL} .

If V_{T1} then rises above V_{IH} , a device reset occurs. Reset is equivalent to a power-up condition: the state of /OTF is cleared, a startup interval is triggered, and normal fan operation begins.

Startup Interval

Any time the fan is started from the off state (power on or coming out of sleep mode or shutdown mode), the PWM output is automatically forced high for a startup interval of $64 \times t_{PWM}$. Once the startup interval is complete, PWM operation will commence and the duty-cycle of the output will be determined by the higher of V_{T1} or V_{T2} .

Overtemperature Fault Output

/OTF is an active-low, open-collector logic output. An over-temperature condition will cause /OTF to be asserted. An overtemperature condition is determined by V_{T1} exceeding the normal operating range of 30% to 70% of V_{DD} by > 7% of V_{DD} . Note that V_{OT} is guaranteed by design to always be higher than $V_{PWM(max)}$.

Sleep Mode

When V_{T1} and V_{T2} fall below V_{SLP} , the system is deemed capable of operating without fan cooling and the MIC502 enters sleep mode and discontinues fan operation. The threshold where the MIC502 enters sleep mode is determined by V_{SLP} . Connecting the VSLP pin to ground disables sleep mode.

Once in sleep mode, all device functions cease /OTF inactive, PWM output off unless V_{T1} or V_{T2} rise above V_{WAKE} . ($V_{WAKE} = V_{SLP} + V_{HYST}$) V_{HYST} is a fixed amount of hysteresis added to the sleep comparator which prevents erratic operation around the V_{SLP} operating point. The result is stable and predictable thermostat action: whenever possible the fans shut down to reduce energy consumption and acoustic noise, but will always be activated if the system temperature rises.

If the device powers-up or exits its reset state, the fan will not start unless V_{T1} or V_{T2} rises above V_{WAKE} .

System Operation

Power Up

- A complete reset occurs when power is applied.
- OUT is off (low) and /OTF is inactive (high/floatng).
- If $V_{T1} < V_{IL}$ the MIC502 remains in shutdown.
- The startup interval begins. OUT will be on (high) for 64 clock cycles ($64 \times t_{PWM}$).
- Following the startup interval, normal operation begins.

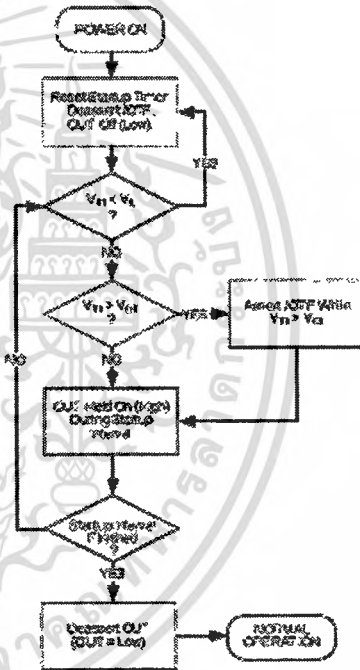


Figure 3. Power-Up Behavior

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Normal Operation

Normal operation consists of the PWM operating to control the speed of the fan according to V_{T1} and V_{T2} . Exceptions to this otherwise indefinite behavior can be caused by any of three conditions: V_{T1} exceeding V_{OT} , an overtemperature condition; V_{T1} being pulled below V_{SLP} , initiating a device shutdown and reset; or both V_{T1} and V_{T2} falling below V_{SLP} , activating sleep mode. Each of these exceptions is treated as follows:

Sleep Mode

During normal operation, if V_{T1} and V_{T2} fall below V_{SLP} , the device will go into sleep mode and fan operation will stop. The MIC502 will exit sleep mode when V_{T1} or V_{T2} rise above V_{SLP} by the hysteresis voltage, V_{HYST} . When this occurs, normal operation will resume. The resumption of normal operation upon exiting sleep is indistinguishable from a power-on reset. (See "Sleep; Normal Operation," above.)

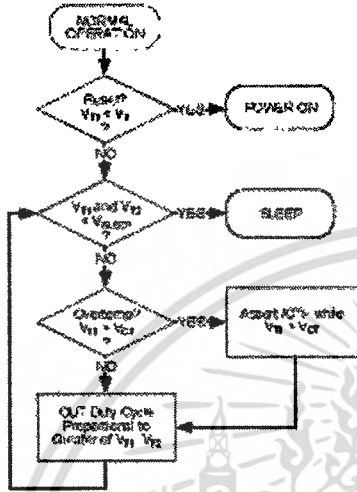


Figure 4. Normal System Behavior

- **Overtemperature:** If the system temperature rises typically 7% above the 100% duty-cycle operating point, OTF will be activated to indicate an overtemperature fault. ($V_{T1} > V_{OT}$) Overtemperature detection is essentially independent of other operations—the PWM continues its normal behavior; with $V_{T1} > V_{OT}$, the output duty-cycle will be 100%. If V_{T1} falls below V_{OT} , the overtemperature condition is cleared and OTF is no longer asserted. It is assumed that in most systems, the OTF output will initiate power supply shutdown.
- **Shutdown/Reset:** If V_{T1} is driven below V_{SLP} an immediate, asynchronous shutdown occurs. While in shutdown mode, OUT is off (low), and OTF is unconditionally inactive (high/floating). If V_{T1} subsequently rises above V_{PH} , a device reset will occur. Reset is indistinguishable from a power-up condition. The state of OTF is cleared, a startup interval is triggered, and normal fan operation begins.
- **Sleep:** If V_{T1} and V_{T2} fall below V_{SLP} , the device enters sleep mode. All internal functions cease unless V_{T1} or V_{T2} rise above V_{WAKE} ($V_{WAKE} = V_{SLP} + V_{HYST}$). The OTF output is unconditionally inactive (high/floating) and the PWM is disabled during sleep. (OUT will float.)

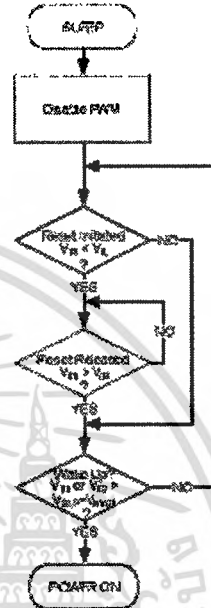


Figure 6. Sleep-Mode Behavior

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Applications Information

The Typical Application drawing on page 1 illustrates a typical application circuit for the MIC502. Interfacing the MIC502 with a system consists of the following steps:

1. Selecting a temperature sensor
2. Interfacing the temperature sensor to the VT1 input
3. Selecting a fan-drive transistor, and base-drive current limit resistor
4. Deciding what to do with the Secondary Fan-Control Input
5. Making use of the Overtemperature Fault Output

Temperature Sensor Selection

Temperature sensor T1 is a negative temperature coefficient (NTC) thermistor. The MIC502 can be interfaced with either a negative or positive temperature thermistor; however, a negative temperature coefficient thermistor typically costs less than its equivalent positive temperature counterpart. While a variety of thermistors can be used in this application, the following paragraphs reveal that those with an R25 rating (resistance at 25°C) of from about 50kΩ to 100kΩ lend themselves nicely to an interface network that requires only a modest current drain. Keeping the thermistor bias current low not only indicates prudent design; it also prevents self-heating of the sensor from becoming an additional design consideration. It is assumed that the thermistor will be located within the system power supply, which most likely also houses the speed-controlled fan.

Temperature Sensor Interface

As shown by the Electrical Characteristics table, the working voltage for input VT1 is specified as a percentage of V_{DD} . This conveniently frees the designer from having to be concerned with interactions resulting from variations in the supply voltage. By design, the operating range of VT1 is from about 30% of V_{DD} to about 70% of V_{DD} .

$$V_{PWM(min)} = V_{PWM(max)} - V_{PWM(span)}$$

When $V_{T1} = V_{PWM(max)} = 0.7V_{DD}$, a 100% duty-cycle motor drive signal is generated. Conversely, when $V_{T1} = V_{PWM(min)} = 0.3V_{DD}$, the motor-drive signal has a 0% duty cycle. Resistor voltage divider R1 || T1, R2 in the Typical Application diagram is designed to preset V_{T1} to a value of V_{PWM} that corresponds to the slowest desired fan speed when the resistance of thermistor T1 is at its highest (cold) value. As temperature rises the resistance of T1 decreases and V_{T1} increases because of the parallel connection of R1 and T1.

Since $V_{T1} = V_{PWM(min)}$ represents a stopped fan (0% duty-cycle drive), and since it is foreseen that at least some cooling will almost always be required, the lowest voltage applied to the VT1 input will normally be somewhat higher than $0.3V_{DD}$ (or $>V_{PWM(min)}$). It is assumed that the system will be in sleep mode rather than operate the fan at a very low duty cycle ($\ll 25\%$). Operation at very low duty cycle results in relatively little airflow. Sleep mode should be used to reduce acoustic noise when the system is cool. For a given minimum desired fan speed, a corresponding $V_{T1(min)}$ can be determined via the following observation:

since

$$V_{PWM(max)} = 70\% \text{ of } V_{DD} \approx 100\% \text{ RPM}$$

and

$$V_{PWM(min)} = 30\% \text{ of } V_{DD} \approx 0\% \text{ RPM}$$

then

$$V_{PWM(span)} = 40\% \text{ of } V_{DD} \approx 100\% \text{ RPM range.}$$

Figure 6 shows the following linear relationship between the voltage applied to the VT1 input, motor drive duty cycle, and approximate motor speed.

since

$$V_{T1} = 0.7V_{DD} \approx 100\% \text{ PWM}$$

then

$$V_{T1} = 0.6V_{DD} \approx 75\% \text{ PWM}$$

and

$$V_{T1} = 0.5V_{DD} \approx 50\% \text{ PWM}$$

and

$$V_{T1} = 0.4V_{DD} \approx 25\% \text{ PWM.}$$

In addition to the R25 thermistor rating, sometimes a data sheet will provide the ratio of R25/R50 (resistance at 25°C divided by resistance at 50°C) is given. Sometimes this is given as an R0/R50 ratio. Other data sheet contents either specify or help the user determine device resistance at arbitrary temperatures. The thermistor interface to the MIC502 usually consists of the thermistor and two resistors.

