



ปีการศึกษา 2540



วัน เดือน ปี.....	-4.ค.ค.2541
เลขทะเบียน.....	038663
เลขเรียกหนังสือ.....	T 400444 มทร

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้ง

038663

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2540

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง รมมอเตอรืไซดไฟฟา

ผู้จัดทำ

1. นายเชิงชาญ แก้วอนุชิต
2. นางสาวทัศนวรรณ ณ บางช้าง
3. นายธงธิปดี สังข์คงพันธุ

(ดร. วีระเชษฐ ชันเงิน)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	III
สารบัญตาราง	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	3
2.1 หลักการทั่วไปของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	3
2.2 คุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	4
2.3 วิธีการควบคุมความเร็ว	5
2.4 หลักการของ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์	7
2.5 วงจรฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์	9
บทที่ 3 ภาพแบบจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	16
3.1 แบบจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	16
3.2 โมเดลอิเล็กทรอนิกส์แมคคานิคอล	16
3.3 การสูญเสียกำลังงานในมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	20
3.4 แบบจำลองของวงจรควบคุม	23
บทที่ 4 แนวทางในการอนุรักษ์พลังงาน	28
4.1 รูปแบบการทำงานของมอเตอร์กระแสตรง	28
4.2 แบตเตอรี่	30
4.2.1 ค่าความจุของแบตเตอรี่กรด	30
4.2.2 การชาร์จแบตเตอรี่กรด	31
บทที่ 5 การคำนวณและการสร้าง	35
5.1 มอเตอร์	35
5.2 วงจรฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์	37
5.2.1 ส่วน PWM Oscillator.	40
5.2.2 ส่วนวงจรสร้างแคดไทม์	43
5.2.3 ส่วน Opto Isolator	47
5.2.4 ส่วน Inverting Buffer (Step up voltage)	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.5 ส่วน Driver IR 2113 48

5.2.6 ส่วนของวงจรกำลังไอจีบีที 49

บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง 52

บทที่ 7 สรุปผลและวิจารณ์ 72

ภาคผนวกที่ 1 Insulate Gate Bipolar Transistor (IGBT)

ภาคผนวกที่ 2 คาต้าชีทของไอซีต่างๆ

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง



รอมอเตอร์ไซค์ไฟฟ้า

นายเชิงชาญ แก้วอนุชิต
นางสาวทัศนวรรณ ณ บางช้าง
นายธงธิปดี สังกข์พันธุ์
ดร. วีระเชษฐ์ ชันเงิน อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

จุดประสงค์ของโครงการนี้คือ การทำวงจรถิชี-คิชีฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งสามารถปรับค่าแรงดันเอาต์พุตได้เพื่อใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์โดยใช้ไอจีบีที (IGBT) สาเหตุที่ใช้ไอจีบีที เพราะมีความเร็วในการออน-ออฟมากกว่าทรานซิสเตอร์และมอสเฟต อีกทั้งมีความสูญเสียในขณะออนต่ำกว่าทรานซิสเตอร์และมอสเฟต โดยในโครงการนี้จะใช้ IR 2113 ขับไอจีบีที ข้อดีของวงจรถิชี-คิชีฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ คือการทำงานได้ในสี่ควอดแรนต์ ฉะนั้นจึงสามารถที่จะส่งผ่านพลังงานกลับไปอัดแบตเตอรี่ได้ในช่วงที่มอเตอร์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่าย ซึ่งในอนาคตสามารถพัฒนาให้เป็นรีเจนเนอเรทีฟโหมด ใช้อัดไฟกลับเข้าแบตเตอรี่ได้ในช่วงเบรกได้ดังที่ได้เสนอแนวความคิดไว้ในโครงการนี้

ELECTRIC MOTORBIKE

Chengchan Kaewanuchit

Tatsawan Nabangchang

Thongthip Sangkongphan

Dr. Werachet Khan-Ngern Advisor

1997

ABSTRACT

This Electric Motorbike project is used DC-DC full bridge converter for controlling motor speed. The switching equipment for the converter is IGBT which can be turned on and turned off much faster and have lower conduction loss for on state than transistor and MOSFET. This project uses IR 2113 drives IGBT in full bridge converter circuit. DC-DC full bridge converter can work in four quadrants. Therefore it can both deliver energy to the motor and absorb energy from the motor. For this reason, this project may be developed in order to conserve energy in the future times.

สารบัญญภาพ

หน้า

รูป 2.1 (ก) วงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	4
(ข) วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่เขียนแทนแรงเคลื่อนไฟฟ้าสวนกลับได้เบตเตอร์ E_b	4
รูป 2.2 กราฟแสดงคุณสมบัติระหว่างความเร็วกับแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	4
รูป 2.3 วงจรสมมูลในสภาวะ steady – state ของวงจรรอแอมเจอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	6
รูป 2.4 Switching – mode dc-dc conversion	7
รูป 2.5 Pulse – width modulator	8
(a) block diagram ; (b) comparator signals	
รูป 2.6 วงจรฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์	9
รูป 2.7 PWM ของ ไบโพลาร์โวลต์เดจสวิตซ์ซิ่ง	12
รูป 2.8 PWM ของยูนิโพลาร์โวลต์เดจสวิตซ์ซิ่ง	14
รูป 2.9 กราฟเปรียบเทียบที่ความถี่เดียวกัน แบบยูนิโพลาร์จะมีริบเฟิลน้อยกว่าแบบไบโพลาร์	15
รูป 3.1 โมเดลอิเล็กทรอนิกส์ของมอเตอร์	16
รูป 3.2 แรงบิดต่างๆที่เกิดขึ้นต่อโพลของมอเตอร์	19
รูป 3.3 การส่งผ่านกำลังงานของมอเตอร์	20
รูป 3.4 แบบจำลองวงจรควบคุม โดยใช้เมทแลป	23
รูป 3.5 แบบจำลองของวงจรสร้างสัญญาณทริก	24
รูป 3.6 (ก) สัญญาณทริกที่ได้จากแบบจำลอง	25
รูป 3.6 (ข) สัญญาณทริกที่ได้จากแบบจำลอง	26
รูป 3.7 แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากแบบจำลอง	27
รูป 4.1 การทำงานใน 4 quadrants	29
รูป 4.2 การเปลี่ยนแปลงของโวลต์เดจในการชาร์จแบบกระแสคงที่	33
รูป 5.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม	35
รูป 5.2 คุณลักษณะการทำงานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม	36
รูป 5.3 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของวงจรฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์	39
รูป 5.4 ความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุต	40
รูป 5.5 การทำงานแบบ Pulse Width Modulation	41
รูป 5.6 บล็อกไดอะแกรมภายใน TL 494	42
รูป 5.7 การต่อ TL 494	42

รูป 5.8 การสร้างสัญญาณ ~Q	43
รูป 5.9 การทำงานของ shift register	43
รูป 5.10 การสร้างสัญญาณเพื่อให้สามารถปรับความถี่ได้	45
รูป 5.11 วงจรสร้างแคดไทม์	46
รูป 5.12 การต่อวงจรของ opto coupler 6N 136	47
รูป 5.13 การต่อวงจรบัฟเฟอร์ 7406	48
รูป 5.14 การต่อวงจร IR 2113	48
รูป 5.15 การต่ออุปกรณ์สวิตซ์ซิงแบบฟูลบริดจ์	49
รูป 5.16 แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์	50
รูป 5.17 วงจรรวมของดีซีฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	51
รูป 6.1 การต่อวงจรเพื่อทำการทดสอบมอเตอร์	52
รูป 6.2 การหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆเพื่อหาประสิทธิภาพของมอเตอร์	53
รูป 6.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์	56
รูป 6.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและกระแส	57
รูป 6.5 สัญญาณขั้วขาเกตที่ได้จาก TL 494 โดยใช้หลักการ PWM	58
รูป 6.6 สัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างแคดไทม์	59
รูป 6.7 สัญญาณที่ออกจาก opto 6N136	60
รูป 6.8 สัญญาณที่ออกจากบัฟเฟอร์ 7406	61
รูป 6.9 สัญญาณที่ได้จาก IR 2113 ที่ใช้ขั้วขาเกตไอจีบีที เบอร์ 1 และ 2	62
รูป 6.10 สัญญาณที่ขั้วขาเกตเบอร์ 1 และ 3 เมื่อเปรียบเทียบกับแคดไทม์	63
รูป 6.11 สัญญาณขั้วขาเกตเบอร์ 2 และ 4 เมื่อเปรียบเทียบกับแคดไทม์	64
รูป 6.12 แรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 0.5	65
รูป 6.13 แรงดันเอาต์พุตที่ความถี่ 0.15	65
รูป 6.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับแรงบิด	67
รูป 6.15 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับกระแส	68
รูป 6.16 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงบิด	69
รูป 6.17 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วกับแรงดัน	71
ผ.1 โครงสร้างของไอจีบีที	
ผ.2 (ก) สัญลักษณ์ของ n-channel IGBT	

(ข) วงจรสมมูลของ ไอจีบีที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผ.3 ภาชนะนำกระแส

ผ.4 ภาชนะหยุดนำกระแส

ผ.5 (ก) forward bias safe operating area

(ข) reverse bias safe operating area

ผ.6 เปรียบเทียบแรงดันในสภาวะออนที่กระแสเดรนค่าต่างๆที่อุณหภูมิ 25 และ 100

องศาเซลเซียส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1.1 การเปรียบเทียบระหว่างรถยนต์และรถไฟฟ้า	1
ตารางที่ 6.1 ค่าพารามิเตอร์ที่โหลดต่างๆ	54
ตารางที่ 6.2 ประสิทธิภาพของมอเตอร์	54
ตารางที่ 6.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิดของมอเตอร์	55
ตารางที่ 6.4 พารามิเตอร์ต่างๆที่วัดได้	66
ตารางที่ 6.5 พารามิเตอร์ต่างๆที่วัดได้	70
ตาราง ผ. 1 แสดงประสิทธิภาพในสภาวะอ่อน : Pulse Width Modulation ของมอเตอร์ กระแสตรง	



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเบื้องต้น

ปัจจุบัน แนวคิดเรื่องการอนุรักษ์พลังงานกำลังได้รับความสนใจอย่างกว้างขวาง โดยเฉพาะอย่างยิ่งในช่วงนี้ที่ต้องการลดค่าใช้จ่ายในการผลิต ต้องการใช้พลังงานที่เสียค่าใช้จ่ายน้อย ฉะนั้นการนำพลังงานไฟฟ้ามาใช้แทนพลังงานกลในรถยนต์จึงเป็นอีกแนวคิดหนึ่ง ทั้งยังช่วยลดมลพิษในโครงการนี้ จะใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง มาทำเป็นจักรยานไฟฟ้า โดยรถไฟฟ้าจะมีข้อดีข้อเสีย เปรียบเทียบกับ รถธรรมดาทั่วไปดังนี้

ตารางที่ 1.1 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างรถยนต์กับรถไฟฟ้า

	รถยนต์	รถไฟฟ้า
1. ระบบขับเคลื่อน	เครื่องยนต์	มอเตอร์
2. แหล่งพลังงาน	น้ำมัน	กระแสไฟฟ้าจากแบตเตอรี่
3. การประจุแบตเตอรี่	ใช้เครื่องยนต์ประจุไฟเข้าแบตเตอรี่ (แบตเตอรี่ใช้ในการสตาร์ทเครื่องยนต์)	ใช้แหล่งจ่ายพลังงานจากภายนอกประจุไฟแบตเตอรี่ เช่น พลังแสงอาทิตย์ เป็นต้น
4. เสียงรบกวน	เสียงดัง	ไม่มีเสียงรบกวน
5. กลิ่นเหม็นรบกวน	มีกลิ่นน้ำมัน	ไม่มีกลิ่นรบกวน
6. ควั่นขาวและคราบน้ำมัน	มีควั่นขาวและคราบน้ำมันจะเครื่องยนต์	ไม่มี
7. สารพิษที่เป็นอันตรายต่อสุขภาพ	มีสารพิษหลายชนิด	ไม่มีสารพิษ
8. การใช้เชื้อเพลิง	เปลืองน้ำมัน	ไม่ใช้น้ำมัน
9. การซ่อมบำรุง	ต้องหมั่นซ่อมบำรุง	ค่าซ่อมบำรุงต่ำ
10. ประสิทธิภาพ	ต่ำ	สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับความเร็ว มีหลักการง่าย ๆ คือการควบคุม ความต่างศักย์ระหว่างขั้วของมอเตอร์ โดยใช้เทคนิคพัลส์วidthมอดคูลเลท (Pulse Width Modulate : PWM) โดยการปรับดิutyเรโซ (duty ratio) ในการควบคุมโวลต์เตจระหว่างขั้วของมอเตอร์ เหตุผลของการใช้เทคนิค พีดับบลิวเอ็ม เพราะ การกำจัดฮาร์โมนิกที่ 3 ทำได้ง่ายกว่าเทคนิคอื่น ๆ

1.2 วัตถุประสงค์ และขอบเขต

ต้องการศึกษาถึงการนำมอเตอร์กระแสตรงมาขับเคลื่อนรถจักรยานไฟฟ้า โดยใช้วงจร ดิซีทูดิซีคอนเวอร์เตอร์ (DC-DC Converter) มาควบคุมความเร็ว , มีการเสนอแนวคิดเรื่อง รีเจนเนอเรทีฟโหมด (Regenerative Mode) ส่วนตัวรถใช้จักรยานภูเขาามาตัดแปลง เพื่อให้สามารถวางแบตเตอรี่ , วงจรควบคุม และมอเตอร์กระแสตรงได้



ทฤษฎี

บทที่ 2

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

2.1 หลักการทั่วไปของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

มอเตอร์ คือเครื่องจักรที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าให้เป็นพลังงานกล เพื่อนำพลังงานกลที่ได้ไปขับเคลื่อนสิ่งต่างๆตามที่ต้องการ ซึ่งการเรียกว่ามอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเพราะว่าใช้ไฟฟ้ากระแสตรงนั่นเอง โดยพลังงานกลที่ได้นี้อาศัยหลักการดังนี้คือ เมื่อมีกระแสไหลในตัวนำซึ่งอยู่ในสนามแม่เหล็ก ย่อมทำให้เกิดแรงขึ้นในทิศทางที่หาได้จากกฎมือซ้ายของเฟลมมิ่ง โดยขนาดของแรงที่เกิดขึ้นหาได้จาก สมการ (2-1)

$$F = B \cdot i \cdot l \quad (2-1)$$

โดย F = แรงที่เกิดขึ้นบนตัวนำ (นิวตัน)

B = ความหนาแน่นสนามแม่เหล็ก (เวเบอร์/เมตร²)

i = กระแสที่ไหลในตัวนำ (แอมป์)

l = ความยาวของตัวนำ (เมตร)

แรงที่เกิดขึ้นจะอยู่ในแนวที่ตั้งฉากกับสนามแม่เหล็กและกระแสที่ไหลผ่านในตัวนำ

เมื่อขดอาเมเจอร์ของมอเตอร์เริ่มหมุน จะทำให้ตัวนำที่อยู่ในขดอาร์เมเจอร์ตัดเส้นแรงแม่เหล็กที่มาจากสนามแม่เหล็กหลัก ซึ่งจะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นบนตัวนำภายในขดตัวนำภายในขดอาร์เมเจอร์ซึ่งเป็นไปตามกฎการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนแม่เหล็กไฟฟ้า ซึ่งแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนี้จะมีทิศทางสวนกับแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ใส่เข้าไปให้กับมอเตอร์ จึงเรียกว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าสวนกลับ E_b (back emf)

การหา กระแสที่ไหลในขดอาเมเจอร์ I_a หาได้จากวงจรสมมูลของมอเตอร์ได้ดังรูปที่ 2.1 จะได้ว่า

$$I_a = (V - E_b) / R_a$$

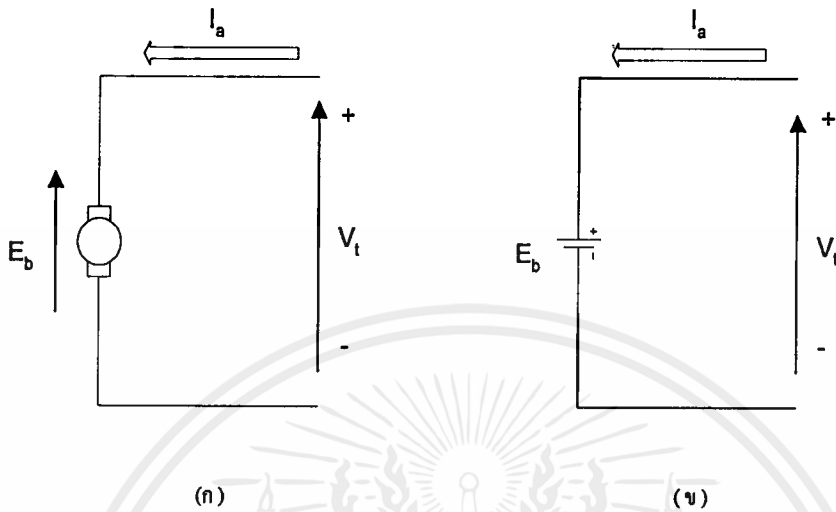
โดย V คือแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่จ่ายให้กับมอเตอร์

แรงบิดที่เกิดขึ้นในขดอาเมเจอร์ สามารถหาได้จากสมการ (2-2)

$$T \cdot 2\pi S = E_b \cdot I_a \quad (2-2)$$

โดย S = ความเร็วรอบของมอเตอร์ (รอบ/วินาที)

T = แรงบิดที่เกิดขึ้นในขดลวดอาร์ (นิวตันเมตร)

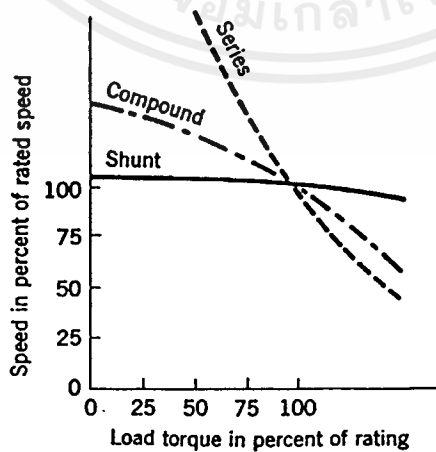


รูปที่ 2.1 (ก) วงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

(ข) วงจรสมมูลของมอเตอร์ที่เขียนแทนแรงเคลื่อนไฟฟ้าสวนกลับได้ด้วยแบตเตอรี่ E_b

2.2 คุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

คุณสมบัติของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงพิจารณาได้จากกราฟแสดงคุณสมบัติระหว่างความเร็วกับแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 กราฟแสดงคุณสมบัติระหว่างความเร็วกับแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟแสดงคุณสมบัติระหว่างความเร็วกับแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนานจะมีลักษณะค่อนข้างเป็นเส้นตรง โดยขณะที่ความเร็วลดลง แรงบิดจะเพิ่มขึ้น เหมาะกับงานที่ต้องการ สปีดเรกูเรชัน (speed regulation) ดีๆ

จากกราฟแสดงคุณสมบัติระหว่างความเร็วกับแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม จะพบว่า เราสามารถเพิ่มแรงบิดได้โดยการเพิ่มกระแสอาเมเจอร์ซึ่งจะส่งผลให้ฟลักซ์แม่เหล็กเพิ่มขึ้นด้วย เมื่อฟลักซ์แม่เหล็กเพิ่มขึ้นความเร็วจะต้องตกลงจนถึงจุดสมดุล ระหว่างแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำ กับ แรงดันไฟฟ้าของแหล่งจ่าย จากคุณสมบัตินี้ทำให้ เส้นกราฟของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม ดังรูปมีความชันสูง ตามมาตรฐานแล้ว มอเตอร์ชนิดนี้จะถูกออกแบบให้ทำงานที่จุดหักมุมของ magnetization characteristic ที่แรงบิดที่พิกัด ฉะนั้นเมื่อแรงบิดโอเวอร์โหลดมากๆ จะทำให้แกนเหล็กอิ่มตัวได้

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรมเหมาะสมกับการนำไปใช้งานที่ต้องการ แรงบิดขณะสตาร์ทที่สูงๆ และมีแรงบิดที่โอเวอร์โหลดมากๆ โดยความเร็วจะเพิ่มขึ้นเมื่อแรงบิดลดลง มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรมสามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้ขับ โหลดที่ต้องออกตัวบ่อยๆ และ แรงบิดโอเวอร์โหลดบ่อยๆ

จากกราฟแสดงคุณสมบัติระหว่างความเร็วกับแรงบิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ compound ซึ่งความเร็วขณะไม่มีโหลด (no-load) จะขึ้นอยู่กับ shunt field และความเร็วที่ตกลงมาจะขึ้นอยู่กับ series field ดังนั้นมอเตอร์ชนิดนี้จึงนำมาประยุกต์ใช้งานที่มีคุณสมบัติคล้ายคลึงกับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม โดยความเร็วขณะไม่มีโหลด จะถูกจำกัดไว้ในค่าที่ปลอดภัย โดย shunt field นอกจากนี้ยังสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานซึ่ง โหลดมีค่าเปลี่ยนแปลงมากๆ

2.3 วิธีการควบคุมความเร็ว

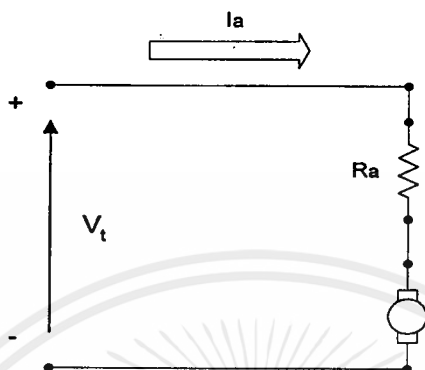
จากความรู้พื้นฐานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ที่ว่า “ แรงเคลื่อนไฟฟ้าแปรผันโดยตรงกับค่าฟลักซ์แม่เหล็กต่อขั้ว และค่าความเร็วของอาเมเจอร์ ” และ “ ค่าแรงบิดที่เกิดขึ้นแปรผันโดยตรงกับค่าฟลักซ์แม่เหล็กต่อขั้ว และค่ากระแสในอาเมเจอร์ ” จะได้สมการ (2-3) และ(2-4)

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

$$T = K\phi I_a \quad (2-4)$$

ที่ 2.3

พิจารณาวงจรสมมูลในสภาวะคงตัว (steady-state) ของ มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงค้ำรูป



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลในสภาวะ steady-state ของวงจรอามเจอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

จากรูปที่ 2.3 จะได้ว่า

$$V = E + I_a R_a \quad (2-5)$$

เมื่อ ϕ = ค่าฟลักซ์แม่เหล็กต่อขั้ว (เวเบอร์)

I_a = กระแสอามเจอร์ (แอมป์)

V = แรงดันอามเจอร์ (โวลต์)

R_a = ความต้านทานของวงจรอามเจอร์ (โอห์ม)

ω = ความเร็วของอามเจอร์ (เรเดียน/วินาที)

T = แรงบิดที่สร้างโดยมอเตอร์ (นิวตันเมตร)

K = ค่าคงที่

จากสมการ (2-3), (2-4) และ (2-5) จะได้ว่า

$$\omega = (V/K\phi) - (R_a/K\phi)I_a \quad (2-6)$$

$$= (V/K\phi) - (R_a/(K\phi)^2)T \quad (2-7)$$

จากสมการ (2-7) จะพบว่าเราสามารถควบคุมความเร็วได้ 3 วิธี ดังนี้

1. การควบคุมแรงดันอามเจอร์ (Armature Voltage Control)
2. การควบคุมฟลักซ์สนาม (Field Flux Control)

3. การควบคุมความต้านทานอามเจอร์ (Armature Resistance Control)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

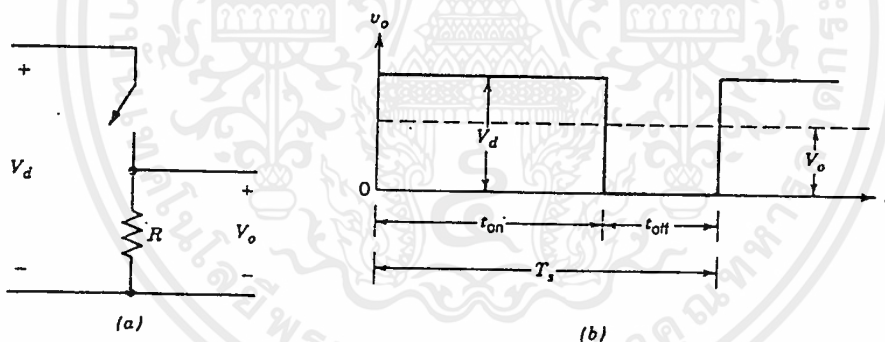
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยในโครงงานนี้จะใช้วิธีควบคุมความเร็วโดยการควบคุมแรงดันเอาเมเจอร์ โดยใช้วงจรฟูลบริดจ์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge DC-DC Converter) ซึ่งก่อนที่เราจะทำการศึกษาวงจรฟูลบริดจ์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ นั้น เราจะทำการศึกษาหลักการการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ก่อนดังนี้

2.4 หลักการของ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ (DC-DC Converter)

ค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุตเฉลี่ยจะถูกควบคุมให้เท่ากับค่าที่เราต้องการ แม้ว่าแรงดันอินพุตและโหลดที่เอาต์พุตอาจจะเปลี่ยนแปลงก็ตาม โดยวงจรดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์จะใช้สวิตช์เพียงตัวเดียวหรือมากกว่าหนึ่งก็ได้ในการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากระดับหนึ่งไปอีกระดับหนึ่ง

ในวงจรดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ณ ค่าแรงดันอินพุตหนึ่งๆ ค่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ยจะถูกควบคุมโดยการควบคุมช่วงเวลาปิดเปิดของสวิตช์แต่ละตัว ดังในรูปที่ 2.4

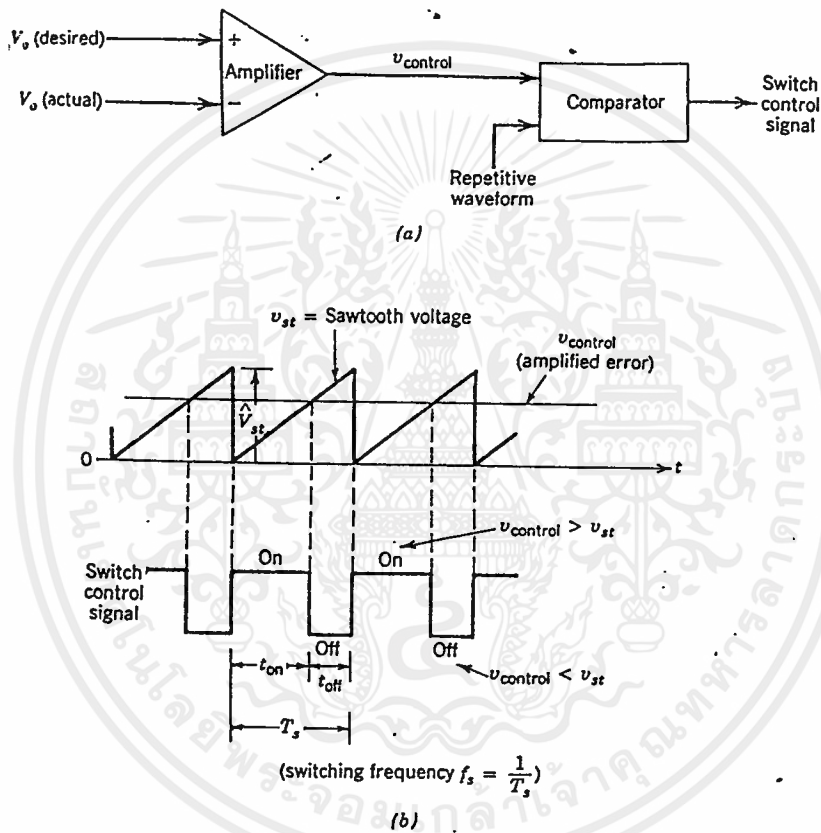


รูปที่ 2.4 แสดง Switch-mode dc-dc conversion

วิธีหนึ่งในการควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต เราจะใช้การปิดเปิดสวิตช์ที่ความถี่ที่ค่าหนึ่ง (ดังนั้นคาบของการสวิตช์ซึ่ง T_s จะคงที่ โดย $T_s = t_{on} + t_{off}$ เมื่อ t_{on} คือช่วงเวลาที่สวิตช์ออน และ t_{off} คือช่วงเวลาที่สวิตช์ออฟ) และทำการปรับ t_{on} ของสวิตช์เพื่อจะควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ย ซึ่งวิธีการนี้จะเรียกว่า PWM (Pulse Width Modulation)

วิธี PWM สัญญาณที่ควบคุมการสวิตช์ซึ่ง (ซึ่งจะควบคุมการออนและออฟของสวิตช์) จะถูกสร้างโดยการเปรียบเทียบสัญญาณ control voltage ($v_{control}$) กับ repetitive waveform ดังรูปที่ 2.5 (a) และ (b) โดยสัญญาณ control voltage จะได้มาจากการขยายความแตกต่างระหว่างเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตจริงๆกับค่าที่เราต้องการ ความถี่ของ repetitive waveform ซึ่งมีค่าสูงสุดคงที่ (ซึ่งในที่นี้แสดงเป็นสัญญาณรูปคลื่นแบบฟันเลื่อย) จะเป็นตัวกำหนดความถี่ในการสวิตช์ซึ่งจากรูปที่ 2.5 (b) จะเห็นว่าเมื่อ control voltage มีขนาดมากกว่า สัญญาณรูปคลื่นแบบฟันเลื่อย สวิตช์จะออน และ เมื่อเมื่อ control voltage มีขนาดน้อยกว่า สัญญาณรูปคลื่นแบบฟันเลื่อย สวิตช์จะออฟ



รูปที่ 2.5 แสดง Pulse-width modulator

(a) block diagram

(b) comparator signals

ค่าดีวตี้เรโซ D (duty ratio) = $t_{on} / T_s = v_{control} / V_{st}$

เมื่อ V_{st} คือ ขนาดสูงสุดของรูปคลื่นฟันเลื่อย

2.5 หลักการฟูลบริดจ์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.6 แสดงวงจรฟูลบริดจ์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ โดย อินพุท คือ ขนาดของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งมีขนาดคงที่ V_d เอาท์พุทของวงจรฟูลบริดจ์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ คือแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง V_o จะได้

$$V_{AN} = V_d \quad (\text{เมื่อ } T_{A+} : \text{on และ } T_{B-} : \text{off})$$

$$V_{AN} = 0 \quad (\text{เมื่อ } T_{A-} : \text{on และ } T_{B+} : \text{off})$$

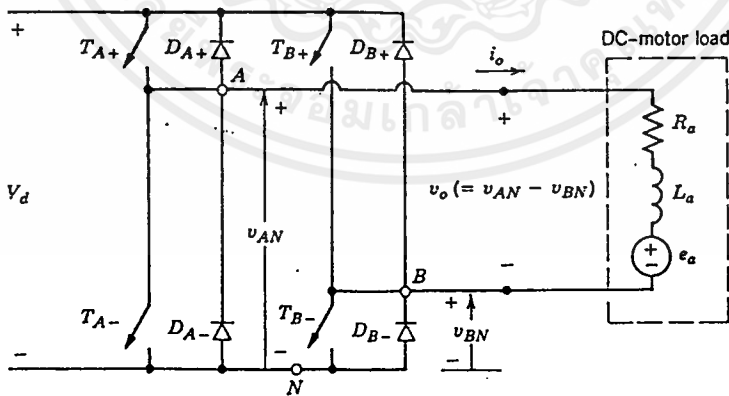
ดังนั้น V_{AN} เฉลี่ยใน 1 คาบ จะไม่ขึ้นกับทิศทางของกระแสเอาท์พุท I_o แต่จะขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุท V_d และ ค่าดิวตี้เรโซ ของ T_{A+} ดังนี้ คือ

$$V_{AN} = (V_d * t_{on} + 0 * t_{off}) / T_s = V_d * \text{ค่าดิวตี้เรโซของ } T_{A+}$$

เมื่อ t_{on} และ t_{off} คือ ช่วงเวลาที่ ออนและออฟของ T_{A+} ตามลำดับ

และโดยหลักการเดียวกับการคิด V_{AN} เฉลี่ย จะได้ว่า V_{BN} โดยเฉลี่ยจะขึ้นอยู่กับ V_d และ ค่าดิวตี้เรโซของ T_{B+}

$$V_{BN} = V_d * \text{ค่าดิวตี้เรโซของ } T_{B+}$$



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฟูลบริดจ์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์

ซึ่งวงจรฟูลบริดจ์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์จะใช้ วิธีการ Pulse Width Modulation (PWM) สร้างสัญญาณพัลส์ไปทริกอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง วิธี PWM มี 2 วิธี ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.1. Bipolar Voltage Switching PWM

ซึ่ง (T_{A+}, T_{B-}) และ (T_{A-}, T_{B+}) จะถูกสัญญาณทริกให้ทำงานพร้อมกันเป็นคู่ๆ ถ้าคู่หนึ่ง ออน อีกคู่จะออฟ สลับกันไป

สัญญาณที่ใช้ในการสวิตซ์ซึ่ง เกิดจากการเปรียบเทียบรูปคลื่นสามเหลี่ยม (triangular waveform) กับ control voltage ($v_{control}$) เมื่อ $v_{control} > v_{tri}$ จะทำให้ T_{A+}, T_{B-} ออน และ ในทางกลับกัน เมื่อ $v_{control} < v_{tri}$ จะทำให้ T_{A-}, T_{B+} ออน โดยค่าตัวรีโธจะสามารถหาได้จากรูปที่ 2.7 จะได้สมการ

$$v_{tri} = V_{tri} * t / (T_s / 4) \quad 0 < t < T_s / 4 \quad (2-8)$$

ที่ $t = t_1$ ในรูป 2.7 (a) $v_{tri} = v_{control}$ ฉะนั้นจากสมการ (2-8)

$$t_1 = (v_{control} / V_{tri}) * T_s / 4 \quad (2-9)$$

โดยดูจากรูปที่ 2.7 เราจะพบว่าในช่วงเวลาที่ t_{on} ของสวิตซ์คู่ T_{A+}, T_{B-} จะได้

$$t_{on} = 2t_1 + 1/2 T_s \quad (2-10)$$

ดังนั้น จะได้ตัวรีโธ จากสมการ (2-10) คือ

$$D_1 = t_{on} / T_s = 1/2 * (1 + v_{control} / V_{tri}) \quad ; (T_{A+}, T_{B-}) \quad (2-11)$$

และจะได้ตัวรีโธ D_2 จากสวิตซ์คู่ T_{B+}, T_{A-}

$$D_2 = 1 - D_1 \quad ; (T_{B+}, T_{A-}) \quad (2-12)$$

โดยใช้ตัวรีโธ เราจะได้ V_{AN} และ V_{BN} ในรูป 2.7 เราจะได้สมการ

$$V_o = V_{AN} - V_{BN} = D_1 V_d - D_2 V_d = (2D_1 - 1) * V_d \quad (2-13)$$

แทนค่า D_1 จากสมการ (2-11) ในสมการ (2-13) จะได้

$$V_o = (V_d / V_{tri}) * v_{control} = k v_{control} \quad (2-14)$$

เมื่อ $k = V_d / V_{tri} =$ ค่าคงที่

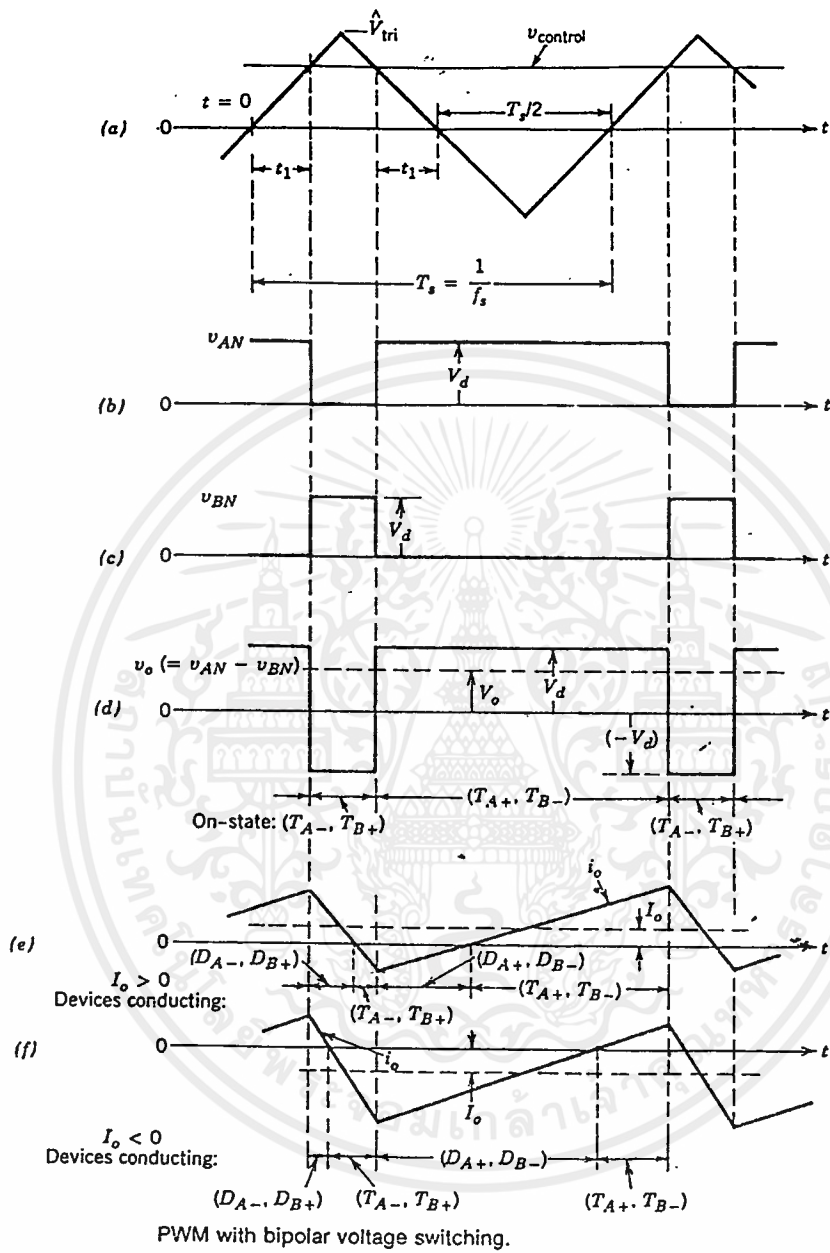
จากสมการนี้ จะเห็นว่า V_o แปรผันตรงกับ $v_{control}$ เหมือนกับ ลิเนียร์แอมพลิฟายเออร์ (linear amplifier) แต่เนื่องจากจำเป็นต้องมีแบกกิ่งไทม์ (Blanking time) ที่ใช้ใน ช่วงระหว่างออฟและออนของสวิตซ์แต่ละคู่ ซึ่งเป็นผลทำให้มีความสัมพันธ์ของ $v_{control}$ กับ V_o เป็นแบบไม่เชิงเส้น (non linear) เล็กน้อย

จากรูป 2.7 (d) จะเห็นว่า V_o มีการกระโดด อยู่ระหว่าง $+V_d$ กับ $-V_d$ จึงเป็นที่มาของชื่อวิธีการแบบ Bipolar Voltage Switching PWM

จากสมการ (2-13) เนื่องจากค่าคิวิตีเรโซ D_1 สามารถเปลี่ยนค่าได้จาก 0 ถึง 1 ขึ้นกับขนาดและขั้วของ $v_{control}$ ดังนั้น V_0 สามารถจะเปลี่ยนค่าได้อย่างต่อเนื่องในช่วง $-V_d$ ถึง $+V_d$ และค่า V_0 จะไม่ขึ้นกับทิศทางของกระแสเอาต์พุต i_o

ค่ากระแสเอาต์พุตเฉลี่ย I_o สามารถเป็นได้ทั้งบวก และ ลบ ดังจะแสดงในรูป 2.7 (e) สำหรับ $I_o > 0$ ค่ากำลังเฉลี่ยจะถูกส่งจาก V_d ไป V_0 และในรูป 2.7 (f) สำหรับ $I_o < 0$ ค่ากำลังเฉลี่ยจะถูกส่งจาก V_0 ไป V_d





รูปที่ 2.7 แสดง PWM แบบไบโพลาร์โวลต์เดจสวิตซ์ซิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 Unipolar Voltage Switching PWM

หรืออาจเรียกอีกอย่างว่า Double – PWM Switching ซึ่งวิธีนี้ตัวอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งในแต่ละขานั้นจะถูกควบคุมโดยอิสระ โดยมีการทำงานเป็นคู่เหมือนเดิม แต่จะไม่ใช้ภายใต้สภาพที่เมื่อคู่หนึ่งออน อีกคู่จะออฟ สลับกันไป แต่จะเป็นสภาพที่เมื่อคู่หนึ่งออน อีกคู่จะออนด้วยในบางช่วง ดังในรูป 2.8 (b),(c)

จากรูป 2.8 (a) สัญญาณ $v_{control}$ จะมี 2 สัญญาณ คือ $v_{control}$ กับ $-v_{control}$ ซึ่งจะเปรียบเทียบกับ v_{tri} ตัวเดียวกัน โดยสัญญาณที่เปรียบเทียบได้นี้จะแยกไปเข้าสวิตช์แต่ละคู่

จากรูป 2.8 ไม่ว่าทิศทางของ i_o จะเป็นอย่างไรก็ตาม $v_o = 0$ ถ้า T_{A+} และ T_{B+} ออนทั้งคู่ และ $v_o = 0$ ถ้า T_{A-} และ T_{B-} ออนทั้งคู่ ด้วยคุณสมบัตินี้จะสามารถนำไปใช้ประโยชน์ในการปรับปรุง V_o ให้กระโดดระหว่าง 0 และ V_d เท่านั้น

ในรูป 2.8 รูปคลื่นสามเหลี่ยมจะถูกเปรียบเทียบกับ $v_{control}$ และ $-v_{control}$ เพื่อที่จะแปลงเป็นสัญญาณควบคุมสวิตช์ขา A และ B ตามลำดับ

$$T_{A+} \text{ ออน} \quad \text{เมื่อ} \quad v_{control} > v_{tri} \quad (2-15)$$

$$T_{B+} \text{ ออน} \quad \text{เมื่อ} \quad -v_{control} > v_{tri} \quad (2-16)$$

