



ปีการศึกษา 2540

การพัฒนาปรับปรุงรถไฟฟ้ากระแสดตรง

Application for DC Electric Car



โดย

นายสมพงษ์	ศิลป์ชัย
นายสมศักดิ์	เมธิกุล
นายสันติ	เดชะพิทักษ์ธรรม
นายอิศเรศ	อิงศรีวรกุล

วัน เดือน ปี.....	-5.ค.ค.2541
เลขทะเบียน.....	038484
เลขเรียกหนังสือ.....	T.4.0020ที่๕๕๓ก

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ

ปริญญาโทปีการศึกษา 2540

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การพัฒนาปรับปรุงรถไฟฟ้ากระแสตรง

ผู้จัดทำ



1. นายสมพงษ์ ศิลปชัย
2. นายสมศักดิ์ เมธีกุล
3. นายสันติ เตะพะพิทักษ์ธรรม
4. นายอิศเรศ อิงศรีวรกุล


..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ) .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การพัฒนาปรับปรุงรถไฟฟ้ากระแสตรง

นายสมพงษ์ ศิลปชัย
นายสมศักดิ์ เมธิกุล
นายสันติ เศษะพิทักษ์ธรรม
นายอิสระ อิงศรีวรกุล
ผศ.ประภาส ไพรสุวรรณ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

ปฏิญานิทรรศการนี้แสดงถึงการออกแบบระบบควบคุมความเร็ว และระบบป้องกันทางไฟฟ้าของรถไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้การควบคุมแรงดันไฟฟ้าแบบลดแรงดันไฟฟ้าประกอบด้วยรายละเอียดคือ การใช้ IGBT เป็นสวิตช์ วงจรกำเนิดพัลส์แบบปรับความถี่ไซเคิลจากคันเร่ง วงจรขับเคลื่อนของ IGBT วงจรป้องกันกระแสไฟฟ้าเกิน และระบบควบคุมการเดินหน้า-ถอยหลังของรถไฟฟ้า ทั้งนี้เพื่อใช้ในการควบคุมความเร็วมอเตอร์ของรถไฟฟ้าซึ่งคัดแปลงมาจากเจนเนอเรเตอร์กระแสตรงขนาด 28.5 โวลต์ 150 แอมป์ มาใช้ที่พิกัดใหม่คือ 60 โวลต์ 300 แอมป์

Application for DC Electric Car

Somphong Sillapachai
 Somsak Mateekul
 Santi Techapitaktham
 Itsaret Ingsriworragul
 Asst.Prof.Prapas Prisuwanna Advisor
 1997

ABSTRACT

This project present speed control and electric protection unit of DC electric Car by the buck circuit which control input motor voltage. This project shows the details of IGBT switching , duty cycle pulse control by accelerator , gate drive circuit , over current protection circuit and forward -backward control unit. This project is made for DC motor that apply from DC generator 28.5 V. 150 A. and new rated is 60 V. 300 A.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูปภาพ	III
สารบัญตาราง	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 วิธีการควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	2
บทที่ 3 ทฤษฎีของวงจรปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	4
3.1 บทนำ	4
3.2 ชนิดของวงจรปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง	4
3.3 วงจรปรับแรงดันไฟฟ้าแบบลดแรงดัน	5
3.4 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน (voltage Relation) ของวงจรลดแรงดัน	6
3.5 วงจรปรับแรงดันแบบลดแรงดันเมื่อใช้ IGBT เป็นสวิตช์	9
บทที่ 4 ไอจีบีที	11
4.1 บทนำ	11
4.2 การป้องกัน IGBT	12
4.3 การต่อขานาน IGBT	13
บทที่ 5 วงจรควบคุมความเร็วรถไฟฟ้ากระแสตรงและระบบป้องกัน	14
5.1 วงจรกำเนิดพัลส์สี่เหลี่ยมปรับความถี่ไซเคิล	15
5.2 วงจรขับเคลื่อน	20
5.3 วงจรกำลัง	21
5.4 ระบบป้องกันกระแสเกิน	22
5.5 การคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ	24
5.5.1 การคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ	24
5.5.2 การคำนวณค่าตัวเก็บประจุ	24
5.5.3 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ	25
บทที่ 6 วงจรควบคุมการ เดินหน้า - ถอยหลัง ของรถไฟฟ้า	33
6.1 คอนแทคเตอร์	33

สารบัญ

	หน้า
6.2 ระบบเดินหน้า-ถอยหลัง ของรถไฟฟ้ากระแสตรง	36
บทที่ 7 แบตเตอรี่ (การชาร์จแบตเตอรี่ ชนิด sealed)	39
บทที่ 8 ผลการทดลอง	41
8.1 ส่วนของวงจรปรับแรงดันกระแสตรงแบบสวิตแรงดัน	41
8.2 ส่วนของวงจรควบคุมการเดินหน้า-ถอยหลังของรถไฟฟ้า	49
8.3 ผลการทดสอบรถไฟฟ้าในสภาพถนนจริง	49
บทที่ 9 สรุปและวิจารณ์	51
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงกราฟ speed-torque ของมอเตอร์แบบ separately และ series	3
รูปที่ 3.1 รูปวงจรควบคุมแรงดันพื้นฐาน	4
รูปที่ 3.2 วงจรปรับแรงดันพื้นฐานแบบลดแรงดัน	5
รูปที่ 3.3 สวิตช์ขณะเปิดวงจรของวงจรลดแรงดัน	6
รูปที่ 3.4 สวิตช์ขณะเปิดวงจรของวงจรลดแรงดัน	7
รูปที่ 3.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสตรง และแรงดันกับเวลาของวงจรลดแรงดัน	8
รูปที่ 3.6 วงจรปรับแรงดันแบบลดแรงดันโดยใช้ IGBT เป็นสวิตช์	10
รูปที่ 4.1 แสดงวงจรสมมูลของ IGBT	11
รูปที่ 4.2 แสดง การต่อวงจร IGBT , รูปคลื่นในอุดมคติ และลักษณะการใช้งานในช่วงต่างๆ	12
รูปที่ 4.3 แสดง IGBT safe operating region (SOA)	13
รูปที่ 5.1 Block Diagram ของวงจร DC Chopper และระบบป้องกันกระแสเกิน	14
รูปที่ 5.2 Block Diagram แสดงการควบคุมการทำงานของ Transistor กำลัง	15
รูปที่ 5.3 วงจรพื้นฐานการสร้างสัญญาณของ CA 3524	17
รูปที่ 5.4 Block diagram ของ CA 3524	18
รูปที่ 5.5 วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ที่สามารถปรับ duty cycle	20
รูปที่ 5.6 วงจรขับเคลื่อน	21
รูปที่ 5.7 วงจรกำลัง	22
รูปที่ 5.8 ระบบป้องกันกระแสเกิน	24
รูปที่ 6.1 โครงสร้างของคอนแทคเตอร์	33
รูปที่ 6.2 เมื่อยังไม่มีกระแสไหลผ่านคอยล์ของคอนแทคเตอร์จึงทำให้ไม่มีพลังงานไฟฟ้าไปยังมอเตอร์	34
รูปที่ 6.3 เมื่อมีกระแสไหลผ่านคอยล์ทำให้คอนแทคเตอร์คอนแทคเมนต่อวงจรไฟฟ้าไปยังมอเตอร์	35
รูปที่ 6.4 แสดงวงจร Control การกลับขั้วอามเจอร์	37
รูปที่ 6.5 แสดงวงจรถูกกำลังของการกลับขั้วอามเจอร์	37

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 7.1 การชาร์จแบบ Constant Voltage with Current Limited	39
รูปที่ 8.1 วงจรกำเนิดพัลส์ที่สามารถปรับความถี่ได้ และวงจรขับเกท	41
รูปที่ 8.2 วงจรกำลังที่ใช้ IGBT เป็นสวิตช์	42
รูปที่ 8.3 ลักษณะของสัญญาณที่ตกคร่อมขาเกทกับอิมิตเตอร์ (Ch1) และ กระแสที่ไหล (Ch2) เมื่อยังไม่ได้เหยียบคันเร่ง ค่าความถี่ 0 %	43
รูปที่ 8.4 ลักษณะของสัญญาณที่ตกคร่อมขาเกทกับอิมิตเตอร์ (Ch1) และ กระแสที่ไหล (Ch2) ค่า ความถี่ประมาณ 30	44
รูปที่ 8.5 ลักษณะของสัญญาณที่ตกคร่อมขาเกทกับอิมิตเตอร์ (Ch1) และ กระแสที่ไหล (Ch2) ค่า ความถี่ประมาณ 60 %	44
รูปที่ 8.6 ลักษณะของสัญญาณที่ตกคร่อมขาเกทกับอิมิตเตอร์ (Ch1) และ กระแสที่ไหล (Ch2) ค่าความถี่ประมาณ 90 %	45
รูปที่ 8.7 ลักษณะของสัญญาณที่ตกคร่อมขาเกทกับอิมิตเตอร์ (Ch1) และ กระแสที่ไหล (Ch2) ค่าความถี่ประมาณ 100 %	45
รูปที่ 8.8 ลักษณะของสัญญาณที่ขาเกท (Ch1) และ แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อม ไหล (Ch2) เมื่อยังไม่ได้เหยียบคันเร่ง ค่าความถี่ประมาณ 0 %	46
รูปที่ 8.9 ลักษณะของสัญญาณที่ขาเกท (Ch1) และ แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อม ไหล (Ch2) ค่าความถี่ประมาณ 30 %	46
รูปที่ 8.10 ลักษณะของสัญญาณที่ขาเกท (Ch1) และ แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อม ไหล (Ch2) ค่าความถี่ประมาณ 60 %	47
รูปที่ 8.11 ลักษณะของสัญญาณที่ขาเกท (Ch1) และ แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อม ไหล (Ch2) ค่าความถี่ประมาณ 90 %	47
รูปที่ 8.12 ลักษณะของสัญญาณที่ขาเกท (Ch1) และ แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อม ไหล (Ch2) ค่าความถี่ประมาณ 100 %	48
รูปที่ 8.13 แผงสวิตช์ควบคุมการเดินหน้า-ถอยหลัง ของรถไฟฟ้ากระแสตรง	49

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 4.1 แสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติการใช้งานของอุปกรณ์ต่างๆ	13
ตารางที่ 5.1 ค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงสุดของแกน	25
ตารางที่ 5.2 แสดงค่าสัมประสิทธิ์ของแกนแบบต่าง ๆ	26
ตารางที่ 8.1 ผลการทดสอบวงจรปรับแรงดันกระแสตรงกับโหลดตัวต้านทาน	42
ตารางที่ 8.2 ผลการทดสอบวงจร กับการไฟฟ้ากระแสตรงในสภาวะชกัล้อลอย	48



บทที่ 1

บทนำ

เนื่องจากปัจจุบันนี้มีการใช้รถยนต์เป็นจำนวนมาก ซึ่งใช้น้ำมันเป็นแหล่งพลังงานหลัก ทำให้เกิดควันพิษจากไอเสียของรถยนต์เป็นอันตรายต่อสภาพแวดล้อม ดังนั้นจึงได้ทำให้เกิดแนวคิดในการใช้รถไฟฟ้าที่ไม่ต้องใช้น้ำมันเป็นเชื้อเพลิง เพื่อเป็นการประหยัดทรัพยากรธรรมชาติที่มีอยู่อย่างจำกัดและรักษาสภาพแวดล้อม โดยใช้มอเตอร์กระแสตรงเป็นตัวขับเคลื่อนแทนเครื่องยนต์ เพราะในส่วนของระบบควบคุมจะทำได้ง่าย และให้แรงบิดสูง

ในโครงการนี้ จึงได้ศึกษาถึงระบบควบคุมรถไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อนำไปใช้ในรถไฟฟ้ากระแสตรงได้อย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งประกอบด้วยส่วนของวงจรชอปเปอร์ควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงและส่วนของวงจรควบคุมการเดินหน้าถอยหลังของรถไฟฟ้า

ในส่วนของวงจรชอปเปอร์ จะเปลี่ยนระดับแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุตจากแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงให้ได้ระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุต เพราะการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนให้มอเตอร์กระแสตรง คือการควบคุมความเร็วของรถไฟฟ้า โดยวงจรชอปเปอร์ที่ใช้จะเป็นวงจรปรับแรงดันแบบลดแรงดัน ซึ่งใช้ไอจีบีที (IGBT - Insulated gate bipolar transistor) เป็นอุปกรณ์ในการสวิตซ์ซึ่ง โดยทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมแรงดันไฟฟ้า โดยการเปลี่ยนค่าดิวตี้ไซเคิล ซึ่งคือช่วงเวลาที่มีไอจีบีทีนำกระแส ต่อช่วงเวลาทั้งหมดที่มีไอจีบีทีนำและหยุดนำกระแส โดยในการควบคุมให้ไอจีบีทีนำและหยุดนำกระแสจะมีวงจรกำหนดดิวตี้ไซเคิล และวงจรชั้ขาเกท เป็นตัวควบคุม ส่วนแหล่งพลังงานที่ใช้จะใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง

ในส่วนของวงจรควบคุมการเดินหน้าถอยหลังของรถไฟฟ้า จะใช้หลักการกลับขั้วอาร์เมเจอร์เพื่อควบคุมทิศทางการหมุนของมอเตอร์ และรถไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้แมกเนติกคอนแทคเตอร์ เป็นอุปกรณ์ตัดต่อวงจรเพื่อกลับทิศทางการเคลื่อนที่

บทที่ 2

วิธีการควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

วิธีการควบคุมความเร็วมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง เราสามารถควบคุมความเร็วได้ 3 วิธีดังนี้คือ

1. การควบคุมแรงดันอาร์เมเจอร์ (Armature Voltage Control)
2. การควบคุมฟลักซ์สนาม (Field Flux Control)
3. การควบคุมความต้านทานอาร์เมเจอร์ (Armature Resistance Control)

ซึ่งการควบคุมความเร็วของรถไฟฟ้าที่ใช้ในโครงการนี้ ใช้วิธีการควบคุมแรงดันอาร์เมเจอร์

การควบคุมแรงดันอาร์เมเจอร์ (Armature Voltage Control)

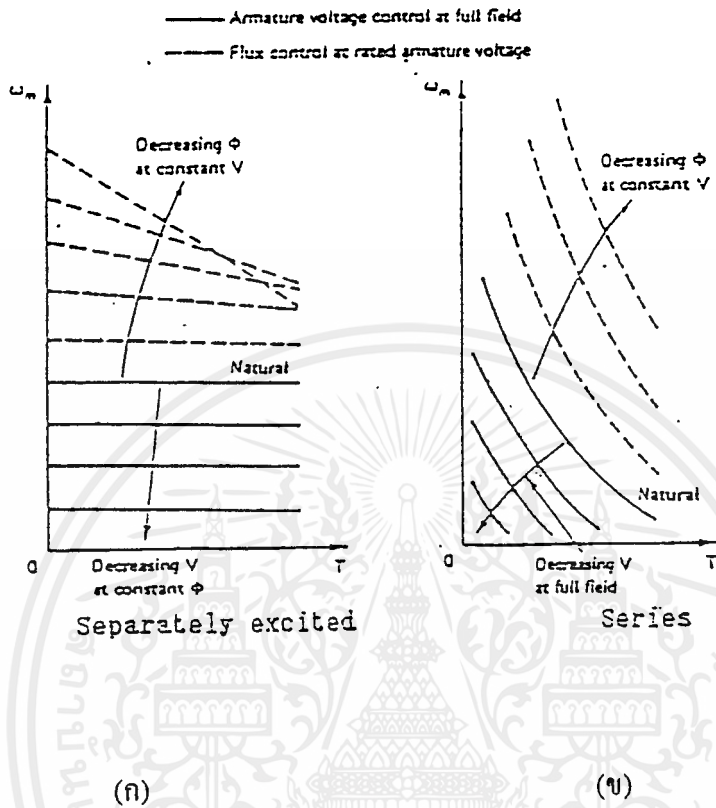
ถ้าแรงดันอาร์เมเจอร์ของ separate excited หรือ series dc motor ที่กำลังวิ่งอยู่ที่สถานะคงที่ ถูกลดลงเป็นปริมาณน้อย ๆ ตามรูปที่ (ก) กระแสอาร์เมเจอร์จะลดลงเป็นผลให้แรงบิดของมอเตอร์ลดลงด้วย ในขณะที่แรงบิดของมอเตอร์น้อยกว่าแรงบิดที่โหลดต้องการมอเตอร์จะเกิดความหน่วง เป็นสาเหตุให้ความเร็ว และ back emf ลดลงเรื่อย ๆ จนกระทั่งแรงบิดของมอเตอร์เท่ากับแรงบิดที่โหลดต้องการ ถ้าแรงดันอาร์เมเจอร์ของ separate excited motor ถูกลดลงเป็นปริมาณมากๆ ซึ่งอาจน้อยกว่า back emf จุดนี้ทำให้กระแสอาร์เมเจอร์จะไหลกลับทาง ในขณะที่มอเตอร์กำลังทำงานเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า (generator) สร้างแรงบิดที่ตรงกันข้าม (negative torque) จนกระทั่งความเร็วของมอเตอร์ตกลงถึงค่าที่ทำให้ back emf เสมอภาคกับแรงดันอาร์เมเจอร์ ส่วนในกรณีของ series motor เมื่อแรงดันอาร์เมเจอร์ถูกลดลงเป็นปริมาณมาก ๆ มันจะไม่ทำงานเป็น generator แต่ที่เกิดความหน่วงเพราะว่าแรงบิดของมอเตอร์ต่ำกว่าแรงบิดที่โหลดต้องการ

ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์กระแสตรงที่กำลังวิ่งอยู่ ณ สถานะคงที่ ถูกเพิ่มขึ้นด้วย มอเตอร์จะเกิดอัตราเร่งทำให้ความเร็วมอเตอร์ และ back emf เพิ่มขึ้น จนกระทั่งไปสู่จุดสมดุลใหม่ คือ แรงบิดของมอเตอร์เท่ากับแรงบิดที่โหลดต้องการ ที่ความเร็วที่สูงกว่าเดิม

ขณะที่เพิ่มความเร็ว แรงดันอาร์เมเจอร์ควรเปลี่ยนทีละน้อย ๆ เพราะการเปลี่ยนแรงดันอาร์เมเจอร์ทีละมาก ๆ นั้น เป็นสาเหตุให้กระแสไหลผ่านอาร์เมเจอร์เป็นปริมาณมาก ซึ่งจุดนี้อาจจะทำความเสียหายให้กับคอมมิวเตเตอร์ หรือลดอายุการใช้งานของมอเตอร์ลงได้

steady-state speed-torque characteristic ของ separately และ series DC motor ที่แรงดันอาร์เมเจอร์ต่างๆกัน แสดงดังรูปที่ 2.1 (ก) (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 แสดงกราฟ speed-torque ของมอเตอร์แบบ separately และ series

ด้วยวิธีการลดแรงดันอาร์เมเจอร์ มอเตอร์สามารถทำงานที่ความเร็ว-แรงบิดใดๆ ก็ได้ระหว่าง the nature speed-torque curve และ แกนของแรงบิดในกราฟ ในกรณีของ separately excited motor การปรับแรงดันอาร์เมเจอร์จะเป็นการปรับความเร็วที่สภาวะไร้อโหลด และ speed-torque characteristic จะไม่เปลี่ยนแปลงตลอดการปรับความเร็ว อีกทั้งมันยังเหมาะสมกับการควบคุมชนิด constant torque drive เพราะกระแสอาร์เมเจอร์สามารถปรับถึงสูงสุดตลอดการปรับความเร็ว เป็นผลให้เราสามารถปรับแรงบิดจากต่ำสุดถึงสูงสุดได้ตลอดการปรับความเร็วเช่นเดียวกัน นั่นแสดงว่ามอเตอร์จะให้แรงบิดได้เท่าเทียมกับอโหลดเสมอ ไม่ว่าความเร็วไหนก็ตาม

การปรับ DC Voltage สามารถใช้ semiconductor converters คือ

1. Controlled rectifier (หรือ AC to DC convertor)
2. Chopper (DC to DC convertor)

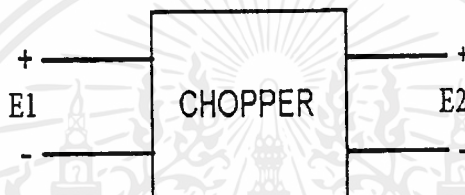
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ทฤษฎีของวงจรปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

3.1 บทนำ

การควบคุมความเร็วของรถไฟฟ้า จะใช้วิธีควบคุมแรงดันอาร์เมเจอร์โดยอาศัย วงจรปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (DC to DC converter หรือ Chopper) คือ วงจรไฟฟ้าที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ป้อนให้กับวงจรทางด้านอินพุท ให้ได้ระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุทตามที่ต้องการ ซึ่งจะขึ้นอยู่กับชนิดของวงจรชอปเปอร์



E1 : ระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ป้อนให้วงจร

E2 : ระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านเอาต์พุท

รูปที่ 3.1 รูปวงจรควบคุมแรงดันพื้นฐาน

3.2 ชนิดของวงจรปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

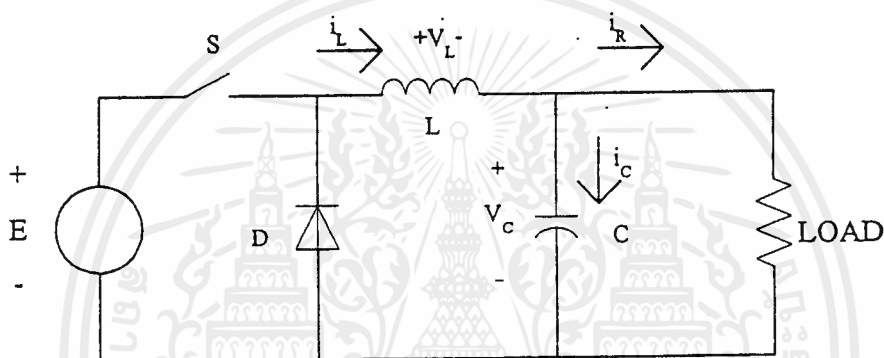
วงจรปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงสามารถจำแนกได้ตามความสัมพันธ์ของระดับแรงดันทางด้านอินพุท และแรงดันทางด้านเอาต์พุท ซึ่งสามารถจำแนกออกได้เป็น 3 แบบ ดังนี้

1. วงจรลดแรงดัน (Buck Circuit) คือ วงจรที่ทำหน้าที่ปรับแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุท ให้ได้ระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุท ซึ่งมีระดับแรงดันต่ำกว่าระดับแรงดันทางด้านอินพุท
2. วงจรเพิ่มแรงดัน (Boost Circuit) คือ วงจรที่ทำหน้าที่ปรับแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุท ให้ได้ระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุท ซึ่งมีระดับแรงดันสูงกว่าระดับแรงดันทางด้านอินพุท

3. วงจรลด และเพิ่มแรงดัน (Buck-Boost Circuit) คือ วงจรที่ทำหน้าที่ปรับแรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุท ให้ได้ระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุท ซึ่งมีระดับแรงดันต่ำ หรือสูงกว่าระดับแรงดันทางด้านอินพุท

สำหรับวงจรที่จะศึกษาเพื่อนำมาควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงคือ วงจรลดแรงดัน ซึ่งมีหลักการพื้นฐานดังต่อไปนี้

3.3 วงจรปรับแรงดันไฟฟ้าแบบลดแรงดัน



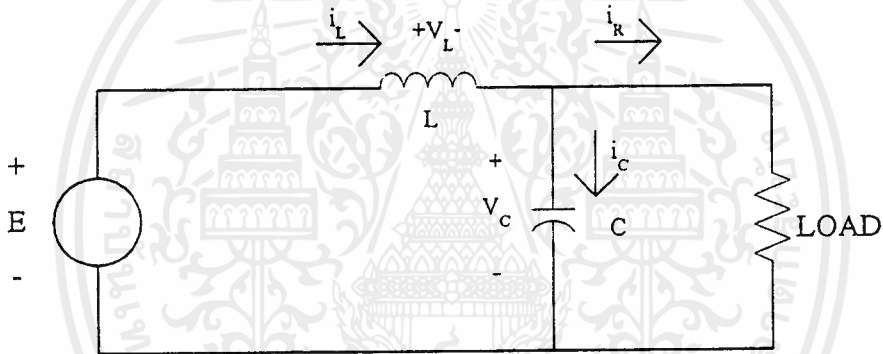
รูปที่ 3.2 วงจรปรับแรงดันพื้นฐานแบบลดแรงดัน

E : ระดับแรงดันด้านอินพุท	i_d : กระแสที่ไหลผ่าน ไดโอด
S : สวิตช์	i_L : กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ
D : ไดโอด	i_C : กระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ
C : ตัวเก็บประจุ	V_L : แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ
L : ตัวเหนี่ยวนำ	V_C : แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ

จากวงจรที่แสดงในรูปที่ 3.2 ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุในวงจรลดแรงดัน จะทำให้กระแสที่ไหลออกทางด้านเอาต์พุทมีความต่อเนื่อง และเรียบขึ้น และยังทำหน้าที่กำจัดริบเปลี่ลของวงจรอีกด้วย

3.4 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน (voltage Relation) ของวงจรลดแรงดัน

จากรูปที่ 3.2 ในการปรับระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุต V_c นั้นสวิทช์ S จะถูกเปิดและปิดเป็นจังหวะ โดยที่มีคาบเวลาของการเปิด-ปิด เท่ากับ T และกำหนดให้อัตราส่วนของช่วงเวลาที่สวิทช์ S ปิดต่อช่วงเวลาที่สวิทช์เปิดมีค่าเท่ากับ D ซึ่งเรียกว่าดิวตี้ไซเคิล (Duty cycle) ดังนั้นช่วงเวลาที่สวิทช์ปิดวงจรมีค่าเท่ากับ DT ช่วงเวลาที่สวิทช์เปิดมีค่าเท่ากับ $(1-D)T$ สำหรับวงจรในรูปที่ 3.2 จะพิจารณาให้ตัวเก็บประจุมีค่ามากพอ ดังนั้นเราจะไม่พิจารณาดังค่าริบปี้ล และถือว่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าคงที่ (V_c)



รูปที่ 3.3 สวิทช์ขณะปิดวงจรของวงจรลดแรงดัน

จากรูปที่ 3.3 พิจารณาแรงดันไฟฟ้าในช่วงสวิทช์ปิด

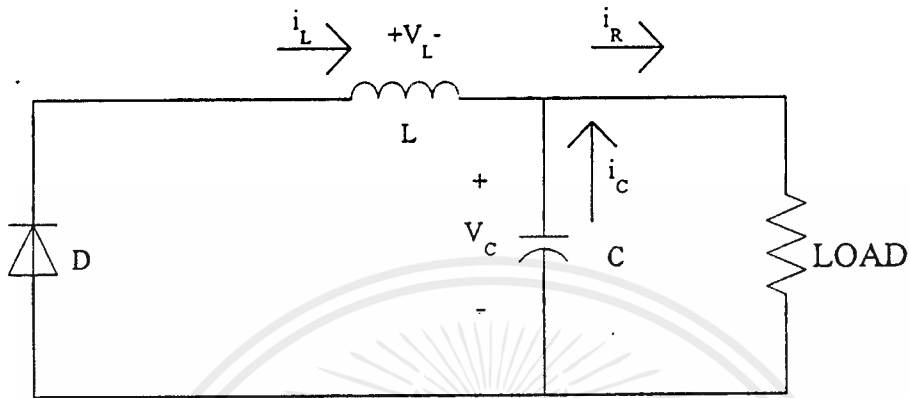
$$E = V_L + V_c \quad (3.1)$$

$$E = \frac{L di_L}{dt} + V_c \quad (3.2)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E - V_c}{L} \quad (3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาช่วงที่เปิดวงจรจะได้ดังรูป