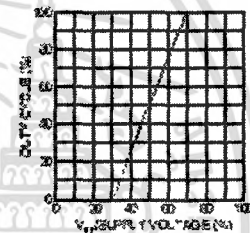


Figure 6. Control Voltage vs. Fan Speed

Design Example

The thermistor-resistor interface network is shown in the Typical Application drawing. The following example describes the design process: A thermistor data sheet specifies a thermistor that is a candidate for this design as having an R25 resistance of 100kΩ. The data sheet also supports calculation of resistance at arbitrary temperatures, and it was discovered the candidate thermistor has a resistance of 13.6k at 70°C (R70). Accuracy is more important at the higher temperature end of the operating range (70°C) than the lower end because we wish the overtemperature fault output (OTF) to be reasonably accurate—it may be critical to operating a power supply crowbar or other shutdown mechanism, for example. The lower temperature end of the range is less important because it simply establishes minimum fan speed, which is when less cooling is required.

Referring to the "Typical Application," the following approach can be used to design the required thermistor interface network:

Let

$$R_1 = \infty$$

$$R_{T1} = 13.6k \quad (\text{at } 70^\circ\text{C})$$

and

$$V_T = 0.7V_{DD} \quad (70\% \text{ of } V_{DD})$$

Since

$$V_T = \frac{V_{DD} \times R_2}{(R_{T1} \parallel R_1 + R_2)}$$

$$0.7 = \frac{R_2}{(R_{T1} + R_2)}$$

$$0.7R_{T1} + 0.7R_2 = R_2$$

$$0.7R_{T1} = 0.3R_2$$

and

$$R_2 = 2.33R_{T1} = 2.33 \times 13.6k = 31.7k \approx 33k$$

Let's continue by determining what the temperature-proportional voltage is at 25°C.

Let

$$R_1 = \infty$$

and

$$R_{T1} = 100k \quad (\text{at } 25^\circ\text{C}).$$

From

$$V_T = \frac{V_{DD} \times R_2}{(R_{T1} + R_2)}$$

$$V_T = \frac{V_{DD} \times 33k}{(100k + 33k)}$$

$$V_T = 0.248V_{DD}$$

Recalling from above discussion that the desired V_T for 25°C should be about 40% of V_{DD} , the above value of 24.8% is far too low. This would produce a voltage that would stop the fan (recall from the above that this occurs when V_T is about 30% of V_{DD}). To choose an appropriate value for R_1 we need to learn what the parallel combination of R_{T1} and R_1 should be at 25°C:

Again

$$V_T = \frac{V_{DD} \times R_2}{(R_{T1} \parallel R_1 + R_2)}$$

$$0.4 = \frac{R_2}{(R_{T1} \parallel R_1 + R_2)}$$

$$0.4(R_{T1} \parallel R_1) + 0.4R_2 = R_2$$

$$0.4(R_{T1} \parallel R_1) = 0.6R_2$$

and

$$R_{T1} \parallel R_1 = 1.5R_2 = 1.5 \times 33k = 49.5k$$

Since

$$R_{T1} = 100k$$

and

$$R_{T1} \parallel R_1 = 49.5k \approx 50k$$

let

$$R_1 = 100k$$

While that solves the low temperature end of the range, there is a small effect on the other end of the scale. The new value of V_T for 70°C is 0.734, or about 73% of V_{DD} . This represents only a 3% shift from the design goal of 70% of V_{DD} . In summary, $R_1 = 100k$ and $R_2 = 33k$. The candidate thermistor used in this design example is the RL2010-54.1K-138-D1, manufactured by Keystone Thermotronics.

The R_{25} resistance (100k) of the chosen thermistor is probably on the high side of the range of potential thermistor resistances. The result is a moderately high impedance network for connecting to the V_{T1} and/or V_{T2} input(s). Because these inputs can have up to 1µA of leakage current, care must be taken if the input network impedance becomes higher than the example. Leakage current and resistor accuracy could require consideration in such designs. Note that the V_{SLP} input has the same leakage current specification.

Secondary Fan-Control Input

The above discussions also apply to the secondary fan-control input, V_{T2} , pn 5. It is possible that a second thermistor, mounted at another temperature-critical location outside the power supply, may be appropriate. There is also the possibility of accommodating the NLX "FanC" signal via this input. If a second thermistor is the desired solution, the V_{T2} input may be treated exactly like the V_{T1} input. The above discussions then apply directly. If, however, the NLX FanC signal is to be incorporated into the design then the operating voltage ($V_{DD} = 5V$ vs. $V_{DD} = 12V$) becomes a concern. The FanC signal is derived from a 12V supply and is specified to swing at least to 10.5V. A minimum implementation of the FanC signal would provide the capability of asserting full-speed operation of the fan; this is the case when $10.5V \leq \text{FanC} \leq 12V$. This FanC signal can be applied directly to the V_{T2} input of the MIC502, but only when the V_{DD} is 12V. If the signal is required when the MIC502 $V_{DD} = 5V$ a resistor divider is necessary to reduce the input voltage so it does not exceed the MIC502 V_{DD} voltage. A good number is 4V (80% V_{DD}).


Because of input leakage considerations, the impedance of the resistive divider should be kept at $\leq 100k\Omega$. A series resistor of 120k Ω driven by the Fan C signal and a 100k Ω shunt resistor to ground make a good divider for driving the V_{T2} input.

Transistor and Base-Drive Resistor Selection

The OUT motor-drive output, pn 7, is intended for driving a medium-power device, such as an NPN transistor. A rather ubiquitous transistor, the 2N2222A, is capable of switching up to about 400mA. It is also available as the PN2222A in a plastic TO-92 package. Since 400mA is about the maximum current for most popular computer power supply fans (with many drawing substantially less current) and since the MIC502 provides a minimum of 10mA output current, the PN2222A, with its minimum β of 40, is the chosen motor-drive transistor.

ก.2 เอกสารคู่มือการใช้งาน LMD18201

ไอซี LMD18201 เป็นอุปกรณ์สร้างวงจรH-Bridge Switching มีรายละเอียดต่างๆดังนี้


National Semiconductor
April 1998

LMD18201 3A, 55V H-Bridge

General Description

The LMD18201 is a 3A H-Bridge designed for motion control applications. The device is built using a multi-technology process which combines bipolar and CMOS control circuitry with CMOS power devices on the same monolithic structure. The H-Bridge configuration is ideal for driving DC and stepper motors. The LMD18201 accommodates peak output currents up to 6A. Current sensing can be achieved via a small sense resistor connected in series with the power ground lead. For current sensing without disturbing the path of current to the load, the LMD18201 is recommended.

Features

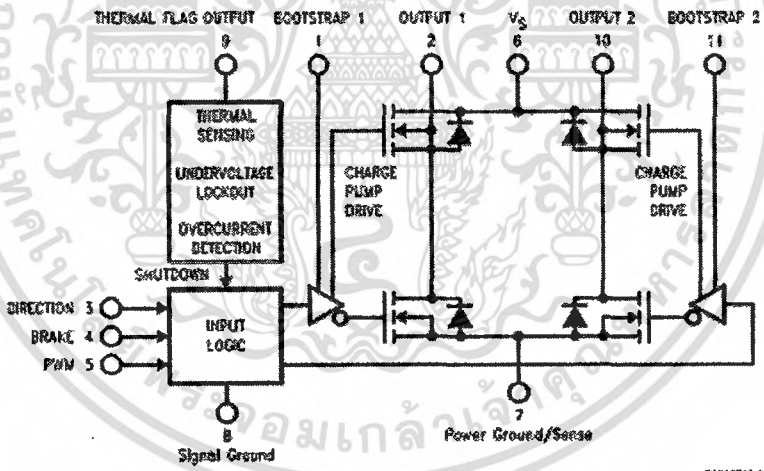
- Delivers up to 3A continuous output
- Operates at supply voltages up to 55V
- Low $R_{DS(on)}$ typically 0.33Ω per switch

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

Applications

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

Functional Diagram



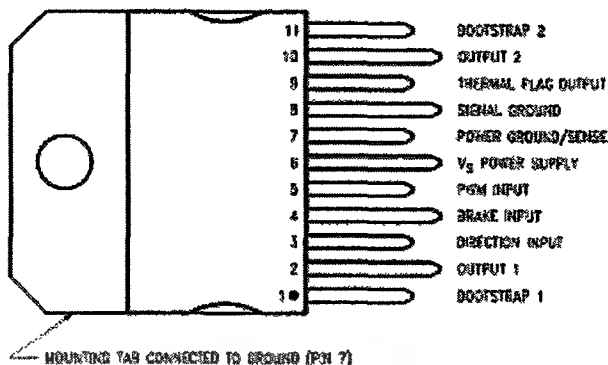
The diagram shows the internal structure of the LMD18201. It includes a Thermal Sensing block with pins 9 (THERMAL FLAG OUTPUT), 10 (UNDERVOLTAGE LOCKOUT), and 11 (OVERCURRENT DETECTION). The Input Logic block has pins 3 (DIRECTION), 4 (BRAKE), and 5 (PWM), and pin 8 (Signal Ground). The H-Bridge consists of two legs, each with a high-side MOSFET (pins 1 and 2) and a low-side MOSFET (pins 10 and 11). Bootstrap capacitors (pins 1 and 11) and charge pump drives are connected to the gates of the high-side MOSFETs. The power supply is connected to pin 6 (V_S) and pin 7 (Power Ground/Sense).

FIGURE 1. Functional Block Diagram of LMD18201

LMD18201 3A, 55V H-Bridge

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Connection Diagram and Ordering Information



