

# สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

## การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ 4 ควอดแรนต์โดยใช้ไอจีบีที 4 QUADRANT IGBT DC DRIVES



โดย  
นาย ชนินทร์ สิริชาญชัยกุล  
นาย ชาศรี กิจวรรณจักร์  
นาย โชคอำนวย อัสวพรพิพัฒน์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2542

เลขหน้.....  
เลขทะเบียน..... 37004  
วัน, เดือน, ปี..... 30 ต.ค. 2543

รับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2542

การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ 4 ควอดแรนต์ที่ใช้ไอจีบีที  
4 QUADRANT IGBT DC DRIVES



โดย  
นาย ชนินทร สิริชาลชัยกุล  
นาย ชาตรี กิจวรรณจักร์  
นาย โชคอำนวย อัครพรพิพัฒน์

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐอำริณ

ดร. วิจิตร กิณเรศ

อ. สุรินทร์ คำฝอย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2542


ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ 4 ควอดแรนต์โดยใช้ไอจีบีที

ผู้จัดทำ

1. นาย ชรินทร์ สิริชาญชัยกุล
2. นาย ชาตรี กิจวรรณจักร์
3. นาย โชคอำนวย อัสวพรพิพัฒน์



อาจารย์ที่ปรึกษา  
( รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ )



อาจารย์ที่ปรึกษา  
( ดร. วิจิตร กิณเรศ )



อาจารย์ที่ปรึกษา  
( อ. สุรินทร์ คำฝอย )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ 4 ควอดแรนต์โดยใช้ไอจีบีที

นาย ชรินทร์ สิริชาญชัยกุล

นาย ชาศรี กิจวรรณจักร์

นาย โชคอำนวย อัสวพรพิพัฒน์

รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา

อ. สุรินทร์ คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2542

### บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาการทำงานของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้วงจรแปลงแรงดันควบคุมสัปดาห์ไฟฟ้าที่ตัดพร้อมอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ เลือกใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 0.75 กิโลวัตต์ , 5.2 แอมป์ , 220 โวลต์ , 2,000 รอบต่อนาที ซึ่งจุดมุ่งหมายของโครงการนี้คือ การควบคุมทิศทางการหมุนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแบบ 4 ควอดแรนต์ และควบคุมความเร็วรอบให้คงที่ หลักการควบคุมทิศทางการหมุนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ 4 ควอดแรนต์ใช้วงจรดีซี-ดีซีฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และการควบคุมโดยใช้วงจรลอจิกในการสั่งการเปลี่ยนทิศทางการหมุน ซึ่งเป็นเทคนิคที่ใช้ง่าย มีความแม่นยำสูง ส่วนการควบคุมความเร็วให้คงที่ ใช้วงจรควบคุมแบบพีไอ โดยทำการควบคุมเป็นรูปของโวลต์เดจ ซึ่งทำให้สามารถควบคุมทิศทางการหมุนและความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงได้ตามต้องการ การวิเคราะห์ผลงานจะได้จากการทดลองขับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแล้วนำผลไปเปรียบเทียบกับทฤษฎีอ้างอิง

## 4 QUADRANT IGBT DC DRIVES

Chanin Sirichanchaikul

Chatree Kitwannajak

Chok-amnoy Asawapornpipat

Assoc. Prof. Dr. Viriya Pichetchumrun Advisor

Lecturer Dr. Vijit Kinares Advisor

Lecturer Surin Khomfoi Advisor

1999

### ABSTRACT

This thesis is to analyze the characteristic of separate DC motor, 0.75 kW, 5.2 A, 2000 rpm by controlling armature voltage. The objective of analyzing is to control the turning direction of separate DC motor and control the steady of speed. The principle of controlling the direction of DC motor in from of the 4 quadrant by using DC to DC full bridge converter which is controlled by logic circuit in order to turning the direction. This technique is very simple and accurate. For controlling the steadily of speed is using PI circuit by close loop from encoder in which speed and direction are totally controlled.

## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญภาพ	III
สารบัญตาราง	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	3
2.1 โครงสร้างของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	3
2.1.1 ส่วนที่หยุดนิ่งอยู่กับที่ (stator)	3
2.1.2 ส่วนที่เคลื่อนที่หมุนไปได้รอบตัว (rotor)	4
2.2 ชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	5
2.2.1 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก	5
2.2.2 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน	6
2.2.3 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม	7
2.2.4 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสม	8
2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็ว	9
2.4 การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	10
2.5 การเบรกของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	11
2.6 รีปเปลในกระแสแอมเจอร์	13
บทที่ 3 ทฤษฎีเกี่ยวกับ IGBT	15
3.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับ ไอจีบีที	15
3.2 โครงสร้างพื้นฐานของ ไอจีบีที	15
3.3 คุณลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้า	18
3.4 ลักษณะการทำงาน	19
3.4.1 สภาวะนำกระแส	19
3.4.2 สภาวะหยุดนำกระแส	20
3.5 คุณลักษณะของการสวิตช์ซิ่ง	21
3.5.1 ช่วงขณะนำกระแส	21
3.5.2 ช่วงขณะหยุดนำกระแส	22

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
<b>บทที่ 4</b> วงจรที่ใช้ในโรงงาน	24
4.1 โครงสร้างและส่วนประกอบของชุดควบคุมสัญญาณขับ	24
4.2 วงจรสร้างสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม	24
4.2.1 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันคอนเวอร์เตอร์	26
4.2.2 การกำหนดค่าเดดไทม์ ( $T_D$ )	27
4.2.3 การเลือกใช้ $Q_1$ และ $Q_2$ ที่เอาต์พุตของไอซี	27
4.3 วงจรขับเกท	29
4.4 วงจรเคดไทม์	29
4.5 วงจรลอจิก	31
4.6 วงจรแปลงแรงดันดีซี-ดีซีแบบฟูลบริดจ์	35
4.7 แรงดันสวิทช์จึ่งแบบพีคดับเบิ้ลเอ็ม ยูนิโพลาร์	37
4.8 วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า	38
4.9 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรวมและวงจรควบคุมแบบพีไอ	40
<b>บทที่ 5</b> การทดลองและผลการทดลอง	41
5.1 การหาค่า $R_s$ , $R_f$ โดยวิธี V-I Method	41
5.2 การหาความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วของโรเตอร์กับแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้า	44
5.3 การหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสฟลักซ์กับความเร็วของโรเตอร์	46
5.4 การเปรียบเทียบเวลาการหยุดหมุนของมอเตอร์	47
5.5 คุณลักษณะของแรงบิดกับความเร็ว	48
5.6 การหาประสิทธิภาพ	50
5.7 การเปรียบเทียบความเร็วระหว่าง Close Loop กับ Open Loop	52
<b>บทที่ 6</b> สรุปผลและวิจารณ์	57
6.1 สรุปผลการทดลอง	57
6.2 วิจารณ์ผลการทดลอง	58
6.3 แนวทางการพัฒนา	58

## สารบัญ (ต่อ)

หน้า

### 6.4 ประสบการณ์ที่ได้รับ

58

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญภาพ

	หน้า
รูป 1.1 แผนผังแสดงการควบคุมมอเตอร์	2
รูป 2.1 แสดงส่วนประกอบต่าง ๆ ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	5
รูป 2.2 แสดงวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก	6
รูป 2.3 แสดงวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน	6
รูป 2.4 แสดงวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม	7
รูป 2.5 แสดงวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ Short shunt compound	8
รูป 2.6 แสดงวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ Long shunt compound	8
รูป 2.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	10
รูป 2.8 แสดงวงจรสมมูลย์ของการเบรกในควอแดรนต์ต่าง ๆ	12
รูป 2.9 แสดงวงจรถูกกำลังของการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ 4 ควอแดรนต์	13
รูป 2.10 แสดง ripple ในกระแสอาร์เมเจอร์	14
รูป 3.1(a) แสดงภาพตัดแนวตั้งและ โครงสร้างของ ไอจีบีที	
(b) แสดงภาพ โครงสร้างของ ไอจีบีที	16
รูป 3.2 แสดงคุณลักษณะของกระแสและความต่างศักย์ของ ไอจีบีที	18
รูป 3.3 แสดงทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและ โฮลในขณะนำกระแส	19
รูป 3.4 แสดงรูปคลื่นของกระแสและความต่างศักย์ขณะนำกระแส	21
รูป 3.5 แสดงรูปคลื่นของกระแสและความต่างศักย์ขณะหยุดนำกระแส	22
รูป 4.1 แสดงแผนภูมิชุดควบคุมสัญญาณขับ	24
รูป 4.2 แสดงการจัด โครงสร้างภายในและการจัดขา ไอซี TL 494	25
รูป 4.3 แสดงความสัมพันธ์ของค่า $R_T C_T$ ในการกำหนดความถี่	25
รูป 4.4 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494	26
รูป 4.5 แสดงรูปคลื่นที่ออกจาก TL 494	27
รูป 4.6 แสดงลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494	28
รูป 4.7 แสดงการต่อวงจร ไอซี TL 494	28
รูป 4.8 แสดงวงจรขับเกท	29
รูป 4.9 แสดงวงจรเดคโทม์	30
รูป 4.10 แสดงแผนผังการควบคุมการทำงานของมอเตอร์ในโหมดต่าง ๆ	33
รูป 4.11 แสดงการต่อวงจรควบคุมถอยจิก	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูป 4.12 แสดงวงจรฟลูตบริคัจฉี-คัจฉีคอนเวอร์เตอร์	35
รูป 4.13 แสดงรูปคลื่นแรงดันสวิทซ์ซิ่งแบบพีคดับทิวเอ็ม ยูนิโพลาร์	38
รูป 4.14 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของ PLL	39
รูป 4.15 แสดงการต่อวงจรเฟสล็อกคูลูป	39
รูป 4.16 แสดงวงจรรวมและวงจรควบคุมแบบพีไอ	40
รูป 5.1 แสดงการต่อวงจรทดลองเพื่อหาค่า $R_u$	41
รูป 5.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์ $V_u, I_u$	42
รูป 5.3 แสดงการต่อวงจรทดลองเพื่อหาค่า $R_r$	43
รูป 5.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์ $V_r, I_r$	43
รูป 5.5 แสดงการต่อวงจรที่ใช้ในการทดลองขณะไร้ภาระ	44
รูป 5.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็ว ( $N_r$ ) กับแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้า ( $V_i$ )	45
รูป 5.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็ว ( $N_r$ ) กับกระแสเฟลด์ ( $I_f$ )	46
รูป 5.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็ว ( $N_r$ ) กับเวลาที่ใช้ในการเบรก	48
รูป 5.9 แสดงการต่อวงจรที่ใช้ในการทดลองขณะมีภาระ	48
รูป 5.10 กราฟแสดงคุณลักษณะแรงบิดกับความเร็ว	50
รูป 5.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็ว ( $N_r$ ) กับกำลังไฟฟ้า	52
รูป 5.12 กราฟแสดงการเปรียบเทียบความเร็วขณะ Open Loop กับ Close Loop	53
รูป 5.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างศักดาที่ตกคร่อมไอจีบีที $Q_1(V_{GE})$ และสัญญาณเอาต์พุตที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์ ( $V_r$ )	54
รูป 5.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างศักดาที่ตกคร่อมไอจีบีที $Q_1(V_{GE})$ และสัญญาณเอาต์พุตที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์ ( $V_r$ )	54
รูป 5.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันตกคร่อมอาร์เมเจอร์ ( $V_r$ ) และกระแสอาร์เมเจอร์ ( $I_a$ ) ขณะหมุนฟอร์เวิร์ด (Forward)	55
รูป 5.16 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันตกคร่อมอาร์เมเจอร์ ( $V_r$ ) และกระแสอาร์เมเจอร์ ( $I_a$ ) ขณะหมุนฟอร์เวิร์ดเบรก (Forward Brake)	55
รูป 5.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันตกคร่อมอาร์เมเจอร์ ( $V_r$ ) และกระแสอาร์เมเจอร์ ( $I_a$ ) ขณะหมุนรีเวอร์ส (Reverse)	56

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูป 5.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคคร่อมอาเมเจอร์ ( $V_r$ ) และกระแสอาเมเจอร์ ( $I_a$ ) ขณะหมุนรีเวอร์คเบรก (Reverse Brake)	56
รูป 5.19 กราฟแสดงผลตอบสนองขณะมีการ Close Loop	57



## สารบัญตาราง

	หน้า
ตาราง 2.1 แสดงข้อของแหล่งจ่ายไฟและทิศทางของกระแสในคอร์ดเรนที่ต่าง ๆ	12
ตาราง 4.1 แสดงค่าความจริงที่เกิดขึ้นจากการควบคุมสถานะการหมุนของมอเตอร์ในโหมดการทำงานต่าง ๆ	31
ตาราง 4.2 แสดงการยุบวงจร โดยใช้วิธีเค-แม็ปของ $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$	32
ตาราง 5.1 แสดงค่า $V_s, I_s$	42
ตาราง 5.2 แสดงค่า $V_r, I_r$	43
ตาราง 5.3 แสดงค่า $V_t$ และ $I_t$ ที่ความเร็วต่าง ๆ	45
ตาราง 5.4 แสดงค่าความเร็วของโรเตอร์ที่ค่า $I_r$ ต่าง ๆ	46
ตาราง 5.5 แสดงเวลาที่ใช้เบรกมอเตอร์ที่ความเร็วต่าง ๆ	47
ตาราง 5.6 แสดงค่าคุณลักษณะแรงบิดกับความเร็วของโรเตอร์	49
ตาราง 5.7 แสดงค่าการทดสอบ โดยการเบรก	51
ตาราง 5.8 แสดงผลการทดลองเปรียบเทียบความเร็วขณะ Open Loop กับ Close Loop	53

## บทที่ 1

### บทนำ

#### ที่มาของโครงการ

ในปัจจุบันนี้วิทยาการและเทคโนโลยีต่าง ๆ มีความเจริญก้าวหน้าไปอย่างรวดเร็วและได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง ซึ่งเทคโนโลยีเหล่านี้ได้มีส่วนในการพัฒนาความเจริญก้าวหน้าทางด้านต่าง ๆ มากมาย เช่น ด้านอุตสาหกรรม ฯลฯ การขับเคลื่อนทางไฟฟ้านั้นถือได้ว่า เป็นปัจจัยสำคัญของโรงงานอุตสาหกรรมซึ่งสามารถแยกตามชนิดของมอเตอร์ที่ใช้เป็นต้นกำลังได้ คือ ระบบที่ใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับเป็นต้นกำลังและระบบที่ใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นต้นกำลัง

ในส่วนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ได้ถูกผลิตขึ้นมามากมายหลายขนาดแรงดัน พิกัดแรงดันมีให้เลือกใช้ได้หลากหลายตามความเหมาะสม ข้อดีของการใช้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง คือ การควบคุมความเร็วหรือตำแหน่งกระทำได้ง่ายและมีความซับซ้อนน้อย การควบคุมรอบทำได้ในช่วงกว้าง มีความเที่ยงตรงและมีประสิทธิภาพสูง วงจรควบคุมมีราคาถูก การควบคุมทำได้โดยการควบคุมสัปดาห์ที่คร่อมอาร์มเจอร์และกระแสที่ฟิลด์ แต่ก็มีข้อเสีย คือ ต้องมีอุปกรณ์แปลงกระแสไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ค่าใช้จ่ายในการบำรุงรักษาสูงเนื่องจากมีคอมมิวเตเตอร์ อัตรากล่องงานค่อนข้างหนักเครื่องอยู่ในเกณฑ์ค่อนข้างต่ำและมีความเร็วจำกัดอยู่ค่าหนึ่ง

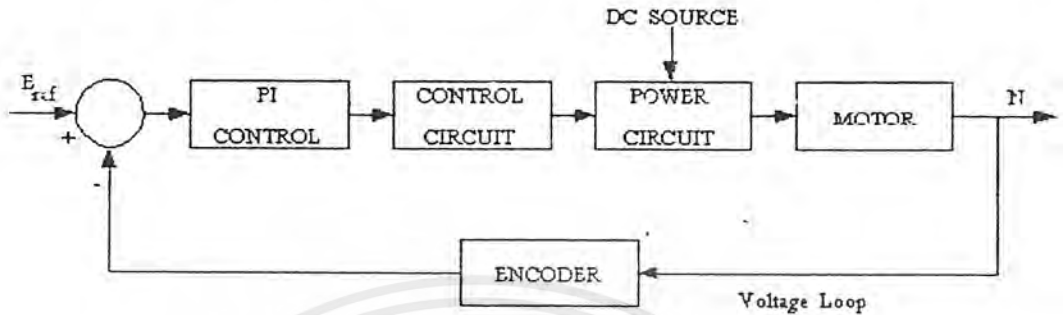
สำหรับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสสลับนั้นมีข้อดี คือ มีราคาถูกกว่าเมื่อคิดที่ถ่วงงานเท่ากัน อัตราส่วนของถ่วงงานค่อนข้างหนักเครื่องประมาณ 2 เท่า ค่าบำรุงรักษาจะต่ำเนื่องจากไม่มีคอมมิวเตเตอร์ แต่มีข้อเสีย คือ การควบคุมรอบทำได้ในช่วงแคบ ความเที่ยงตรงและประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำ

#### วัตถุประสงค์ในการทำโครงการ

1. เพื่อควบคุมทิศทางการหมุนของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง
2. เพื่อควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง
3. เพื่อเป็นต้นแบบในการนำไปประยุกต์ใช้ในด้านอุตสาหกรรม
4. ศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

## ขอบเขตของโครงการ

ขอบเขตของโครงการนี้สามารถแสดงเป็นแผนผังการทำงาน (block diagram) ได้ดังรูป 1.1



รูป 1.1 แผนผังแสดงการควบคุมมอเตอร์

จากรูป 1.1 เราใช้วงจรดิซี-ดิซีคอนเวอร์เตอร์ ในการปรับค่าศักดาไฟฟ้าที่ป้อนให้กับมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงโดยใช้วงจรสร้าง Pulse Width Modulation (PWM) ในการปรับคาบการทำงาน (duty cycle) โดยมีชุดควบคุมพีไอ (PI control) คอยควบคุมปริมาณศักดาไฟฟ้า เพื่อควบคุมความเร็วของมอเตอร์ โดยการเปรียบเทียบกับสัญญาณที่ออกจากเอ็นโคเดอ (encoder) เพื่อนำมาปรับควบคุมความเร็วของมอเตอร์ให้เข้าสู่สถานะความเร็วที่ต้องการ

## บทที่ 2

### มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

#### ( DC MOTOR )

มอเตอร์ไฟฟ้ากับเครื่องกำเนิดไฟฟ้าแตกต่างกันที่มอเตอร์ไฟฟ้าจะป้อนพลังงานไฟฟ้าเข้าไปและจ่ายพลังงานกลออกมา แต่ตรงกันข้ามเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะทำการให้พลังงานเข้าไป แล้วจ่ายพลังงานไฟฟ้าออกมา นอกจากนี้ทิศทางของกระแสไฟฟ้าก็ต่างกันด้วย คือ มอเตอร์ไฟฟ้ารับกระแสไฟฟ้าจากภายนอก ส่วนเครื่องกำเนิดไฟฟ้าจะจ่ายกระแสไฟฟ้าออกไปภายนอก

### 2.1 โครงสร้างของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

ส่วนประกอบที่สำคัญของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงและเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรงนั้นเหมือนกัน ซึ่งแสดงได้ดังรูป 2.1 โดยมีส่วนประกอบต่างๆ ดังนี้