ด้วยลักษณะการทำงานของสวิตช์แต่ละตัวที่ได้อธิบายมาก่อนแล้ว ทำให้ได้

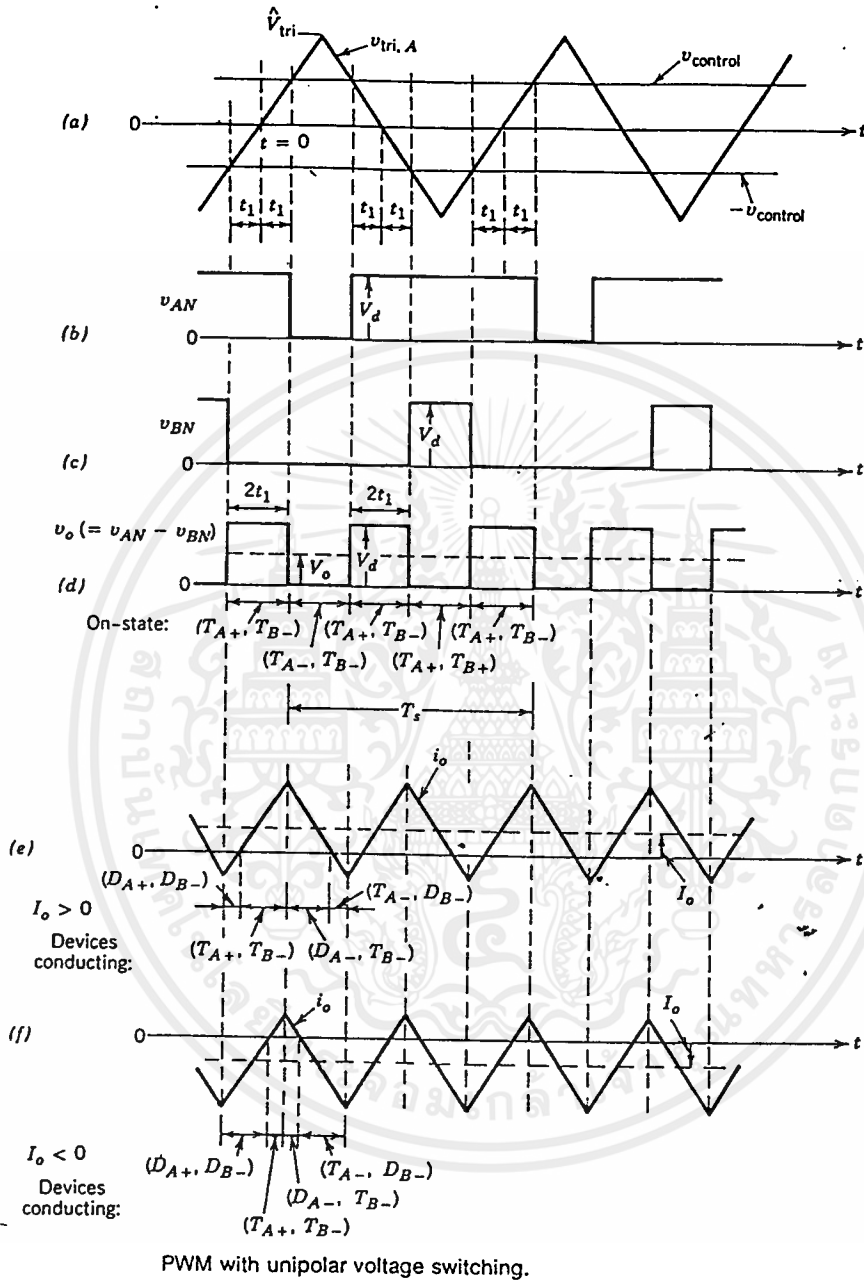
$$D_1 = \frac{1}{2} * (1 + v_{control} / V_{tri}) \quad ; T_{A+} \quad (2-17)$$

$$D_2 = 1 - D_1 \quad ; T_{B+} \quad (2-18)$$

จากสมการ (2-13) สามารถนำมาอ้างได้เช่นเดียวกันในกรณีนี้

$$V_o = (2D_1 - 1) * V_d = (V_d / V_{tri}) * v_{control} \quad (2-19)$$

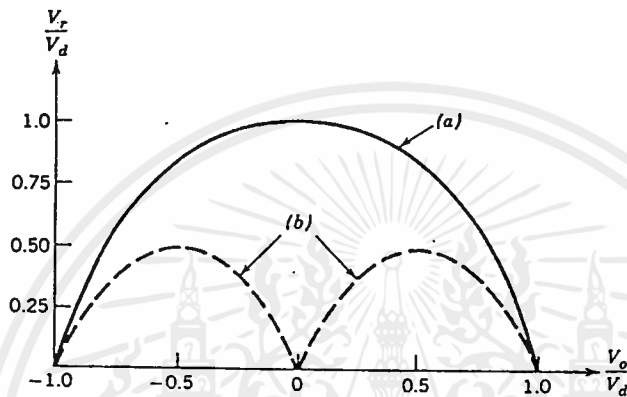
เพราะฉะนั้นค่าแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย V_o ในการสวิตช์ซึ่งแบบนี้จะเหมือนกับแบบไบโพลาร์โวลต์เดจ ซึ่งจะแปรผันโดยตรงกับ $v_{control}$ (ไม่คิดแบกกิ้งไทม์)



รูปที่ 2.8 แสดง PWM แบบยูนิโพลาร์โวลต์เตจสวิตซ์ซิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าความถี่ในการสวิตช์ซึ่งของตัวสวิตช์เหมือนกันใน 2 แบบของ PWM แล้ว ยูนิโพลาร์โวลต์เดจสวิตช์ซึ่ง จะให้รูปคลื่นของแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย V_o และ การตอบสนองความถี่ที่ดีกว่า เพราะการที่ความถี่ในการสวิตช์ซึ่งเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่า จะทำให้ริบเบิล (ripple) ลดลง ดังแสดงในรูปที่ 2.9

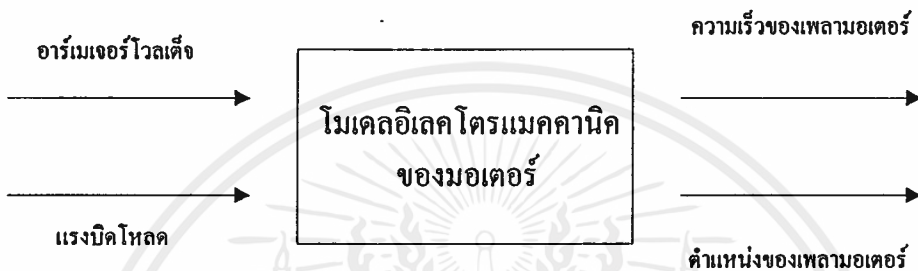


รูปที่ 2.9 กราฟเปรียบเทียบที่ความถี่เดียวกัน แบบยูนิโพลาร์จะมีริบเบิลน้อยกว่าแบบไบโพลาร์

บทที่ 3

แบบจำลองทางคณิตศาสตร์

3.1 แบบจำลองของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง



รูปที่ 3.1 แสดงโมเดลอิเล็กทรอนิกส์ของมอเตอร์

3.2 โมเดลอิเล็กทรอนิกส์ของมอเตอร์

กำหนดให้	R_a	:	ความต้านทานของอาร์เมเจอร์
	L_a	:	ค่าความเหนี่ยวนำของอาร์เมเจอร์
	V_g	:	แรงดันที่เกิดจากการเหนี่ยวนำในอาร์เมเจอร์
	R_f	:	ความต้านทานของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก
	L_f	:	ค่าความเหนี่ยวนำของอาร์เมเจอร์
	ϕ	:	ช่องว่างอากาศของเส้นแรงสนามแม่เหล็ก
	ω	:	ความเร็วของเพลาอาร์เมเจอร์
	T_g	:	แรงบิดที่พัฒนาขึ้นในมอเตอร์
	T_f	:	แรงบิดเสียดทานของมอเตอร์
	T_J	:	แรงเฉื่อยของมอเตอร์
	T_L	:	แรงบิดโหลดบนเพลาของมอเตอร์

$$V_t(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + V_g(t) \quad (3-1)$$

ขั้นแรกเราจะหาสมการพื้นฐานโมเดลของมอเตอร์กระแสตรงได้จากลูปของอาร์เมเจอร์

เทอมโวลต์เตจ $V_g(t)$ ในสมการ (3-1) คือแรงเคลื่อนไฟฟ้าสวนกลับของมอเตอร์ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อเส้นลวดตัวนำของอาร์เมเจอร์หมุนตัดเส้นแรงแม่เหล็กซึ่งเกิดขึ้นโดยกระแสของฟิลด์ ตามกฎของฟาราเดย์ ลูปของเส้นลวดตัวนำในฟิลด์ของแม่เหล็กคงที่จะมีการเหนี่ยวนำโวลต์เตจขึ้นในลวดนั้น

$$V(t) = \frac{d\lambda(t)}{dt} \quad (3-2)$$

เมื่อ $\lambda(t)$ คือเส้นแรงแม่เหล็กรั่ว (linkages) และ t คือเวลาในการหมุนของคอมมิวเตเตอร์ของมอเตอร์ การควบคุมวงจรของแต่ละส่วนของตัวนำในโรเตอร์จะเกิดโวลต์เตจขึ้นในส่วนของตัวนำนั้น ตามสมการ (3-2) เมื่อ $d\lambda(t)/dt$ จะเป็นสัดส่วนต่อเส้นแรงแม่เหล็กในช่องว่างอากาศ และความเร็วเชิงมุม $\omega(t)$ หรือเราจะได้ว่า

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

สมมติให้กระแสของฟิลด์มีค่าคงที่และไม่คิดถึงส่วนการเปลี่ยนแปลงในเส้นแรงฟิลด์เนื่องจากอาร์เมเจอร์แอกชั่น เส้นแรงฟิลด์ก็จะมีค่าคงที่ ดังนั้นสมการ (3-3) ก็จะกลายเป็น

$$V_g(t) = K_e\omega(t) \quad (3-4)$$

เมื่อเราสมมติให้เส้นแรงของฟิลด์มีค่าคงที่ แรงบิดของแม่เหล็กไฟฟ้าซึ่งเกิดขึ้นแก่โรเตอร์ของมอเตอร์จะเป็นสัดส่วนกับกระแสอาร์เมเจอร์

$$T_g(t) = K_t I_a(t) \quad (3-5)$$

เมื่อ K_t คือ ค่าคงที่ของแรงบิดของมอเตอร์

กำลังงานเชิงกลที่เกิดขึ้นในโรเตอร์คือผลคูณของแรงบิดที่เกิดขึ้นและความเร็วเชิงมุม

$$P_g(t) = T_g(t)\omega(t) \quad (3-6)$$

กำลังงานเชิงกลที่เกิดขึ้นในโรเตอร์ทั้งหมดนี้จะจ่ายไปยังโหลดที่ต่ออยู่กับเพลลาของมอเตอร์แต่กำลังงานนี้บางส่วนจะสูญเสียไปในมอเตอร์ การสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทาน หมายถึงความหน่วงเนื่องจากลมที่มีต่อโรเตอร์ แรงเสียดทานตัวรองรับโรเตอร์ กระแสที่ไหลวนในเหล็กของโรเตอร์และฮิสเทรีซิส(hysteresis) จากรูปที่ 3.2 แสดงถึงแรงบิดต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นกับโหลดของมอเตอร์

เมื่อ $T_g(t)$ คือแรงบิดของมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- $T_r(t)$ คือแรงบิดที่ต้องชนะการสูญเสียเนื่องจากแรงเสียดทาน
 $T_J(t)$ คือแรงบิดเพื่อใช้เพิ่มอัตราเร่งแก่ ความเฉื่อยของโหลด
 $T_L(t)$ คือแรงบิดโหลด

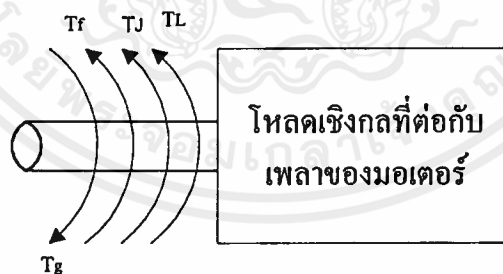
ในช่วงเวลาใด ๆ ก็ตาม แรงบิดของมอเตอร์จะต้องเท่ากับและมีทิศทางตรงข้ามกับผลรวมของแรงบิด $T_r(t)$, $T_J(t)$ และ $T_L(t)$ ดังนั้น

$$T_g(t) = T_r(t) + T_L(t) + J \frac{d\omega(t)}{dt} \quad (3-7)$$

เมื่อ J คือ ผลรวมของโมเมนต์แรงเฉื่อยของโรเตอร์และ โหลดที่ต่ออยู่ที่เพลลาของมอเตอร์ผลรวมของแรงบิดเสียดทานที่ประกอบกันขึ้นที่เพลลาของมอเตอร์ซึ่งเป็นลิเนียร์ฟังก์ชันกับความเร็วเชิงมุมของโรเตอร์ เรียกว่า ส่วนประกอบของวิสกอสฟริกชัน และ มักจะอยู่ในเทอมที่แยกออกจากฟริกชันอื่น ๆ ซึ่งแสดงได้ด้วยสมการ ต่อไปนี้

$$T_g(t) = T_r(t) + T_L(t) + J \frac{d\omega(t)}{dt} + B\omega(t) \quad (3-8)$$

เมื่อ B คือสัมประสิทธิ์ของวิสกอสฟริกชันของมอเตอร์และ โหลดที่ต่ออยู่กับเพลลาของมอเตอร์ $T_g(t)$ คือผลรวมของฟริกชันของโหลดและของมอเตอร์ทั้งหมด มีแรงต้านของลมและการสูญเสียกำลังในเหล็กของเพลลามอเตอร์ยกเว้นวิสกอสฟริกชัน



รูปที่ 3.2 แสดงแรงบิดต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นต่อโหลดของมอเตอร์

สมการ (3-1), (3-4), (3-5) และ (3-8) เป็นชุดสมการพื้นฐานของโมเดลมอเตอร์กระแสตรงและจากสมการเหล่านี้เราสามารถจะหาทรานสเฟอร์ฟังก์ชันของมอเตอร์กระแสตรงได้โดยใส่ลาปลาซทรานฟอร์ม (Laplace Transform) ทั้งสองข้างของชุดสมการพื้นฐานและเขียนได้ใหม่เป็น

$$V_I(s) - V_g(s) = (R_a + sL_a)I_a(s) \quad (3-9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



$$V_g(s) = K_e \omega(s) \quad (3-10)$$

$$T_g(s) = K_t I_a(s) \quad (3-11)$$

$$T_g(s) + T_f(s) + T_L(s) = (B + sJ)\omega(s) \quad (3-12)$$

$$\beta = \frac{R_a J + L_a B}{R_a B + K_t K_e} \quad (3-13)$$

สมการ (3-13) เป็นโวลเตจทรานสเฟอ์ฟังก์ชันของมอเตอร์กระแสตรงในเมื่อสมมติว่า T_f และ T_L มีค่าเป็นศูนย์ สมการ (3-13) สามารถเขียนได้ใหม่เป็น

$$G_1(s) = \frac{K_t}{R_a B(t + \tau_c S) + K_t K_e} \quad (3-14)$$

เมื่อ $\tau_c = L_a/R_a$ = ไทม์คอนสแตนต์ (time constant) ทางไฟฟ้า

$\tau_m = J/B$ = ไทม์คอนสแตนต์ทางกล

ถ้าอินดักเตนซ์ของอาร์เมเจอร์มีค่าน้อย ไทม์คอนสแตนต์ทางไฟฟ้าสามารถตัดทิ้งได้ และสมการ (3-13) ได้เป็น

$$G_V(s) = \frac{\omega(s)}{V_i(s)} = \frac{K_t}{R_a (Js + B) + K_t K_e} = \frac{K_m}{\tau S + 1} \quad (3-15)$$

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

ในสมการ (3-15) ค่าคงที่ K_m อาจเรียกได้ว่าเป็นค่าคงที่ของมอเตอร์ทรานส์เฟอ์ฟังก์ชันแรงบิดโหลด $G_2(s)$ หาได้เป็น

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

$$G_2(s) = \frac{-\frac{R_a}{K_t} K_m [L_a s + 1]}{\alpha s^2 + \beta s + 1} \quad (3-16)$$

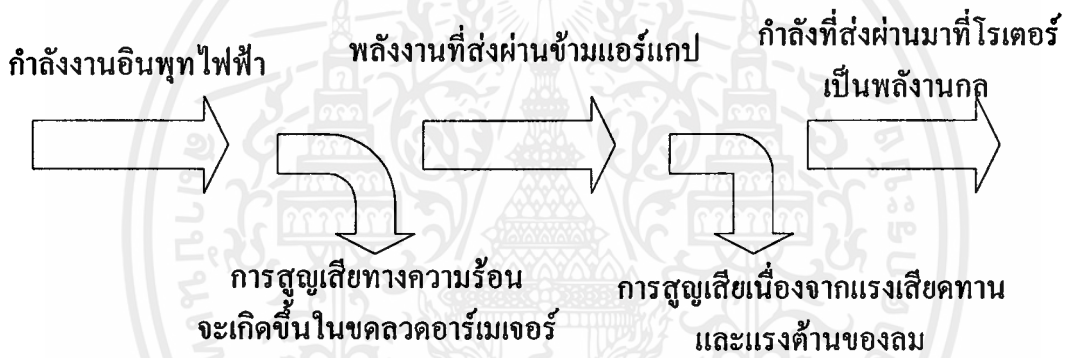
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในงานวิชาการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตอย่างชัดแจ้งถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งถ้าอินตคัคแทนท์ของอามเมอร์ไม่นำมาคิดถึง สมการ (3-16) ก็ลดลงได้

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

3.3 การสูญเสียกำลังงานของดีซีมอเตอร์

ในหัวข้อนี้เราจะได้กำหนดให้มอเตอร์กระแสตรง เป็นเสมือนอุปกรณ์แปลงพลังงาน คือ จะแปลงพลังงานอินพุตทางไฟฟ้าให้เป็นพลังงานเอาต์พุตทางกล ในรูปที่ 3.3 แสดงการไหลของกำลังงานผ่านอุปกรณ์แปลงพลังงาน(มอเตอร์) ดังกล่าว



รูปที่ 3.3 แสดงการส่งผ่านกำลังงานของมอเตอร์

ผลรวมของกำลังงานไฟฟ้าอินพุตเท่ากับผลคูณของอามเมอร์โวลต์เตจและกระแสอามเมอร์ ดังนั้นผลรวมของอินพุตเพาเวอร์ได้เท่ากับ

$$P_i(t) = V_i(t)i_a(t) \quad (3-17)$$

รวมสมการ (3-1) กับสมการ (3-4) เข้าด้วยกัน เราจะได้สมการโวลต์เตจของวงจรอามเมอร์ซึ่งสัมพันธ์กับโวลต์เตจอินพุตและกระแสอามเมอร์

$$V_i(t) = R_a i_a(t) + L_a \left(\frac{di_a(t)}{dt} \right) + K_e \omega(t) \quad (3-18)$$

แทนค่าสมการ (3-18) ลงในสมการ (3-17) จะได้นิพจน์ของกำลังงานอินพุตรวมในเทอมของกระแสอาร์เมเจอร์และความเร็วเชิงมุมของเพลา

$$P_i(t) = R_a I_a^2(t) + L_a i_a(t) \frac{di_a(t)}{dt} + K_a i_a(t) \omega(t) \quad (3-19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสอาร์เมเจอร์สามารถเขียนให้อยู่ในเทอมของพารามิเตอร์เชิงกลของมอเตอร์และแรงบิดของเพลาด้วยการรวมสมการ (3-5) กับสมการ (3-8)

ซึ่งเมื่อเราแทนค่าลงในสมการ (3-19) จะได้ดังนี้

$$i_a(t) = \frac{1}{K_t [Jd\omega(t) + B\omega^2(t) + T_f(t) + T_L(t)]} \quad (3-20)$$

$$P_i(t) = R_a i_a^2 + \frac{K_e B \omega^2(t) + K_e \omega(t) T_f(t) + K_e \omega(t) T_L(t)}{K_t} + \frac{K_e}{K_t} J \omega(t) \frac{d\omega(t)}{dt} + L_a i_a(t) \frac{di_a(t)}{dt} \quad (3-21)$$

พิจารณาถึงผลรวมของอินพุทเพาเวอร์ในสมการ (3-21)

เทอมแรก (ทางด้านขวามือ) I^2R : การสูญเสียในขดลวดอาร์เมเจอร์เนื่องจากการไหลของกระแสอาร์เมเจอร์ การสูญเสียทางกลในตัวมอเตอร์ ประกอบด้วย การสูญเสียของกำลังในเทอมที่สองและเทอมที่สาม

เทอมที่สอง แสดงถึงการสูญเสียกำลังงานเนื่องจากวิสกอสฟริกชัน

เทอมที่สาม แสดงถึงการสูญเสียกำลังงานเนื่องจากแรงบิดเสียดทานอื่น ๆ ทั้งหมด

เทอมที่สี่ แสดงถึงเอ๊าท์พุททางกลของมอเตอร์

สองเทอมหลัง แสดงถึงการไหลเข้าหรือออกของกำลังงานในอุปกรณ์สะสมพลังงานในที่นี้ ได้แก่ อินดักแตนซ์และแรงเฉื่อยของเพลาด้านใน ช่วงเริ่มต้นจนกระทั่งสิ้นสุดของคาบเวลา ω ที่กำหนดให้พลังงานใด ๆ พลังงานที่สะสมอยู่ในส่วนของอินดักแตนซ์และแรงเฉื่อยของเพลามีค่าคงที่ ดังนั้นจึงไม่มีผลการเปลี่ยนแปลงของพลังงานที่สะสมอยู่ ซึ่งก็จะไม่เกิดผลของการสูญเสียกำลังงาน ดังนั้นผลของกำลังเฉื่อยที่สูญเสียให้แก่ แรงเฉื่อยของเพลาด้านในอินดักแตนซ์ที่มีค่าเป็นศูนย์

ประสิทธิภาพ (efficiency) ของมอเตอร์ที่ทำหน้าที่เสมือนตัวแปลงพลังงาน สามารถคำนวณได้ จากอัตราส่วนของเพาเวอร์เอ๊าท์พุทเชิงกลต่อผลรวมของเพาเวอร์อินพุทเฉลี่ย

$$\text{Efficiency} = \frac{T_L}{\frac{R_a I_a^2 K_t}{K_e} + B\omega + T_f + T_L} * 100\%$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

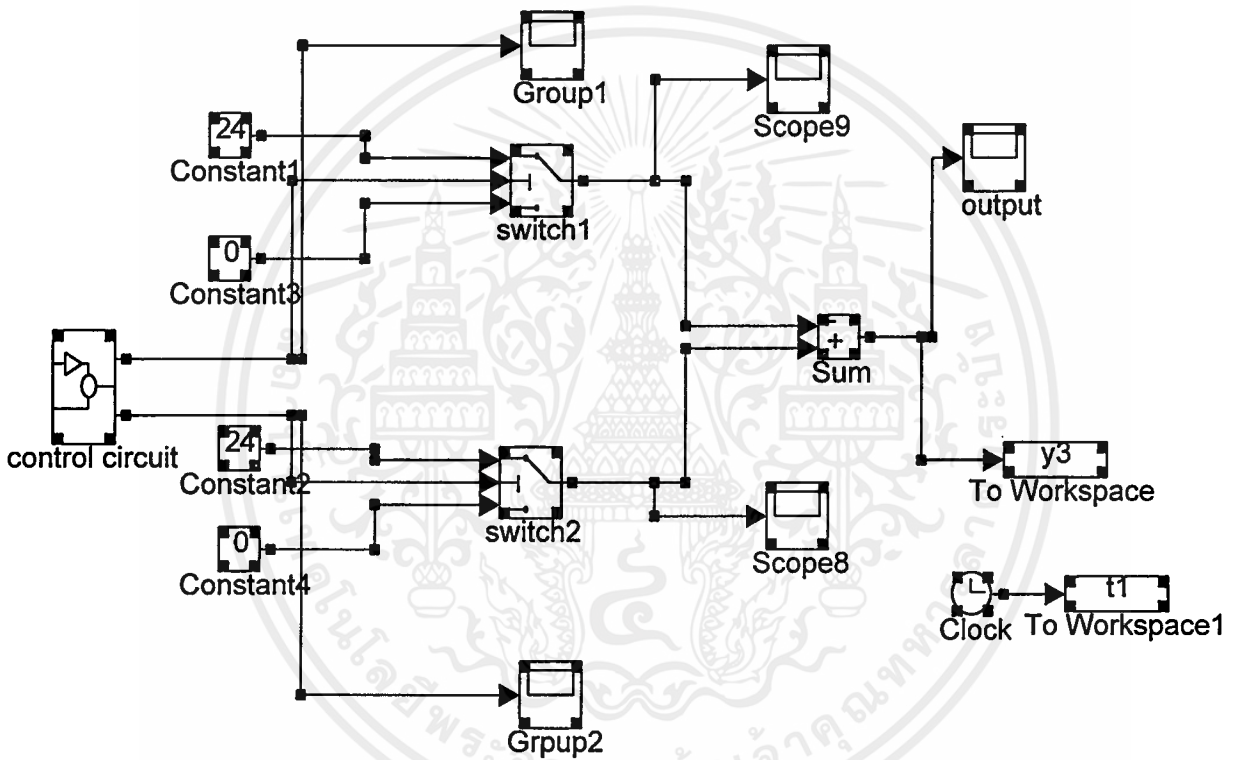
เมื่อพารามิเตอร์ทั้งหมดพิจารณาได้ว่ามีค่าคงที่
ประสิทธิภาพของการแปลงกำลังไฟฟ้าเป็นพลังงานเชิงกลสามารถหาได้จากอัตราส่วนของ
เพาเวอร์เอาต์พุตเชิงกลที่พัฒนาขึ้นโดยโรเตอร์

$$\text{Efficiency(mechanic)} = \frac{T_L}{B\omega + T_f + T_L} * 100\%$$



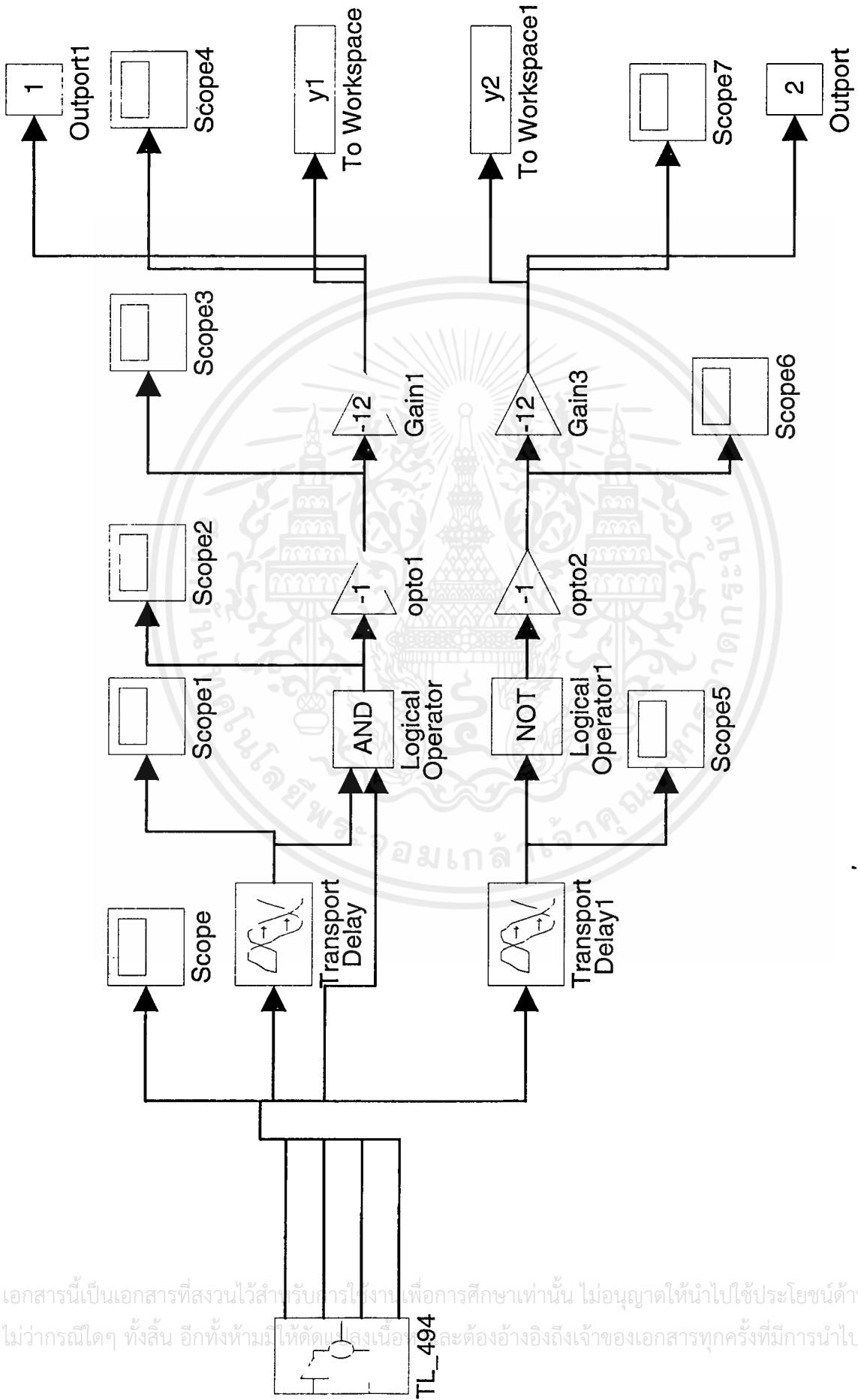
3.4 แบบจำลองของวงจรควบคุม

เขียนโดยใช้แมทแลป (Math-Lab)

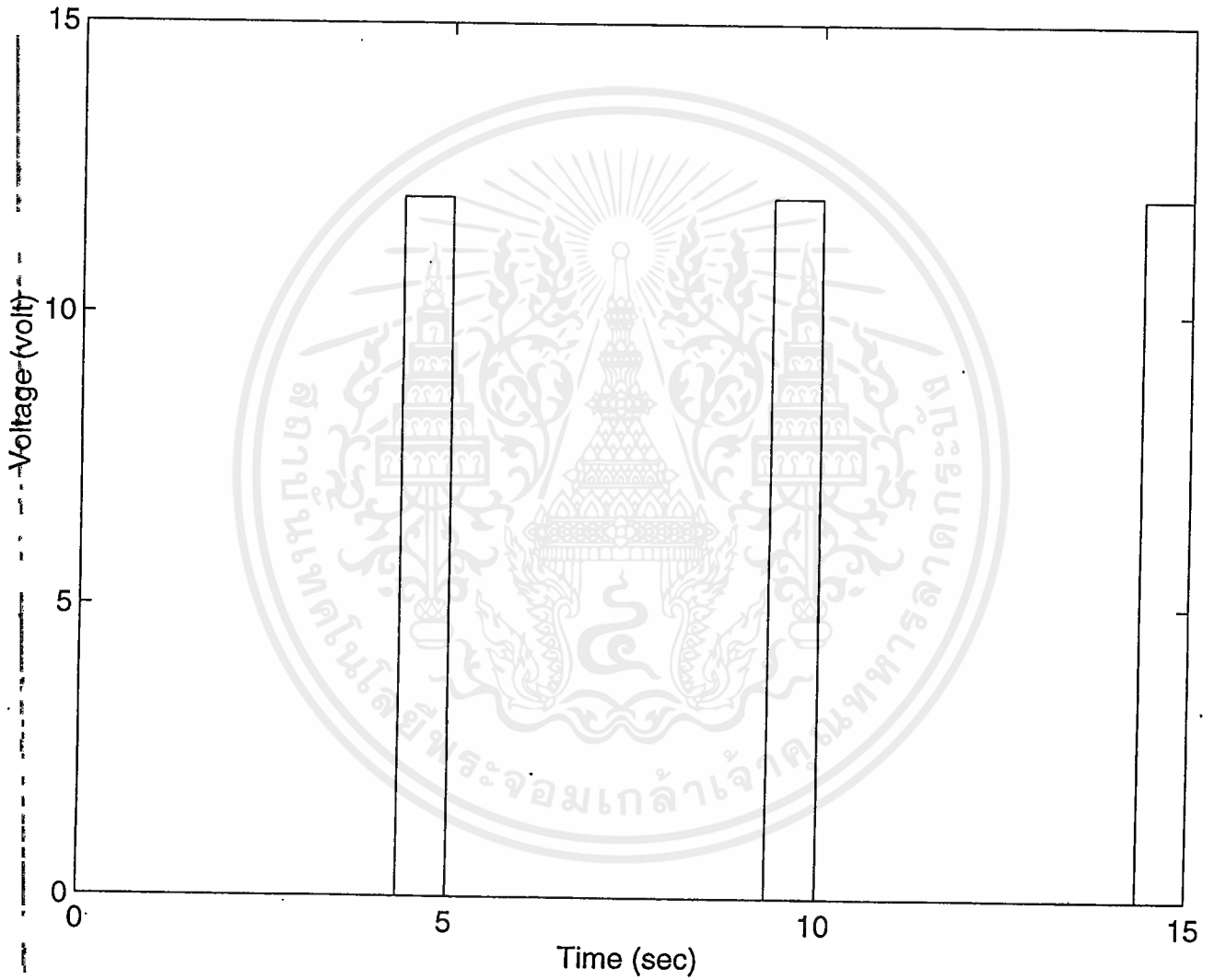


รูปที่ 3.4 แบบจำลองของวงจรควบคุม โดยใช้แมทแลป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

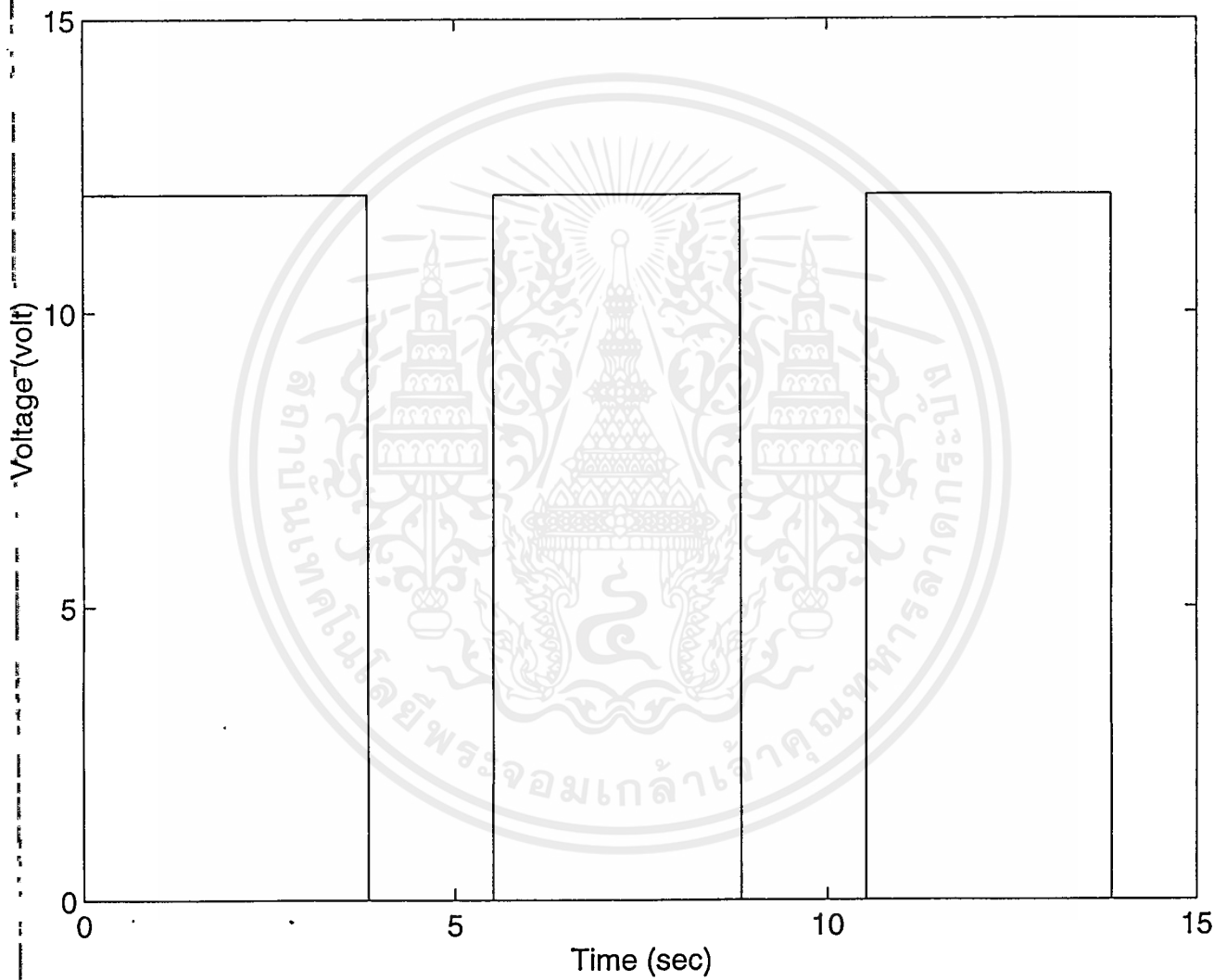


รูปที่ 3.5 แบบจำลองของวงจรสร้างสัญญาณทริก



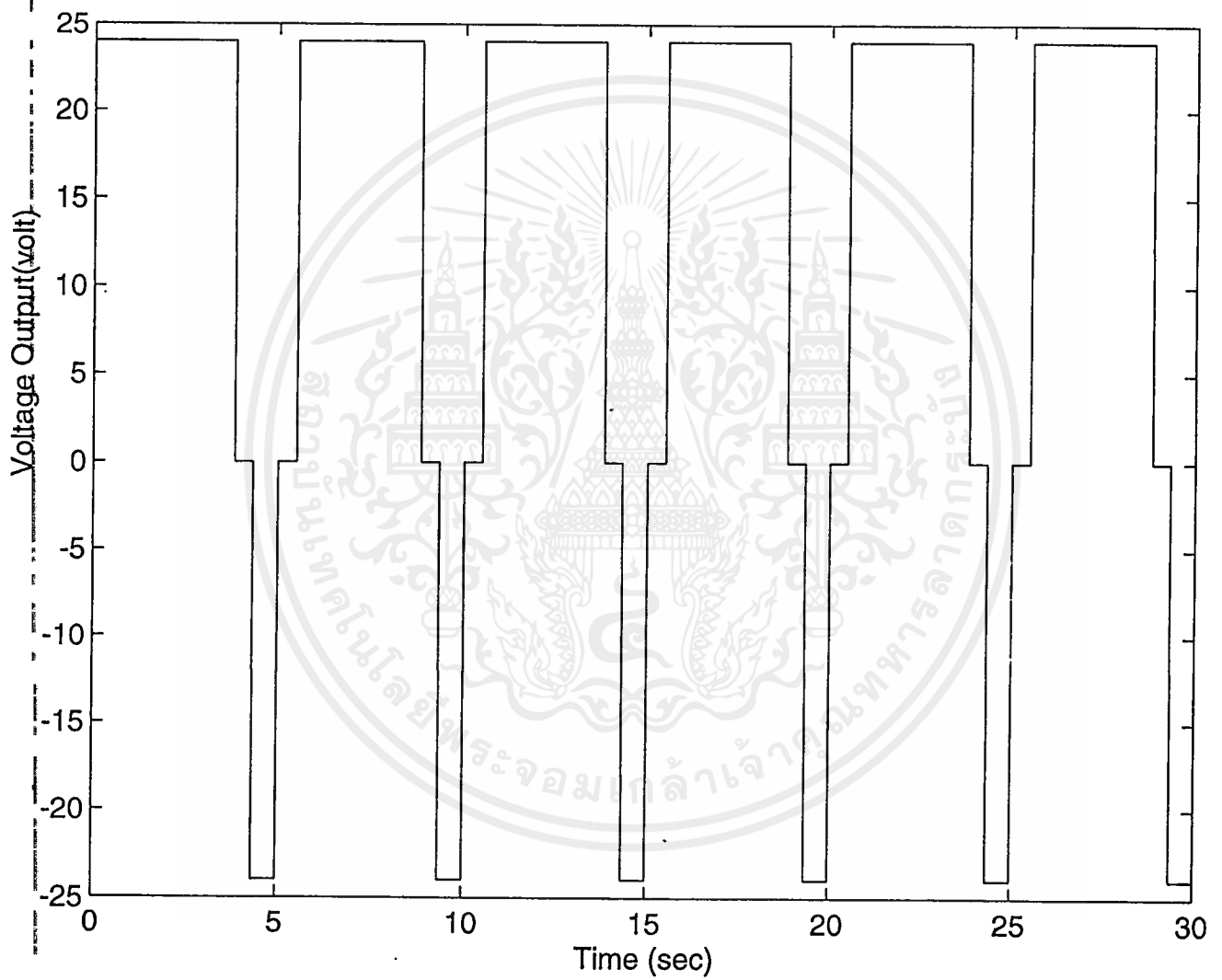
รูปที่ 3.6 (ก) สัญญาณทริกที่ได้จากแบบจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 (ข) สัญญาณทริกที่ได้จากแบบจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.7 แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากแบบจำลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

แนวทางในการอนุรักษ์พลังงาน

4.1 รูปแบบการทำงานของมอเตอร์กระแสตรง

การทำงานของมอเตอร์กระแสตรงมีรูปแบบการทำงาน 4 แบบดังนี้

1) **Motoring mode** คือ โหมดการทำงานที่มอเตอร์ทำงานปกติ โดยที่แหล่งจ่ายพลังงาน จะมีเงื่อนไขต่อไปนี้เป็นที่

$$\begin{aligned} V_a &> E_g \\ I_a &: (+) \end{aligned}$$

โดยกำหนดให้ทิศทางกระแส (+) คือทิศไหลจากแหล่งจ่ายเข้าสู่มอเตอร์

2) **Regenerative mode** คือ โหมดที่มีการจ่ายไฟกลับ จากมอเตอร์เข้าสู่แหล่งจ่าย ซึ่งอาจใช้ในช่วงเวลาที่เบรก จะทำให้ได้ไฟอัดคืนกลับสู่แบตเตอรี่ มีเงื่อนไขดังนี้

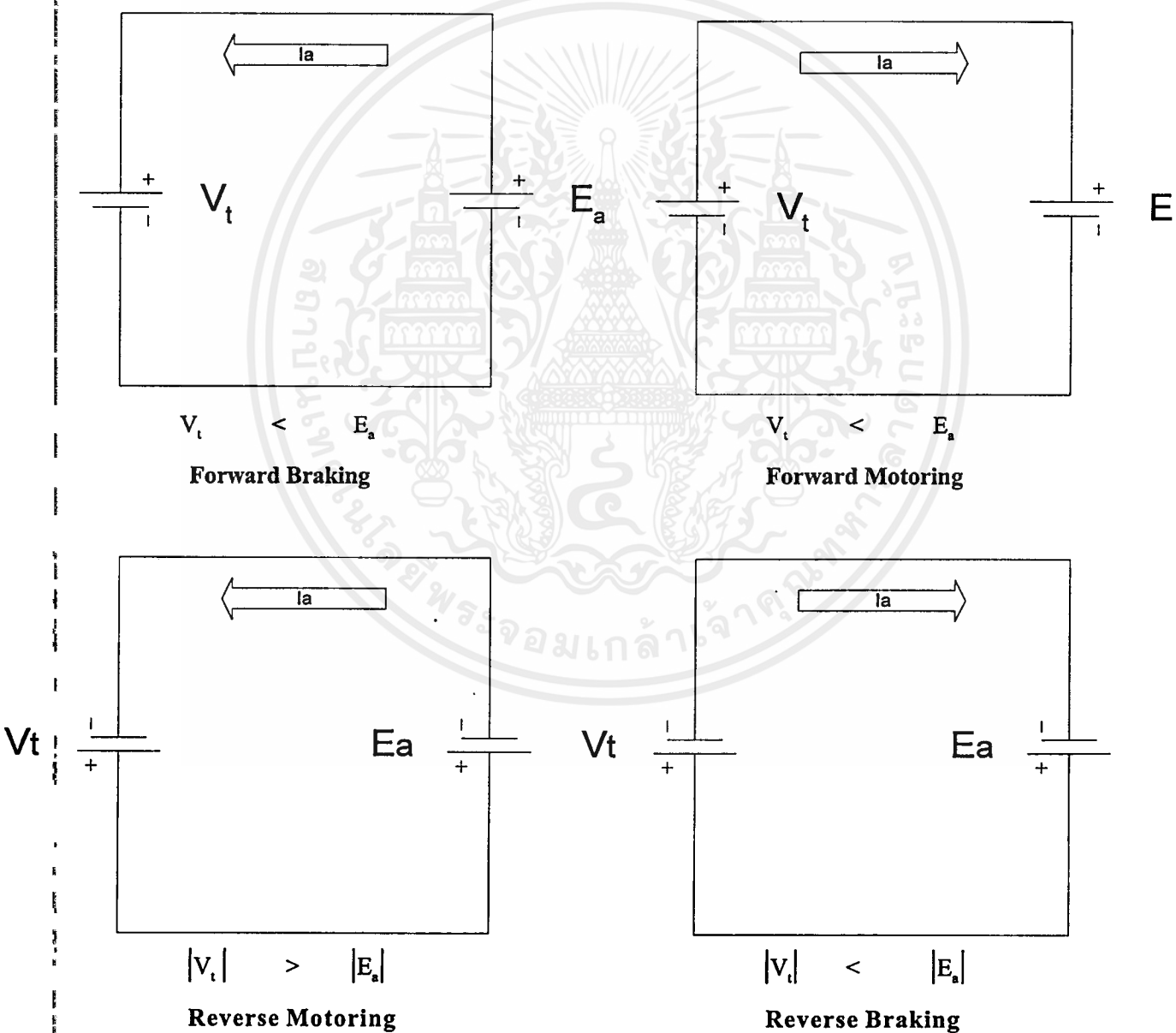
$$\begin{aligned} E_g &> V_a \\ I_a &: (-) \end{aligned}$$

ในกรณีของมอเตอร์แบบ Separately excited การทำให้มอเตอร์เปลี่ยนเป็น เครื่องกำเนิดไฟฟ้า (generator) จ่ายไฟกลับเข้าสู่แบตเตอรี่นั้นทำได้โดยตัดแหล่งจ่ายออก โดยมีกระแสไหลในทิศทางเดิม แต่ในกรณีของ Self excited จะต้องกลับขั้วของขดสนาม หรือ กลับขั้วของขดอาเมเจอร์