Top View
Order Number LMD18201T
See MS Package Number TA110



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 1)		Power Dissipation ($T_A = 25^\circ\text{C}$, Free Air)			
If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.		Junction Temperature, $T_{J(max)}$	3W		
Total Supply Voltage (V_A , Pin 6)		ESD Susceptibility (Note 4)	150V		
Voltage at Pins 3, 4, 5 and 9	60V	Storage Temperature, T_{STG}	-40°C to +150°C		
Voltage at Bootstrap Pins (Pins 1 and 11)	$V_{CC1} + 15V$	Load Temperature (Soldering, 10 sec)	300°C		
Peak Output Current (200 ns)	6A	Operating Ratings (Note 5)			
Continuous Output Current (Note 2)	3A	Junction Temperature, T_J	-40°C to +125°C		
Power Dissipation (Note 3)	25W	V_A Supply Voltage	+12V to +55V		
Sense Voltage (Pin 7 to Pin 8)	+0.5V to -1.0V				
Electrical Characteristics (Note 5)					
The following specifications apply for $V_A = 42V$, unless otherwise specified. Boldface limits apply over the entire operating temperature range, $-40^\circ\text{C} \leq T_J \leq +125^\circ\text{C}$, all other limits are for $T_A = T_J = 25^\circ\text{C}$.					
Symbol	Parameter	Conditions	Typ	Limit	Units
$R_{ON(EN)}$	Switch ON Resistance	Output Current = 3A (Note 6)	0.33	0.40.6	Ω (max)
$R_{ON(EM)}$	Switch ON Resistance	Output Current = 6A (Note 6)	0.53	0.40.6	Ω (max)
V_{CLAMP}	Clamp Diode Forward Drop	Clamp Current = 3A (Note 6)	1.2	1.5	V (max)
V_{IL}	Logic Low Input Voltage	Pins 3, 4, 5		-0.1	V (min)
				0.5	V (max)
I_{L}	Logic Low Input Current	$V_{IL} = -0.7V$, Pins = 3, 4, 5		-10	μA (max)
V_{IH}	Logic High Input Voltage	Pins 3, 4, 5		2	V (min)
				12	V (max)
I_{H}	Logic High Input Current	$V_{OH} = 12V$, Pins = 3, 4, 5		10	μA (max)
	Undervoltage Lockout	Outputs Turn OFF		9	V (min)
				11	V (max)
T_{WV}	Warning Flag Temperature	Pin 9 $\leq 0.5V$, $I_L = 2\text{mA}$	145		$^\circ\text{C}$
V_{OVEN}	Flag Output Saturation Voltage	$T_J = T_{WV}$, $I_L = 2\text{mA}$	0.15		V
$I_{OFF(FL)}$	Flag Output Leakage	$V_F = 12V$	0.2	10	μA (max)
T_{SDN}	Shutdown Temperature	Outputs Turn OFF	170		$^\circ\text{C}$
I_Q	Quiescent Supply Current	All Logic Inputs Low	13	25	mA (max)
$t_{ON(EN)}$	Output Turn-On Delay Time	Sourcing Outputs, $I_{OUT} = 3A$ Sinking Outputs, $I_{OUT} = 3A$	300		ns
			300		ns
t_{ON}	Output Turn-On Switching Time	Bootstrap Capacitor = 10 nF Sourcing Outputs, $I_{OUT} = 3A$ Sinking Outputs, $I_{OUT} = 3A$	100		ns
			80		ns
$t_{OFF(FL)}$	Output Turn-Off Delay Times	Sourcing Outputs, $I_{OUT} = 3A$ Sinking Outputs, $I_{OUT} = 3A$	200		ns
			200		ns
t_{OFF}	Output Turn-Off Switching Times	Bootstrap Capacitor = 10 nF Sourcing Outputs, $I_{OUT} = 3A$ Sinking Outputs, $I_{OUT} = 3A$	75		ns
			70		ns
t_{PW}	Minimum Input Pulse Width	Pins 3, 4 and 5	1		μs
t_{CR}	Charge Pump Rise Time	No Bootstrap Capacitor	20		μs

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

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

Note 3: The maximum average dissipation must be derated at elevated temperatures and is a function of $T_{J(max)}$, θ_{JA} , and T_A . The maximum dissipation equals dissipation at any temperature in $P_{D(max)} = (T_{J(max)} - T_A)/\theta_{JA}$, or the number given in the Absolute Ratings, whichever is lower. The typical (maximum) dissipation for a junction to case (θ_{JC}) is 14 $^\circ\text{C/W}$ and from junction to ambient (θ_{JA}) is 20 $^\circ\text{C/W}$. For guaranteed operation $T_{J(max)} = 125^\circ\text{C}$.

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

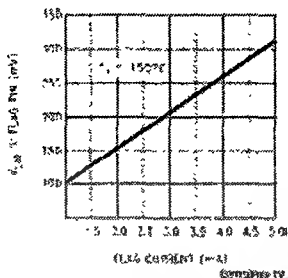
Note 5: All limits are 100% production tested at 25 $^\circ\text{C}$. Temperature sensitive limits are guaranteed via correlation using accepted SQC (Statistical Quality Control) methods. All limits are used to calculate AOQL, Average Outgoing Quality Level.

Note 6: Output current is at load $C_{PL} < 2\text{ nF}$, Duty Cycle $< 5\%$.

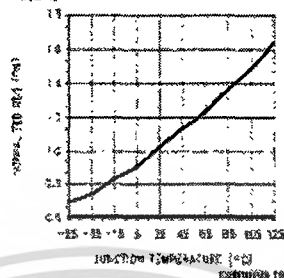
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

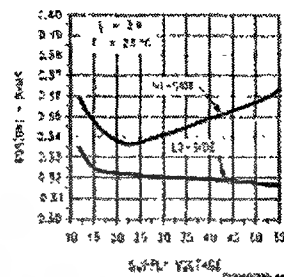
V_{SAT} vs Flag Current



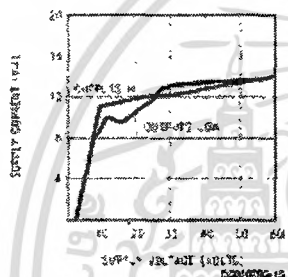
$R_{DS(on)}$ vs Temperature



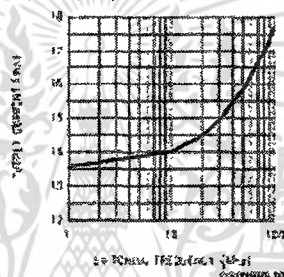
$R_{DS(on)}$ vs Supply Voltage



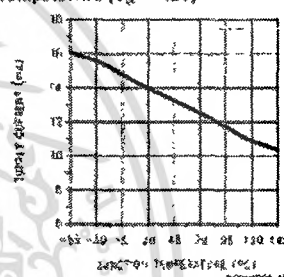
Supply Current vs Supply Voltage



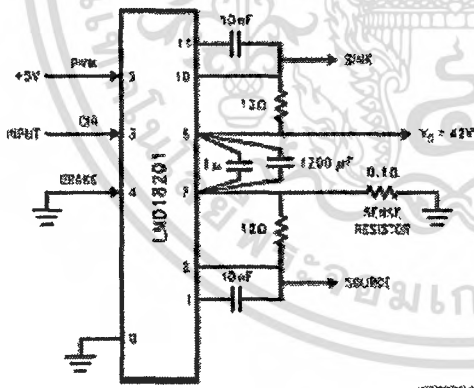
Supply Current vs Frequency ($V_{GS} = 42V$)



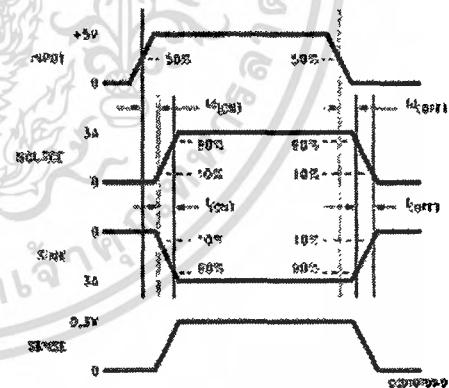
Supply Current vs Temperature ($V_{GS} = 42V$)



Test Circuit



Switching Time Definitions



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Pinout Description

(See Connection Diagram)

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

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

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

Pin 4, BRAKE input: See Table 1. This input is used to brake a motor by effectively shorting its terminals. When braking is desired, this input is taken to a logic high level and it is also necessary to apply logic high to PWM input, pin 5. This drives the diodes that short the motor and are determined by the logic level at the DIRECTION input (Pin 3); with Pin 3 logic high, both current sourcing output transistors are ON, with Pin 3 logic low, both current sinking output transistors are ON. An output transistor can be turned OFF by applying a logic high to Pin 4 and logic low to PWM input Pin 5; in this case only a small bias current (approximately -1.5 mA) exists at each output pin.

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

Pin 6, V_{CC} Power Supply

Pin 7, POWER GROUND/SENSE Connection: This pin is the ground return for the power CMOS transistors of the H-Bridge. The current through the H-Bridge can be sensed by adding a small, 0.1 Ω , sense resistor from this pin to the power supply ground.

Pin 8, SIGNAL GROUND: This is the ground return for the internal logic circuitry used to control the PWM switching of the H-Bridge.

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

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

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

TABLE 1. Logic Truth Table

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

Application Information

TYPES OF PWM SIGNALS

The LMD16201 readily interfaces with different forms of PWM signals. Use of the part with two of the more popular forms of PWM is described in the following paragraphs.

Simple, locked anti-phase PWM consists of a single, variable duty-cycle signal in which is encoded both direction and

amplitude information (see Figure 2). A 50% duty-cycle PWM signal represents zero drive, since the net value of voltage (integrated over one period) delivered to the load is zero. For the LMD16201, the PWM signal drives the direction input (pin 3) and the PWM input (pin 5) is tied to logic high.

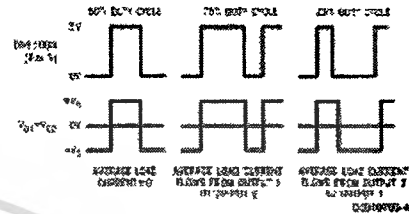


FIGURE 2. Locked Anti-Phase PWM Control

Sign/magnitude PWM consists of separate direction (sign) and amplitude (magnitude) signals (see Figure 3). The (absolute) magnitude signal is duty-cycle modulated, and the absence of a pulse signal (a continuous logic low level) represents zero drive. Current delivered to the load is proportional to pulse width. For the LMD16201, the DIRECTION input (pin 3) is driven by the sign signal and the PWM input (pin 5) is driven by the magnitude signal.

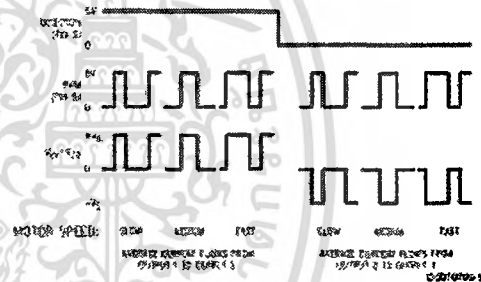


FIGURE 3. Sign/Magnitude PWM Control

USING THE THERMAL WARNING FLAG

The THERMAL FLAG output (pin 9) is an open collector transistor. This permits a wired OR connection of thermal warning flag outputs from multiple LMD16201's, and allows the user to set the logic high level of the output signal (wing to motor system requirements). This output typically drives the interrupt input of a system controller. The interrupt service routine would then be designed to take appropriate steps, such as reducing load current or initiating an orderly system shutdown. The maximum voltage compliance on the flag pin is 12V.

SUPPLY BYPASSING

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

It is normally necessary to bypass the supply rail with a high quality capacitor(s) connected as close as possible to the V_{CC} Power Supply (Pin 6) and POWER GROUND (Pin 7). A 1 μF high-frequency ceramic capacitor is recommended. Care should be taken to limit the transients on the supply pin below the Absolute Maximum Rating of the device. When operating the chip at supply voltages above 40V a voltage suppressor (transistor) such as P6KE62A is recommended from

Application Information (Continued)

supply to ground. Typically the ceramic capacitor can be eliminated in the presence of the voltage suppressor. Note that when driving high load currents a greater amount of supply bypass capacitance (in general at least 100 μF per Amp of load current) is required to absorb the recirculating currents of the inductive loads.