รูปที่ 3.4 สวิตช์ขณะเปิดวงจรของวงจรลดแรงดัน

ช่วงที่เปิดวงจรกระแสจะไหลครบวงจรได้โดยผ่านไดโอด (D)

พิจารณาความสัมพันธ์ช่วงเปิดวงจร

$$0 = V_L + V_C \quad (3.4)$$

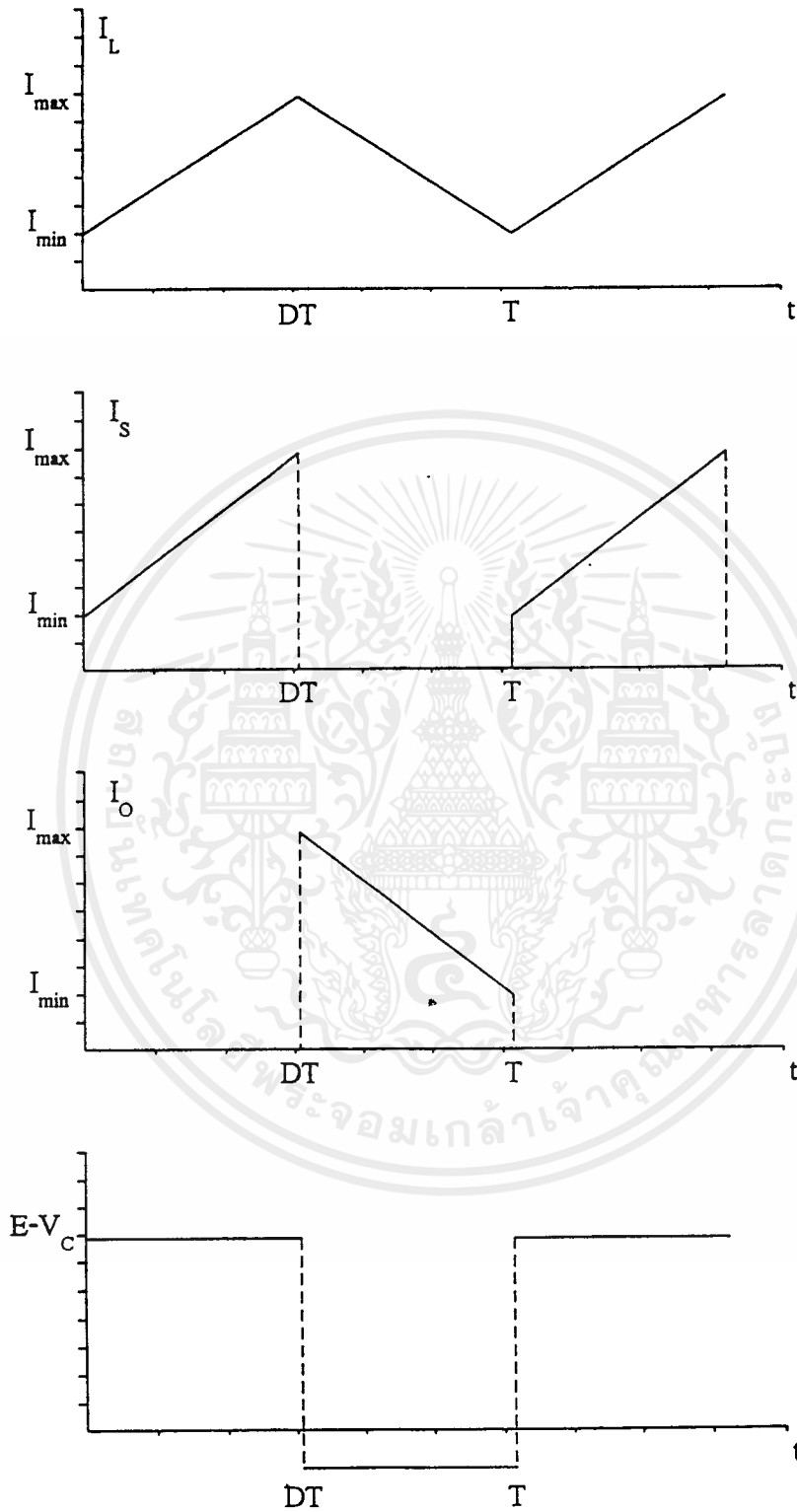
$$0 = L \frac{di_L}{dt} + V_L \quad (3.5)$$

$$\frac{di_L}{dt} = - \frac{V_C}{L} \quad (3.6)$$

ทั้งช่วงที่มีการเปิด และปิดวงจร เราจะพิจารณาทิศทางของกระแสเมื่อเทียบกับเวลา ช่วงที่มีการปิดวงจร (DT) กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) จะค่อยๆ เพิ่มขึ้นโดยมีความชันคงที่ โดยเราจะพิจารณาให้ค่ากระแสเริ่มต้นมีค่าเท่ากับ I_{min} และเพิ่มขึ้นจนถึงค่า I_{max} ซึ่งเปิดเป็นจังหวะที่สวิตช์ถูกเปิด

ช่วงที่สวิตช์ถูกเปิด กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำยังคงไหลในทิศทางเดิมแต่มีค่าน้อยลงเรื่อยๆ จากค่า I_{max} จนถึงค่า I_{min} ซึ่งพิจารณาจากกราฟรูปที่ 3.5 ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสตรง และแรงดันกับเวลาของวงจรลดแรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลาที่สวิตช์ถูกเปิด กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นจาก I_{min} จนถึงค่า I_{max} และช่วงที่ปิดวงจร กระแสตกลงจาก I_{max} จนถึงค่า I_{min} ทั้งช่วงเปิด และปิดวงจรมีค่าเท่ากันเพราะมีการเปิด-ปิดเป็นจังหวะในแต่ละคาบเวลา ซึ่งอาจมากกว่า หรือเท่ากับศูนย์ สำหรับวงจรที่พิจารณาเราพิจารณาให้กระแสไหลที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นกระแสที่ไหลต่อเนื่อง จากสมการที่พิจารณาจะได้ว่า

$$I_{min} - I_{max} = \frac{(E - V_c)DT}{L} \quad (3.7)$$

$$I_{min} - I_{max} = -\frac{V_c (1-D)T}{L} \quad (3.8)$$

$$\frac{(E - V_c)DT}{L} = \frac{V_c (1-D)T}{L} \quad (3.9)$$

$$(E - V_c)D = V_c (1-D) \quad (3.10)$$

$$V_c = DE \quad (3.11)$$

จะเห็นได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อมคาปาซิเตอร์ (V_c) ซึ่งก็คือแรงดันเอาต์พุตจากวงจรปรับแรงดันกระแสตรงแบบลดแรงดัน ขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของคาบเวลาในการเปิด-ปิดสวิตช์ ดังนั้นเราสามารถปรับระดับแรงดันทางด้านเอาต์พุตได้ โดยที่แรงดันเอาต์พุตกระแสตรงของวงจรปรับแรงดันกระแสตรงแบบลดแรงดัน จะมีระดับแรงดันที่ต่ำกว่าระดับแรงดันกระแสตรงทางด้านอินพุต

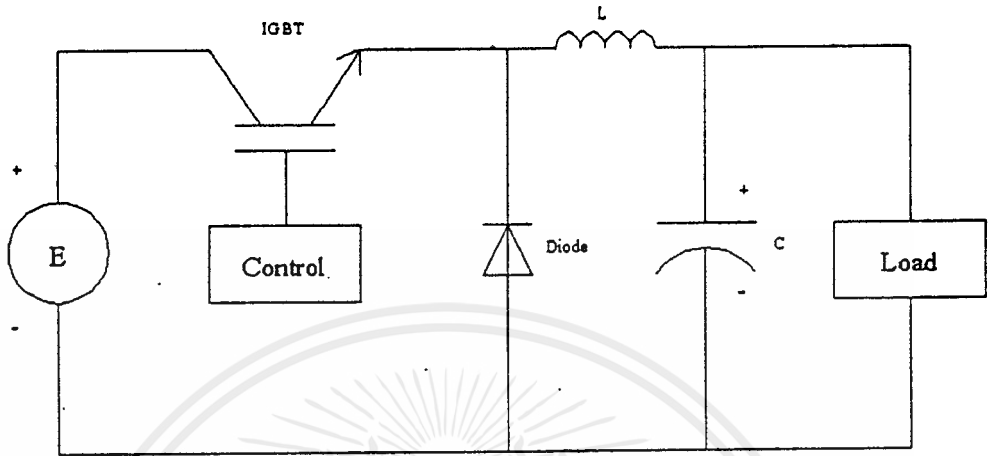
3.5 วงจรปรับแรงดันแบบลดแรงดันเมื่อใช้ IGBT เป็นสวิตช์

สำหรับในวงจรที่ได้แสดงไว้แล้ว ในทางปฏิบัติอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ในสวิตช์จะแทนด้วย

1. POWER BJT
2. POWER MOSFET
3. GTO
4. FORCE-COMMUTATED THYRISTOR
5. IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำเอา IGBT มาแทนสวิทช์ในวงจรลดแรงดัน จะได้รูปวงจรงดังนี้



รูปที่ 3.6 วงจรปรับแรงดันแบบลดแรงดันโดยใช้ IGBT เป็นสวิทช์

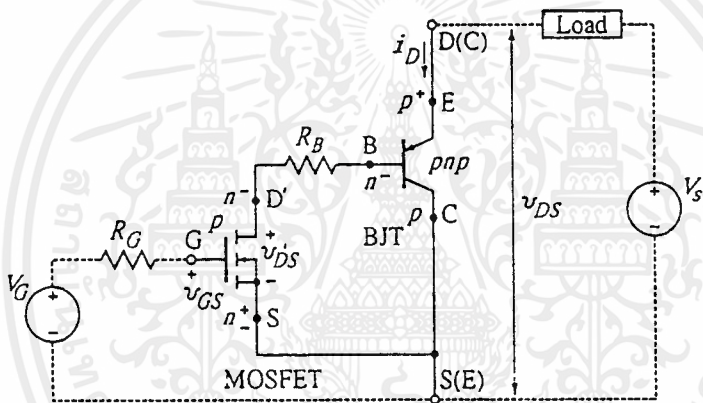
IGBT จะทำหน้าที่ในการเปิด-ปิดวงจร โดยรับสัญญาณทริกที่ขาเกตของIGBT โดยเมื่อได้รับสัญญาณควิตซ์ไจเคลที่ขาเกตมาทริก ซึ่งมีลักษณะเป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยมที่สามารถปรับช่วงกว้างของพัลส์ได้โดยความถี่คงที่ การปรับความกว้างของพัลส์สี่เหลี่ยมในการทดลองจะปรับจากตัวต้านทานแบบปรับค่าได้ ซึ่งต่ออยู่กับวงจรกำเนิดพัลส์สี่เหลี่ยมปรับค่าได้ สำหรับการใช้งานในรถไฟฟ้ากระแสตรงจะใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ซึ่งจะใช้ในส่วนของคันเร่งในการควบคุมความเร็วของรถ โดยสัญญาณแรงดันแบบควิตซ์ไจเคลจะถูกนำไปต่อผ่านวงจรขั้วเกตเพื่อขับ IGBT ที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ในวงจรปรับแรงดันกระแสตรงแบบลดแรงดัน เป็นไปตามลักษณะของควิตซ์ไจเคล ซึ่งเป็นการปรับช่วงเวลาให้ IGBT นำ และหยุดนำกระแสตามสัญญาณควิตซ์ไจเคลที่มาควบคุม

บทที่ 4

ไอจีบีที

4.1 บทนำ

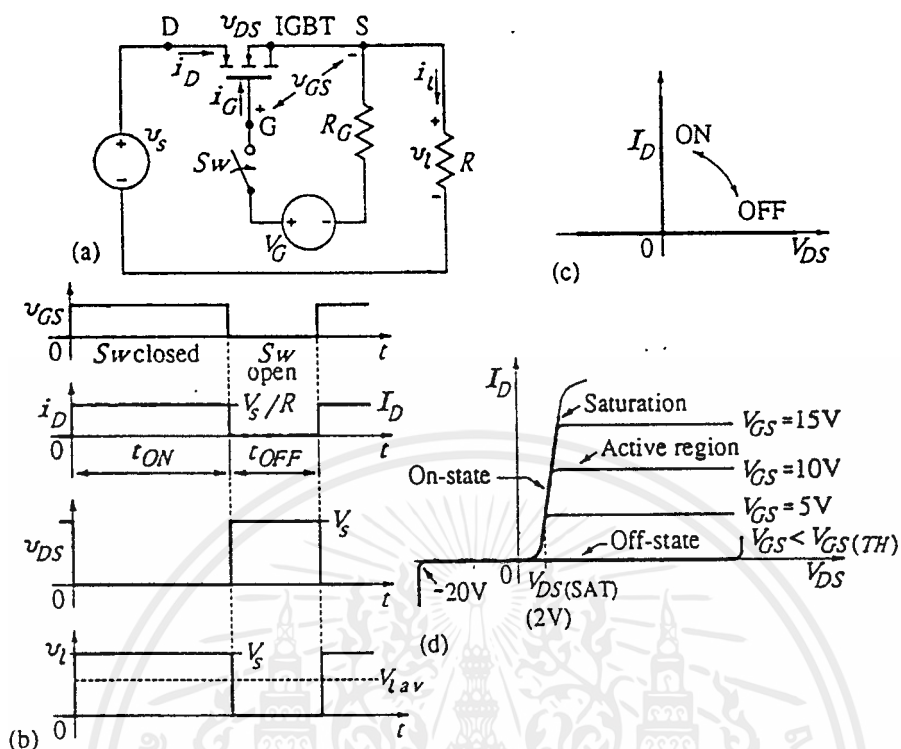
IGBT เป็นการรวมอุปกรณ์มอสเฟตและไบโพลาร์จังก์ชันทรานซิสเตอร์อยู่ในอุปกรณ์ตัวเดียวโดยมีลักษณะที่แตกต่างจากอุปกรณ์ไบโพลาร์จังก์ชันทรานซิสเตอร์คือ IGBT ใช้การควบคุมแรงดันเพื่อควบคุมการสวิตชิ่งซึ่ง IGBT สามารถสวิตชิ่งได้เร็วกว่าพวกอุปกรณ์ไบโพลาร์จังก์ชันทรานซิสเตอร์และในขณะที่ใช้งานมีแรงดันตกคร่อมตัวเองน้อยและไม่มีค่าเชกคินดารี เบรคดาวน์ ในขณะที่เทอนออฟ



รูป 4.1 แสดงวงจรสมมูลของ IGBT

IGBT สามารถใช้ในงานสวิตชิ่งเพื่อควบคุมแรงดันซึ่งสามารถใช้งานได้ตั้งแต่แรงดัน 300 โวลต์ ถึง 1600 โวลต์ กระแสสามารถทนได้ตั้งแต่ 10 แอมป์ จนถึง 400 แอมป์ และสามารถใช้งานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 1 kHz ถึง 20 kHz จากค่าพิกัดต่างๆของ IGBT แสดงว่าอุปกรณ์นี้เหมาะกับการใช้งานในระดับกำลังปานกลาง (ต่ำกว่า 0.5 เมกะวัตต์) และความถี่ระดับปานกลางเมื่อเปรียบเทียบกับมอสเฟตซึ่งใช้ในงานกำลังต่ำ และไทรสเตอร์ซึ่งใช้ในงานกำลังสูง

การจำกัดกระแสที่จ่ายเข้าสู่โหลดแสดงตามรูปที่ 4.2 ซึ่งกระแสที่ไหลจะแปรตามค่าแรงดันที่ขาเกต (V_{GS}) การใช้งานในช่วงอิมิตัวจะต้องให้ค่าแรงดันที่ขาเกตไม่ต่ำกว่า 15 โวลต์ ถ้าต่ำกว่านั้นจะเป็นการใช้งานในช่วงแอกทีฟ และการใช้งานในช่วงออฟจะมีแรงดันที่ขาเกตประมาณ 0 โวลต์



IGBT steady-state I-V characteristics. (a) Circuit, (b) ideal waveforms, (c) ideal characteristics, (d) realistic characteristics.

รูป 4.2 แสดงการต่อวงจร IGBT, รูปคลื่นในอุดมคติและลักษณะการใช้งานในช่วงต่างๆ

4.2 การป้องกัน IGBT

4.2.1 การป้องกันแรงดันไฟฟ้าเกิน

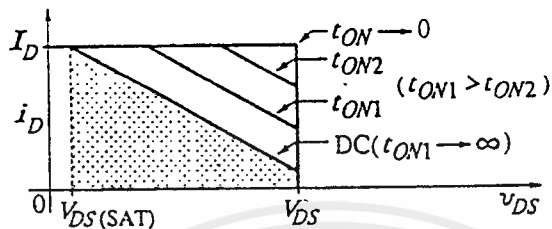
การใช้งานจะใช้งานที่แรงดันต่ำกว่า 80 % ของแรงดันที่พิกัด และการป้องกันค่าแรงดันไฟฟ้าย้อนกลับขณะกำลังออฟจะต้องมีไดโอดคร่อมตัว IGBT ไว้ทำให้ค่าแรงดันย้อนกลับมีค่าเท่ากับ $L_s (di_{load} / dt)$ ซึ่งค่า L_s จะมีค่าน้อยจึงทำให้ แรงดันไฟฟ้าย้อนกลับน้อยไปด้วย ในโครงงานนี้อุปกรณ์ IGBT ที่ใช้มีไดโอดคร่อมเรียบร้อยแล้ว

4.2.2 การป้องกันกระแสเกิน

การใช้งาน IGBT ในการสวิทช์ซึ่งจะต้องคำนึงถึงขอบเขตการใช้งานปลอดภัย (SOA) ซึ่งจะแสดงดังรูปที่ 4.3 ซึ่งจะต้องดูถึงระยะเวลาการใช้งาน ค่าของกระแสจะแปรตามแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมระหว่างขาเดรน กับ ขาซอส ซึ่งก็คือค่าแรงดันตกคร่อม IGBT นั้นเอง ค่าแรงดันตกคร่อมนี้จะขึ้นอยู่กับแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนเข้าขาเกต ในการใช้งานขณะในช่วงการเทอน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ออฟจะมีอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดันตกคร่อม IGBT สูงมากซึ่งการป้องกันนี้เราจะใช้ วงจรสับเบอร์ดต่อคร่อมตัว IGBT หรือใช้การเพิ่มค่าความต้านทานที่ขาเกท



รูป 4.3 แสดง IGBT safe operating region (SOA)

4.3 การต่อขานาน IGBT

จะมีการต่อตัวความต้านทานที่ขาของแต่ละ IGBT เพื่อเป็นการช่วยให้กระแสที่ไหลผ่านแต่ละ IGBT ไหลใกล้เคียงกัน ในโครงการนี้จะใช้ความต้านทาน 0.005 โอห์ม

Item	Thyristor	GTO	Bipolar transistor	MOSFET	SIT	SIThy	IGBT
Normal ON/OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	ON	ON	OFF
Breakdown voltage (V)	~ 4000	~ 4500	~ 1000	~ 1000	~ 500	~ 2500	~ 1200
Current density (A cm ⁻²)	100	100	40	10	10	100	60
Surge current capability	Good	Good	Bad	Bad	Bad	Good	Bad
Carrier frequency (kHz)	5	3	20	2000	2000	20	20
Gate drive power	Low	Medium	High	Low	Low	Medium	Low
Self turn-off ability	No	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes	Yes
Operating junction temperature limit (°C)	125	125	150	200	200	200	150

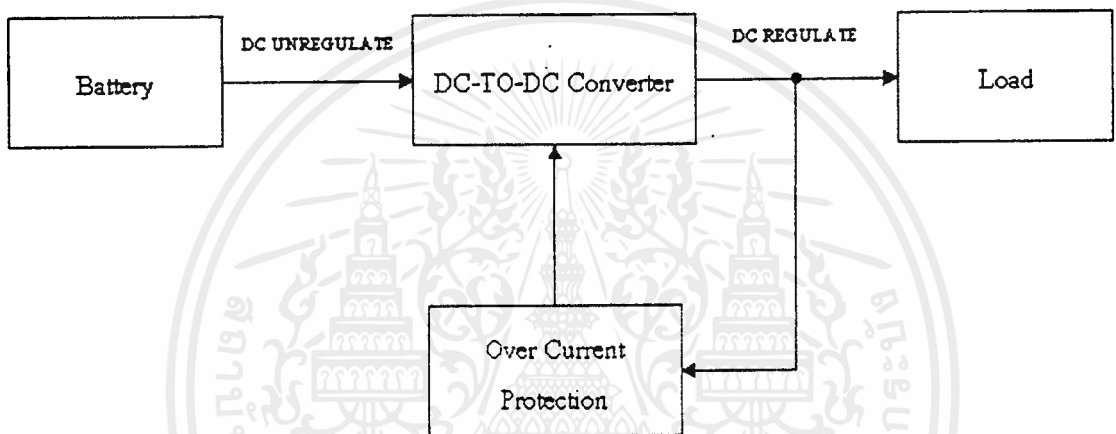
ตาราง 4.1 แสดงการเปรียบเทียบคุณสมบัติการใช้งานของอุปกรณ์ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

วงจรควบคุมความเร็วรถไฟฟ้ากระแสตรงและระบบป้องกัน

ใช้หลักการควบคุมแรงดันอาร์เมเจอร์ในการควบคุมความเร็วของ DC MOTOR ซึ่งในโครงงานนี้ใช้วงจร DC CHOPPER ชนิด BUCK ในการควบคุมแรงดันและมีส่วนของระบบป้องกันกระแสเกินประกอบกัน โดยมี Block diagram ดังรูป



รูปที่ 5.1 Block Diagram ของวงจร DC Chopperและระบบป้องกันกระแสเกิน

โดยใช้ IGBT เป็น Switch ซึ่งการ ON-OFF ซึ่งจะถูควบคุมโดยสัญญาณที่สร้างจากวงจรควบคุม โดยวงจร DC CHOPPER ชนิด BUCK จะประกอบด้วย 3 ส่วน คือ

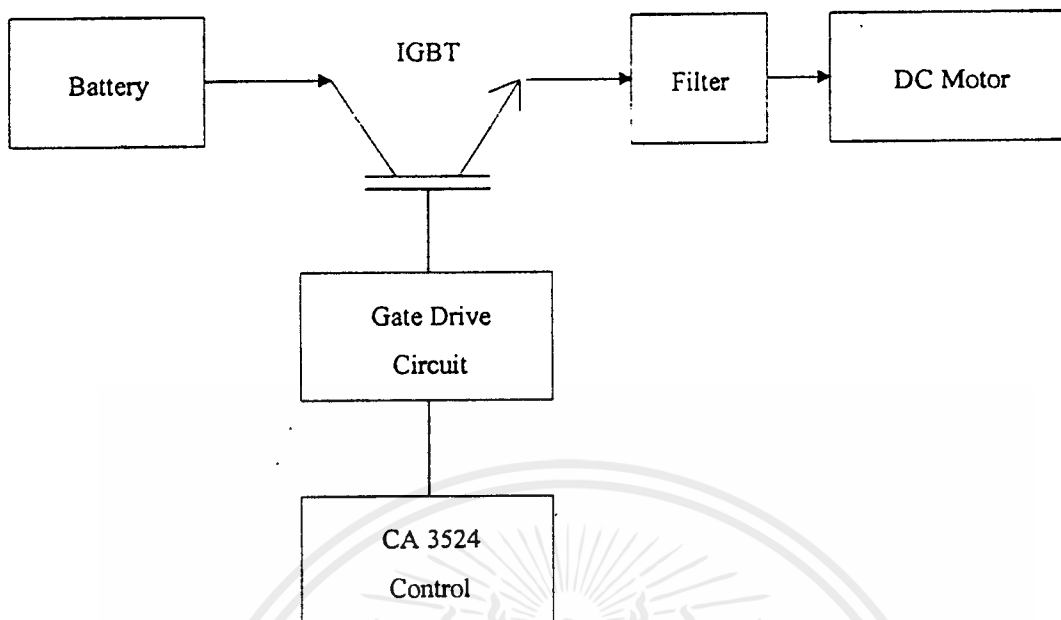
1. วงจรกำเนิดพัลส์สี่เหลี่ยมปรับความถี่ไซเคิล

ทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์สี่เหลี่ยมที่สามารถปรับความถี่ไซเคิลได้โดยใช้คันเร่งที่เป็น R ปรับค่าได้ ซึ่งในโครงงานนี้ใช้ IC เบอร์ CA 3524 เป็นตัวสร้างสัญญาณ

2. วงจรขับเกท

จะรับสัญญาณจากวงจรกำเนิดพัลส์มาขยายเพื่อให้เพียงพอที่จะขับขาเกทของ IGBT ทำให้ IGBT สามารถ ON-OFF ได้ตามต้องการ

3. วงจรกำลัง



รูปที่ 5.2 Block Diagram แสดงการควบคุมการทำงานของ IGBT

5.1 วงจรกำเนิดพัลส์สี่เหลี่ยมปรับความถี่

การควบคุมระดับแรงดันของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิง โดยทั่วไปจะใช้เทคนิคการควบคุมความกว้างของพัลส์ (PWM) ซึ่งเป็นการควบคุมโดยเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาที่อยู่ประณต์สวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น ทรานซิสเตอร์, มอสเฟต หรือ อื่นๆ นั้นนำกระแส เป็นผลให้เกิดการควบคุมแรงดันที่เอาท์พุทให้ได้ค่าที่ต้องการ ซึ่งข้อดีของการควบคุมแรงดันแบบ PWM คือสามารถรักษาระดับแรงดันให้มีความคงที่สูง เพราะมีการป้องกันระดับแรงดันจากเอาท์พุทมาใช้ในการควบคุมด้วย รวมทั้งทำให้เกิดความสูญเสียกำลังงานในการควบคุมแรงดันต่ำส่งผลให้มีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิขณะใช้งานสูง

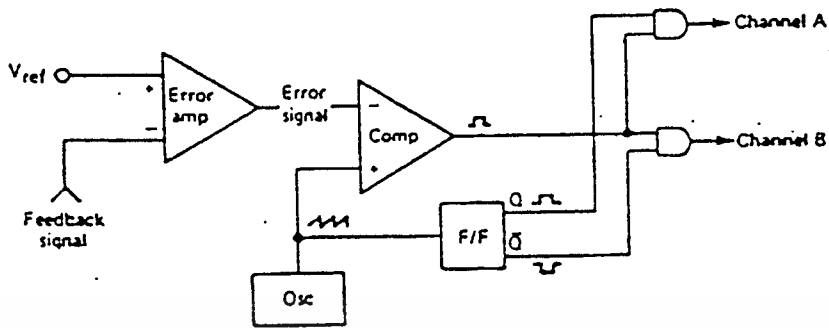
ลักษณะการทำงานของ PWM โดยทั่วไปมีอยู่ 3 ลักษณะคือ