3) **Dynamic Brake mode** คือ โหมดที่มีการทำงานเหมือน Regenerative mode แต่แทนที่จะจ่ายกลับสู่แบตเตอรี่ ก็จ่ายให้สูญเสียไปกับค่าความต้านทานแทน การทำงานโหมดนี้มีข้อดีตรงที่วงจรง่ายไม่ซับซ้อน แต่จะทำให้เกิดความร้อนและสูญเสียพลังงานโดยเปล่าประโยชน์

4) **Plugging mode** คือ โหมดการทำงานที่ใช้ในการเบรก โดยการกลับทิศขั้วของขดอาเมเจอร์ ทำให้เกิดทอร์คสวนทางกับทิศทางการหมุน ทำให้มอเตอร์หยุดได้ สำหรับในมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม การเบรกอาจทำได้โดยกลับเฉพาะขดสนาม หรือ ขั้วอาเมเจอร์ (อย่างใดอย่างหนึ่ง) โดยคงทิศขั้วของขดอาเมเจอร์ไว้เหมือนเดิม การเบรกวิธีนี้จะทำให้เกิดแรงต้านการหมุนที่เพลลาของมอเตอร์แบบทันทีทันใด ถ้าเป็นมอเตอร์ที่ความความเฉื่อยมาก ๆ อาจเป็นอันตราย ทำให้เพลลาบิด หรือคดได้

5) **Four Quadrants** จากรูปที่ 4.1 ถ้าดูตามทิศการหมุนของมอเตอร์มี 2 ทิศ คือ ฟอว์เวิร์ด (Forward) กับ รีเวิร์ด (Reverse) ในช่วงการทำงานที่เป็นมอเตอร์ ของ ฟอว์เวิร์ด และ รีเวิร์ด จะเป็น $V_t > E_a$ และ $|V_t| > |E_a|$ ตามลำดับ ในช่วงการทำงานที่เป็นเบรก ของฟอว์เวิร์ด และ รีเวิร์ดจะเป็น $V_t < E_a$ และ $|V_t| < |E_a|$ ตามลำดับ โดยในช่วงการทำงานที่เป็นการเบรก จะมี i_a ที่กลับทิศ ทำให้เกิดแรงบิดต่อต้านการหมุนของมอเตอร์



รูปที่ 4.1 แสดงการทำงานใน 4 quadrants

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Regenerative Brake เป็นแนวคิดของการรักษาพลังงาน ที่น่าจะนำมาใช้กับการขนส่งมวลชน ที่มักจะมีการหยุดรถบ่อย ๆ เพื่อรับส่งคนตามสถานี

มีข้อสังเกตว่าในโหมดของการชาร์จแบตเตอรี่นั้น โวลเตจที่ได้จากการที่มอเตอร์ที่ทำตัวเหมือนเจนเนอเรเตอร์ในช่วงของการเบรคนั้น จะต้องมีย่านค่ามากกว่าโวลเตจของแบตเตอรี่ จึงจะสามารถอัดไฟได้ แต่ในการเบรคแต่ละครั้งจะมีโวลเตจที่เกิดขึ้นไม่เท่ากัน และไม่คงที่ โดยจะน้อยลงเรื่อย ๆ และจะมีค่าเป็นศูนย์เมื่อรถหยุด ฉะนั้นจะต้องใช้วงจรที่จะยกระดับของโวลเตจมอเตอร์ที่ทำตัวเป็นเจนเนอเรเตอร์ ให้มีค่ามากพอที่จะชาร์จแบตเตอรี่ได้ เราจะใช้วงจร ดิซิจัลดีซีแบบพุทและจะรักษาระดับแรงดันให้คงที่ที่สุดในการอัดไฟด้วยเทคนิคโวลต์คงที่ โดยใช้วงจรเรกกูเลเตอร์

เทคนิคและความรู้เบื้องต้นเกี่ยวกับแบตเตอรี่และการชาร์จ จะกล่าวในหัวข้อถัดไป

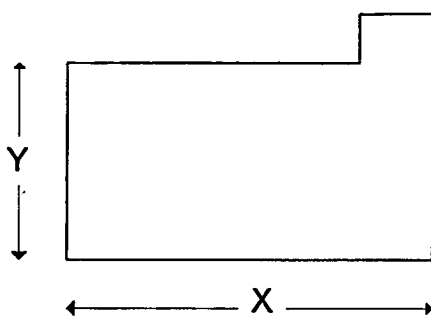
4.2 แบตเตอรี่

แบตเตอรี่ที่นิยมใช้โดยทั่วไป มี 2 ชนิด คือ แบตเตอรี่กรด และ แบตเตอรี่ด่าง ซึ่งในโครงการนี้ใช้แบตเตอรี่กรด 12 V 24 AH จำนวน 2 ตัว

4.2.1 ค่าความจุของแบตเตอรี่กรด

ค่าความจุของแบตเตอรี่กรด หรือ Capacity หมายถึง อัตราการจ่ายกระแสสูงสุดจนแบตเตอรี่ไม่สามารถที่จะจ่ายกระแสได้อีกต่อไป ค่าความจุของแบตเตอรี่มีหน่วยเป็น แอมแปร์ต่อชั่วโมง (Ampere per Hours;AH) ค่าความจุของแบตเตอรี่ขึ้นอยู่กับองค์ประกอบต่างๆดังนี้

1. ปริมาตรของแผ่นเพลท หรือ ความกว้างและยาวของแผ่นเพลท โดยเฉพาะแผ่นเพลทที่มีความกว้างและยาวมาก ค่าความจุของแบตเตอรี่จะยิ่งสูงมาก



X : ความกว้างของแผ่นเพลท

Y : ความยาวของแผ่นเพลท

2. จำนวนแผ่นเพลท ที่นำมารวมกันเป็นเพลทกรุปของเซลล์แบตเตอรี่ เช่น แบตเตอรี่ที่มีแผ่นเพลทบวกและลบรวมกันเท่ากับ 15 แผ่น แต่จำนวนแผ่นเพลทลบจะมากกว่าแผ่นเพลทบวกอยู่หนึ่งแผ่นเสมอ ดังนั้นเมื่อแยกกรุปของแผ่นเพลททั้งสองจึงได้จำนวนแผ่นเพลทลบเท่ากับ 8 แผ่น และแผ่นเพลทบวกเท่ากับ 7 แผ่น ดังนั้นเราสมมุติว่าแผ่นเพลทบวกแผ่นหนึ่งมีค่าความจุของแบตเตอรี่กรด เท่ากับ 40 AH ฉะนั้นเมื่อนำแผ่นเพลทบวกมารวมกันค่าความจุของแบตเตอรี่จะเป็น 7 เท่า นั่นก็คือ 280 AH แต่อย่างไรก็ตามค่าความจุของแบตเตอรี่ บริษัทผู้ผลิตจะมีบอกไว้ที่เซลล์ของแบตเตอรี่นั้นๆ

3. น้ำหนักของตะกั่วกรด ที่นำมาทำแผ่นเพลท ฉะนั้นแผ่นเพลทของแบตเตอรี่ยิ่งมีน้ำหนักมาก แสดงว่าปริมาณเนื้อตะกั่วกรดที่นำมาทำแผ่นเพลทมากกว่าโลหะที่นำมาทำแผ่นเพลท ดังนั้นน้ำหนักแผ่นเพลทยิ่งมาก ค่าความจุแบตเตอรี่ยิ่งสูง

4.2.2 การชาร์จแบตเตอรี่กรด

การชาร์จแบตเตอรี่ คือ การนำไฟฟ้ากระแสตรงจากแหล่งจ่ายภายนอกมาประจุให้แบตเตอรี่ เพื่อที่จะเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้ามาเป็นพลังงานทางเคมี กระแสไฟฟ้าที่จ่ายเข้ามานี้จะขับเคลื่อนกรดในแผ่นเพลททั้งลบและบวกให้หลุดออกมา ซึ่งส่งผลทำให้แผ่นเพลททั้งสองมีสภาพความเป็นโลหะที่แตกต่างกัน กรดที่ถูกขับออกมานี้จะกลับไปรวมตัวกันน้ำ ทำให้สภาพของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์มีสภาพเป็นน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ดั้งเดิม ในสภาพของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์เช่นนี้ แบตเตอรี่จะมีประจุเต็มและพร้อมที่จะจ่ายพลังงานออกมาในเวลาที่เราต้องการใช้งาน

การชาร์จแบตเตอรี่ มีอยู่ด้วยกัน 2 ชนิด คือ

1. การชาร์จแบบกระแสคงที่
2. การชาร์จแบบโวลต์เตจคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

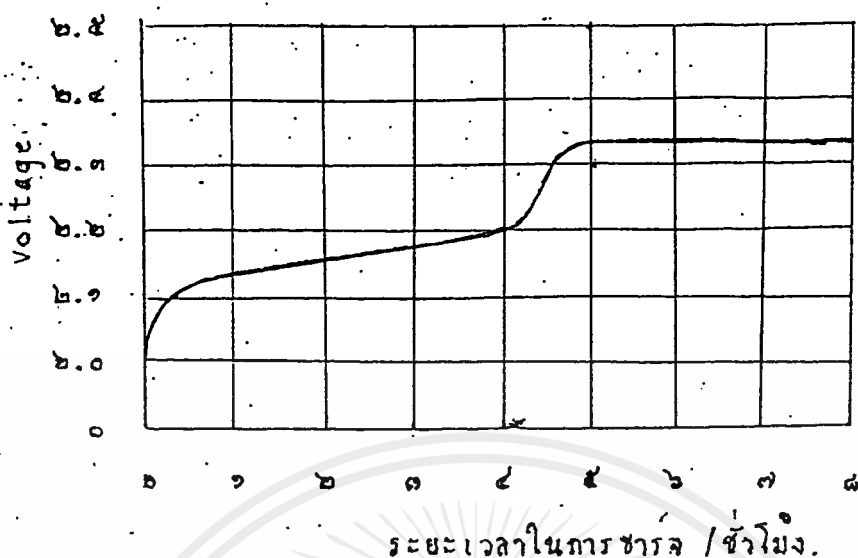
1. การชาร์จแบบกระแสคงที่

การชาร์จแบบนี้ถือว่าเป็นการชาร์จที่มีประสิทธิภาพกว่าการชาร์จแบบโวลต์เตจคงที่ แต่การชาร์จแบบกระแสคงที่นี้จะใช้ระยะเวลาในการชาร์จนานกว่าการชาร์จโวลต์เตจคงที่ ทั้งนี้เพราะการชาร์จแบบกระแสคงที่นี้จะถูกจำกัดปริมาณการชาร์จของกระแสในการชาร์จจากเครื่องชาร์จ เข้าวจรแบตเตอรี่เป็นจำนวนแอมแปร์ต่อชั่วโมง ดังนั้นแบตเตอรี่จะได้รับกระแสในการชาร์จเป็นไปตามที่กำหนด ซึ่งถ้าเราใช้กระแสในการชาร์จสูงขึ้นถึงแม้แบตเตอรี่จะได้รับกระแสมากก็จริง แต่ผลเสียจะเกิดขึ้นในแบตเตอรี่ทันที ซึ่งความเสียหายนั้น คือความร้อนที่เกิดขึ้นภายในเซลล์แบตเตอรี่จะสูงขึ้น ตามปริมาณกระแสที่ทำการชาร์จ และในที่สุดแผ่นเพลทของแบตเตอรี่ที่เป็น Active Material ของเซลล์แบตเตอรี่จะเกิดการคอง แตะ หรือ เกิดรอยร้าวอันเนื่องมาจากความร้อนนี้ แต่อย่าลืมว่า ถ้าในเซลล์แบตเตอรี่เกิดความร้อนสูงกว่าปกติมากๆหรือความร้อนในเซลล์สูงกว่ากำหนด จะทำให้เซลล์แบตเตอรี่นั้นๆเกิดระเบิดขึ้นได้

ส่วนการชาร์จกระแสคงที่มีข้อดีที่เกิดขึ้นกับแบตเตอรี่ คือ จะทำให้เซลล์ทุกๆเซลล์ในชุดของแบตเตอรี่ได้รับในการประจุกระแสในการชาร์จที่มีสัดส่วนเท่าๆกันทุกๆเซลล์ตลอดชุดของแบตเตอรี่ ซึ่งในการชาร์จด้วยกระแสคงที่นี้ทำให้การคำนวณหาค่าความจุของแบตเตอรี่ได้ง่ายและสะดวก เช่น เรานำแบตเตอรี่ที่มีความจุขนาด 34 แอมแปร์ หากเราจะใช้ระยะเวลาในการชาร์จ 5 ชั่วโมงเต็ม เราจะต้องใช้กระแสในการชาร์จแบตเตอรี่เท่ากับ 6.8 แอมแปร์ต่อชั่วโมง ดังนั้นค่าความจุของแบตเตอรี่จะเท่ากับ $5 \times 6.8 = 34$ แอมแปร์ ดังนั้นเราจึงพอที่จะสรุปได้ว่าเหตุผลที่ทำให้การชาร์จแบบกระแสคงที่ใช้เวลานานหรือช้าด้วยเหตุผลดังนี้

1. ขึ้นอยู่กับค่าความจุหรือขนาดของแบตเตอรี่ที่นำมาทำการชาร์จ
2. ขึ้นอยู่กับปริมาณของกระแสที่ทำการชาร์จ
3. ขึ้นอยู่กับสภาพของแบตเตอรี่ก่อนที่จะนำมาชาร์จ

จากการชาร์จแบบกระแสคงที่ เราไม่ได้กล่าวถึงโวลต์เตจที่ชาร์จแบตเตอรี่เลย อย่างไรก็ตามในขณะที่เราทำการชาร์จแบตเตอรี่อยู่นั้น ระดับโวลต์เตจที่เซลล์ของแบตเตอรี่ จะเริ่มจาก 2.00 โวลต์ต่อเซลล์ จนถึง 2.33 โวลต์ต่อเซลล์ ดังนั้นโวลต์เตจในการชาร์จจึงในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 แสดงการเปลี่ยนแปลงของโวลต์เตจในการชาร์จแบบกระแสคงที่

ดังนั้นการชาร์จด้วยกระแสคงที่พอที่จะสรุปได้ดังนี้ การชาร์จจะทำได้เร็วไม่ได้ เพราะจะต้องถูกจำกัดปริมาณของกระแสในการชาร์จคงที่ตายตัว ตามที่หนังสือคู่มือของแบตเตอรี่ชนิดนั้นๆกำหนดมา และ อีกประการหนึ่งที่จะต้องคำนึงถึงความร้อนที่เกิดขึ้นภายในเซลล์ของแบตเตอรี่ตลอดจนค่าความจุของแบตเตอรี่

2. การชาร์จแบบโวลต์เตจคงที่

ซึ่งจะใช้ระยะเวลาในการชาร์จน้อยกว่าแบบแรก ซึ่งระยะเวลาในการชาร์จจะเร็วเท่าไรนั้น ขึ้นอยู่กับความสามารถของเครื่องชาร์จว่าจ่ายกระแสออกมาถึงวงจรแบตเตอรี่ได้มากน้อยเพียงไร โดยทั่วไปเครื่องชาร์จจะต้องจ่ายกระแสออกมาได้ 50 เปอร์เซ็นต์ของค่าความจุของแบตเตอรี่ที่จะนำมาทำการชาร์จ เช่น แบตเตอรี่ขนาด 100 แอมแปร์ต่อชั่วโมง จะใช้เวลาในการชาร์จเท่ากับ 2 ชั่วโมง

การชาร์จแบตเตอรี่เกิดจากเมื่อแบตเตอรี่ถูกนำเอาพลังงานออกไปใช้งานจะต้องมีการชาร์จหรือประจุไปให้แบตเตอรี่มีประจุเต็มดังเดิม การชาร์จแบตเตอรี่โดยระบบโวลต์เตจคงที่ทำได้โดยการใช้เครื่องชาร์จ หรือ เครื่องกำเนิดไฟฟ้าเป็นตัวกำเนิดโวลต์เตจขึ้นมาแล้วป้อนเข้าแบตเตอรี่ แต่การกำเนิดโวลต์เตจจากเครื่องชาร์จ หรือ เครื่องกำเนิดไฟฟ้า นั้น อาจจะมีโวลต์เตจที่ไม่คงที่อยู่ตลอดเวลา ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องมีความควบคุมโวลต์เตจที่จะนำเข้าสู่ชาร์จแบตเตอรี่ ให้คงที่อยู่ตลอดเวลาของการชาร์จซึ่งตัวนี้เราเรียกกันทั่วไปว่า วงจรโวลต์เตจเร็กกูเรเตอร์ (Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Regulator) ดังนั้นวงจรโวลต์เตจเร็กกูเรเตอร์นี้จะทำหน้าที่ให้แบตเตอรี่ได้รับการชาร์จที่คงที่ และนับว่าเป็นวงจรที่สำคัญยิ่งสำหรับการชาร์จแบบโวลต์เตจคงที่ และ ในทำนองเดียวกันถ้าหากวงจรโวลต์เตจเร็กกูเรเตอร์ นี้เสียจะทำให้แบตเตอรี่ได้รับระดับโวลต์เตจในการชาร์จที่ไม่ถูกต้อง ซึ่งจะ ทำให้แบตเตอรี่ได้รับโวลต์เตจในการชาร์จมากหรือน้อยเกินไป ซึ่งระดับโวลต์เตจจะมีค่าเท่าไรให้ดูคู่มือของแบตเตอรี่นั้นๆเป็นหลัก ในกรณีที่ไม่มีหนังสือคู่มือให้ใช้หลักการดังนี้ ให้ใช้จำนวนโวลต์เตจในการชาร์จต่อเซลล์คูณด้วยจำนวนเซลล์ของแบตเตอรี่ที่จะทำการชาร์จ เช่น แบตเตอรี่ 24 เซลล์จะปรับแต่งโวลต์เตจของเครื่องชาร์จเท่ากับ 2.15 คูณด้วย 24 เท่ากับ 51.6 โวลต์ขณะที่ทำการชาร์จปกติ

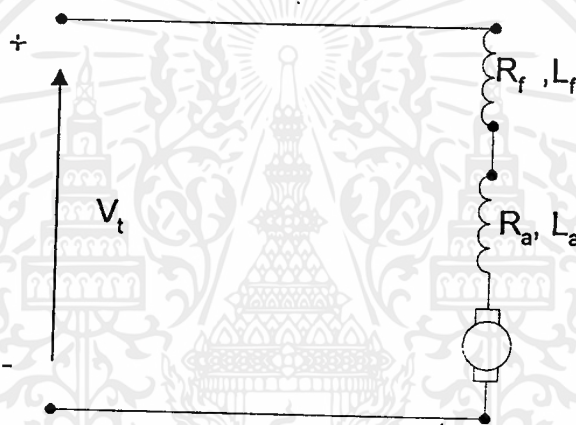


บทที่ 5

การคำนวณและการสร้าง

5.1 มอเตอร์

เนื่องจากในโครงการนี้ ใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรมเป็นต้นกำลังในการขับเคลื่อนรถมอเตอร์ไซค์ไฟฟ้าขนาดเล็ก ดังนั้นจะต้องมีการควบคุมความเร็วมอเตอร์ในการขับเคลื่อนให้ได้ตามที่ต้องการ



รูปที่ 5.1 วงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม

ขณะที่สภาวะคงที่ จะสามารถแสดงค่าต่างๆ ได้ดังนี้

$$E_a = K_v \omega I_a \quad (5-1)$$

$$V_a = R_a I_a + E_a \quad (5-2)$$

$$= R_a I_a + K_v \omega I_a \quad (5-3)$$

$$T_a = K_t I_a^2 \quad (5-4)$$

$$= BW + T_L \quad (5-5)$$

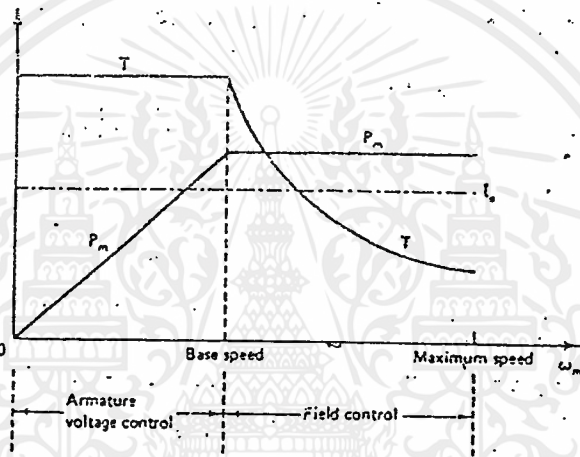
ดังนั้นความเร็วของ มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม หาได้จากสมการ (5-3) คือ

$$\omega = (V_a - I_a R_a) / K_v I_a \quad (5-6)$$

จากสมการ (5-6) แสดงให้เห็นว่า การเปลี่ยนแปลงความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม ทำได้โดย

- ควบคุมแรงดันที่อาร์เมเจอร์ (V_a)
- ควบคุมกระแสที่อาร์เมเจอร์ (I_a)

นอกจากนี้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม มีแรงบิดเริ่มต้นหมุนสูง ด้วยสาเหตุนี้ จึงมักใช้ มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรมในการลากจูง เช่น ใช้เป็นมอเตอร์ลากจูงในหัวรถจักรไฟฟ้า เป็นต้น



รูปที่ 5.2 คุณลักษณะการทำงานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม

จากรูปที่ 5.2 จะพบว่า กรณีความเร็วของมอเตอร์ต่ำกว่าความเร็วฐาน (Base Speed) หรือขณะเร่งความเร็วให้ถึงความเร็วฐานค่ากระแสอาร์เมเจอร์ I_a จะคงที่ ดังนั้น ความเร็วของมอเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าของแรงดันอาร์เมเจอร์ V_a (เพื่อให้ได้แรงบิดคงที่)

เมื่อแรงดันอาร์เมเจอร์ V_a มีค่าถึงพิกัดที่ความเร็วฐาน ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วฐานกับแรงบิดจะทำให้กำลังไฟฟ้าที่มอเตอร์สร้างมีค่าคงที่

เนื่องจากในโครงการนี้ เราได้มอเตอร์ที่ภาควิชา ซึ่งเก่ามาก อีกทั้งยังไม่เนมเพลท (nameplate) บอกพิกัดของมอเตอร์ โดยมอเตอร์ที่ได้มานี้เป็นแบบอนุกรมกระแสตรง กล่าวคือสามารถต่อมอเตอร์เป็นแบบใดก็ได้ ดังนั้นขดลวดที่ออกจากตัวมอเตอร์จึงมีหลายขด เราจึงใช้หลักการที่ว่า ความต้านทานของขดอนุกรมจะมีความต้านทานต่ำ และ ความต้านทานของขดขนานจะมีความต้านทานสูง เพื่อจะได้ทำการต่อมอเตอร์ให้ได้ตามที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ยังต้องหาประสิทธิภาพของมอเตอร์ตัวนี้ด้วย โดยหาจากสูตร

$$\text{ประสิทธิภาพ} = \frac{\text{กำลังที่ออกจากตัวมอเตอร์}}{\text{กำลังที่ป้อนให้ตัวมอเตอร์}} * 100 \%$$

วิธีหาประสิทธิภาพของมอเตอร์ทำได้ดังนี้

1. ตัดมอเตอร์เข้ากับเพลลาของมอเตอร์
2. ใช้เชือกคล้องที่มุ่แล้วนำไปปลายเชือกด้านหนึ่งคล้องไว้ที่ตาชั่งสปริง อีกด้านหนึ่งผูกติดกับน้ำหนักซึ่งเราทราบค่า
3. ปรับแรงดันไฟฟ้าเข้ามอเตอร์ แล้วบันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าที่ได้ พร้อม ทั้งค่ากระแสที่ป้อนเข้ามอเตอร์
4. เมื่อมอเตอร์หมุนแล้วจึงค่อยถ่วงด้วยน้ำหนักที่เราทราบค่านั้น แล้วบันทึกค่าความเร็วของมอเตอร์ขณะที่โดนถ่วงด้วยน้ำหนักนั้น พร้อมทั้งบันทึกค่าน้ำหนักที่อ่านได้จากตาชั่งสปริงด้วย

5. คำนวณตามสูตรหาประสิทธิภาพ

โดย กำลังที่ป้อนเข้าตัวมอเตอร์ จะเท่ากับ ค่ากระแสคูณกับค่าแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์

กำลังที่ออกจากตัวมอเตอร์จะเท่ากับ $F * r * 2\pi * N$

F คือ ค่าน้ำหนักที่เราทราบค่าลบด้วยค่าน้ำหนักที่เราอ่านได้จากตาชั่งสปริงนั้น

r คือ รัศมีของมุ่

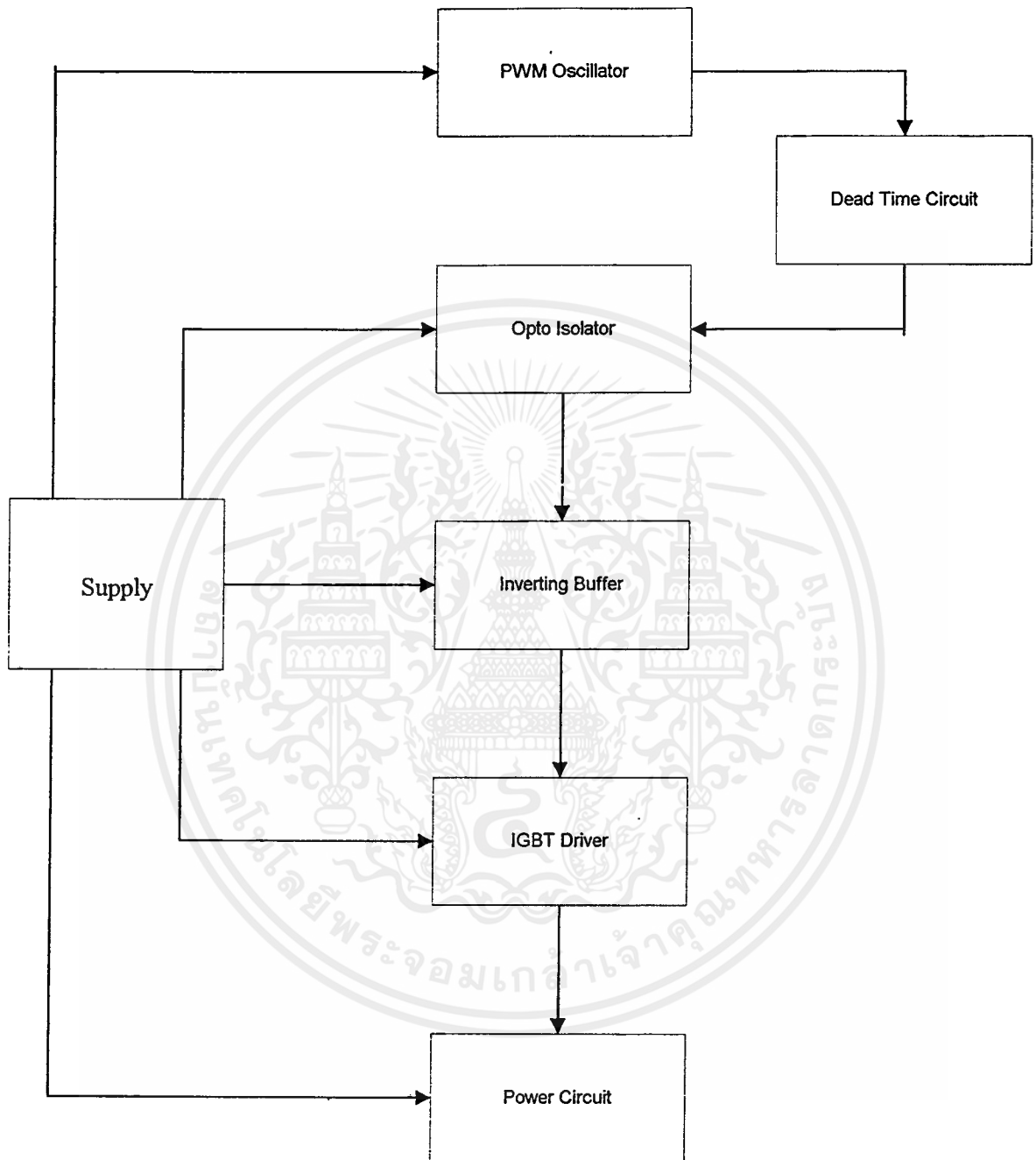
N คือ (ค่าความเร็วที่วัดได้) / 60 โดยจะมีหน่วยเป็นรอบต่อวินาที

5.2 วงจรฟูลบริดจ์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงขึ้นอยู่กับค่ากระแสและแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์ ดังนั้นการควบคุมความเร็วของมอเตอร์กระแสตรง จึงขึ้นอยู่กับ การปรับค่ากระแสและแรงดันที่ป้อนให้กับมอเตอร์ ในโครงงานนี้เป็นการปรับความเร็วมอเตอร์ โดยปรับที่แรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์ การปรับแรงดันที่ป้อนเข้ามอเตอร์ (V_u) เพื่อที่จะใช้ควบคุมความเร็วของมอเตอร์จะใช้วงจรวอร์เรออิเล็กทรอนิกส์เป็นตัวควบคุม ซึ่งวงจรที่เลือกนำมาใช้ในโครงงานนี้ ได้แก่ วงจรฟูลบริดจ์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งมีการทำงานแบบ 4 ควอดแดรนต์ (quadrant) โดยใช้ไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง เนื่องจากวงจรวอร์เรอ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ เป็นวงจรที่เหมาะสม และใช้กันอย่างแพร่หลายในการประยุกต์ใช้งานกับเครื่องขับมอเตอร์ โดยที่ วงจรวอร์เรอ ดีซี-ดีซี เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเวอร์เตอร์ จะเป็นตัวปรับเปลี่ยนค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอินพุท (DC input voltage) ให้ได้ค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุท (DC output voltage) ในระดับที่เราต้องการ และเนื่องจากสามารถทำงานได้ทั้ง 4 ควอดแรนต์ ดังนั้น วงจรฟูลบริดจ์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ นอกจากจะเป็นตัวจ่ายกำลังงานให้มอเตอร์แล้ว ยังสามารถรับกำลังงานจากมอเตอร์ได้ด้วยในกรณีที่มอเตอร์ทำตัวเป็นเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งวงจรฟูลบริดจ์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ มีลักษณะการทำงานดังนี้

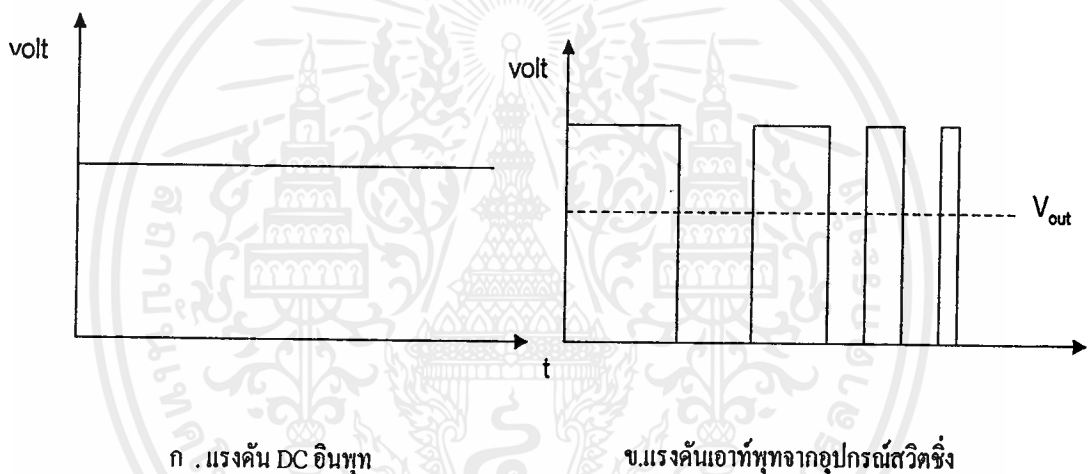




รูปที่ 5.3 บล็อกไดอะแกรม แสดงการทำงานของ วงจรฟูแลบริคส์ คีซี-คีซี คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าแรงดันเอาต์พุต ของวงจรฟูลบริดจ์ คีซี-คีซี คอนเวอร์เตอร์ สามารถถูกควบคุมได้ โดยการปรับคิวิตรีโธของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งคั้งที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 เนื่องจากมีอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์ชนิดควบคุมโดยแรงดัน นั่นคือ เราจะสามารถควบคุมการนำกระแสของ ไอจีบีที ได้โดยใช้สัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่เป็นพัลส์ซึ่งควบคุมได้และด้วยการปรับคิวิตรีโธ ดังนั้นเราก็จะสามารถเปลี่ยนค่าแรงดันและกระแสที่ป้อนให้มอเตอร์ได้ เมื่อเราควบคุมให้ ไอจีบีที ปิดและเปิดทำให้การนำกระแสมีลักษณะขาดความต่อเนื่องต่างๆ ด้วยความถี่ของการปิดเปิดที่เร็วมากก็จะได้ค่าแรงดันเฉลี่ยระดับต่างๆ ซึ่งความเร็วของมอเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดันเฉลี่ยนี้ที่ป้อนเข้ามอเตอร์นั่นเอง



ก. แรงดัน DC อินพุต

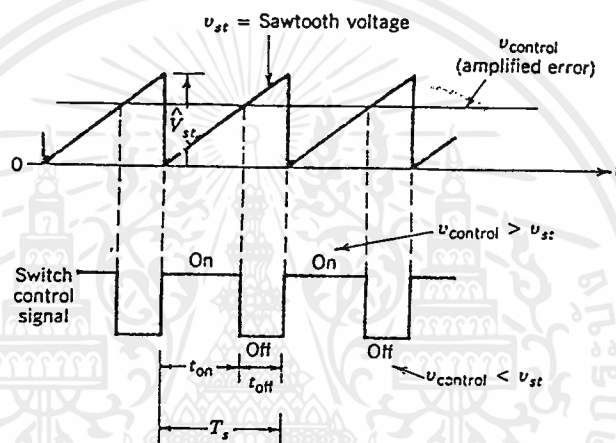
ข. แรงดันเอาต์พุตจากอุปกรณ์สวิตซ์คั้ง

รูปที่ 5.4 ความสัมพันธ์ของแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุต

5.2.1 ส่วน PWM Oscillator

เป็นส่วนของวงจรที่สร้างสัญญาณเพื่อทริกขาเกต ของอุปกรณ์สวิตซ์คั้ง (IGBT) ในส่วนนี้ได้ใช้เทคนิคแบบ PWM เป็นตัวกำเนิดสัญญาณทริก (ออน หรือ ออฟ) ของอุปกรณ์สวิตซ์คั้ง ซึ่งใช้หลักการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณควบคุม ($V_{control}$) กับสัญญาณลูกคลื่นที่ซ้ำ ๆ กัน ดังรูปที่ 5.5 โดยที่ค่าความถี่ของลูกคลื่นที่ซ้ำ ๆ กันจะเป็นค่าเดียวกับค่าความถี่ของพัลส์สัญญาณที่จะได้ออกมา ลูกคลื่นที่ซ้ำ ๆ กันจะมีค่าสูงสุด (peak) คงที่ตลอด จากรูปที่ 5.5 จะเห็นเป็นรูปคลื่นแบบฟันเลื่อย (sawtooth waveform)

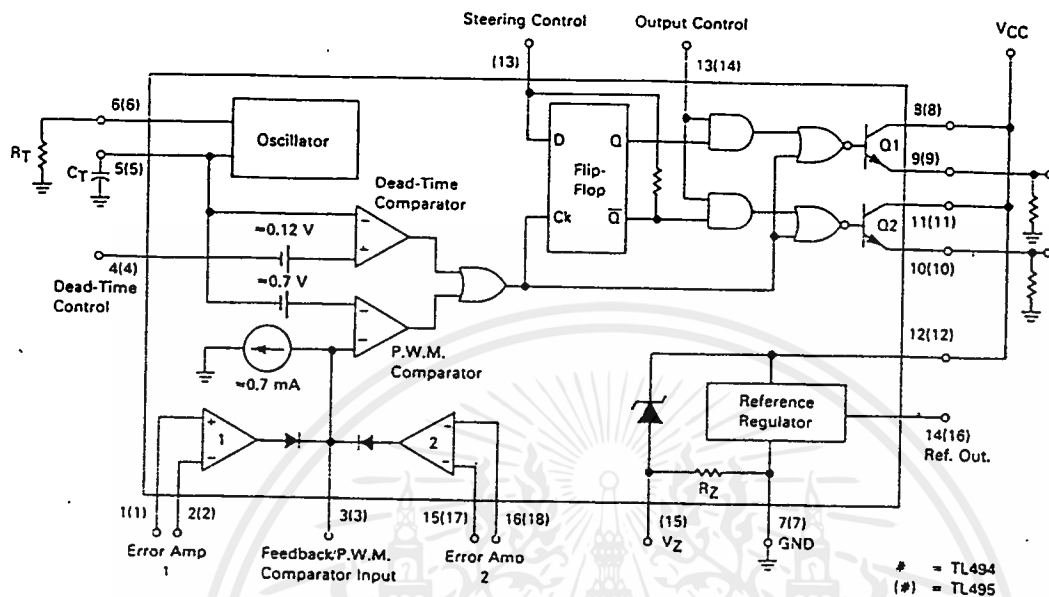
การทำงานจะเป็นการเปรียบเทียบระหว่างสัญญาณควบคุมกับรูปคลื่นแบบฟันเลื่อย เมื่อสัญญาณควบคุมสูงกว่าค่าสัญญาณของรูปคลื่นแบบฟันเลื่อย จะได้สัญญาณทรिकออกมาเป็น high ทำให้อุปกรณ์สวิทซ์ชิ่งออน และถ้าสัญญาณควบคุมต่ำกว่าค่าสัญญาณของรูปคลื่นแบบฟันเลื่อย จะได้สัญญาณทรिकออกมามีค่าเป็น low มีผลทำให้อุปกรณ์สวิทซ์ชิ่ง ออฟ



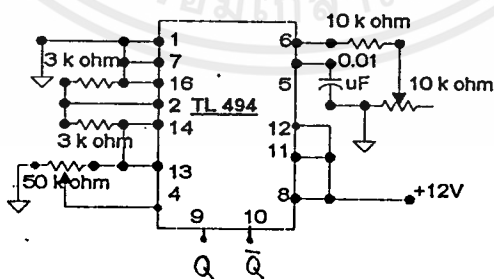
รูปที่ 5.5 การทำงานแบบ Pulse Width Modulation

ในส่วนนี้ได้เลือกใช้ ไอซี เบอร์ TL 494 Switchmode Pulse Width Modulation Control Circuit มาเป็นตัวสร้างสัญญาณทรिक เนื่องจากการใช้เทคนิคแบบ PWM สามารถให้เอาท์พุทออกมาเป็นพัลส์ได้ดังที่ต้องการ และสามารถปรับความถี่, คิวตี้เรโซ ได้อย่างที่ต้องการ โดยการต่ออุปกรณ์ภายนอกเสริมอีกเล็กน้อย แสดงได้ดังรูปที่ 5.6

วงจรถ่าย TL 494 จะสร้างสัญญาณพัลส์ที่ตรงข้ามกัน 2 สัญญาณ Q และ Q ที่ขา 9 และ 10 เพื่อใช้ในการทรिकอุปกรณ์สวิทซ์ชิ่ง แต่มีข้อจำกัดที่ว่า เมื่อต้องการสัญญาณเอาท์พุท 2 สัญญาณที่ตรงข้ามกัน ค่าคิวตี้เรโซของสัญญาณจะมีค่าไม่เกิน 48 % ดังนั้นจึงแก้ไขโดยต่อวงจรถ่าย TL 494 เพื่อสร้างสัญญาณ Q ออกมาเพียงสัญญาณเดียว แล้วจึงนำสัญญาณ Q ไปผ่านวงจรถ่ายเคดไทม์ (dead time) เพื่อให้ได้สัญญาณ Q และสามารถปรับคิวตี้เรโซได้ประมาณ 80-90 %



รูปที่ 5.6 บล็อกไดอะแกรมภายใน TL 494

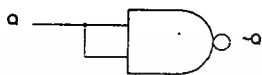


รูปที่ 5.7 การต่อ TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.2 ส่วนวงจรสร้างเดคไทม์

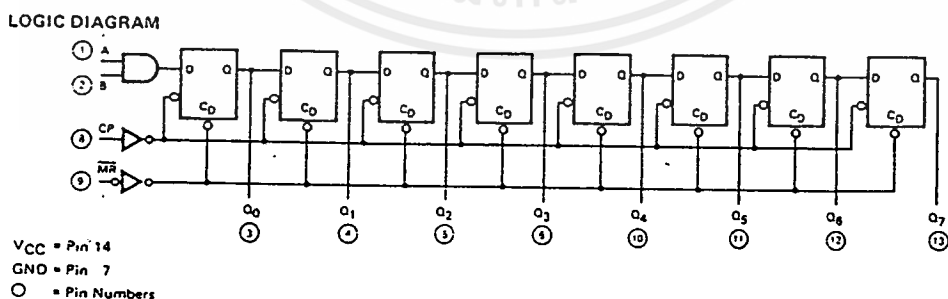
หลังจากที่ได้สัญญาณ Q จาก TL 494 แล้ว นำสัญญาณที่ได้มาผ่านแนนเกต (NAND GATE) เพื่อสร้างสัญญาณ $\sim Q$ ดังรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 การสร้างสัญญาณ $\sim Q$

สัญญาณที่ได้ทั้ง Q และ $\sim Q$ สามารถปรับควิตีเรโซได้ตั้งแต่ 10-90 % โดยการปรับค่าความต้านทานที่อยู่ในวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ของ TL 494 แต่ยังไม่สามารถนำไปทริกอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งไอจีบีทีได้ เนื่องจากสัญญาณทริกยังไม่มีค่าเดคไทม์ ซึ่งจำเป็นต่ออุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งเป็นอย่างมาก ถ้าค่าเดคไทม์เป็นศูนย์ จะส่งผลให้มีช่วงเวลาที่อุปกรณ์ปิดหรือเปิดพร้อมกัน ทำให้เกิดการลัดวงจรและอุปกรณ์เสียหายในที่สุด

อุปกรณ์ไอจีบีทีที่เลือกใช้จะทำงานได้ที่ เดคไทม์ประมาณ 1 ไมโครวินาที ดังนั้นจึงทำการออกแบบให้มีค่าเดคไทม์ประมาณ 4 ไมโครวินาที โดยใช้ shift register 74164 ซึ่งมีลักษณะการทำงานดังนี้



รูปที่ 5.9 การทำงานของชิฟรีจิสเตอร์ (shift register)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

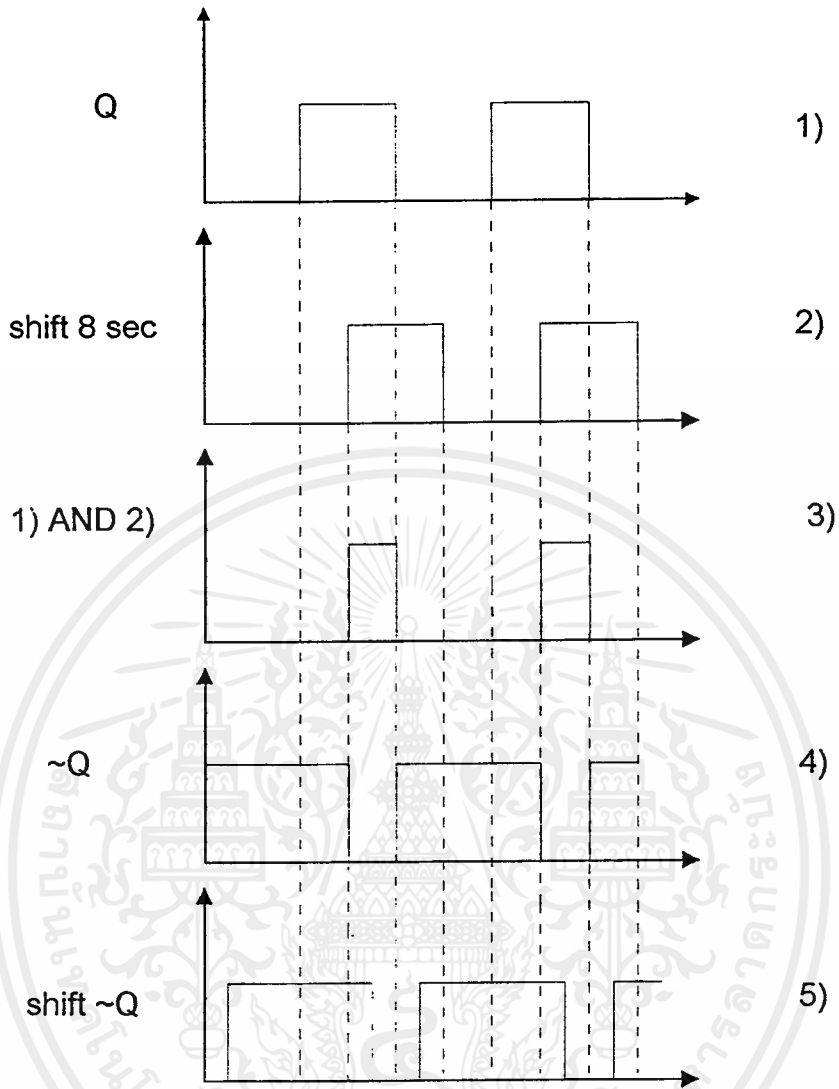
การทำงานของ shift register จะขึ้นอยู่กับสัญญาณนาฬิกา (clock) ที่เข้า เมื่อสัญญาณนาฬิกาเข้า 1 คาบจะทำให้สัญญาณตรรกะมีค่าเลื่อนไปเท่ากับคาบของสัญญาณนาฬิกานั้นๆ ดังนั้นเมื่อต้องการให้สัญญาณตรรกะมีเดคใหม่เท่ากับ 4 ไมโครวินาที นั่นคือ ต้องให้สัญญาณตรรกะเลื่อนไป 4 ไมโครวินาที ด้วย โดยการกำหนดคาบของสัญญาณนาฬิกาที่เข้าชิพรีจิสเตอร์