CURRENT LIMITING

Current limiting protection circuitry has been incorporated into the design of the LMD16201. With any power device it is important to consider the effects of the substantial surge currents through the device that may occur as a result of shorted loads. The protection circuitry monitors the current through the upper transistor and shuts off the power device as quickly as possible in the event of an overloaded condition (the threshold is set to approximately 10A). In a typical motor driving application the most common overloaded faults are caused by shorted motor windings and locked rotors. Under these conditions the inductance of the motor (as well as any series inductance in the V_{DD} supply line) serves to reduce the magnitude of a current surge to a safe level for the LMD16201. Once the device is shut down, the control circuitry will periodically try to turn the power device back on. This feature allows the immediate return to normal operation once the fault condition has been removed. While the fault remains however, the device will cycle in and out of normal shutdown. This can create voltage transients on the V_{DD} supply line and therefore proper supply bypassing techniques are required.

The most severe condition for any power device is a direct, hard-wired ("backdriver") long term short from an output to ground. This condition can generate a surge of current through the power device on the order of 15 Amps and require the die and package to dissipate up to 300W of power for the short time required for the protection circuitry to shut off the power device. This energy can be destructive, particularly at higher operating voltages ($> 30\text{V}$) so some precautions are in order. Proper heat sink design is essential and it is normally necessary to heat sink the V_{DD} supply pin (pin 6) with 1 square inch of copper on the PC board.

INTERNAL CHARGE PUMP AND USE OF BOOTSTRAP CAPACITORS

To turn on the high-side (sourcing) DMOS power devices, the gate of each device must be driven approximately 8V more positive than the supply voltage. To achieve this an internal charge pump is used to provide the gate drive voltage. As shown in (Figure 4), an internal capacitor is alternately switched to ground and charged to about 14V, then switched to V_S thereby providing a gate drive voltage greater than V_S . This switching action is controlled by a continuously running internal 500 kHz oscillator. The rise time of this drive voltage is typically 20 ns which is suitable for operating frequencies up to 1 kHz.

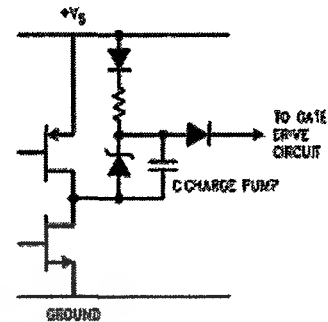


FIGURE 4. Internal Charge Pump Circuitry

For higher switching frequencies, the LMD16201 provides for the use of external bootstrap capacitors. The bootstrap pin/pin is in essence a second charge pump whereby a large value capacitor is used which has enough energy to quickly charge the parasitic gate input capacitance of the power device resulting in much faster rise times. The switching action is accomplished by the power switches themselves (Figure 5). External 10 nF capacitors, connected from the output to the bootstrap pins of each high-side switch provide typically less than 100 ns rise times allowing switching frequencies up to 500 kHz.

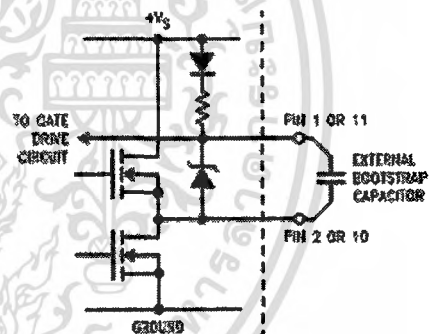


FIGURE 5. Bootstrap Circuitry

INTERNAL PROTECTION DIODES

A major consideration when switching current through inductive loads is protection of the switching power devices from the large voltage transients that occur. Each of the four switches in the LMD16201 have a built-in protection diode to clamp transient voltages exceeding the positive supply or ground to a safe diode voltage drop across the switch.

The reverse recovery characteristics of these diodes, once the transient has subsided, is important. These diodes must come out of conduction quickly and the power switches must be able to conduct the additional reverse recovery current of the diode. The reverse recovery time of the diodes protecting the sourcing power devices is typically only 70 ns with a reverse recovery current of 1A when tested with a full 3A of forward current through the diode. For the sinking devices the recovery time is typically 100 ns with 4A of reverse current under the same conditions.

Typical Applications

For positional or velocity control of DC motors. The LMD18201 provides fully protected motor driver bridge.

BASIC MOTOR DRIVER

The LMD18201 can directly interface to any Sign/Magnitude PWM controller. The LMD20 is a motion control processor that outputs a Sign/Magnitude PWM signal to coordinate a-

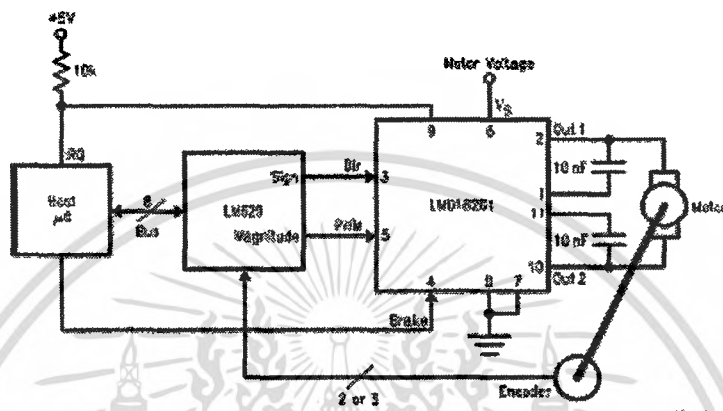


FIGURE 6. Basic Motor Driver

CURRENT SENSING

In many motor control applications it is desirable to sense and control the current through the motor. For these types of applications a companion product, the LMD18200, is also available. The LMD18200 is identical to the LMD18201 but has current sensing transistors that output a current directly proportional to the current conducted by the two upper MOS power devices to a separate current sense pin. The technique does not require a low-valued, power sense resistor and does not subtract from the available voltage drive to the motor.

To sense the bridge current through the LMD18201 requires the addition of a sense resistor between the power ground/sense pin (Pin 7) and the actual circuit ground (see Figure 7). This resistor should have a value of 0.1Ω or less to

stay within the allowable voltage compliance of the sense pin, particularly at higher quiescent current levels. The voltage between power ground/sense (Pin 7) and the signal ground (Pin 8) must stay within the range of -1V to +0.5V. Internally there is approximately 25Ω between pins 7 and 8 and the resistance will slightly reduce the value of the external sense resistor. Approximately 70% of the quiescent supply current (10 mA) flows out of pin 7. This will cause a slight offset for no voltage across the sense resistor when the bridge is not conducting. During reverse recovery of the internal protection diodes the voltage compliance between pins 7 and 8 may be exceeded. The duration of these spikes however are only approximately 100 ns and do not have enough time or energy to disrupt the operation of the LMD18201.

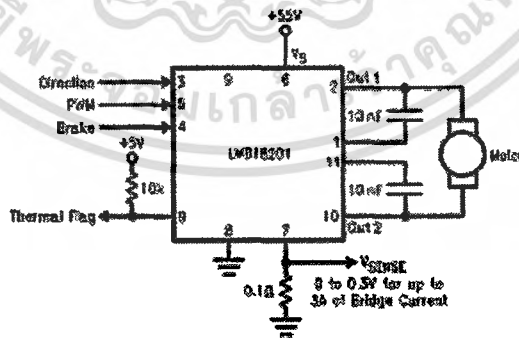
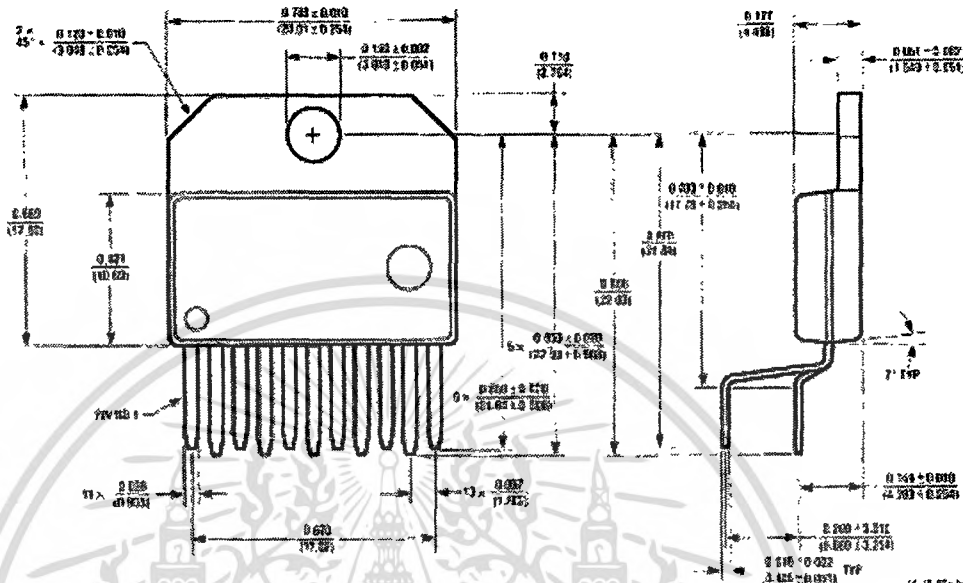


FIGURE 7. Current Sensing

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LMD18201 3A, 55V H-Bridge

Physical Dimensions (inches (millimeters) unless otherwise noted)



11-Lead TO-220 Power Package (IT)
 Order Number LMD18201T
 NS Package Number TA11B

LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT 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
 America
 Tel: 1-800-272-9989
 Fax: 1-800-737-7018
 Email: customer@nsc.com
www2.nsc.com

National Semiconductor
 Europe
 Fax: +49 (0) 1 80-630 65 85
 Email: eurpe.support@nsc.com
 Dutton: Tel: +49 (0) 1 80-650 15 65
 English: Tel: +49 (0) 1 80-623 78 32
 Portugal: Tel: +49 (0) 1 80-653 68 68
 Japan: Tel: +49 (0) 1 20-204 18 60

National Semiconductor
 Asia Pacific Customer
 Response Group
 Tel: 65-2641466
 Fax: 65-2641466
 Email: asia_response@nsc.com


National Semiconductor
 Japan Ltd.
 Tel: 81-3-6830-8500
 Fax: 81-3-6830-7897

Manufacturer assumes no responsibility for use of any device described in this data sheet unless it is specifically approved in writing by National Semiconductor Corporation. National reserves the right to alter its products without notice to change this data sheet and specifications.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.3 เอกสารคู่มือการใช้งาน LM78LXX

ไอซี LM78LXX เป็นอุปกรณ์ปรับลดแรงดันคงที่ มีรายละเอียดต่างๆดังนี้


National Semiconductor
January 2000

LM78LXX Series 3-Terminal Positive Regulators

General Description

The LM78LXX series of three terminal positive regulators is available with several fixed output voltages making them useful in a wide range of applications. When used as a general regulator combination replacement, the LM78LXX usually results in an effective output impedance improvement of two orders of magnitude, and lower quiescent current. These regulators can provide local on card regulation, eliminating the distribution problems associated with single point regulation. The voltages available allow the LM78LXX to be used in logic systems, instrumentation, HiFi, and other solid state electronic equipment.