#### 2.1.1 ส่วนที่อยู่อยู่กับที่ ( Stator ) ประกอบด้วย

2.1.1.1 เปลือกนอก ( Frame หรือ Yoke ) เป็นตัวยึดขั้วแม่เหล็กของส่วนที่อยู่กับที่ พร้อมทั้งทำให้เส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากขั้วแม่เหล็กสามารถวิ่งได้ครบวงจร นอกจากนี้เปลือกนอกนี้ยังทำหน้าที่เป็นตัวยึดสำหรับติดตั้งเครื่องจักรรวมถึงเป็นเป็นยึดลูกปืน ( bearing ) สำหรับเพลลาของตัวหมุน การทำเปลือกนอกทำได้โดยการขึ้นรูป การใช้เหล็กหล่อลื่นหรือใช้วิธีม้วนเหล็กแผ่นแล้วเชื่อมเป็นวง

2.1.1.2 แกนเหล็กของขั้วแม่เหล็กและขั้วแม่เหล็ก ( Pole-core and Pole-shoe) ทั้งสองส่วนนี้ประกอบกันขึ้นมาเพื่อทำหน้าที่เป็นแกนและขั้วแม่เหล็ก เพื่อทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นหลังจากที่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดลวดตัวนำที่พันรอบแกนเหล็ก

2.1.1.3 ขดลวดที่พันรอบแกนเหล็ก ( Pole Coils ) ก็คือ Field Coil ที่ประกอบด้วยลวดกลมหรือลวดแบนที่ทำด้วยทองแดงหลาย ๆ เส้นนำมาทำให้เป็นรูปร่างของขดตัวนำที่ต้องการ แล้วนำขดลวดตัวนำนี้สวมทับลงไปบนแกนเหล็กของขั้วแม่เหล็กคั้งนั้นเมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวดนี้ ก็ทำให้ขั้วแม่เหล็กมีอำนาจเป็นแม่เหล็กขึ้นมาโดยการผลิตเส้นแรงแม่เหล็กให้เกิดขึ้น เส้นแรงแม่เหล็กนี้จะถูกตัดผ่าน โดยตัวนำภายในอาร์เมเจอร์อีกทีหนึ่ง

## 2.1.2 ส่วนที่เคลื่อนที่หมุนไปได้รอบตัว (Rotor) ประกอบด้วย

2.1.2.1 แกนเหล็กของอาร์เมเจอร์ ( Armature Core ) ทำจากแผ่นซิลิกอนหนา ประมาณ 0.5 มิลลิเมตร ผิวทั้ง 2 ข้างจะฉาบด้วยฉนวน แล้วนำมาอัดซ้อนเป็นรูปทรงกระบอกเพื่อลดการสูญเสียเนื่องจากฮิสเตอรีซิสและกระแสไหลวนในแกนเหล็ก ผิวด้านนอกของทรงกระบอกจะทำเป็นร่อง ( Slot ) เรียงตามแนวเส้นรอบนอกของแกนเหล็กเพื่อใช้พันขดลวดอาร์เมเจอร์ ส่วนตรงกลางก็เจาะรูเป็นวงกลมเพื่อเอาไว้ใส่แกนเหล็ก ( Shaft ) แล้วก็บากเป็นช่องสี่เหลี่ยมของรูที่เจาะนั้นร่องหนึ่งเพื่อใส่ตัวยึด ( Lock ) หรือกุญแจ ( Key ) ทั้งนี้เพื่อไม่ให้เกิดการเคลื่อนที่ขึ้นระหว่างตัวอาร์เมเจอร์กับแกนเหล็ก นอกจากนั้นยังเจาะรูอากาศ ( Air hole ) เล็ก ๆ ทะลุผ่านอาร์เมเจอร์เพื่อระบายความร้อนด้วย

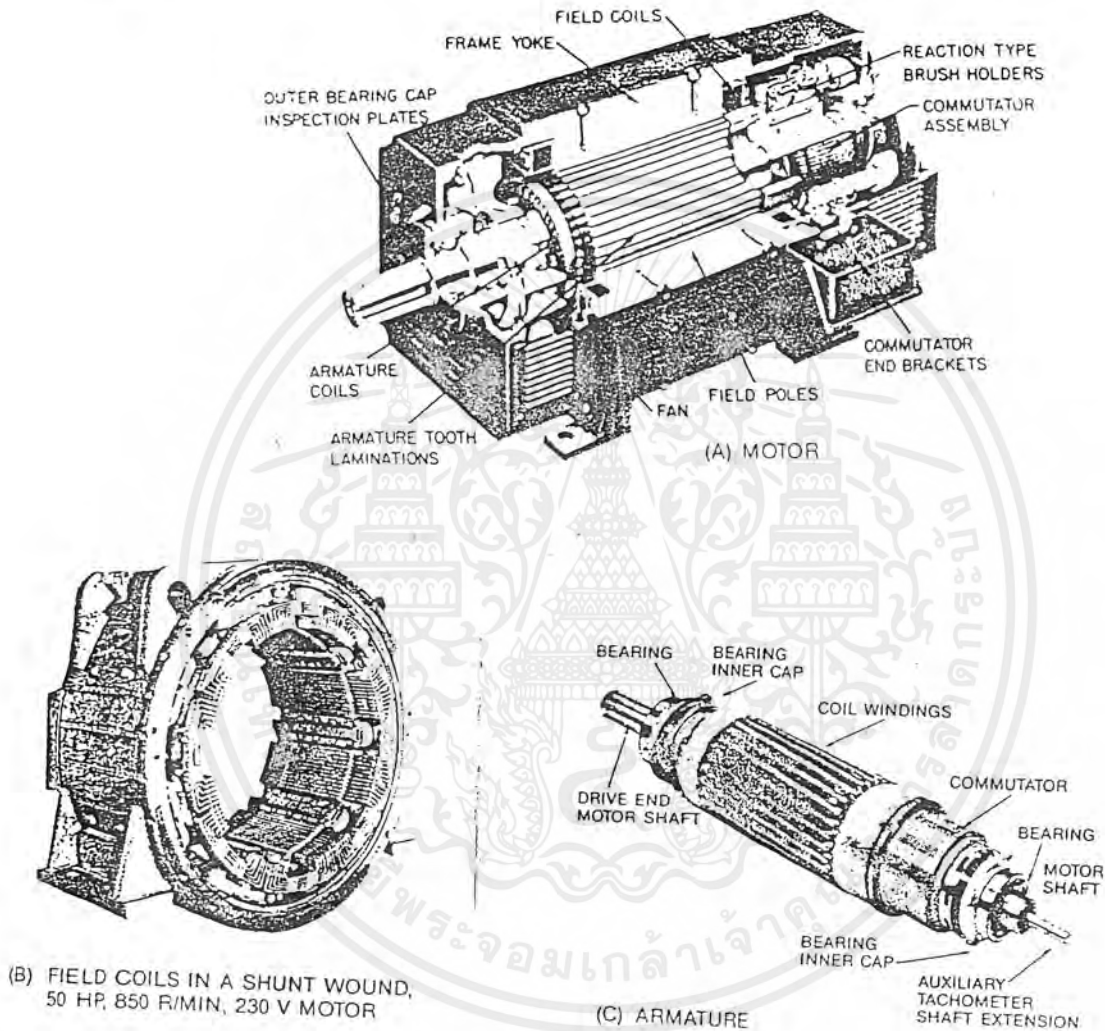
2.1.2.2 ขดลวดอาร์เมเจอร์ ( Armature winding ) คือ ขดลวดที่พันอยู่ในร่องของอาร์เมเจอร์ ซึ่งมีการพันอยู่ 2 แบบหลักก็คือ แบบ Lap winding และแบบ Wave winding

2.1.2.3 คอมมิวเตเตอร์ ( Commutator ) มีหน้าที่ คือ เป็นตัวที่เพิ่มความสะดวกในการนำกระแสออกมาจากตัวนำที่พันอยู่ในอาร์เมเจอร์และเป็นตัวกลับกระแสไฟสลับที่เกิดขึ้นภายในอาร์เมเจอร์ให้เป็นกระแสไฟตรงหรือกระแสที่ไหลไปยังวงจรมอเตอร์ในทิศทางเดียวกัน รูปร่างของมันเป็นทรงกระบอกที่ประกอบด้วยซี่ทองแดงหลายซี่มาต่อรวมกันเป็นรูปทรงกระบอก ซี่ต่อซี่ที่ต่อชิดกันนั้นคั่นไว้ด้วยฉนวนหนาที่แข็งแรง แต่ละซี่ต่อไปยังขั้วต่อของคอมมิวเตเตอร์ เพื่อให้ตัวนำที่ฝังอยู่ในอาร์เมเจอร์ยึดเกาะ ได้มั่นคงอีกทีหนึ่ง การป้องกันไม่ให้ซี่คอมมิวเตเตอร์ต่าง ๆ เหล่านี้ต้องกระเด็นหลุดไปอันเนื่องมาจากแรงหนีศูนย์กลาง จึงใช้ห่วงวงแหวนที่ทำด้วยไมก้ายึดซี่คอมมิวเตเตอร์ทั้งหมดไว้

2.1.2.4 แกนหมุน ( Shaft ) เป็นตัวรับน้ำหนักในส่วนต่าง ๆ ของ โรเตอร์ทั้งหมด โดยถ่ายทอดน้ำหนักนี้ไปยังลูกปืน ( Bearing ) ที่รองรับแกนนี้อีกทีหนึ่ง และมีหน้าที่เป็นตัวรับหรือถ่ายทอดการหมุนหรือการเคลื่อนที่ต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นกับโรเตอร์ แกนหมุนนี้เป็นที่ยึดเกาะของคอมมิวเตเตอร์ด้วย โดยมีฉนวนที่ทำด้วยไมก้าคั่นไว้ระหว่างคอมมิวเตเตอร์กับแกนหมุน

2.1.2.5 แปรงถ่านและลูกปืน ( Brushes and Bearings ) แปรงถ่านมีหน้าที่เป็นตัวรวบรวมกระแสที่ได้จากคอมมิวเตเตอร์เพื่อส่งต่อไปยังวงจรมอเตอร์ รูปร่างของแปรงถ่านเป็นแท่งสี่เหลี่ยมผืนผ้า ซึ่งทำด้วยผงถ่านอัดแน่นเป็นก้อน แปรงถ่านเหล่านี้ถูกยึดติดอยู่กับที่จับแปรงถ่าน ( Brush Holder ) ซึ่งเป็นกล่องสำหรับใส่แปรงถ่านลงไป ที่ยึดนี้ยึดติดกับเปลือกนอกอีกทีหนึ่ง ฉะนั้นหน้าสัมผัสของแปรงถ่านด้านหนึ่งก็จะสัมผัสกับซี่คอมมิวเตเตอร์ ส่วนด้านตรงข้ามก็ถูกกดจากสปริงอีกทีหนึ่ง ตรงด้านที่ถูกกดของแปรงถ่านต่อเข้ากับเส้นลวดทองแดงเล็ก ๆ ที่ถักเป็นเปียเพื่อส่งต่อกระแสที่ได้จากแปรงถ่านไปยังวงจรมอเตอร์ จำนวนแปรงถ่านที่ใช้จะมากหรือน้อยก็ขึ้น

อยู่กับว่า กระแสที่ได้รับจากคอมมิวเตเตอร์นั้นว่ามีมากหรือน้อยเพียงใด ส่วนลูกปืนนั้นเป็นตัวยุติใช้สำหรับรับน้ำหนักทั้งหมดที่ได้จากค้วหมุน และยังช่วยลดแรงเสียดทานที่แกนหมุนของค้วหมุน กระทำกับลูกปืนนั้น ปกติแล้วลูกปืนนี้จะยึดติดอยู่ที่ฝาครอบทั้งสองด้าน ที่จะต้องยึดติดกับเปลือกนอกของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าอีกทีหนึ่ง



รูป 2.1 แสดงส่วนประกอบต่าง ๆ ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

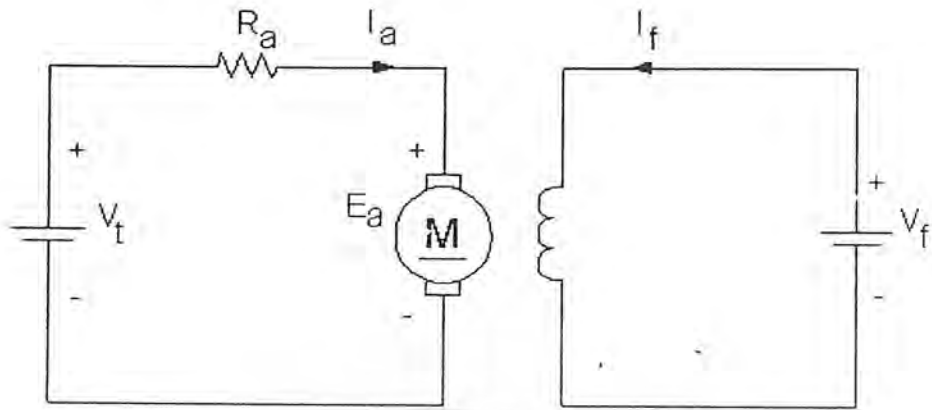
## 2.2 ชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบ่งเป็น 4 ชนิด ดังนี้

2.2.1 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก ( Separately Excited DC Motor) ซึ่งมีวง

จรสมมูลย์ดังรูป 2.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.2 แสดงวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบกระตุ้นแยก การควบคุมสัปดาห์ที่คกร้อมอาร์เมเจอร์และขดสนาม ( Field ) นั้นแยกอิสระต่อกัน ขณะที่ทำงานเป็นมอเตอร์สัปดาห์ไฟฟ้าที่ขั้ว (  $V_t$  ) จะมีค่ามากกว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำ (  $E_a$  ) ดังนั้นพลังงานไฟฟ้าจะจ่ายออกมาจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าเข้าสู่ขดลวดอาร์เมเจอร์ โดยสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_t = E_a + I_a R_a \tag{2.1}$$

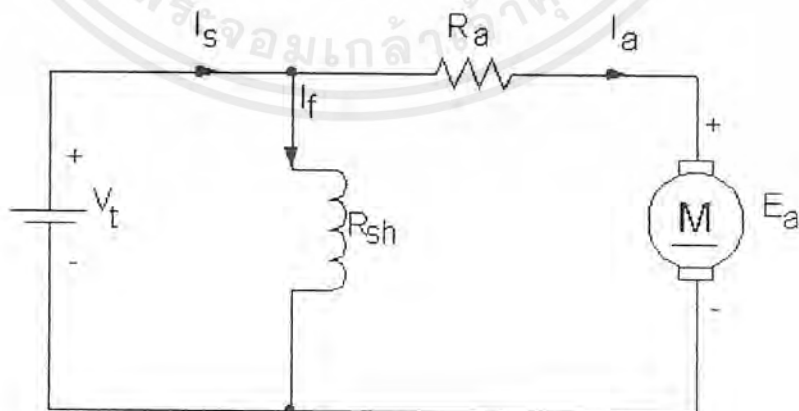
เมื่อ  $I_a$  คือ กระแสอาร์เมเจอร์ ( armature current ), A

$V_t$  คือ สัปดาห์ไฟฟ้าคกร้อมอาร์เมเจอร์ ( armature voltage ), V

$R_a$  คือ ความต้านทานของอาร์เมเจอร์ ( resistance of the armature circuit ),  $\Omega$

2.2.2 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน ( Shunt DC Motor ) ซึ่งมีวงจรสมมูลย์ดัง

รูป 2.3



รูป 2.3 แสดงวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบขนาน ขดสนามและอาร์เมเจอร์ต่อกับแหล่งจ่ายไฟเดียวกัน กระแสไฟฟ้าที่ไหลอยู่ในวงจรขดสนามจะแปรตามศักดาไฟฟ้าที่ขั้ว ( $V_t$ ) ซึ่งจ่ายมาจากแหล่งจ่ายไฟ โดยสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_t = E_a + I_a R_a \quad (2.2)$$

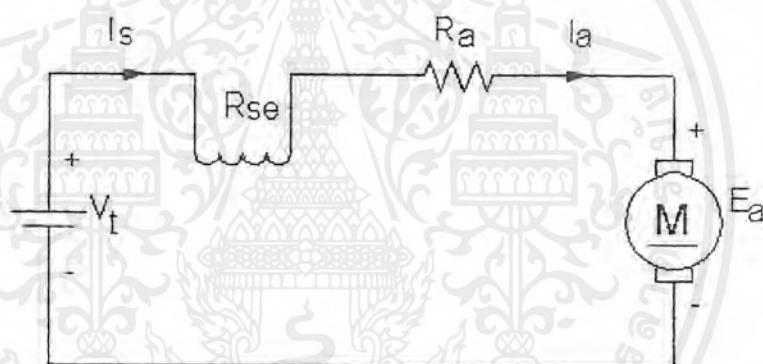
$$I_s = I_a + I_f \quad (2.3)$$

เมื่อ  $I_s$  คือ กระแสที่มาจากแหล่งจ่าย, A

$I_f$  คือ กระแสที่ผ่านขดสนาม (field current), A

### 2.2.3 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม (Series DC Motor) ซึ่งมีวงจรสมมูลดังรูป

2.4



รูป 2.4 แสดงวงจรสมมูลของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม

มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบอนุกรม กระแสที่ไหลผ่านขดสนาม คือ กระแสที่ไหลผ่านอาร์เมเจอร์ ดังนั้นเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดสนาม (field flux) จึงขึ้นกับกระแสอาร์เมเจอร์ด้วย เมื่อภาระเพิ่มขึ้นกระแสอาร์เมเจอร์เพิ่มจะมีผลทำให้เส้นแรงแม่เหล็กต่อขั้วมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยโดยสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

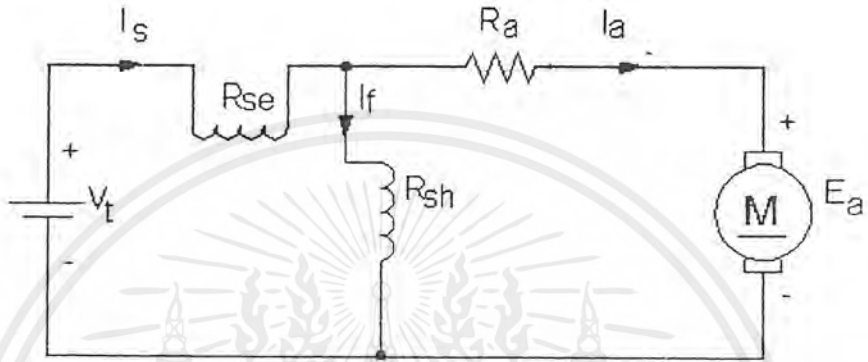
$$V_t = E_a + I_a (R_a + R_{se}) \quad (2.4)$$

$$I_a = I_s \quad (2.5)$$

เมื่อ  $R_{se}$  คือ ความต้านทานที่ต่ออนุกรม

2.2.4 มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสม (Compound DC Motor) โดยแบ่งแบบของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบผสมตามการต่อวงจรได้เป็น 2 แบบ ดังนี้คือ

2.2.4.1 Short shunt compound DC Motor ซึ่งมีการต่อขดลวดสร้างสนามแบบขนานต่อคร่อมขดลวดอาร์เมเจอร์ โดยที่ขดลวดสร้างสนามแบบอนุกรมต่ออนุกรมกับแหล่งจ่ายไฟ ดังวงจรสมมุติในรูป 2.5