สัญญาณนาฬิกาที่ได้มาจากคริสตัลซึ่งเป็นอุปกรณ์สร้างสัญญาณนาฬิกาที่มีเสถียรภาพดีที่สุด ดังนั้นในการคำนวณ เราจึงเลือกใช้คริสตัล ซึ่งสามารถหาได้ดังนี้

ชิพรีจิสเตอร์ มีการทำงาน	8	ขั้นตอน (step)
ต้องการให้มีการเลื่อนไป	4	ไมโครวินาที
∴ ต้องเลื่อนสัญญาณ ขั้นตอนละ	0.5	ไมโครวินาที
สัญญาณที่เลื่อนไป เท่ากับ คาบของการเลื่อนไปของคริสตัล		
จาก $f = 1/T$		
∴ เลือกใช้คริสตัลที่มีความถี่ เท่ากับ	2	เมกกะเฮิรตซ์

เมื่อสัญญาณตรรกะมีเดคใหม่แล้วนำไปผ่าน แอนดเกต (AND GATE) เพื่อสร้างสัญญาณตรรกะที่มีค่าตรงข้ามกัน และสามารถปรับควิตีเรโซได้ ดังที่ออกแบบดังรูป 5.10

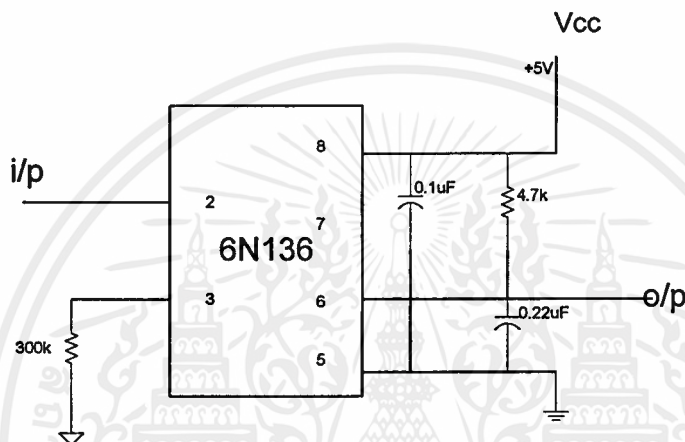
นำสัญญาณที่ (3) กับ (5) ไปใช้ทริกไอจิบิที โดยที่มีเดคใหม่เท่ากับ 4 ไมโครวินาที จากการออกแบบส่วนวงจรสร้างเดคใหม่ สามารถเขียนวงจรส่วนนี้ได้ดังรูป 5.11



รูปที่ 5.10 การสร้างสัญญาณเพื่อให้สามารถปรับควิตีเรโซได้

5.2.3 ส่วน Opto Isolator

เป็นส่วนของวงจรที่ใช้สำหรับแยกกราวด์ของส่วนสร้างสัญญาณทริก คือ TL 494 ออกจากส่วนที่เป็นวงจรขับ เพื่อป้องกันการรบกวนการสร้างสัญญาณ ทำให้สัญญาณทริกที่ได้ไม่ถูกรบกวนและทำให้สัญญาณผิดพลาด ในโครงการนี้จึงเลือกใช้ ไอซีเบอร์ 6 N 136 High Speed Optocouplers ซึ่งประกอบด้วยโฟโต้ไดโอด (photodiode) และ ทรานซิสเตอร์อยู่ในตัวไอซี มีการต่อภายนอกดังรูปที่ 5.11

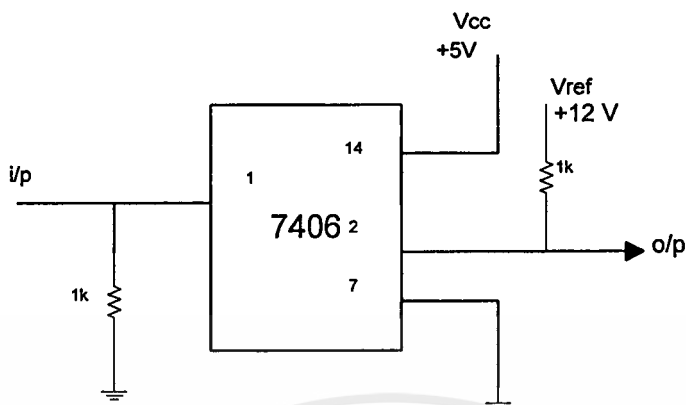


รูปที่ 5.12 การต่อวงจรของ Opto coupler 6N136

สัญญาณเอาต์พุตจาก 6N136 จะมีลักษณะตรงข้ามกับสัญญาณอินพุต และมีค่า +5 V ดังนั้นจะต้องนำสัญญาณที่ได้ไปผ่านอินเวอร์เตอร์เพื่อกลับสัญญาณเสียก่อน

5.2.4 ส่วน Inverting Buffer (Step up voltage)

ในโครงการนี้ใช้อินเวอร์เตอร์ที่อยู่ใน ไอซี เบอร์ 7406 เป็นส่วนที่กลับสัญญาณ โดยสามารถเพิ่มสัญญาณพัลส์ที่ขาออกของไอซีตัวนี้ได้ โดยใช้การต่อแบบโอเพ่นคอลเลกเตอร์ (open collector) เพื่อให้สัญญาณพัลส์ที่ออกมาอยู่ในช่วงที่สามารถทริกขาเกตของไอซีบีทีได้

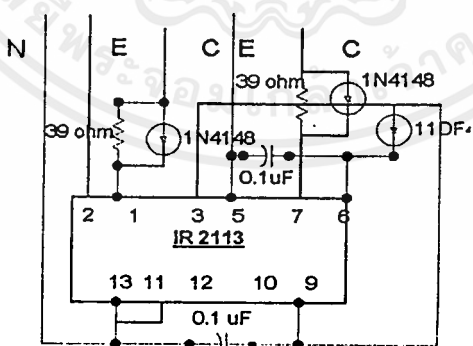


รูปที่ 5.13 การต่อวงจรบัฟเฟอร์ 7406

สัญญาณเอาต์พุตที่ออกจาก 7406 จะเป็นสัญญาณพัลส์ที่ถูกกลับแล้ว นอกจากนั้นยังถูกเพิ่มแรงดันให้มีค่า +12 V เพื่อให้สามารถทริกไอจีบีทีได้

5.2.5 ส่วน Driver IR 2113

เป็นไอซีซึ่งใช้ขับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งประเภทแรงดันสูง, ความเร็วสูง เช่น มอเตอร์ และ ไอจีบีที จึงเหมาะสมที่จะเป็นตัวขับไอจีบีทีในโครงการนี้ ลักษณะการต่อเป็นดังรูปที่ 5.13



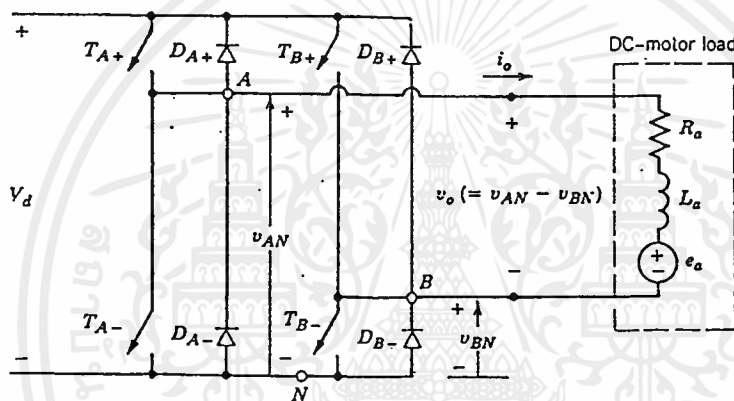
รูปที่ 5.14 การต่อวงจร IR 2113

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.6 ส่วนของวงจรถูกำลัง (IGBT)

จากภาคผนวก ได้กล่าวถึงคุณสมบัติต่างๆของไอจีบีที และได้เปรียบเทียบลักษณะการทำงานของไอจีบีทีกับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งอื่นๆ จะพบว่าไอจีบีทีมีคุณสมบัติเหมาะสมในการที่จะเลือกใช้ในงานนี้

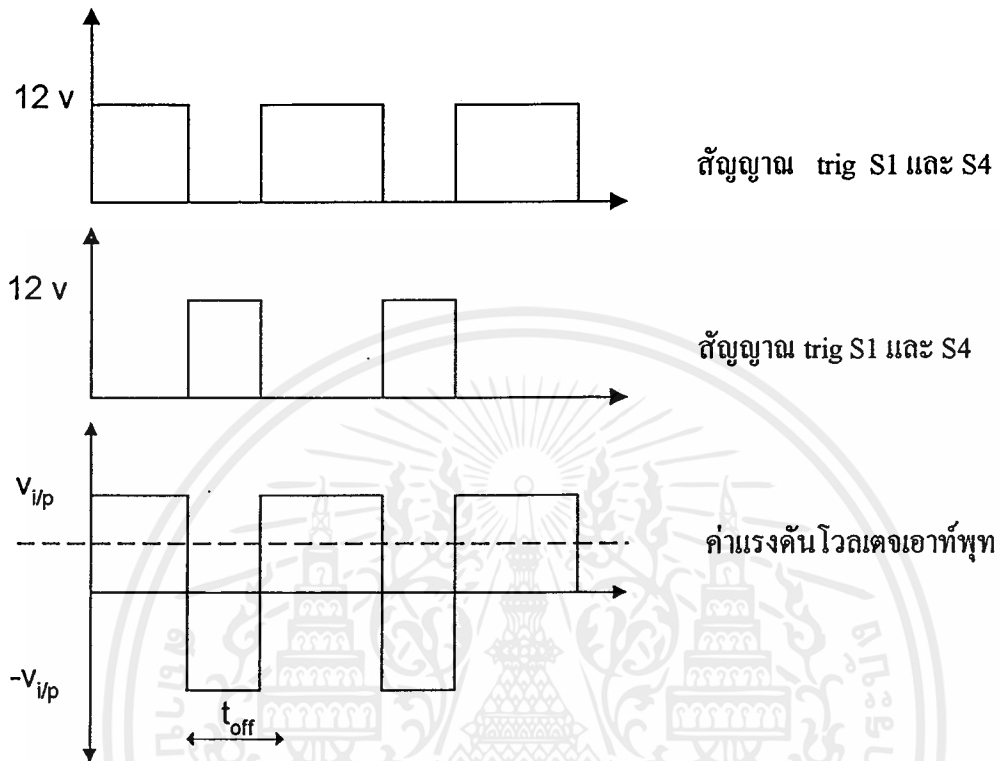
วงจรถูกำลังวงจรฟูลบริดจ์ ดิซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ จะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง 4 ตัว ซึ่งผลัดการทำงานเป็นคู่ๆ โดยที่ T_{A+} จะทำงาน (on) พร้อมกับ T_{B-} , T_{A-} จะทำงาน (on) พร้อมกับ T_{B+} ดังรูปที่ 5.14



รูปที่ 5.15 การต่ออุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งแบบฟูลบริดจ์

อุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง ไอจีบีทีที่จะได้สัญญาณทริกมาจากวงจรควบคุมเพื่อทริกขาเกตของ ไอจีบีที เพื่อให้ไอจีบีทีอ้อน และ นำกระแสไปจ่ายโหลดต่อไปเมื่อสัญญาณทริก เป็น high แต่เมื่อสัญญาณทริก เป็น low ไอจีบีที จะออฟ และหยุดนำกระแส ส่งผลให้ แรงดันเอาต์พุตที่ได้มีลักษณะเป็นพัลส์ เมื่อจ่ายโหลด ก็จะมีลักษณะเป็น แรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย ค่าแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย สามารถปรับได้โดยการปรับดิวิตีเรโซดังที่กล่าวมาแล้ว

จากรูปที่ 5.14 การทำงานจะเป็นดังรูปที่ 5.15



รูปที่ 5.16 แรงดันเอาท์พุทที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์

บทที่ 6

การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองที่ 6.1 การทดลองขั้วมอเตอร์กระแสตรง ที่โหลดต่างๆ

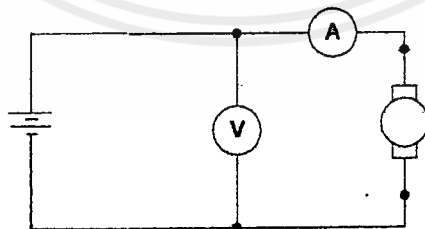
วัตถุประสงค์ 1. เพื่อหาประสิทธิภาพของมอเตอร์

2. เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วกับแรงบิดของมอเตอร์

อุปกรณ์ 1. แบตเตอรี่ 12 V 24 AH	2	ตัว
2. จังก์ชั้นบ็อก	1	ชุด
3. สายต่อ	20	เส้น
4. ดิจิโวลต์มิเตอร์	1	ตัว
5. ดิจิแอมป์มิเตอร์	1	ตัว
6. VOM	1	ตัว
7. Tachometer	1	ตัว
8. ตาชั่งสปริง	1	ตัว
9. เชือก	1	เส้น
10. น้ำหนักต่างๆ		

วิธีการทดลอง

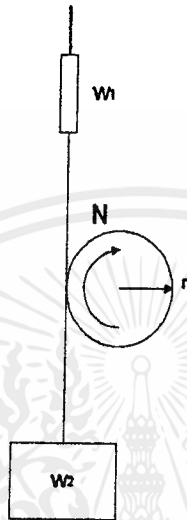
1. ต่อดวงจรรูปที่ 6.1



รูปที่ 6.1 การต่อดวงจรเพื่อทำการทดสอบมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ต่อมุ่เข้ากับเพลของมอเตอร์ดังรูปที่ 6.2 แล้วใช้วิธีการเบรคมอเตอร์เพื่อหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆในการคำนวณหาประสิทธิภาพ



รูปที่ 6.2 การหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆเพื่อหาประสิทธิภาพของมอเตอร์

3. คำนวณหาค่าประสิทธิภาพจากสูตร

$$\text{ประสิทธิภาพ} = \frac{\text{กำลังที่ออกจากมอเตอร์} * 100}{\text{กำลังที่ป้อนเข้ามอเตอร์}} (\%)$$

$$\text{โดย กำลังที่ออกจากมอเตอร์} = \{ (W_2 - W_1) * 9.8 * 2 * \pi * N * r \} / 60$$

ในที่นี้ r คือรัศมีของมุ่ ซึ่งเท่ากับ 0.08 เมตร

$$\text{กำลังที่ป้อนเข้าตัวมอเตอร์} = I * V$$

ผลการทดลอง

ตารางที่ 6.1 ค่าพารามิเตอร์ที่โหลดต่างๆ

W_2 (kg)	W_1 (kg)	N(rpm)	I(A)	V(Volt)
2	0.6	1120	13.5	24
2.25	0.7	1062	14.4	24
2.5	0.8	990	15	24
2.75	0.9	925	16	24
3	1	860	16.7	24
3.25	1.1	804	17.6	24
3.5	1.2	750	18.5	24

สรุปผลการทดลอง

ตารางที่ 6.2 ประสิทธิภาพของมอเตอร์

กำลังที่ป้อนเข้ามอเตอร์(วัตต์)	กำลังที่ออกจากมอเตอร์(วัตต์)	ประสิทธิภาพ (%)
324	128.73	39.73
345.6	135.14	39.10
360	138.17	38.38
384	140.49	36.58
400.8	141.21	35.23
422.4	141.91	33.60
444	141.62	31.89

จากตารางที่ 6.2 จะได้ค่าประสิทธิภาพโดยเฉลี่ยประมาณ 37 เปอร์เซ็นต์

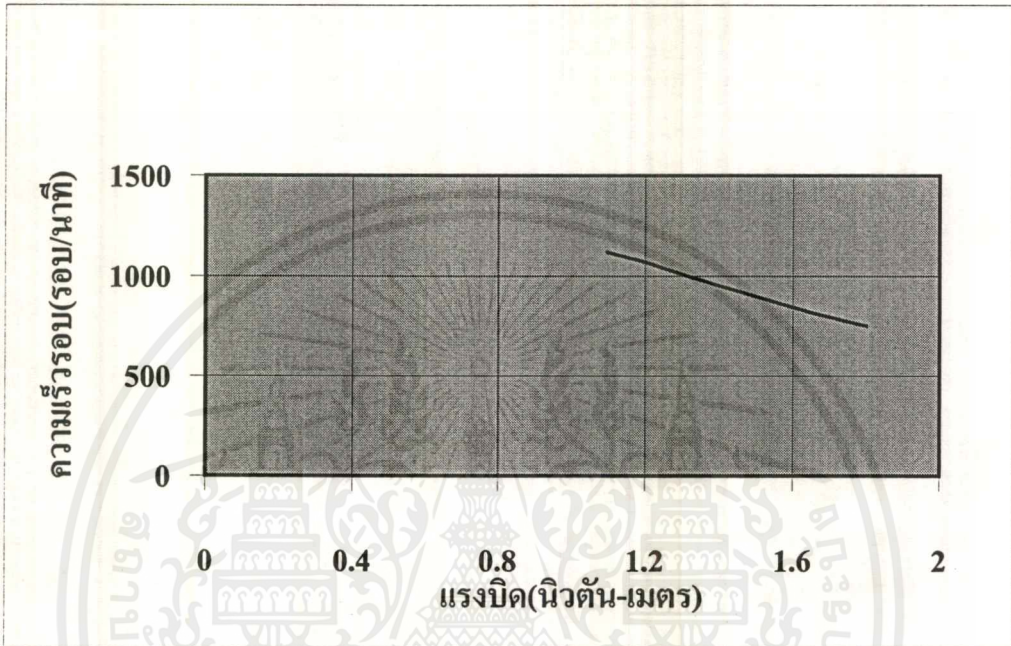
ตารางที่ 6.3 ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิดของมอเตอร์

ความเร็วรอบ(rpm)	แรงบิด (นิวตันเมตร)
1120	1.09
1062	1.21
990	1.33
925	1.45
860	1.56
804	1.68
750	1.8

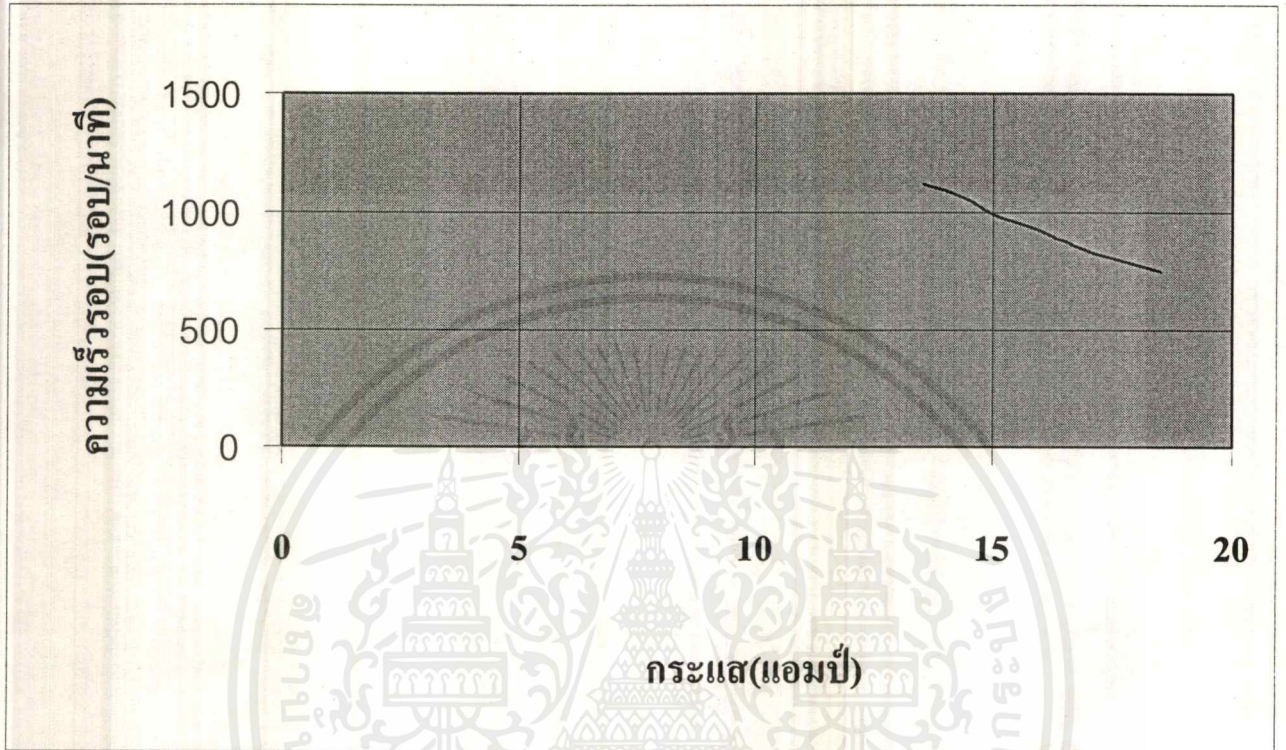
จากตารางที่ 6.3 จะพบว่า ความเร็วรอบจะแปรผกผันกับแรงบิด

เมื่อพิจารณาผลการทดลอง ในการหาค่าพารามิเตอร์ที่โหลดต่างๆ จะพบว่า ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและความเร็วรอบจะแปรผกผันกัน โดยมีลักษณะเป็นเชิงเส้น ดังรูปที่ 6.4 และเนื่องจากกระแสแปรผันตามแรงดันที่โหลดเข้ามอเตอร์ ดังนั้นในการควบคุมความเร็วของมอเตอร์จึงสามารถทำได้โดยการควบคุมแรงดันที่โหลดเข้ามอเตอร์

ส่วนความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและแรงบิดจะแปรผกผันกัน โดยมีลักษณะเป็นเชิงเส้น ดังรูปที่ 6.3 ดังนั้นเมื่อมอเตอร์ต้องใช้แรงบิดสูงๆ จะมีความเร็วรอบที่ต่ำ ซึ่งในโครงการนี้ต้องใช้มอเตอร์ที่มีแรงบิดเริ่มต้นสูงเพื่อสามารถดึงโหลดให้เคลื่อนที่ได้ ดังนั้นความเร็วรอบของมอเตอร์ที่ได้จะมีค่าต่ำ



รูปที่ 6.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วรอบของมอเตอร์



รูปที่ 6.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบและกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

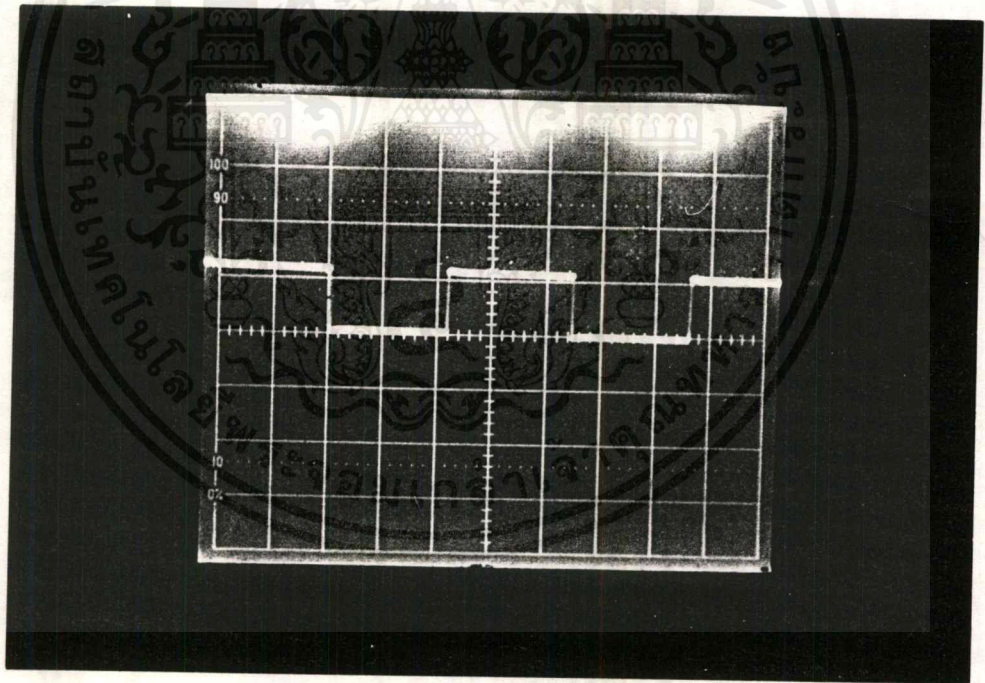
การทดลองที่ 6.2 ทดลองสร้างสัญญาณับขาเกตของอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่ง (IGBT)

วัตถุประสงค์ เพื่อแสดงสัญญาณที่ใช้ับขาเกตของไอจีบีทีที่ได้จากวงจรส่วนต่างๆ

อุปกรณ์	1. ดีซีเฟาเวอร์ซัพพลาย	2	ตัว
	2. ออสซิลโลสโคป	1	ตัว
	3. สายต่อ	10	เส้น

ผลการทดลอง

1. สัญญาณับขาเกต ที่สร้างจาก TL 494 โดยป้อนแรงดัน 12 โวลต์

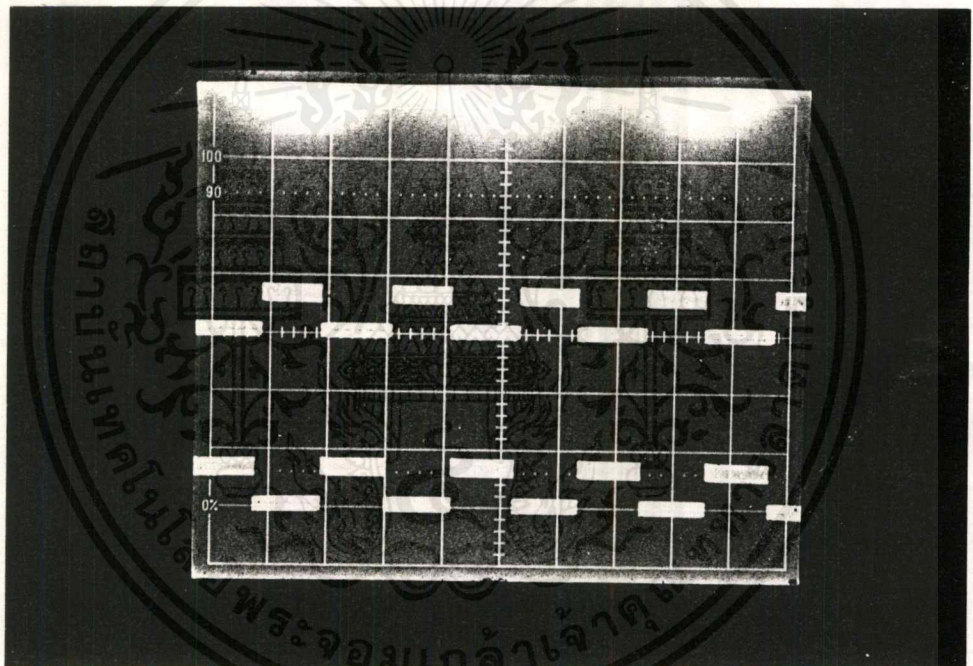


รูปที่ 6.5 สัญญาณับขาเกตที่ได้จาก TL 494 โดยใช้หลักการ PWM

สเกล 10 V/div ความถี่ 5 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. สัญญาณขั้วขาเกตที่ได้จากวงจรสร้างเดดไทม์ (dead time) $6 \mu\text{sec}$

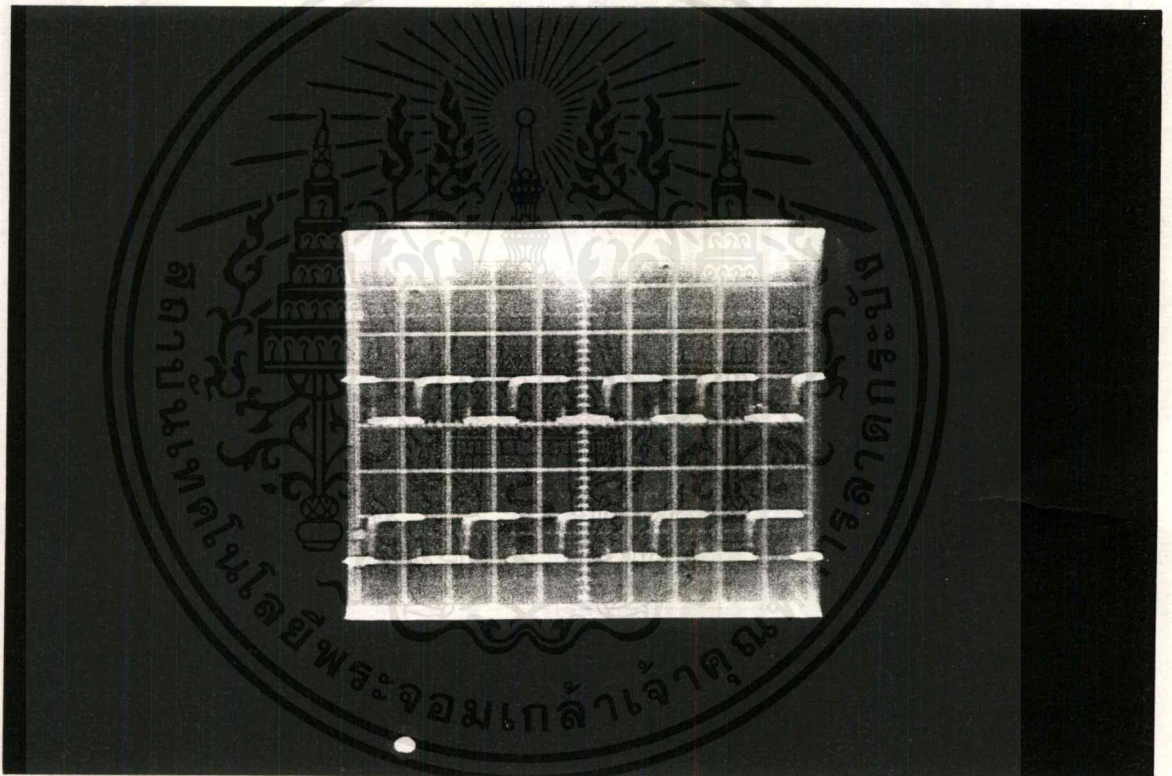


รูปที่ 6.6 สัญญาณที่ได้จากวงจรสร้างเดดไทม์

สเกล 5 V/div $50 \mu\text{sec/div}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. สัญญาณที่ออกจาก opto 6N136 ที่ทำการแยกกราวด์ของส่วนสร้างสัญญาณ
ออกจากส่วนของวงจรเพาเวอร์

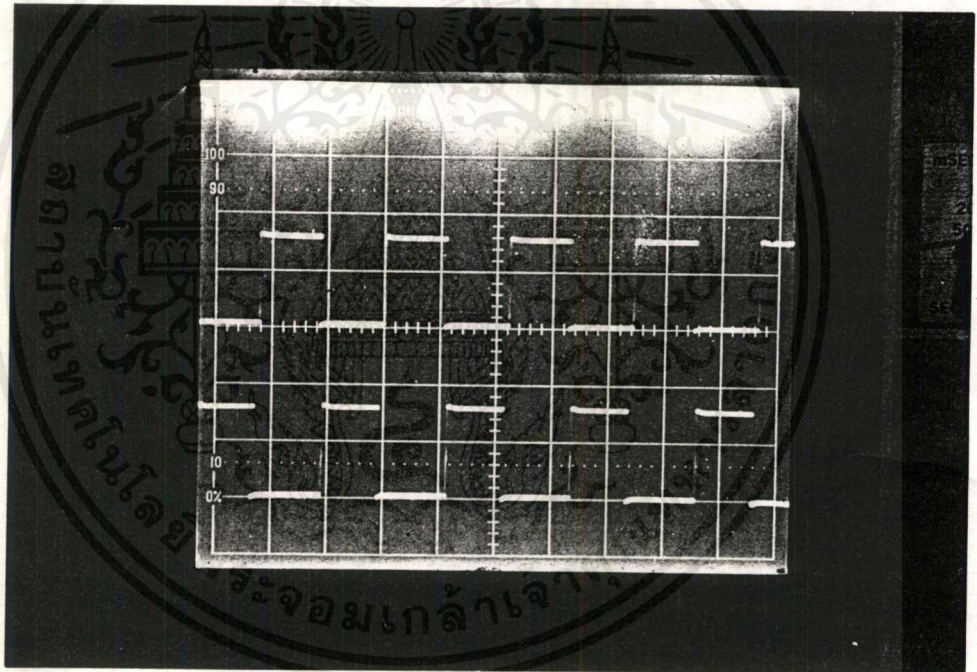


รูปที่ 6.7 สัญญาณที่ออกจาก opto 6N136

สเกล 5 V/div ความถี่ 5 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. สัญญาณที่ออกจากบัฟเฟอร์ 7406 เพื่อยกระดับ และกลับสัญญาณขั้วเกทของไอจีบีที

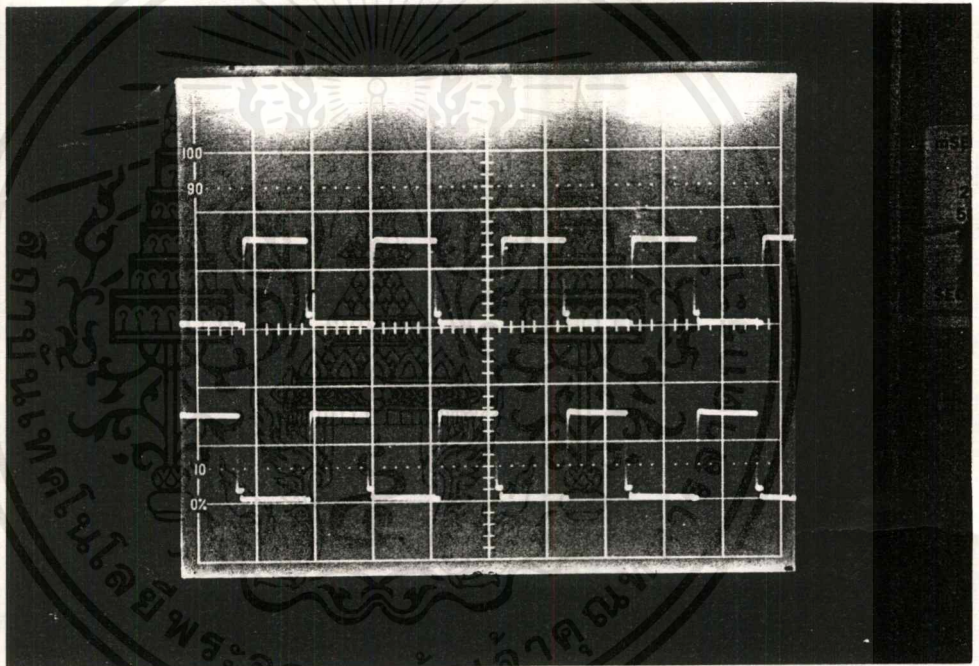


รูปที่ 6.8 สัญญาณที่ออกจากบัฟเฟอร์ 7406

สเกล 10 V/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. สัญญาณที่ได้จาก IR 2113 เพื่อขับขาคาทของไอจีบีที ในที่นี้จะมี IR 2113 เพื่อขับขาคาทอยู่ 2 ชุด ชุดแรกจะขับสัญญาณของไอจีบีที เบอร์ 1 และ 2 อีกหนึ่งชุดจะขับสัญญาณเบอร์ 3 และ 4 แสดงได้ดังรูปที่ 6.9

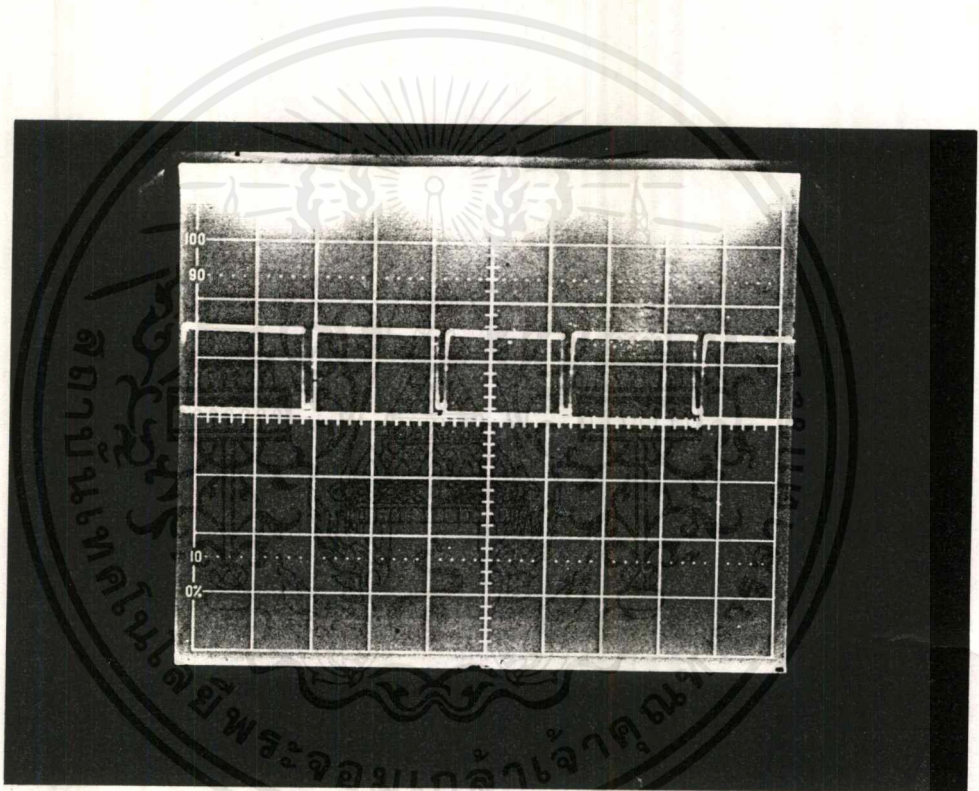


รูปที่ 6.9 สัญญาณที่ได้จาก IR 2113 ที่ใช้ขับขาไอจีบีทีเบอร์ 1 และ 2

สเกล 10 V/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

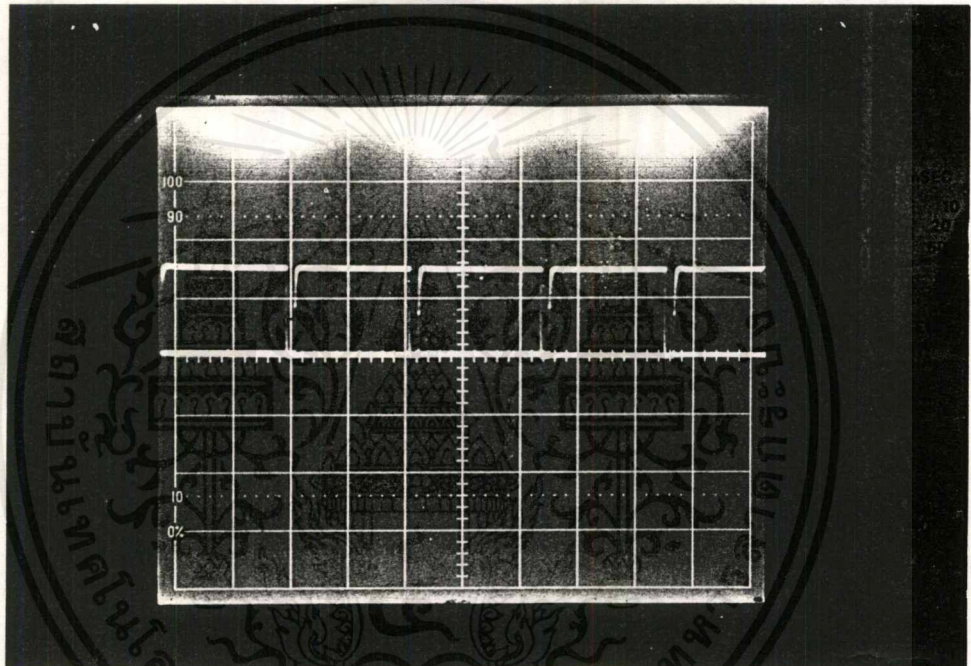
6. สัญญาณที่ได้จากขาเกตของไอซีบีที



รูปที่ 6.10 สัญญาณที่ขั้วขาเกต เบอร์ 1 และ 3 เมื่อเปรียบเทียบเคคไทม์

สเกล 10 V/div $50\ \mu\text{sec/div}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



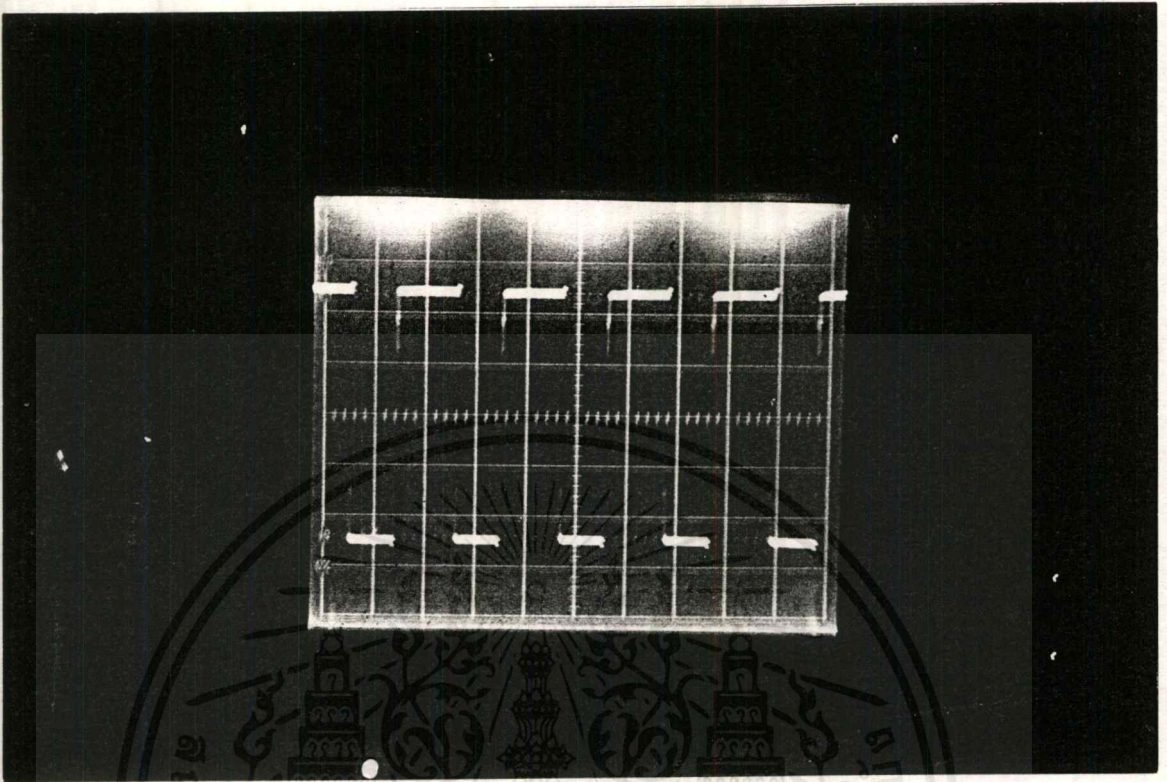
รูปที่ 6.11 สัญญาณที่จับขาทะเบอร์ 2 และ 4 เมื่อเปรียบเทียบกับเคดไทม์