The LM78LXX is available in the plastic TO-92 (Z) package, the plastic SO-8 (M) package and a clip sized package (8-Bump micro SMD) using National's micro SMD package technology. With adequate heat sinking the regulator can deliver 100 mA output current. Current limiting is included to limit the peak output current to a safe value. Safe area protection for the output transistors is provided to limit internal power dissipation. If internal power dissipation becomes too high for the heat sinking provided, the thermal shutdown circuit takes over preventing the IC from overheating.

Features

- LM78L05 in micro SMD package
- Output voltage tolerances of $\pm 5\%$ over the temperature range
- Output current of 100 mA
- Internal thermal overload protection
- Output transistor safe area protection
- Internal short circuit current limit
- Available in plastic TO-92 and plastic SO-8 low profile packages
- No external components
- Output voltages of 5.0V, 6.2V, 8.2V, 9.0V, 12V, 15V


Connection Diagrams

**SO-8 Plastic (M)
(Narrow Body)**



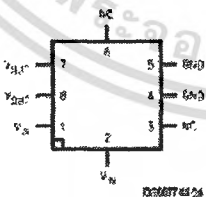
Top View

**(TO-92)
Plastic Package (Z)**



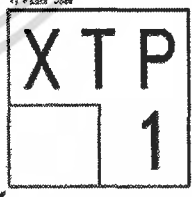
Bottom View

8-Bump micro SMD



Top View
(Bump Side Down)

micro SMD Marking Orientation



Top View

LM78LXX Series 3-Terminal Positive Regulators

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings (Note 1)

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

Power Dissipation (Note 5)	Internally Limited
Input Voltage	35V
Storage Temperature	-65°C to +150°C

Operating Junction Temperature

SO-8	0°C to 125°C
micro SMD	-40°C to 85°C

Soldering Information

Infrared or Convection (20 sec.)	235°C
Wave Soldering (10 sec.)	260°C (lead time)
ESD Susceptibility (Note 2)	1kV

LM78LXX Electrical Characteristics Limits in standard typeface are for $T_j = 25^\circ\text{C}$. Bold typeface applies over 0°C to 125°C for SO-8 package and -40°C to 85°C for micro SMD package. Limits are guaranteed by production testing or correlation techniques using standard Statistical Quality Control (SQC) methods. Unless otherwise specified: $I_O = 49\text{ mA}$, $C_I = 0.33\text{ }\mu\text{F}$, $C_O = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.

LM78L05

Unless otherwise specified, $V_{IN} = 10\text{V}$

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_O	Output Voltage		4.8	5	5.2	V
		$7\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$ $1\text{ mA} \leq I_O \leq 49\text{ mA}$ (Note 3)	4.75		5.25	
		$1\text{ mA} \leq I_O \leq 70\text{ mA}$ (Note 3)	4.75		5.25	
ΔV_O	Line Regulation	$7\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$		18	75	mV
		$9\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$		10	54	
ΔV_O	Load Regulation	$1\text{ mA} \leq I_O \leq 100\text{ mA}$		20	60	mV
		$1\text{ mA} \leq I_O \leq 49\text{ mA}$		5	30	
I_O	Quiescent Current			3	5	mA
ΔI_O	Quiescent Current Change	$9\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$			1.0	mA
		$1\text{ mA} \leq I_O \leq 49\text{ mA}$			0.1	
V_n	Output Noise Voltage	$f = 10\text{ Hz to }100\text{ kHz}$ (Note 4)		40		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$ $9\text{V} \leq V_{IN} \leq 19\text{V}$	47	62		dB
I_{PK}	Peak Output Current			140		mA
$\frac{\Delta V_O}{\Delta T}$	Average Output Voltage Tempco	$I_O = 5\text{ mA}$		-0.65		mV/°C
$V_{IN}(\text{Min})$	Minimum Value of Input Voltage Required to Maintain Line Regulation			6.7	7	V
θ_{JA}	Thermal Resistance (8-Bump micro SMD)			230.9		°C/W

LM78L62AC

Unless otherwise specified, $V_{IN} = 12\text{V}$

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_O	Output Voltage		5.95	6.2	6.45	V
		$8.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$ $1\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$ (Note 3)	5.9		6.5	
		$1\text{ mA} \leq I_O \leq 70\text{ mA}$ (Note 3)	5.9		6.5	
ΔV_O	Line Regulation	$8.5\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$		65	175	mV
		$9\text{V} \leq V_{IN} \leq 20\text{V}$		55	125	
ΔV_O	Load Regulation	$1\text{ mA} \leq I_O \leq 100\text{ mA}$		13	80	mV
		$1\text{ mA} \leq I_O \leq 40\text{ mA}$		9	40	

LM78L62AC (Continued)						
Unless otherwise specified, $V_{IN} = 12V$						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
I_Q	Quiescent Current			2	5.5	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$8V \leq V_{IN} \leq 20V$ $1 mA \leq I_Q \leq 40 mA$			1.5 0.1	
V_n	Output Noise Voltage	$f = 10 \text{ Hz to } 100 \text{ kHz}$ (Note 4)		50		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$ $10V \leq V_{IN} \leq 20V$	40	46		dB
I_{PK}	Peak Output Current			140		mA
$\frac{\Delta V_O}{\Delta T}$	Average Output Voltage Tempco	$I_Q = 5 \text{ mA}$		-0.75		mV/°C
$V_{IN}(\text{Min})$	Minimum Value of Input Voltage Required to Maintain Line Regulation			7.9		V
LM78L82AC						
Unless otherwise specified, $V_{IN} = 14V$						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_O	Output Voltage		7.97	8.2	8.53	V
		$11V \leq V_{IN} \leq 23V$ $1 mA \leq I_Q \leq 40 mA$ (Note 3)	7.8		8.6	
		$1 mA \leq I_Q \leq 70 mA$ (Note 3)	7.8		8.6	
ΔV_O	Line Regulation	$11V \leq V_{IN} \leq 23V$		80	175	mV
		$12V \leq V_{IN} \leq 23V$		70	125	
ΔV_O	Load Regulation	$1 mA \leq I_Q \leq 100 mA$		15	80	mV
		$1 mA \leq I_Q \leq 40 mA$		9	40	
I_Q	Quiescent Current			2	5.5	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$12V \leq V_{IN} \leq 23V$ $1 mA \leq I_Q \leq 40 mA$			1.5 0.1	
V_n	Output Noise Voltage	$f = 10 \text{ Hz to } 100 \text{ kHz}$ (Note 4)		60		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	$f = 120 \text{ Hz}$ $12V \leq V_{IN} \leq 22V$	39	45		dB
I_{PK}	Peak Output Current			140		mA
$\frac{\Delta V_O}{\Delta T}$	Average Output Voltage Tempco	$I_Q = 5 \text{ mA}$		-0.8		mV/°C
$V_{IN}(\text{Min})$	Minimum Value of Input Voltage Required to Maintain Line Regulation			9.9		V
LM78L09AC						
Unless otherwise specified, $V_{IN} = 15V$						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_O	Output Voltage		8.64	9.0	9.36	V
		$11.5V \leq V_{IN} \leq 24V$ $1 mA \leq I_Q \leq 40 mA$ (Note 3)	8.55		9.45	
		$1 mA \leq I_Q \leq 70 mA$ (Note 3)	8.56		9.46	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM78L09AC (Continued)						
Unless otherwise specified, $V_{IN} = 15V$						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
ΔV_O	Line Regulation	$11.5V \leq V_{IN} \leq 24V$		100	200	mV
		$13V \leq V_{IN} \leq 24V$		90	150	
ΔV_O	Load Regulation	$1 mA \leq I_O \leq 100 mA$		20	90	mV
		$1 mA \leq I_O \leq 40 mA$		10	45	
I_Q	Quiescent Current			2	5.5	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$11.5V \leq V_{IN} \leq 24V$ $1 mA \leq I_O \leq 40 mA$			1.5 0.1	
V_n	Output Noise Voltage			70		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	$f = 120 Hz$ $15V \leq V_{IN} \leq 25V$	38	44		dB
I_{PK}	Peak Output Current			140		mA
$\frac{\Delta V_O}{\Delta T}$	Average Output Voltage Tempco	$I_O = 5 mA$		-0.9		mV/°C
$V_{IN} (Min)$	Minimum Value of Input Voltage Required to Maintain Line Regulation			10.7		V
LM78L12AC						
Unless otherwise specified, $V_{IN} = 19V$						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_O	Output Voltage	$14.5V \leq V_{IN} \leq 27V$ $1 mA \leq I_O \leq 40 mA$ (Note 3)	11.5	12	12.5	V
		$1 mA \leq I_O \leq 70 mA$ (Note 3)	11.4		12.6	
			11.4		12.6	
ΔV_O	Line Regulation	$14.5V \leq V_{IN} \leq 27V$ $16V \leq V_{IN} \leq 27V$		30 20	180 110	mV
ΔV_O	Load Regulation	$1 mA \leq I_O \leq 100 mA$ $1 mA \leq I_O \leq 40 mA$		30 10	100 50	
I_Q	Quiescent Current			3	5	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$16V \leq V_{IN} \leq 27V$ $1 mA \leq I_O \leq 40 mA$			1 0.1	
V_n	Output Noise Voltage			80		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	$f = 120 Hz$ $15V \leq V_{IN} \leq 25$	40	54		dB
I_{PK}	Peak Output Current			140		mA
$\frac{\Delta V_O}{\Delta T}$	Average Output Voltage Tempco	$I_O = 5 mA$		-1.0		mV/°C
$V_{IN} (Min)$	Minimum Value of Input Voltage Required to Maintain Line Regulation			13.7	14.5	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM78L15AC						
Unless otherwise specified, $V_{IN} = 23V$						
Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
V_O	Output Voltage		14.4	15.0	15.6	V
		$17.5V \leq V_{IN} \leq 30V$ $1 mA \leq I_O \leq 40 mA$ (Note 3)	14.26		16.76	
		$1 mA \leq I_O \leq 70 mA$ (Note 3)	14.25		16.75	
ΔV_O	Line Regulation	$17.5V \leq V_{IN} \leq 30V$		37	250	mV
		$20V \leq V_{IN} \leq 30V$		23	140	
ΔV_O	Load Regulation	$1 mA \leq I_O \leq 100 mA$		35	150	mV
		$1 mA \leq I_O \leq 40 mA$		12	75	
I_Q	Quiescent Current			3	5	mA
ΔI_Q	Quiescent Current Change	$20V \leq V_{IN} \leq 30V$			1	mA
		$1 mA \leq I_O \leq 40 mA$			0.1	
V_n	Output Noise Voltage			90		μV
$\frac{\Delta V_{IN}}{\Delta V_{OUT}}$	Ripple Rejection	$f = 120 Hz$ $16.5V \leq V_{IN} \leq 28.5V$	37	51		dB
I_{PK}	Peak Output Current			140		mA
$\frac{\Delta V_O}{\Delta T}$	Average Output Voltage Tempco	$I_O = 5 mA$		-1.3		mV/C
$V_{IN} (Min)$	Minimum Value of Input Voltage Required to Maintain Line Regulation			16.7	17.5	V

Note 1: Absolute Maximum Ratings and safe limits beyond which damage to the device may occur. Electrical specifications do not apply when operating the device outside of its rated operating conditions.