1. เปลี่ยนแปลงทั้งความถี่ และความกว้างของพัลส์ (Variation of both frequency and pulse width)
2. เปลี่ยนแปลงความถี่ โดยความกว้างของพัลส์คงที่ (Constant pulse width with variable frequency)
3. เปลี่ยนแปลงความกว้างของพัลส์ โดยความถี่คงที่ (Constant frequency with variable pulse width)

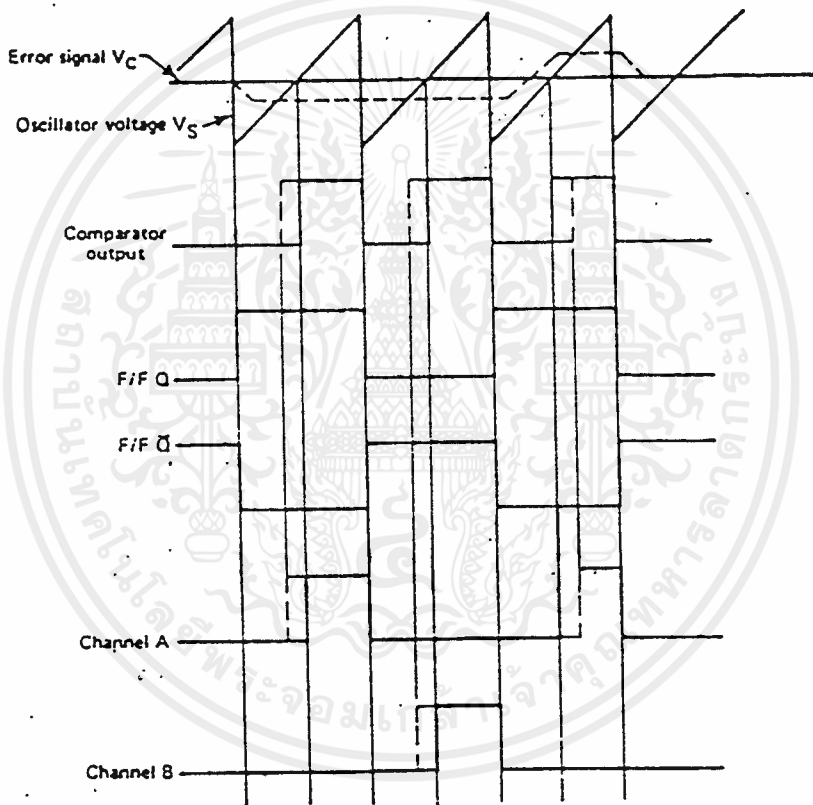
การทำงานทั้ง 3 ลักษณะนี้มีข้อดี และมีข้อเสียที่ต่างกันไป การทำงานในลักษณะที่ 2 และลักษณะที่ 3 จะดีกว่าการทำงานในลักษณะที่ 1 เนื่องจากสามารถกำหนดความถี่ หรือ ช่วงเวลา t_{on} ที่จะทำให้สวิตชิงเรกกูเลเตอร์ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดได้ แต่แบบที่ 1 นั้นมีความถี่ และ ความกว้าง ของพัลส์กำหนดขึ้นเองจากวงจร จึงอาจจะไม่ใช้ความถี่ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการทำงานก็ได้ ดังนั้นวงจร PWM ส่วนใหญ่จึงใช้การทำงานใน ลักษณะที่ 2 หรือลักษณะที่ 3 เสียเป็นส่วนใหญ่

ปัจจุบันวงจร PWM ได้ถูกพัฒนาให้เป็นวงจรสำเร็จรูปใน IC ตัวเดียว เหมาะ สำหรับใช้งานในด้านแหล่งจ่ายไฟตรงโดยเฉพาะ ซึ่งการใช้งานของ IC เหล่านี้สามารถใช้งาน ได้ง่าย โดยต่ออุปกรณ์เพิ่มเติมภายนอกเพียงเล็กน้อย เพื่อใช้เป็นตัวกำหนดจุดทำงานของ PWM นั้นๆ เพื่อให้การทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงมีความสมบูรณ์มากขึ้น อาจจะมีการเพิ่มเติมวงจรสำหรับระบบต่างๆ เช่น วงจรเปรียบเทียบสำหรับป้องกันกระแสเกิน หรือ แรงดันเกิน

ซึ่งในวงจรกำเนิดพัลส์ที่สามารถปรับ duty cycle ได้ ที่ใช้ในโครงงานนี้คือ IC เบอร์ CA 3524 เป็นตัวสร้างสัญญาณ ซึ่ง IC มีหลักการทำงานดังนี้



(a)

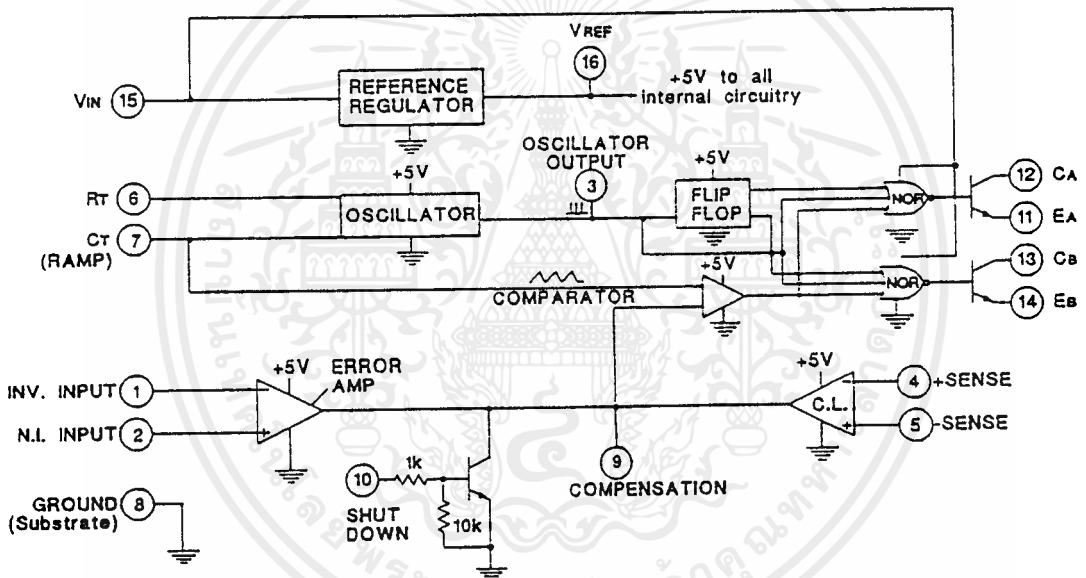


(b)

รูปที่ 5.3 วงจรพื้นฐานการสร้างสัญญาณของ CA 3524

ออปแอมป์ตัวแรกจะมีหน้าที่เปรียบเทียบแรงดันระหว่างแรงดันที่ป้อนกลับมาจากด้านเอาต์พุต กับค่าระดับแรงดันอ้างอิงคงที่ V_{ref} ซึ่งผลต่างแรงดันที่ได้ (Error Signal) จะถูกเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ป้อนเข้าที่ขา INVERTING ของออปแอมป์ตัวที่สอง เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยเพื่อสร้างพัลส์รูปสี่เหลี่ยมที่มีความกว้างตามต้องการ



รูปที่ 5.4 Block diagram ของ CA 3524



โดยสัญญาณรูปฟันเลื่อยจะผลิตมาจากภาค OSC ให้มีความถี่ที่คงที่ และรูปคลื่นดังกล่าวจะถูกผ่านวงจรฟลิปฟล็อป ทำงานแบบ Toggle เพื่อผลิตพัลส์รูปสี่เหลี่ยม Q และ Q̄ ดังในรูปที่ 5.3 b นำไป AND กับสัญญาณพัลส์ที่ได้จากการเปรียบเทียบของ IC ตัวที่สอง เพื่อเป็นการสร้างสัญญาณพัลส์เป็นสองสัญญาณคือ Channel A และ Channel B นำไปใช้งานต่อไป

CA 3524 ต้องการแรงดันไฟเลี้ยงระหว่าง 8 และ 40 V โดยต่อแรงดันไฟเลี้ยงบวกเข้ากับขา 15 และต่อขา 8 ลงกราวด์ เพื่อที่จะให้ IC มีการทำงานที่แน่นอน ดังนั้นแรงดันไฟเลี้ยงควรจะต้องมีการเรกกูเลตให้เรียบร้อยเสียก่อนที่ขา 12 และขา 13 จะมีทรานซิสเตอร์ขับเอาท์พุทอยู่ 2 ตัว ให้ผู้ใช้ต่อออกไปใช้งาน ซึ่งลักษณะการสวิทช์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวนั้นจะสวิทช์ตรงกันข้าม โดยแต่ละตัวสามารถจ่ายกระแสเอาท์พุทได้ 100 mA และถ้าต่อให้ลักษณะขนานกันก็จะจ่ายกระแสเอาท์พุทรวมได้ 200 mA

สำหรับพัลส์ที่ในการสวิทช์นั้น ถูกสร้างจากความต้านทาน R_T และ ตัวเก็บประจุ C_T ที่ต่ออยู่กับขา 6 และ 7 ตามลำดับ กับกราวด์ ความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้สำหรับ CA 3524 อยู่ในย่านตั้งแต่ 10 ถึง 100 kHz โดยมีสูตรหาความถี่ออสซิลเลเตอร์ดังนี้

$$f_{osc} = \frac{1}{R_T C_T} \quad (5.1)$$

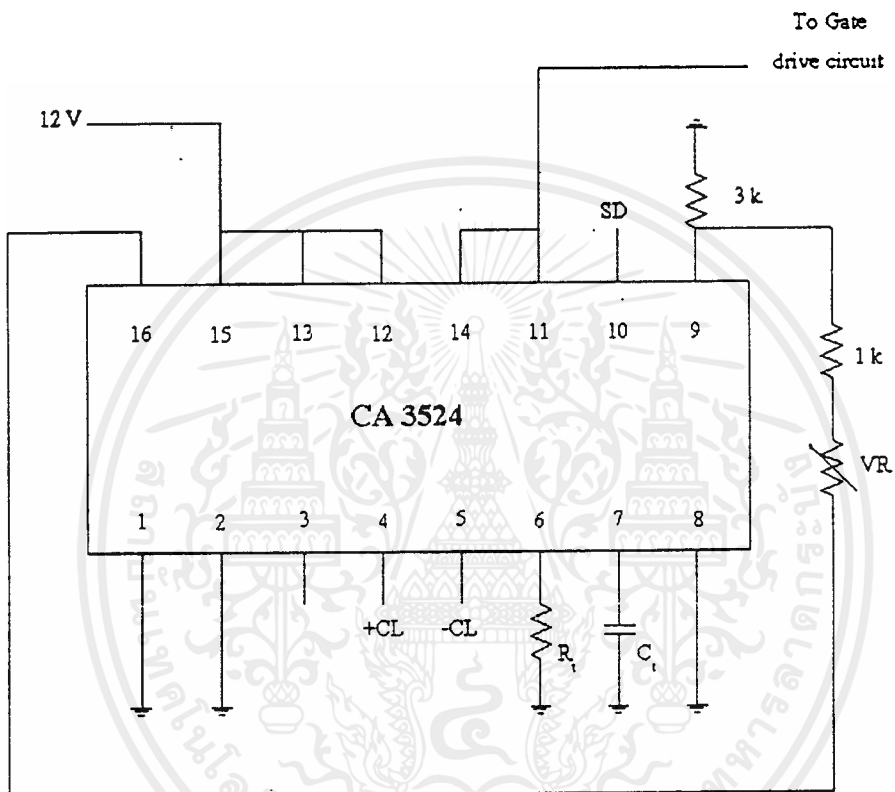
CA 3524 ยังมีการจำกัดกระแส (Current limiting) ตัวต้านทานตรวจจับ R_{sense} จะต่ออนุกรมกับเอาท์พุทของเรกกูเลเตอร์ แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานนี้จะถูกส่งเข้าไปยังวงจรจำกัดกระแส (Current limiting circuit) ที่อยู่ภายใน CA 3524 โดยผ่านที่ขา 4 และ ขา 5

$$\text{ค่าของตัวต้านทาน } R_{sense} = \frac{\text{Sense Voltage}}{I_{out(max)}} \quad (5.2)$$

แรงดัน Sense Voltage ของ CA 3524 จะเท่ากับ 200 mV แต่ถ้าไม่มีการตรวจจับในเรื่องการจำกัดกระแสก็จะต่อขา 4 กับขา 5 ลงกราวด์

ขา 9 ใช้สำหรับในการชดเชย (COMPENSATION) ในทางปฏิบัติจะต่อตัวต้านทาน $47 \text{ k}\Omega$ อนุกรมกับตัวเก็บประจุ $0.001 \text{ }\mu\text{F}$ และ ลงกราวด์

สำหรับขาสุดท้ายของ CA 3524 ที่จะกล่าวต่อไปก็คือขา 10 มีชื่อว่า SHUT DOWN ถ้าขานี้ต่อลงกราวด์จะทำให้เรกกูเลเตอร์หยุดทำงาน
 วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ที่สามารถปรับ duty cycle ได้ที่ใช้งานในโครงการนี้มีรายละเอียดดังรูปที่ 5.5



รูปที่ 5.5 วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ที่สามารถปรับ duty cycle

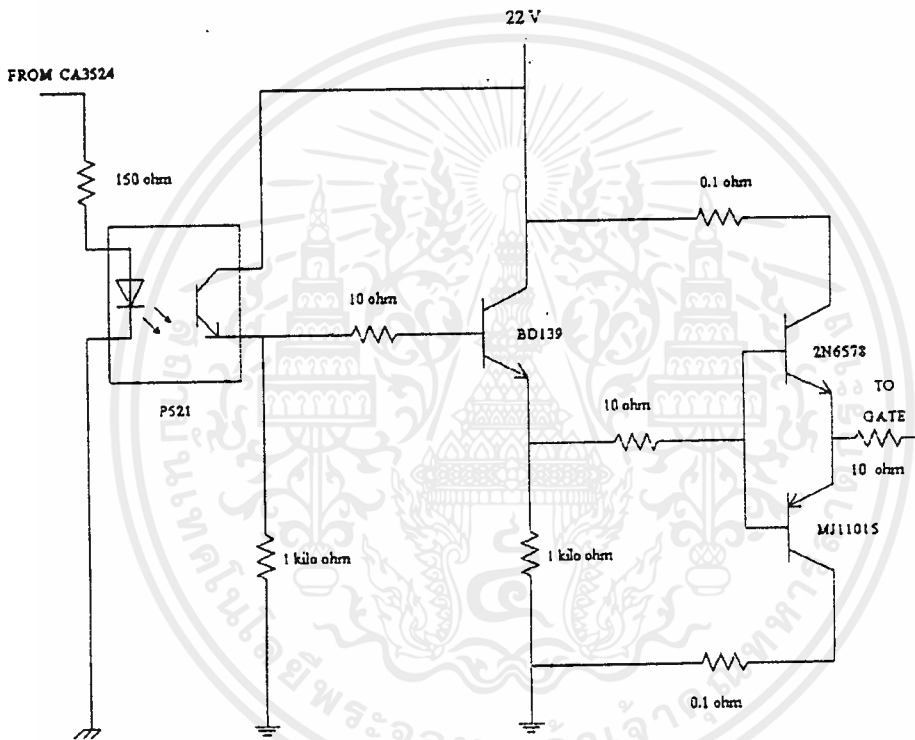
โดยวงจรจะใช้ ตัวต้านทานปรับค่าได้ที่เป็นคันเร่งเป็นตัวปรับ duty cycle ที่ขา 9 ของ IC ส่วนความถี่ของวงจรนี้ใช้เท่ากับ 1 kHz และ R_r มีค่าเป็น $10\text{ k}\Omega$ ส่วน C_r มีค่าเป็น $0.1\text{ }\mu\text{F}$

5.2 วงจรขับเกท

วงจรขับเกทถูกออกแบบมาเพื่อขยายกระแสให้เพียงพอในการขับขาเกทของ IGBT กำลังให้ทำงาน ON-OFF ตามต้องการ แม้ว่า IGBT จะมี Impedance ของขาเกทสูงก็ตาม แต่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะมี Gate Leakage Current (I_{GES}) ไหลอยู่ โดยจาก DATA ของ IGBT ที่ใช้ในวงจรจะมี I_{GES} สูงสุดประมาณ 500 mA ซึ่งในวงจรใช้ IGBT 2 ตัวมาขนานกัน ฉะนั้นจะมี I_{GES} รวมประมาณ 1 A สัญญาณจากวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ที่สามารถปรับ duty cycle จะถูกนำมาแยกกราวด์ โดยไอซีออฟไดคัปเปิลเบอร์ P521 ก่อนป้อนให้วงจรขับเคลื่อน วงจรขับเคลื่อนที่ใช้ในงานในโครงการนี้มีรายละเอียดดังรูป

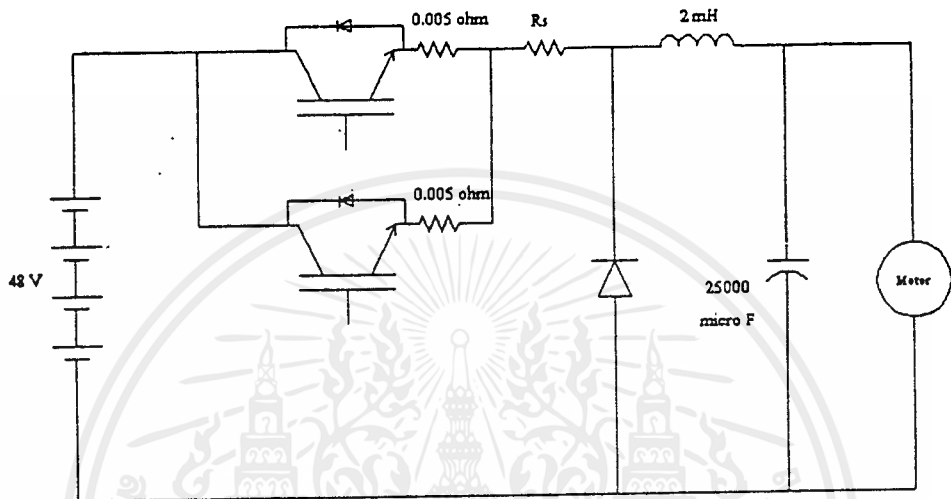


รูปที่ 5.6 วงจรขับเคลื่อน

5.3 วงจรกำลัง

จะใช้ IGBT กำลังเบอร์ MG300J2YS40 ของ TOSHIBA มีพิกัดทนกระแส Collector ต่อเนื่องได้ 300 A และอัตราการทำงานแรงดันระหว่างขา Collector กับ Emitter ได้ 600 V มาต่อขนานกัน 2 ตัวเพื่อให้ทนกระแสได้สูงขึ้น โดยมีตัวต้านทาน 0.005Ω 400 Watt ต่ออยู่ที่ขาเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

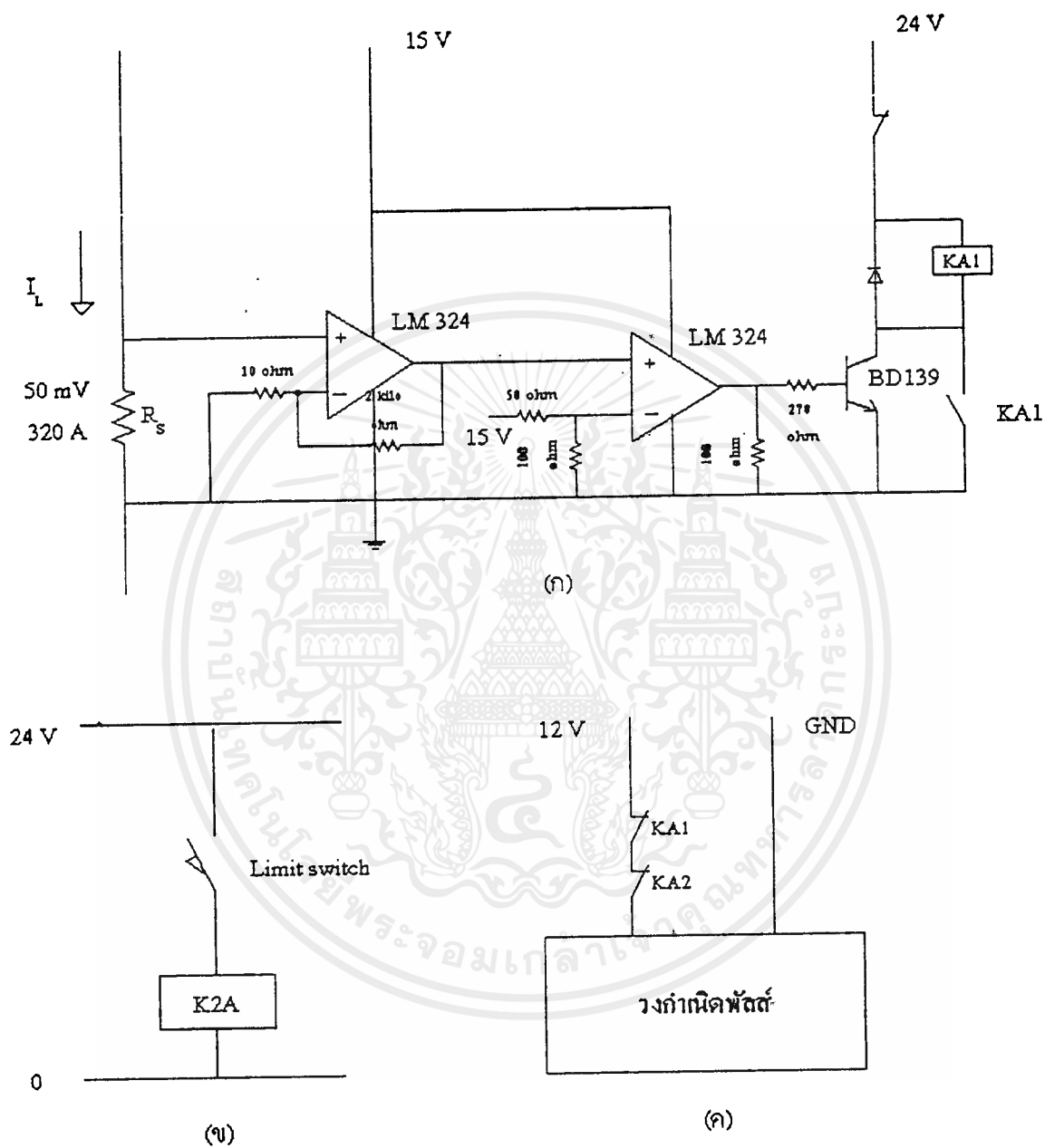
Emitter ในวงจรยังประกอบด้วยคาปาซิเตอร์(C)เพื่อให้แรงดันที่ได้จากการสวิตช์ซึ่งของ IGBT เรียบยิ่งขึ้น ส่วนตัวเหนี่ยวนำ(L)และไดโอดกำลังจะทำให้กระแสไหลลต่อเนื่อง โดยวงจรมีรายละเอียดดังรูป



รูปที่ 5.7 วงจรกำลัง

5.4 ระบบป้องกันกระแสเกิน

ใช้การ Sense แรงดันจาก R_{shunt} เมื่อมีกระแสเกินจะทำให้แรงดันที่ตกคร่อม R_{shunt} เกินกว่าค่าที่กำหนดไว้จะทำการตัดไฟเลี้ยงชุดวงจรกำเนิดพัลส์ จึงไม่มีสัญญาณไปขับ IGBT ทำให้ IGBT หยุดนำกระแส ส่วนของวงจรป้องกันกระแสเกินแสดงดังรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 ระบบป้องกันกระแสเกิน

หลักการการทำงานของวงจร คือเมื่อมีกระแสเกิน 320 A. จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อม R_s มีค่ามากกว่า 50 mV. แรงดันจาก R_s จะถูกขยายโดยออปแอมป์ตัวแรกจนมีแรงดันมากกว่า 10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V. ซึ่งมีค่ามากกว่าแรงดันที่ เซทไวท์ขา inverting ของออปแอมป์ตัวที่ 2 ทำให้มีเอาต์พุตออกไปขับทรานซิสเตอร์ให้ต่อวงจรรีเลย์ KA1 ทำงาน และ self-holding ตัวเอง เมื่อรีเลย์ KA1 ทำงานจะทำการตัดไฟเลี้ยงวงจรกำเนิดพัลส์ ทำให้ไม่มีสัญญาณไปขับ IGBT และยังมีส่วนของ ลิมิตสวิทช์ที่ต่อไว้ที่คันเบรก เมื่อมีการเหยียบเบรกลิมิตสวิทช์จะต่อวงจรให้ KA2 ทำงานตัดไฟเลี้ยงของวงจรกำเนิดพัลส์ด้วยเช่นกัน

5.5 การคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ

5.5.1 การคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ

ตัวแปรต่างๆ มีค่าดังต่อไปนี้

1. แรงดันขาเข้า (V_s) = 48 V
2. แรงดันขาออกเฉลี่ย (V_o) = 24 V
3. ค่าแรงดันกระเพื่อม (ΔV_c) = 20 mV
4. ค่ากระแสกระเพื่อม (ΔI) = 5 A
5. ความถี่ที่ใช้งาน (f) = 1250 Hz

จากสมการ
$$L = \frac{V_a(V_s - V_a)}{\Delta I f V_s} \quad (5.3)$$

$$L = \frac{24(48 - 24)}{5 \times 1250 \times 48}$$

$$L = 1.92 \text{ mH}$$

∴ เราจึงเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 2 mH

5.5.2 การคำนวณค่าตัวเก็บประจุ

จากสมการ
$$C = \frac{\Delta I}{8 f \Delta V_c} \quad (5.4)$$

$$C = \frac{5}{8 \times 1250 \times 20 \times 10^{-3}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C = 25000 \mu F$$

∴ เราจึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุขนาด 25000 μF

5.5.3 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำมีหลายวิธีในการออกแบบซึ่งในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำจะขึ้นอยู่กับปัจจัยดังต่อไปนี้

1. ค่าความเหนี่ยวนำ
2. ขนาดของกระแสดรขง
3. กระแสกลับ ΔI
4. พลังงานสูญเสียและการเพิ่มของอุณหภูมิ

จากนั้นเราต้องพิจารณาค่าสูงสุดของ B_{dc} และ B_{ac} ที่จะไม่ทำให้เกิดการอิ่มตัวโดยชนิดของ แกนจะเป็นตัวกำหนดความเข้มเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด(B_{max}) ดังแสดงในตารางที่ 5.1

Material		Flux density, T
Magnesil	3%Si,97%Fe	1.6
Orthonol	50%Ni,50%Fe	1.5
48 Alloy	49%Ni,50%Fe	1.2
Permalloy	79%Ni,17%Fe,4%Mo	0.75