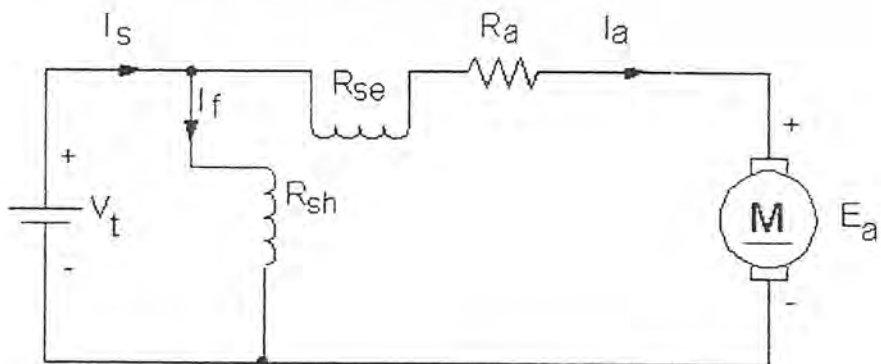


รูป 2.5 แสดงวงจรสมมุติของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ Short shunt compound DC Motor โดยสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_t = E_a + I_a R_a + I_s R_{se} \quad (2.6)$$

$$I_s = I_a + I_f \quad (2.7)$$

2.2.4.2 Long shunt compound DC Motor มอเตอร์แบบนี้จะมีขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กแบบอนุกรมต่ออนุกรมกับขดลวดอาร์เมเจอร์ ส่วนทางด้านขดลวดสร้างสนามแบบขนานต่อคร่อมขั้วไฟฟ้าป้อนเข้า ดังวงจรสมมุติในรูป 2.6



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรสมมุติของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ Long shunt compound DC Motor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสามารถเขียนสมการความสัมพันธ์ได้ดังนี้

$$V_t = E_a + I_a(R_a + R_{se}) \quad (2.8)$$

$$I_s = I_a + I_f \quad (2.9)$$

### 2.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดกับความเร็ว

ในมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง แรงบิดทางไฟฟ้า (electromagnetic torque) เกิดจากฟลักซ์กระตุ้น (field flux)  $\phi_f$  และกระแสอาร์เมเจอร์  $i_a$  ส่วนแรงดันไฟฟ้าต้านกลับ (back-emf) เกิดจากการหมุนของอาร์เมเจอร์ที่ความเร็วเชิงมุม  $\omega_m$  และฟลักซ์กระตุ้น  $\phi_f$

$$T_{em} = k_t \phi_f i_a \quad (2.10)$$

$$e_a = k_e \phi_f \omega_m \quad (2.11)$$

จากสมการ (2.10),(2.11)จะได้

$$P_m = \omega_m T_{em} = k_t \phi_f \omega_m i_a \quad (2.12)$$

$$P_e = e_a i_a = k_e \phi_f \omega_m i_a \quad (2.13)$$

เมื่อ

$k_t$  คือ ค่าคงที่ของแรงบิด (torque constant)

$k_e$  คือ ค่าคงที่ของโวลต์เตจ (voltage constant)

$e_a$  คือ แรงดันไฟฟ้าที่อาร์เมเจอร์

$i_a$  คือ กระแสไฟฟ้าที่อาร์เมเจอร์

$\omega_m$  คือ ความเร็วเชิงมุม

$\phi_f$  คือ ฟลักซ์กระตุ้น

$P_m$  คือ กำลังทางกล

$P_e$  คือ กำลังทางไฟฟ้า

ที่สถานะคงตัว (steady state) สมมติให้ฟลักซ์กระตุ้น  $\phi_f$  มีค่าคงที่ โดยกำหนดให้  $k_T = k_t \phi_f$  และ  $k_E = k_e \phi_f$  จะได้

$$T_{em} = k_T I_a \quad (2.14)$$

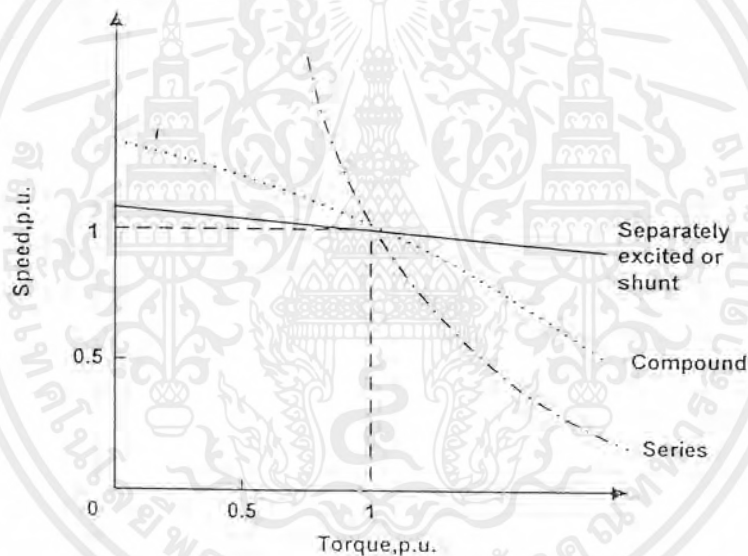
$$E_a = k_E \omega_m \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรสมมูลย์ของมอเตอร์ไฟฟ้าแบบกระตุ้นแยกจะ ได้ความเร็วเชิงมุมเป็นฟังก์ชันของ  $T_{em}$

$$\omega_m = \frac{1}{k_E} \left( V_t - \frac{R_a}{k_T} T_{em} \right) \quad (2.16)$$

ขณะที่มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงทำการขับภาระทางกล ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบของตัวหมุนกับแรงบิดที่ขับภาระ ซึ่งความเร็วของมอเตอร์จะตกลงเมื่อภาระเพิ่มขึ้นหรือเพิ่มแรงบิดขึ้นที่มอเตอร์ตัวขับ แต่จะตกลงมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับชนิดของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงว่าที่การต่อขดลวดสร้างสนามแม่เหล็กเป็นแบบใด ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วรอบกับแรงบิดขับภาระ ดังแสดงตามรูป 2.7



รูป 2.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

## 2.4 การควบคุมความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ( DC Motor Speed Control )

เนื่องจากความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดและความเร็วของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงในสมการ (2.16) แสดงว่าสามารถควบคุมความเร็วของมอเตอร์ได้ 3 วิธีดังนี้

1. ควบคุมศักดาไฟฟ้าของอาร์เมเจอร์ ( Armature Voltage Control )
2. ควบคุมเส้นแรงแม่เหล็กที่ขดสนาม ( Field Flux Control )
3. ควบคุมความต้านทานที่อาร์เมเจอร์ ( Armature Resistance Control )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาแล้วในการควบคุมความเร็ว เราไม่สามารถควบคุมเส้นแรงแม่เหล็ก หรือเปลี่ยนแปลงความต้านทานที่อาร์เมเจอร์ได้ เนื่องจากเป็นคุณลักษณะของมอเตอร์ จึงเลือกใช้วิธีควบคุมศักดาไฟฟ้าของอาร์เมเจอร์ ( armature voltage ) ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

จากรูป 2.2 ถ้าลดศักดาไฟฟ้าคร่อมอาร์เมเจอร์ของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงชนิดกระตุ้นแยกที่หมุนด้วยความเร็ว ณ สถานะคงตัวลงเพียงเล็กน้อย ทำให้กระแสที่ไหลเข้าอาร์เมเจอร์และแรงบิดของมอเตอร์ลดลง นั่นคือ แรงบิดของมอเตอร์มีค่าน้อยกว่าแรงบิดของโหลด ( Load Torque ) ทำให้เกิดการหน่วงมอเตอร์ เป็นเหตุให้ความเร็วและแรงดันป้อนกลับ ( back emf ) ลดลง สุดท้ายเข้าสู่สถานะที่ความเร็วต่ำกว่าเดิม แต่แรงบิดของมอเตอร์เท่ากับแรงบิดของโหลด

ในทางตรงกันข้าม ถ้าเพิ่มศักดาไฟฟ้าที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์ จากสมการ (2.1) และ (2.10) กระแสที่ไหลเข้าอาร์เมเจอร์และแรงบิดของมอเตอร์จะเพิ่มขึ้นและเร่งมอเตอร์ เป็นเหตุผลให้ความเร็วของมอเตอร์ และแรงดันป้อนกลับเพิ่มขึ้นและจะเข้าสู่สถานะสุดท้ายที่ความเร็วสูงกว่าเดิม แต่แรงบิดของมอเตอร์เท่ากับแรงบิดของโหลด

## 2.5 การเบรกของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ( Braking of DC Motor )

ในการที่จะให้มอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงหยุดหมุน สามารถทำได้หลายวิธีขึ้นอยู่กับเป้าหมายของการหยุดว่าต้องการให้หยุดเร็วขนาดไหน หรือมีการหยุดบ่อยแค่ไหน ซึ่งการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ 4 ควอดแรนต์จะใช้การเบรกแบบไดนามิก เบรกกิ้ง ( Dynamic Braking ) ซึ่งมีหลักการดังนี้

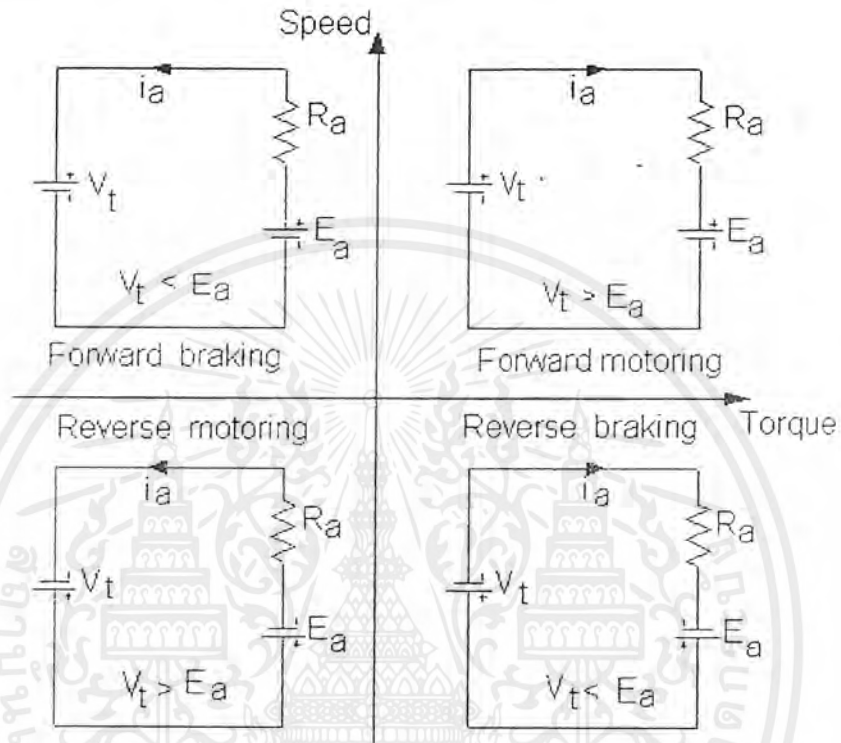
จากรูป 2.8 แสดงช่วงของแหล่งจ่ายไฟ ( V ), แรงดันย้อนกลับ ( E ) และกระแสอาร์เมเจอร์ (  $I_a$  ) สำหรับการเบรกในควอดแรนต์ต่างๆ

ในควอดแรนต์ที่ 1 ค่า V, E และ  $I_a$  มีค่าเป็นบวกจะทำให้มอเตอร์หมุนไปข้างหน้า ( forward motoring ) ซึ่งทำให้แรงบิดและความเร็วมีค่าเป็นบวก

ในควอดแรนต์ที่ 2 แรงดันย้อนกลับ ( E ) ยังมีค่าเป็นบวกเพราะมอเตอร์ยังคงหมุนไปในทิศทางเดิมอยู่ สำหรับแรงบิดจะมีค่าเป็นลบ ส่วนกระแสอาร์เมเจอร์ (  $I_a$  ) จะไหลกลับทิศและ V ก็จะมีค่าเป็นลบ

ในควอดแรนต์ที่ 3 แรงดันย้อนกลับ ( E ) จะมีค่าเป็นลบ ( -ve ) ส่วนแรงบิดก็จะมีค่าลบ และพลังงานจะไหลกลับจากแหล่งจ่ายไฟเข้าสู่มอเตอร์ สำหรับ V และ  $I_a$  จะมีทิศตรงข้าม ( -ve ) และจะทำให้  $|V| > |E|$  มอเตอร์จะหมุนกลับทิศ ( reverse motoring )

ในควอดแรนท์ที่ 4 แรงดันย้อนกลับ (  $E$  ) จะมีค่าเป็นลบ สำหรับแรงบิดจะมีค่าเป็นบวก และพลังงานจะไหลจากมอเตอร์เข้าสู่แหล่งจ่ายไฟ  $I_a$  และ  $V$  มีค่าเป็นบวก  $|V| < |E|$  ซึ่งทิศของแหล่งจ่ายไฟและกระแสในควอดแรนท์ต่าง ๆ สามารถสรุปได้ดังนี้



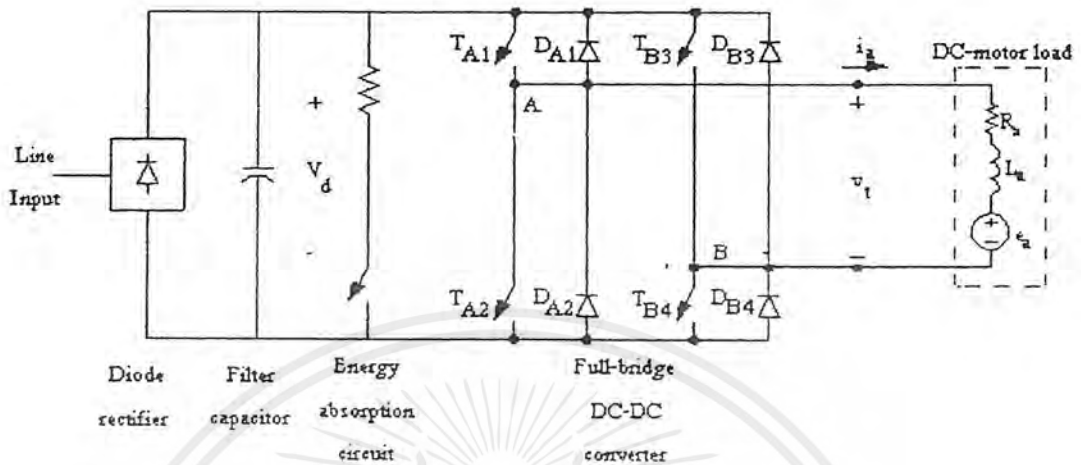
รูป 2.8 แสดงวงจรสมมูลของการเบรกในควอดแรนท์ต่าง ๆ

Quadrants of Operation	Polarity of Source Voltage	Direction of Source Current
Forward motoring (I quadrant)	+ve	+ve
Forward braking (II quadrant)	+ve	-ve
Reverse motoring (III quadrant)	-ve	-ve
Reverse braking (IV quadrant)	-ve	+ve

ตาราง 2.1 แสดงขั้วของแหล่งจ่ายไฟและทิศทางของกระแสในควอดแรนท์ต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.6 ริปเปิ้ลในกระแสอาร์เมเจอร์ (Ripple in the Armature Current)



รูป 2.9 แสดงวงจรกำลังของการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ 4 ควอดแรนท์

ในระบบรูป 2.9 ภายใต้เงื่อนไข steady-state operating ให้ค่า  $\omega_m$  มีค่าคงที่ ถ้ามีแรงเฉื่อยพอเพียง ดังนั้นค่า  $e_a(t) = E_a$  แรงดันไฟฟ้าป้อนเข้าและกระแสอาร์เมเจอร์แสดงค่าในเทอมดีซี และ ripple component ได้ดังนี้

$$v_t(t) = V_t + v_r(t) \tag{2.17}$$

$$i_a(t) = I_a + i_r(t) \tag{2.18}$$

เมื่อ  $v_r(t)$  และ  $i_r(t)$  คือ ripple component ใน  $v_t$  และ  $i_a$  ตามลำดับ

จาก

$$v_t = e_a + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \tag{2.19}$$

เมื่อมี ripple component จะได้

$$V_t + v_r(t) = E_a + R_a [I_a + i_r(t)] + L_a \frac{di_r(t)}{dt} \tag{2.20}$$

จะได้

$$V_t = E_a + R_a I_a \tag{2.21}$$

$$v_r(t) = R_a i_r(t) + L_a \frac{di_r(t)}{dt} \tag{2.22}$$

ค่ากระแส ripple ในเบื้องต้นใช้ค่า  $L_a$  ในการคำนวณ จึงทำให้ค่า  $R_a$  ไม่มีผล ซึ่งจะได้ว่า

$$v_r(t) \cong L_a \frac{di_r(t)}{dt} \quad (2.23)$$

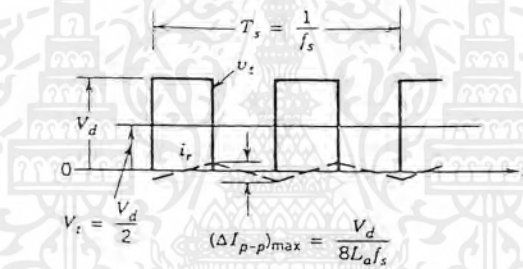
แรงดัน ripple ของ PWM แบบ unipolar แสดงค่าสูงสุดเมื่อแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ยคือ  $1/2V_d$  ซึ่งแสดงรูปคลื่นในรูป 2.10 ได้ดังนี้

$$(\Delta I_{p-p})_{\max} = \frac{V_d}{8L_a f_s} \quad (2.24)$$

เมื่อ  $V_d$  คือ แรงดันไฟตรงป้อนเข้า

$f_s$  คือ ความถี่สวิตซ์ซิ่ง

จากสมการ (2.24) ค่ากระแส ripple สูงสุดเป็นสัดส่วนผกผันกับ  $L_a$  และ  $f_s$  ซึ่งจะต้องระวังในการเลือกค่า  $f_s$  และ  $L_a$  โดยที่  $L_a$  สามารถเพิ่มได้จากการต่อขดลวดคอนดักเตอร์ที่อาร์เมเจอร์



รูป 2.10 แสดง ripple ในกระแสอาร์เมเจอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## ทฤษฎีเกี่ยวกับ IGBT