Note 2: Human body model, 1.5 k Ω series with 100 pF

Note 3: Power dissipation $\leq 0.75W$

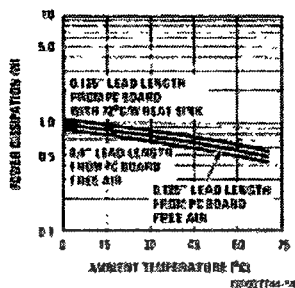
Note 4: Recommended minimum load capacitance of 0.01 μF to limit high frequency noise

Note 5: Typical thermal resistance values for the packages are:
 Z Package: $\theta_{JC} = 60 ^\circ C/W$, $\theta_{JA} = 230 ^\circ C/W$
 M Package: $\theta_{JC} = 180 ^\circ C/W$
 and SMD Package: $\theta_{JA} = 230 ^\circ C/W$

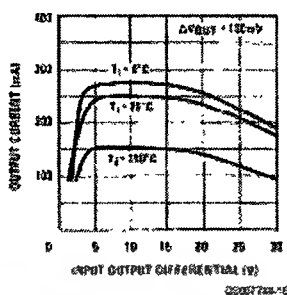
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics

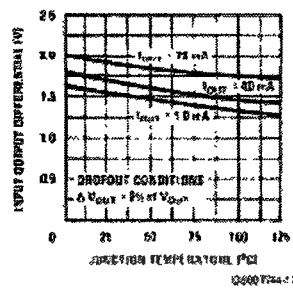
Maximum Average Power Dissipation (Z Package)



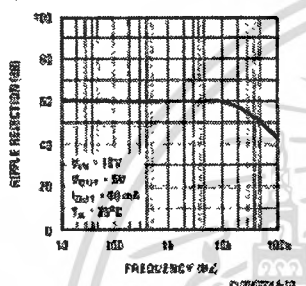
Peak Output Current



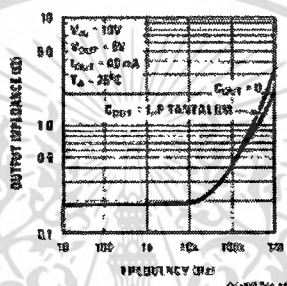
Dropout Voltage



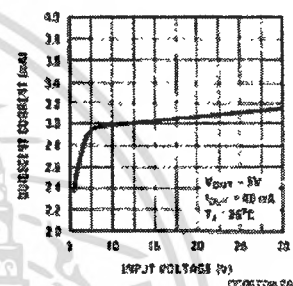
Ripple Rejection



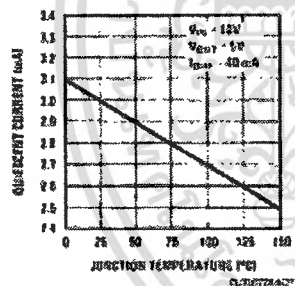
Output Impedance



Quiescent Current

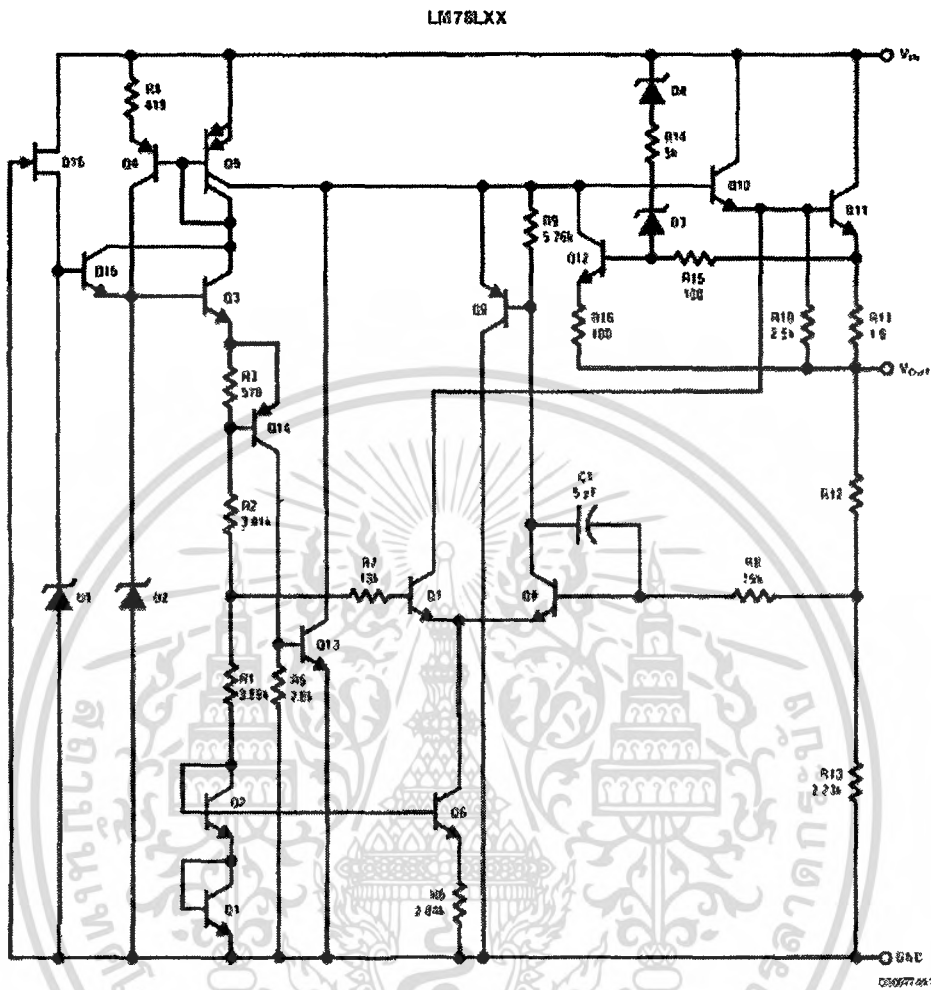


Quiescent Current



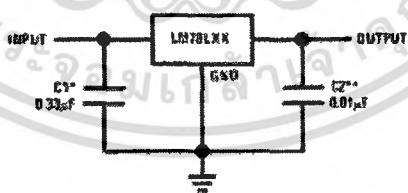
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Equivalent Circuit



Typical Applications

Fixed Output Regulator



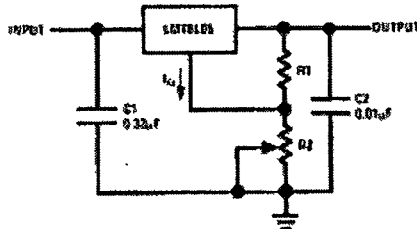
*Required if the regulator is located more than 3" from the power supply filter.
 *See (Note 4) in the electrical characteristics table.

030977 04/7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

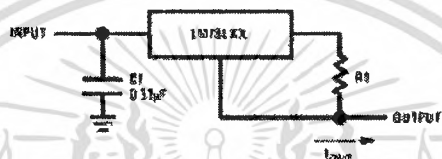
Adjustable Output Regulator



06607448

$V_{OUT} = 5V + (5V/R1 + I_Q) R2$
 $5V/R1 \approx 3 I_Q$, load regulation ($I_L \approx [(R1 + R2/R1) I_Q]$ of LM78L05)

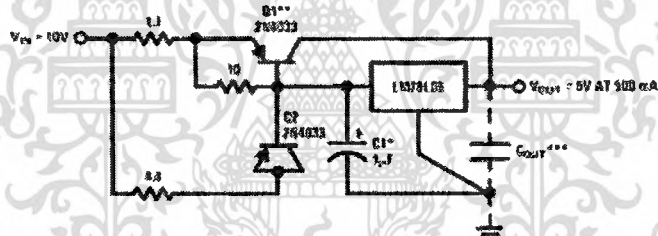
Current Regulator



06607449

$I_{OUT} = (V_{OUT}/R1) + I_Q$
 $I_Q \approx 1S$ mA over the and load changes

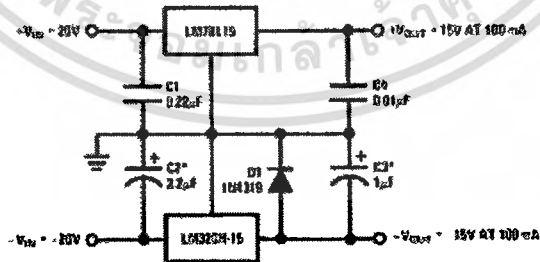
5V, 500 mA Regulator with Short Circuit Protection



06607451

*Solid tantalum
 **Heat sink CH
 ***Optional: improve ripple rejection and transient response.
 Load Regulation: 0.6% 0.1% @ 250 mA pulsed with $I_{OUT} = 50$ mA