ตารางที่ 5.1 ค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงสุดของแกน

ดังนั้น

$$B_{max} = B_{dc} + B_{ac}$$

ตัวเหนี่ยวนำมีช่องว่างอากาศทำให้เราไม่พิจารณาความยาวของแกน(l_m)

$$L = \frac{0.4N^2 Ac \times 10^{-8}}{l_g} \quad (\text{Henry}) \quad (5.5)$$

การกำหนดช่องอากาศต้องพิจารณาจากผลของเส้นแรงแม่เหล็กที่เบี่ยงเบนไปจากเดิม (Fringing Flux) เส้นแรงแม่เหล็กที่เบี่ยงเบนนี้จะไปลดค่าความต้านทานแม่เหล็ก ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำจะเพิ่มขึ้นซึ่งจะได้สมการใหม่เป็น

$$L = \frac{0.4N^2 AcF \times 10^{-8}}{l_g} \quad (\text{Henry}) \quad (5.6)$$

$$F(\text{Fringing, Flux}) = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{Ac}} \ln \frac{(2G)}{l_g} \quad (5.7)$$

หลังจากที่คำนวณหาขนาดของตัวเหนี่ยวนำที่ต้องการแล้วเราจะหาถึงค่าของพลังงานซึ่งถูกควบคุมโดยพื้นที่ A_p

$$\frac{LI^2}{2} = \text{Energy (Watt - S)} \quad (5.8)$$

$$A_p = \frac{[2(\text{Energy}) \times 10^4]^{1.16}}{B_m K_U K_f} \quad (\text{cm}^2) \quad (5.9)$$

B_m : ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด

K_U : ค่าซีดจำกัดของหน้าต่าง = 0.5

K_f : ค่าสัมประสิทธิ์ความหนาแน่นกระแส ดูตามตารางที่ 5.2

Core	Losses	Kj(25°C)	Kj(50°C)	(x)	K_s	K_w	K_u
Pot Core	$P_{cu} = P_{fe}$	433	632	-0.17	33.8	48.0	14.5
Powder Core	$P_{cu} = P_{fe}$	403	590	-0.12	32.5	58.8	13.1
Lamination	$P_{cu} = P_{fe}$	366	534	-0.12	41.3	68.2	19.7
C core	$P_{cu} = P_{fe}$	323	468	-0.14	39.2	66.6	17.9
Single coil	$P_{cu} = P_{fe}$	395	569	-0.14	44.5	76.6	25.6
Tape wound core	$P_{cu} = P_{fe}$	250	365	-0.13	50.9	82.3	25.0

ตารางที่ 5.2 แสดงค่าสัมประสิทธิ์ของแกนแบบต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณตัวเหนี่ยวนำโดยใช้วิธี Area Product A_p

รายละเอียดของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจร

1. ค่าความเหนี่ยวนำ $L = 2 \text{ mH}$
2. กระแสตรง $I_o = 90 \text{ A}$
3. กระแสสลับ $\Delta I = 5 \text{ A}$
4. ความถี่ที่ใช้ $f = 1250 \text{ Hz}$
5. ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก $B_m = 1.3 \text{ T}$
6. อุณหภูมิเพิ่ม $= 25^\circ \text{C}$
7. วัสดุที่ใช้ทำแกนคือเหล็ก
8. แบบของแกนคือแกน EI

ขั้นที่ 1 คำนวณค่าพลังงาน

$$\text{Energy} = \frac{LI^2}{2} \quad \text{W-S}$$

$$I = I_o + \frac{\Delta I}{2} \quad \text{A}$$

$$I = 90 + \frac{5}{2} \quad \text{A}$$

$$I = 92.5 \quad \text{A}$$

$$\text{Energy} = \frac{(0.002)(92.5)^2}{2} \quad \text{W-S}$$

$$\text{Energy} = 8.556 \quad \text{W-S}$$

ขั้นที่ 2 คำนวณค่า Area Product A_p

$$A_p = \frac{[2(\text{Energy}) \times 10^4]^{1.16}}{B_m K_U K_f} \quad (\text{cm}^2)$$

$$K_w = 0.5$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$A_p = \frac{[2(856) \times 10^4]^{1.16}}{1.3 \times 0.5 \times 450} \quad (\text{cm}^2)$$

$$A_p = 16215 \quad (\text{cm}^2)$$

ขั้นที่ 3 เลือกแกนที่มีพื้นที่ A_p ใกล้เคียงกับที่คำนวณ (สามารถดูได้จากข้อมูลของแกน) ใช้แกน

1-20EI

$$A_p = 1829.14 \text{ cm}^2$$

MLT (ระยะทางเฉลี่ยของขดลวดต่อหนึ่งรอบ)	=	41.6	cm
A_c (พื้นที่ขากกลางของแกน)	=	4.32	cm ²
W_a (พื้นที่ของหน้าตัด)	=	45.36	cm ²
A_i (พื้นที่ผิวทั้งหมดของแกน)	=	1673.4	cm ²
MPL (ระยะทางของเส้นแรงแม่เหล็ก)	=	41.3	cm ²
W_{Tr} (น้ำหนักของแกน)	=	12.699	kg
G	=	9.525	cm

ขั้นที่ 4 กำหนดค่าความหนาแน่นของกระแส (J)

$$\text{กำหนดให้ } J = 400 \text{ A/cm}^2$$

ขั้นที่ 5 คำนวณขนาดของตัวนำเปลือย

$$A_{w(B)} = I_o + \Delta I / 2 \quad \text{cm}^2 \quad (5.10)$$

$$A_{w(B)} = \frac{90 + 2.5}{400} \quad \text{cm}^2$$

$$A_{w(B)} = 0.23125 \quad \text{cm}^2$$

ขั้นที่ 6 เลือกขนาดของค้วน้ำ

SWG.NO.10 3 เส้น

ขนาดค้วน้ำเปลือย = 0.25194 cm²

ขนาดค้วน้ำพร้อมฉนวน = 0.28 cm²

ขั้นที่ 7 คำนวณพื้นที่หน้าต่าประสิทธิผล

$$W_a(\text{eff}) = W_a S_1 \quad \text{cm}^2 \quad (5.11)$$

$$S_1 : \frac{\text{พื้นที่หน้าต่าที่สามารถใช้งานได้}}{\text{พื้นที่หน้าต่า}} = 0.75$$

$$\begin{aligned} W_a(\text{eff}) &= (45.36)(0.75) \quad \text{cm}^2 \\ &= 34.02 \quad \text{cm}^2 \end{aligned}$$

ขั้นที่ 8 คำนวณจำนวนรอบ โดยใช้พื้นที่ค้วน้ำ

$$N = \frac{W_a(\text{eff}) S_2}{A_w} \quad (5.12)$$

$$S_2 : \frac{\text{พื้นที่พื้นขดลวด}}{\text{พื้นที่หน้าต่าที่สามารถใช้ได้}}$$

$$N = \frac{(34.02)(0.6)}{0.56}$$

$$N = 37 \quad \text{รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นที่ 9 คำนวณหาความกว้างของช่อง

$$l_g = \frac{0.4N^2 Ac \times 10^{-8}}{L} \quad \text{cm} \quad (5.13)$$

$$l_g = \frac{0.4(37)^2 40.32 \times 10^{-8}}{0.002} \quad \text{cm}$$

$$l_g = 0.347 \quad \text{cm}$$

เรานำแผ่นเบคคาไลต์มาใช้เพื่อทำให้มีช่องห่าง

ขั้นที่ 10 คำนวณค่าเส้นแรงแม่เหล็กเบี่ยงเบน

$$F(\text{Fringing, Flux}) = 1 + \frac{l_g}{\sqrt{Ac}} \ln \frac{(2G)}{l_g}$$

$$F(\text{Fringing, Flux}) = 1 + \frac{0.347}{\sqrt{40.32}} \ln \frac{(2 \times 9525)}{0.347}$$

$$= 1.218$$

ขั้นที่ 11 คำนวณจำนวนรอบใหม่โดยการพิจารณาเส้นแรงแม่เหล็กเบี่ยงเบน

$$N^2 = \frac{l_g L}{0.4 \pi A_c F \times 10^{-8}} \quad (5.14)$$

$$N^2 = \frac{(0.347)(0.002)}{(1.26)(40.32)(1.218)10^{-8}}$$

$$N = 34 \quad \text{รอบ}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นที่ 12 คำนวณค่าความต้านทานของขดลวด (ทองแดง)

$$R = \frac{12\rho MLT \times N}{A} \quad (5.15)$$

$$R = \frac{12(1.724)(10^{-6})(41.6)(34)}{0.25194}$$

$$R = 00116\Omega$$

ขั้นที่ 13 คำนวณความสูญเสียในขดลวด

$$P_{cu} = I^2 R \quad W \quad (5.16)$$

$$P_{cu} = 92.5^2 \times 0.0116 \quad W$$

$$P_{cu} = 92.25 \quad W$$

ขั้นที่ 14 คำนวณค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก

$$B_m = \frac{0.4\pi N}{l_g} \left[I_{dc} + \frac{\Delta I}{2} \right] \times 10^{-4} \quad T \quad (5.17)$$

$$B_m = \frac{126 \times 3}{0.347} \left[90 + \frac{5}{2} \right] \times 10^{-4} \quad T$$

$$B_m = 1.14 \quad T$$

ขั้นที่ 15 คำนวณค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก ac

$$B_m = \frac{0.4\pi N}{l_g} \left[\frac{\Delta I}{2} \right] \times 10^{-4} \quad T \quad (5.18)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$B_m = \frac{1.26 \times 34 \times 2.5 \times 10^{-4}}{0.347} \quad T$$

$$B_m = 0.03 \quad T$$

คั้งนั้นจากการคำนวณ

จะใช้แกนขนาด	2	นิ้ว
ขดลวดใช้เบอร์ SWG 10 ตีเกลียว	3	เส้น
จำนวนรอบ	34	รอบ
ช่องว่างอากาศ	3.47	mm



บทที่ 6

วงจรรควบคุมการ เดินหน้า - ถอยหลัง ของรถไฟฟ้า

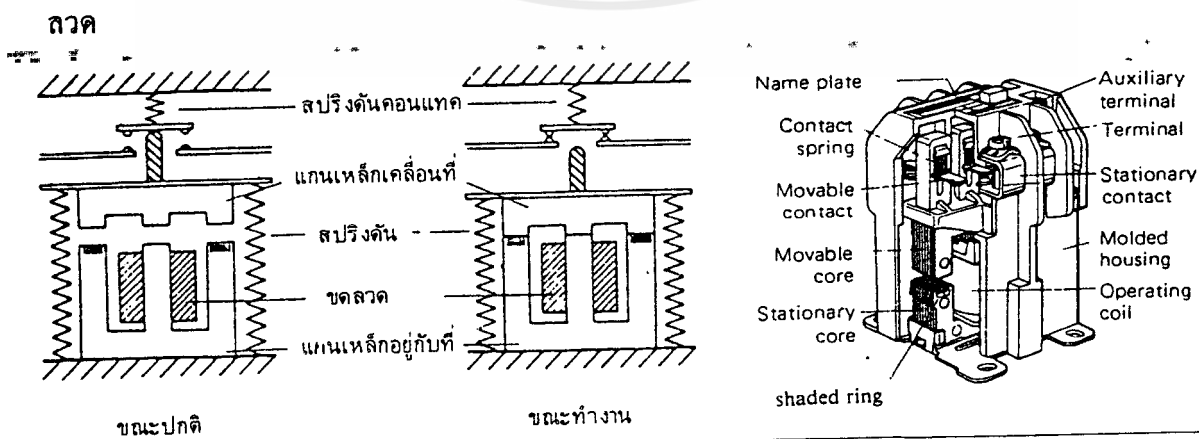
6.1 คอนแทคเตอร์

6.1.1 โครงสร้าง และการทำงานของคอนแทคเตอร์

คอนแทคเตอร์จะมีโครงสร้าง และการทำงานคือ จะมีแกนเหล็กรูปตัว E อัดซ้อนกันเป็นแท่งอยู่ 2 ชุด ชุดหนึ่งถูกยึดติดอยู่กับที่ ที่ขากลางของแกนเหล็กชุดนี้ จะมีขดลวดซึ่งพันอยู่บนบอบบิ้นสวมอยู่ ขดลวดชุดนี้จะเป็นตัวสร้างสนามแม่เหล็กขึ้นมา ส่วนที่ขาตัว E อีก 2 ข้าง จะมีลวดทองแดงเส้นใหญ่ต่อตัววงจรไว้เป็นรูปวงแหวน และฝังอยู่ที่ผิวหน้าของแกน เพื่อช่วยลดการสั่นของแกนอันเนื่องมาจากกระแสลับเรียกวงแหวนนี้ว่า Shaded ring สำหรับแกนเหล็กอีกชุดหนึ่งจะเป็นส่วนที่เคลื่อนที่ได้ โดยมีตัวคอนแทคยึดติดอยู่ แกนเหล็กทั้งสองชุดนี้ทำมาจากแผ่นเหล็กบาง ๆ ที่เคลือบด้วยฉนวน

ในสภาวะปกติ (OFF) แกนเหล็กทั้งสองชุดนี้จะถูกดันให้ห่างออกจากกันด้วยสปริงที่ขาทั้งสองของแกน ทำให้ตัวคอนแทคบางตัวต่อวงจรของจุดสัมผัสให้ถึงกัน เราเรียกคอนแทคชุดนี้ว่า คอนแทคปกติปิด ในขณะที่ขากันก็จะมีคอนแทคบางตัวที่ไม่ได้ต่ออยู่กับจุดสัมผัสเราเรียกคอนแทคชุดนี้ว่า คอนแทคปกติเปิด

ขดลวดที่ขากลางของแกนเหล็กจะสร้างสนามแม่เหล็กขึ้นมา เมื่อมันได้รับพลังงานไฟฟ้า และแรงจากอำนาจแม่เหล็กจะชนะแรงสปริงดึงให้แกนเหล็กชุดที่เคลื่อนที่เคลื่อนที่ลงมา ในสภาวะนี้ (ON) คอนแทคทั้งสองชุดจะเปลี่ยนสภาวะการทำงาน คือ คอนแทคปกติปิดจะเปิดวงจรของจุดสัมผัสออก และคอนแทคแบบปกติเปิดจะต่อวงจรของจุดสัมผัส คอนแทคทั้งสองชุดนี้จะกลับไปอยู่ในสภาวะเดิมอีกครั้งเมื่อหยุดการจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับขดลวด



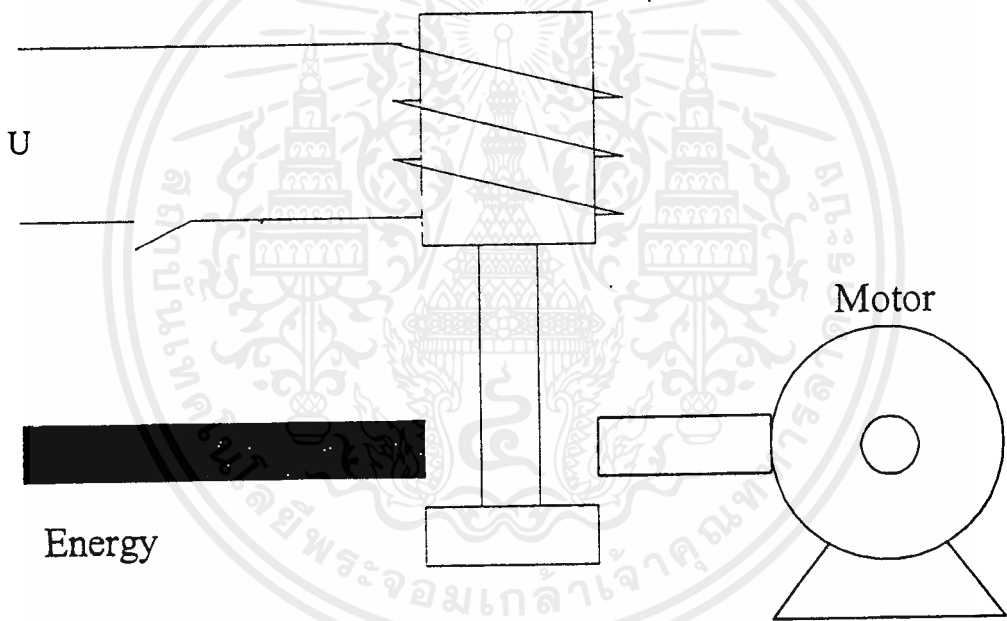
รูปที่ 6.1 โครงสร้างของคอนแทคเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

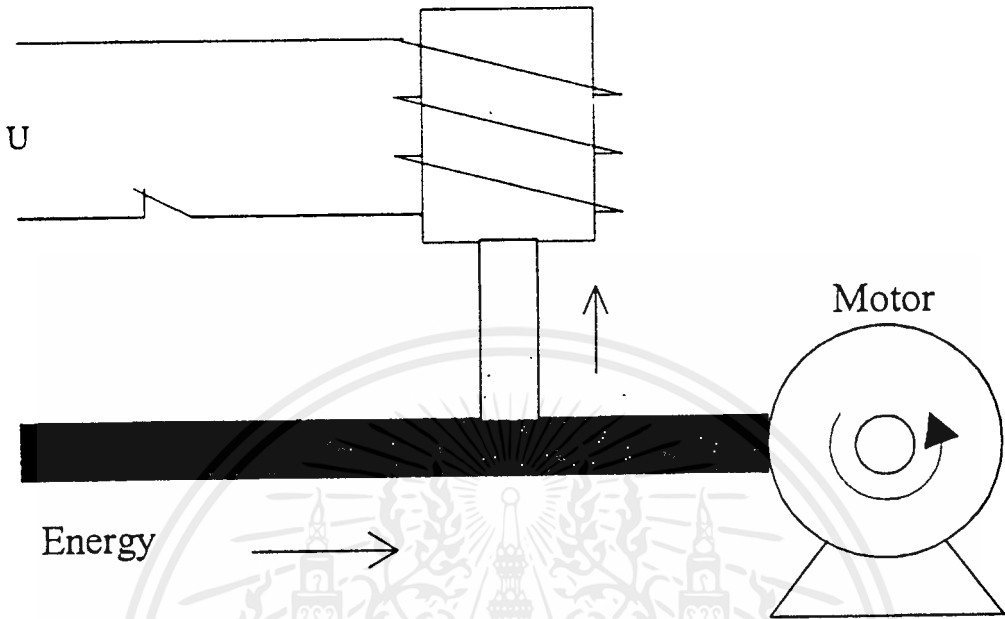
โดยปกติคอนแทกแบบปกติปิดจะใช้ตัดต่อวงจรควบคุมเท่านั้น ส่วนคอนแทกแบบปกติเปิดบางชุดจะทำหน้าที่ตัดต่อวงจรควบคุม และบางชุดจะทำหน้าที่ตัดต่อวงจรถูกกำลัง เราเรียกคอนแทกที่ทำหน้าที่ตัดต่อวงจรควบคุมว่า คอนแทกช่วย (Auxiliary Contact) และเรียกคอนแทกที่ทำหน้าที่ตัดต่อวงจรถูกกำลังว่า คอนแทกเมน (Main Contact)

6.1.2 การนำคอนแทกเตอร์มาใช้งาน

คอนแทกเตอร์เป็นสวิตช์ที่ทำงานโดยอาศัยอำนาจแม่เหล็ก ทำให้เกิดการตัด หรือต่อวงจรไฟฟ้า เช่น ใช้ในงานควบคุมมอเตอร์



รูปที่ 6.2 เมื่อยังไม่มีกระแสไหลผ่านคอยล์ของคอนแทกเตอร์จึงทำให้ไม่มีพลังงานไฟฟ้าไปยังมอเตอร์



รูปที่ 6.3 เมื่อมีกระแสไหลผ่านคอยล์ทำให้คอนแทคเตอร์คอนแทคเมนต่อวงจรไฟฟ้าไป ชั่งมอเตอร์

คอยล์ของคอนแทคเตอร์ใช้กำลังไฟฟ้าเพียงเล็กน้อย เพื่อให้คอนแทคทำงาน แต่คอนแทคที่ใช้สำหรับต่อวงจรไปชั่งมอเตอร์จะต้องใหญ่พอที่จะทนกระแสที่ผ่านไปชั่งมอเตอร์ได้

คอนแทค หรือสวิตช์ต่าง ๆ ที่นำมาใช้ควบคุมคอนแทคเตอร์ จะมีขนาดเล็กเพราะใช้กระแสน้อย ส่วนคอนแทคที่ใช้กับโหลดต้องมีขนาดใหญ่เพราะใช้กระแสมาก ขนาดคอนแทคเมนของคอนแทคเตอร์ ต้องมีขนาดใหญ่พอเหมาะกับโหลดที่ใช้ ถ้าขนาดของคอนแทคเมนเล็กเกินไปจะทำให้เกิดการอาร์คติดกันเมื่อใช้งาน และยังสาร์ท และหยุดบ่อยครั้ง ขนาดของคอนแทคจะต้องพิจารณาเป็นพิเศษ อย่างน้อยขนาดของคอนแทคเมนควรจะทนกระแสได้ประมาณ 3 เท่าของกระแสใช้งานของโหลด ดังนั้นการเลือกใช้คอนแทคเมนจะต้องพิจารณาถึงขนาดของกระแสใช้งาน และลักษณะการใช้งานของโหลด ดังนั้นการเลือกใช้คอนแทคเมนจะต้องพิจารณาถึงขนาดของกระแสใช้งาน และลักษณะการใช้งานของโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

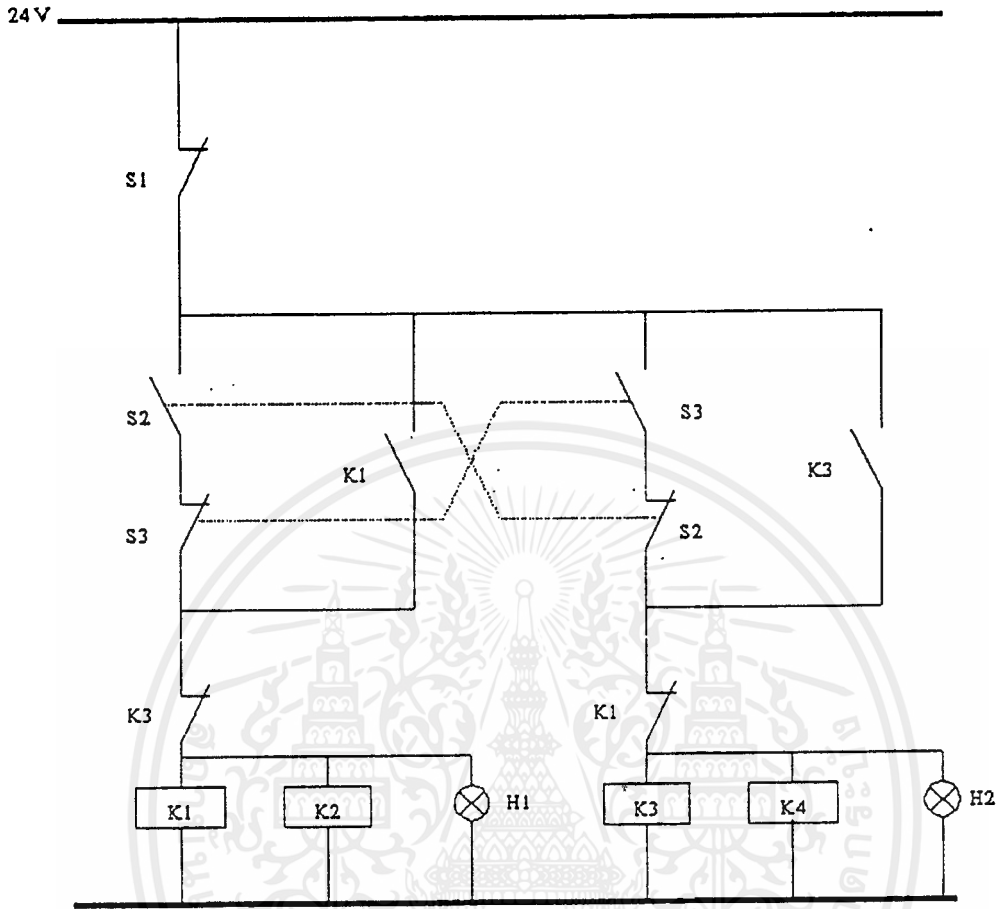
6.1.3 แรงดันที่ใช้กับวงจรควบคุม

แรงดันไฟฟ้าที่จะนำมาใช้ในการควบคุม ให้คอนแทคเตอร์ทำงาน ขึ้นอยู่กับการออกแบบว่าจะให้คอยล์ทำงานได้ดีที่สุดที่แรงดันเท่าไร ซึ่งแรงดันที่ใช้อาจเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ หรือกระแสตรงก็ได้ ขนาดของแรงดันมีขนาดแตกต่างกัน เช่น ใช้กับไฟตรง 6 โวลต์ ,12 โวลต์ และ 24 โวลต์ หรือใช้กับไฟสลับ 110 โวลต์, 220 โวลต์ , และ 380 โวลต์ เป็นต้น ส่วนมากแรงดันต่ำๆ มักจะพบกับคอนแทคเตอร์ที่ใช้กับไฟกระแสตรง

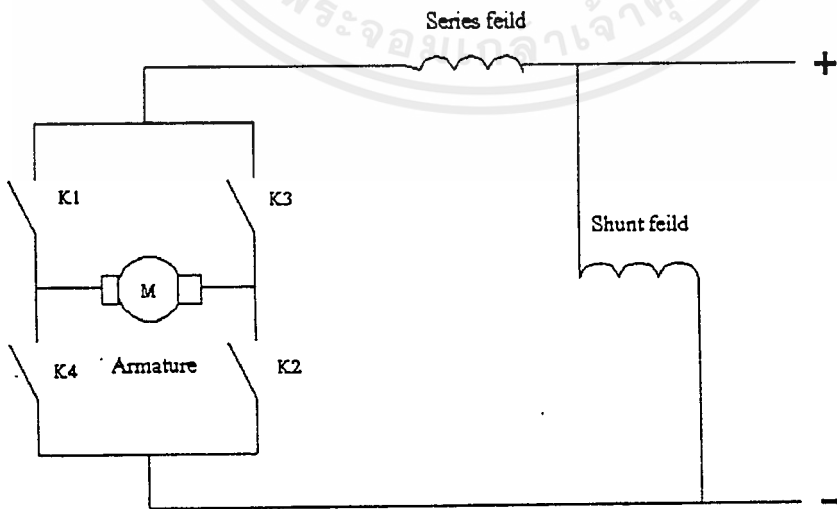
แรงดันควบคุมมีความสำคัญมากไม่ควรใช้สูงเกินกว่ากำหนด เพราะจะทำให้คอยล์ไหม้ได้ หากเราใช้แรงดันต่ำเกินไปจะทำให้คอยล์ทำงานไม่เต็มที่ อาจทำให้เกิดการสั้นขณะใช้งาน และจะเกิดการอาร์คที่หน้าคอนแทค ทำให้อายุการใช้งานของคอนแทคสั้นลง