สเกล 10 V/div $50\ \mu\text{sec/div}$

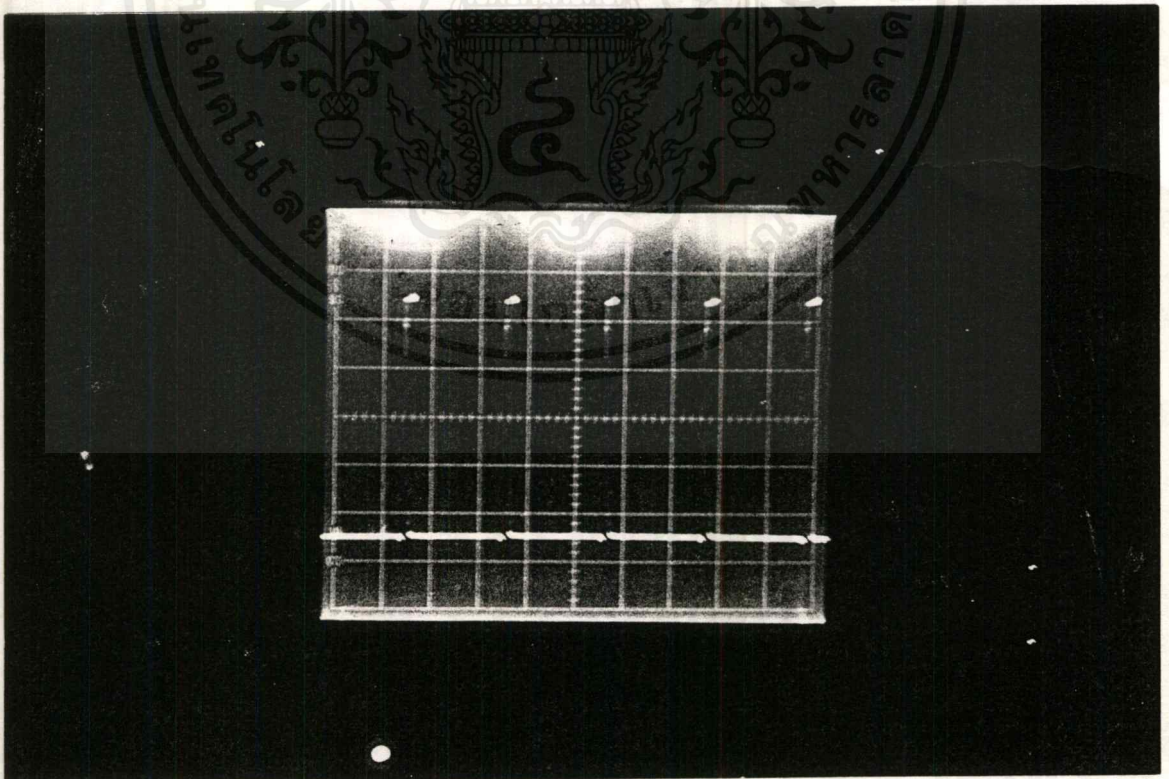
7. แสดงรูปสัญญาณแรงดันเอาต์พุตที่ได้ เมื่อป้อนแรงดันอินพุตเข้าไป 24

โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.12 แร่งคั่นเอาท์พุท ที่ duty ratio 0.5



รูปที่ 6.13 แร่งคั่นเอาท์พุทที่ duty ratio 0.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลองที่ 6.3 หาพารามิเตอร์ของรถจักรยานไฟฟ้า

วัตถุประสงค์ หาคความสัมพันธ์ของ ความเร็ว , แรงบิด และกระแสที่ป้อนเข้า ที่แรงดันคงที่

อุปกรณ์ 1. Tachometer	1	ตัว
2. ดิซีแอมป์มิเตอร์	1	ตัว
3. ดิซีโวลต์มิเตอร์	1	ตัว
4. รถจักรยานไฟฟ้า		

วิธีการทดลอง

จ่ายไฟเข้าตัวมอเตอร์ของรถจักรยานไฟฟ้า โดยใช้วงจรดิซี-ดิซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์ปรับแรงดันไฟฟ้าคงที่ไว้ที่ 24 โวลต์ เมื่อมอเตอร์เริ่มหมุนแล้วจึงค่อยๆบีบเบรกโดยเปรียบเสมือนกับการเพิ่มโหลดให้กับมอเตอร์ แล้ว จึงทำการบันทึกค่ากระแส , ความเร็วรอบ เพื่อนำไปคำนวณหาแรงบิด แล้วหาคความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ต่างๆ

ผลการทดลอง

ตารางที่ 6.4 พารามิเตอร์ต่างๆที่วัดได้

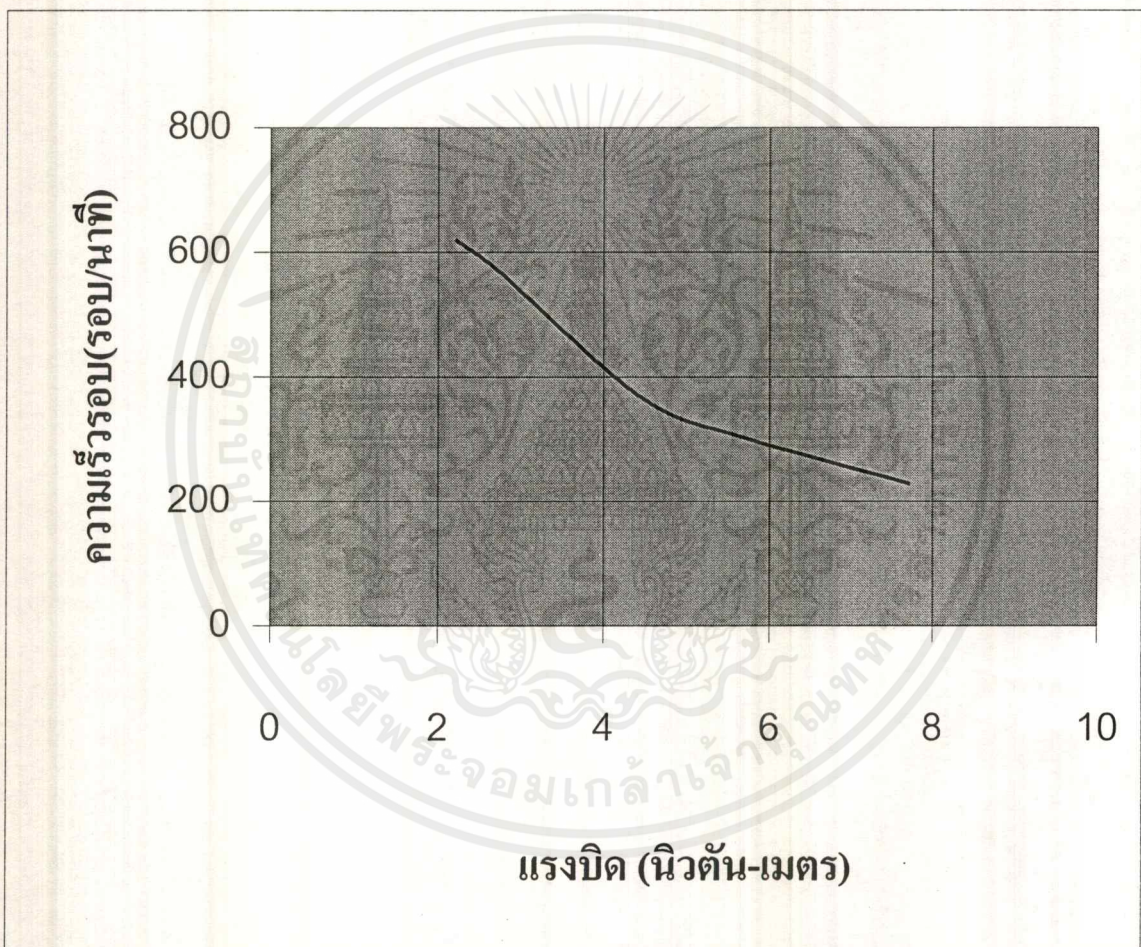
แรงดันไฟฟ้า(โวลต์)	กระแส(แอมป์)	ความเร็ว(rpm)	แรงบิด(นิวตันเมตร)
24	16.3	618	2.23
24	18.5	567	2.76
24	19.3	368	4.44
24	20.3	303	5.68
24	20.8	229	7.7

โดย แรงบิด = (กระแส*แรงดันไฟฟ้า*ประสิทธิภาพ) / ω

ในที่นี้ ประสิทธิภาพ 37 %

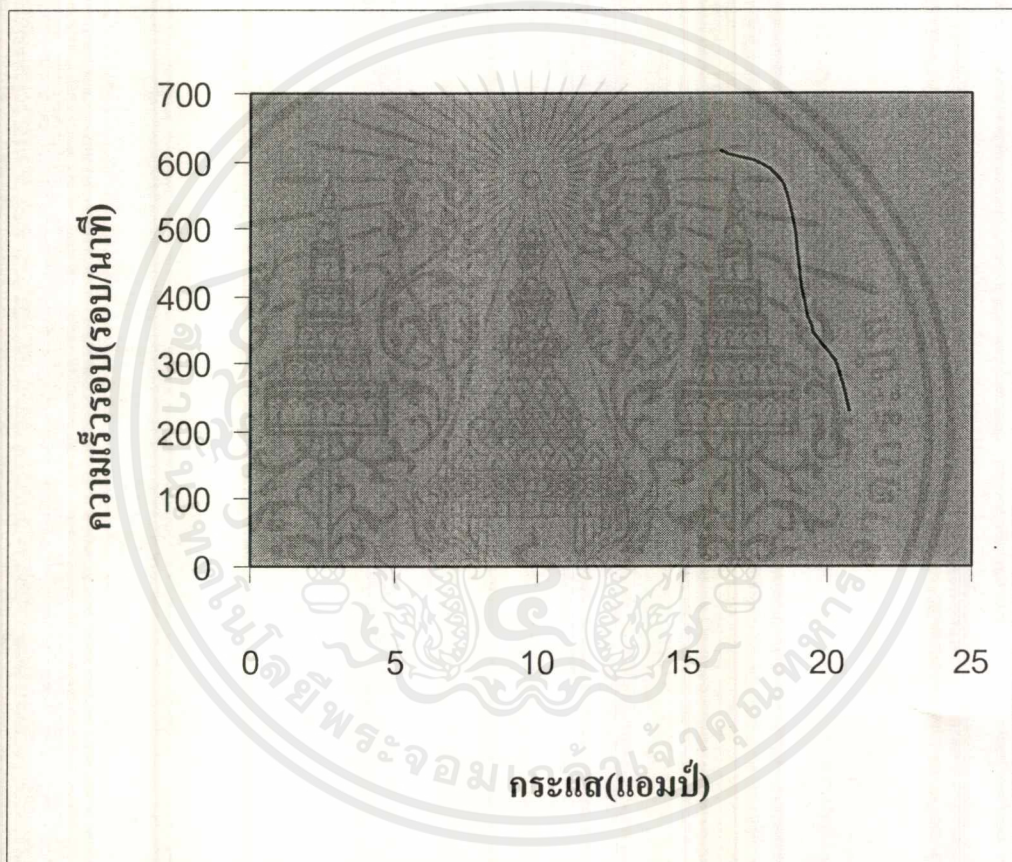
$$\omega = (2*\pi*N)/60$$

จากข้อมูลที่ได้สามารถนำมาเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ต่างๆได้ดังนี้



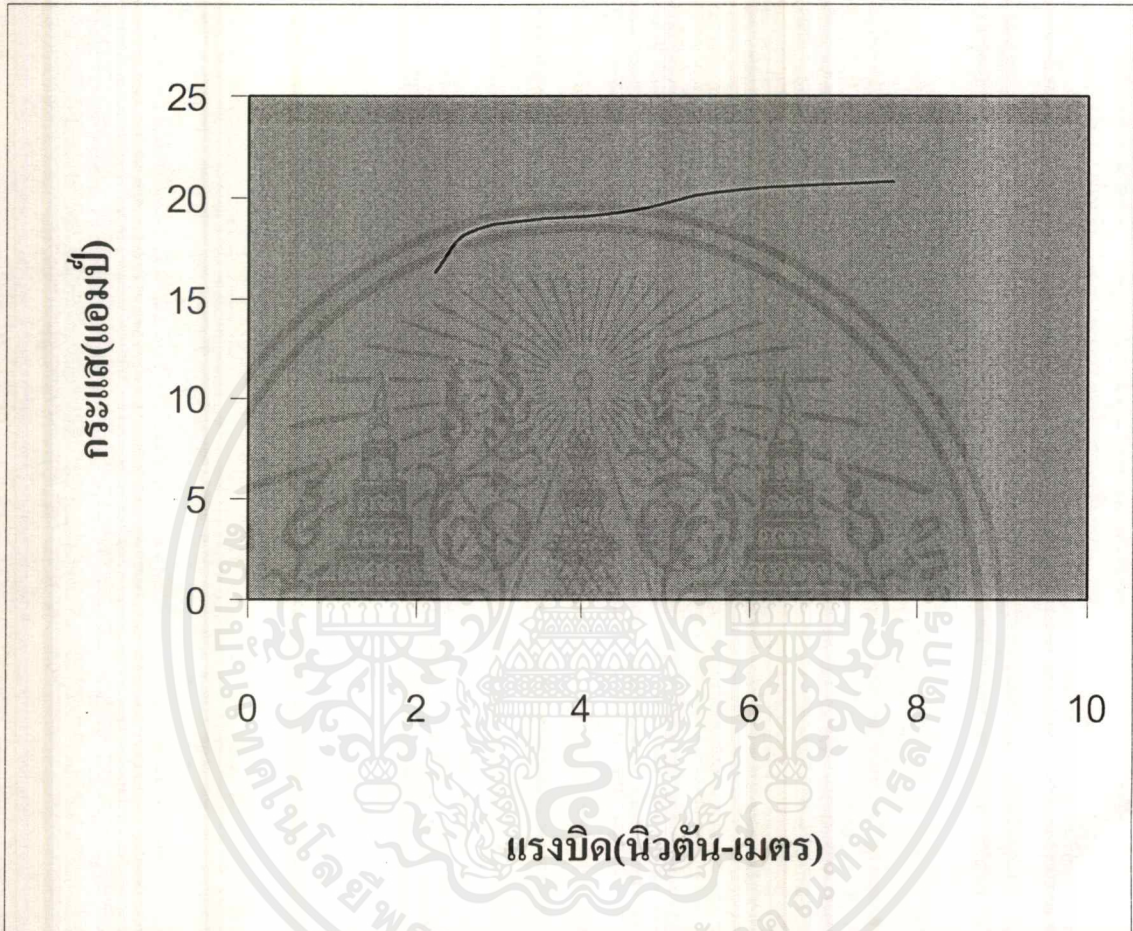
รูปที่ 6.14 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับแรงบิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.15 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6.16 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงบิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

ที่แรงดันไฟฟ้าคงที่ค่าหนึ่งๆ ถ้าโหลดเพิ่มขึ้น นั่นก็คือ ต้องการแรงบิดเพิ่มขึ้น จะทำให้ต้องเพิ่มกระแสที่ป้อนเข้ามอเตอร์เพิ่มขึ้น และมีผลทำให้ความเร็วของมอเตอร์ลดลง

การทดลองที่ 6.4 การทดสอบการปรับความเร็วของรถจักรยานไฟฟ้า

วัตถุประสงค์ เพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วและแรงดันไฟฟ้าที่ป้อนเข้ารถจักรยานไฟฟ้า ที่ โหลดคงที่

อุปกรณ์ 1. Tachometer	1	ตัว
2. ดีซีแอมป์มิเตอร์	1	ตัว
3. ดีซีโวลต์มิเตอร์	1	ตัว
4. รถจักรยานไฟฟ้า		

วิธีการทดลอง

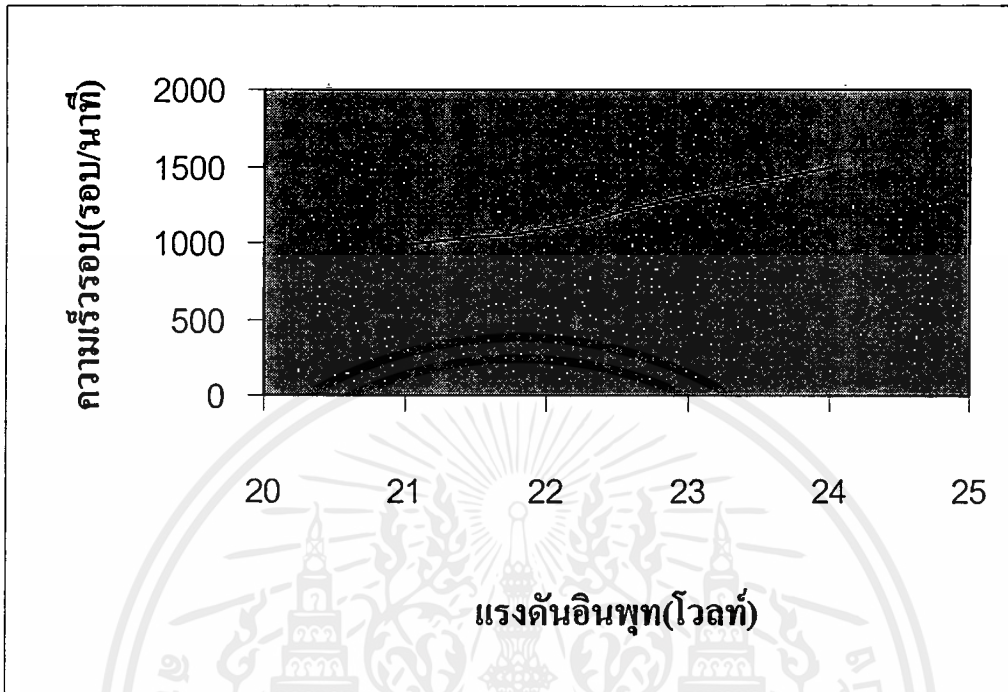
ป้อนไฟเข้ารถจักรยานไฟฟ้า พอเริ่มหมุนจึงค่อยบีบเบรกไว้ที่ค่าๆหนึ่ง (เหมือน โหลดคงที่) จึงทำการปรับแรงดัน แล้วบันทึกค่าแรงดัน , กระแส และ ความเร็วรอบ เพื่อนำไปหาความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์ต่างๆ

ผลการทดลอง

ตารางที่ 6.5 พารามิเตอร์ต่างๆที่วัดได้

แรงดันไฟฟ้า (โวลต์)	กระแส (แอมป์)	ความเร็วรอบ (rpm)
24	9.6	1500
23	8.4	1310
22	7.9	1100
21	7.1	990
20	6.2	856

จากข้อมูลที่ได้อ่าน สามารถนำมาเขียนกราฟแสดงความสัมพันธ์ต่างๆ ได้ดังนี้



รูปที่ 6.17 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วกับแรงดัน

สรุปผลการทดลอง

พิจารณาที่โหลดคงที่ เมื่อปรับแรงดันไฟฟ้าที่ให้กับรถจักรยานไฟฟ้าโดยใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์ จะพบว่าความเร็วรอบของล้อรถจะเปลี่ยนไป โดยความเร็วรอบของล้อรถจะแปรผันตรงกับแรงดันที่ป้อนเข้า ดังนั้นจะเห็นว่าเราสามารถควบคุมความเร็วรอบของล้อรถได้โดยการปรับแรงดันที่ป้อนให้กับรถจักรยานไฟฟ้า โดยที่ความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าและความเร็วรอบจะเป็นลักษณะเชิงเส้นดังรูป 6.17 เมื่อลดแรงดันลงเล็กน้อย นั่นคือ กระแสไหลเข้าลดลง ส่งผลให้ความเร็วรอบของล้อรถลดลง

บทที่ 7

สรุปผลและวิจารณ์

จากโครงการนี้ ผลการทดลองที่ได้สอดคล้องกับวัตถุประสงค์ที่ได้ตั้งเอาไว้ คือสามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้โดยใช้วงจรตีซีทุติยคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ด้วยการปรับความถี่เรโซของสัญญาณทริกขาเกตอุปกรณ์สวิทซ์ซึ่ง(ไอจีบีที) อีกทั้งยังบรรลุถึงขอบเขตของโครงการที่ตั้งไว้ คือสามารถสร้างเป็นรถจักรยานไฟฟ้าให้สามารถวิ่งได้ โดยสามารถวิ่งได้ 1.8 กิโลเมตรต่อชั่วโมงที่พิกัดแรงดัน 24 โวลต์ โดยต่อมอเตอร์เป็นแบบมอเตอร์กระแสตรงแบบอนุกรม ซึ่งในโครงการนี้ มอเตอร์ที่ใช้เป็นมอเตอร์เก่า อีกทั้งยังมีกำลังต่ำและประสิทธิภาพไม่สูงนักทำให้ความเร็วที่ได้จากตัวมอเตอร์อาจจะต่ำไป ซึ่งมอเตอร์ที่จะใช้ในโครงการนี้ ควรเป็นมอเตอร์ที่ใช้กระแสขณะสตาร์ทต่ำ อีกทั้งให้แรงบิดขณะสตาร์ทสูงด้วย ซึ่งจะทำให้รถจักรยานไฟฟ้าออกตัวได้ง่ายและมีความเร็วที่สูงกว่านี้

ในส่วนของวงจรควบคุม ควรต้องมีการปรับปรุงให้มีส่วนของระบบป้องกันของวงจรสร้างสัญญาณทริกและวงจรขับอุปกรณ์สวิทซ์ซึ่ง(ไอจีบีที)ให้มีความปลอดภัยมากกว่านี้ เนื่องจากในโครงการนี้ยังไม่มีส่วนของอุปกรณ์ป้องกัน จึงเป็นสาเหตุให้อุปกรณ์ขับอุปกรณ์สวิทซ์ซึ่งในโครงการนี้ใช้ IR 2113 เสียหายได้ง่าย

อุปสรรคในการทำโครงการนี้ ส่วนใหญ่เกิดมาจากอุปกรณ์ในภาควิชามีไม่เพียงพอต่อความต้องการใช้ของนักศึกษาในแต่ละกลุ่ม ทำให้การทำงานบางอย่างล่าช้ากว่าที่ควรจะเป็น อีกทั้งกลุ่มผู้ทำโครงการนี้มีความรู้ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง และ ทางด้านเครื่องกลน้อย จึงทำให้งานต่างๆล่าช้าไม่เป็นไปตามที่วางแผนไว้

ภาคผนวกที่ 1

Insulate Gate Bipolar Transistor (IGBT)

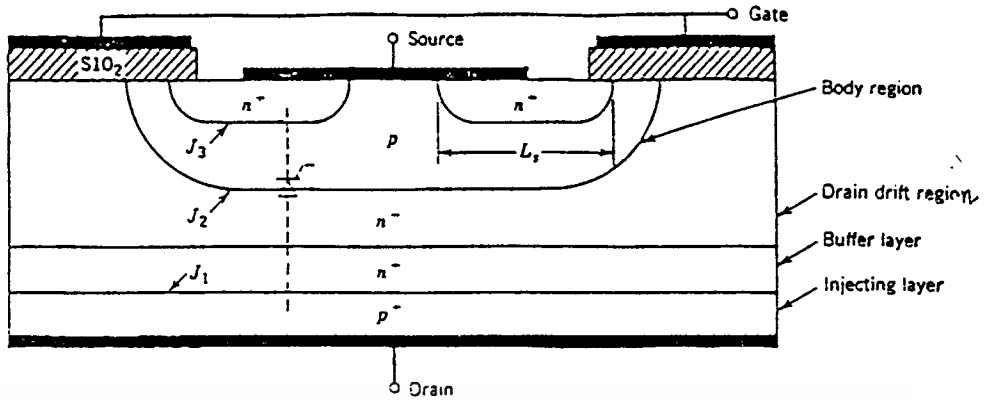
บทนำ

ไบโพลาร์จังก์ชันทรานซิสเตอร์หรือบีเจที (Bipolar junction transistor (BJT)) และ มอสเฟต (MOSFET) ต่างก็มีลักษณะเด่นต่างกันไป บีเจทีจะมีกำลังสูญเสียขณะนำกระแสต่ำ และยังมีอัตราทนแรงดันสูง แต่จะมีความเร็วในการสวิตซ์ต่ำ และจะมีช่วงหยุดนำกระแสสั้น ส่วนมอสเฟตสามารถที่จะเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็วกว่า จากข้อดีของอุปกรณ์ทั้งสองจึงทำให้มีการประดิษฐ์อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำชนิดใหม่ขึ้นมา โดยรวมเอาบีเจที และ มอสเฟตลงในแผ่นเวเฟอร์ เดียวกันเรียกว่า Insulate Gate Bipolar Transistor (IGBT) ซึ่งคาดว่าจะมีการนำไปใช้กันอย่างแพร่หลายต่อไปในอนาคต ชื่ออื่น ๆ ของอุปกรณ์ชนิดนี้ก็มี GEMFET ,COMFET (conductivity-Modulated Field Effect Transistor) , IGT (Insulate-gate Transistor) และ Bipolar-Mode MOSFET หรือ Bipolar-MOS-Transistor ในส่วนนี้เราจะได้กล่าวถึงโครงสร้างและคุณสมบัติต่าง ๆ รวมทั้งคำจำกัดในการทำงาน ซึ่งจะได้นำไปใช้งานได้อย่างถูกต้องต่อไป

โครงสร้างของไอจีบีที

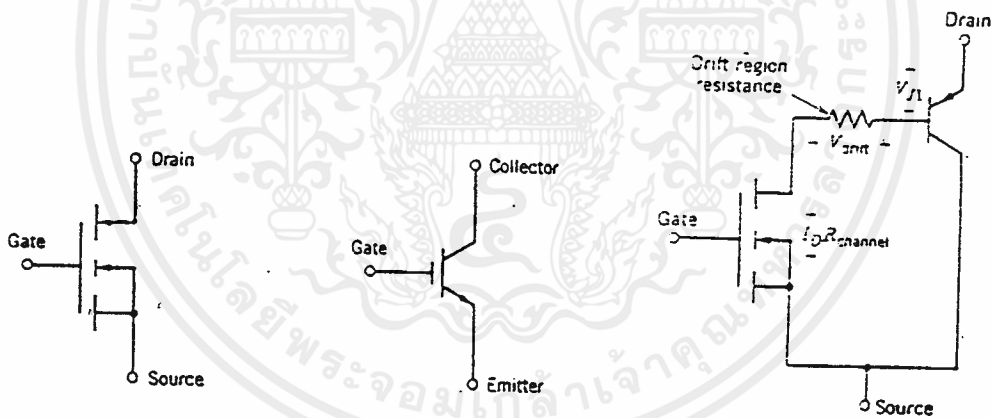
จากภาพตัดขวางของ n-channel IGBT ในรูป ผ.1 จะมีโครงสร้างที่คล้ายกับโครงสร้างของมอสเฟตมาก แต่จะมีข้อแตกต่างกันคือ จะมีชั้น P^+ ที่ต่ออยู่กับขาคเรน(Drain) ของไอจีบีทีรอยต่อ p-n junction มีชั้น j_1 จะเป็นรอยต่อที่จะทำให้มี minority carries เคลื่อนผ่านไปยังชั้น Drain drift region ส่วนระหว่าง เกต (gate) กับ ซอส (source) ของไอจีบีที จะมีโครงสร้างคล้ายกับมอสเฟต

จากรูป ผ.1 โครงสร้างของไอจีบีที จะเหมือนกับมีไทริสเตอร์อยู่ภายในเนื่องจากการโด๊ป (dope) สาร ทำให้เกิดเป็นรอยต่อที่มีคุณสมบัติเป็นไทริสเตอร์อยู่ภายใน ความหนาแน่นของชั้นสารและความหนาของชั้นเป็นสิ่งที่สามารถจะปรับปรุงการทำงานของไอจีบีทีได้ โดยมีเหตุผลสำคัญอยู่ 2 ประการ คือ ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมในการนำกระแสต่ำ และ สองจะมีค่าเทิร์นออฟไทม์ (turn off time) สั้น แต่อย่างไรก็ตามการที่ทําเช่นนี้ จะทำให้ลดความสามารถในการทนแรงดัน (reverse blocking capability) ต่ำลง



รูปผ.1 แสดงโครงสร้างของไอจีบีที

สัญลักษณ์ของ n-channel IGBT ได้แสดงดังรูป ผ.2 (ก) สัญลักษณ์นี้จะคล้าย ๆ กับ n-channel มอสเฟต แต่จะเพิ่มหัวลูกศรที่ชี้เข้าไปข้างในที่ขาเดรน ซึ่งแสดงถึงทิศทางกรไหลของอิเล็กตรอน รูป ผ.2 (ข) แสดงวงจรสมมูลของไอจีบีที ซึ่งจะมีลักษณะของมอสเฟต ทางด้านเอาต์พุตจะมีลักษณะของทรานซิสเตอร์



รูป ผ.2 (ก) แสดงสัญลักษณ์ของ n-channel IGBT

(ข) แสดงวงจรสมมูลของไอจีบีที

คุณสมบัติในการสวิตช์

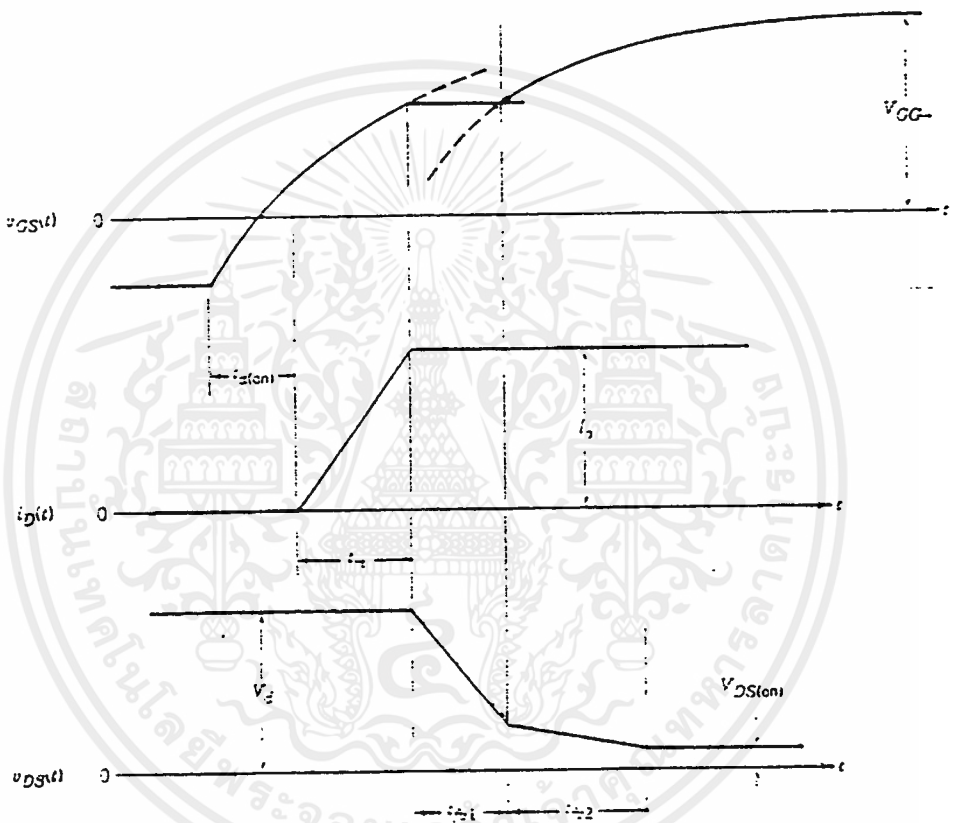
ภาวะนำกระแส

เส้นกราฟของแรงดันและกระแสขณะเปิดของไอจีบีที จะคล้ายกับของมอสเฟต จากรูป ผ.3 เป็นการให้แรงดันที่เกต จาก 0 ถึง V_{gs} , turn on delay time : $t_{(on)}$ คือช่วงเวลาตั้งแต่แรงดัน V_{gs} ตั้งแต่ 0 - $V_{gs(th)}$ เพราะว่ากระแสที่ไหลผ่าน C_{gs} และ C_{gd} ทำให้อัตราการเพิ่มของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด การนำ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{gs} เป็นแบบ exponential แรงดันครั้น V_d จะยังคงที่จนกว่า $i_d < I_o$ (ไดโอดในตัวมอสเฟต จะเริ่มนำกระแส) ช่วงเวลานี้จะเรียกว่า current rise time : t_{r1} ช่วงเวลา t_{r1} เป็นช่วงที่มันทำงานอยู่ในย่าน active ส่วนช่วงเวลา t_{r2} เป็นช่วงเวลาที่มันทำงานอยู่ในช่วง ohmic region ส่วนค่าแรงดัน $V_{ds(on)}$ คือแรงดันตกคร่อมมอสเฟต ขณะนำกระแสที่เกิดจาก $I_o * R_{ds(on)}$

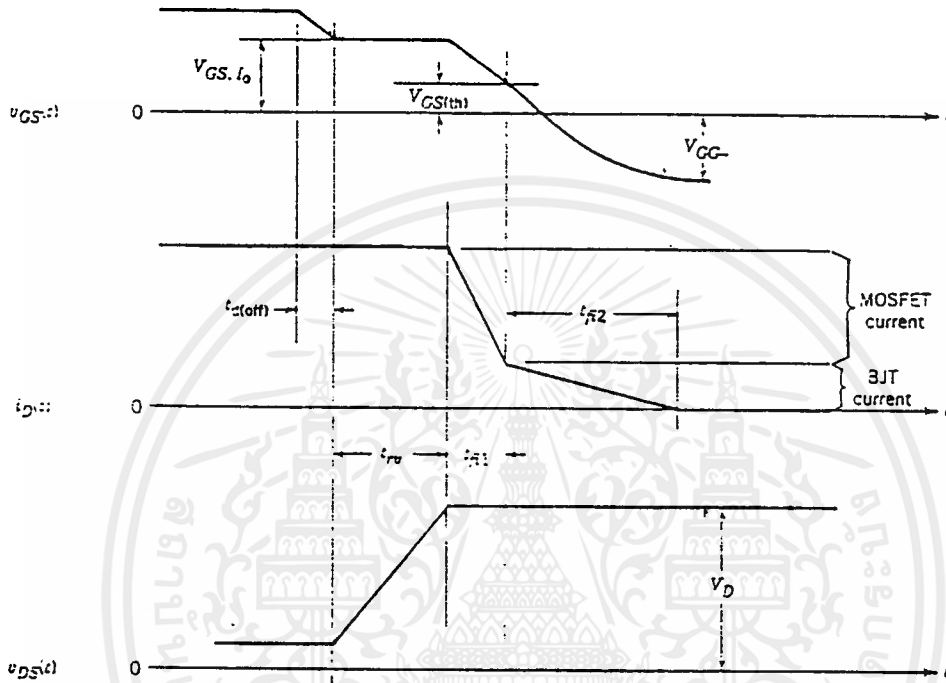


รูป ผ.3 ภาวะนำกระแส

ภาวะหยุดนำกระแส

ลักษณะกราฟของแรงดันและกระแสขณะปิดของ ไอจีบีที จะเป็นดังรูป ผ.4 ซึ่ง คล้ายกับมอสเฟต แต่ข้อแตกต่างที่เด่นชัด คือ turn off ของ ไอจีบีที กระแสที่ลดลงอย่างทันทีจะ เกิด 2 ช่วง คือ ช่วงแรกเป็นการหยุดนำกระแสของมอสเฟตภายในตัวไอจีบีที ส่วนช่วงเวลาที่

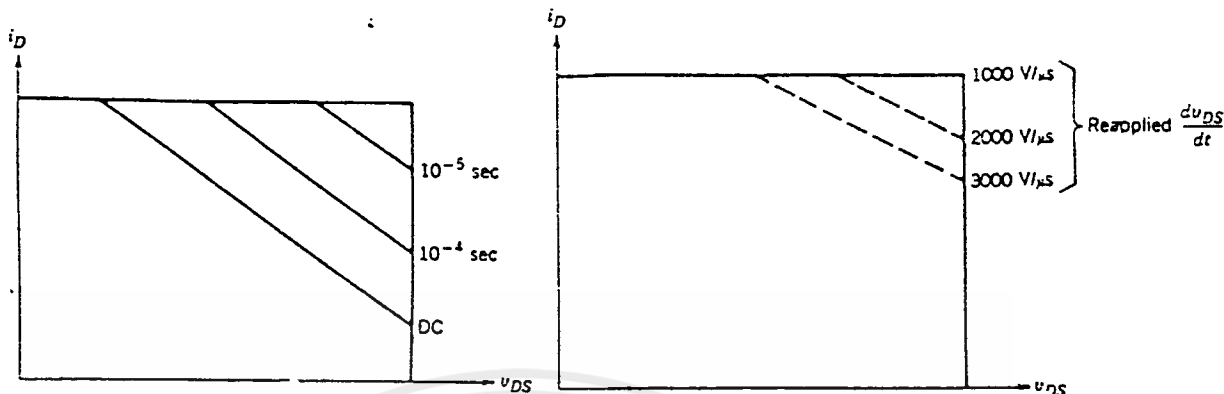
สอง จะเป็นช่วงที่หยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์ภายใน ซึ่งช่วงเวลานี้จะนานกว่าช่วงแรกซึ่งจะทำให้เกิดกำลังสูญเสียได้มาก



รูป ผ.4 ภาวะหยุดนำกระแส

ขอบเขตปลอดภัยในการทำงาน

forward bias safe operation area แสดง ดังรูป ผ.5 (ก) เมื่อเทียบกับมอดเฟทแล้วจะพบว่าไอจีบีที สามารถทำงานได้ในช่วงที่กว้างกว่าเมื่อมีเวลาในการสวิตซ์ซึ่ง (switching time) เท่ากัน reverse bias safe operation area แสดงดังรูป ผ.5 (ข) จะแตกต่างกับ FBSOA คือจะขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน drain-source เทียบกับเวลา



รูป ผ.5 (ก) forward bias safe operating area (ข) reverse bias safe operating area

วงจรรีบเกิดและวงจรมับเบอร์

วงจรรีบของไอจีบีที จะเหมือนกับวงจรรีบของมอสเฟต เป็นวงจรรีบ gate-source drive voltage โดยจะต้องสามารถจ่ายกระแสได้อย่างมากพอเพียงที่จะชาร์จ ตัวเก็บประจุที่อยู่ภายใน ได้อย่างรวดเร็ว และการออกแบบจะต้องให้สายที่ต่อจากวงจรรีบ ไปขามเกตส์ันที่สุดเท่าที่จะทำได้ เพื่อไม่ให้เกิดการออสซิลเลท (oscillate) หรืออาจจะแก้ไขได้โดยต่อความต้านทานอนุกรมที่ขามเกต

จาก safe operating area ที่เกือบจะเป็นสี่เหลี่ยม นั้นคือมันสามารถทนแรงดันและกระแสได้สูงนั่นเอง วงจรมับเบอร์บางครั้งจึงไม่จำเป็นต้องใช้ แต่สำหรับงานพิเศษบางอย่าง ที่จำเป็นต้องใช้วงจรมับเบอร์

การเปรียบเทียบคุณสมบัติของ IGBT กับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งประเภทอื่น ๆ

คั้งที่ได้กล่าวมาแล้ว ไอจีบีที มีความต่างศักย์ตกคร่อมใกล้เคียงกับทรานซิสเตอร์ ขณะที่มีความต้านทานด้านอินพุตสูง และมีความเร็วในการ turn on สูง เหมือนมอสเฟต

ที่ย่านการใช้งานที่ความถี่ปานกลางสามารถนำไอจีบีทีไปใช้งานแทนมอสเฟต ทรานซิสเตอร์ และไทรสเตอร์ ได้อย่างมีประสิทธิภาพ เมื่อเทียบกับไทรสเตอร์ทั่วไป ไอจีบีทีจะมีความเร็วในการสวิตซ์ซึ่งสูงกว่า และมีความต้านทานของอินพุตสูงกว่า สามารถทนต่ออัตรา การเปลี่ยนแปลงความต่างศักย์ dv/dt ที่สูงกว่า และมีวงจรรีบที่ไม่ยุ่งยากซับซ้อน ในขณะที่ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์บางประเภท เช่น GTO ซึ่งสามารถควบคุมการ on/off ได้ ด้วยสัญญาณควบคุมที่ป้อนเข้าขาเกตได้ แต่ต้องการกระแสไหลกลับในการ off ของ GTO ในขณะที่การ off ของ IGBT ทำได้โดยการให้ตัวเก็บประจุที่ขาเกต ได้ขับประจุออกมา แต่ทรานซิสเตอร์มีความต่างศักย์ตกคร่อมในสถานะ on ต่ำกว่าไอจีบีที และมีค่าพิกัดการทนต่อกระแสเลิร์จ (Surge-current) ที่สูงกว่าไอจีบีที

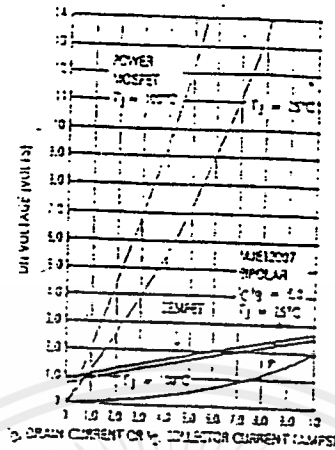
ในการเปรียบเทียบความง่ายของวงจรขับ ให้สมมติว่าต้องการให้อุปกรณ์รับกระแสได้ 10 แอมป์ ถ้าใช้ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง จะต้องการกระแสมากเพื่อที่จะควบคุมทรานซิสเตอร์ให้ทำงานตามต้องการ เพราะว่าทรานซิสเตอร์กำลัง มีค่าความต่างศักย์ที่ต่ำมาก ยกตัวอย่าง เช่น ทรานซิสเตอร์ที่ต้องการมีค่าโวลต์เท่ากับ 5 ในการที่จะจ่ายกระแสคอลลคเตอร์ ได้ถึง 10 แอมป์ จะต้องป้อนกระแสประมาณ 2 แอมป์ เข้าที่ขาเบส (Base) ของทรานซิสเตอร์ ในขณะที่ไอจีบีทีที่ควบคุมการทำงานด้วยความต่างศักย์ที่ป้อนเข้าระหว่างขาเกตและอิมิตเตอร์ (Emitter) ซึ่งต้องการการแสจ่านวนน้อยมาก อยู่ในหน่วยนาโนแอมป์ ก็สามารถทำให้ ไอจีบีทีทำงานได้ ซึ่งจะเห็นได้ว่าวงจรขับของ ไอจีบีที มีความง่ายกว่าวงจรของทรานซิสเตอร์มาก

ทรานซิสเตอร์ อาจจะใช้วงจรคาร์ลิ่งตัน (Darlington) ในการขยายค่า เพื่อทำให้วงจรขับง่ายขึ้น แต่ความต่างศักย์ตกคร่อมในสถานะ ออน จะสูงขึ้น

ส่วนวงจรขับของไอจีบีที กับ มอสเฟต มีคุณสมบัติใกล้เคียงกันมาก จนสามารถใช้แทนกันได้ แต่ถ้าใช้งานในด้านความถี่ปานกลาง ที่พิกัดกระแสและความต่างศักย์สูงแล้ว ก็ควรจะเลือกใช้ ไอจีบีที ในการทำงานแทน มอสเฟต เนื่องจากมีความต่างศักย์ตกคร่อมในสถานะออนต่ำกว่า

การเปรียบเทียบกำลังที่สูญเสียในสถานะออน

ข้อได้เปรียบของ ไอจีบีที ที่เหนือ มอสเฟต คือ มีความต้านทานในขณะนำกระแสที่ต่ำกว่า V_{on} ของมอสเฟต ที่ใช้กับความต่างศักย์สูง ๆ จะมีค่าสูงตามไปด้วย และจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิของรอยต่อ และกระแสครนเพิ่มขึ้น ต่างกับไอจีบีที ความต้านทานจะไม่เพิ่มเปลี่ยนแปลงมากนัก เมื่อกระแสและอุณหภูมิเปลี่ยนแปลง



รูป ผ.6 เปรียบเทียบแรงดันในสถานะอนที่กระแสครนค่าต่างๆ
ที่อุณหภูมิ 25 และ 100 องศาเซลเซียส

จากรูป ผ.6 เปรียบเทียบความต่างศักย์คกร้อมในสถานะอนของมอสเฟท (MTP4N50) และ ไอจีบีที(MIM20N50) ที่กระแสครนค่าต่าง ๆ และที่อุณหภูมิของรอยต่อที่ 25 และ 100 องศาเซลเซียส เพราะมอสเฟทไม่มีค่าความต่างศักย์ออฟเซท (offset voltage) ดังนั้นที่กระแสต่ำ ๆ มอสเฟทจะมีความต่างศักย์คกร้อมเพียงเล็กน้อย แต่ที่อุณหภูมิสูง ๆ ความต่างศักย์คกร้อมของมอสเฟทกลับมีค่ามากกว่าของ ไอจีบีที และจากในรูปจะเห็นว่า ความต่างศักย์ในสถานะอนของทรานซิสเตอร์ขึ้นกับค่า และกระแส เบส