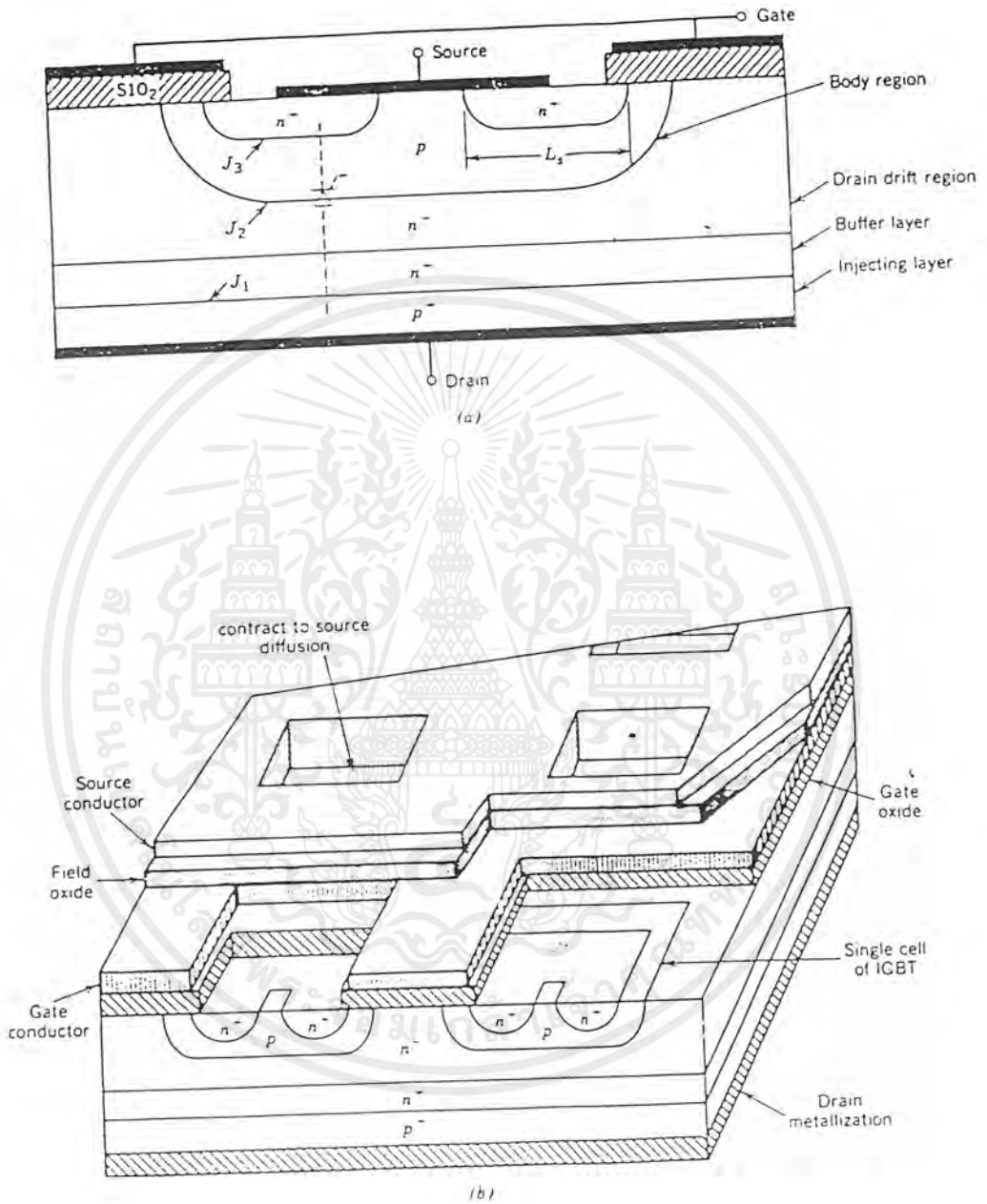
### 3.1 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับไอจีบีที

อุปกรณ์เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์คอนโทลที่พอจะคุ้นเคยและใช้งานอย่างกว้างขวาง ในขณะนี้ก็เห็นจะไม่พ้น เอสซีอาร์ , ไตรแอก , ทรานซิสเตอร์ และ มอสเฟท โดยเฉพาะทรานซิสเตอร์และมอสเฟท ที่จะเป็นจุดพัฒนาการของอุปกรณ์ชนิดใหม่นี้ ซึ่งอุปกรณ์ทั้งสองชนิดก็มีคุณสมบัติที่แตกต่างกันออกไป กล่าวคือ ทรานซิสเตอร์ขณะอยู่ในสภาวะนำกระแสจะมีอัตราการสูญเสียกำลังงานต่ำ มีอัตราทนแรงดันและขยายกระแสได้สูงแต่ความเร็วในการสวิตซ์ยังต่ำอยู่ โดยเฉพาะช่วงหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาที่ยาวกว่า ซึ่งจะเป็นคุณสมบัติที่ตรงกันข้ามกับมอสเฟทที่มีความเร็วในการสวิตซ์ทำงานนำกระแสและหยุดนำกระแสได้เร็วกว่ามาก แต่ก็มีอัตราการสูญเสียกำลังงานสูงมากเช่นกัน จากเหตุผลที่กล่าวมาของทรานซิสเตอร์และมอสเฟท จึงได้มีการพัฒนาอุปกรณ์ประเภทนี้จนสามารถได้อุปกรณ์ เพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์คอนโทลชนิดใหม่ขึ้นมา โดยคุณสมบัติต่าง ๆ จะรวมเอาข้อได้เปรียบของทรานซิสเตอร์ และมอสเฟท เข้ามารวมไว้ในอุปกรณ์ชนิดใหม่นี้ โดยมีการตั้งชื่อ หรือ เรียกชื่ออย่างเป็นทางการว่า ไอจีบีที ( Insulated Gate Bipolar Transistor : IGBT )

### 3.2 โครงสร้างพื้นฐานของไอจีบีที

รูปตัดในแนวตั้งของไอจีบีที เอ็น-เชนแนล ( N-Channel ) ดังแสดงในรูป 3.1 ( a ) ซึ่งโครงสร้างเหมือนกับมอสเฟทมาก จะแตกต่างกันตรงที่ ไอจีบีทีจะมีชั้น P<sup>+</sup> หรือ ชั้นอินเจกต์ติ้ง ( Injecting ) ระหว่างชาเดรน ( Drain ) ซึ่งในมอสเฟทนั้นไม่มี

ระดับของสารเจือ ( Dropping Levels ) ในแต่ละชั้นของไอจีบีที จะคล้ายกับที่ใช้ในแต่ละชั้นของมอสเฟด ยกเว้น ส่วนบริเวณบอดี้ ( Body Rigion ) ในกรณีของไอจีบีทีชนิด พี-เชนแนล ( P- Channal ) สามารถทำได้โดยเปลี่ยนชนิดของสารเจือ ในแต่ละชั้นของโครงสร้าง



รูป 3.1 (a) แสดงภาพตัดแนวตั้งและ โครงสร้างของ ไอจีบีที

(b) แสดงภาพ โครงสร้างของ ไอจีบีที

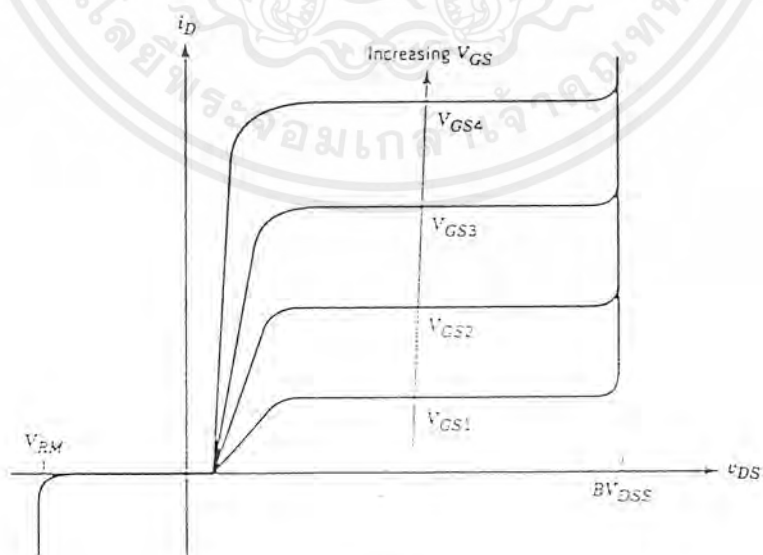
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

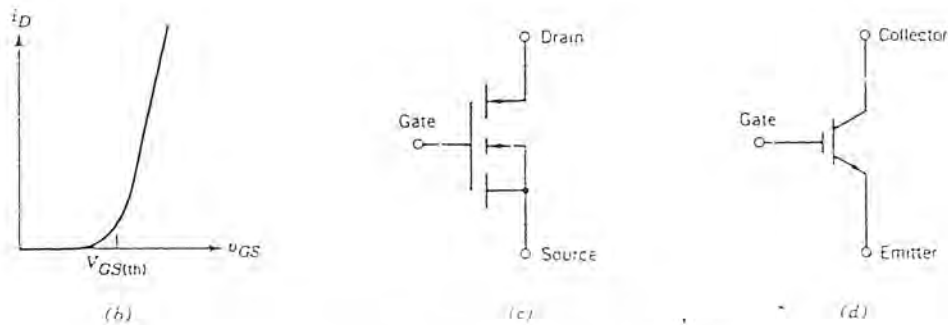
ในรูป 3.1 ( a ) เป็น โครงสร้างของ ไอจีบีทีซึ่งจะมี ไทริสเตอร์ แอ็บแฝงอยู่ การเทิร์นออน ( Turn On ) ของ ไทริสเตอร์นี้เป็นสิ่งที่ต้องพยายามหลีกเลี่ยง และรายละเอียดของอุปกรณ์จริง ๆ มีหลายอย่างที่แตกต่างไปจากรูป ดังเช่นบริเวณบอดี้ที่เป็นสารกึ่งตัวนำประเภทพี จะมีบริเวณรอยต่อ  $J_2$  และ  $J_3$  ที่แตกต่างไปจากรูป เพื่อให้โอกาสที่ ไทริสเตอร์ทำงานมีน้อยที่สุด ส่วนซอร์สที่เป็นโลหะ ( Source Metallization ) ใน ไอจีบีที มีขนาดสั้นกว่าในส่วนขอซอสเฟท ซึ่งมีส่วนช่วยให้ ไทริสเตอร์แฝงนี้มีโอกาสทำงานน้อยลง ส่วนบัฟเฟอร์ของสารกึ่งตัวนำที่มีสารเจือสูง (  $n^+$  buffer layer ) ซึ่งอยู่ระหว่างชั้นของ  $p^+$  ที่สัมพันธ์กับแคโรน และ  $n$  ของชั้นครีฟ ( Drift layer ) ไม่มีความสำคัญกับการทำงานของ ไอจีบีที และ ไอจีบีทีบางตัวก็ตัดส่วนนี้ออกไปเรียกว่า ไอจีบีทีแบบสมมาตร ( Symmetrical IGBT ) ส่วน ไอจีบีทีที่ยังมีส่วนนี้อยู่เรียกว่า ไอจีบีทีแบบไม่สมมาตร ( Asymmetrical IGBT ) ถ้าความหนาแน่นของสารเจือ และความหนาแน่นของชั้นนี้ถูกเลือกอย่างเหมาะสม การที่มีชั้นนี้จะช่วยในการทำงานของ ไอจีบีทีให้ดีขึ้นได้ 2 อย่างด้วยกัน คือ

1. ทำให้แรงดันตกคร่อมในขณะนำกระแส มีค่าลดน้อยลง
2. ทำให้เวลาในขณะหยุดนำกระแสลดลงแต่มีข้อเสียคือ ทำให้ความสามารถในการทน

ความต่างศักย์รีเวิร์ส ( Reverse Blocking Voltage ) ลดลง

สัญลักษณ์ของวงจร ไอจีบีทีชนิด เอ็น-เซนแนล แสดงไว้ใน รูป 3.2 ( c ) ทิศทางของลูกศร จะกลับทิศในกรณีของ ไอจีบีทีชนิด พี-เซนแนล





รูป 3.2 แสดงคุณลักษณะของกระแสและความต่างศักย์ของ ไอจีบีที

(a) ลักษณะเอาท์พุท (b) Transfer Characteristic  
(c), (d) สัญลักษณ์ของ ไอจีบีทีชนิด เอ็น-แชนแนล

### 3.3 คุณลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้า

ลักษณะของกระแสและศักดาไฟฟ้าของ ไอจีบีทีชนิด เอ็น-แชนแนล ดังแสดงในรูป 3.2 (a) ในทิศฟอร์เวิร์ด (Forward) จะเหมือนกับของ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ที่ใช้ในลอจิกเซอร์กิต แตกต่างกันเพียงควบคุมทำงานด้วยความต่างศักย์ แทนที่จะควบคุมการทำงานด้วยกระแสเหมือนกับทรานซิสเตอร์ คุณสมบัติของ ไอจีบีทีชนิด พีแชนแนล จะเหมือนกันเพียงแต่ขั้วของความต่างศักย์และทิศของกระแสจะกลับกัน

ที่รอยต่อ  $J_2$  ในรูป 3.1 (a) จะกั้นแรงดันฟอร์เวิร์ด (Forward Voltage) เมื่อ ไอจีบีทีอยู่ในสถานะหยุดนำกระแส ค่าการทนความต่างศักย์ในรีเวิร์ส (Reverse Blocking Voltage) จะสามารถมีค่าเท่ากับ ค่าการทนความต่างศักย์ในทิศฟอร์เวิร์ดได้ ถ้าไม่มีชั้นบัฟเฟอร์  $n^+$  ที่รอยต่อ  $J_1$  ในรูป 3.1 (a) เรียกว่าเป็นรอยต่อของรีเวิร์สบล็อกกิ้ง (Reverse Blocking) ถ้าในโครงสร้างของอุปกรณ์มีชั้นบัฟเฟอร์  $n^+$  จะทำให้แรงดันเบรคดาวน์ (Breakdown voltage) มีค่าลดลงเหลือเพียงสิบกว่าโวลต์ เพราะมีปริมาณสารเจือสูงมากทั้ง 2 ด้านของรอยต่อ ทำให้ไม่สามารถกั้นกระแสรีเวิร์สได้

ในรูป 3.2 (b) เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $I_D$  และ  $V_{GS}$  ลักษณะเหมือนกับของมอสเฟต ลักษณะเส้นกราฟจะเป็นเชิงเส้นตลอดช่วงของกระแสทราน และไม่เป็นเชิงเส้น ณ จุดที่กระแสทรานมีค่าต่ำ เมื่อ  $V_{GS}$  มีค่าต่ำกว่าค่าหนึ่งเรียกว่า  $V_{GS(th)}$  (Threshold Voltage) ไอจีบีทีจะอยู่ในสถานะหยุดนำกระแส ความต่างศักย์คร่อมเกต และชอร์ตสูงสุดที่ยอมให้ใช้ได้ขึ้นอยู่กับค่ากระแสทรานสูงสุดที่ยอมให้ไหลในตัวไอจีบีที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

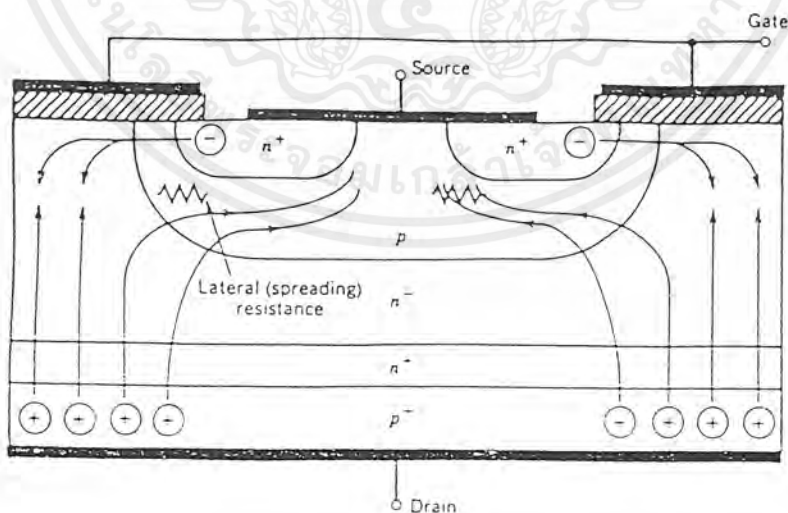
### 3.4 ลักษณะการทำงาน

#### 3.4.1 สถานะนำกระแส

เมื่อขาเดรนได้รับแรงดันไบแอสตรง คือเป็นบวกเมื่อเทียบกับ ซอร์สและแรงดันระหว่างเกตและซอร์ส มีค่าเกิน  $V_{GS(th)}$  ประจุไฟฟ้าบวกที่เกิดจากแรงดันที่ขาเกต จะดึงเอาอิเล็กตรอนมารวมกันอยู่ในบริเวณภายใต้เกต ทำให้ชั้นบอดี้ (Body Region) ตรงส่วนใต้เกต แปรสภาพเป็น  $n$  ทำให้เกิดการต่อกันของบริเวณ  $n$  (Drift Region) เข้ากับบริเวณซอร์ส  $n^+$  (Source Region) ซึ่งลักษณะเช่นนี้จะเหมือนกับการทำงานของมอดเฟท

กระแสอิเล็กตรอนที่ไหลจากขาซอร์สผ่านบริเวณใต้เกต มายังบริเวณลอยเลื่อน  $n^-$  จะรวมกับโฮลที่เป็นพาหะข้างน้อยที่ถูกฉีดมาจากชั้นอินเจกต์  $P^-$  เพราะรอยต่อ  $J_1$  ได้รับแรงดันไบแอสตรง ทำให้ไอจีบีที่อยู่ในสถานะนำกระแส เกิดการไหลของกระแสไฟฟ้าจากเดรนไปซอร์สได้ การรวมกันของโฮลและอิเล็กตรอนภายในบริเวณ  $n^-$  เรียกว่า การมอดูเลตสภาพนำ (Conductivity Modulation)

ผลการมอดูเลตนี้จะทำให้ความต้านทานของบริเวณ  $n^-$  มีค่าต่ำลงเป็นการเพิ่มความสามารถในการขับผ่านกระแสได้สูงขึ้น ซึ่งจะมีลักษณะเหมือนกับทรานซิสเตอร์ ผลของความต้านทานที่ลดลง ทำให้แรงดันตกคร่อมที่สถานะนำกระแสลดต่ำลง การสูญเสียกำลังงานขณะนำกระแสจึงลดลงด้วย ทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและ โฮลแสดงไว้ในรูป 3.3



รูป 3.3 แสดงทิศทางการไหลของอิเล็กตรอนและ โฮลในขณะนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4.2 สถานะหยุดนำกระแส

เมื่อแรงดันระหว่างเกตและซอร์สลดลงต่ำกว่าแรงดัน  $V_{GS(th)}$  จะทำให้มีแรงดันไม่เพียงพอสำหรับการแปรสภาพชั้นบอดี  $p$  เป็น  $n$  ได้ ทำให้บริเวณ  $n$  ไม่ต่อกับบริเวณซอร์ส  $n^-$  ไอจีบีทีจึงอยู่ในสถานะหยุดนำกระแส ในสถานะนี้รอยต่อ  $J_2$  ที่ได้รับแรงดันไบแอสกลับจะทำให้เกิดกระแสรั่วไหลเพียงเล็กน้อยเท่านั้น นอกจากนี้ยังทำให้เกิดบริเวณปลอดพาหะ ( Depletion Region ) ขึ้นที่รอยต่อ  $J_2$  ด้วย

บริเวณปลอดพาหะนี้จะขยายบริเวณกว้างขึ้นจนเกินเข้ามายังบริเวณ  $n^-$  ทั้งนี้เพราะชั้นบอดี  $p$  มีความหนาแน่นในการโด๊ปสารมากกว่า ถ้าความหนาแน่นของสารที่โด๊ปไปในบริเวณลอยเลื่อน  $n^-$  มากพอ ก็จะทำให้การขยายของบริเวณปลอดพาหะไม่สามารถแตะกับชั้นอินเจกต์ดิง  $p^+$  ได้ ชั้นบัพเฟอร์  $n^+$  ก็ไม่จำเป็นต้องทำให้เกิดขึ้น หรือไม่จำเป็นต้องโด๊ปสาร ทั้งนี้เพราะการแตะกันของบริเวณทั้งสองจะทำให้เกิดการพังทลายทางค่านไบแอสตรง สำหรับไอจีบีทีที่ไม่มีการโด๊ปสารในชั้นบัพเฟอร์  $n^-$  นี้จะเรียกว่า ไอจีบีทีแบบสมมาตรซึ่งจะมีอัตราทนแรงดันย้อนกลับ (  $V_{RM}$  หรือ  $BV_{SDS}$  ) สูงพอ ๆ กับอัตราทนแรงดันไหลตรง (  $BV_{DSS}$  ) เหมาะสำหรับการนำไปประยุกต์ใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