6.2 ระบบเดินหน้า-ถอยหลัง ของรถไฟฟ้ากระแสตรง

ระบบเดินหน้า-ถอยหลังนับว่าเป็นสิ่งสำคัญส่วนหนึ่งของรถไฟฟ้า เพราะการเคลื่อนที่ที่สมบูรณ์นั้น ต้องเคลื่อนที่ได้ทั้งไปข้างหน้า และถอยหลัง ซึ่งกระทำโดยการกลับทิศทางการหมุนของ DC Motor ทำได้โดยการกลับขั้วอาแมเจอร์ มอเตอร์จะหมุนกลับทิศทันที แต่เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านขดอาแมเจอร์มีค่าสูง ฉะนั้นสวิทซ์ที่ใช้ในการตัดต่อขั้วอาแมเจอร์ต้องทนกระแสได้สูง จึงนำเอาแมกเนติกคอนแทคเตอร์มาใช้ โดยจะควบคุมผ่านสวิทซ์ตัวเล็กอีกทีหนึ่ง



รูปที่ 6.4 แสดงวงจร Control การกลับขั้วอเมเจอร์



รูป 6.5 แสดงวงจรกำลังของการกลับขั้วอเมเจอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการอุปกรณ์

- S1 Push button " OFF"
- S2 Push button "FORWARD"
- S3 Push button "REVERSE "
- K1,K2 Forward Contactor
- K3,K4 Reverse Contactor
- H1 Pilot Lamp "FORWARD"
- H2 Pilot Lamp "REVERSE "

โดยวงจรที่นำมาใช้เป็นวงจร " Reversing After Stop" วงจรแสดงถึงการเดินสายของ Push button Forward , Reverse และ Stop ซึ่งการกลับทิศทางการหมุนจะต้องกด Push button Stop ก่อน

เนื่องจากคอนแทกช่วยของคอนแทคเตอร์ทั้ง 2 และคอนแทกปกติปิด (NC) ของ Push button ทั้งสองช่วยกัน interlock จึงช่วยให้มีความปลอดภัยเพิ่มขึ้น (คอนแทคเตอร์ทั้งสองไม่มีโอกาสทำงานพร้อมกัน)

เมื่อต้องการให้มอเตอร์หมุนในทิศทางไปข้างหน้า (Forward) ต้องกด Push button S2 คอนแทคเตอร์ K1,K2 จะทำงาน และทำการ Self holding ตัวเองให้ทำงานต่อไป แม้จะปล่อย Push button S2 แล้ว

เมื่อต้องการให้มอเตอร์หมุนในทิศทางกลับหลัง (Reverse) ต้องกด Push button S1 เพื่อให้มอเตอร์หยุดหมุน และกด Push button S3 คอนแทคเตอร์ จะทำงาน และทำการ Self holding ตัวเองให้ทำงานต่อไป แม้จะปล่อย Push button S3 แล้ว

เมื่อต้องการหยุด Motor ทำได้โดยกด Push button S1

บทที่ 7

แบตเตอรี่

การชาร์จแบตเตอรี่ ชนิด sealed lead-acid

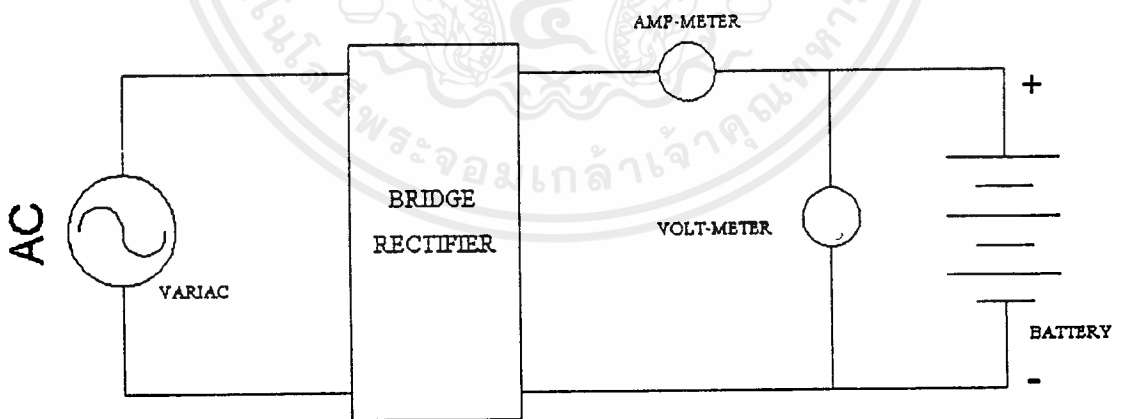
การชาร์จแบตเตอรี่ โดยหลักๆ มี 2 แบบ คือ

1. การชาร์จแบบ โวลต์คงที่ การชาร์จแบบนี้ เป็นการชาร์จที่เหมาะสมที่สุด และเป็นวิธีที่ใช้ทั่ว ๆ ไปสำหรับแบตเตอรี่ชนิด Sealed Lead-Acid

2. การชาร์จแบบ กระแสคงที่ การชาร์จแบบนี้ไม่ได้ถูกใช้บ่อย แต่เป็นวิธีที่มีประสิทธิภาพสำหรับการชาร์จแบตเตอรี่หลายๆ ลูก เมื่อชาร์จด้วยกระแสคงที่ ควรระวังถ้า การชาร์จยังอยู่ที่อัตราเดิม แต่เวลาผ่านไปหลังจากแบตเตอรี่เต็ม ความรุนแรงของ overcharge อาจก่อให้เกิดอันตรายกับแบตเตอรี่

ขั้นตอนการปฏิบัติ

1. ต่อดังรูป



รูปที่ 7.1 การชาร์จแบบ Constant Voltage with Current Limited

2. คำนวณโวลต์คงที่จะใช้ชาร์จ สามารถคำนวณได้จาก จำนวนลูกแบตเตอรี่ x จำนวนcell ต่อลูก x V/cell สมมติชาร์จแบตเตอรี่ 8 ลูก ดังนั้น volt ที่ใช้ชาร์จจะเท่ากับ $8 \times 6 \times$

$2.4 = 115.2 \text{ V}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ค่อย ๆ ปรับ VARIAC เพิ่มขึ้น และดู amp-meter ไปพร้อมกับ volt-meter โดยดู amp-meter เป็นหลัก ให้อยู่ในช่วง 4-5 A. ห้ามเกิน (อาจต่ำกว่าได้ ถ้า volt ที่ใช้ชาร์จได้ตามที่เราต้องการ) หากกระแสขึ้นถึง 5 A. แล้ว แต่โวลต์แดงที่จะใช้ชาร์จยังไม่ถึง ให้อ่านค่ากระแสไฟฟ้าก่อน รอจนกระแสตกลงค่อยเพิ่มโวลต์แดง

4. หากได้โวลต์แดงที่จะใช้ชาร์จแล้ว ให้ควบคุมโวลต์แดงให้คงที่ จนค่ากระแสไฟฟ้าที่อ่านได้จาก amp-meter เป็น 0 ซึ่งก็คือแบตเตอรี่เต็ม

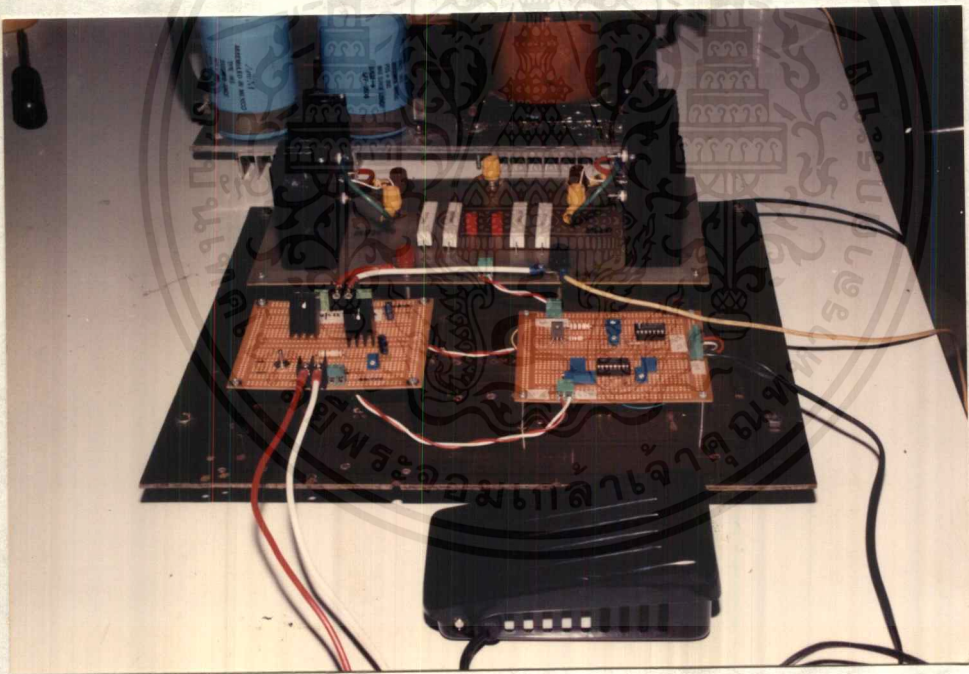


บทที่ 8

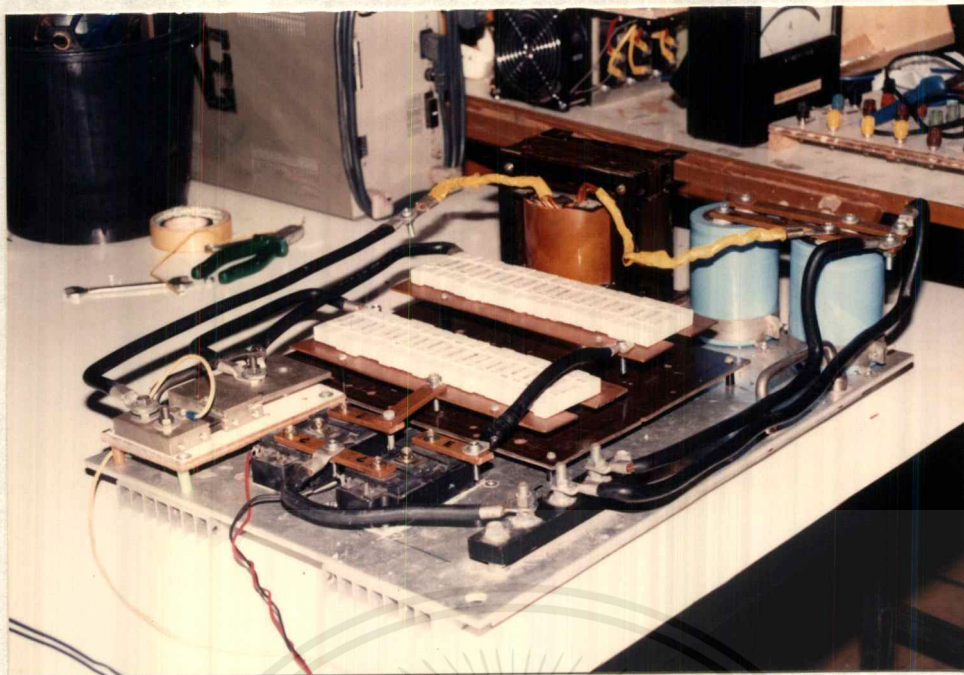
ผลการทดลอง

8.1 ส่วนของวงจรปรับแรงดันกระแสตรงแบบลดแรงดัน

สำหรับวงจรปรับแรงดันกระแสตรงแบบลดแรงดัน เราต้องการให้สามารถปรับความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงได้โดยการเหยียบคันเร่ง ดังนั้นในส่วนของคันเร่งออกแบบให้เมื่อเหยียบคันเร่งไปความต้านทานจะเปลี่ยนแปลง โดยขณะที่เหยียบคันเร่งเบา ๆ จะเกิดควิตซ์ไคเล็กน้อย ความเร็วของมอเตอร์กระแสตรงก็น้อย แต่ถ้าเหยียบคันเร่งแรงขึ้นควิตซ์ไคจะมากขึ้นความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงก็จะมากขึ้น



รูปที่ 8.1 วงจรกำเนิดพัลส์ที่สามารถปรับควิตซ์ไคได้ และวงจรขับเคลื่อน



รูปที่ 8.2 วงจรกำลังที่ใช้ IGBT เป็นสวิตช์

8.1.1 ผลการทดสอบวงจร กับ โหลดตัวต้านทาน

การทดสอบวงจรปรับแรงดันกระแสตรงแบบลดแรงดันใช้เบตเตอร์จำนวน 2 ลูก นำมาต่อขนานกันได้แรงดัน 12 โวลต์ เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และใช้ตัวต้านทานมาเป็นโหลด ทำการทดลองโดยปรับควิตี้ไซเคิล บันทึกค่าแรงดันเอาต์พุตคร่อมโหลด และค่ากระแส โดยมีผลการทดลองดังตารางที่ 8.1

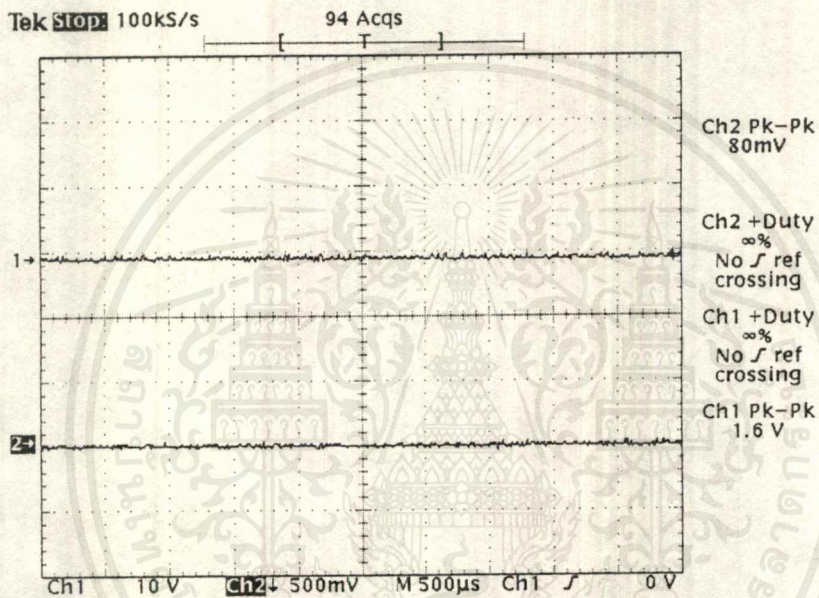
ค่า Duty Cycle(%)	แรงดันเอาต์พุต (V)	กระแสเอาต์พุต (A)
0	0	0
15	0.75	10
30	2.25	31
45	4.2	58
60	4.4	66
75	4.8	71
90	5.8	85
100	7.5	112

ตารางที่ 8.1 ผลการทดสอบวงจรปรับแรงดันกระแสตรงกับ โหลดตัวต้านทาน

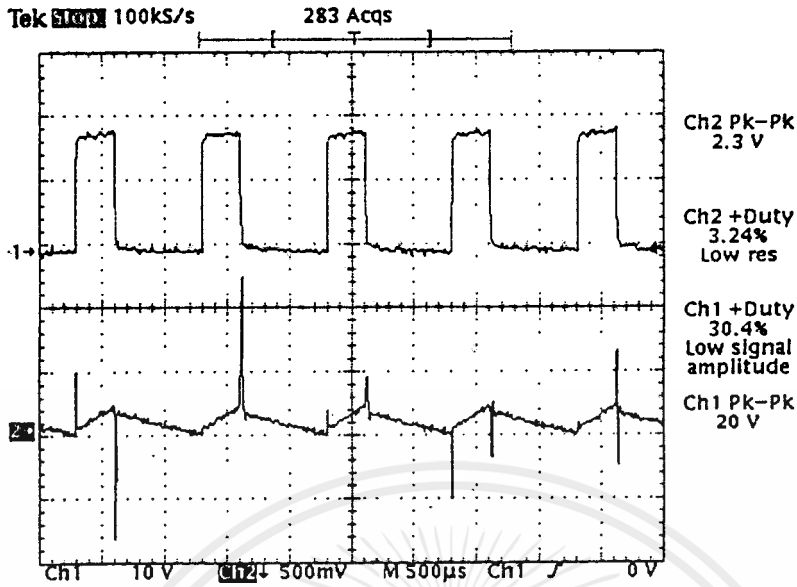
ขณะทดสอบวัดแรงดันตกคร่อมขาคอลเลคเตอร์ - อิมิตเตอร์ ของ IGBT ขณะอยู่ใน
สภาวะอิ่มตัวได้ประมาณ 1.7 โวลต์

เมื่อเบตเตอร์จ่ายกระแสสูงที่ค่าคิวตี้ไซเคิล 100% แรงดันของเบตเตอร์ตกลงเหลือ
ประมาณ 10 โวลต์

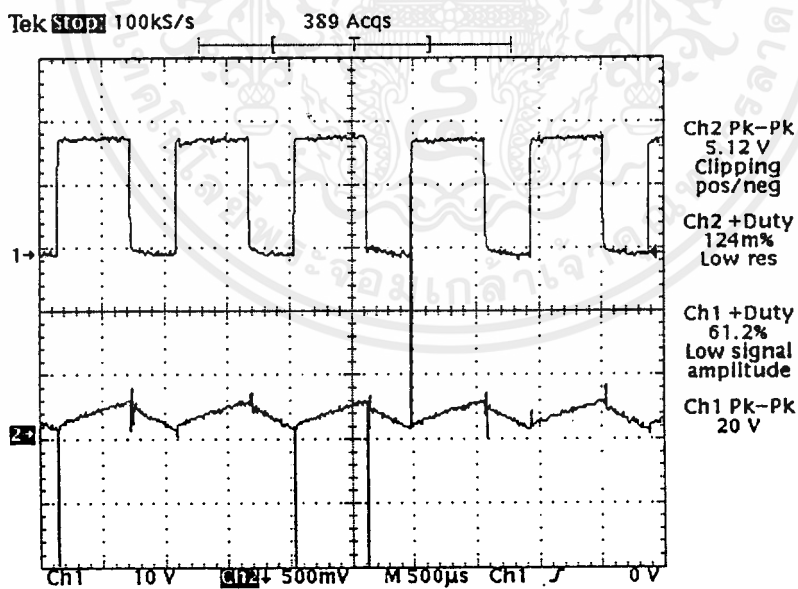
รูปสัญญาณต่าง ๆ ขณะทดลองมีดังนี้



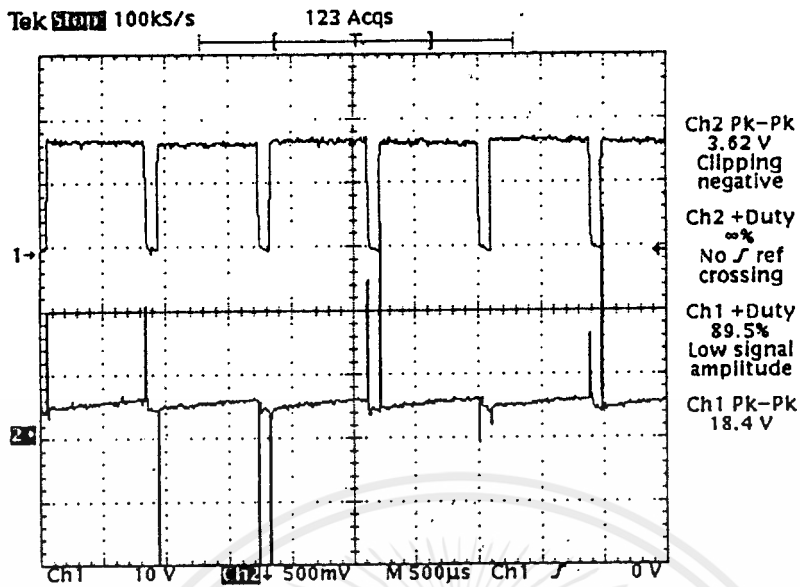
รูปที่ 8.3 ลักษณะของสัญญาณที่ตกคร่อมขาเกทกับอิมิตเตอร์ (Ch1) และ กระแสที่โหลด
(Ch2) เมื่อยังไม่ได้เหยียบคันเร่ง ค่าคิวตี้ไซเคิล 0%



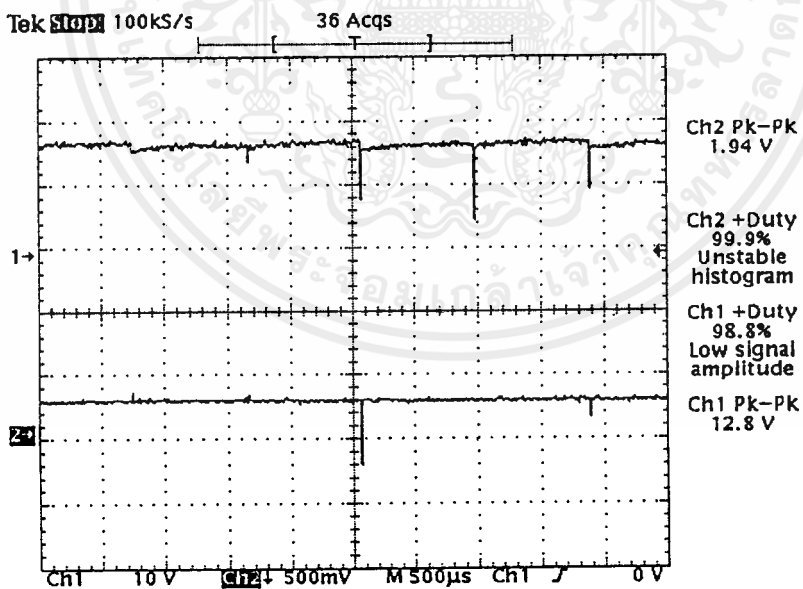
รูปที่ 8.4 ลักษณะของสัญญาณที่ตกคร่อมขาเกตกับอิมิตเตอร์ (Ch1) และ กระแสที่ไหล (Ch2) ค่าควิตซ์เกิดประมาณ 30 %



รูปที่ 8.5 ลักษณะของสัญญาณที่ตกคร่อมขาเกตกับอิมิตเตอร์ (Ch1) และ กระแสที่ไหล (Ch2) ค่าควิตซ์เกิดประมาณ 60 %



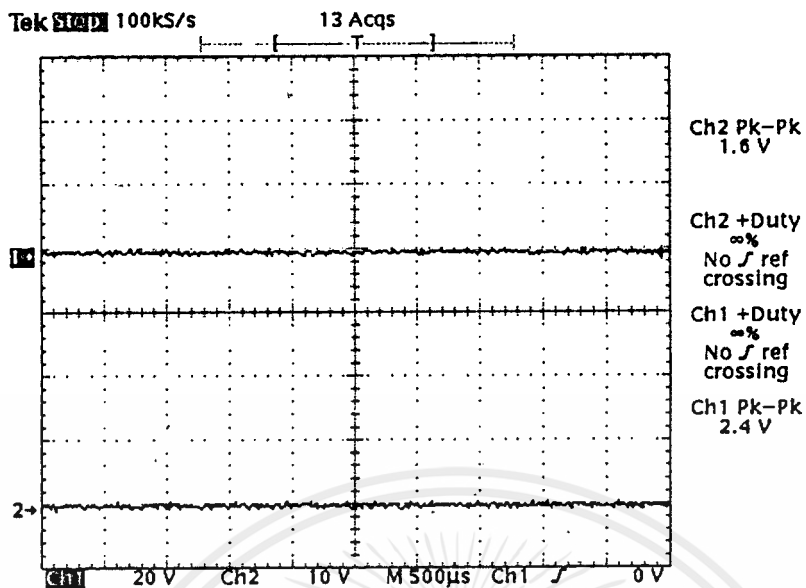
รูปที่ 8.6 ลักษณะของสัญญาณที่ตกคร่อมขาเกตกับอิมิตเตอร์ (Ch1) และ กระแสที่ไหล (Ch2) ค่าควิตซ์ไซเคิลประมาณ 90 %



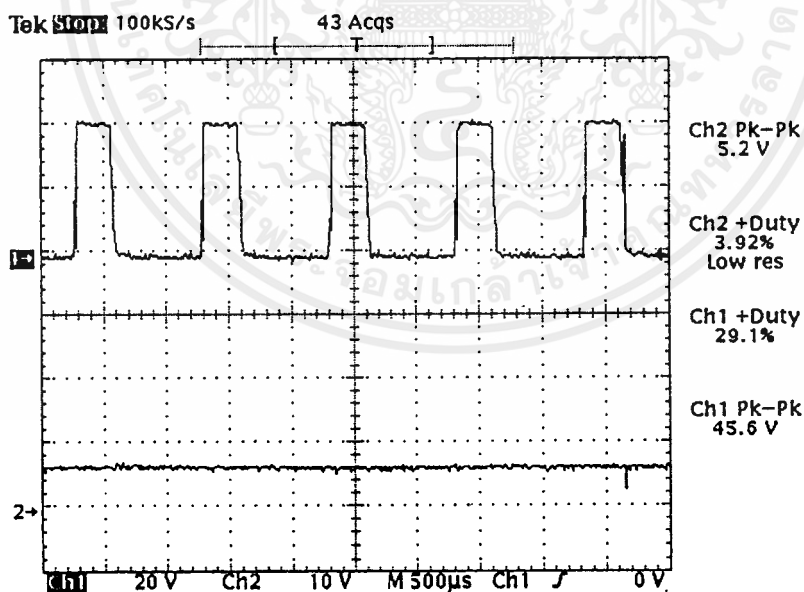
รูปที่ 8.7 ลักษณะของสัญญาณที่ตกคร่อมขาเกตกับอิมิตเตอร์ (Ch1) และ กระแสที่ไหล (Ch2) ค่า ควิตซ์ไซเคิลประมาณ 100 %

(จากรูปที่ 8.3 - 8.7 Ch1 = 10 V./Div. Ch2 = 500 mV./Div. Time / Div. = 500μS.)