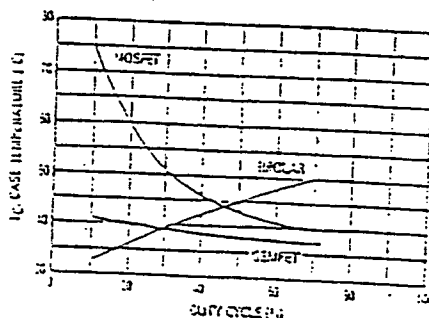
ประสิทธิภาพในการนำกระแส ไม่ได้กำหนดด้วยความต่างศักย์เพียงอย่างเดียว แต่กระแส เบส หรือกระแสเกต ก็เป็นปัจจัยหนึ่งที่ต้องคิดถึง เนื่องจากความต้านทานของอินพุตของไอจีบีทีมีค่าสูงมาก ทำให้ประสิทธิภาพของ ไอจีบีที ในสถานะอนมีค่าใกล้เคียงกับประสิทธิภาพของทรานซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการเปรียบเทียบมีค่าเท่ากับ 5 ซึ่งจะมีกำลังงานสูญเสียเนื่องจากกระแส เบส สูงมาก

เปรียบเทียบประสิทธิภาพในขณะออน ของอุปกรณ์แต่ละชนิดได้ใช้อุปกรณ์ต่อไปนี้ ในการเปรียบเทียบ ได้แก่ ทรานซิสเตอร์ (MJE1300C) พิกัด 8 A , 400 V และมอสเฟท (MTP4N50) 4 A , 500 V และ ไอจีบีที (MGM 20N50) 20 A , 500 V ความถี่ในการสวิตซ์ซึ่งคงที่ที่ 90 Hz แต่ ดิวตี้ไซเคิลปรับเปลี่ยนได้ตั้งแต่ 9% - 71% ในการจ่ายโหลดให้แม้มอเตอร์

ตาราง ผ.1 แสดงประสิทธิภาพในสภาวะออน : Pulse Width Modulation ของมอเตอร์ กระแสตรง

	Pulse Width (ms)	Duty Cycle %	I _C (max) or I _Q (max) (A)	Case Temp (°C)	Power Dissipation (W)	V _{CE} or V _{CE(spk)} (Volts)	V _{DS} or V _{CE(spk)} (Volts)	Relative Power Out (Speed)	Relative Power In
3EMFET (MTP20N50)	3.0	71	0.75	37.2	0.69	1.0	1.75	78	2.0
	5.0	54	1.0	37.4	0.70	1.1	2.0	77	2.0
	4.0	35	1.5	33.5	0.75	1.1	2.5	73	2.0
	2.0	18	2.75	39	0.79	1.5	3.0	64	2.0
	1.0	9.0	4.50	40.9	0.86	2.0	3.5	49	2.0
MOS (MTP4N50)	3.0	71	0.75	38.6	0.76	1.0	1.75	78	2.0
	5.0	54	0.90	42.1	0.91	1.3	2.25	77	2.0
	4.0	35	1.25	43.4	1.22	2.0	3.25	70	2.0
	2.0	18	2.25	52	1.77	4.5	6.50	48	2.0
	1.0	9.0	3.50	7.1	2.44	7.5	11.30	18	2.0
BIPOLAR (MJE1300C)	3.0	71	0.90	49.7	1.24	0.1	0.3	32	140
	5.0	54	1.1	45.7	1.06	0.2	1.3	31	104
	4.0	35	1.5	40.7	0.85	0.2	1.5	78	72
	2.0	18	2.75	34.8	0.59	0.3	1.0	70	35
	1.0	9.0	4.5	32.5	0.50	0.5	5.0	59	20

T_{amb} = 11.2°C T_A = 21.2°C f = 90 Hz V_{DD} = 14V R_{th(j-c)} = 20°C/W



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตาราง ผ.1และรูป พอจะสรุปได้ดังนี้

1. ถึงแม้ว่า ทรานซิสเตอร์จะมีความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะอนด้า แต่ทรานซิสเตอร์ก็ไม่ได้เป็นอุปกรณ์ที่มีประสิทธิภาพดีที่สุดที่ คิวตี้ไซเคิล เนื่องจากการกินกระแส เบส สูง

2. มอสเฟต มี แรงดันสูง โดยเฉพาะที่ค่ากระแสสูง ๆ และอุณหภูมิ ขณะที่คิวตี้ไซเคิลลดลง ทำให้ความเร็วของมอเตอร์ลดลง และ แรงเคลื่อนไฟฟ้าสวนกลับลดลงด้วย เมื่อแรงเคลื่อนไฟฟ้าสวนกลับลดลงความต่างศักย์ของมอเตอร์ส่วนที่ทำให้เกิดงานจะสูงขึ้น ซึ่งมีผลให้กระแสไหลสูงขึ้น ทำให้อุณหภูมิสูงขึ้น

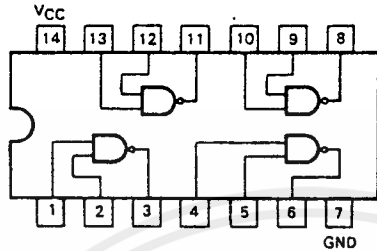
3. อุณหภูมิ ไอจีบีทีค่อนข้างคงที่ไม่ว่าสภาพจะเปลี่ยนแปลงไปอย่างไร ต้องการกำลังอินพุตต่ำมาก และไม่ส่งผลกระทบต่อกำลังงานสูญเสียที่คิวตี้ไซเคิลสูง ๆ ที่ค่าคิวตี้ไซเคิลต่ำ ๆ กระแสสูง ไอจีบีทีจะมี V_{ce} ต่ำกว่าของมอสเฟตและมีอุณหภูมิต่ำกว่าด้วย

จากการเปรียบเทียบจะเห็นว่า ไอจีบีทีมีข้อได้เปรียบมากกว่า ยิ่งกระแสสูงขึ้นจะยิ่งได้เปรียบอย่างเห็นได้ชัด เพราะทรานซิสเตอร์จะมีกำลังสูญเสีย เนื่องจากกระแสเบสที่เพิ่มขึ้น ส่วนมอสเฟตก็จะมี ความต่างศักย์ตกคร่อมในสภาวะอนด้า สูงขึ้น



**MC54F00
MC74F00**

QUAD 2-INPUT NAND GATE



J Suffix — Case 632-07 (Ceramic)
N Suffix — Case 646-05 (Plastic)

**QUAD 2-INPUT NAND GATE
FAST™ SCHOTTKY TTL**

4

GUARANTEED OPERATING RANGES

SYMBOL	PARAMETER		MIN	TYP	MAX	UNIT
V _{CC}	Supply Voltage	54, 74	4.5	5.0	5.5	V
T _A	Operating Ambient Temperature Range	54 74	-55 0	25 25	125 70	°C
I _{OH}	Output Current — High	54, 74			-1.0	mA
I _{OL}	Output Current — Low	54, 74			20	mA

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS			UNITS	TEST CONDITIONS
		MIN	TYP	MAX		
V _{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage
V _{IL}	Input LOW Voltage			0.8	V	Guaranteed Input LOW Voltage
V _{IK}	Input Clamp Diode Voltage			-1.2	V	V _{CC} = MIN, I _{IN} = -18 mA
V _{OH}	Output HIGH Voltage	54, 74	2.5		V	I _{OH} = -1.0 mA, V _{CC} = 4.50 V
		74	2.7		V	I _{OH} = -1.0 mA, V _{CC} = 4.75 V
V _{OL}	Output LOW Voltage			0.5	V	I _{OL} = 20 mA, V _{CC} = MIN
I _{IH}	Input HIGH Current			20	μA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 2.7 V
				0.1	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 7.0 V
I _{IL}	Input LOW Current			-0.6	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 0.5 V
I _{OS}	Output Short Circuit Current (Note 2)	-60		-150	mA	V _{CC} = MAX, V _{OUT} = 0 V
I _{CC}	Power Supply Current Total, Output HIGH Total, Output LOW			2.8	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = GND
				10.2	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = Open

NOTES:

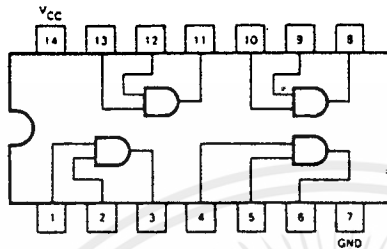
- For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions for the applicable device type.
- Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.



**MC54F08
MC74F08**

QUAD 2-INPUT AND GATE

**QUAD 2-INPUT AND GATE
FAST™ SCHOTTKY TTL**



J Suffix — Case 632-07 (Ceramic)
N Suffix — Case 646-05 (Plastic)

4

GUARANTEED OPERATING RANGES

SYMBOL	PARAMETER		MIN	TYP	MAX	UNIT
V _{CC}	Supply Voltage	54, 74	4.5	5.0	5.5	V
T _A	Operating Ambient Temperature Range	54 74	-55 0	25 25	125 70	°C
I _{OH}	Output Current — High	54, 74			-1.0	mA
I _{OL}	Output Current — Low	54, 74			20	mA

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS			UNITS	TEST CONDITIONS
		MIN	TYP	MAX		
V _{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage
V _{IL}	Input LOW Voltage			0.8	V	Guaranteed Input LOW Voltage
V _{IK}	Input Clamp Diode Voltage			-1.2	V	V _{CC} = MIN, I _{IN} = -18 mA
V _{OH}	Output HIGH Voltage	54, 74	2.5		V	I _{OH} = -1.0 mA, V _{CC} = 4.50 V
		74	2.7		V	I _{OH} = -1.0 mA, V _{CC} = 4.75 V
V _{OL}	Output LOW Voltage			0.5	V	I _{OL} = 20 mA, V _{CC} = MIN
I _{IH}	Input HIGH Current			20	μA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 2.7 V
				0.1	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 7.0 V
I _{IL}	Input LOW Current			-0.6	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 0.5 V
I _{OS}	Output Short Circuit Current (Note 2)	-60		-150	mA	V _{CC} = MAX, V _{OUT} = 0 V
I _{CC}	Power Supply Current Total, Output HIGH			8.3	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = Open
	Total, Output LOW			12.9	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = GND

NOTES:

- For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions for the applicable device type.
- Not more than one output should be shorted at a time, nor for more than 1 second.

FAST AND LS TTL DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



DESCRIPTION — The SN54LS/74LS164 is a high speed 8-Bit Serial-In Parallel-Out Shift Register. Serial data is entered through a 2-Input AND gate synchronous with the LOW to HIGH transition of the clock. The device features an asynchronous Master Reset which clears the register setting all outputs LOW independent of the clock. It utilizes the Schottky diode clamped process to achieve high speeds and is fully compatible with all Motorola TTL products.

SN54LS164 SN74LS164

SERIAL-IN PARALLEL-OUT SHIFT REGISTER

LOW POWER SCHOTTKY

- TYPICAL SHIFT FREQUENCY OF 35 MHz
- ASYNCHRONOUS MASTER RESET
- GATED SERIAL DATA INPUT
- FULLY SYNCHRONOUS DATA TRANSFERS
- INPUT CLAMP DIODES LIMIT HIGH SPEED TERMINATION EFFECTS

PIN NAMES

A, B Data Inputs
 CP Clock (Active HIGH Going Edge) Input
 MR Master Reset (Active LOW) Input
 Q₀ - Q₇ Outputs (Note b)

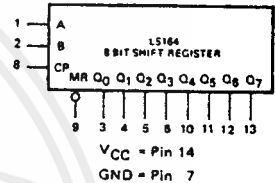
LOADING (Note a)

	HIGH	LOW
A, B	0.5 U.L.	0.25 U.L.
CP	0.5 U.L.	0.25 U.L.
MR	0.5 U.L.	0.25 U.L.
Q ₀ - Q ₇	10 U.L.	5(2.5) U.L.

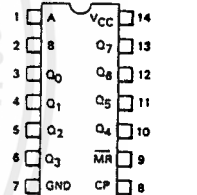
NOTES:

- a. 1 TTL Unit Load (U.L.) = 40 μ A HIGH/1.6 mA LOW.
 b. The Output LOW drive factor is 2.5 U.L. for Military (54) and 5 U.L. for Commercial (74) Temperature Ranges.

LOGIC SYMBOL



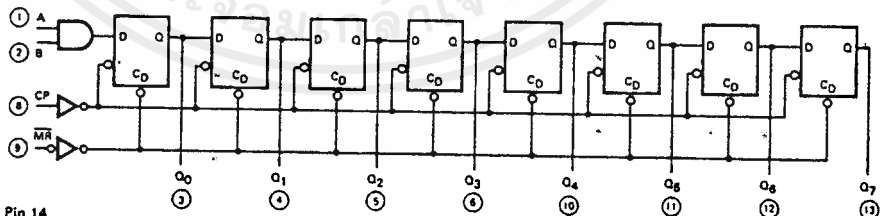
CONNECTION DIAGRAM DIP (TOP VIEW)



J Suffix — Case 632-07 (Ceramic)
 N Suffix — Case 646-05 (Plastic)

NOTE:
 The Flatpak version has the same pinouts (Connection Diagram) as the Dual In-Line Package.

LOGIC DIAGRAM



VCC = Pin 14
 GND = Pin 7
 O = Pin Numbers

5

FUNCTIONAL DESCRIPTION — The LS164 is an edge-triggered 8-bit shift register with serial data entry and an output from each of the eight stages. Data is entered serially through one of two inputs (A or B); either of these inputs can be used as an active HIGH Enable for data entry through the other input. An unused input must be tied HIGH, or both inputs connected together.

Each LOW-to-HIGH transition on the Clock (CP) input shifts data one place to the right and enters into Q₀ the logical AND of the two data inputs (A•B) that existed before the rising clock edge. A LOW level on the Master Reset (\overline{MR}) input overrides all other inputs and clears the register asynchronously, forcing all Q outputs LOW.

MODE SELECT — TRUTH TABLE

OPERATING MODE	INPUTS			OUTPUTS	
	\overline{MR}	A	B	Q ₀	Q ₁ - Q ₇
Reset (Clear)	L	X	X	L	L - L
Shift	H	l	l	L	q ₀ - q ₆
	H	l	h	L	q ₀ - q ₆
	H	h	l	L	q ₀ - q ₆
	H	h	h	H	q ₀ - q ₆

L (l) = LOW Voltage Levels
 H (h) = HIGH Voltage Levels
 X = Don't Care
 q_n = Lower case letters indicate the state of the referenced input or output one set-up time prior to the LOW to HIGH clock transition.

GUARANTEED OPERATING RANGES

SYMBOL	PARAMETER		MIN	TYP	MAX	UNIT
V _{CC}	Supply Voltage	54	4.5	5.0	5.5	V
		74	4.75	5.0	5.25	
T _A	Operating Ambient Temperature Range	54	-55	25	125	°C
		74	0	25	70	
I _{OH}	Output Current — High	54, 74			-0.4	mA
I _{OL}	Output Current — Low	54			4.0	mA
		74			8.0	

DC CHARACTERISTICS OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE (unless otherwise specified)

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS			UNITS	TEST CONDITIONS
		MIN	TYP	MAX		
V _{IH}	Input HIGH Voltage	2.0			V	Guaranteed Input HIGH Voltage for All Inputs
V _{IL}	Input LOW Voltage	54		0.7	V	Guaranteed Input LOW Voltage for All Inputs
		74		0.8		
V _{IK}	Input Clamp Diode Voltage		-0.65	-1.5	V	V _{CC} = MIN, I _{IN} = -18 mA
V _{OH}	Output HIGH Voltage	54	2.5	3.5	V	V _{CC} = MIN, I _{OH} = MAX, V _{IN} = V _{IH} or V _{IL} per Truth Table
		74	2.7	3.5	V	
V _{OL}	Output LOW Voltage	54, 74	0.25	0.4	V	I _{OL} = 4.0 mA I _{OL} = 8.0 mA V _{CC} = V _{CC} MIN, V _{IN} = V _{IL} or V _{IH} per Truth Table
		74	0.35	0.5	V	
I _{IH}	Input HIGH Current			20	μA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 2.7 V
I _{IL}	Input LOW Current			0.1	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 7.0 V
I _{IL}	Input LOW Current			-0.4	mA	V _{CC} = MAX, V _{IN} = 0.4 V
I _{OS}	Short Circuit Current	-20		-100	mA	V _{CC} = MAX
I _{CC}	Power Supply Current			27	mA	V _{CC} = MAX



AC CHARACTERISTICS: $T_A = 25^\circ\text{C}$

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS			UNITS	TEST CONDITIONS
		MIN	TYP	MAX		
f_{MAX}	Maximum Clock Frequency	25	36		MHz	$V_{\text{CC}} = 5\text{ V}$ $C_L = 15\text{ pF}$
t_{PHL}	Propagation Delay MR to Output Q		24	36	ns	
t_{PLH} t_{PHL}	Propagation Delay Clock to Output Q		17 21	27 32	ns	

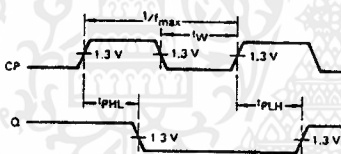
AC SETUP REQUIREMENTS: $T_A = 25^\circ\text{C}$

SYMBOL	PARAMETER	LIMITS			UNITS	TEST CONDITIONS
		MIN	TYP	MAX		
t_{W}	CP, MR Pulse Width	20			ns	$V_{\text{CC}} = 5\text{ V}$
t_{S}	Data Setup Time	15			ns	
t_{H}	Data Hold Time	5.0			ns	

AC WAVEFORMS

*The shaded areas indicate when the input is permitted to change for predictable output performance.

CLOCK TO OUTPUT DELAYS AND CLOCK PULSE WIDTH



CONDITIONS: MR = H

Fig. 1

MASTER RESET PULSE WIDTH, MASTER RESET TO OUTPUT DELAY AND MASTER RESET TO CLOCK RECOVERY TIME

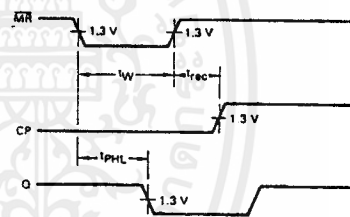


Fig. 2

DATA SETUP AND HOLD TIMES

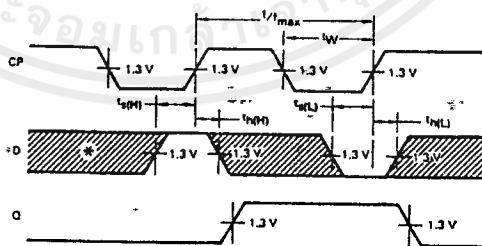


Fig. 3

MOTOROLA SCHOTTKY TTL DEVICES

5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



TL494
TL495

Specifications and Applications Information

SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

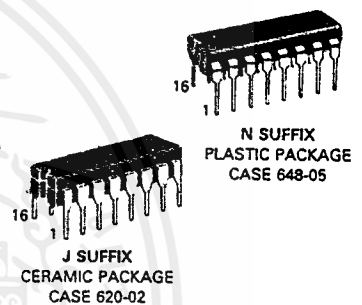
The TL494 and TL495 are fixed frequency, pulse width modulation control circuits designed primarily for Switchmode power supply control. These devices feature:

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator With Master Or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5 Volt Reference
- Adjustable Dead-Time Control
- Uncommitted Output Transistors For 200 mA Source Or Sink
- Output Control For Push-Pull Or Single-Ended Operation
- On-Chip 39 Volt Zener (TL495 Only)
- Output Steering Control (TL495 Only)

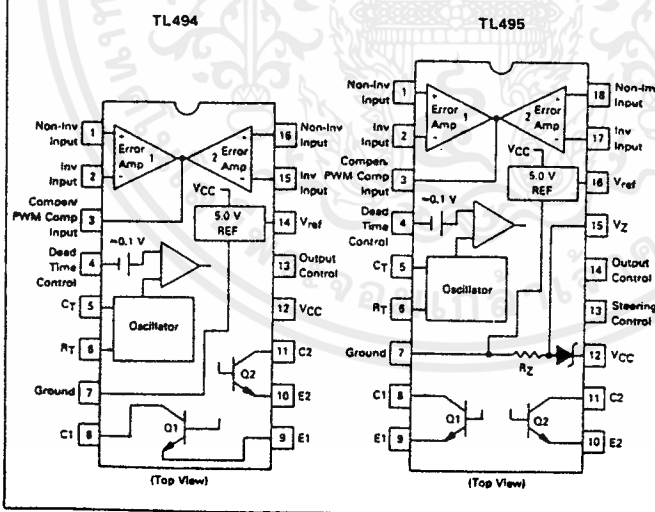
SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

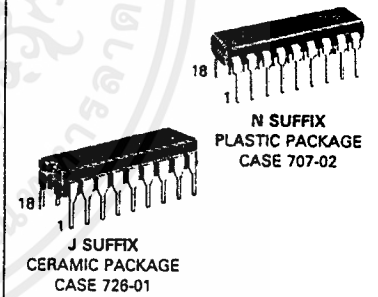
TL494



PIN CONNECTIONS



TL495



The TL494C/495C are specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494I/495I are specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
TL494CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL494CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL494IN	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL494IJ	-25 To 85°C	Ceramic DIP
TL494MJ	-55 To 125°C	Ceramic DIP
TL495CN	0 To 70°C	Plastic DIP
TL495CJ	0 To 70°C	Ceramic DIP
TL495IN	-25 To 85°C	Plastic DIP
TL495IJ	-25 To 85°C	Ceramic DIP

TL494, TL495

FIGURE 1 — BLOCK DIAGRAM

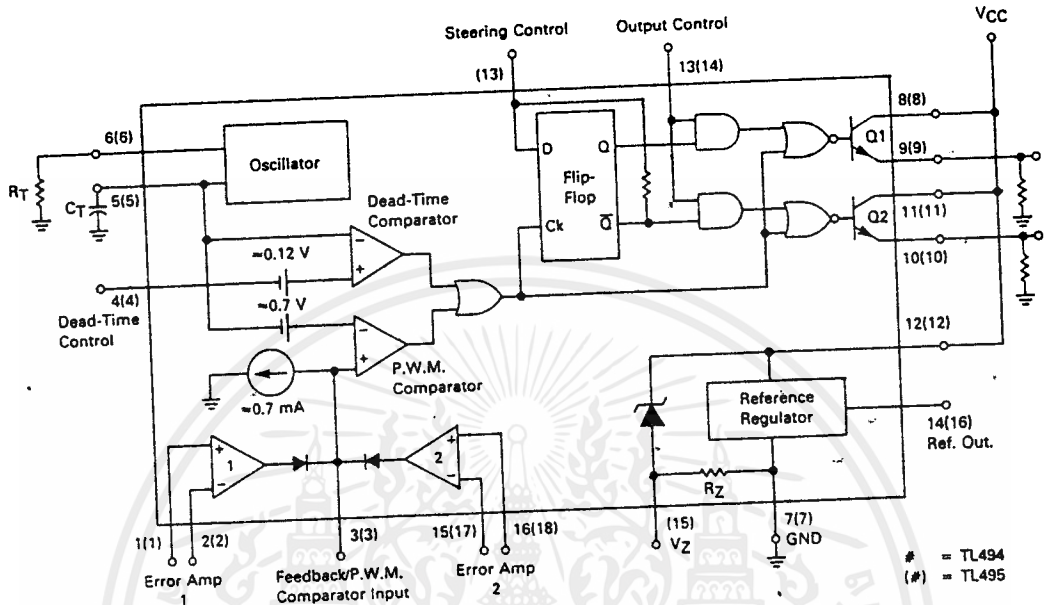
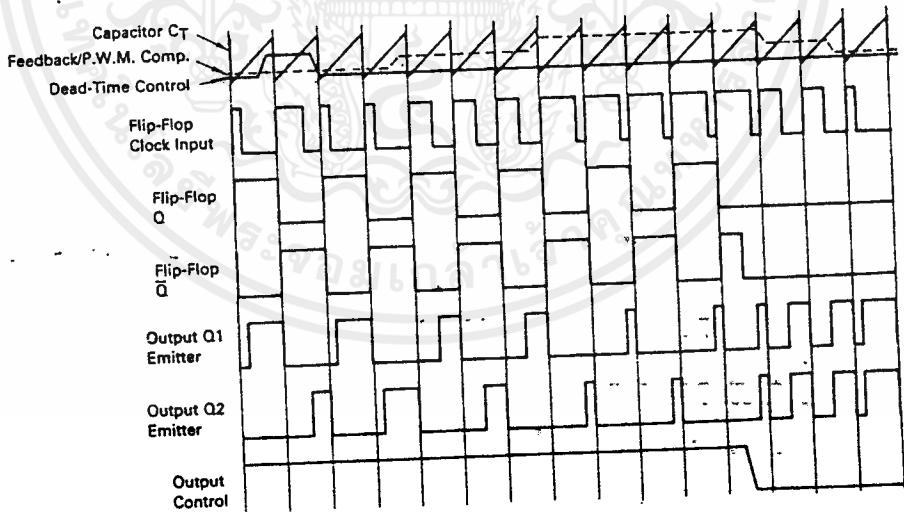


FIGURE 2 — TIMING DIAGRAM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

Description

The TL494/495 are fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T . The oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T \cdot C_T}$$

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the timing diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the dead-time control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The dead-time control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output dead time to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional dead time may be imposed on the output by setting the dead time-control input to a fixed voltage, ranging between 0 to 3.3 V.

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the dead time control input, down to zero, as the

voltage at the feedback pin varies from 0.5 to 3.5 V. Both error amplifiers have a common-mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2$ V), and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the non-inverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the dead-time comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494/495 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an accuracy of $\pm 5\%$ with a thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0 to 70°C.

The TL495 contains an on-chip 39 volt zener diode for high voltage applications where V_{CC} is greater than 40 volts, and an output steering control that overrides the internal control of the pulse-steering flip-flop. (Refer to the functional table shown in Figure 3.)

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

Inputs		Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Output Control	Steering Control		
Grounded	Open	Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2	1
At V_{ref}	Open	Push-pull operation	0.5
At V_{ref}	$V1 < 0.4$ V	Single-ended P.W.M. at Q1 only	1
At V_{ref}	$V1 > 2.4$ V	Single-ended P.W.M. at Q2 only	1

See Engineering Bulletin EB100 for further information.

TL494, TL495

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	TL494M	TL494I/TL495I	TL494C/TL495C	Unit
Power Supply Voltage	V _{CC}	42	42	42	V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	42	42	42	V
Collector Output Current (each transistor)	I _{C1} , I _{C2}	250	250	250	mA
Amplifier Input Voltage	V _{in}	V _{CC} + 3.0	V _{CC} + 3.0	V _{CC} + 3.0	V
Power Dissipation @ T _A ≤ 45°C	P _D	1000	1000	1000	mW
Operating Junction Temperature	T _J	150	150	150	°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A	-55 to 125	-25 to 85	0 to 70	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	-65 to +150	-65 to +150	°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristics	Symbol	J Suffix Ceramic Package	N Suffix Plastic Package	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	R _{θJA}	100	80	°C/W
Power Derating Factor	1/R _{θJA}	10.0	12.5	mW/°C
Derating Ambient Temperature	T _A	50	45	°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Condition/Value	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
Power Supply Voltage	V _{CC}	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V _{C1} , V _{C2}	—	30	40	V
Collector Output Current (each transistor)	I _{C1} , I _{C2}	—	—	200	mA
Amplifier Input Voltage	V _{in}	-0.3	—	V _{CC} - 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	I _{f.b.}	—	—	0.3	mA
Reference Output Current	I _{ref}	—	—	10	mA
Timing Resistor	R _T	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C _T	0.47	1.0	10,000	nF
Oscillator Frequency	f _{osc}	1.0	40	200	kHz

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = 15 V, f_{osc} = 10 kHz unless otherwise noted.)

For typical values T_A = 25°C, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, I/TL495C, I			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

REFERENCE SECTION

Reference Voltage (I _O = 1.0 mA)	V _{ref}	4.75	5.0	5.25	4.75	5.0	5.25	V
Reference Voltage Change with Temperature (ΔT _A = Min to Max)	ΔV _{ref} (ΔT)	—	0.2	2.0	—	1.3	2.6	%
Input Regulation (V _{CC} = 7.0 V to 40 V)	Reg _{line}	—	2.0	25	—	2.0	25	mV
Output Regulation (I _O = 1.0 mA to 10 mA)	Reg _{load}	—	3.0	15	—	3.0	15	mV
Short-Circuit Output Current (V _{ref} = 0 V, T _A = 25°C)	I _{SC}	10	35	50	—	35	—	mA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $f_{osc} = 10\text{ kHz}$ unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494M			TL494C, 1/TL495C, 1			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
OUTPUT SECTION								
Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_{CE} = 40\text{ V}$)	$I_{C(off)}$	—	2.0	100	—	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40\text{ V}$, $V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0\text{ V}$)	$I_{E(off)}$	—	—	-150	—	—	-100	μA
Collector-Emitter Saturation Voltage Common-Emitter ($V_E = 0\text{ V}$, $I_C = 200\text{ mA}$) Emitter-Follower ($V_C = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$)	$V_{sat(C)}$	—	1.1	1.5	—	1.1	1.3	V
	$V_{sat(E)}$	—	1.5	2.5	—	1.5	2.5	V
Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4\text{ V}$) High State ($V_{OC} = V_{ref}$)	I_{OCL}	—	10	—	—	10	—	μA
	I_{OCH}	—	0.2	3.5	—	0.2	3.5	mA
Output Voltage Rise Time ($T_A = 25^\circ\text{C}$) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	t_r	—	100	200	—	100	200	ns
		—	100	200	—	100	200	ns
Output Voltage Fall Time ($T_A = 25^\circ\text{C}$) Common-Emitter (See Figure 13) Emitter-Follower (See Figure 14)	t_f	—	25	100	—	25	100	ns
		—	40	100	—	40	100	ns

Characteristic	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
ERROR AMPLIFIER SECTIONS					
Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	V_{IO}	—	2.0	10	mV
Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IO}	—	5.0	250	nA
Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V)	I_{IB}	—	0.1	1.0	μA
Input Common-Mode Voltage Range ($V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to 40 V)	V_{ICR}	-0.3	—	$V_{CC} - 2.0$	V
Open-Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\text{ V}$, $V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	A_{VOL}	70	95	—	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	f_c	—	350	—	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ($V_O = 0.5$ to 3.5 V , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	ϕ_m	—	65	—	deg.
Common-Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	CMRR	65	90	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$, $V_O = 2.5\text{ V}$, $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$)	PSRR	—	100	—	dB
Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V)	I_{O-}	0.3	0.7	—	mA
Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V)	I_{O+}	-2.0	-4.0	—	mA

TL494, TL495

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $f_{osc} = 10\text{ kHz}$ unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies unless otherwise noted.

Characteristic	Symbol	TL494/TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Threshold Voltage (Zero duty cycle)	V_{TH}	—	3.5	4.5	V
Input Sink Current ($V(\text{Pin } 3) = 0.7\text{ V}$)	I_{I-}	0.3	0.7	—	mA
DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)					
Input Bias Current (Pin 4) ($V_{in} = 0\text{ to }5.25\text{ V}$)	$I_{IB}(\text{DT})$	—	-2.0	-10	μA
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ($V_{in} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.1\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{in} = 0\text{ V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	DC_{max}	45 —	48 45	50 50	%
Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle)	V_{TH}	— 0	2.8 —	3.3 —	V
OSCILLATOR SECTION					
Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	f_{osc}	—	40	—	kHz
Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$)	σf_{osc}	—	3.0	—	%
Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\text{ V to }40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)	$\Delta f_{osc}(\Delta V)$	—	0.1	—	%
Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}\text{ to }T_{high}$) ($T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}$)	$\Delta f_{osc}(\Delta T)$	—	—	12	%

Characteristic	Symbol	TL495			Unit
		Min	Typ	Max	
STEERING CONTROL					
Input Current Low ($V(\text{Pin } 13) = 0.4\text{ V}$)	I_{STL}	—	-25	-200	μA
Input Current High ($V(\text{Pin } 13) = 2.4\text{ V}$) ($V(\text{Pin } 13) = V_{ref}$)	I_{STH}	— —	25 75	200 —	μA
ZENER CHARACTERISTICS					
Zener Breakdown Voltage ($I_Z = 2.0\text{ mA}$)	V_Z	—	39	—	V
Sink Current ($V(\text{Pin } 15) = 1.0\text{ V}$)	I_{RZ}	—	0.3	—	mA
TOTAL DEVICE					
Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} , All Other Inputs and Outputs Open) ($V_{CC} = 15\text{ V}$) ($V_{CC} = 40\text{ V}$)	I_{CC}	— —	5.5 7.0	10 15	mA
Average Supply Current ($V(\text{Pin } 4) = 2.0\text{ V}$) (See Figure 12.) ($C_T = 0.001$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{CC} = 15\text{ V}$)	—	—	7.0	—	mA

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, $\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{x})^2}{N - 1}}$

TL494, TL495

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY versus TIMING RESISTANCE

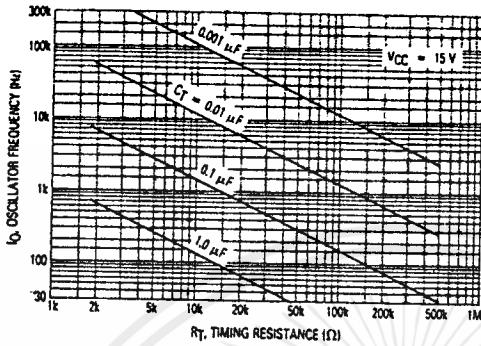
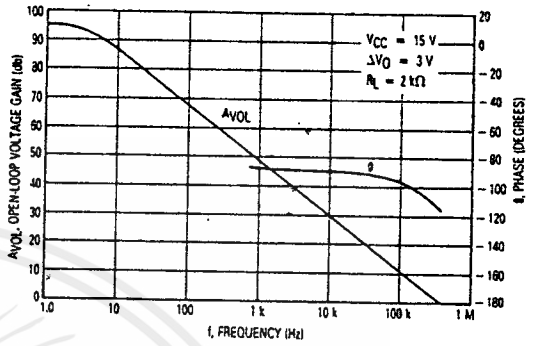


FIGURE 5 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE versus FREQUENCY



4

FIGURE 6 — PERCENT DEAD TIME versus OSCILLATOR FREQUENCY

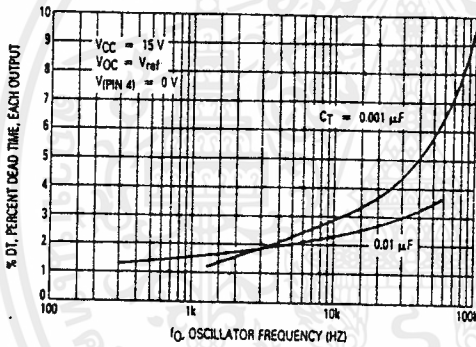


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

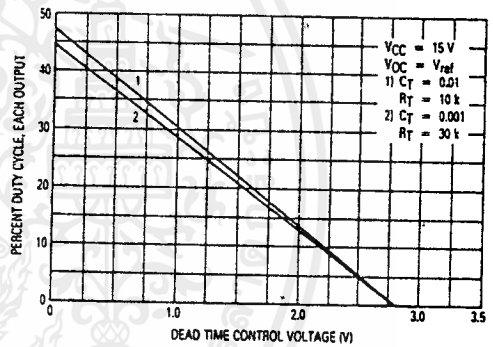


FIGURE 8 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION, OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus EMITTER CURRENT

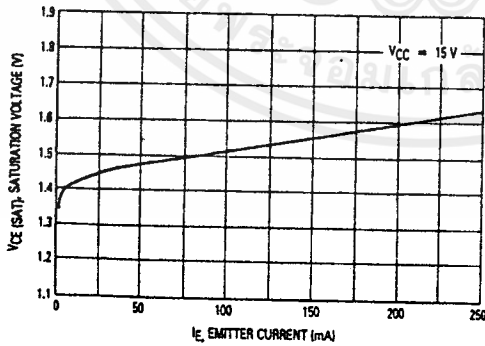
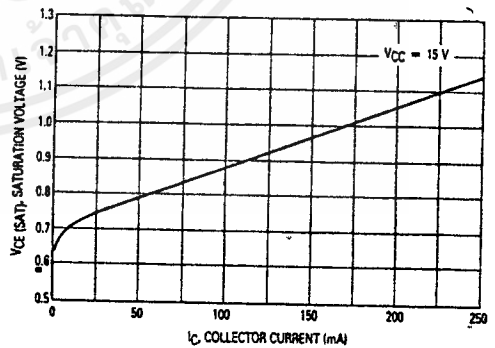


FIGURE 9 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION, OUTPUT-SATURATION VOLTAGE versus COLLECTOR CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 10 — STANDBY-SUPPLY CURRENT versus SUPPLY VOLTAGE

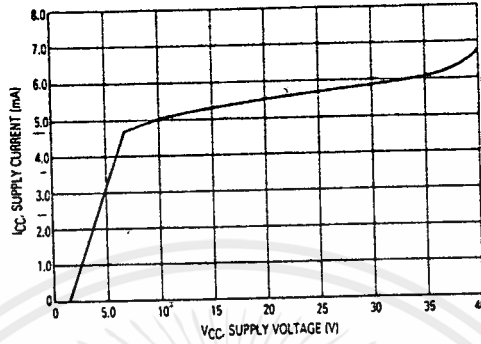


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

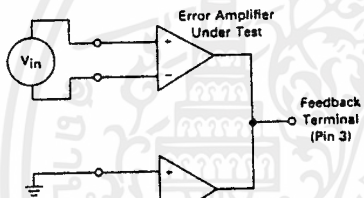


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL TEST CIRCUIT

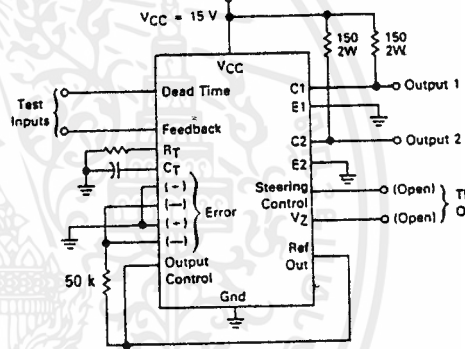


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

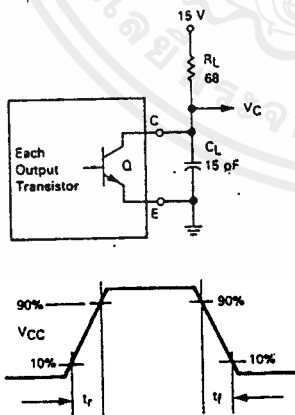
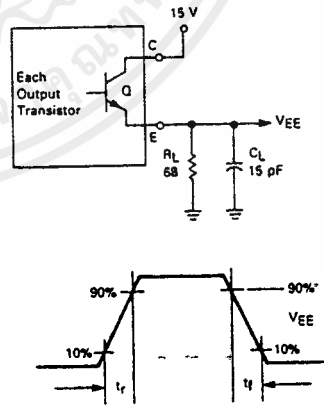


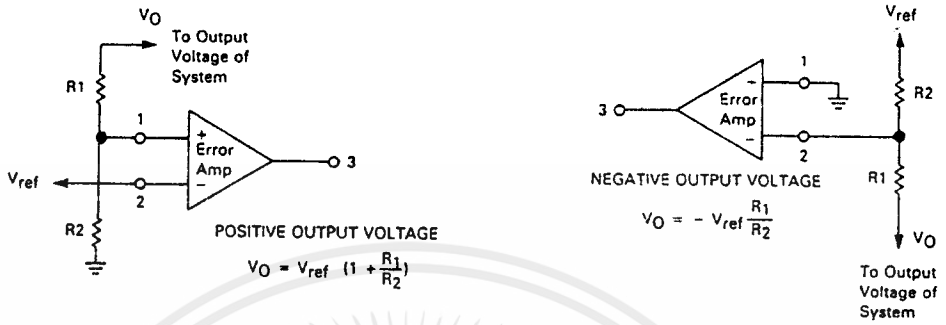
FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES



4

FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

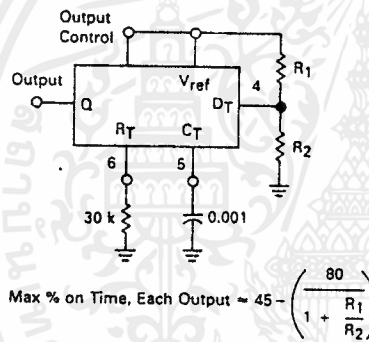


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

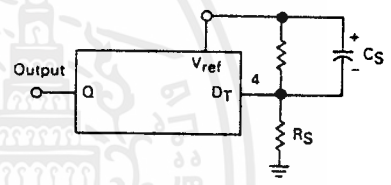
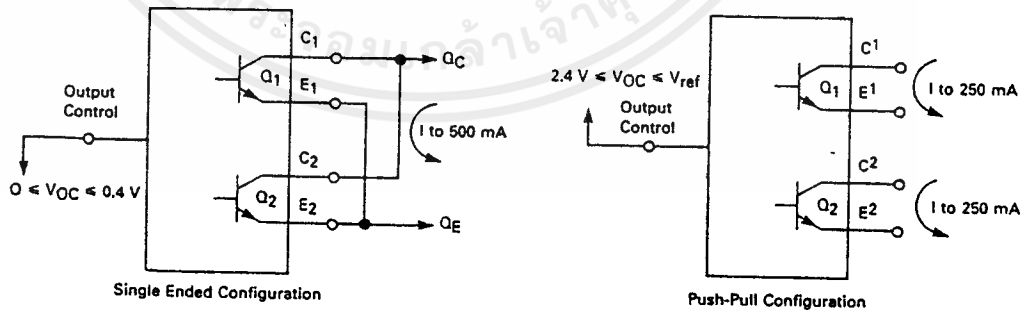


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

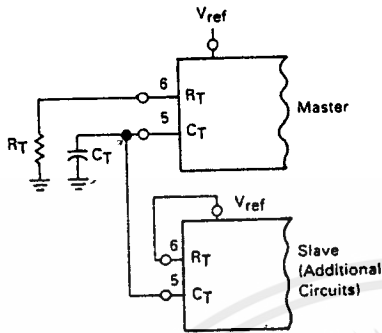


FIGURE 20 — OPERATION WITH $V_{IN} > 40\text{ V}$ USING INTERNAL ZENER (TL495 ONLY)

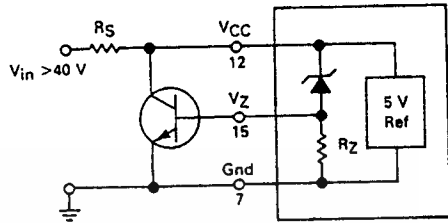
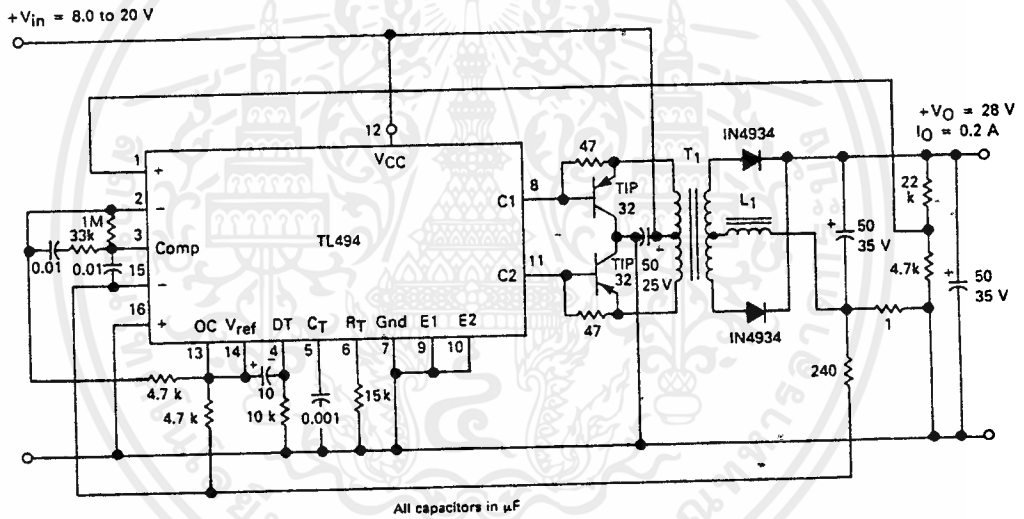


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



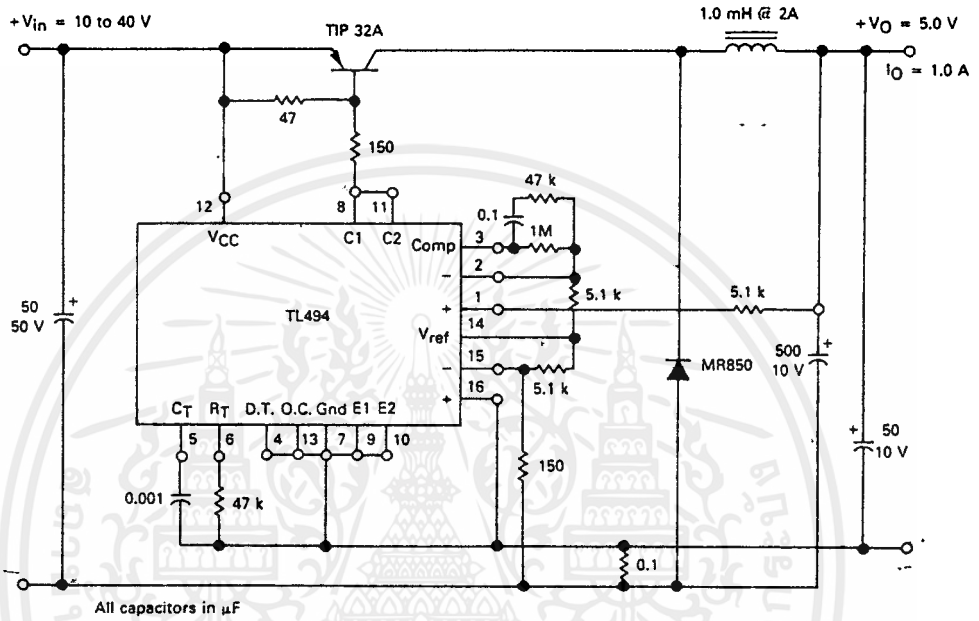
L1 — 3.5 mH @ 0.3 A
 T1 — Primary: 20T C.T. #28 AWG
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3C8

TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 8.0\text{ to }20\text{ V}$	3.0 mV 0.01%
Load Regulation	$V_{in} = 12.6\text{ V}, I_O = 0.2\text{ to }200\text{ mA}$	5.0 mV 0.02%
Output Ripple	$V_{in} = 12.6\text{ V}, I_O = 200\text{ mA}$	40 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 12.6\text{ V}, R_L = 0.1\ \Omega$	250 mA
Efficiency	$V_{in} = 12.6\text{ V}, I_O = 200\text{ mA}$	72%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494, TL495

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



TEST	CONDITIONS	RESULTS
Line Regulation	$V_{in} = 10 \text{ V to } 40 \text{ V}$	14 mV 0.28%
Load Regulation	$V_{in} = 28 \text{ V}, I_o = 1.0 \text{ mA to } 1.0 \text{ mA}$	3.0 mV 0.06%
Output Ripple	$V_{in} = 28 \text{ V}, I_o = 1.0 \text{ A}$	65 mV P-P P.A.R.D.
Short Circuit Current	$V_{in} = 28 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$	1.6 amps
Efficiency	$V_{in} = 28 \text{ V}, I_o = 1.0 \text{ A}$	71%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

High Speed Optocouplers

Technical Data

6N135
6N136
HCPL-2502
HCPL-4502
HCPL-4503

Features

- Very High Common Mode Transient Immunity: 15000 V/ μ s at $V_{CM} = 1500$ V Guaranteed (HCPL-4503)
- High Speed: 1 Mb/s
- TTL Compatible
- Guaranteed ac and dc Performance Over Temperature: 0°C to 70°C
- Open Collector Output
- Recognized under the Component Program of U.L. (File No. E55361) for Dielectric Withstand Proof Test Voltages of 2500 Vac, 1 Minute and 5000 Vac, 1 Minute (Option 020).
- CSA Approved under Component Acceptance Notice No. 5 (File No. LR 88324)

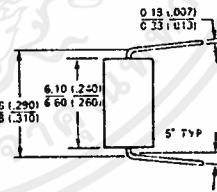
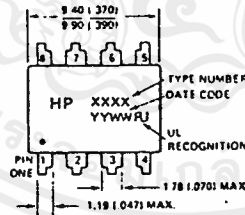
transistor collector increase the speed up to a hundred times over that of a conventional photo-transistor coupler by reducing the base-collector capacitance.