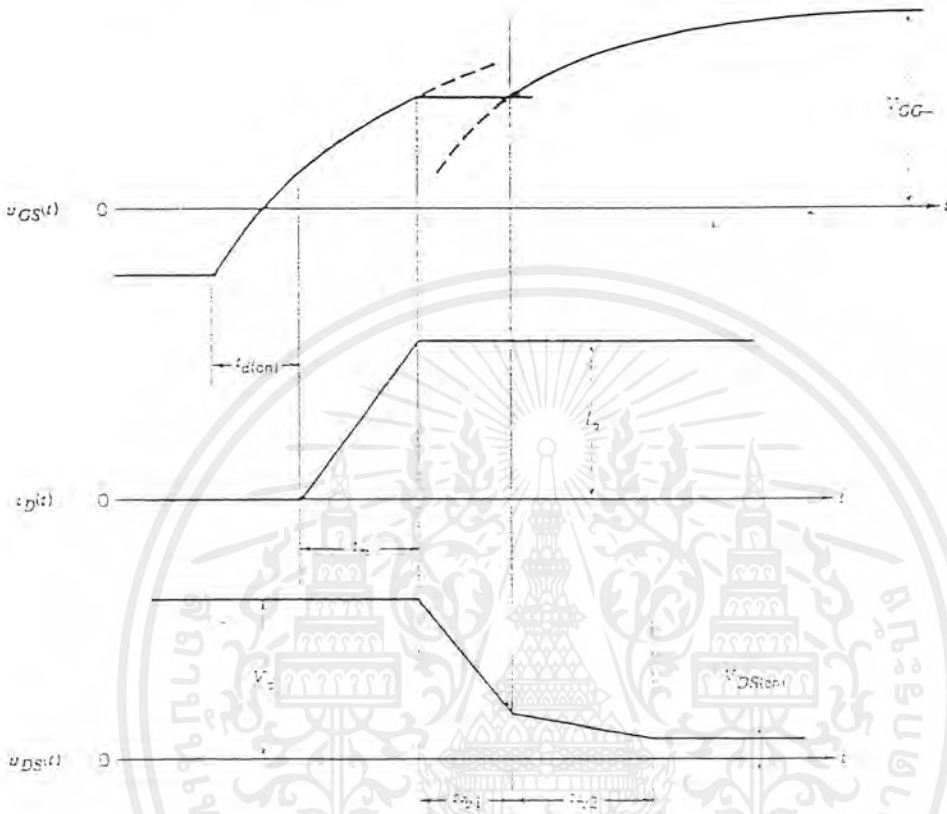
การลดความหนาของบริเวณ  $n^-$  ลงยังคงความสามารถของอัตราทนแรงดันไหลตรงไว้สามารถทำได้โดยเพิ่มชั้นบัพเฟอร์  $n^+$  เข้าไป เพื่อป้องกันการแตะกันของบริเวณปลอดพาหะกับบริเวณอินเจกต์ดิง  $p^+$  ซึ่งจะเรียกไอจีบีทีชนิดนี้ว่า ไอจีบีทีแบบไม่สมมาตร และจากการลดความหนาของบริเวณลอยเลื่อน  $n^-$  ลงจะช่วยส่งผลให้เกิดข้อดีสองประการคือ

- ทำให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำลง เป็นผลให้การสูญเสียกำลังงานลดน้อยลงด้วย
- ช่วยลดช่วงเวลาหยุดนำกระแสให้สั้นลงได้

แต่ข้อเสียของการเพิ่มชั้นบัพเฟอร์  $n^+$  ก็มี คือ จะลดความสามารถของอัตราทนแรงดันย้อนกลับให้น้อยลงเหลือเพียงไม่กี่สิบลโวลต์ ทั้งนี้เพราะเมื่อ ไอจีบีทีได้รับแรงดันไบแอสกลับที่ขาแครนรอยต่อ  $J_1$  ซึ่งทั้งสองข้างมีความหนาแน่นในการโด๊ปของสารมาก จะไม่สามารถทนแรงดันย้อนกลับได้สูง ดังนั้น ไอจีบีทีชนิดนี้จึงไม่เหมาะสมที่จะนำไปใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

### 3.5 คุณลักษณะของการสวิตช์ซิ่ง

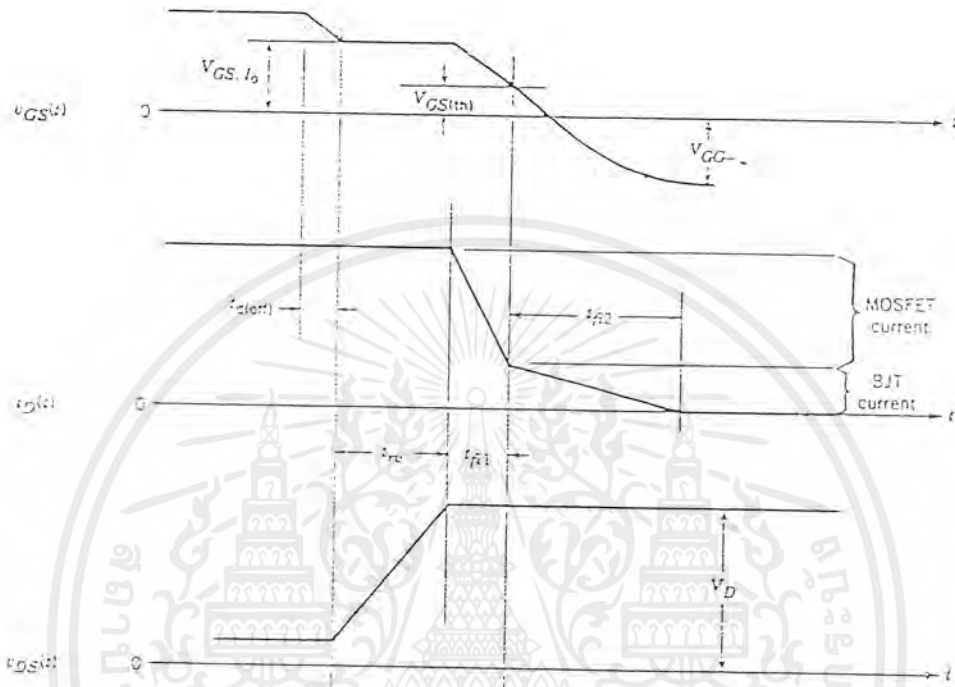
#### 3.5.1 ช่วงขณะนำกระแส



รูป 3.4 แสดงรูปคลื่นของกระแสและความต่างศักย์ขณะนำกระแส

มีลักษณะเหมือนการนำกระแสของมอสเฟตมาก โดยในช่วงการนำกระแสจะมีปัจจัยสองอย่างส่งผลต่อลักษณะของการนำกระแส ในช่วง  $t_{r2}$  ตัวแรกคือ ค่าตัวเก็บประจุระหว่างขาคาทและเดรนจะมีค่าสูงขึ้นในส่วนมอสเฟตภายในไอจีบีที แต่ความต่างศักย์ระหว่างเดรนกับซอร์สต่ำ ๆ ส่วนปัจจัยตัวที่สอง คือ ทรานซิสเตอร์ชนิดพีเอ็นพีในไอจีบีทีจะเปลี่ยนจาก สภาวะแอกทีฟไปสู่สภาวะนำกระแสได้ช้ากว่าส่วนของมอสเฟตในตัวไอจีบีทีมาก ทำให้ความต่างศักย์คร่อมระหว่างขาคาทและซอร์สในสภาวะนำกระแสไม่ตกลงจนถึงค่า  $V_{DS(on)}$  ในช่วงแรก ไม่เหมือนกับในมอสเฟต

### 3.5.2 ช่วงขณะหยุดนำกระแส



รูป 3.5 แสดงรูปคลื่นของกระแสและความต่างศักย์ขณะหยุดนำกระแส

ข้อแตกต่างสำคัญระหว่างการหยุดนำกระแสของไอจีบีทีและมอสเฟต คือ ให้สังเกตรูปคลื่นของกระแสเดรน ซึ่งแตกต่างกันในสองช่วงเวลา การตกลงอย่างรวดเร็วของกระแสในช่วงเวลา  $t_{n1}$  สืบเนื่องมาจากการหยุดนำกระแสของส่วนที่เป็นมอสเฟตในตัวไอจีบีที ส่วนหางของกระแสเดรนในช่วงเวลาที่สอง เนื่องมาจากประจุที่สะสมอยู่ในบริเวณ Drift  $n^-$  เพราะมอสเฟตถูกทำให้หยุดนำกระแสไปแล้ว และไม่มีรีเวิร์สโวลต์ตกจ่ายให้แก่ขั้วของไอจีบีที ซึ่งสามารถทำให้เกิดกระแสเนกาทีฟ ( Negative Current ) ของเดรน ไม่มีทางที่จะเคลื่อนย้ายประจุโดยการแคร์เรียสเวฟ เข้าที่ ( Carrier swept-out ) วิธีเดียวที่ประจุเกินเหล่านี้จะถูกกำจัดไป ก็คือ ให้พิจารณาในส่วนของไอจีบีทีที่ไม่มีบริเวณบัฟเฟอร์  $n^+$  ก็โดยการรวมกันในบริเวณครีฟ  $n^-$  ซึ่งต้องการที่จะให้ไลฟไทม์ของประจุเกินในบริเวณนี้มีค่ายาวอยู่แล้ว เพื่อทำให้ความต่างศักย์คร่อมบริเวณมีค่าต่ำในสภาวะนำกระแส ดังนั้นทำให้ช่วงเวลาขณะ  $t_{n2}$  มีค่ายาวไปด้วย แต่ช่วงเวลา  $t_{n2}$  ที่ยาวขึ้นก็จะทำให้มีการสูญเสียมากขึ้นในขณะหยุดนำกระแส ซึ่งจะทำให้มีอุณหภูมิสูงขึ้นเนื่องจากการสูญเสีย จึงต้องมีการรวมชอมกันระหว่างค่าสูญเสียในขณะนำกระแสกับการสูญเสียในขณะหยุดนำกระแส การย้าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

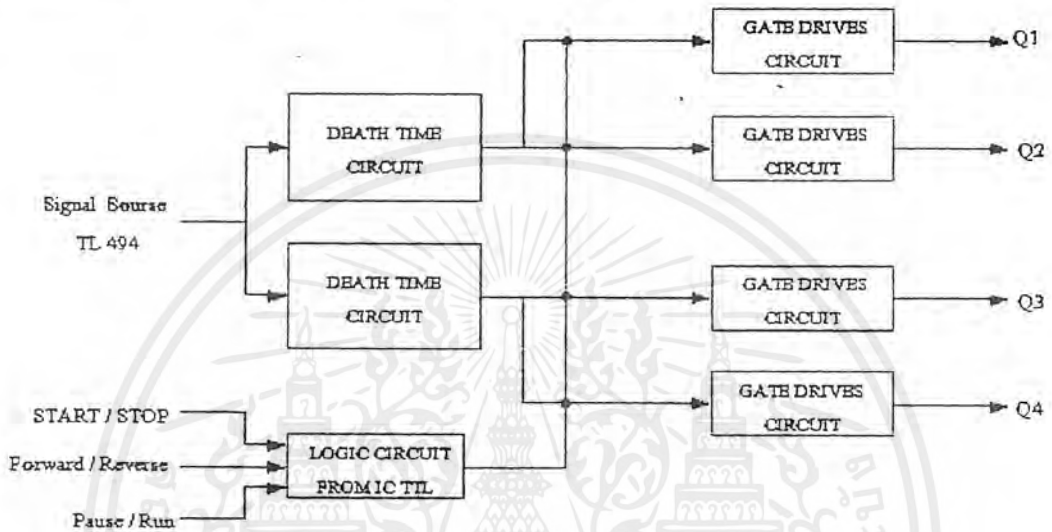
ประจําออกจากบริเวณครีฟ โดยวิธีการแพร่ไปยังชั้น  $p^+$  เรียกวิธีนี้ว่าแบ็คอินเจกชัน (Back Injection) สามารถช่วยให้เวลาลดลงได้ ถ้าฟลักซ์จากการแพร่ของโฮลมีค่ามากพอ ในไอจีบีทีที่ไม่มีบริเวณบัฟเฟอร์  $n^+$  จะไม่สามารถมีการแพร่ดังกล่าวได้เพราะมีความหนาแน่นของโฮลมีทิศทางการกระจายความหนาแน่นที่ไม่สามารถทำให้เกิดได้ เนื่องจากความหนาแน่นของโฮลในชั้น  $p^+$  มีค่าความหนาแน่นมากกว่าความหนาแน่นของโฮลที่เกิดมาในส่วนของบริเวณครีฟ ดังนั้นโฮลส่วนเกินจึงถูกกักในบริเวณครีฟนั้น แต่ในไอจีบีทีที่มีบัฟเฟอร์  $n^+$  บริเวณนี้จะมีไลฟ์ไทม์ของประจุส่วนเกินสั้นมากและจะทำหน้าที่เสมือนเป็นตัวลดประจุส่วนเกินเหล่านี้ อัตราการรวมตัวที่สูงขึ้นของโฮลในบริเวณบัฟเฟอร์  $n^+$  ทำให้ความหนาแน่นของโฮลค่อย ๆ ลดลงในบริเวณครีฟนี้ในขณะที่กำลังหยุดนำกระแส ซึ่งทำให้เกิดฟลักซ์จำนวนมากของการแพร่ของโฮลในทิศไปยังบริเวณบัฟเฟอร์ ซึ่งจะช่วยส่งเสริมการย้ายของโฮลออกจากบริเวณครีฟเป็นอย่างมากและทำให้เวลา  $t_{n2}$  สั้นลง ควรจำไว้ว่า วิธีการลดเวลาขณะหยุดนำกระแสวิธีนี้ไม่ได้ลดไลฟ์ไทม์ในบริเวณครีฟ เพราะฉะนั้นจึงไม่ได้ส่งผลให้ค่าการสูญเสียในขณะนำกระแสเปลี่ยนแปลงไป



## บทที่ 4

### วงจรที่ใช้ในโครงการ

#### 4.1 โครงสร้างและส่วนประกอบของชุดควบคุมสัญญาณขับ



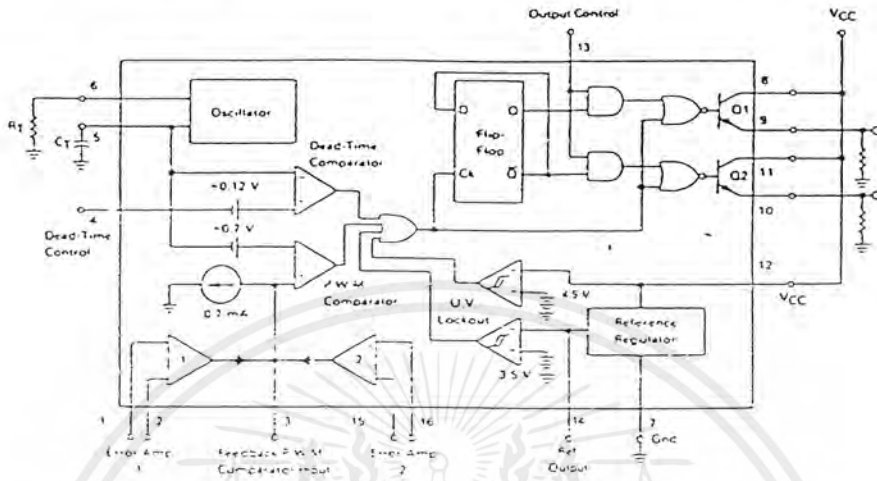
รูป 4.1 แสดงแผนภูมิชุดควบคุมสัญญาณขับ

จากรูป 4.1 เป็นการแสดงโครงสร้างของชุดควบคุมสัญญาณขับทั้งหมดโดยเริ่มจากแหล่งกำเนิดสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งสร้างจากไอซี ทีแอล 494 และป้อนสัญญาณเข้าวงจรเดธไทม์ (death time circuit) สัญญาณที่ออกจากวงจรเดธไทม์จะถูกควบคุมโดยวงจรถลอจิก (logic circuit) ซึ่งวงจรถลอจิกจะควบคุมให้สัญญาณเข้าสู่วงจรขับเกทตามโหมดการทำงานที่กำหนด เมื่อสัญญาณออกจากวงจรขับเกทก็จะไปควบคุมสวิทช์ในวงจรกำลังให้ทำงานตามที่ต้องการ

#### 4.2 วงจรสร้างสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

เป็นวงจรที่สร้างสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมโดยใช้หลักการของพีดับเบิลยูเอ็ม (pulse width modulation) ซึ่งควบคุมดิวตีไซเคิล (duty cycle) ได้ ทำให้สามารถรับสัญญาณป้อนกลับจากเอ็นโคเดอร์ (encoder) เพื่อเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง แล้วปรับเปลี่ยนดิวตีไซเคิลให้เหมาะสมกับการใช้งานในสถานะต่าง ๆ ได้ตามต้องการ ซึ่งใช้ไอซีเบอร์ TL 494 ในการสร้างสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ซึ่งไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีสำเร็จรูปที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

โดยจะสร้างสัญญาณ PWM ขึ้นมาควบคุมความถี่ให้คงที่ โดยที่ภายในจะสร้างสัญญาณฟันเลื่อย (saw tooth) ขึ้นภายในตัวไอซี

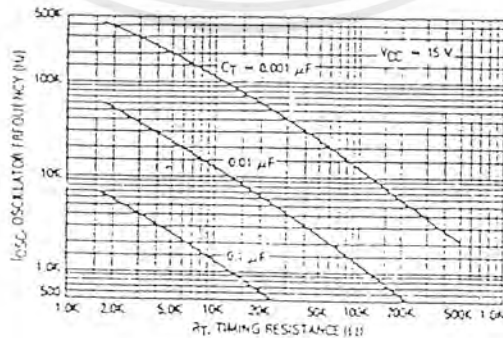


รูป 4.2 แสดงการจับโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494

โดยที่ความถี่นี้จะขึ้นอยู่กับส่วนประกอบภายนอก 2 ตัวคือ  $R_T$  และ  $C_T$  ซึ่งจะต่อกับขา 5 และ 6 ดังแสดงในรูปด้านล่าง ซึ่งความถี่นี้จะได้จากสมการ

$$f_{osc} = \frac{1.1}{R_T C_T} \tag{4.1}$$

- เมื่อ  $f_{osc}$  คือ ความถี่ที่ TL 494 สร้างขึ้น
- $R_T$  คือ ค่าความต้านทานที่ใช้กำหนดความถี่
- $C_T$  คือ ค่าตัวเก็บประจุที่ใช้กำหนดความถี่