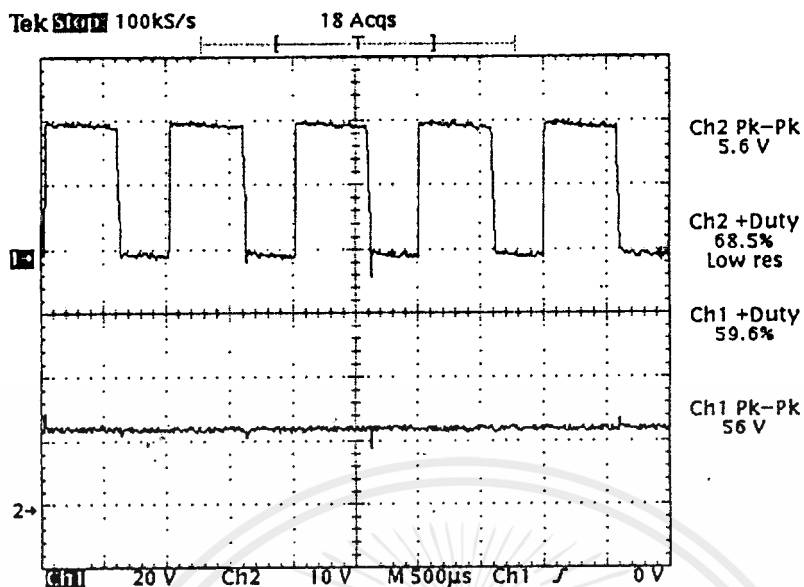
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



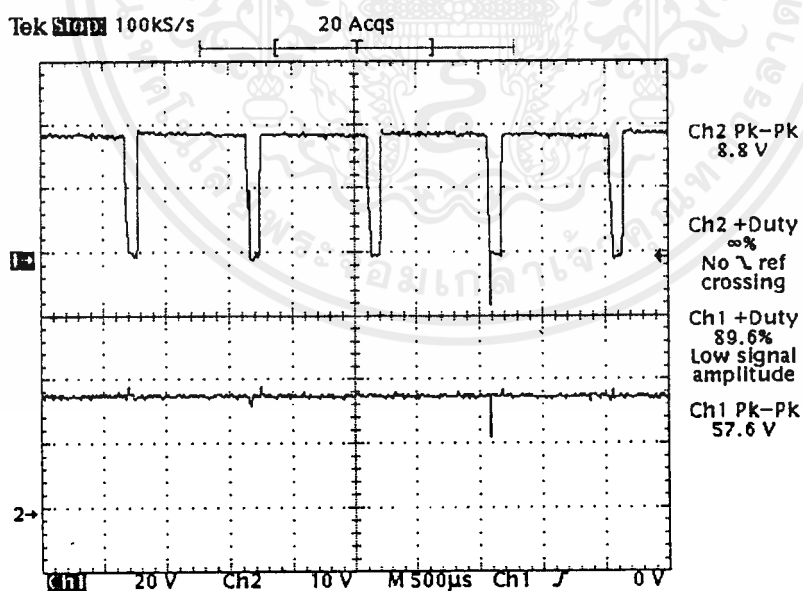
รูปที่ 8.8 ลักษณะของสัญญาณที่ขาเกต (Ch1) และ แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลด (Ch2) เมื่อยังไม่เหยียบคันเร่ง ค่าควิตีไซเคิลประมาณ 0 %



รูปที่ 8.9 ลักษณะของสัญญาณที่ขาเกต (Ch1) และ แรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลด (Ch2) ค่าควิตีไซเคิลประมาณ 30 %

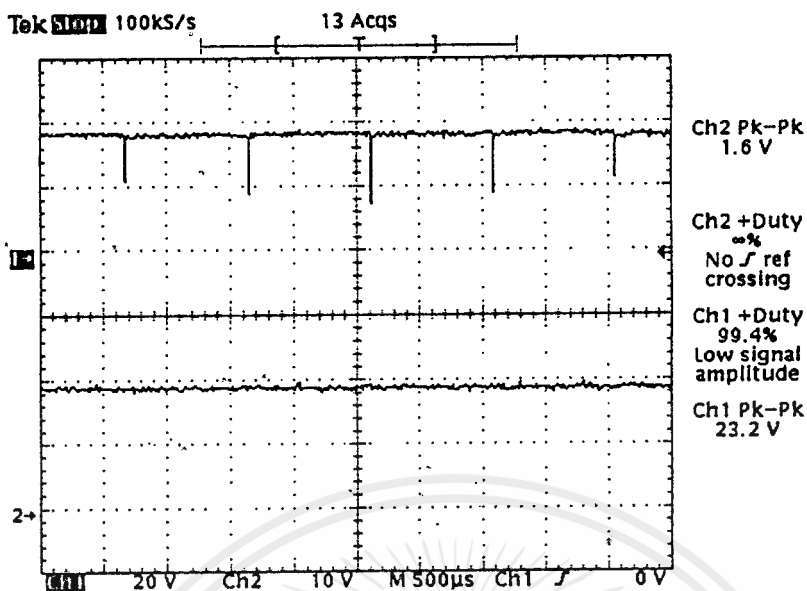


รูปที่ 8.10 ลักษณะของสัญญาณที่ขาเกต (Ch1) และ แรงดันเอาต์พุตที่ตกร่วมโหนด (Ch2) ค่าควิต์ไซเคิลประมาณ 60 %



รูปที่ 8.11 ลักษณะของสัญญาณที่ขาเกต (Ch1) และ แรงดันเอาต์พุตที่ตกร่วมโหนด (Ch2) ค่าควิต์ไซเคิลประมาณ 90 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.12 ลักษณะของสัญญาณที่ขาเกท (Ch1) และ แรงดันเอาต์พุตที่ตกรวมโหลด (Ch2) ค่าความถี่เกิดประมาณ 100 %

(จากรูปที่ 8.8 - 8.12 Ch1 = 20 V./Div. Ch2 = 10 V./Div. Time / Div. = 500 μ S.)

8.1.2 ผลการทดสอบวงจร กัมรถไฟฟ้ากระแสตรงในสภาวะชกั้อย

นำวงจรมาทดสอบกับรถไฟฟ้ากระแสตรงจริง ๆ แต่ทำการในสภาวะชกั้อยให้หมุนฟรีเพื่อลดกระแส ความเร็วที่วัดได้เป็นความเร็วรอบที่ล้อของรถไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้แบตเตอรี่ 3 ลูกต่ออนุกรมกันได้แรงดัน 36 โวลท์ มีผลการทดสอบแสดงดังตารางที่ 8.2

ค่าความถี่เกิด (%)	แรงดันเอาต์พุต (V)	กระแสเอาต์พุต (A)	ความเร็วรอบที่ล้อ (rpm.)
0	0	0	0
25	11	10	145
50	18	20	210
75	22	25	258
100	31	35	320

ตารางที่ 8.2 ผลการทดสอบวงจร กัมรถไฟฟ้ากระแสตรงในสภาวะชกั้อย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.2 ส่วนของวงจรควบคุมการเดินหน้า-ถอยหลังของรถไฟฟ้า

ได้ใช้แมกเนติกคอนแทคเตอร์มาเป็นอุปกรณ์ตัดต่อเพื่อกลับขั้วอามเจอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ทำให้กลับทิศทางการเคลื่อนที่ได้ตามต้องการ โดยผ่านสวิทซ์ตัวเล็กอีกทีหนึ่ง



รูปที่ 8.13 แผงสวิทซ์ควบคุมการเดินหน้า-ถอยหลัง ของรถไฟฟ้ากระแสตรง

จากการทดสอบการใช้งาน แผงสวิทซ์ควบคุมสามารถควบคุมการตัดต่อวงจร และกลับทิศทางการเคลื่อนที่ได้จริงตามต้องการ จากรูปที่ 8.13 สวิทซ์สีแดงใช้ในการเปิดวงจร สวิทซ์สีเขียวใช้ในการต่อวงจรเพื่อขับเคลื่อนรถไฟฟ้าไปข้างหน้า และสวิทซ์สีเหลืองใช้ต่อวงจรเพื่อขับเคลื่อนรถไฟฟ้าถอยหลัง โดยมีหลอดไฟแสดงสถานะ หลอดสีเขียวแสดงสถานะขับเคลื่อนไปข้างหน้า ส่วนหลอดสีเหลืองแสดงสถานะขับเคลื่อนถอยหลัง

8.3 ผลการทดสอบรถไฟฟ้าในสภาพถนนจริง

การทดสอบรถไฟฟ้ากระแสตรงบนถนนจริงนี้ใช้แบตเตอรี่ 3 ลูก ต่ออนุกรมกัน 2 ชุด แล้วนำมาขนานกันเป็นแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงมีแรงดันไฟฟ้าประมาณ 36 V. โดยมีการเงินรถช่วยในการออกตัวเล็กน้อยเพื่อลดกระแสขณะสตาร์ท หลังจากนั้นรถไฟฟ้ากระแสตรงจะ

สามารถขับเคลื่อน และควบคุมความเร็วได้ตามต้องการ โดยมีความเร็วสูงสุดประมาณ 20 กิโลเมตรต่อชั่วโมง

การหยุดรถไฟฟ้าทำได้โดยการเหยียบเบรก ลิมิตสวิทช์ที่เบรกจะทำการตัดไฟเลี้ยงชุดกำเนิดพัลส์ที่จะไปขับ IGBT ทำให้ IGBT หยุดนำกระแส และในขณะเดียวกันก็เป็นการเบรกทางกลด้วย หลังจากนั้นทำการสับเบรกเกอร์มาที่ตำแหน่ง OFF แล้วกด PUSH BUTTON STOP เปิดวงจรเพื่อตัดไฟฟ้าเข้า DC Motor เสมือนรถอยู่ที่เกียร์ว่าง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 9

สรุป และวิจารณ์

โครงการนี้ได้มีการสร้างระบบขับเคลื่อนรถไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งประกอบด้วยส่วนของวงจรปรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง และส่วนของวงจรควบคุมทิศทางและการเคลื่อนที่ของรถไฟฟ้า จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่า ระบบขับเคลื่อนรถไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จัดทำขึ้นสามารถนำไปใช้งานกับรถไฟฟ้ากระแสตรงได้จริง โดยสามารถควบคุมความเร็วและทิศทาง การเคลื่อนที่ของรถไฟฟ้าได้ตามต้องการ

ปัญหาที่เกิดขึ้น คือ ในส่วนของระบบ Over Current Protection ที่ใช้ต้องรับสัญญาณ จาก R_{s_bus} ซึ่งสัญญาณที่ได้ขณะนี้มีปัญหาสัญญาณรบกวนสูงมากทำให้ไม่มั่นใจว่าระบบ Over Current Protection จะสามารถทำงานได้เมื่อเกิดภาวะกระแสเกินขึ้น ดังนั้นจึงไม่สามารถทดสอบให้รถไฟฟ้าวิ่งออกตัวเองได้ จึงต้องเข็นรถช่วยในการออกตัวเพื่อลดกระแสขณะสตาร์ท

ข้อเสนอแนะ ในระบบขับเคลื่อนรถไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จัดทำขึ้นควรมีการปรับปรุงแก้ไขในส่วนของ ระบบ Over Current Protection ให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น จะทำให้ระบบขับเคลื่อนรถไฟฟ้ากระแสตรงนี้นำไปใช้งานได้อย่างปลอดภัย และมีประสิทธิภาพ ในส่วนของตัวรถควรมีการบำรุงรักษา และหล่อลื่นส่วนต่างๆ อย่างสม่ำเสมอเพื่อลดความสูญเสียเนื่องจากความฝืดของล้อที่มีผลทำให้กระแสขณะสตาร์ทสูง และประสิทธิภาพการใช้งานของรถไฟฟ้าลดลง

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

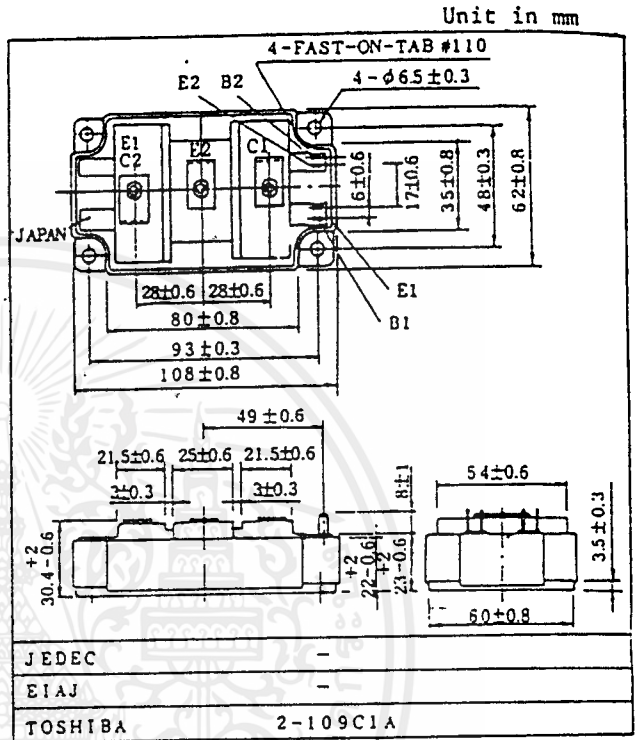
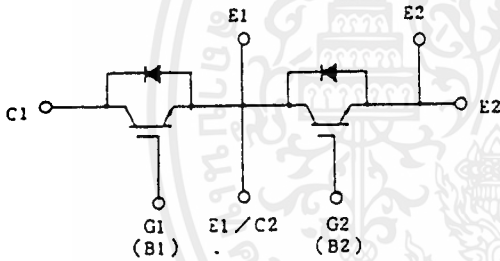
MG300J2YS40

SILICON N CHANNEL IGBT

HIGH POWER SWITCHING APPLICATIONS.
MOTOR CONTROL APPLICATIONS.

- High Input Impedance
- High Speed : $t_f=0.35\mu s$ (Max.)
 $t_{rr}=0.15\mu s$ (Max.)
- Low Saturation Voltage
: $V_{CE(sat)}=3.5V$ (Max.)
- Enhancement-Mode
- Includes a Complete Half Bridge in One Package
- The Electrodes are Isolated from Case.

EQUIVALENT CIRCUIT



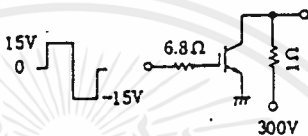
Weight: g

MAXIMUM RATINGS (Ta=25°C)

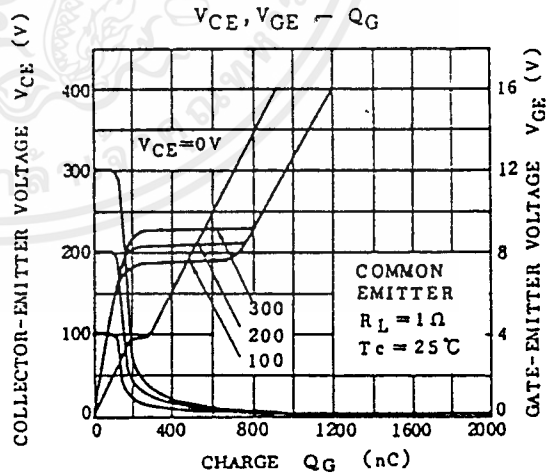
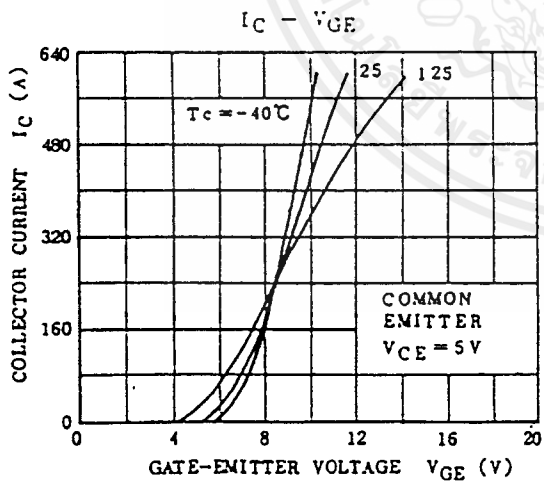
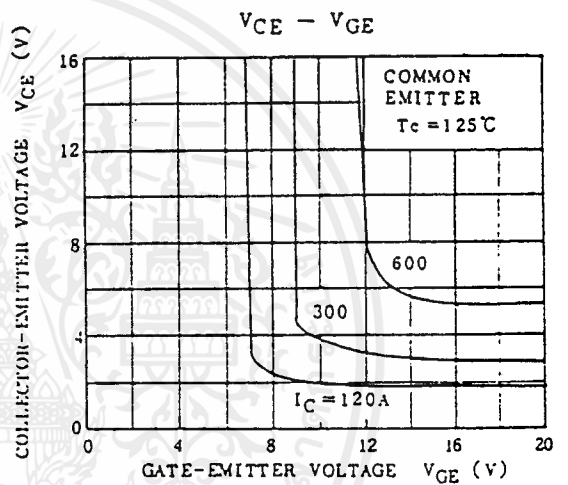
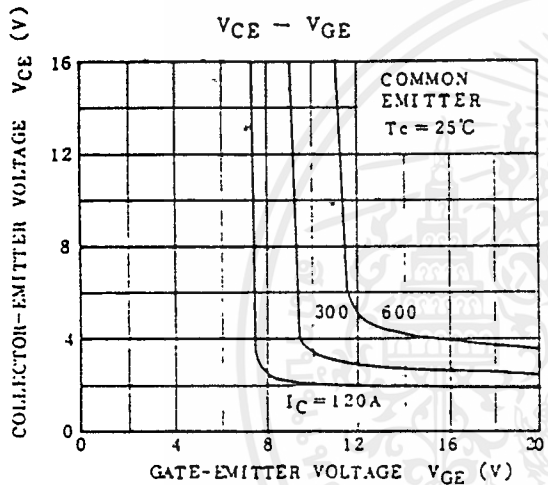
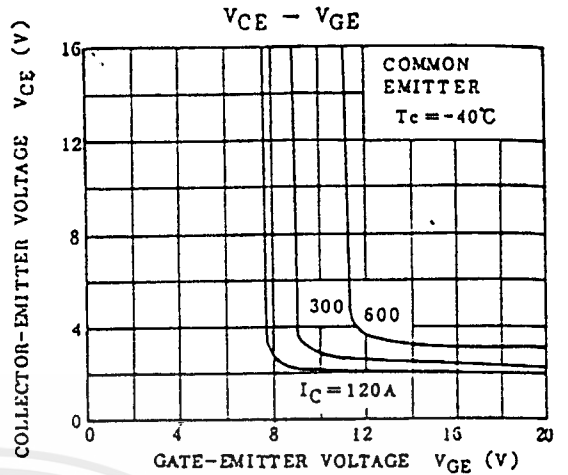
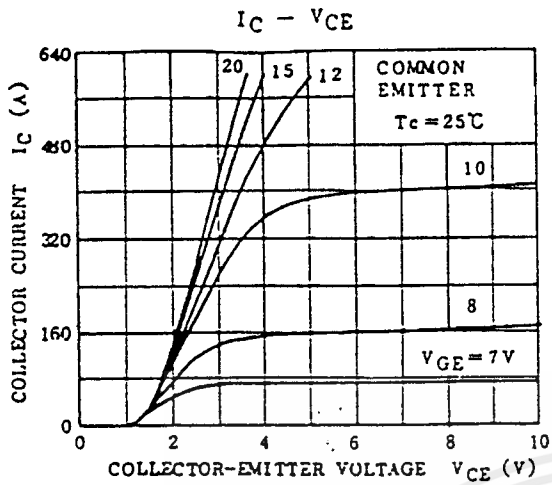
CHARACTERISTIC	SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Emitter Voltage	V_{CES}	600	V
Gate-Emitter Voltage	V_{GES}	+20	V
Collector Current	DC	I_C	300
	1ms	I_{CP}	600
Forward Current	DC	I_F	300
	1ms	I_{FM}	600
Collector Power Dissipation (Tc=25°C)	P_C	1200	W
Junction Temperature	T_j	150	°C
Storage Temperature Range	T_{stg}	-40~125	°C
Isolation Voltage	V_{Isol}	2500 (AC 1 minute)	V
Screw Torque (Terminal/Mounting)	-	3/3	N-m

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Ta=25°C)

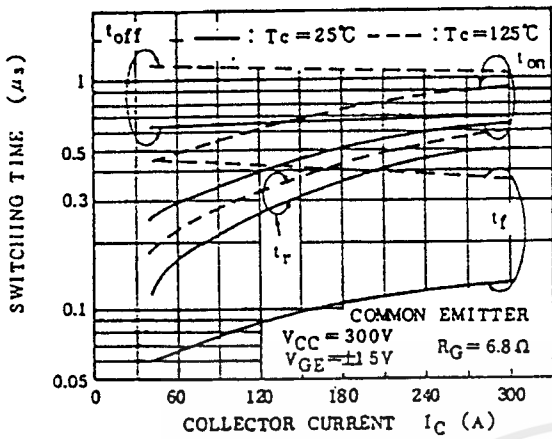
CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CONDITION	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Gate Leakage Current		IGES	VGE=±20V, VCE=0	-	-	±500	nA
Collector Cut-off Current		ICES	VCE=600V, VGE=0	-	-	2.0	mA
Collector-Emitter Breakdown Voltage		V(BR)CES	IC=10mA, VGE=0	600	-	-	V
Gate-Emitter Cut-off Voltage		VGE(off)	IC=300mA, VCE=5V	3.0	-	6.0	V
Collector-Emitter Saturation Voltage		VCE(sat)	IC=300A, VGE=15V	-	2.7	3.5	V
Input Capacitance		Cies	VCE=10V, VGE=0, f=1MHz	-	27200	-	pF
Switching Time	Rise Time	tr		-	0.3	0.6	μs
	Turn-on Time	ton		-	0.4	0.8	
	Fall Time	tf		-	0.18	0.35	
	Turn-off Time	toff		-	0.6	1.00	
Forward Voltage		VF	IF=300A, VGE=0	-	1.7	2.5	V
Reverse Recovery Time		trr	IF=300A, VGE=-10V di/dt=200A/μs	-	0.08	0.15	μs
Thermal Resistance		Rth(j-c)	Transistor	-	-	0.104	°C/W
			Diode	-	-	0.25	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

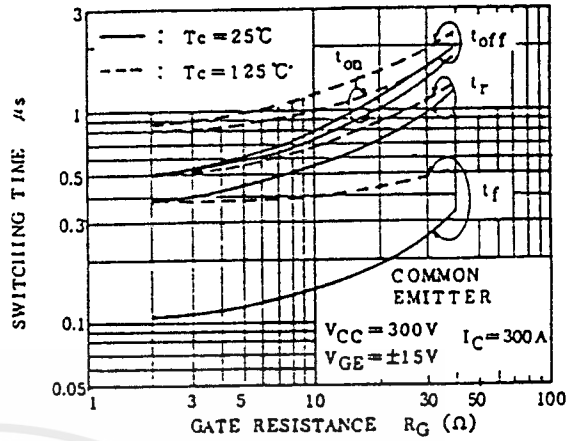


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

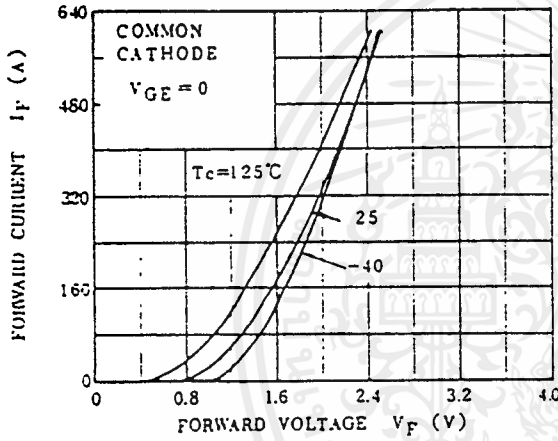
SWITCHING TIME - I_C



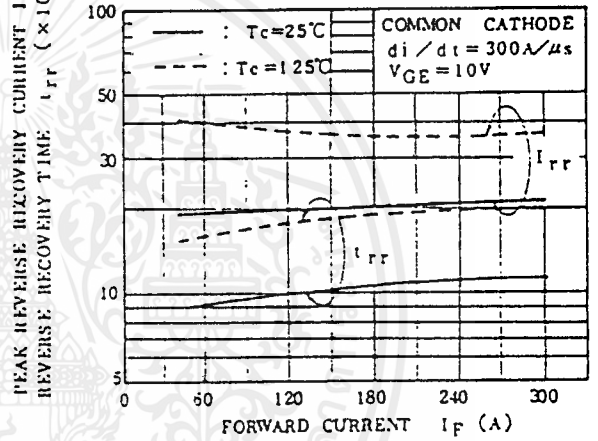
SWITCHING TIME - R_G



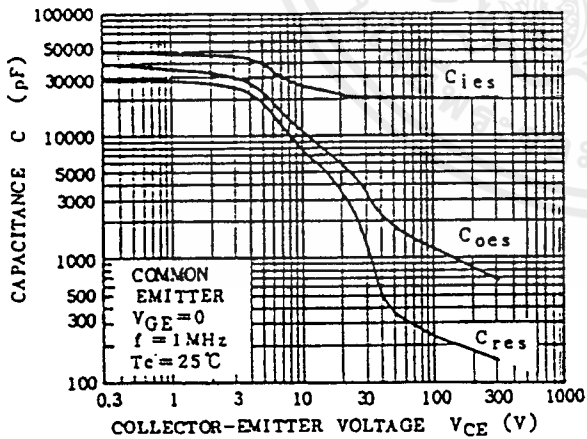
$I_F - V_F$



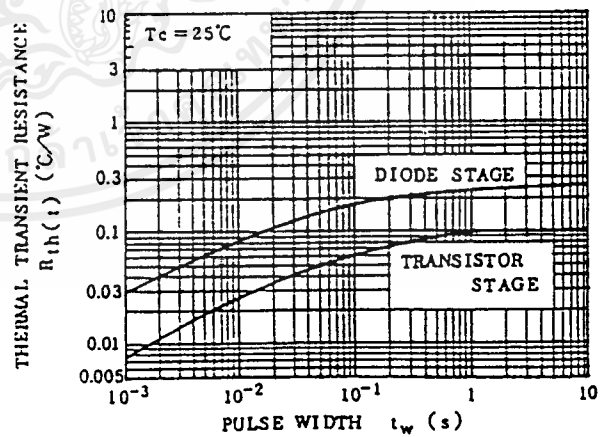
$t_{rr}, I_{rr} - I_F$



$C - V_{CE}$

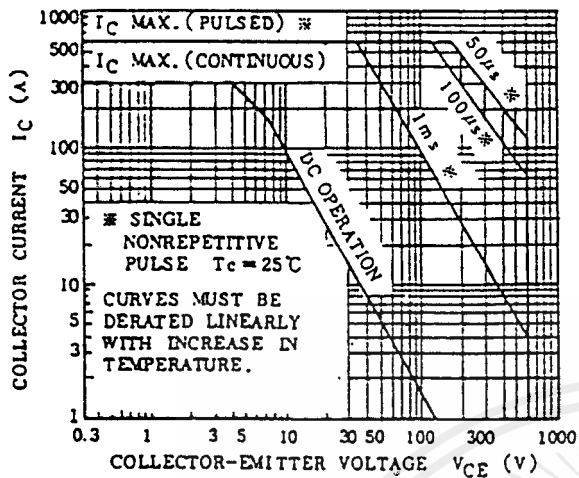


$R_{th}(t) - t_w$

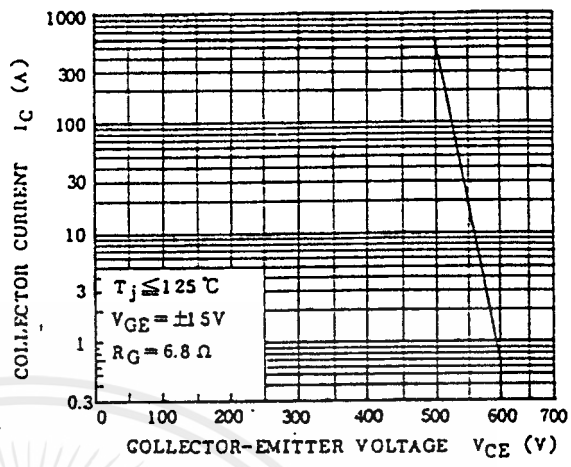


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SAFE OPERATING AREA



REVERSE BIAS SOA



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CS-3524A

CS-3524A

Voltage Mode PWM Control Circuit with 200mA Output Drivers

Description

The CS-3524A PWM control circuit retains the same versatile architecture of the industry standard CS-3524 (SG3524) while adding substantial improvements.