The 6N135 is for use in TTL/CMOS, TTL/LSTTL or wide bandwidth analog applications. Current transfer ratio (CTR) for

the 6N135 is 7% minimum at $I_F = 16$ mA.

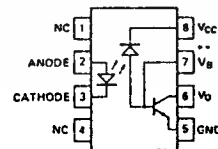
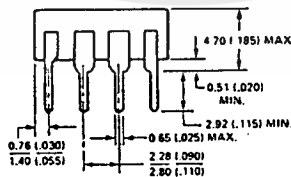
The 6N136 is designed for high speed TTL/TTL applications. A standard 16 mA TTL sink current through the input LED will provide enough output current for 1 TTL load and a 5.6 k Ω pull-up resistor. CTR of the 6N136 is 19% minimum at $I_F = 16$ mA.

Outline Drawing



Description

These diode-transistor optocouplers use an insulating layer between the light emitting diode and an integrated photon detector to provide electrical insulation between input and output. Separate connections for the photodiode bias and output



DIMENSIONS IN MILLIMETRES AND (INCHES).

*See notes, following page.

CAUTION: The small junction sizes inherent to the design of this bipolar component increases the component's susceptibility to damage from electrostatic discharge (ESD). It is advised that normal static precautions be taken in handling and assembly of this component to prevent damage and/or degradation which may be induced by ESD.

The HCPL-2502 is suitable for use in applications where matched or known CTR is desired such as in the feedback path of switch-mode power supplies. CTR is 15 to 22% at $I_F = 16\text{mA}$.

The HCPL-4502 provides the electrical and switching performance of the 6N136 with increased ESD protection.

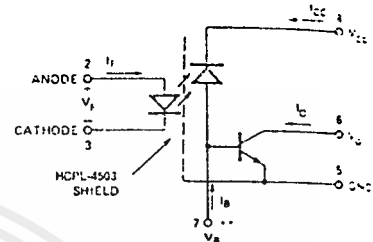
The HCPL-4503 is an HCPL-4502 with increased common mode transient immunity of 15000 V/ μs minimum at $V_{CM} = 1500$ guaranteed.

The HCPL-4504 is recommended for IPM (Intelligent Power Module) interfacing. The HCPL-4504 is similar to the HCPL-4503, but with increased speed and CTR (See HP sales representatives for details).

Applications

- Video Signal Isolation
- Line Receivers – High common mode transient immunity ($>1000\text{ V}/\mu\text{s}$) and low input-output capacitance (0.6 pF).
- High Speed Logic Ground Isolation – TTL/TTL, TTL/LTTL, TTL/CMOS, TTL/LSTTL.
- Replace Slow Phototransistor Isolators – Pins 2-7 of the 6N135/6 series conform to pins 1-6 of 6 pin phototransistor couplers. Pin 8 can be tied to any available bias voltage of 1.5 V to 30 V for high speed operation.
- Replace Pulse Transformers – Save board space and weight
- Analog Signal Ground Isolation – Integrated photon detector provides improved linearity over phototransistor type.

Schematic



**NOTE: FOR HCPL-4502/3, PIN 7 IS NOT CONNECTED

Absolute Maximum Ratings

Storage Temperature*	-55°C to +125°C
Operating Temperature*	-55°C to 100°C
Lead Solder Temperature*	260°C for 10s (1.6 mm below seating plane)
Average Input Current – I_F *	25 mA ⁽¹⁾
Peak Input Current – I_F *	50 mA ⁽²⁾ (50% duty cycle, 1 ms pulse width)
Peak Transient Input Current – I_F *	1.0 A ($\leq 1\ \mu\text{s}$ pulse width, 300 pps)
Reverse Input Voltage – V_R * (Pin 3-2)	5 V
Input Power Dissipation*	45 mW ⁽³⁾
Average Output Current – I_O * (Pin 6)	8 mA
Peak Output Current*	16 mA
Emitter-Base Reverse Voltage*	5 V (Pin 5-7, except HCPL-4502/3)
Output Voltage* – V_O (Pin 6-5)	-0.5 V to 15 V
Supply Voltage* – V_{CC} (Pin 8-5)	-0.5 V to 15 V
Output Voltage – V_O (Pin 6-5)	-0.5 V to 20 V
Supply Voltage – V_{CC} (Pin 8-5)	-0.5 V to 30 V
Base Current – I_B * (Pin 7, except HCPL-4502/3)	5 mA
Output Power Dissipation*	100 mW ⁽⁴⁾

*JEDEC Registered Data (The HCPL-2502 and HCPL-4502/3 are not registered.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Specifications

Over recommended temperature ($T_A = 0^\circ\text{C}$ to 70°C) unless otherwise specified. See note 13.

Parameter	Symbol	Device	Min.	Typ.**	Max.	Units	Test Conditions			Fig.	Note
							$T_A = 25^\circ\text{C}$	$V_O = 0.4\text{ V}$	$I_F = 16\text{ mA}$, $V_{CC} = 4.5\text{ V}$		
Current Transfer Ratio	CTR*	6N135	7	13	50	%	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$V_O = 0.4\text{ V}$	$I_F = 16\text{ mA}$, $V_{CC} = 4.5\text{ V}$	1, 2, 4	5, 11
			5	19							
		6N136	19	24	50	%	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$V_O = 0.4\text{ V}$			
		HCPL-4502						$V_O = 0.5\text{ V}$			
		HCPL-4503	15	25							
Logic Low Output Voltage	V_{OL}	6N135		0.1	0.4	V	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$I_O = 1.1\text{ mA}$	$I_F = 16\text{ mA}$, $V_{CC} = 4.5\text{ V}$		
					0.5			$I_O = 0.8\text{ mA}$			
		6N136		0.1	0.4	V	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$I_O = 3.0\text{ mA}$			
		HCPL-2502						$I_O = 2.4\text{ mA}$			
Logic High Output Current	I_{OH}^*			0.003	0.5	μA	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$V_O = V_{CC} = 5.5\text{ V}$	$I_F = 0\text{ mA}$	6	
				0.01	1		$T_A = 25^\circ\text{C}$	$V_O = V_{CC} = 15.0\text{ V}$			
					50						
Logic Low Supply Current	I_{CCL}			50	200	μA	$I_F = 16\text{ mA}$, $V_O = \text{Open}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$			13	
Logic High Supply Current	I_{CCH}^*			0.02	1	μA	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 0\text{ mA}$, $V_O = \text{Open}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$			13
Input Forward Voltage	V_F^*			1.5	1.7	V	$T_A = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 16\text{ mA}$	3		
					1.8						
Input Reverse Breakdown Voltage	BV_R^*		5			V	$I_R = 10\text{ mA}$				
Temperature Coefficient of Forward Voltage	$\frac{\Delta V_F}{\Delta T_A}$			-1.6		mV/ $^\circ\text{C}$	$I_F = 16\text{ mA}$				
Input Capacitance	C_{IN}			60		pF	$f = 1\text{ MHz}$, $V_F = 0\text{ V}$				
Input-Output Isolation Voltage	I_{LO}		2500		1	μA	45% RH, $t = 5\text{ s}$, $V_{LO} = 3\text{ kVdc}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$			6, 16	
							V_{RMS}				RH < 50%, $t = 1\text{ min.}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$
							V_{RMS}				
	OPT. 020	5000								6, 14, 15	
Resistance (Input-Output)	R_{LO}				10^{12}	Ω	$V_{LO} = 500\text{ Vdc}$			6	
Capacitance (Input-Output)	C_{LO}				0.6	pF	$f = 1\text{ MHz}$			6	
Transistor DC Current Gain	h_{FE}			150			$V_O = 5\text{ V}$, $I_O = 3\text{ mA}$				
				130			$V_O = 0.4\text{ V}$, $I_b = 20\text{ }\mu\text{A}$				

*For JEDEC registered parts. **All typicals at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Switching Specifications

Over recommended temperature ($T_A = 0^\circ\text{C}$ to 70°C), $V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_F = 16\text{ mA}$ unless otherwise specified.

Parameter	Sym.	Device	Min.	Typ.**	Max.	Units	Test Conditions	Fig.	Note
Propagation Delay Time to Logic Low at Output	t_{PLL}	6N135		0.2	1.5	μs	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L = 4.1\text{ k}\Omega$	5, 9, 11	8, 9
				2.0					
		6N136 HCPL-2502 HCPL-4502 HCPL-4503		0.2	0.8		$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L = 1.9\text{ k}\Omega$		
				1.0					
Propagation Delay Time to Logic High at Output	t_{PLH}	6N135		1.3	1.5	μs	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L = 4.1\text{ k}\Omega$	5, 9, 11	8, 9
				2.0					
		6N136 HCPL-2502 HCPL-4502 HCPL-4503		0.6	0.8		$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_L = 1.9\text{ k}\Omega$		
				1.0					
Common Mode Transient Immunity at Logic High Level Output	$ CM_{IH} $	6N135		1		$\text{kV}/\mu\text{s}$	$R_L = 4.1\text{ k}\Omega$ $I_F = 0\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 10\text{ V}_{P-P}$ $C_L = 15\text{ pF}$	10	7, 8, 9
		6N136 HCPL-2502 HCPL-4502		1			$R_L = 1.9\text{ k}\Omega$		
		HCPL-4503	15	30			$R_L = 1.9\text{ k}\Omega$ $I_F = 0\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 1500\text{ V}_{P-P}$ $C_L = 15\text{ pF}$		
Common Mode Transient Immunity at Logic Low Level Output	$ CM_{L} $	6N135		1		$\text{kV}/\mu\text{s}$	$R_L = 4.1\text{ k}\Omega$ $I_F = 16\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 10\text{ V}_{P-P}$ $C_L = 15\text{ pF}$	10	7, 8, 9
		6N136 HCPL-2502 HCPL-4502		1			$R_L = 1.9\text{ k}\Omega$		
		HCPL-4503	15	30			$R_L = 1.9\text{ k}\Omega$ $I_F = 16\text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_{CM} = 1500\text{ V}_{P-P}$ $C_L = 15\text{ pF}$		
Bandwidth	BW	6N135/6 HCPL-2502		9		MHz	See Test Circuit	7, 8	10

*JEDEC registered specification for 6N135/6.

**All typicals at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

Notes:

- Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of $0.8\text{ mA}/^\circ\text{C}$.
- Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of $1.6\text{ mA}/^\circ\text{C}$.
- Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of $0.9\text{ mW}/^\circ\text{C}$.
- Derate linearly above 70°C free-air temperature at a rate of $2.0\text{ mW}/^\circ\text{C}$.
- CURRENT TRANSFER RATIO in percent is defined as the ratio of output collector current, I_O , to the forward LED input current, I_F , times 100.
- Device considered a two-terminal device: Pins 1, 2, 3, and 4 shorted together and Pins 5, 6, 7, and 8 shorted together.
- Common mode transient immunity in a Logic High level is the maximum tolerable (positive) dV_{CM}/dt on the leading edge of the common mode pulse, V_{CM} , to assure that the output will remain in a Logic High state (i.e., $V_O > 2.0\text{ V}$). Common mode transient immunity in a Logic Low level is the maximum tolerable (negative) dV_{CM}/dt on the trailing edge of the common mode pulse signal, V_{CM} , to assure that the output will remain in a Logic Low state (i.e., $V_O < 0.8\text{ V}$).
- The $1.9\text{ k}\Omega$ load represents 1 TTL unit load of 1.6 mA and the $5.6\text{ k}\Omega$ pull-up resistor.
- The $4.1\text{ k}\Omega$ load represents 1 LS TTL unit load of 0.36 mA and $6.1\text{ k}\Omega$ pull-up resistor.
- The frequency at which the ac output voltage is 3 dB below its mid-frequency value.
- The JEDEC registration for the 6N136 specifies a minimum CTR of 15%. HP guarantees a minimum CTR of 19%.
- See Option 020 data sheet for more information.
- Use of a $0.1\text{ }\mu\text{F}$ bypass capacitor connected between pins 5 and 8 is recommended.
- In accordance with UL 1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage $\geq 3000\text{ V}_{rms}$ for 1 second (leakage detection current limit, $I_L \leq 5\text{ }\mu\text{A}$).
- In accordance with UL 1577, each optocoupler is proof tested by applying an insulation test voltage $\geq 6000\text{ V}_{rms}$ for 1 second (leakage detection current limit, $I_L \leq 5\text{ }\mu\text{A}$).
- This rating is equally validated by an equivalent ac proof test.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Insulation Related Specifications

Parameter	Symbol	Value	Units	Conditions
Min. External Air Gap (Clearance)	L(I01)	> 7	mm	Measured from input terminals to output terminals
Min. External Tracking Path (Creepage)	L(I02)	> 7	mm	Measured from input terminals to output terminals
Min. Internal Plastic Gap (Clearance)		0.08	mm	Insulation thickness between emitter and detector
Tracking Resistance	CTI	175	Volts	DIN IEC 112/VDE 0303 Part 1
Isolation Group (Per DIN VDE 0109)		IIIa		Material Group DIN VDE 0109

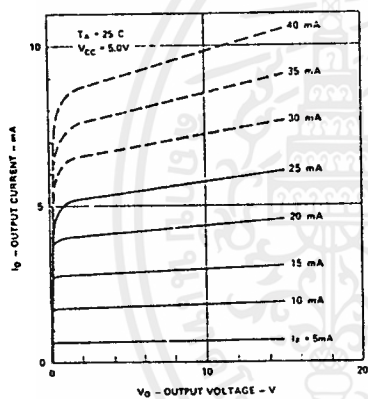


Figure 1. DC and Pulsed Transfer Characteristics.

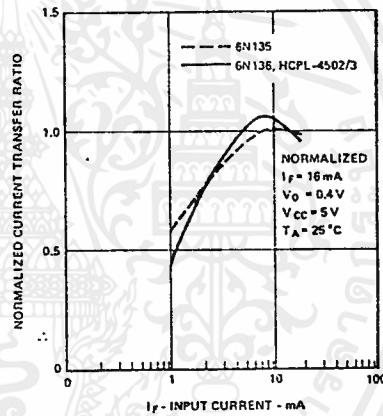


Figure 2. Current Transfer Ratio vs. Input Current.

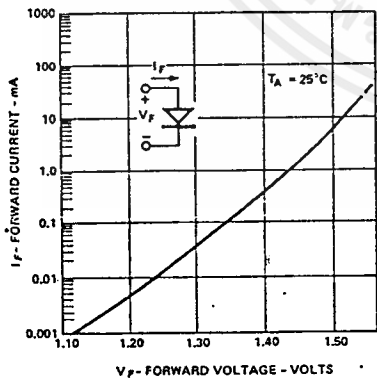


Figure 3. Input Current vs. Forward Voltage.

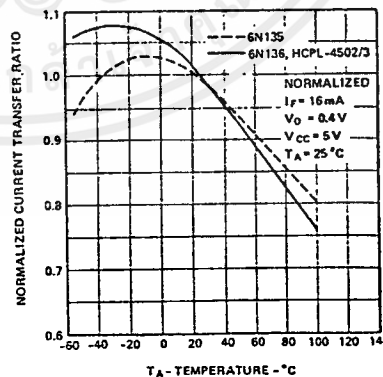


Figure 4. Current Transfer Ratio vs. Temperature.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

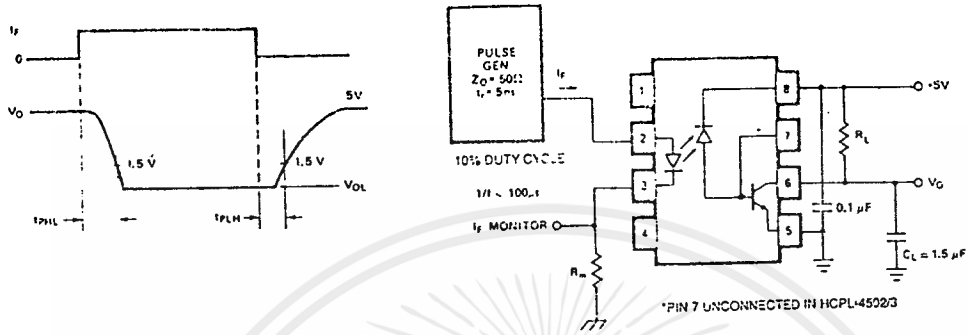


Figure 9. Switching Test Circuit.*

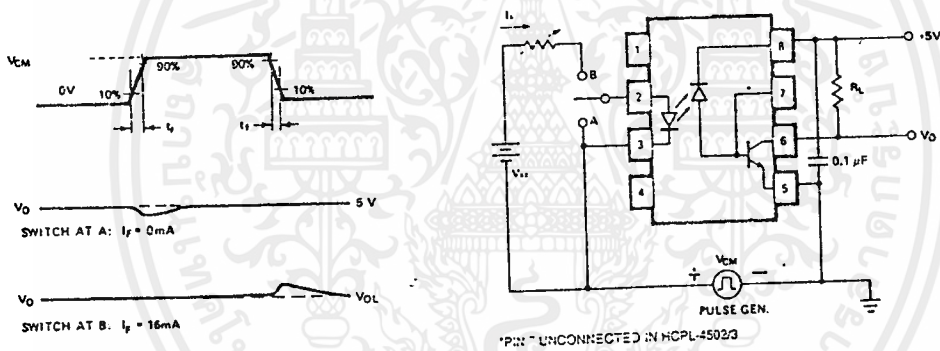


Figure 10. Test Circuit for Transient Immunity and Typical Waveforms.

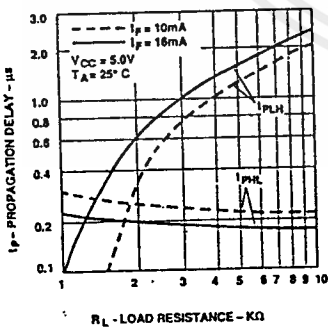


Figure 11. Propagation Delay Time vs. Load Resistance.

*JEDEC Registered Data

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

INTERNATIONAL RECTIFIER **IR**

**HIGH VOLTAGE
MOS GATE DRIVER**

IR2113

General Description

The IR2113 is a high voltage, high speed MOS-gated power device driver with independent high side and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS outputs or with LSTTL outputs using pull-up resistors. Output drivers use low impedance totem-pole arrangement designed for low cross-conduction current spike. Propagation delays for the two channels are matched to simplify use in high frequency application. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration that operates off high voltage rail up to 600 volts.

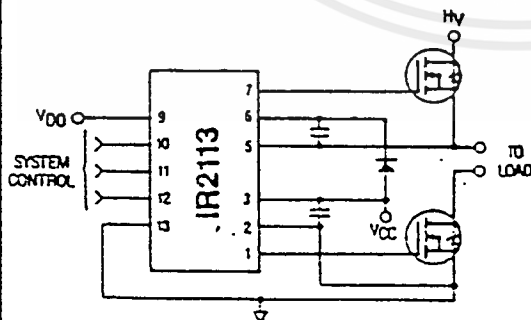
Applications

- High frequency switch-mode power supply
- DC and AC motor drives
- Electronic lamp ballast
- Battery charger
- Induction heating and welding
- Switching amplifier

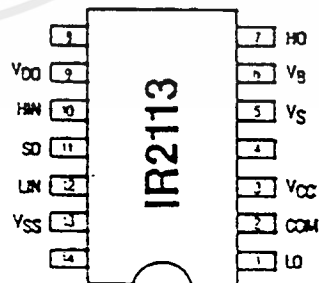
Features

- Floating supply designed for bootstrap operation
 - Operating offset range from -5V to +600V
 - dv/dt immunity, rated at $\pm 50V/ns$
 - Quiescent power dissipation of 1.6mW at 15V
- Wide output operating gate drive supply range from 10 to 20V
- Separate logic supply to interface with logic signal
 - Operating supply range from 5 to 20V
 - Logic and power ground operating offset range from -5 to +5V
- CMOS Schmitt-triggered inputs with hysteresis and pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Undervoltage lockout with hysteresis for both channels
- Output totem-pole driver designed to drive MOS-gated power devices
 - Peak current capability at 2A minimum
 - Switching time of 25ns typical into 1000pf load
- Matched propagation delay time for both channels
 - Typical 120ns turn-on delay and 94ns turn-off delay
 - Maximum rated matching differential of $\pm 10ns$
- Latch immune CMOS. Withstand >2A reverse current at I/O pins

Typical Connection



Pinout Assignment



For mechanical specifications see back page

IR2113

Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions.

Symbol	Parameter	Min	Max	Units	
V _B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	-0.5	V _S +20	V	
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	-V _{BS} - 0.5	600		
V _{HO}	High Side Output Voltage	V _S - 0.5	V _B + 0.5		
V _{CC}	Low Side Fixed Supply Voltage	-0.5	20		
V _{LO}	Low Side Output Voltage	-0.5	V _{CC} + 0.5		
V _{DD}	Logic Supply Voltage	-0.5	V _{SS} + 20		
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	V _{CC} - 20	V _{CC} + 0.5		
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.5	V _{DD} + 0.5		
dV _S /dt	Allowable Offset Supply Voltage Transient (Fig. 16)	—	50		V/ns
P _D	Package Power Dissipation @ T _A <= 25°C (Fig. 19)	—	1.6		W
R _{thJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient	—	75	°C/W	
T _J	Junction Temperature	-55	150	°C	
T _S	Storage Temperature	-55	150		
T _L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The Input/Output Logic Timing diagram is shown in Fig. 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions.

The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in Fig. 2 and 3.

Symbol	Parameter	Min	Max	Units
V _B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	V _S +10	V _S +20	V
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	-5	600	
V _{HO}	High Side Output Voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low Side Fixed Supply Voltage	10	20	
V _{LO}	Low Side Output Voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic Supply Voltage	V _{SS} +5	V _{SS} +20	
V _{SS}	Logic Supply Offset Voltage	-5	5	
V _{IN}	Logic Input Voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}, V_{DD}) = 15V and V_{SS} = COM unless otherwise specified.

The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit as shown in Fig. 11.

Symbol	Parameter	T _J = 25°C			T _J = -55 to 150°C		Units	Test Conditions	Reference
		Min	Typ	Max	Min	Max			
t _{on}	Turn-On Propagation Delay	—	120	150	—	250	ns	V _S = 0V	Fig. 12
t _{off}	Turn-Off Propagation Delay	—	94	125	—	220		V _S = 600V	
t _{sd}	Shutdown Propagation Delay	—	110	140	—	235		V _S = 600V	
t _r	Turn-On Rise Time	—	25	35	—	50	ns	C _L = 1000pF	Fig. 13
t _f	Turn-Off Fall Time	—	17	25	—	40		C _L = 1000pF	
M _{t(on)}	Delay Matching, HS and LS Turn-On	—	—	10	—	—	ns	t _{H(on)} - t _{L(on)}	Fig. 14
M _{t(off)}	Delay Matching, HS and LS Turn-Off	—	—	10	—	—		t _{H(off)} - t _{L(off)}	
DH _{t(on)}	Deadtime, LS Turn-Off to HS Turn-On	16	25	36	—	—	ns	(t _{H(on)} - t _{L(off)})	Fig. 15
DL _{t(on)}	Deadtime, HS Turn-Off to LS Turn-On	16	25	36	—	—		(t _{L(on)} - t _{H(off)})	

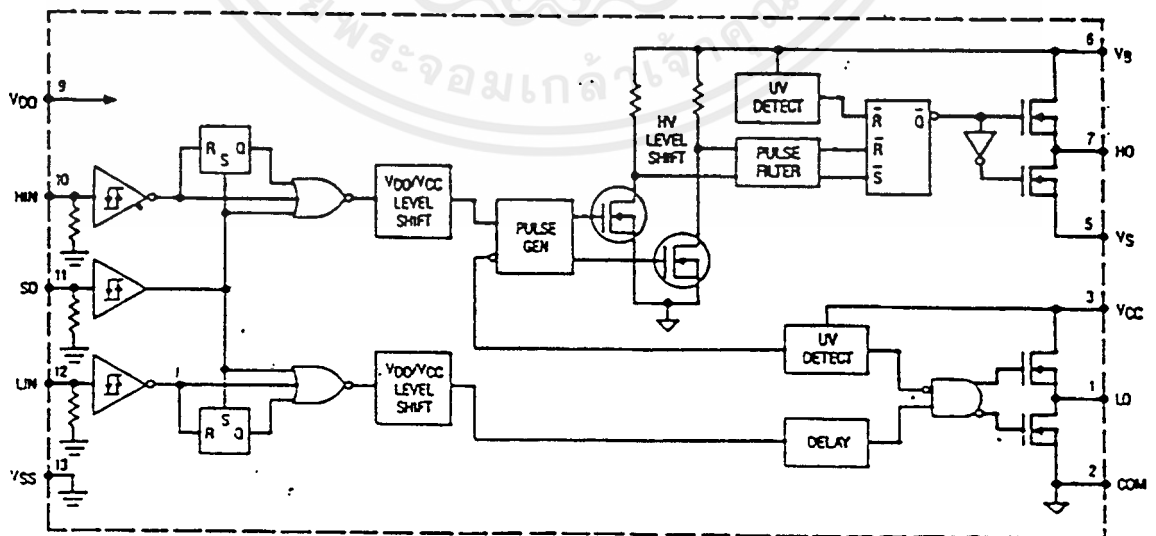
Static Electrical Characteristics

VBIAS (VCC, VBS, VDD) = 15V unless otherwise specified.

The VIN, VIH and IIN parameters are referenced to VSS and are applicable to all three logic Input Pins: HIN, LIN and SD. The VO and IO parameters are referenced to COM or VS and are applicable to the respective Output Pins: HO or LO.

Symbol	Parameter	T _J = 25°C			T _J = -55 to 150°C		Units	Test Conditions	Reference
		Min	Typ	Max	Min	Max			
VIH	Logic "1" Input Voltage	3.1	—	—	3.3	—	V	VDD = 5V	Fig. 4
		6.4	—	—	6.8	—		VDD = 10V	
		9.5	—	—	10	—		VDD = 15V	
		12.6	—	—	13.3	—		VDD = 20V	
VIL	Logic "0" Input Voltage	—	—	1.8	—	1.7	V	VDD = 5V	
		—	—	3.8	—	3.6		VDD = 10V	
		—	—	6	—	5.7		VDD = 15V	
		—	—	8.3	—	7.9		VDD = 20V	
VOH	High Level Output Voltage, VBIAS-VO	—	0.7	1.2	—	1.5	V	VIN = VIH, IO = 0A	Fig. 10
VOL	Low Level Output Voltage, VO	—	—	0.1	—	0.1		VIN = VIL, IO = 0A	
ILK	Offset Supply Leakage Current	—	—	50	—	250	μA	V _B = V _S = 600V	Fig. 5
IQBS	Quiescent V _{BS} Supply Current	—	125	230	—	500		VIN = VIH or VIL	Fig. 6
IQCC	Quiescent V _{CC} Supply Current	—	180	340	—	600		VIN = VIH or VIL	Fig. 7
IQDD	Quiescent V _{DD} Supply Current	—	5	30	—	60		VIN = VIH or VIL	
IIN+	Logic "1" Input Bias Current	—	15	30	—	70	A	VIN = 15V	Fig. 8
IIN-	Logic "0" Input Bias Current	—	—	1	—	10		VIN = 0V	
VBSUV+	V _{BS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.7	8.7	9.7	—	—	V		Fig. 9
VBSUV-	V _{BS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.3	8.3	9.3	—	—			
VCCUV+	V _{CC} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.6	8.6	9.6	—	—			
VCCUV-	V _{CC} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.2	8.2	9.2	—	—			
IO+	Output High Short Circuit Pulsed Current	2	—	—	—	—	A	VOUT = 0V, VIN = 15V, PW <= 10 μs	
IO-	Output Low Short Circuit Pulsed Current	2	—	—	—	—		VOUT = 15V, VIN = 0V, PW <= 10 μs	

Functional Block Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2113

Typical Performance Characteristics

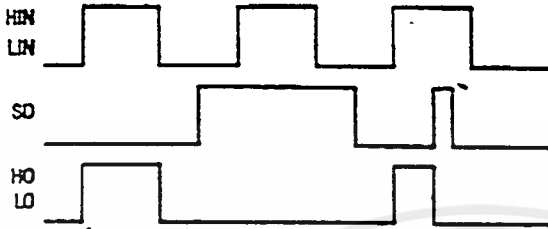


Fig. 1 — Input/Output Timing Diagram

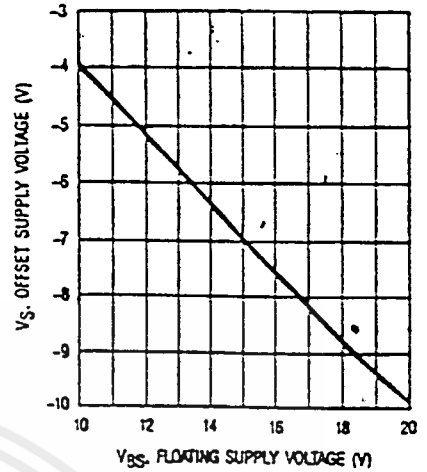


Fig. 2 — Maximum V_{SS} Negative Offset vs. V_{BS} Supply Voltage (For Proper I/O Logic Transition)

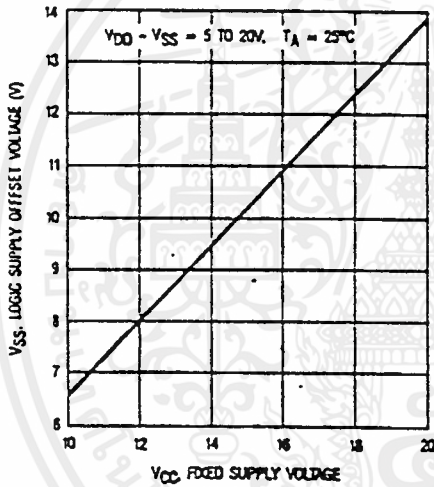


Fig. 3 — Maximum V_{SS} Positive Offset Voltage vs. V_{CC} Supply Voltage (For Proper I/O Logic Transition)

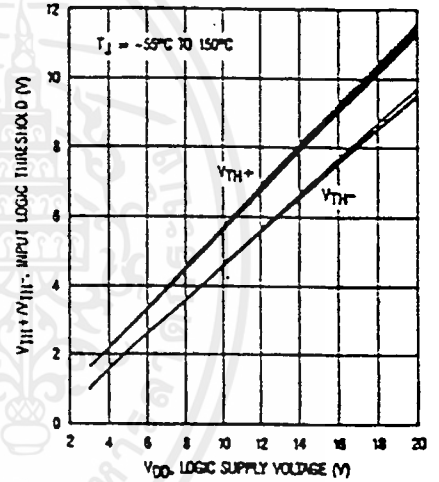


Fig. 4 — Input Logic Threshold vs. V_{DD} Supply Voltage

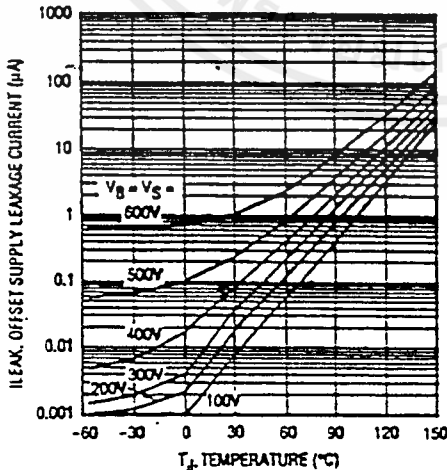


Fig. 5 — Offset Supply Leakage Current vs. Temperature

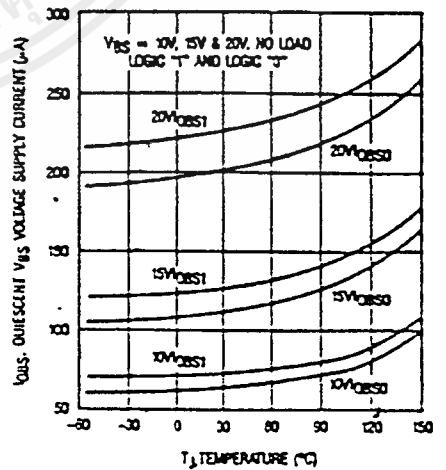


Fig. 6 — Quiescent V_{BS} Supply Current vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2113

Typical Performance Characteristics

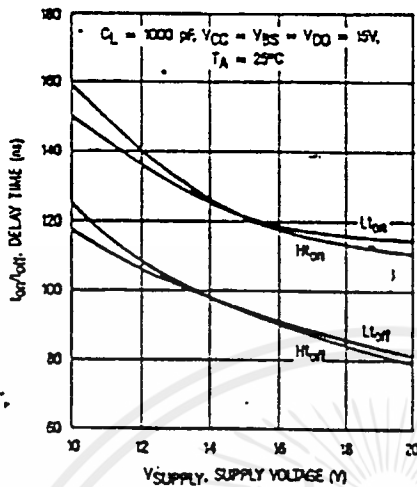


Fig. 12a — Delay Time vs. Supply Voltage

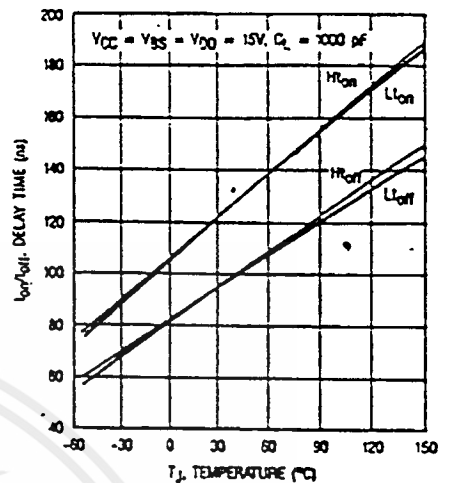


Fig. 12b — Delay Time vs. Temperature

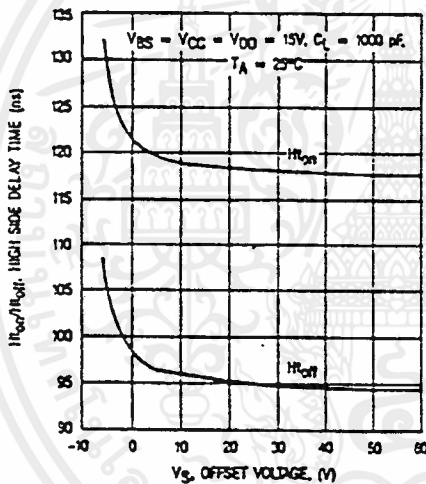


Fig. 12c — High Side Delay Time vs. V_3 Offset Voltage

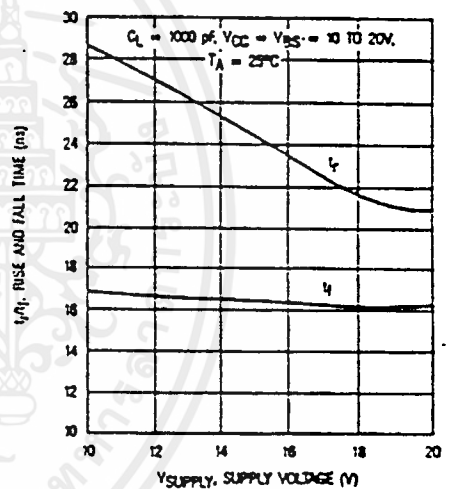


Fig. 13a — Rise and Fall Time vs. Supply Voltage

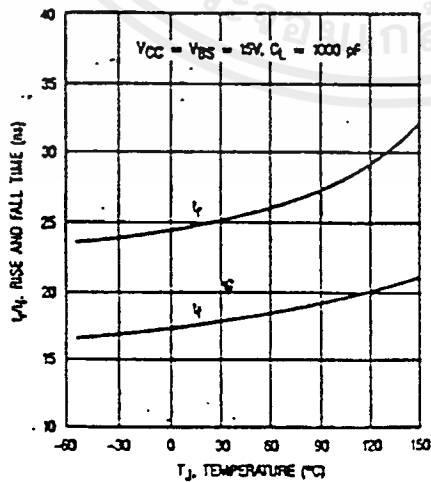


Fig. 13b — Rise and Fall Time vs. Temperature

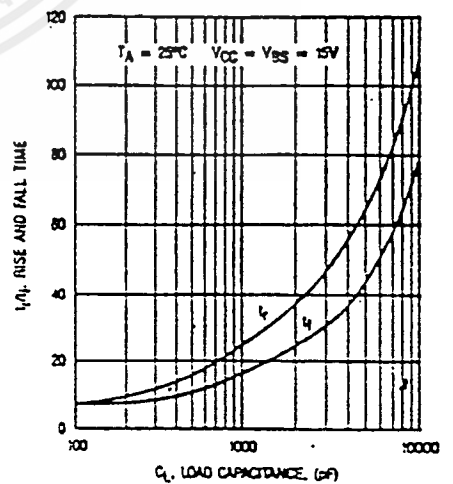
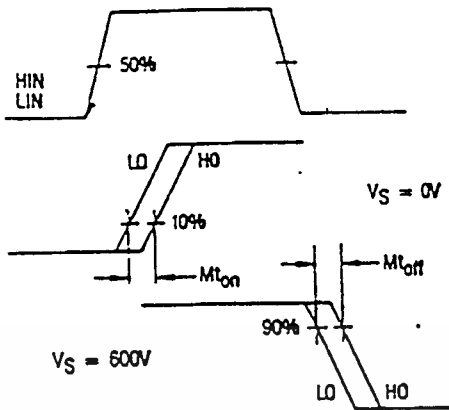


Fig. 13c — Rise Time/Fall Time vs. Load Capacitance

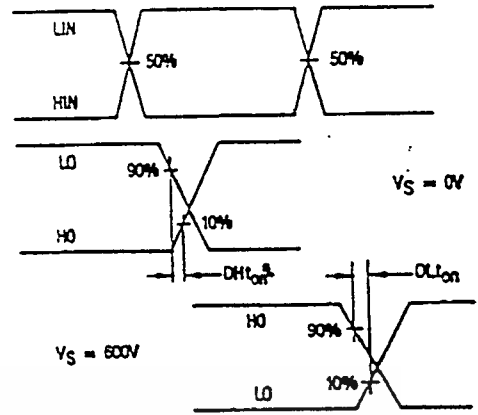
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics



TYPICAL $M_{ton} = M_{toff} = 0$ ns

Fig. 14 — Delay Matching Waveform Definitions



TYPICAL $DHT_{on} = DLT_{on} = 25$ ns

Fig. 15 — Deadtime Waveform Definitions

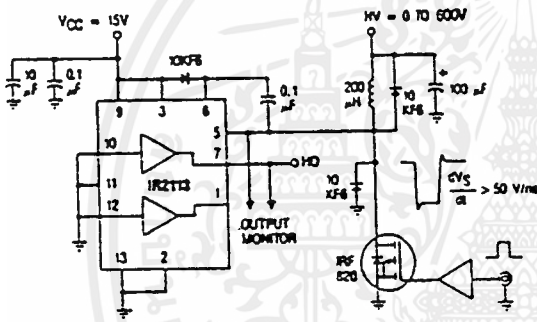


Fig. 16 — Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

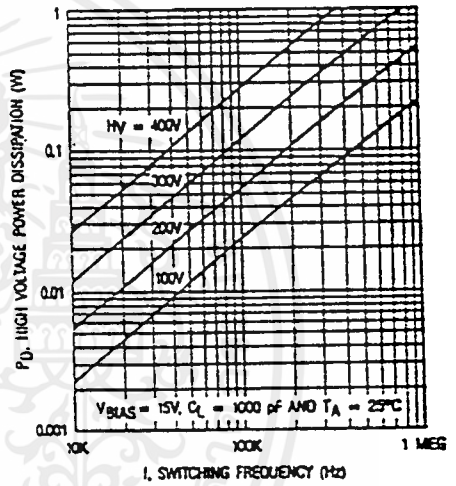


Fig. 17a — High Voltage Power Dissipation vs. Switching Frequency

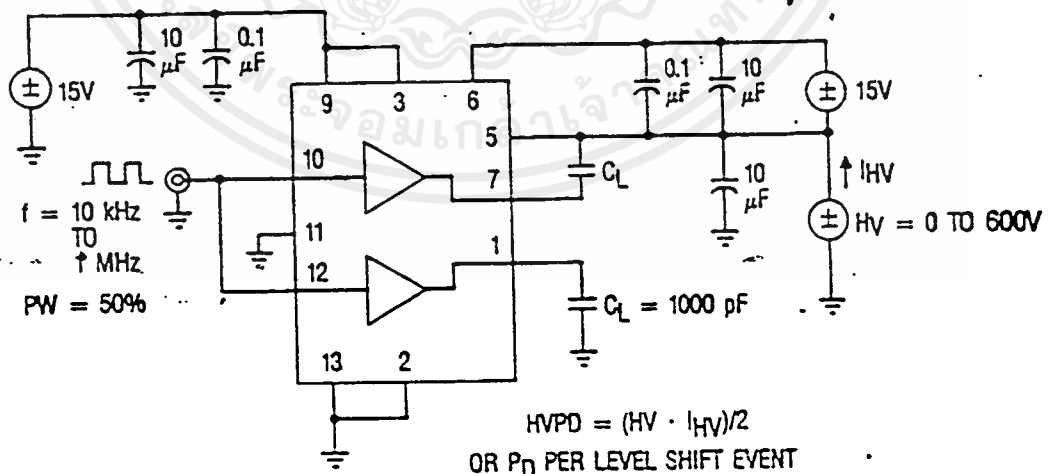


Fig. 17b — High Voltage Power Dissipation Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2113

Typical Performance Characteristics

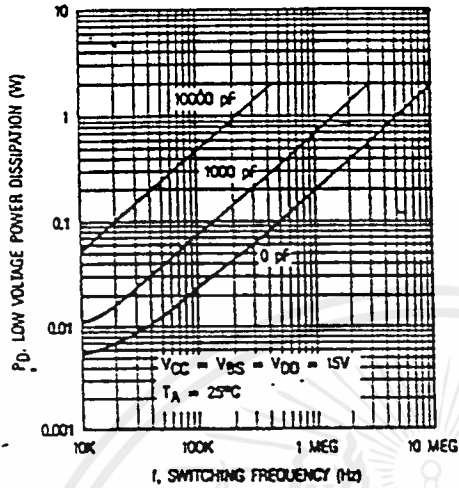


Fig. 18a — Low Voltage Power Dissipation vs. Switching Frequency

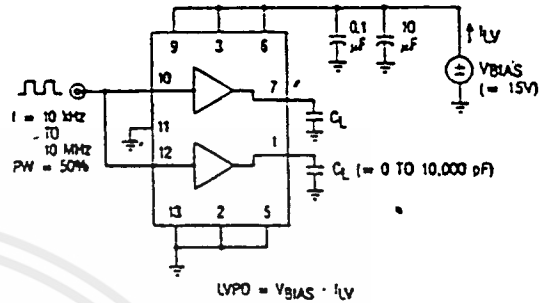


Fig. 18b. — Low Voltage Power Dissipation Test Circuit

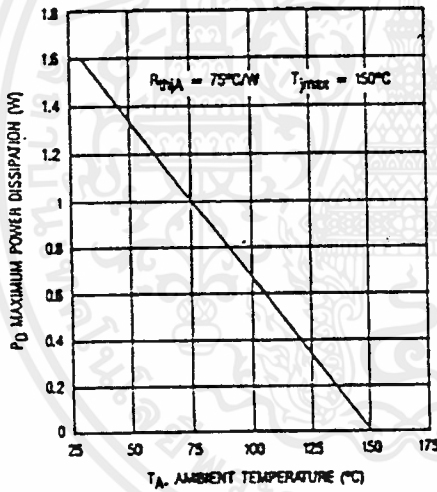


Fig. 19 — Maximum Power Dissipation vs. Ambient Temperature

HEXFET SIZE	TYPICAL t_r	TYPICAL t_f
2	25 ns	17 ns
3	38 ns	23 ns
4	53 ns	34 ns
5	78 ns	54 ns
6	116 ns	74 ns

Fig. 20 — HEXFET Die Size vs. Switching Time ($V_{BIAS} = 15V$)

HEXFET TYPE	HV = 100V	200V	300V	400V
820	2000	1200	700	350
830	1600	1100	640	330
840	1100	820	540	300
P450	640	540	400	250
P460	490	460	340	230

$T_A = 25^\circ C$ AND
 $V_{BIAS} = 15V$

Fig. 21 — Maximum Switching Frequency, f_{max} (kHz)

(f_{max} = switching frequency at which $T_j = T_{jmax}$ and is derived from calculation using typical electrical and thermal ratings. For operation at higher T_A , f_{max} should

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Functional Description

The IR2113 is a monolithic high voltage, high speed two channel power MOSFET or IGBT driver. Refer to the section on Functional Block Diagram for the internal partitioning of the various circuit blocks. The driver translates logic input signals into corresponding "in-phase" low impedance outputs. The low side channel output (LO) is referenced to a fixed rail (V_{CC}) and the high side channel output (HO) is referenced to a floating rail (V_{GS}) with offset capability up to 600V.