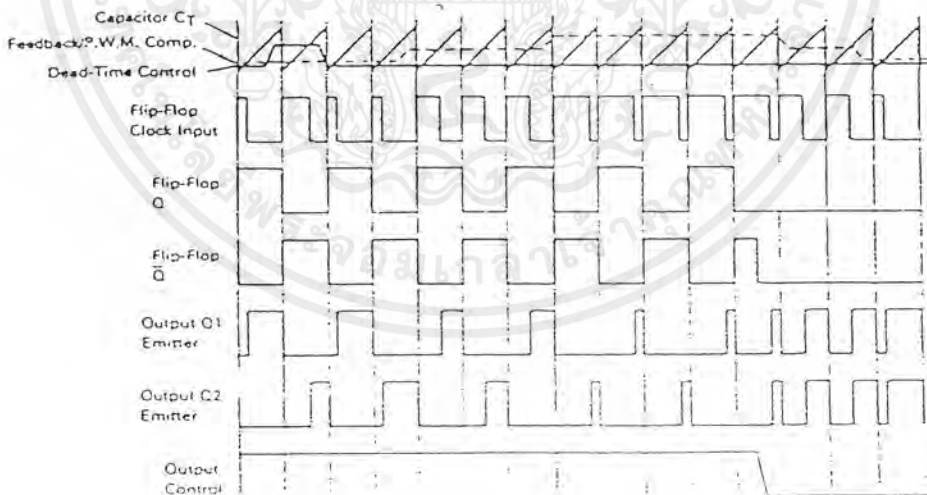
รูป 4.3 แสดงความสัมพันธ์ของค่า  $R_T C_T$  ในการกำหนดความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.2.1 การทำงานของไอซีในการกำกแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

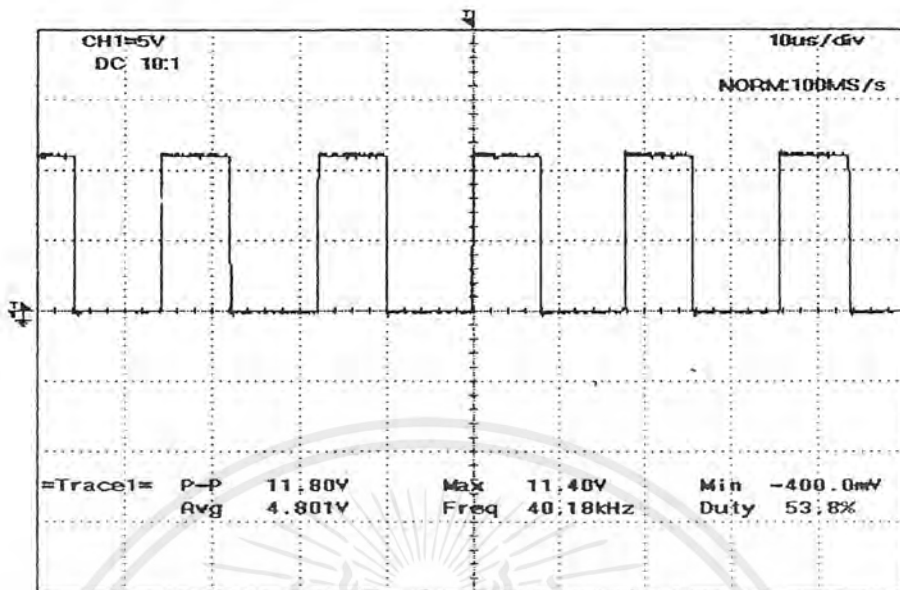
ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขาซอร์สกับแรงดันที่ได้จากวงจรถยายเออเรอร์ (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วนนอร์เกต (NOR Gate) ที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงานก็ต่อเมื่อขา  $C_k$  ของฟลิปฟลอป (Flip-Flop) อยู่ในสถานะ Low เท่านั้น ซึ่ง  $C_k$  จะเป็น Low ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มีจากวงจรถยายเออเรอร์ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน หากแรงดันป้อนกลับมีค่าลดลงความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วนวงจรถยายเออเรอร์ทั้ง 2 ตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่  $-0.3$  ถึง  $(V_{CC}-2)$  โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ วงจรถยายเออเรอร์ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ High (Active High) โดยคั่นอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การคั่นในลักษณะนี้ วงจรถยายเออเรอร์ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุดจะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี



รูป 4.4 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.5 แสดงรูปคลื่นที่ออกจาก TL 494

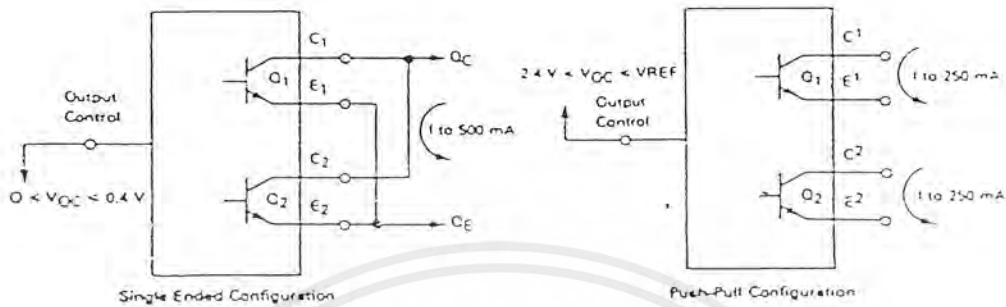
#### 4.2.2 การกำหนดค่าเดดไทม์ ( $T_D$ )

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเดดไทม์  $T_D$  ของวงจรได้เอง ด้วยการค่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเดดไทม์สูงสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ค่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา  $t_{on}$  สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 (+5  $V_{ref}$ ) และมีค่าเท่ากับ 96 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

#### 4.2.3 การเลือกใช้ $Q_1$ และ $Q_2$ ที่เอ้าท์พุทของไอซี

เอ้าท์พุทที่  $Q_1$  และ  $Q_2$  ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกันหรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่  $C_T$  ดิซชาร์จเอ้าท์พุทของ Dead Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา  $C_k$  จะมีสถานะเป็น High และหยุดการทำงานของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น High โดยการค่อเข้ากับขา 4 (+5  $V_{ref}$ )  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะสลับกันทำงานตามจังหวะของฟลิปฟลอป เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพหุพุท ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพื้นฐานของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น Low โดยการค่อลงกราวด์ (ยกเลิกฟลิปฟลอป)  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะสามารถทำงานได้พร้อมกันและสามารถขนาน  $Q_1$  และ  $Q_2$  เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการ

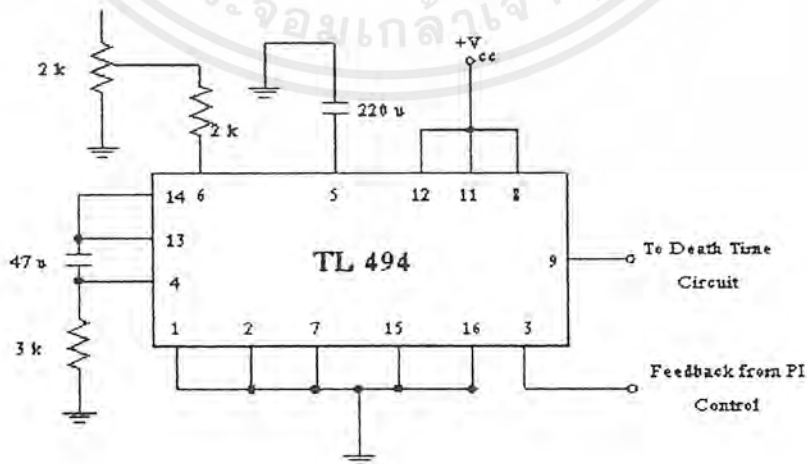
ทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นเลื้อยของ ไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลา)



รูป 4.6 แสดงลักษณะการเลือกใช้อาท์พุทของ TL 494

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง  $7 \leq V_{cc} \leq 40$  โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน  $V_{ref} = 5$  โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง  $\pm 1.5\%$  ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์ เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง  $70^{\circ}\text{C}$

การต่อไอซีเบอร์ขา 5 และขา 6 จะต้องคำนวณจากสูตรด้านบนคือ  $f_{osc} = 1.1/R_T$  เราจะตั้งค่า  $C_T$  ไว้ที่ 1 นาโนฟารัด โดยที่โครงการนี้ต้องการความถี่ที่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ เพราะฉะนั้นจะคำนวณจากสูตรได้ค่า  $R_T = 1.1$  กิโลโอมห์ ส่วนขา 4 ขานั้นจะมีไว้เพื่อควบคุมเดดไทม์ของสัญญาณ โดยการควบคุมระดับแรงดันของไฟกระแสตรงป้อนเข้าจึงใช้ค่าความต้านทานที่ปรับค่าได้มาเป็นตัวควบคุมระดับแรงดันของสวิตคาไฟฟ้า

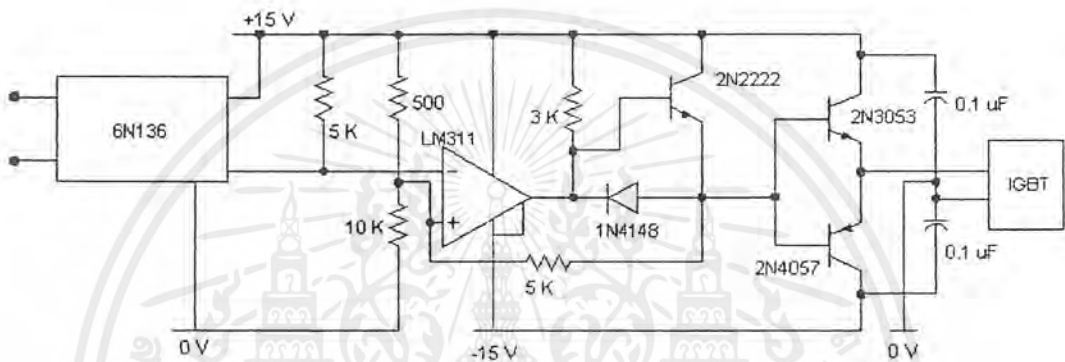


รูป 4.7 แสดงการต่อวงจรไอซี TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 วงจรขับเกต (Gate Drive Circuit)

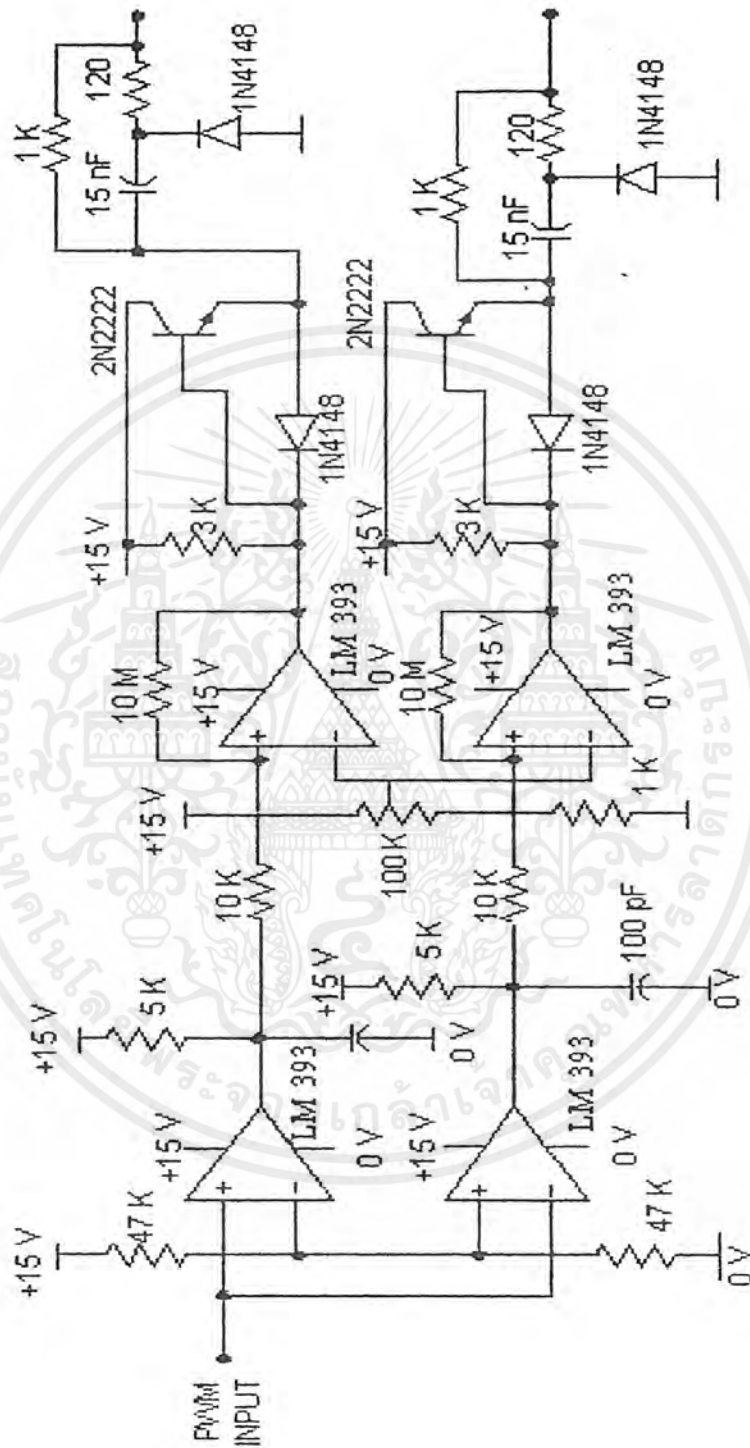
เป็นวงจรเพิ่มแรงดันจากสัญญาณอินพุต เพื่อให้แรงดันคงที่และเพียงพอ กับสัญญาณขับของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งแต่ละชนิด โดยวงจรนี้จะแยกกราวด์ออกเป็นอิสระจากส่วนอื่นเพื่อป้องกันการเสียหายอันเนื่องมาจากการลัดวงจร



รูป 4.8 แสดงวงจรขับเกต

### 4.4 วงจรเดดไทม์ (Death Time Circuit)

เนื่องจากอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งแต่ละชนิดต้องมีช่วงเวลา เทิร์นออฟไทม์ (turn of time) เพื่อป้องกันการลัดวงจรในวงจรกำลัง (power circuit) ดังนั้นจะต้องป้องกันการลัดวงจร โดยให้สวิตช์ที่อยู่ในแถวเดียวกันรับสัญญาณจากชุดเดดไทม์เดียวกัน ทำให้ไม่เกิดการลัดวงจรซึ่งช่วงเวลา เทิร์นออฟไทม์ จะมากหรือน้อย ขึ้นอยู่กับคุณลักษณะเฉพาะตัวของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง ในโครงการนี้ใช้ ไอจีบีที (isolate gate bipolar transistor) เป็นอุปกรณ์สวิตช์ซึ่ง ซึ่งต้องการเทิร์นออฟไทม์ ประมาณ 7-8  $\mu\text{s}$



รูป 4.9 แสดงวงจรเคตไทย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.5 วงจรลอจิก (Logic Circuit)

เป็นวงจรที่ควบคุมสัญญาณขับเคลื่อนให้ทำงานตามโหมดการทำงานที่ตั้งไว้ โดยประยุกต์นำไอซีลอจิกมาควบคุม ซึ่งออกแบบให้มีโหมดการทำงานอยู่ 3 โหมด ได้แก่ On/Off, Forward/Reverse, Pause/Run

A	B	C	Output			
			Q <sub>1</sub>	Q <sub>2</sub>	Q <sub>3</sub>	Q <sub>4</sub>
Forward/ Reverse	On/ Off	Pause/ Run				
0	0	0	1	0	1	0
0	0	1	1	0	1	0
0	1	0	1	0	0	1
0	1	1	1	0	1	0
1	0	0	0	1	0	1
1	0	1	0	1	0	1
1	1	0	0	1	1	0
1	1	1	0	1	0	1

ตาราง 4.1 แสดงค่าความจริงที่เกิดขึ้นจากการควบคุมสถานะการหมุนของมอเตอร์ในโหมดการทำงานต่าง ๆ

		BC			
		00	01	11	10
A	0	1	1	1	1
	1	0	0	0	0

$$Q_1 = \bar{A}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

		BC			
		A	00	01	11
$Q_2$	0	0	0	0	0
	1	1	1	1	1

$$Q_2 = A$$

		BC			
		A	00	01	11
$Q_3$	0	1	1	1	0
	1	0	0	0	1

$$Q_3 = ABC + \overline{AC} + \overline{AB}$$

		BC			
		A	00	01	11
$Q_4$	0	0	0	0	1
	1	1	1	1	0

$$Q_4 = \overline{AB} + AC + \overline{ABC}$$

ตาราง 4.2 แสดงการยุบวงจร โดยใช้วิธีเค-แม็ปของ  $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าที่ได้จากการยุบวงจรของ  $Q_1, Q_2, Q_3, Q_4$  ได้ดังนี้