The CS-3524 is pin-compatible with "non-A" versions, and in most applications can be directly interchanged. The CS-3524A, however, eliminates many of the design restrictions which had previously required additional external circuitry.

The CS-3524A includes a precision 5V reference trimmed to $\pm 1\%$ accuracy (eliminating the need for potentiometer adjustments), an error amplifier with an output voltage swing extending to 5V, and a current sense amplifier useful in either the ground or power supply output lines. The uncommitted 60V, 200mA NPN output pair greatly enhances the output drive capability.

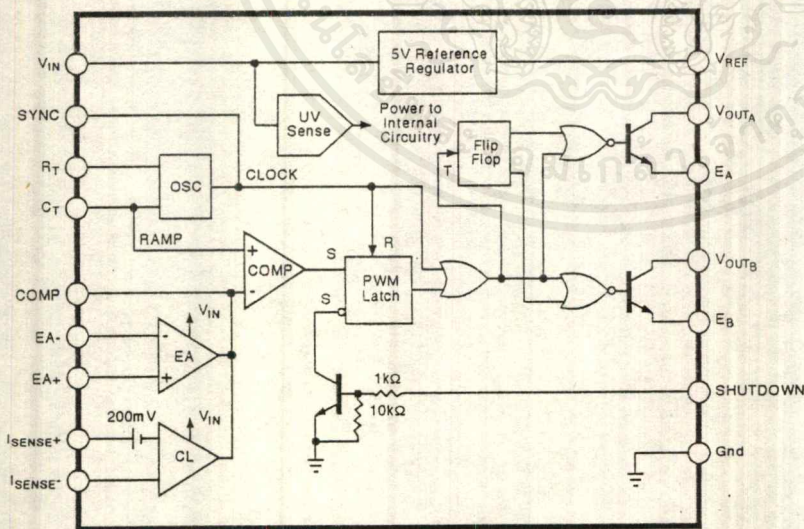
The CS-3524A features an undervoltage lockout circuit which disables all internal circuitry (except the reference) until the input voltage has risen to 8V. This holds standby current low until turn-on, and greatly simplifies the design of low power, off-line supplies. The turn-on circuit has approximately 600mV of hysteresis for jitter free activation.

Other improvements include a PWM latch that insures freedom from multiple pulsing within a period, even in noisy environments; logic to eliminate double pulsing on a single output, a 200ns external shutdown capability, and automatic thermal protection from excessive chip temperature. The oscillator circuit is usable to 500kHz and is easier to synchronize with an external clock pulse.

Features

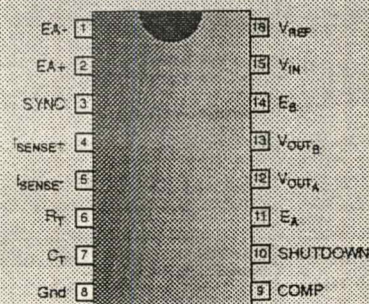
- Precision Reference Internally Trimmed to $\pm 1\%$
- Current Limit
- Undervoltage Lockout
- Start-up Supply Current < 4mA
- Output to 200mA
- 60V Output Capability
- Wide Common-mode Input Range for Error and Current Limit Amplifiers
- PWM Latch Insures Single Pulse per Period
- Double Pulse Suppression
- 200ns Shutdown
- Guaranteed Frequency
- Thermal Shutdown

Block Diagram



Package Options

16 Lead PDIP & SO Wide



Cherry Semiconductor

Cherry Semiconductor Corporation
2000 South County Trail
East Greenwich, Rhode Island 02818-1530
Tel: (401)885-3600 Fax (401)885-5786
email: info@cherry-semi.com

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage (V_{IN})	40V
Collector Supply Voltage (V_{CC})	60V
Output Current (Each Output)	200mA
Reference Output Current	50mA
Oscillator Charging Current	5mA
Power Dissipation at $T_A=25^\circ\text{C}$	1000mW
Power Dissipation at $T_J=+25^\circ\text{C}$	2000mW
Derate for Case Temperature above $+25^\circ\text{C}$	16mW/ $^\circ\text{C}$
Operating Temperature Range	0°C to $+70^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	-65°C to $+150^\circ\text{C}$
Lead Temperature Soldering: Wave Solder (through hole styles only)	10 sec. max, 260°C peak
Reflow (SMD styles only)	60 sec. max above 183°C , 230°C peak

Electrical Characteristics: 0°C to $+70^\circ\text{C}$ for the CS-3524A; $V_{IN}=V_{CC}=20\text{V}$, unless otherwise stated

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
■ Turn-on Characteristics					
Input Voltage	Operating range after Turn-on	8		40	V
Turn-on Threshold		5.5	7.5	8.5	V
Turn-on Current	V_{IN} Turn-on - 100mV		2.5	4.0	mA
Operating Current	$V_{IN}=8$ to 40V		5	10	mA
Turn-on Hysteresis*			0.6		V
■ Reference Section					
Output Voltage	$T_A=25^\circ\text{C}$	4.90	5.00	5.20	V
Line Regulation	$V_{IN}=10$ to 40V		10	30	mV
Load Regulation	$I_L=0$ to 20mA		20	50	mA
Temperature Stability*	Over Operating Range		20	50	mV
Short Circuit Current	$V_{REF}=0$, $T_A=25^\circ\text{C}$		80	100	mA
Output Noise Voltage*	$10\text{Hz} < f < 10\text{kHz}$, $T_A=25^\circ\text{C}$		40		μVrms
Long Term Stability*	$T_A=125^\circ\text{C}$; 1000 Hrs.		20	50	mV
■ Oscillator Section (Unless otherwise specified, $R_T=2700\Omega$, $C_T=0.01\mu\text{F}$)					
Initial Accuracy	$T_A=25^\circ\text{C}$	39	43	47	kHz
Temperature Stability*	Over Operating Temperature Range		1	2	%
Minimum Frequency	$R_T=150\text{k}\Omega$, $C_T=0.1\mu\text{F}$			120	Hz
Maximum Frequency	$R_T=2.0\text{k}\Omega$, $C_T=470\text{pF}$	500			kHz
Output Amplitude*	$T_A=25^\circ\text{C}$		3.5		V
Output Pulse Width*	$T_A=25^\circ\text{C}$		0.5		μs
Ramp Peak		3.3	3.5	3.7	V
Ramp Valley		0.7	0.9	1.0	V
■ Error Amplifier Section (Unless otherwise specified, $V_{CM}=2.5\text{V}$)					
Input Offset Voltage			2	10	mV
Input Bias Current			1	10	μA
Input Offset Current			0.5	1.0	μA
Common Mode Rejection Ratio	$V_{CM}=1.5$ to 5.5V	60	75		dB
Power Supply Rejection Ratio	$V_{IN}=10$ to 40V	50	60		dB
Output Swing	Minimum Total Range	0.5		5.0	V

* These parameters are guaranteed by design but not 100% tested in production.

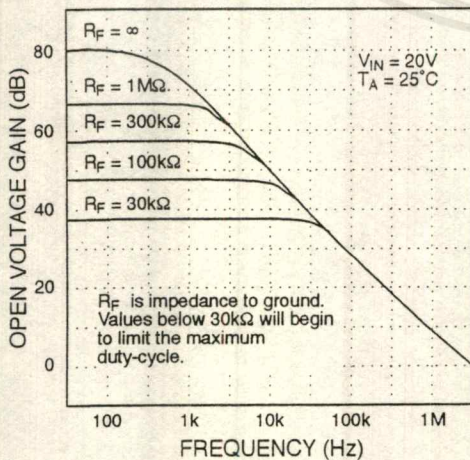
Electrical Characteristics: continued

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
■ Error Amplifier Section (Unless otherwise specified, $V_{CM}=2.5V$): continued					
Open Loop Voltage Gain	$\Delta V_{OUT}=1$ to $4V$, $R_L \geq 10 M\Omega$	60	80		dB
Gain-Bandwidth*	$T_A=25^\circ C$, $A_V=0dB$		3		MHz
■ Current Limit Amplifier (Unless otherwise specified, $V_{SENSE}=V_O$)					
Input Offset Voltage	$T_A=25^\circ C$, EA Set for Max. Output	180	200	220	mV
Input Offset Voltage	Over Operating Temperature Range	170		230	mV
Input Bias Current			-1	-10	μA
Common Mode Rejection Ratio	$V_{SENSE}=0$ to $15V$	50	60		dB
Power Supply Rejection Ratio	$V_{IN}=10$ to $40V$	50	60		dB
Output Swing	Minimum Total Range	0.5		5.0	V
Open Loop Voltage Gain	$\Delta V_{OUT}=1$ to $4V$, $R_L \geq 10M\Omega$	70	80		dB
Delay Time*	$\Delta V_{IN}=300mV$		300		ns
■ Output Section (Each Output)					
Collector Emitter Voltage	$I_C=100\mu A$	60	80		V
Collector Leakage Current	$V_{CE}=50V$		0.1	20.0	μA
Saturation	$I_C=20mA$		0.2	0.4	V
	$I_C=200mA$		1.0	2.2	V
Emitter Output Voltage	$I_E=50mA$	17	18		V
Rise Time*	$T_A=25^\circ C$, $R=2k\Omega$		200		ns
Fall Time*	$T_A=25^\circ C$, $R=2k\Omega$		100		ns
Comparator Delay*	$T_A=25^\circ C$, V_{COMP} to V_{OUT}		300		ns
Shutdown Delay*	$T_A=25^\circ C$, V_{SHUT} to V_{OUT}		200		ns
Shutdown Threshold	$T_A=25^\circ C$, $R_C=2k\Omega$	0.5	0.7	1.0	V
Thermal Shutdown*			165		$^\circ C$

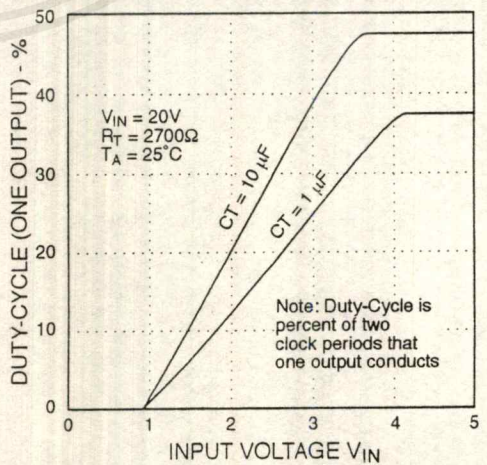
* These parameters are guaranteed by design but not 100% tested in production.

Typical Performance Characteristics

Error Amplifier Voltage Gain vs. Frequency Over R_F

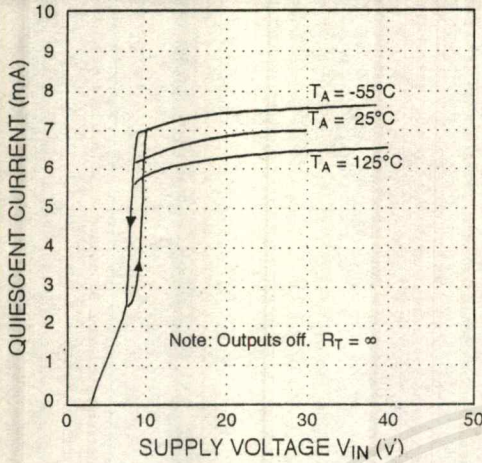


Duty Cycle vs. Input Voltage

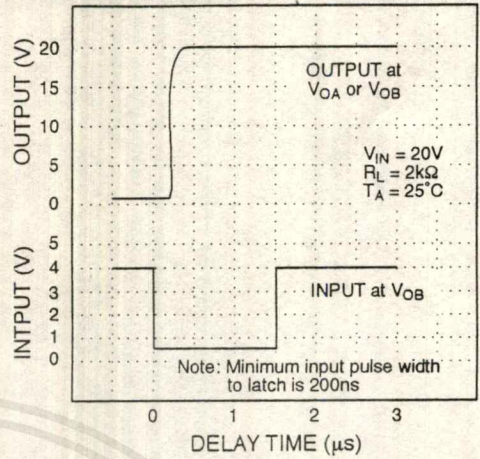


Typical Performance Characteristics continued

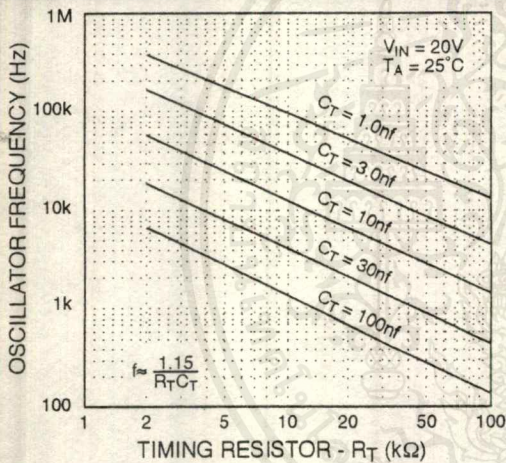
Quiescent Supply Current vs. Supply Voltage Over Temperature



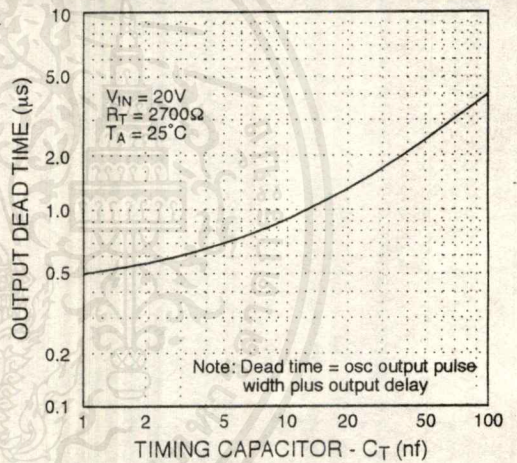
Shutdown Delay From PWM Comparator



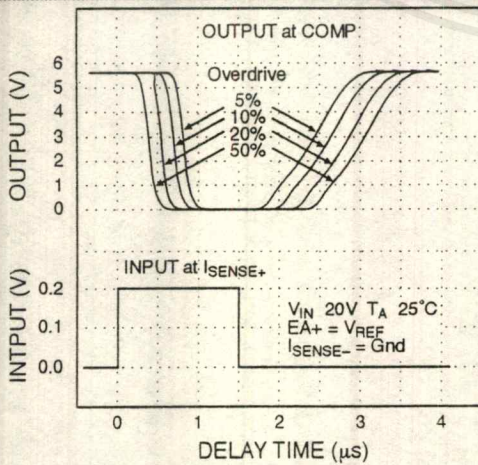
Oscillator Frequency vs. Timing Components Resistor Over Timing Capacitance



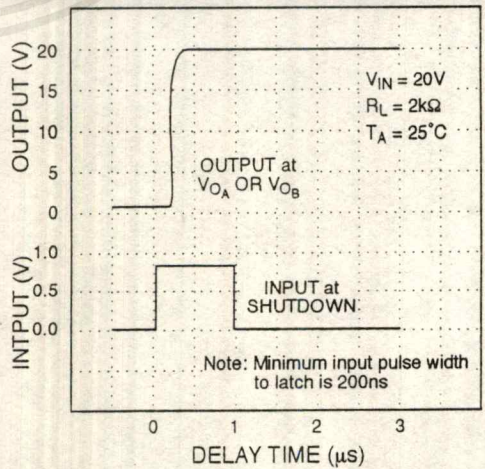
Output Dead Time vs. Timing Capacitor Value



Current Limit Amplifier Delay

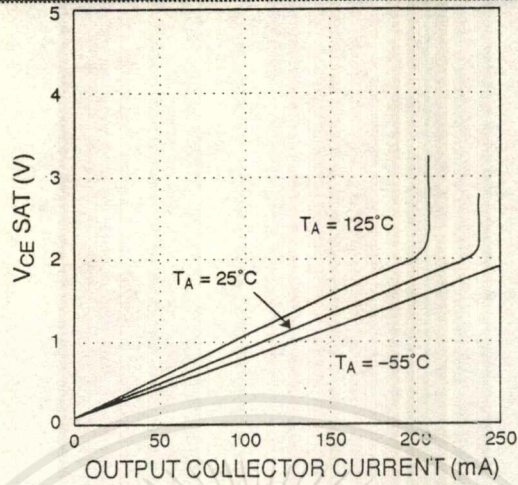


Turn-Off Delay From Shutdown

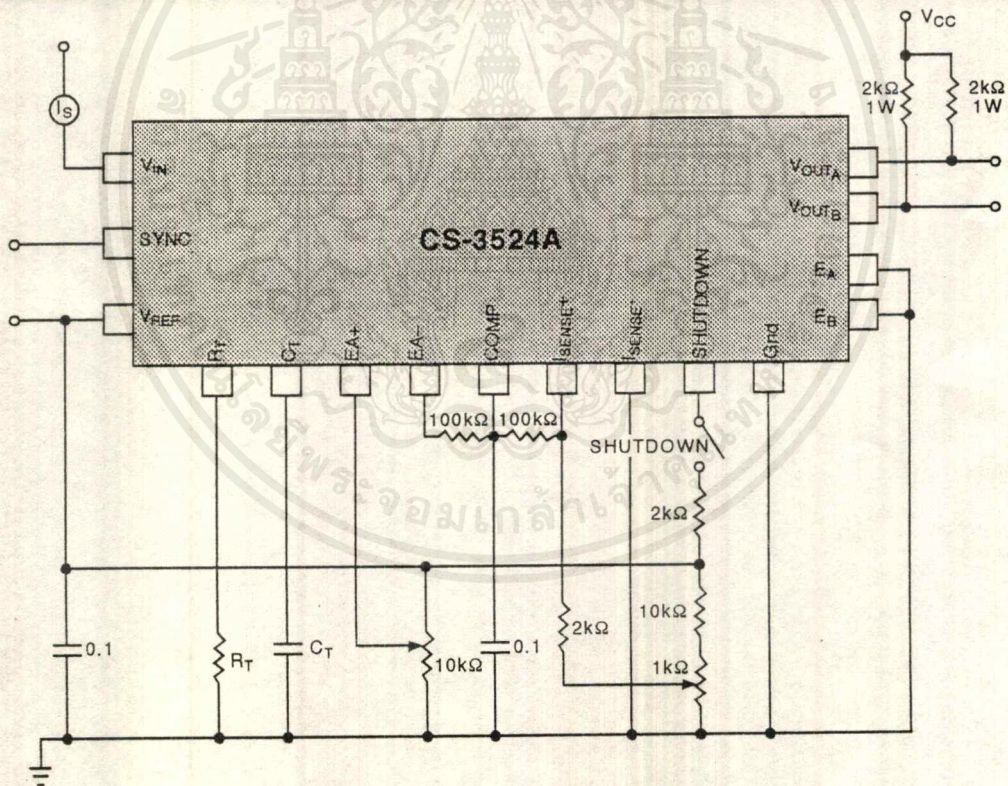


Typical Performance Characteristics continued

Output Saturation Voltage vs. Output Current Over Temperature



Open Loop Test Circuit



Note: The CS3524A should be able to be tested in any 3524 test circuit with two possible exceptions:

1. The higher gain-bandwidth of the current limit amplifier in the CS 3524A may cause oscillations in an uncompensated 3524 test circuit.
2. The effect of the shutdown, cannot be seen at the compensation terminal, but must be observed at the outputs.

Package Specification

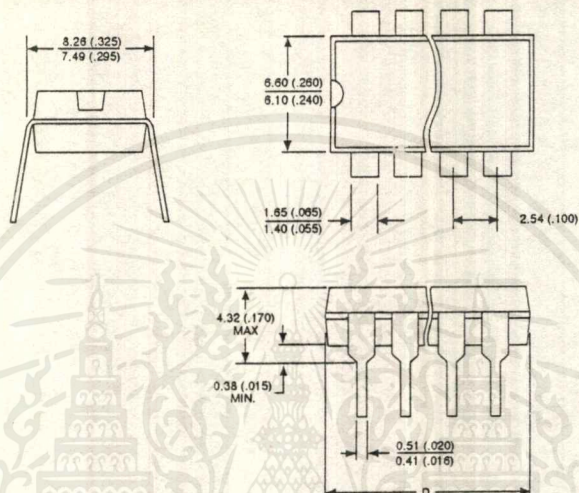
PACKAGE DIMENSIONS IN mm (INCHES)

Lead Count	D			
	Metric		English	
	Max	Min	Max	Min
16 Lead PDIP	19.94	19.15	.785	.754
16L SO Wide	10.46	10.21	.412	.402

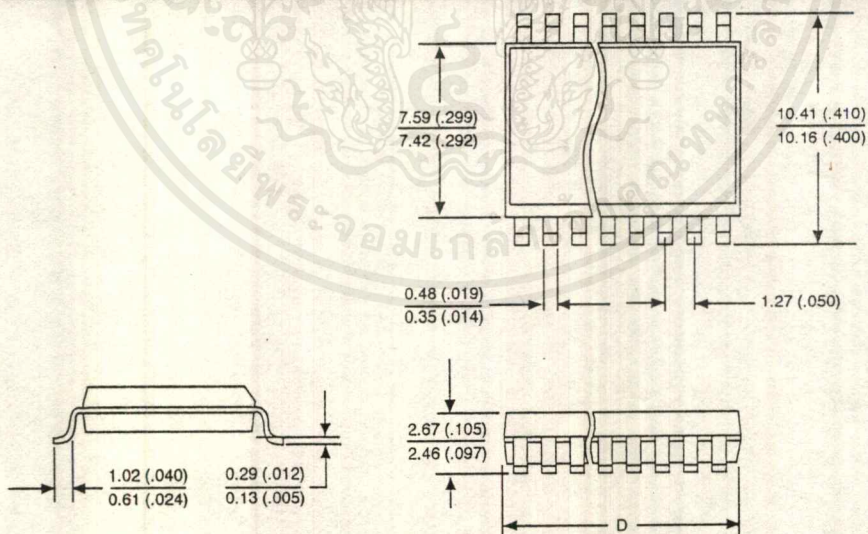
PACKAGE THERMAL DATA

Thermal Data		16 Lead PDIP	16L SO Wide	
$R_{\theta_{JC}}$	typ	42	23	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$
$R_{\theta_{JA}}$	typ	80	105	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$

PDIP: 300 mil wide



SO Wide: 300 mil wide



Ordering Information

Part Number	Description
CS-3524AN16	16 Lead PDIP
CS-3524ADW16	16 Lead SO Wide

Cherry Semiconductor Corporation reserves the right to make changes to the specifications without notice. Please contact Cherry Semiconductor Corporation for the latest available information.


MOTOROLA

Quad Low Power Operational Amplifiers

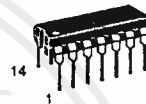
The LM324 series are low-cost, quad operational amplifiers with true differential inputs. They have several distinct advantages over standard operational amplifier types in single supply applications. The quad amplifier can operate at supply voltages as low as 3.0 V or as high as 32 V with quiescent currents about one-fifth of those associated with the MC1741 (on a per amplifier basis). The common mode input range includes the negative supply, thereby eliminating the necessity for external biasing components in many applications. The output voltage range also includes the negative power supply voltage.

- Short Circuited Protected Outputs
- True Differential Input Stage
- Single Supply Operation: 3.0 V to 32 V
- Low Input Bias Currents: 100 nA Maximum (LM324A)
- Four Amplifiers Per Package
- Internally Compensated
- Common Mode Range Extends to Negative Supply
- Industry Standard Pinouts
- ESD Clamps on the Inputs Increase Ruggedness without Affecting Device Operation

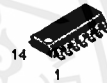
LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V

QUAD DIFFERENTIAL INPUT OPERATIONAL AMPLIFIERS

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



**N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646
(LM224, LM324,
LM2902 Only)**



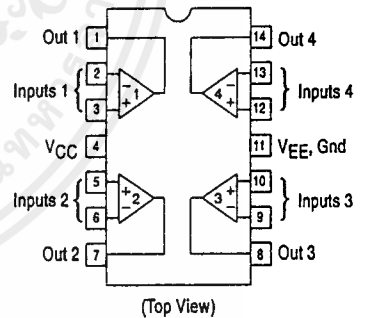
**D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A
(SO-14)**

MAXIMUM RATINGS ($T_A = +25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	LM224 LM324, LM324A	LM2902, LM2902V	Unit
Power Supply Voltages				Vdc
Single Supply	V_{CC}	32	26	
Split Supplies	V_{CC}, V_{EE}	± 16	± 13	
Input Differential Voltage Range (See Note 1)	V_{IDR}	± 32	± 26	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V_{ICR}	-0.3 to 32	-0.3 to 26	Vdc
Output Short Circuit Duration	t_{SC}	Continuous		
Junction Temperature	T_J	150		$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150		$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature Range	T_A	-25 to +85 0 to +70	-40 to +105 -40 to +125	$^\circ\text{C}$

NOTE: 1. Split Power Supplies.