The logic circuit provides the control pulses for the two output channels corresponding to the logic inputs as indicated by the Input/Output Timing Diagram in Fig. 1. The HO and LO outputs are in phase with the HIN and LIN logic inputs. The two outputs will turn off when the SD input switches high and the outputs will remain off even after the SD input returns to low until the next rising edge of the respective inputs. In the case when V_{CC} is below the undervoltage trip point the UV detect circuit will send a shutdown signal to disable both channels. Also a separate UV detect block is used to disable the high side channel when V_{GS} is below its own undervoltage trip point. The logic inputs use Schmitt trigger circuits with a hysteretic band of $0.1 \cdot V_{DD}$ to provide high noise immunity and can accept inputs with slow rise time. The logic circuit is referenced to its own logic supply to allow the use of a lower supply voltage than the output operating supply voltage. A high noise immunity V_{DD}/V_{CC} level-shifting circuit is used to translate logic signal to the output drivers. With a $\pm 5V$ rated offset capability between the logic ground (V_{SS}) and power ground (COM), the logic circuit is unaffected by the noise coupling generated by the switching action of the output drivers.

Propagation delay for the two channels are matched using the low side delay circuit to simplify the timing requirements of the control pulses. The turn-on delay is matched at 120ns for the low side channel (L_{On}) and the high side channel (H_{On}) with V_{GS} at 0V since the high side turn-on command is usually executed when V_{GS} is at or near 0V. The turn-off delay is matched at 94ns for the low side channel (L_{Off}) and the high side channel (H_{Off}) with V_{GS} at 600V since the high side turn-off command is usually executed after the high side power MOSFET is "on" and V_{GS} is at or near the high voltage rail.

Both channels use identical low cross-conduction totem pole output connected transistors. The output driver consists of two N-channel MOSFETs with peak current capability above 2A and on resistance of less than 3 ohms (Fig. 10). One output MOSFET is connected as a source follower and the other in common source configuration. Because of the totem pole arrangement the rise time is slower than the fall time driving capacitive load. For a typical 3300pf load the rise and fall times are 50ns and 33ns respectively.

For the high side channel, narrow "On" and "Off" pulses triggered respectively by the rising and the falling edge of HIN are generated by the pulse generator. The respective pulses are used to drive separate high voltage DMOS level translators that set or reset a RS latch operating off the floating rail. Level shifting of the ground referenced HIN signal is thus accomplished by transposing the signal references to the floating rail. Because each high voltage DMOS level

translator is turned on for only the duration of the short "On" or "Off" pulses with each set or reset event, power dissipation is minimized. False triggering of the RS latch from fast dv/dt transients on the V_{GS} node is effectively differentiated from normal pull-down pulses through a pulse discriminator circuit such that the high side channel is essentially immune to any magnitude of dv/dt value. Also the high voltage level shifting circuit is designed to function normally even when the V_{GS} node swings more than 5V below the COM pin. This condition can often occur during the recirculation period of the output free-wheeling diode.

Application Guidelines

(Also see Application Note AN-978A, DT92-1, DT92-2, DT92-3, DT92-4, DT92-5 for details)

The IR2113 is typically used to drive two high voltage N-channel power MOSFETs or IGBTs configured in half-bridge, dual-forward or other topologies. The fixed rail referenced output is used to drive a low side connected power MOSFET. The floating output channel is used to drive a power MOSFET in the high side configuration that requires an over-rail gate drive. Refer to the section on Typical Applications for the various circuit topologies where the IR2113 is applicable.

Typically, the floating supply is derived from the fixed supply using a bootstrap technique as shown in the section on Typical Connection. The charging diode must have a voltage withstand capability higher than the peak HV bus voltage. To minimize power dissipation a fast recovery diode is recommended. The value of the bootstrap capacitor depends on the switching frequency, duty cycle and gate charge requirement of the power MOSFET. The voltage across the capacitor should not be allowed to drop below the under-voltage lockout threshold, otherwise protective shutdown will occur. A $0.1 \mu F$ capacitor is usually suitable for applications switching above 5 KHz.

Supply bypass capacitors between V_{CC} and COM and between V_{DD} and V_{SS} are required to supply the transient current needed for switching the capacitive loads. These capacitors, together with the reservoir capacitor across V_{G} and V_{S} , must be connected close to the device. A $0.1 \mu F$ ceramic disk capacitor in parallel with a $1 \mu F$ tantalum capacitor is recommended for V_{CC} bypass. A $0.1 \mu F$ ceramic disk capacitor is usually adequate for the logic supply.

The outputs of the IR2113 are designed to deliver gate drives for fast switching speed even for high current power MOSFETs with relatively high gate charge requirement. The typical switching speed for various standard power MOSFET sizes is shown in Fig. 20. To minimize inductance in the gate drive loop, each MOSFET should have its own dedicated connection going to Pin 2 and 5 of the IR2113 for the return of the gate drive signal. For smaller power MOSFETs a series gate resistor for each output is recommended to limit switching speed. The value of the gate resistor depends on EMI requirement, switching losses and the maximum allowable dv/dt .

The total power dissipation of the IR2113 is a function of HV bus voltage, V_{CC} and V_{DD} voltages, switching frequency, duty cycle, delivered gate drives charge, and operating junction temperature. The total dissipation can be divided into two categories: High voltage and low voltage switching.

IR2113

The high voltage dissipation can be calculated by the following formula:

$$PD(HV) = \underbrace{HV \cdot I_{LK} \cdot d}_{\text{static}} + \underbrace{(V_{Bon} + V_{Boff}) \cdot Q_p \cdot f}_{\text{dynamic}}$$

with HV the high voltage bus voltage, I_{LK} the leakage current of V_B to ground, d the duty cycle of the high side switch, Q_p the pulsed charge of high voltage level shifter, V_{Bon} the average voltage of V_B during the turn-on pulse, V_{Boff} the average voltage of V_B during the turn-off pulse and f the switching frequency of the high side channel. The level shifting losses are usually much larger than the leakage losses such that the static term can be neglected for most applications. Fig. 17 shows the total high voltage dissipation as a function of switching frequency at various fixed V_S voltage level. Note that the graph only shows the high voltage power dissipation per set or reset event at the particular fixed

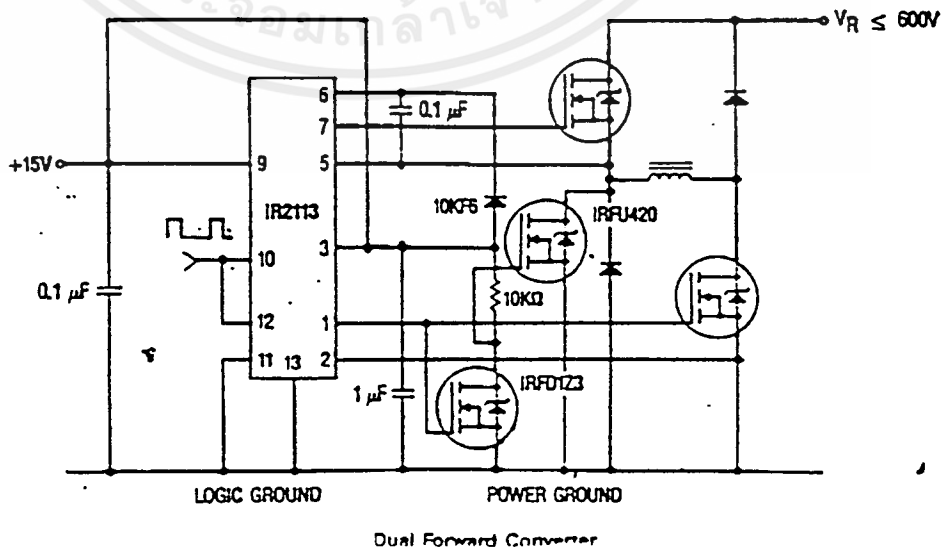
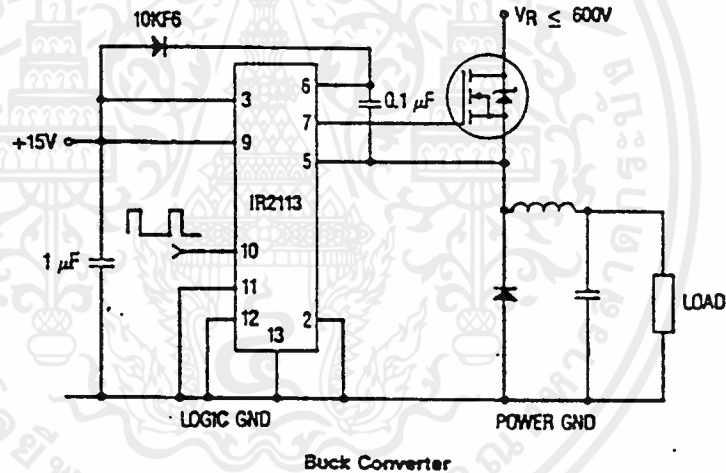
V_S level. Keep in mind that in actual application V_S is swinging during the level shifting event.

The low voltage dissipation can be calculated by the following formula:

$$PD(LV) = \underbrace{V_{bias} \cdot I_{Q_{tot}}}_{\text{static}} + \underbrace{2 \cdot V_{bias} \cdot Q_g \cdot f + V_{bias} \cdot Q_{cmos} \cdot f}_{\text{dynamic}}$$

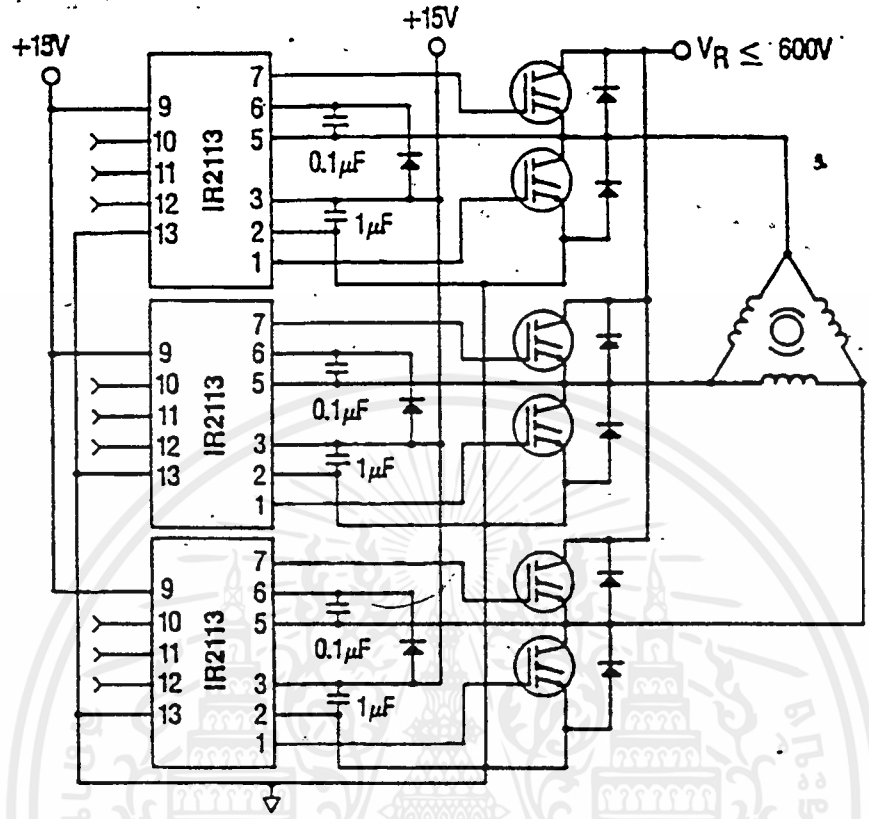
with V_{bias} the low voltage bias voltage assuming $V_{DD} = V_{CC} = V_{BS}$, $I_{Q_{tot}}$ the total quiescent current, Q_g the delivered gate charge per driven MOSFET, f the switching frequency and Q_{cmos} the switching losses associated with the internal CMOS circuitry. The quiescent losses are usually much smaller than the dynamic losses such that the static term can be neglected. Fig. 18 shows the total low voltage power dissipation as a function of switching frequency at various load conditions. The switching losses associated with internal circuitry (Q_{cmos}) are shown in the graph for the case of "0 pF" loading condition.

Typical Applications

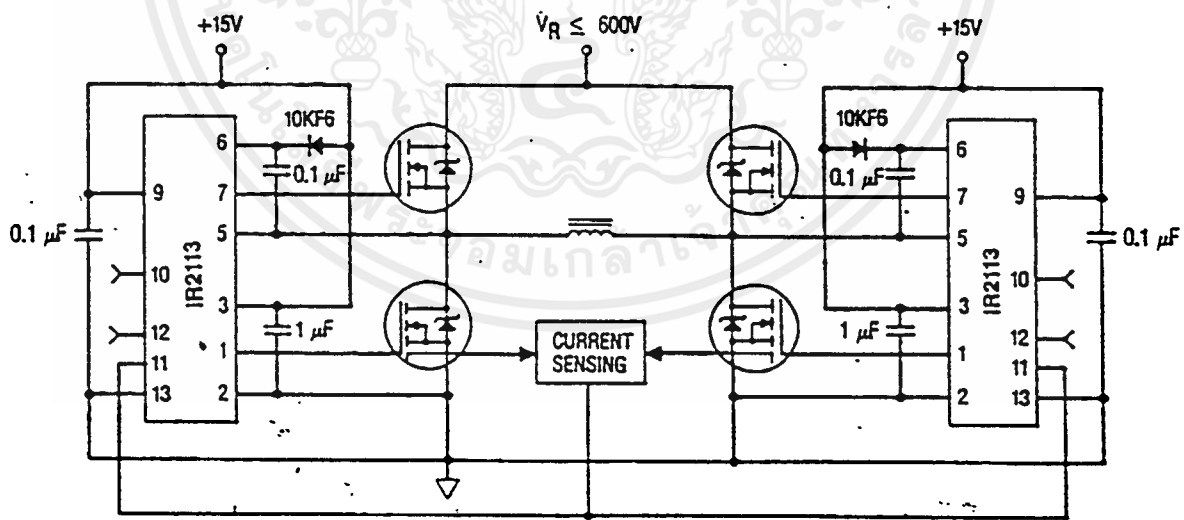


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Applications Continued



3-Phase Bridge Motor Drive



H-Bridge
Typical implementation of an H-bridge with cycle-by-cycle current mode control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Designer's™ Data Sheet
**Insulated Gate Bipolar Transistor
with Anti-Parallel Diode**
N-Channel Enhancement-Mode Silicon Gate

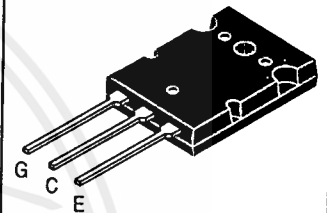
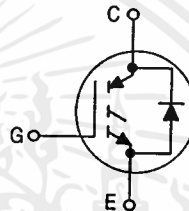
MGY30N60D

Motorola Preferred Device

IGBT & DIODE IN TO-264
30 A @ 90°C
50 A @ 25°C
600 VOLTS
SHORT CIRCUIT RATED

This Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) is co-packaged with a soft recovery ultra-fast rectifier and uses an advanced termination scheme to provide an enhanced and reliable high voltage-blocking capability. Short circuit rated IGBT's are specifically suited for applications requiring a guaranteed short circuit withstand time such as Motor Control Drives. Fast switching characteristics result in efficient operations at high frequencies. Co-packaged IGBT's save space, reduce assembly time and cost.

- Industry Standard High Power TO-264 Package (TO-3PBL)
- High Speed E_{off} : 60 μ J per Amp typical at 125°C
- High Short Circuit Capability - 10 μ s minimum
- Soft Recovery Free Wheeling Diode is included in the package
- Robust High Voltage Termination
- Robust RBSOA



CASE 340G-02, Style 5
TO-264

MAXIMUM RATINGS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CES}	600	Vdc
Collector-Gate Voltage ($R_{GE} = 1.0 \text{ M}\Omega$)	V_{CGR}	600	Vdc
Gate-Emitter Voltage — Continuous	V_{GE}	± 20	Vdc
Collector Current — Continuous @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ — Continuous @ $T_C = 90^\circ\text{C}$ — Repetitive Pulsed Current (1)	I_{C25} I_{C90} I_{CM}	50 30 100	Adc Adc Apk
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	PD	202 1.61	Watts W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	-55 to 150	°C
Short Circuit Withstand Time ($V_{CE} = 360 \text{ Vdc}$, $V_{GE} = 15 \text{ Vdc}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$, $R_G = 20 \Omega$)	t_{sc}	10	μ s
Thermal Resistance — Junction to Case — IGBT — Junction to Case — Diode — Junction to Ambient	$R_{\theta JC}$ $R_{\theta JC}$ $R_{\theta JA}$	0.62 1.41 35	°C/W
Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds	T_L	260	°C
Mounting Torque, 6-32 or M3 screw		10 lbf•in (1.13 N•m)	

(1) Pulse width is limited by maximum junction temperature.

Designer's Data for "Worst Case" Conditions — The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. SOA Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือการเขียนเพื่อการค้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MGY30N60D

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_J = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit				
OFF CHARACTERISTICS									
Collector-to-Emitter Breakdown Voltage (V _{GE} = 0 Vdc, I _C = 250 μAdc) Temperature Coefficient (Positive)	BV _{CES}	600 —	— 870	— —	Vdc mV/°C				
Zero Gate Voltage Collector Current (V _{CE} = 600 Vdc, V _{GE} = 0 Vdc) (V _{CE} = 600 Vdc, V _{GE} = 0 Vdc, T _J = 125°C)	I _{CES}	— —	— —	100 2500	μAdc				
Gate-Body Leakage Current (V _{GE} = ± 20 Vdc, V _{CE} = 0 Vdc)	I _{GES}	—	—	250	nAdc				
ON CHARACTERISTICS (1)									
Collector-to-Emitter On-State Voltage (V _{GE} = 15 Vdc, I _C = 15 Adc) (V _{GE} = 15 Vdc, I _C = 15 Adc, T _J = 125°C) (V _{GE} = 15 Vdc, I _C = 30 Adc)	V _{CE(on)}	— — —	2.20 2.10 2.60	2.90 — 3.45	Vdc				
Gate Threshold Voltage (V _{CE} = V _{GE} , I _C = 1 mAdc) Threshold Temperature Coefficient (Negative)	V _{GE(th)}	4.0 —	6.0 10	8.0 —	Vdc mV/°C				
Forward Transconductance (V _{CE} = 10 Vdc, I _C = 30 Adc)	g _{fe}	—	15	—	Mhos				
DYNAMIC CHARACTERISTICS									
Input Capacitance	C _{ies}	—	4280	—	pF				
Output Capacitance						C _{oes}	—	225	—
Transfer Capacitance						C _{res}	—	19	—
SWITCHING CHARACTERISTICS (1)									
Turn-On Delay Time	(V _{CC} = 360 Vdc, I _C = 30 Adc, V _{GE} = 15 Vdc, L = 300 μH R _G = 20 Ω, T _J = 25°C) Energy losses include "tail"	t _{d(on)}	—	76	—	ns			
Rise Time		t _r	—	80	—				
Turn-Off Delay Time		t _{d(off)}	—	348	—				
Fall Time		t _f	—	188	—				
Turn-Off Switching Loss		E _{off}	—	0.98	1.28	mJ			
Turn-On Switching Loss		E _{on}	—	2.00	—				
Total Switching Loss		E _{ts}	—	2.98	—				
Turn-On Delay Time		(V _{CC} = 360 Vdc, I _C = 30 Adc, V _{GE} = 15 Vdc, L = 300 μH R _G = 20 Ω, T _J = 125°C) Energy losses include "tail"	t _{d(on)}	—	73	—	ns		
Rise Time			t _r	—	95	—			
Turn-Off Delay Time			t _{d(off)}	—	394	—			
Fall Time	t _f		—	418	—				
Turn-Off Switching Loss	E _{off}		—	1.90	—	mJ			
Turn-On Switching Loss	E _{on}		—	3.10	—				
Total Switching Loss	E _{ts}		—	5.00	—				
Gate Charge	(V _{CC} = 360 Vdc, I _C = 30 Adc, V _{GE} = 15 Vdc)		Q _T	—	150	—	nC		
			Q ₁	—	30	—			
			Q ₂	—	45	—			
DIODE CHARACTERISTICS									
Diode Forward Voltage Drop (I _{EC} = 15 Adc) (I _{EC} = 15 Adc, T _J = 125°C) (I _{EC} = 30 Adc)	V _{FEC}	— — —	1.30 1.10 1.45	1.80 — 2.05	Vdc				

(1) Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2%.

(continued)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS — continued ($T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit	
MODE CHARACTERISTICS — continued						
Reverse Recovery Time	$(I_F = 30 \text{ A dc}, V_R = 360 \text{ V dc}, di_F/dt = 200 \text{ A}/\mu\text{s})$	t_{rr}	—	153	—	ns
		t_a	—	82	—	
		t_b	—	71	—	
Reverse Recovery Stored Charge	Q_{RR}	—	2.3	—	μC	
Reverse Recovery Time	$(I_F = 30 \text{ A dc}, V_R = 360 \text{ V dc}, di_F/dt = 200 \text{ A}/\mu\text{s}, T_J = 125^\circ\text{C})$	t_{rr}	—	208	—	ns
		t_a	—	117	—	
		t_b	—	91	—	
Reverse Recovery Stored Charge	Q_{RR}	—	3.8	—	μC	
INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE						
Internal Emitter Inductance (Measured from the emitter lead 0.25" from package to emitter bond pad)	L_E	—	13	—	nH	

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

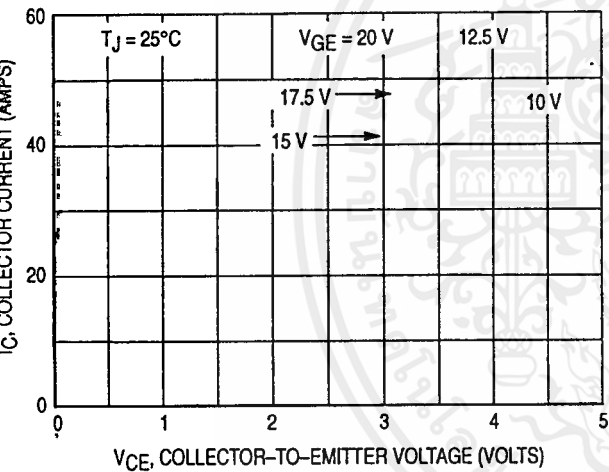


Figure 1. Output Characteristics, $T_J = 25^\circ\text{C}$

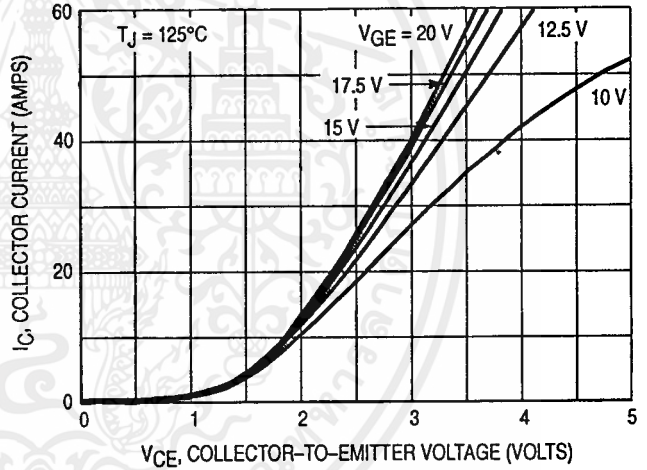


Figure 2. Output Characteristics, $T_J = 125^\circ\text{C}$

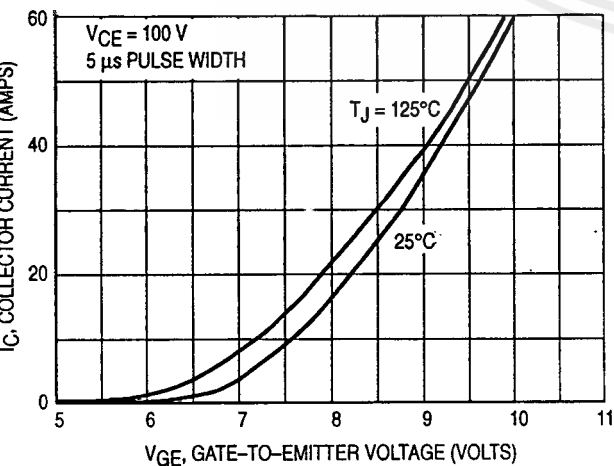


Figure 3. Transfer Characteristics

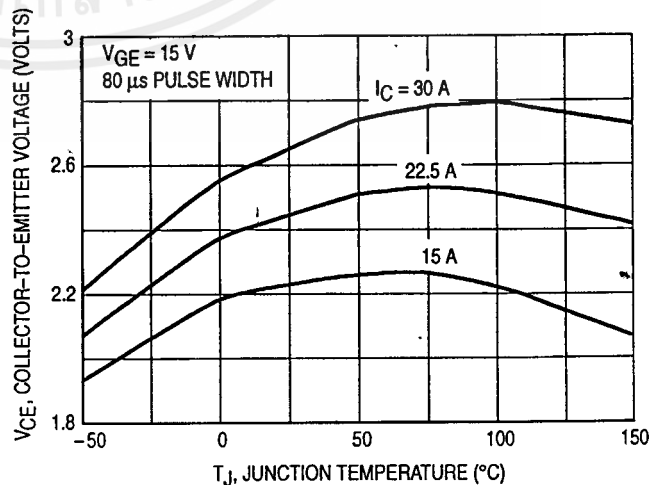


Figure 4. Collector-to-Emitter Saturation Voltage versus Junction Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใด ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MGY30N60D

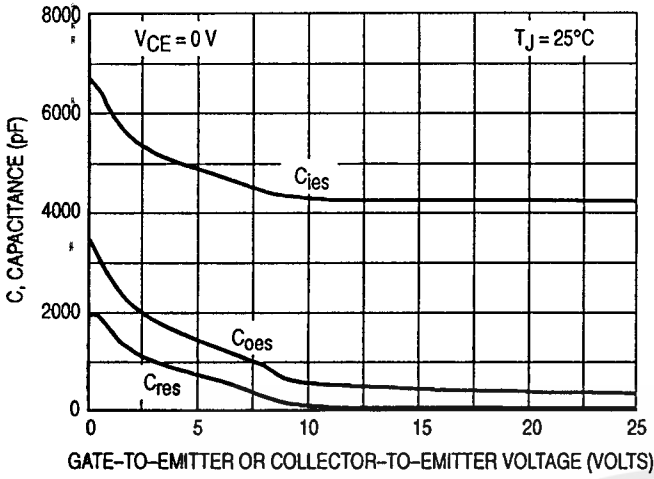


Figure 5. Capacitance Variation

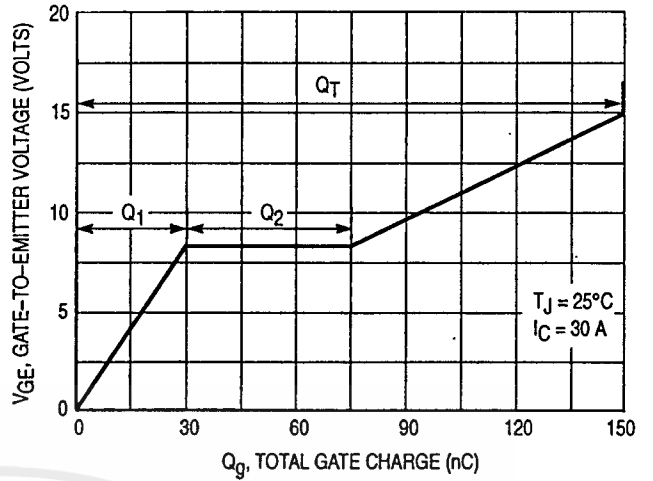


Figure 6. Gate-to-Emitter Voltage versus Total Charge

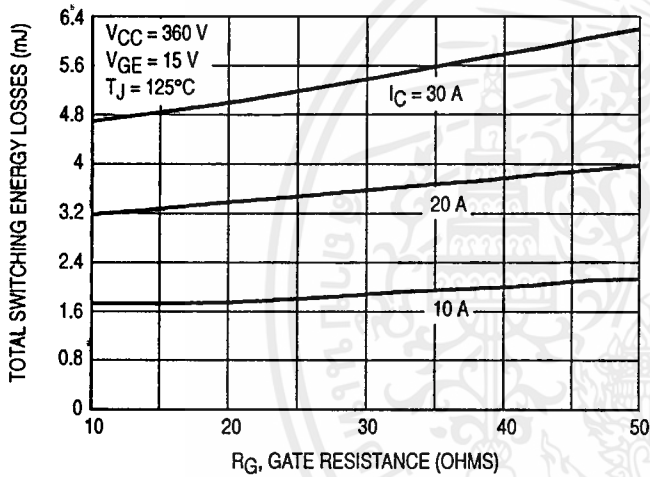


Figure 7. Total Switching Losses versus Gate Resistance

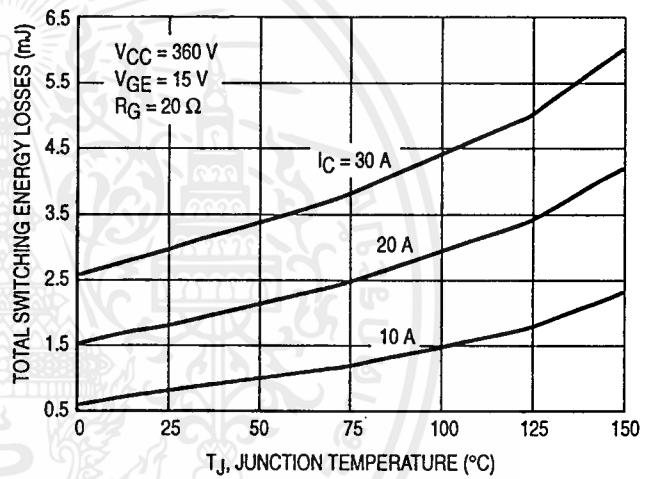


Figure 8. Total Switching Losses versus Junction Temperature

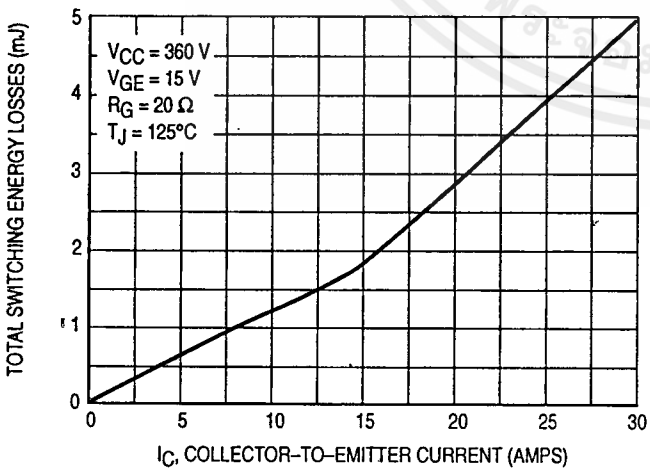


Figure 9. Total Switching Losses versus Collector-to-Emitter Current

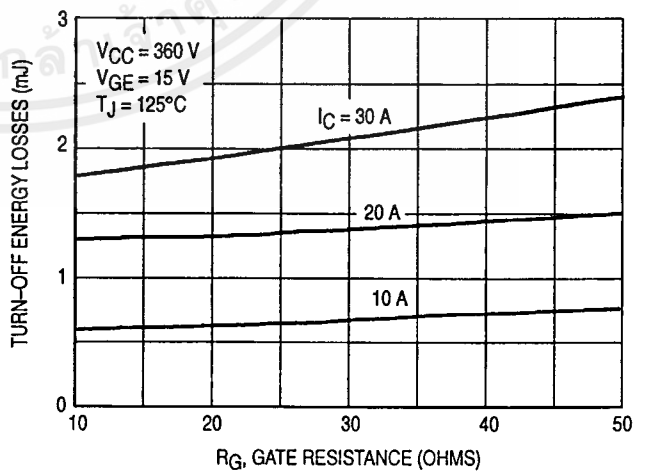


Figure 10. Turn-Off Losses versus Gate Resistance

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

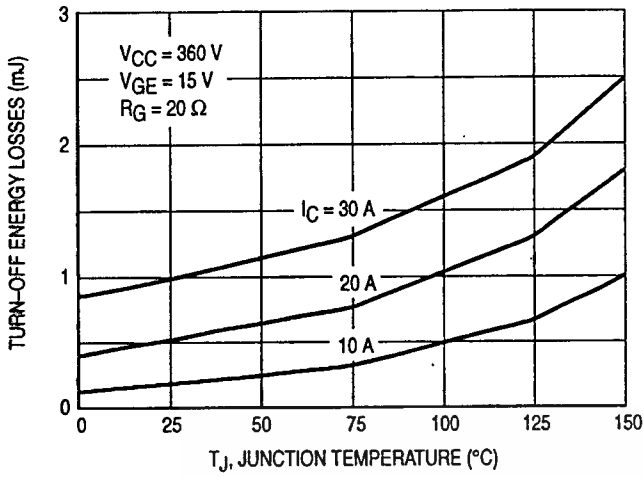


Figure 11. Turn-Off Losses versus Junction Temperature

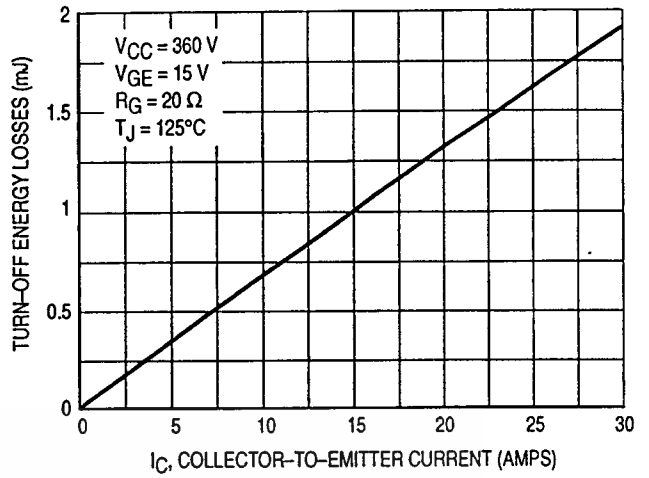


Figure 12. Turn-Off Losses versus Collector-to-Emitter Current

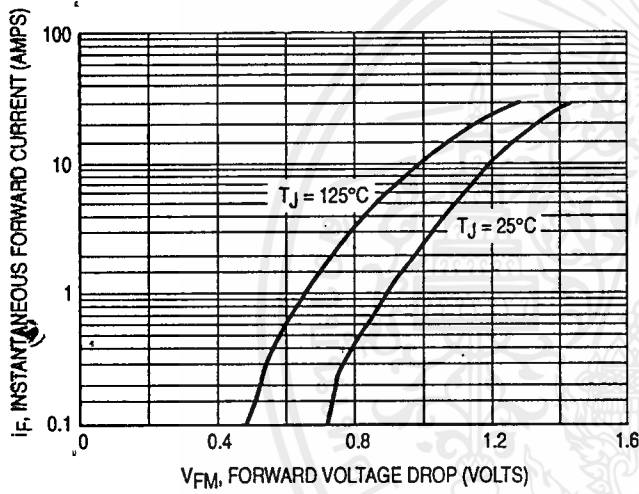


Figure 13. Typical Diode Forward Drop versus Instantaneous Forward Current

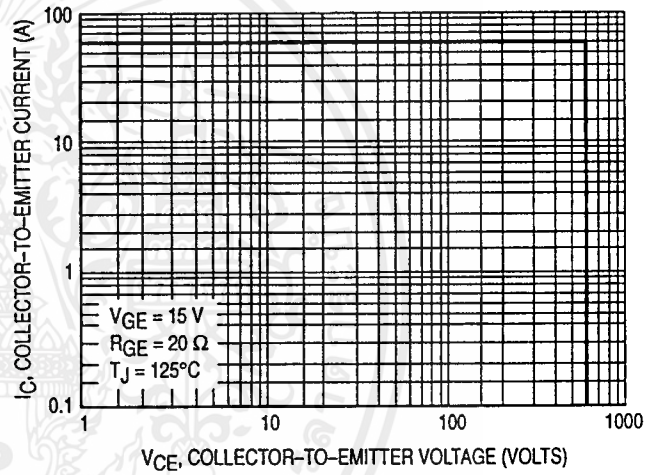
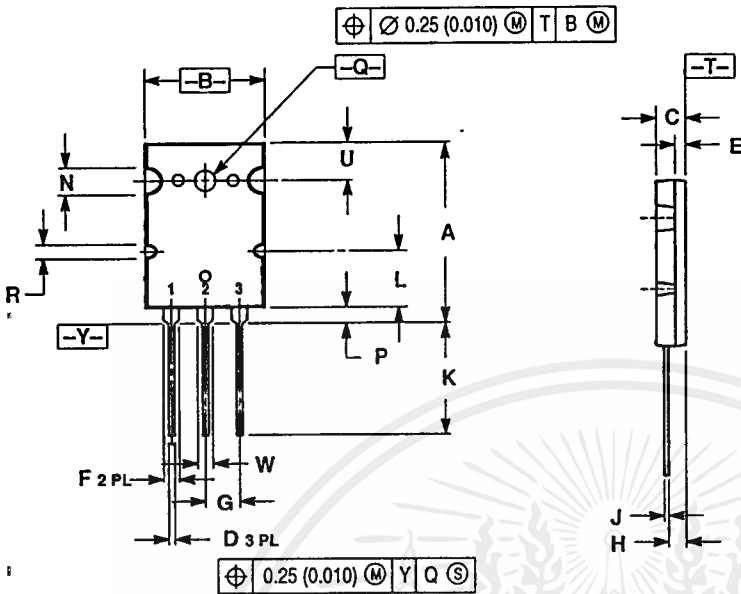


Figure 14. Reverse Biased Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PACKAGE DIMENSIONS



- NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	2.8	2.9	1.102	1.142
B	19.3	20.3	0.760	0.800
C	4.7	5.3	0.185	0.209
D	0.93	1.48	0.037	0.058
E	1.9	2.1	0.075	0.083
F	2.2	2.4	0.087	0.102
G	5.45 BSC		0.215 BSC	
H	2.6	3.0	0.102	0.118
J	0.43	0.78	0.017	0.031
K	17.6	18.8	0.693	0.740
L	11.0	11.4	0.433	0.449
N	3.95	4.75	0.156	0.187
P	2.2	2.6	0.087	0.102
Q	3.1	3.5	0.122	0.137
R	2.15	2.35	0.085	0.093
U	6.1	6.5	0.240	0.256
W	2.8	3.2	0.110	0.125

- STYLE 5:
 PIN 1. GATE
 2. COLLECTOR
 3. EMITTER

CASE 340G-02
 TO-264
 ISSUE E

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 $\mu\mu$ 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



MOTOROLA



กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบพระคุณ ดร.วิระเชษฐ์ ชันเงิน และอาจารย์สุรินทร์ตลอดจนอาจารย์ทุกท่านเป็นอย่างสูงที่ให้คำแนะนำประสิทธิประสาทความรู้ ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่ภาควิศวกรรมไฟฟ้า , เจ้าหน้าที่ภาคเครื่องกล,เพื่อนๆน้องๆ และชุมชนEC ที่ให้ความสะดวกเรื่องสถานที่ และ คอมพิวเตอร์ต่างๆที่ใช้ในการทำงานในโครงการนี้มาด้วยดีโดยตลอด



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

- [1] A.E. Fitzgerald , Charles Kingsley,Jr. and Stephen D. Umans , “ ELECTRIC MACHINERY ”, McGraw-Hill
- [2] MOHAN , UNDELAND and ROBBINS ,“ Power Electronic ”, New York , John Wiley & Son , Inc , 2nd Edition , 1995
- [3] นาวิณ วิชัยโชติยากานต์ และ พิพัฒน์ ไชยนา , “ ปริญญานิพนธ์ เรื่อง เครื่องอัดประจุแบตเตอรี่สำหรับรถไฟฟ้า ” , 2536
- [4] สุวัฒน์ คั่น , “ เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ” , บริษัทสำนักพิมพ์วิชาจำกัด , 2538
- [5] พิชิต ถ้ำของ , “ เครื่องจักรกลไฟฟ้า 1 ” , คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 2537