±15V, 100 mA Dual Power Supply



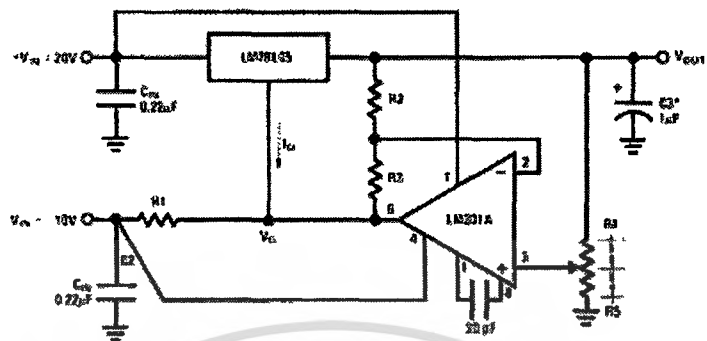
06607452

*Solid tantalum

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications (Continued)

Variable Output Regulator 0.5V-18V



0-3474410

*Said Santhan.

$$V_{OL} = V_O + GM \cdot R1 = (-V_{in} / R_2 + R_1 / R_2)$$

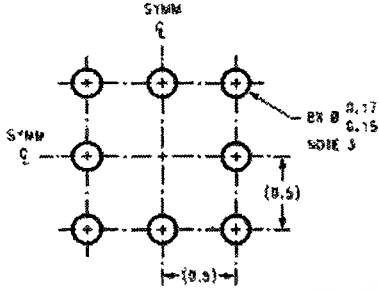
$$V_{OUT} = 0V \text{ (Said Santhan)} \text{ for } (R2 + R1) = (R1 + R2)$$

$$A \text{ 0.5V output can be compensated to } (R2/R1) = 0.1 \text{ (Said Santhan)} = 0.9$$

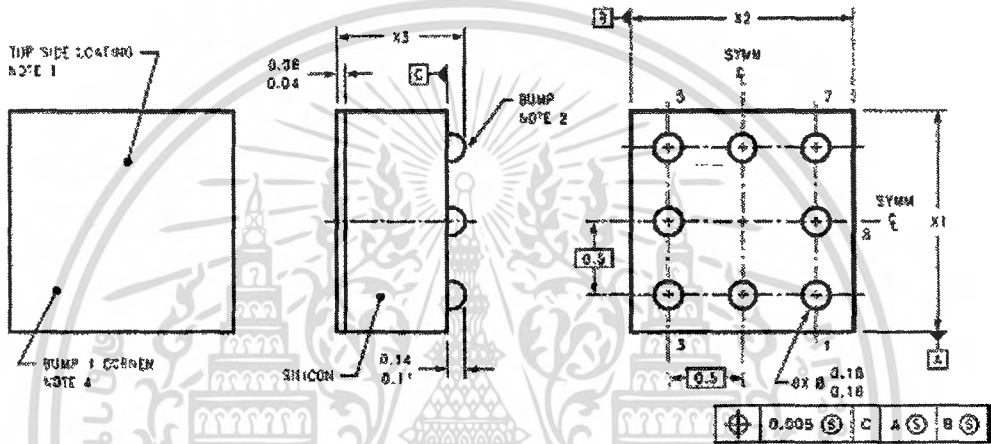


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Physical Dimensions inches (millimeters) unless otherwise noted



LAND PATTERN RECOMMENDATION



DIMENSIONS ARE IN MILLIMETERS

SP4600X REs A1

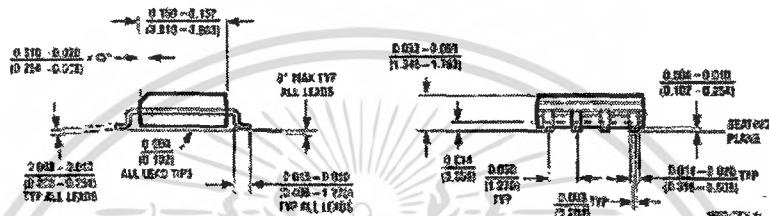
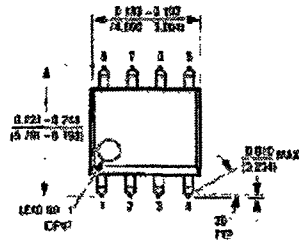
NOTES: UNLESS OTHERWISE SPECIFIED

1. EPOXY COATING
2. 63Sn/37Pb EUTECTIC BUMP
3. RECOMMEND NON-SOLDER MASK DEFINED LANDING PAD.
4. PIN 1 IS ESTABLISHED BY LOWER LEFT CORNER WITH RESPECT TO TEXT ORIENTATION. REMAINING PINS ARE NUMBERED COUNTERCLOCKWISE.
5. XXX IN DRAWING NUMBER REPRESENTS PACKAGE SIZE VARIATION WHERE X₁ IS PACKAGE WIDTH, X₂ IS PACKAGE LENGTH AND X₃ IS PACKAGE HEIGHT.
6. REFERENCE JEDEC REGISTRATION MD-211, VARIATION BC.

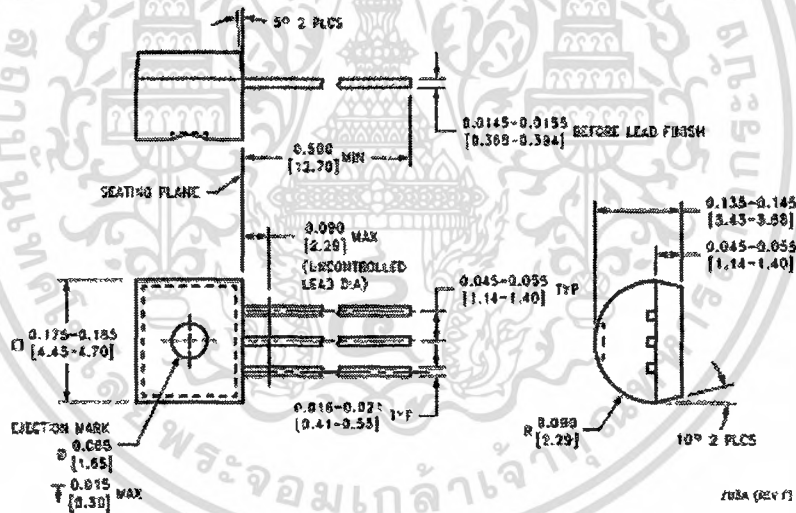
6-Bump micro SMD
 Order Number LM78L05IBP or LM78L05IBPX
 NS Package Number BPA03AAA
 X₁ = 1.286 X₂ = 1.286 X₃ = 0.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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



S.O. Package (M)
 Order Number LM78L05ACM, LM78L12ACM or LM78L15ACM
 NS Package Number M08A



Molded Offset TO-92 (Z)
 Order Number LM78L05ACZ, LM78L08ACZ, LM78L12ACZ,
 LM78L15ACZ, LM78L20ACZ or LM78L25ACZ
 NS Package Number Z03A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก.4 เอกสารคู่มือการใช้งาน SS495A

ไอซี SS495A เป็นอุปกรณ์ตรวจวัดค่าสนามแม่เหล็ก มีรายละเอียดดังนี้

Solid State Sensors Miniature Ratiometric Linear

SS490 Series



FEATURES

- Small size (.160 × .118")
- Low power consumption - typically 7 mA at 5VDC
- Single current sinking or current sourcing linear output
- Built-in thin-film resistors - laser trimmed for precise sensitivity and temperature compensation
- Rail-to-rail operation provides more useable signal for higher accuracy
- Operating temperature range of -40 to +150°C
- Responds to either positive or negative gauss
- Quad Hall sensing element for stable output

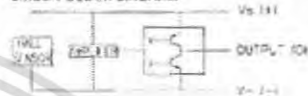
SS490 Series MRL (Miniature Ratiometric Linear) sensors have a ratiometric output voltage, set by the supply voltage. It varies in proportion to the strength of the magnetic field.

A new Hall effect integrated circuit chip provides increased temperature stability and sensitivity. Laser trimmed thin film resistors on the chip provide high accuracy (null to $\pm 3\%$ sensitivity up to $\pm 3\%$) and temperature compensation to reduce null and gain shift over temperature. The quad Hall sensing element minimizes the effects of mechanical or thermal stress on the output. The positive temperature coefficient of the sensitivity ($+0.02\%/^{\circ}\text{C}$ typical) helps compensate for the negative temperature coefficients of low cost magnets, providing a robust design over a wide temperature range.

NOTICE

Products ordered in bulk packaging (plastic bags) may not have perfectly straight leads as a result of normal handling and shipping operations. Please order tape packaging option for applications with critical lead straightness requirements.

CIRCUIT BLOCK DIAGRAM



SS495 SPECIFICATIONS, $V_s = 5.0\text{ V}$, $T_c = -40\text{ to }+125^{\circ}\text{C}$ (unless otherwise noted)

Catalog Listing	SS496A* Standard	SS495A1* High Accuracy	SS495A2* Basic
Supply Voltage (VDC)	4.5 to 10.5	4.5 to 10.5	4.5 to 10.5
Supply Current @ 25°C (mA)	Typ. 7.0 Max. 8.7	7.0 8.7	7.0 8.7
Output Type (Sink or Source)	Ratiometric	Ratiometric	Ratiometric
Output Current (mA)			
Typ. Source	1.5	1.5	1.5
Min. Source	1.0	1.0	1.0
Min. Sink	0.5	0.6	0.6
Min. Sink	1.0	1.0	1.0
Magnetic Range		-670 to +670 Gauss (-67 to +67 mT)	
Typ.		-600 to +600 Gauss (-60 to +60 mT)	
Min.			
Output Voltage Span			
Typ.	0.2 to (Vs - 0.2)	0.2 to (Vs - 0.2)	0.2 to (Vs - 0.2)
Min.	0.4 to (Vs - 0.4)	0.4 to (Vs - 0.4)	0.4 to (Vs - 0.4)
Null (Output @ 0 Gauss, V)	2.50 \pm 0.075	2.50 \pm 0.075	2.50 \pm 0.100
Sensitivity (mV/G)	3.125 \pm 0.125	3.125 \pm 0.094	3.125 \pm 0.156
Linearity, % of Span			
Typ.	-1.0%	-1.0%	-1.0%
Max.	-1.5%	-1.5%	-1.5%
Temperature Error Null Drift (%/°C)	$\pm 0.06\%$	$\pm 0.04\%$	$\pm 0.07\%$
Sensitivity Drift (%/°C)			
$\geq 25^{\circ}\text{C}$ Max.	-0.01% +0.05%	-0.01% +0.05%	-0.02% +0.06%
< 25°C Max.	-0.00% +0.06%	-0.00% +0.06%	-0.01% +0.07%