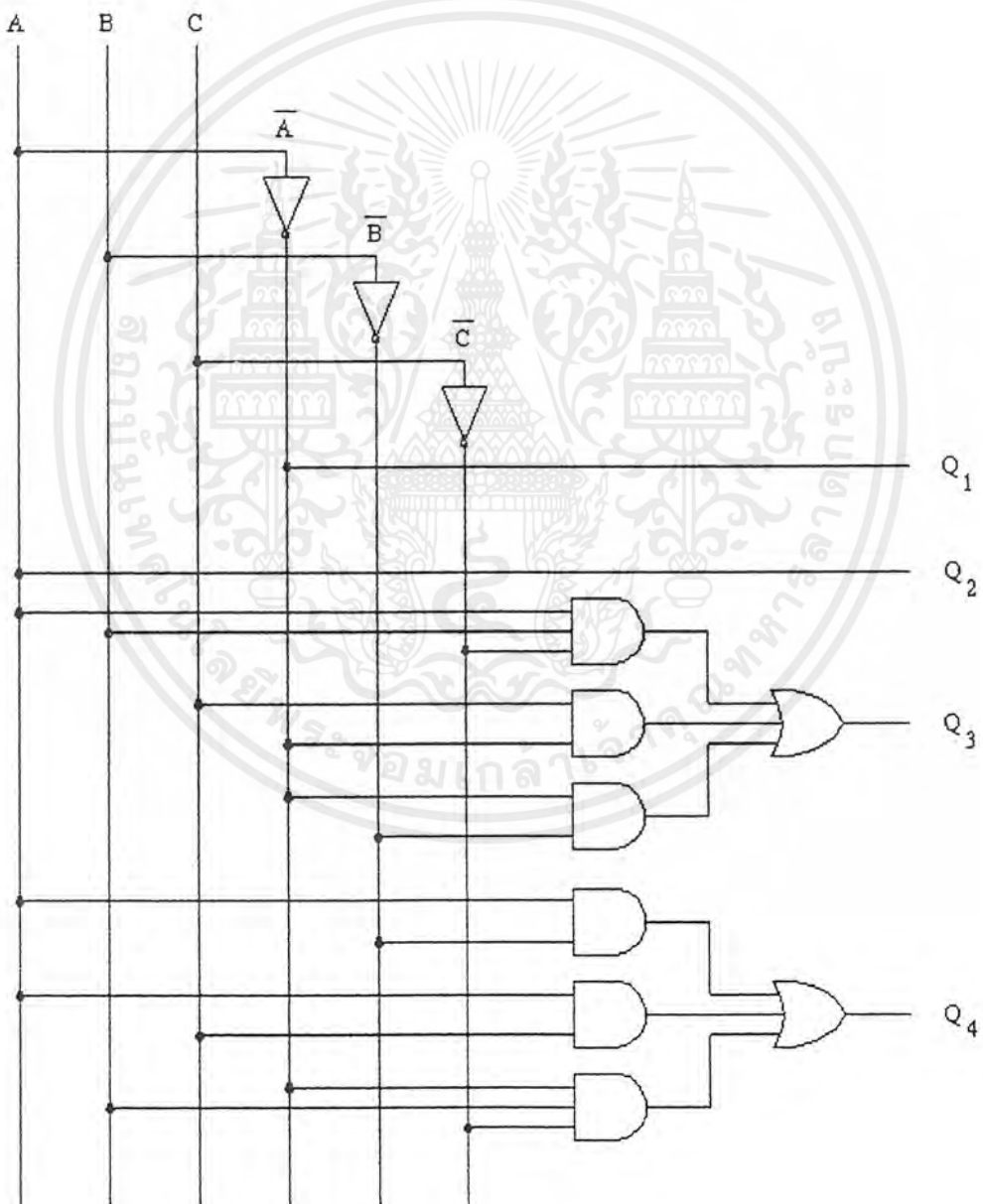
$$Q_1 = \bar{A} \quad (4.2)$$

$$Q_2 = A \quad (4.3)$$

$$Q_3 = ABC\bar{C} + \bar{A}C + \bar{A}\bar{B} \quad (4.4)$$

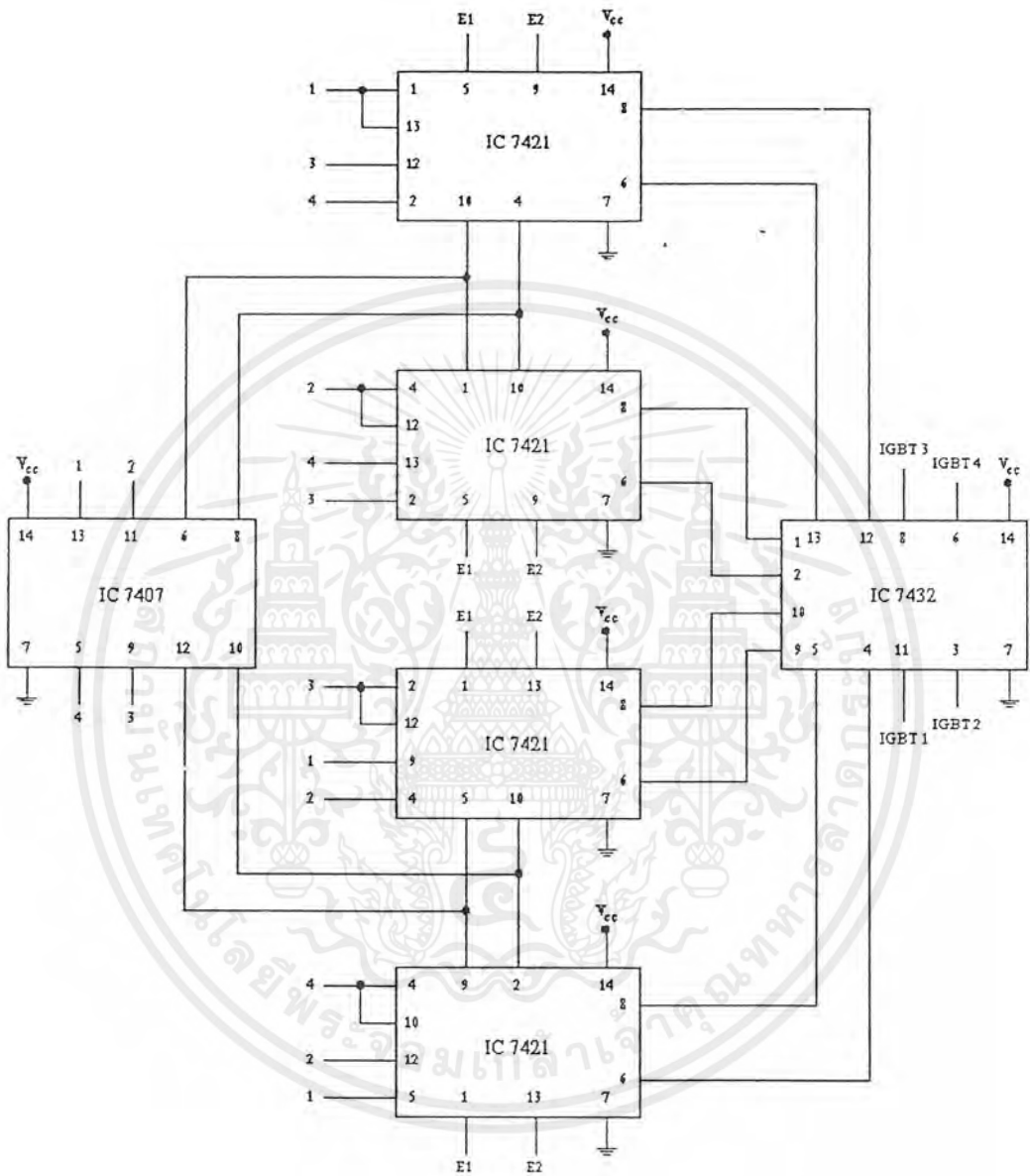
$$Q_4 = A\bar{B} + AC + \bar{A}\bar{B}\bar{C} \quad (4.5)$$

นำค่าที่ได้มาออกแบบวงจรถลอจิกได้ดังรูป 4.10



รูป 4.10 แสดงแผนผังการควบคุมการทำงานของมอเตอร์ในโหมดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

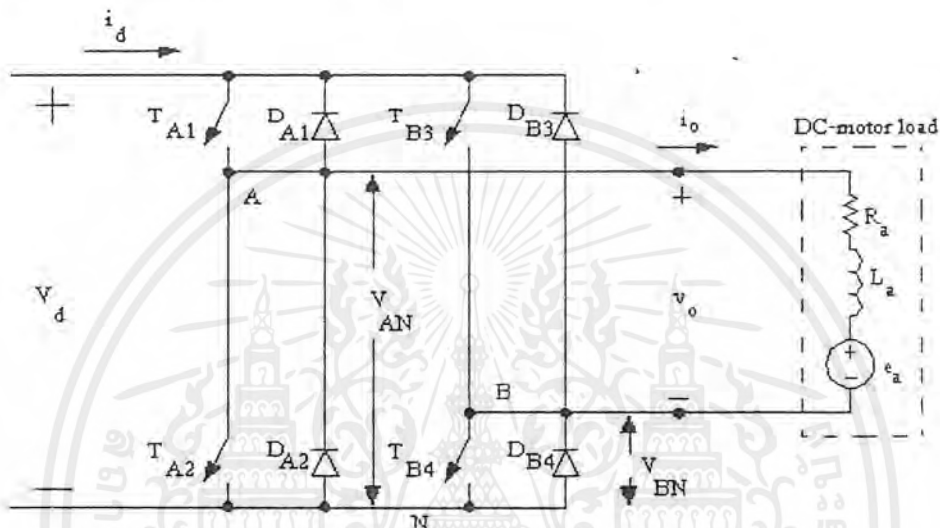


รูป 4.11 แสดงการต่อวงจรควบคุมลอจิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.6 วงจรแปลงแรงดันคิซี-คิซีแบบฟูลบริดจ์ (Full Bridge DC to DC Converter)

วงจรฟูลบริดจ์ (full bridge) สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้หลายประเภท เช่น การแปลงแรงดันคิซีเป็นแรงดันคิซีในระบบจ่ายไฟสำรอง (uninterruptible ac power supplies) หรือใช้ในการควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง (dc motor drives) ฯลฯ แต่ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการนำวงจรฟูลบริดจ์มาควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง



รูป 4.12 แสดงวงจรฟูลบริดจ์คิซี-คิซีคอนเวอร์เตอร์

จากรูป 4.12 เป็นรูปของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (full bridge converter) โดยที่แรงดันอินพุต (voltage input) จะคงที่และแรงดันเอาต์พุตที่ออกจากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นแรงดันกระแสตรง ( $V_o$ ) ซึ่งสามารถควบคุมขนาดและทิศทางของแรงดันเอาต์พุต รวมทั้งสามารถควบคุมขนาดและทิศทางของกระแสเอาต์พุต (output current) ดังนั้นวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์นำมาใช้ควบคุมมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบ 4 ควอดแรนต์และจะควบคุมทิศทางการส่งผ่านพลังงานได้

ในวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ประกอบด้วยกึ่ง 2 กึ่ง โดยแต่ละกึ่งประกอบด้วยสวิทช์และไดโอดต่อกับขั้วคร่อมสวิทช์อยู่รวมกึ่งละ 2 ชุด โดยสวิทช์ที่อยู่ในกึ่งเดียวกันจะสลับกันทำงาน ถ้าสวิทช์ตัวที่ 1 ออน (on) สวิทช์อีกตัวจะออฟ (off) เป็ควงจร ซึ่งสวิทช์ทั้งสองจะต้องไม่ออนวงจรพร้อมกันเพราะจะเกิดการลัดวงจร เพื่อป้องกันการลัดวงจรในทางปฏิบัติจะมีช่วงเวลาเทิร์นออฟไทม์ (turn off time) เฉพาะตัวในแต่ละชนิดของสวิทช์ที่นำมาใช้ ซึ่งจะเรียกช่วงเวลานี้ว่าแบรังกิงไทม์ (blanking time) ซึ่งจะต้องเผื่อเวลาในช่วงนี้เพื่อป้องกันการลัดวงจร แต่ในอุดมคติจะสมมุติให้สวิทช์แต่ละตัวสามารถออฟได้ทันที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สิ่งสำคัญที่ต้องพิจารณาในแต่ละกึ่ง คือ สวิตช์ทั้งสองจะต้องไม่ออนพร้อมกัน ถ้าเป็นดังนี้ จะทำให้กระแส ( $i_o$ ) ในรูป 4.12 ไหลได้อย่างต่อเนื่อง ซึ่งแรงดัน ( $V_o$ ) จะถูกกำหนดโดยสถานะของสวิตช์ เช่น เมื่อพิจารณากึ่ง A ในรูป 4.12 เมื่อสวิตช์  $T_{A1}$  ออนจะทำให้เกิดแรงดัน  $V_{AN}$  กระแสจะไหลผ่านสวิตช์  $T_{A1}$  ถ้าให้กระแสในสถานะนี้เป็นบวก กระแสจะไหลผ่านไดโอด  $D_{A1}$  เมื่อกระแสเป็นลบ

ดังนั้นในกรณีที่สวิตช์  $T_{A1}$  ออนที่จุด A ในรูป 4.12 จะมีศักดาไฟฟ้าเป็นบวกเหมือนกับแรงดัน ( $V_d$ ) ทำให้

$$V_{AN} = V_d \quad (\text{เมื่อสวิตช์ } T_{A1} \text{ ออนและ } T_{A2} \text{ ออฟ}) \quad (4.6)$$

พิจารณาในลักษณะเดียวกันเมื่อสวิตช์  $T_{A2}$  ออนจะนำกระแสลบไหลผ่านสวิตช์  $T_{A2}$  (เมื่อ  $D_{A2}$  จะเป็นรีเวิร์สไบอัส (reverse bias) และเมื่อกระแสเป็นบวกไหลผ่านไดโอด  $D_{A2}$  ทำให้

$$V_{AN} = 0 \quad (\text{เมื่อสวิตช์ } T_{A2} \text{ ออนและ } T_{A1} \text{ ออฟ}) \quad (4.7)$$

จากสมการที่ 4.6 และ 4.7 แสดงให้เห็นว่า  $V_{AN}$  ขึ้นกับสถานะของสวิตช์ เพียงอย่างเดียว แต่จะไม่ขึ้นกับทิศทางของกระแสเอาต์พุต ทำให้แรงดัน ( $V_{AN}$ ) ที่กึ่ง A โดยเฉลี่ยในคาบความถี่หนึ่งจะขึ้นกับแรงดันอินพุต ( $V_d$ ) และ คิวตี้ เรโซ (duty ratio) ของสวิตช์  $T_{A1}$  ทำให้

$$V_{AN} = \frac{V_d t_{on} + 0 t_{off}}{T_s} = V_d \cdot \text{duty ratio of } T_{A1} \quad (4.8)$$

นำหลักการเดียวกันมาพิจารณาที่กึ่ง B โดย  $V_{BN}$  จะขึ้นกับแรงดันอินพุต ( $V_d$ ) และคิวตี้ เรโซของสวิตช์  $T_{B1}$  ทำให้

$$V_{BN} = V_d \cdot \text{duty ratio of } T_{B1} \quad (4.9)$$

ดังนั้นแรงดันที่ออกจากคอนเวอร์เตอร์  $V_o (= V_{AN} - V_{BN})$  สามารถที่จะควบคุมขนาดของแรงดัน ( $V_o$ ) โดยเปลี่ยนแปลงคิวตี้ เรโซของสวิตช์ โดยที่  $V_o$  จะไม่ขึ้นกับขนาดและทิศทางของกระแส ( $I_d$ )

#### 4.7 แรงดันสวิทช์ซึ่งแบบพีคดับลิวเอ็ม ยูนิโพลาร์ (PWM with Unipolar Voltage Switching)

ในรูป 4.12 แสดงทิศทางการไหลของ  $i_o$  ซึ่ง  $V_o = 0$  ถ้า  $T_{A-}$  และ  $T_{B-}$  หรือ  $T_{A+}$  และ  $T_{B+}$  ทำงานทั้งคู่ ในรูป 4.13 จะมีรูปคลื่นสามเหลี่ยมเปรียบเทียบกับแรงดันควบคุม  $v_{control}$  และ  $-v_{control}$  สำหรับหาสัญญาณสวิทช์ซึ่งที่เลก A และเลก B ซึ่งการควบคุมการสวิทช์ที่เลก A จะทำการเปรียบเทียบสัญญาณ  $v_{control}$  กับ  $v_{tri}$  ส่วนที่เลก B จะทำการเปรียบเทียบสัญญาณ  $-v_{control}$  กับ  $v_{tri}$  ซึ่งจะได้

$$T_{A-} ON \longrightarrow v_{control} > v_{tri} \quad (4.10)$$

$$T_{B+} ON \longrightarrow -v_{control} > v_{tri} \quad (4.11)$$

แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตในแต่ละเลกและ  $v_o$  ที่แสดงในรูป 4.13 ซึ่ง duty ratio  $D_1$  จะสวิทช์  $T_{A+}$  ส่วน duty ratio  $D_2$  จะสวิทช์  $T_{B-}$  จะได้

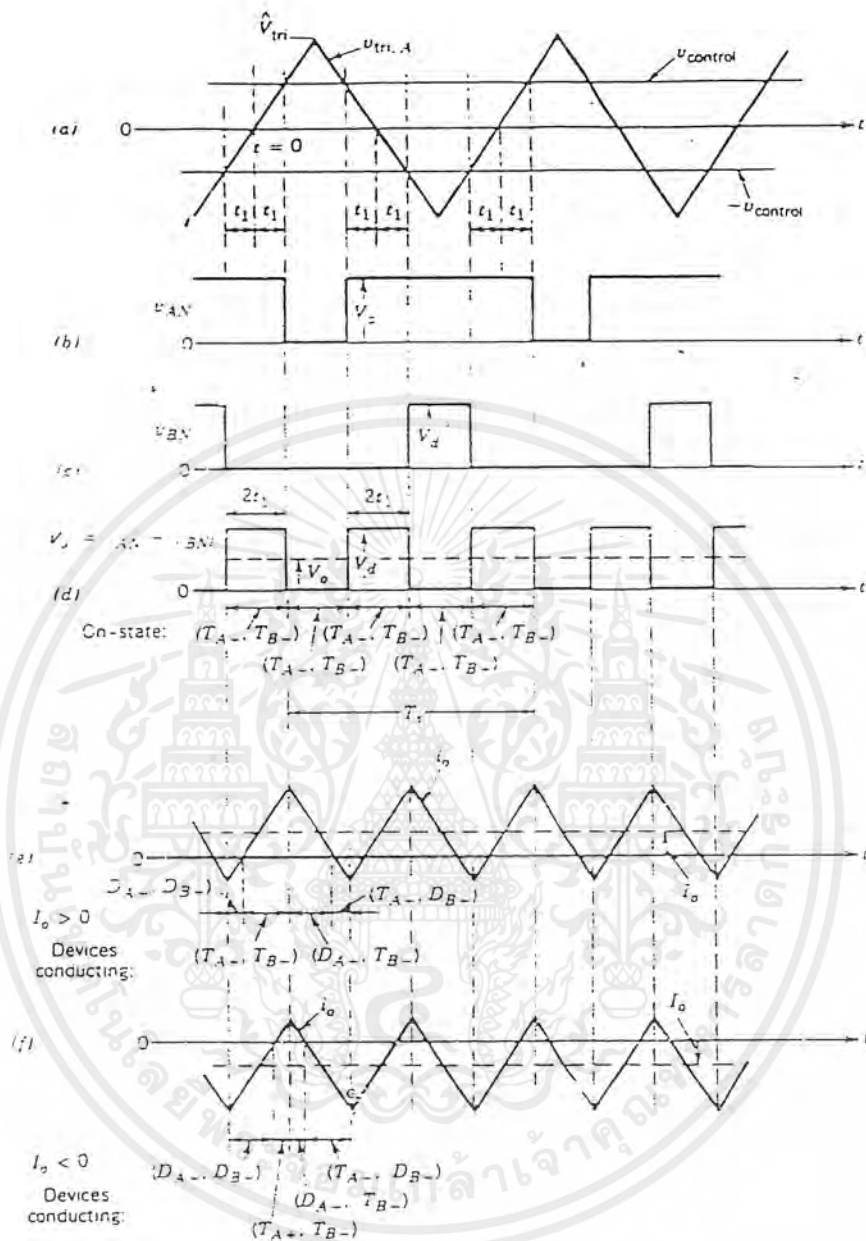
$$D_1 = \frac{1}{2} \left( \frac{v_{control}}{\hat{V}_{tri}} + 1 \right) \quad (4.12)$$

$$D_2 = 1 - D_1 \quad (4.13)$$

ดังนั้น

$$V_o = (2D_1 - 1)V_d = \frac{V_d}{\hat{V}_{tri}} v_{control} \quad (4.14)$$

ในรูป 4.13e และ 4.13f แสดงรูปคลื่นกระแสที่  $I_o > 0$  และ  $I_o < 0$  เมื่อ  $V_o$  มีค่าเป็นบวกทั้ง 2 กรณี



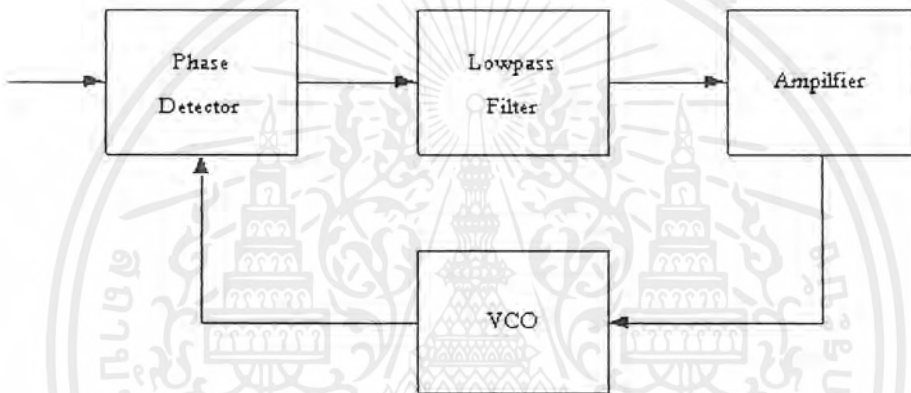
รูป 4.13 แสดงรูปคลื่นแรงดันสวิทซ์ซิงแบบพีคแบบทิวเอ็ม ยูนิโพลาร์