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
LM2902D	$T_A = -40^\circ$ to $+105^\circ\text{C}$	SO-14
LM2902N		Plastic DIP
LM2902VD	$T_A = -40^\circ$ to $+125^\circ\text{C}$	SO-14
LM2902VN		Plastic DIP
LM224D	$T_A = -25^\circ$ to $+85^\circ\text{C}$	SO-14
LM224N		Plastic DIP
LM324AD	$T_A = 0^\circ$ to $+70^\circ\text{C}$	SO-14
LM324AN		Plastic DIP
LM324D		SO-14
LM324N		Plastic DIP

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 5.0 V, V_{EE} = Gnd, T_A = 25°C, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			LM2902V			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage V _{CC} = 5.0 V to 30 V (26 V for LM2902, V), V _{ICR} = 0 V to V _{CC} - 1.7 V, V _O = 1.4 V, R _S = 0 Ω T _A = 25°C T _A = T _{high} ⁽¹⁾ T _A = T _{low} ⁽¹⁾	V _{IO}	-	2.0	5.0	-	2.0	3.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	-	2.0	7.0	mV
Average Temperature Coefficient of Input Offset Voltage T _A = T _{high} to T _{low} ⁽¹⁾	ΔV _{IO} /ΔT	-	7.0	-	-	7.0	30	-	7.0	-	-	7.0	-	-	7.0	-	μV/°C
Input Offset Current T _A = T _{high} to T _{low} ⁽¹⁾	I _{IO}	-	3.0	30	-	5.0	30	-	5.0	50	-	5.0	50	-	5.0	50	nA
Average Temperature Coefficient of Input Offset Current T _A = T _{high} to T _{low} ⁽¹⁾	ΔI _{IO} /ΔT	-	10	-	-	10	300	-	10	-	-	10	-	-	10	-	pA/°C
Input Bias Current T _A = T _{high} to T _{low} ⁽¹⁾	I _{IB}	-	-90	-150	-	-45	-100	-	-90	-250	-	-90	-250	-	-90	-250	nA
Input Common Mode Voltage Range ⁽²⁾ V _{CC} = 30 V (26 V for LM2902, V) V _{CC} = 30 V (26 V for LM2902, V), T _A = T _{high} to T _{low}	V _{ICR}	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	28.3	0	-	24.3	0	-	24.3	V
Differential Input Voltage Range	V _{IDR}	-	-	V _{CC}	-	-	V _{CC}	-	-	V _{CC}	-	-	V _{CC}	-	-	V _{CC}	V
Large Signal Open Loop Voltage Gain R _L = 2.0 kΩ, V _{CC} = 15 V, for Large V _O Swing, T _A = T _{high} to T _{low} ⁽¹⁾	A _{VOL}	50 25	100 -	- -	25 15	100 -	- -	25 15	100 -	- -	25 15	100 -	- -	25 15	100 -	- -	V/mV
Channel Separation 10 kHz ≤ f ≤ 20 kHz, Input Referenced	CS	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	-	-120	-	dB
Common Mode Rejection, R _S ≤ 10 kΩ	CMR	70	85	-	65	70	-	65	70	-	50	70	-	50	70	-	dB
Power Supply Rejection	PSR	65	100	-	65	100	-	65	100	-	50	100	-	50	100	-	dB
Output Voltage-High Limit (T _A = T _{high} to T _{low}) ⁽¹⁾ V _{CC} = 5.0 V, R _L = 2.0 kΩ, T _A = 25°C V _{CC} = 30 V (26 V for LM2902, V), R _L = 2.0 kΩ V _{CC} = 30 V (26 V for LM2902, V), R _L = 10 kΩ	V _{OH}	3.3 26 27	3.5 - 28	- - -	3.3 26 27	3.5 - 28	- - -	3.3 26 27	3.5 - 28	- - -	3.3 22 23	3.5 - 24	- - -	3.3 22 23	3.5 - 24	- - -	V

NOTES: 1. T_{low} = -25°C for LM224, T_{high} = +85°C for LM224
 = 0°C for LM324, A, = +70°C for LM324, A
 = -40°C for LM2902, = +105°C for LM2902
 = -40°C for LM2902V, = +125°C for LM2902V

2. The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is V_{CC} - 1.7 V.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V

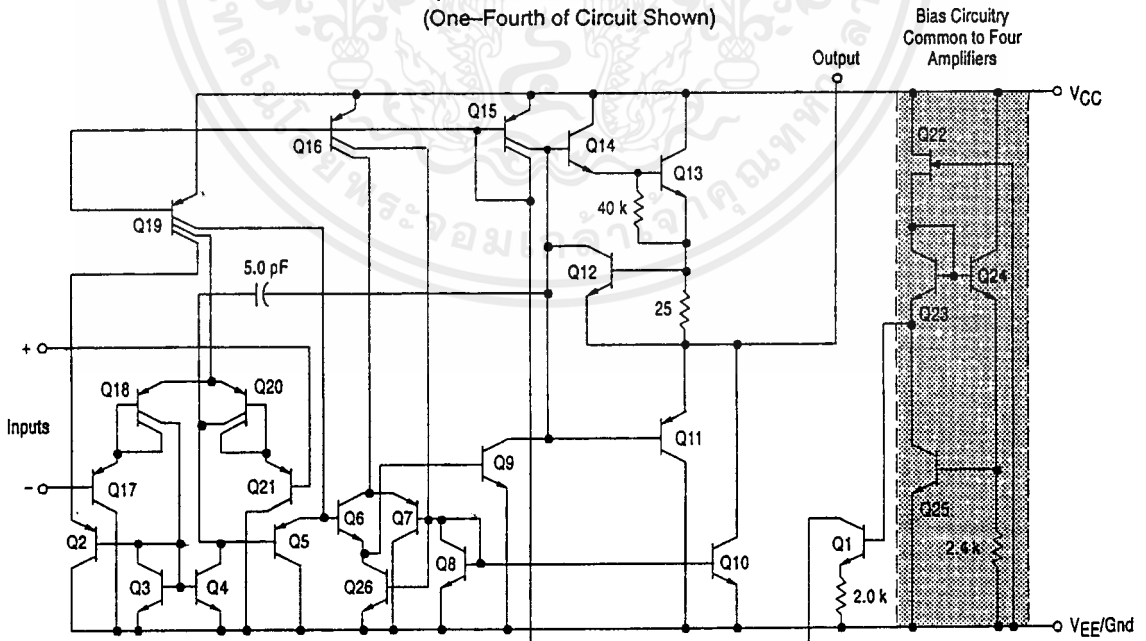
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_{EE} = \text{Gnd}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	LM224			LM324A			LM324			LM2902			LM2902V			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Output Voltage – Low Limit, $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $R_L = 10\text{ k}\Omega$, $T_A = T_{\text{high}}$ to $T_{\text{low}}^{(1)}$	V_{OL}	–	5.0	20	–	5.0	20	–	5.0	20	–	5.0	100	–	5.0	100	mV
Output Source Current ($V_{ID} = +1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to $T_{\text{low}}^{(1)}$	I_{O+}	20	40	–	20	40	–	20	40	–	20	40	–	20	40	–	mA
Output Sink Current ($V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{\text{high}}$ to $T_{\text{low}}^{(1)}$ ($V_{ID} = -1.0\text{ V}$, $V_O = 200\text{ mV}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	I_{O-}	10	20	–	10	20	–	10	20	–	10	20	–	10	20	–	mA
Output Short Circuit to Ground ⁽³⁾	I_{SC}	–	40	60	–	40	60	–	40	60	–	40	60	–	40	60	mA
Power Supply Current ($T_A = T_{\text{high}}$ to $T_{\text{low}}^{(1)}$) $V_{CC} = 30\text{ V}$ (26 V for LM2902, V), $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$ $V_{CC} = 5.0\text{ V}$, $V_O = 0\text{ V}$, $R_L = \infty$	I_{CC}	–	–	3.0	–	1.4	3.0	–	–	3.0	–	–	3.0	–	–	3.0	mA
		–	–	1.2	–	0.7	1.2	–	–	1.2	–	–	1.2	–	–	1.2	mA

NOTES: 1. $T_{\text{low}} = -25^\circ\text{C}$ for LM224
 $= 0^\circ\text{C}$ for LM324, A
 $= -40^\circ\text{C}$ for LM2902
 $= -40^\circ\text{C}$ for LM2902V
 $T_{\text{high}} = +85^\circ\text{C}$ for LM224
 $= +70^\circ\text{C}$ for LM324, A
 $= +105^\circ\text{C}$ for LM2902
 $= +125^\circ\text{C}$ for LM2902V

2. The input common mode voltage or either input signal voltage should not be allowed to go negative by more than 0.3 V. The upper end of the common mode voltage range is $V_{CC} - 1.7\text{ V}$.

Representative Circuit Diagram
(One-Fourth of Circuit Shown)

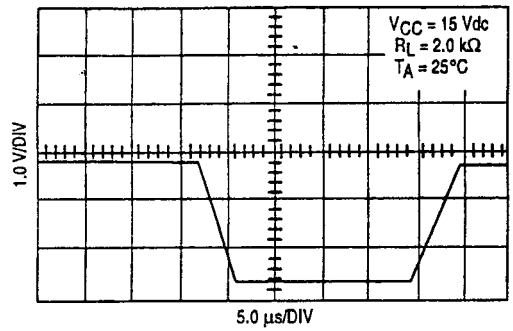


LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V

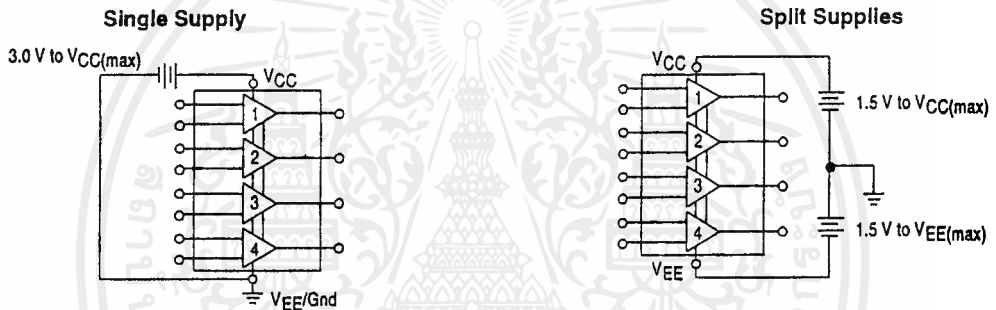
CIRCUIT DESCRIPTION

The LM324 series is made using four internally compensated, two-stage operational amplifiers. The first stage of each consists of differential input devices Q20 and Q18 with input buffer transistors Q21 and Q17 and the differential to single ended converter Q3 and Q4. The first stage performs not only the first stage gain function but also performs the level shifting and transconductance reduction functions. By reducing the transconductance, a smaller compensation capacitor (only 5.0 pF) can be employed, thus saving chip area. The transconductance reduction is accomplished by splitting the collectors of Q20 and Q18. Another feature of this input stage is that the input common mode range can include the negative supply or ground, in single supply operation, without saturating either the input devices or the differential to single-ended converter. The second stage consists of a standard current source load amplifier stage.

Large Signal Voltage Follower Response



Each amplifier is biased from an internal-voltage regulator which has a low-temperature coefficient thus giving each amplifier good temperature characteristics as well as excellent power supply rejection.



LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V

Figure 1. Input Voltage Range

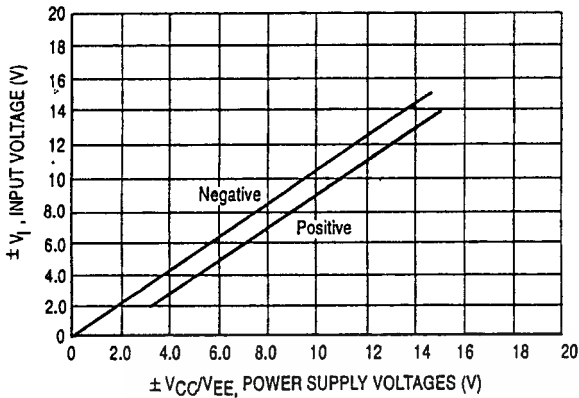


Figure 2. Open Loop Frequency

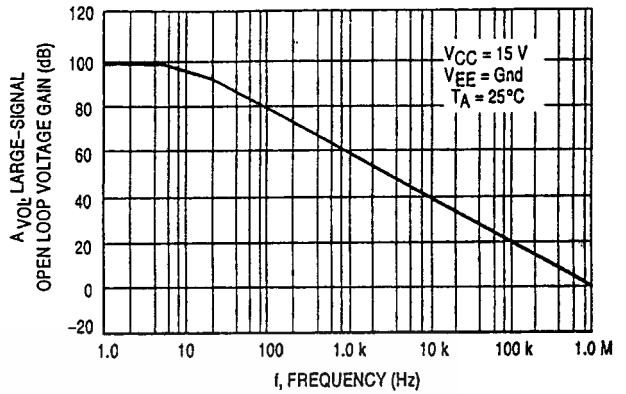


Figure 3. Large-Signal Frequency Response

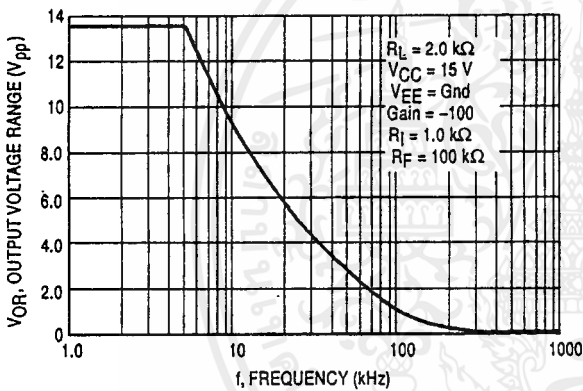


Figure 4. Small-Signal Voltage Follower Pulse Response (Noninverting)

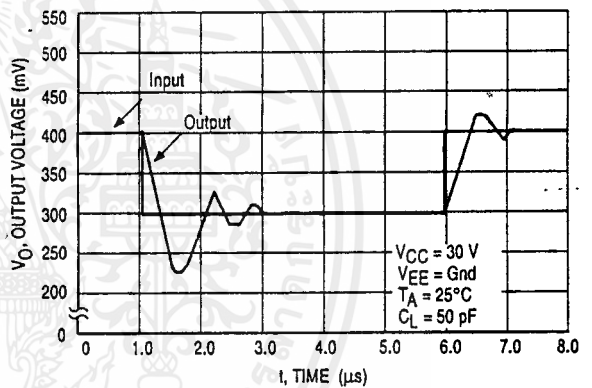


Figure 5. Power Supply Current versus Power Supply Voltage

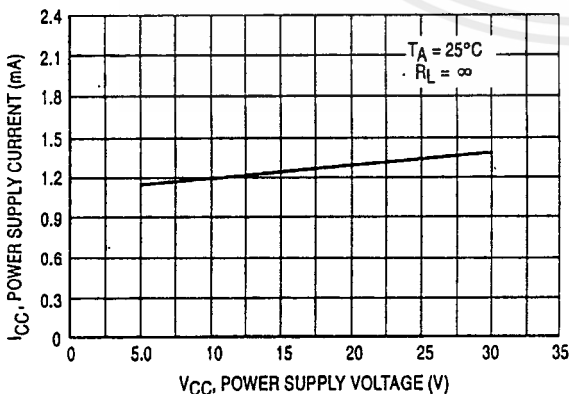
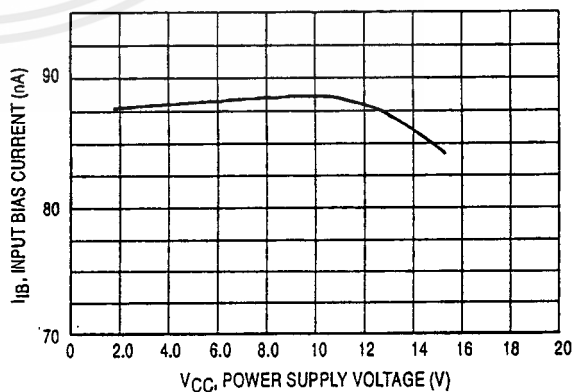


Figure 6. Input Bias Current versus Power Supply Voltage



LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V

Figure 7. Voltage Reference

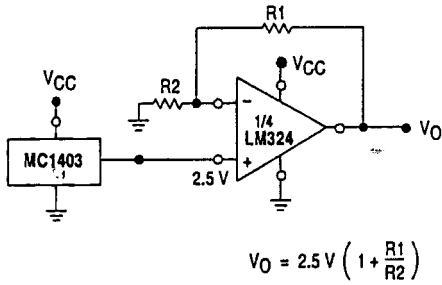


Figure 8. Wien Bridge Oscillator

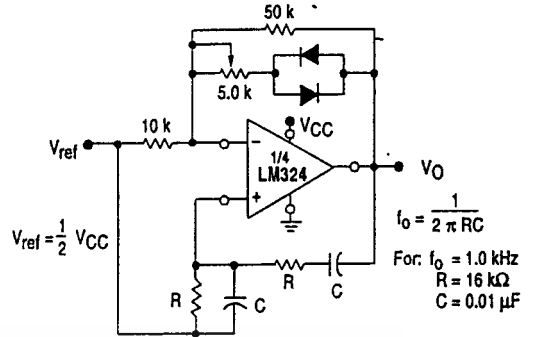


Figure 9. High Impedance Differential Amplifier

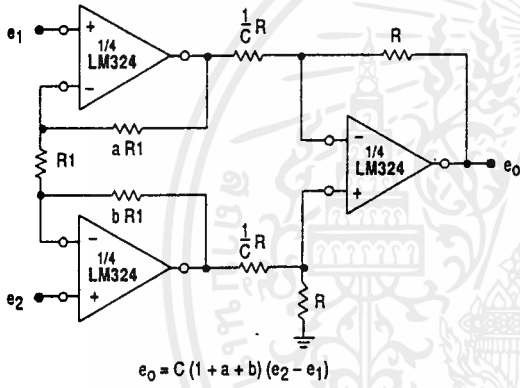


Figure 10. Comparator with Hysteresis

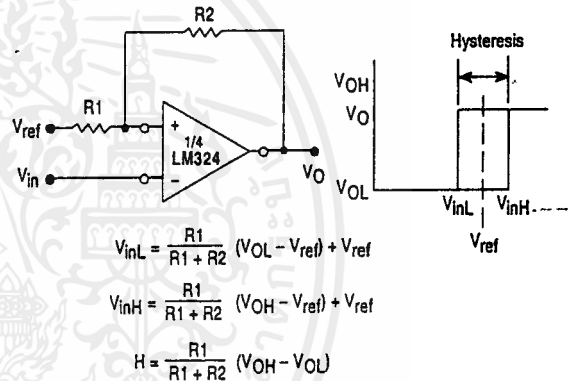
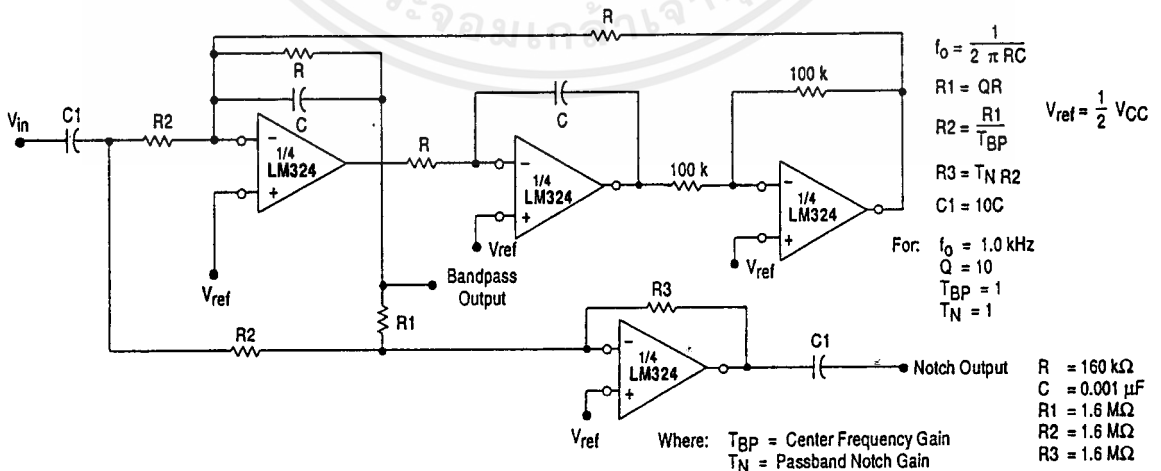


Figure 11. BI-Quad Filter



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V

Figure 12. Function Generator

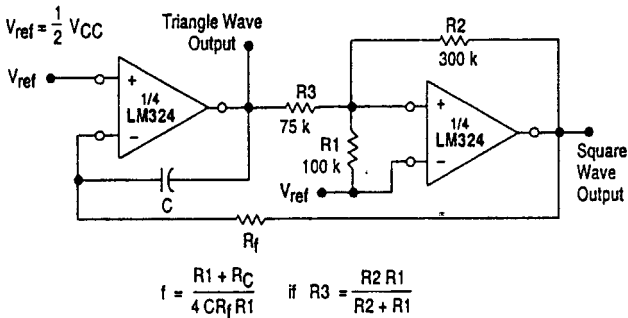
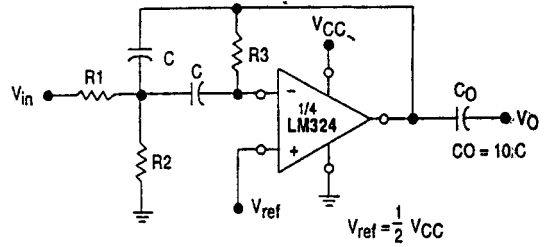


Figure 13. Multiple Feedback Bandpass Filter



Given: f_0 = center frequency
 $A(f_0)$ = gain at center frequency

Choose value f_0, C

Then: $R3 = \frac{Q}{\pi f_0 C}$

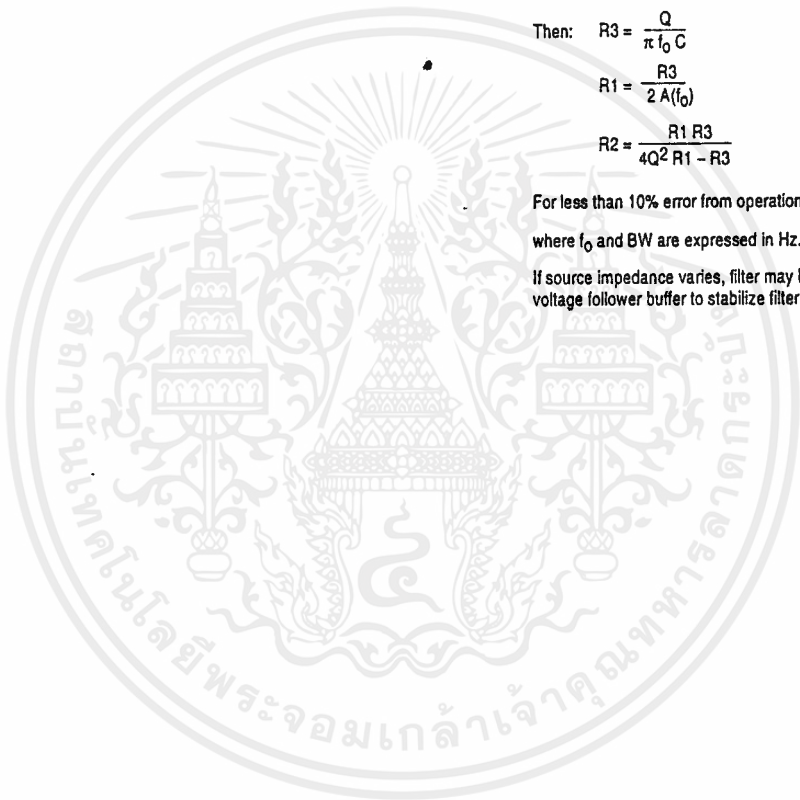
$R1 = \frac{R3}{2 A(f_0)}$

$R2 = \frac{R1 R3}{4Q^2 R1 - R3}$

For less than 10% error from operational amplifier, $\frac{Q_0 f_0}{BW} < 0.1$

where f_0 and BW are expressed in Hz.

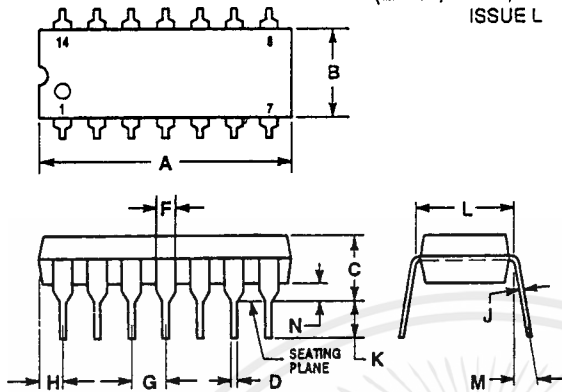
If source impedance varies, filter may be preceded with voltage follower buffer to stabilize filter parameters.



LM324, LM324A, LM224, LM2902, LM2902V

OUTLINE DIMENSIONS

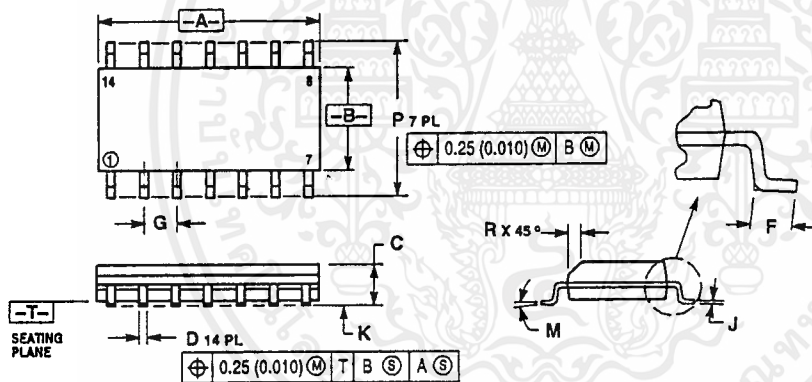
N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646-06
 (LM224, LM324, LM2902 Only)
ISSUE L



- NOTES:
- LEADS WITHIN 0.13 (0.005) RADIUS OF TRUE POSITION AT SEATING PLANE AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.
 - DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
 - DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
 - ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.715	0.770	18.16	19.58
B	0.240	0.280	6.10	6.60
C	0.145	0.185	3.69	4.69
D	0.015	0.021	0.38	0.53
F	0.040	0.070	1.02	1.78
G	0.100 BSC		2.54 BSC	
H	0.052	0.095	1.32	2.41
J	0.008	0.015	0.20	0.38
K	0.115	0.135	2.92	3.43
L	0.300 BSC		7.62 BSC	
M	0°	10°	0°	10°
N	0.015	0.039	0.39	1.01

D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A-03
 (SO-14)
ISSUE F



- NOTES:
- DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 - CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
 - DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
 - MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
 - DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	8.55	8.75	0.337	0.344
B	3.80	4.00	0.150	0.157
C	1.35	1.75	0.054	0.068
D	0.35	0.49	0.014	0.019
F	0.40	1.25	0.016	0.049
G	1.27 BSC		0.050 BSC	
J	0.19	0.25	0.008	0.009
K	0.10	0.25	0.004	0.009
M	0°	7°	0°	7°
P	5.80	6.20	0.229	0.244
R	0.25	0.50	0.010	0.019

Motorola reserves the right to make changes without further notice to any products herein. Motorola makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does Motorola assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in Motorola data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. Motorola does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. Motorola products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the Motorola product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use Motorola products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold Motorola and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that Motorola was negligent regarding the design or manufacture of the part. Motorola and are registered trademarks of Motorola, Inc. Motorola, Inc. is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

How to reach us:
USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
 P.O. Box 20912; Phoenix, Arizona 85036. 1-800-441-2447 or 602-303-5454

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.; Tatsumi-SPD-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center,
 3-14-2 Tatsumi Koto-Ku, Tokyo 135, Japan. 03-81-3521-8315

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609
INTERNET: http://Design-NET.com

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,
 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



LM324/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้

ไม่ทำการแก้ไข ผลิตขึ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารอ้างอิง

- [1] ปราโมทย์ วิเชียรปัญญา และ นดิธร สุวรรณศาสน์ “ดี.ซี. ซ้อปเปอร์”, ปรินญา
นิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าฯ ลาดกระบัง ปีการศึกษา
ศึกษา 2536.
- [2] ถั ครชัย ลอยบันดิษฐ์ และคณะ “รถไฟฟ้ามอเตอร์กระแสตรง”, ปรินญา
นิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าฯ ลาดกระบัง ปีการศึกษา
2539.
- [3] กฤษณา สฤษฏีศิริ และคณะ “ระบบควบคุมรถไฟฟ้ากระแสตรง”, ปรินญา
นิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าฯ ลาดกระบัง ปีการศึกษา
2539.
- [4] ผศ.อำนาจ ทองผาสุข และ ผศ.วิทยา ประยงค์พันธุ์ “การควบคุมมอเตอร์”,
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าฯ พระนครเหนือ
- [5] Mavin J. Fisher, “Power Electronics”, PWS-KENT Publishing company, 1991.
- [6] ECG Semiconductors Master Replacement Guide 16th edition, 1991.