* Bulk, 1,000 per bag

To order Surface Mount: add -S suffix to listing. Example: SS495A-S

To order tape in Ammopack style T2: add -T2 suffix to listing

To order tape in Ammopack style T3: add -T3 suffix to listing

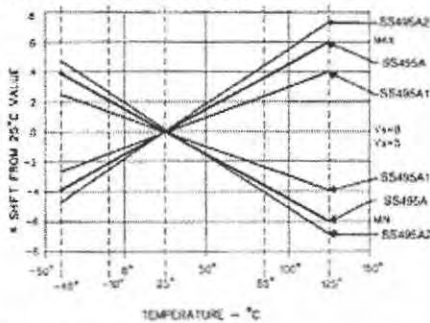
To order tape in reel style P (surface mount): add -SP suffix to listing.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

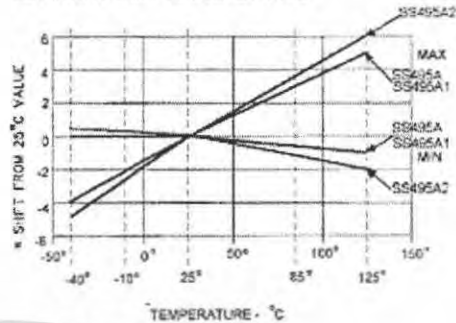
Solid State Sensors
Miniature Ratiometric Linear

SS490 Series

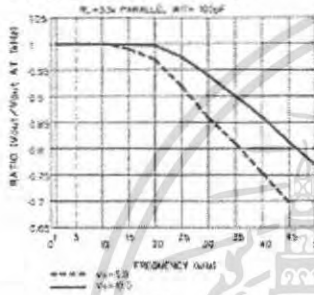
NULL SHIFT VS TEMPERATURE



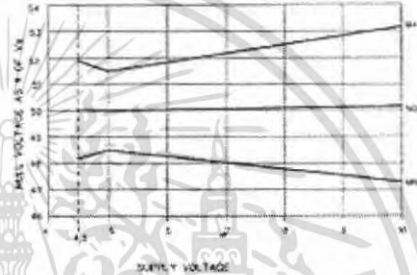
SENSITIVITY SHIFT VS TEMPERATURE



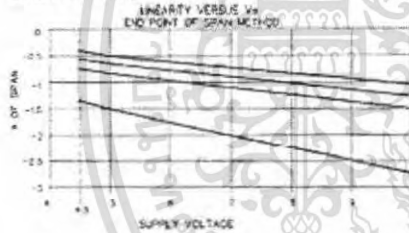
TYP. FREQUENCY RESPONSE



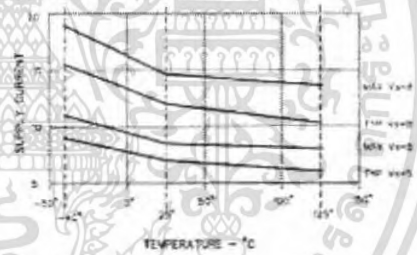
RATIO OF V_{RES1} TO V_{S2}



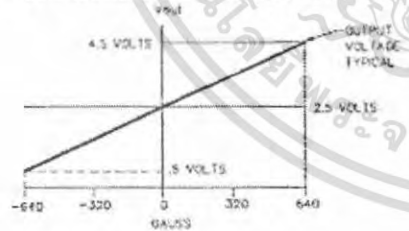
LINEARITY VS V_{S2}



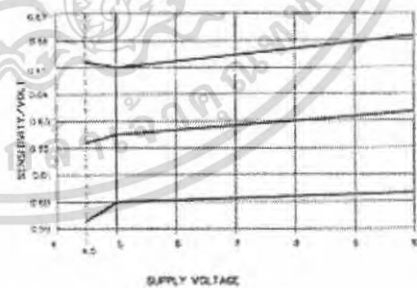
SUPPLY CURRENT VS TEMPERATURE



TRANSFER CHARACTERISTICS V_{S2} 5.0VDC



SENSITIVITY V VS V_{S2}



Analog

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

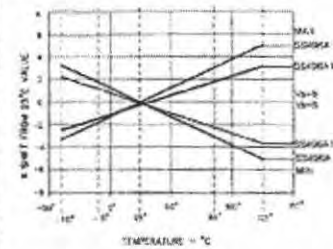
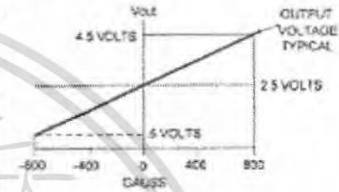
Solid State Sensors Miniature Ratiometric Linear

SS490 Series

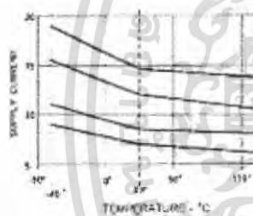
SS490 SPECIFICATIONS, $V_s = 5.0\text{ V}$, $T_s = -40\text{ to }+125^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

Catalog Listing		SS490A Standard	SS490A1 High Accuracy
Supply Voltage, DC		4.5 to 10.5	4.5 to 10.5
Supply Current @ 25°C (mA)	Typ.	7.0	7.0
	Max.	8.7	8.7
Output Type (Sink or Source)		Ratiometric	Ratiometric
Output Current, mA			
Typ. Source	$V_s > 4.5\text{ V}$	1.5	1.5
Min. Source	$V_s > 4.5\text{ V}$	1.0	1.0
Min. Sink	$V_s > 4.5\text{ V}$	0.6	0.6
Min. Sink	$V_s > 5.0\text{ V}$	1.0	1.0
Magnetic Range	Typ.	-840 to +840 Gauss (-84 to +84 mT)	
	Min.	-750 to +750 Gauss (-75 to +75 mT)	
Output Voltage Span	Typ.	0.2 to $(V_s - 0.2)$	0.2 to $(V_s - 0.2)$
	Min.	0.4 to $(V_s - 0.4)$	0.4 to $(V_s - 0.4)$
Null (Output @ 0 Gauss, V)		2.500 ± 0.175	2.500 ± 0.075
Sensitivity (mV/G)		2.500 ± 0.100	2.50 ± 0.075
Linearity, % of Span	Typ.	-1.0%	-1.0%
	Max.	-1.5%	-1.5%
Temperature Error Null Drift (%/°C)		$\pm 0.042\%$	$\pm 0.022\%$
Sensitivity Drift (%/°C)	$\geq 25^\circ\text{C}$ Max.	-0.01, +0.05	-0.01, +0.06
	$< 25^\circ\text{C}$ Max.	-0.00, +0.06	-0.00, +0.06

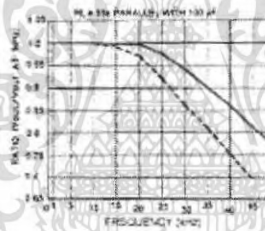
NULL SHIFT VS TEMPERATURE

TRANSFER CHARACTERISTICS @ $V_s = 5\text{ VDC}$ 

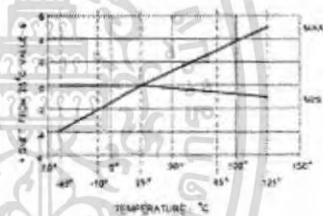
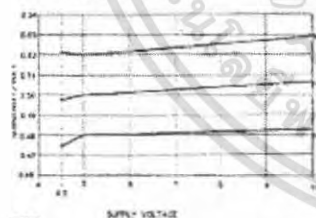
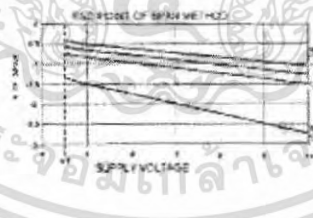
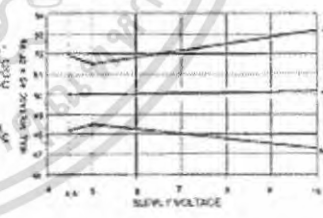
SUPPLY CURRENT VS TEMP.



TYP. FREQUENCY RESPONSE



SENSITIVITY SHIFT VS TEMP

SENSITIVITY VS V_s LINEARITY VS V_s RATIO OF V_{null} TO V_s 

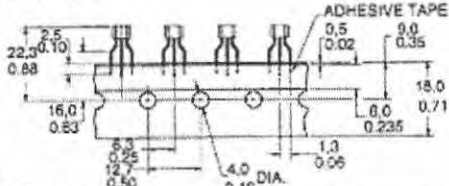
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Solid State Sensors Miniature Ratiometric Linear

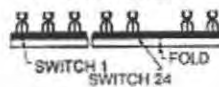
SS490 Series

MOUNTING DIMENSIONS (for reference only)

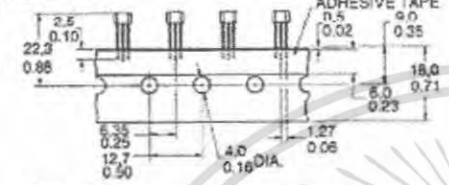
TAPE STYLE T2



AMMOPACK STYLE T2



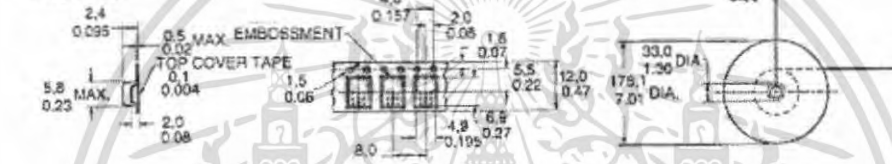
TAPE STYLE T3



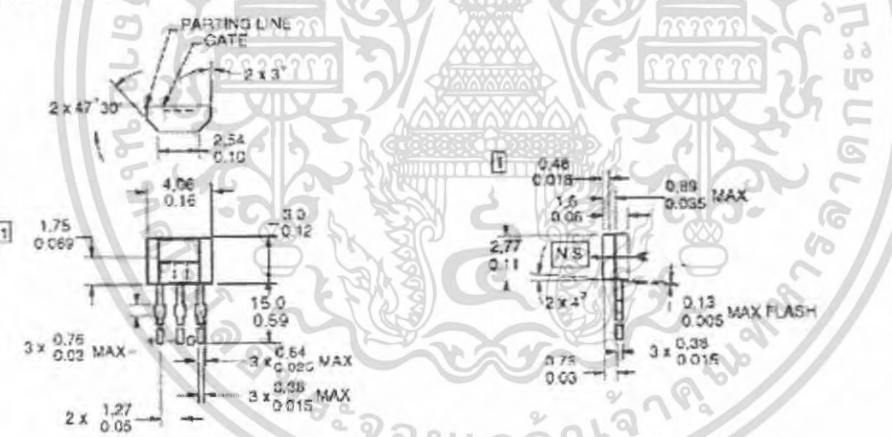
AMMOPACK STYLE T3



TAPE STYLE P



SENSOR PACKAGE



OPTIONAL SURFACE MOUNT STYLE



1 Centerline of Hall cell

Analogs

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้