#### 4.8 วงจรแปลงความถี่เป็นแรงดันไฟฟ้า

การแปลงความถี่เป็นแรงดันจะใช้วงจรเฟสล็อกคูล (Phase Locked Loop, PLL) ในการแปลง โดยอินพุตของวงจรเป็นสัญญาณจากเอ็น โค้ดเดอร์และเอาต์พุตจะเป็นแรงดันที่นำไปใช้เปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงเพื่อควบคุมความเร็วของมอเตอร์

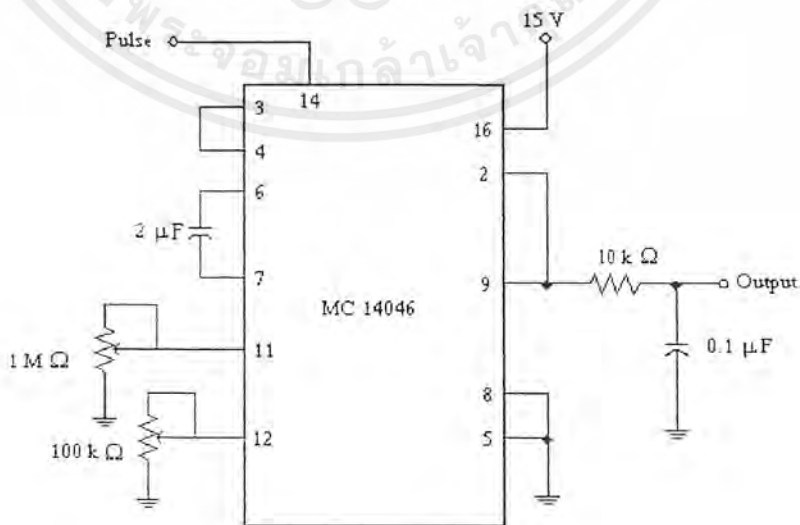
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรเฟสล็อกคูลูป มีองค์ประกอบพื้นฐาน คือ เฟสดีเทคเตอร์ (Phase detector ,PD) โวลต์เดจคอนโทรล ออสซิลเลเตอร์ (Voltage-controlled oscillator ,VCO) และ โลพาส ฟิลเตอร์ (Lowpass filter ,LPF) ที่ form กันเป็น closed loop ดังแสดงไว้ในรูป 4.14 การทำงานของวงจรเฟสล็อกคูลูป อาจเริ่มที่ PD ซึ่งเป็นส่วนทำการเปรียบเทียบความถี่ของสัญญาณขาเข้า  $f_{in}$  (ซึ่งเราจะถือว่าเป็นความถี่อ้างอิง  $f_{ref}$ ) กับความถี่ของสัญญาณ VCO ( $f_{VCO}$ ) ซึ่งจะได้ output อยู่ในรูปของค่าความแตกต่างทางเฟส ซึ่งจะถูกรองและขยายสัญญาณ เป็นสัญญาณ DC เพื่อนำไปทำการควบคุมการผลิตความถี่ของ VCO จนกระทั่ง VCO ทำการ lock กับสัญญาณขาเข้า นั่นคือเท่ากับด้วยค่าความแตกต่างทางเฟสคงที่ค่าหนึ่ง



รูป 4.14 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของ PLL

ในวงจรเฟสล็อกคูลูปนี้ใช้ไอซีเบอร์ MC14046 ทำการล็อกความถี่อยู่ในช่วงความถี่ 18-43 kHz การต่อวงจรเฟสล็อกคูลูปเป็นไปดังรูป 4.15



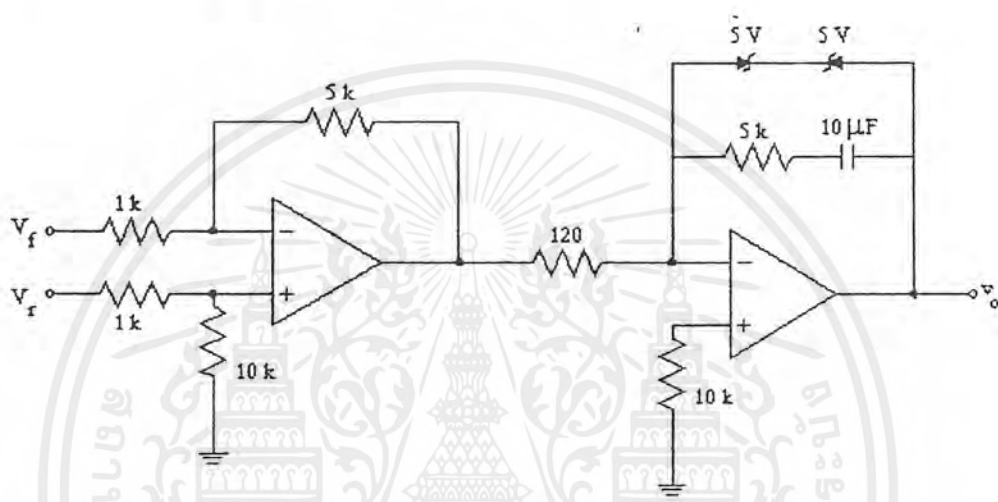
รูป 4.15 แสดงการต่อวงจรเฟสล็อกคูลูป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.9 ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรรวมและวงจรควบคุมแบบพีไอ

##### (Transfer Function of Summing circuit and PI Controller)

วงจรมีจะเป็นชุดควบคุมหนึ่งที่อยู่ในการควบคุมความเร็ว สามารถอธิบายการทำงานได้ คือ ขาบวกจะรับสัญญาณอ้างอิงที่เป็นค่าความเร็วที่ต้องการ ส่วนขาลบจะรับสัญญาณป้อนกลับจาก encoder วงจรเป็นดังรูป 4.16



รูป 4.16 แสดงวงจรรวมและวงจรควบคุมแบบพีไอ

ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจร คือ

$$G_c(s) = \frac{K_c(1+sT_c)}{s} \quad (4.15)$$

เมื่อ

$$T_c = CR_2 \quad (4.16)$$

$$K_c = \frac{1}{R_1C} \quad (4.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

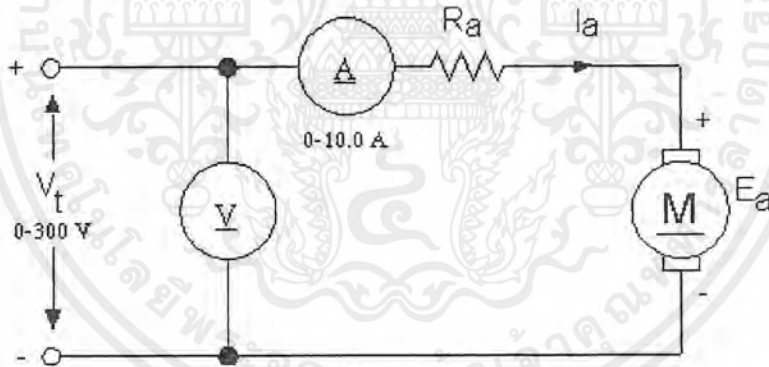
## บทที่ 5

### การทดลองและผลการทดลอง

#### อุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองทั้งหมด

1. 1- $\phi$  Variac 0-260 V 5A 2 ตัว
2. 1- $\phi$  Bridge rectifier 1 ตัว
3. Tacho meter 1 ตัว
4. DC Amp-meter 10 A 1 ตัว
5. DC Amp-meter 1 A 1 ตัว
6. DC Volt-meter 0-300 V 1 ตัว
7. VOM 1 ตัว
8. ชุดการทดสอบภาระ ได้แก่ เชือก , ตาขึง , ถูกลื่นน้ำหนัก 1 ชุด

#### 5.1 การหาค่า $R_a$ , $R_f$ โดยวิธี V-I Method



รูป 5.1 แสดงการต่อวงจรทดลองเพื่อหาค่า  $R_a$

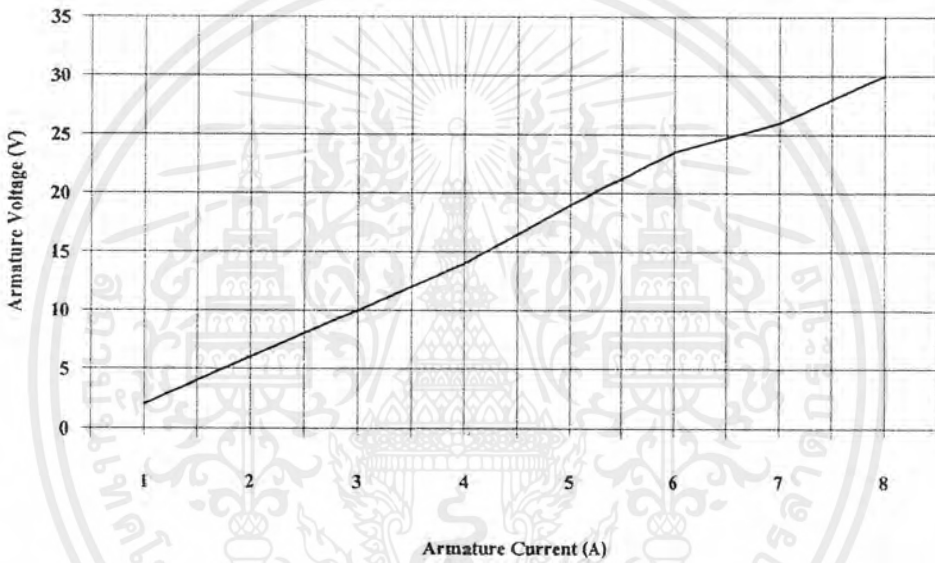
#### ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรการทดลองตามรูป 5.1
2. ป้อนแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้า แล้วทำการบันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้าและกระแสอาร์เมเจอร์ ซึ่งได้ผลการทดลองดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$V_a$ (V)	3	6	9	12	15	18	21	24	27	30
$I_a$ (A)	1.3	2.0	2.8	3.5	4.2	4.9	5.6	6.4	7.2	8.1

ตาราง 5.1 แสดงค่า  $V_a, I_a$



รูป 5.2 กราฟแสดงความสัมพันธ์  $V_a, I_a$

คำนวณหาค่า  $R_a$  จาก

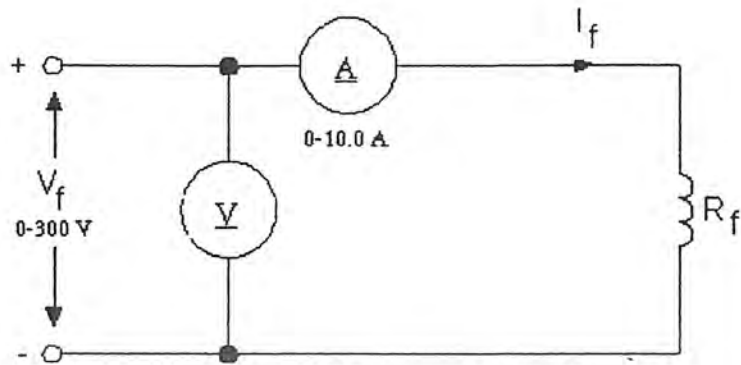
$$R_a = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} \quad (5.1)$$

จะได้

$$R_a = \frac{21 - 12}{5.6 - 3.5}$$

$$= 4.28\Omega$$

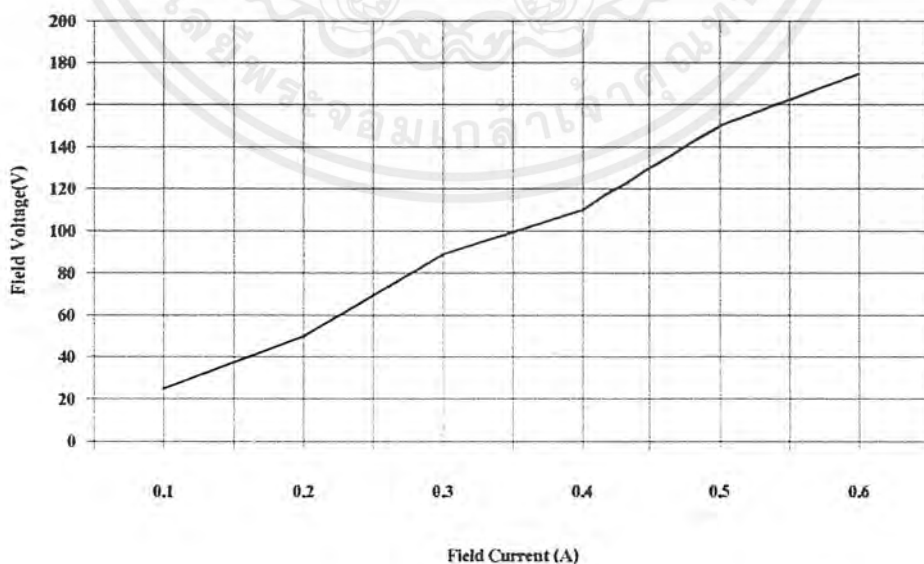
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 5.3 แสดงการต่อวงจรทดลองเพื่อหาค่า  $R_f$ 

## ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรการทดลองตามรูป 5.3
2. ป้อนแรงดันไฟฟ้ากระตุ้น แล้วทำการบันทึกค่าแรงดันไฟฟ้ากระตุ้นและกระแสไฟลต์ ซึ่งได้ผลการทดลองดังนี้

$V_f$ (V)	25	50	75	100	125	150	175
$I_f$ (A)	0.10	0.20	0.30	0.35	0.45	0.50	0.60

ตาราง 5.2 แสดงค่า  $V_f, I_f$ รูป 5.4 กราฟแสดงความสัมพันธ์  $V_f, I_f$ 

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณหาค่า  $R_f$  จาก

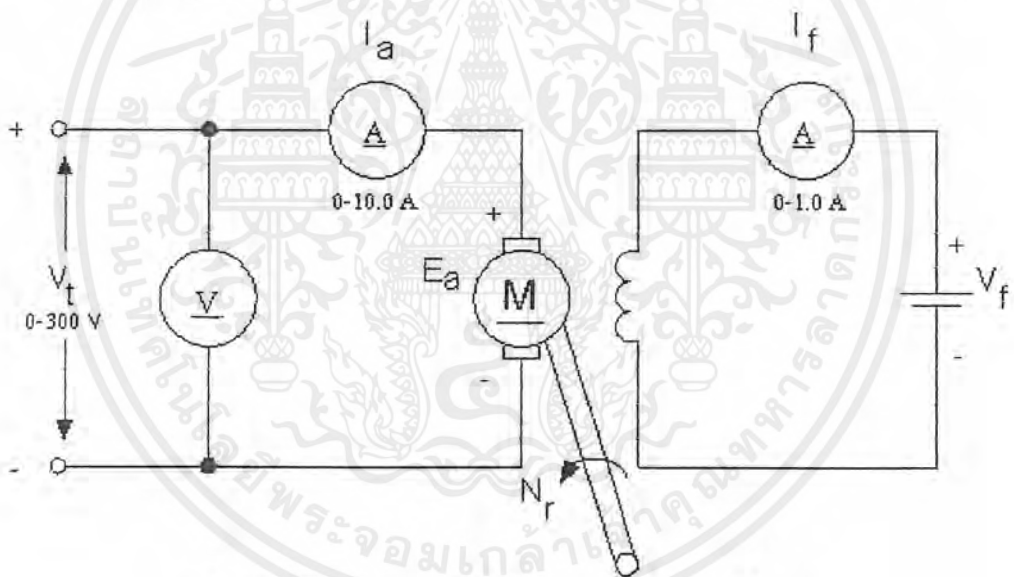
$$R_f = \frac{\Delta V_f}{\Delta I_f} \quad (5.2)$$

จะได้

$$R_f = \frac{125 - 75}{0.45 - 0.30}$$

$$R_f = 333.33 \, \Omega$$

## 5.2 การหาความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วของโรเตอร์กับแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้า



รูป 5.5 แสดงการต่อวงจรที่ใช้ในการทดลองขณะไว้ภาระ

### ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อวงจรการทดลองตามรูป 5.5
2. ทำการป้อนกระแสฟลักซ์คงที่ 0.6 A
3. ทำการปรับแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้าเพื่อให้ได้ความเร็วรอบที่ต้องการ
4. บันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้าและกระแสอาร์เมเจอร์ที่ค่าความเร็วต่าง ๆ ซึ่งได้ผลการทดลองดังนี้

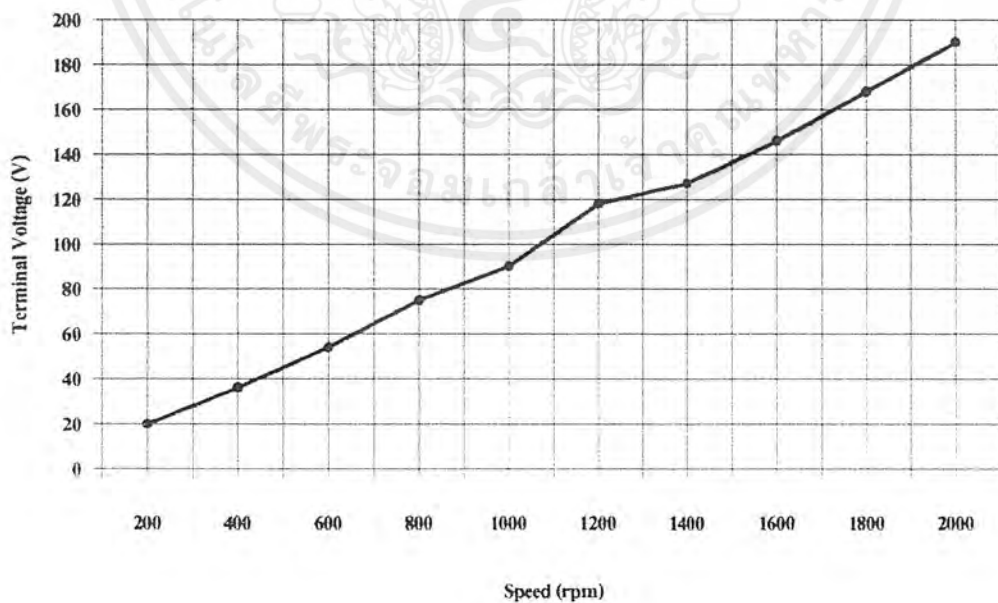
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$N_r(\text{rpm})$	$V_t(\text{V})$	$I_t(\text{A})$
200	20	0.20
400	36	0.20
600	54	0.25
800	75	0.30
1000	90	0.32
1200	118	0.37
1400	127	0.40
1600	146	0.42
1800	168	0.42
2000	190	0.45

ตาราง 5.3 แสดงค่า  $V_t$  และ  $I_t$  ที่ความเร็วต่าง ๆ

นำค่าที่ได้มาเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วของโรเตอร์กับแรงดันป้อนเข้าได้ดัง

ในรูป 5.6



รูป 5.6 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็ว( $N_r$ )กับแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้า( $V_t$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3 การหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสฟิวด์กับความเร็วของโรเตอร์

#### ขั้นตอนการทดลอง

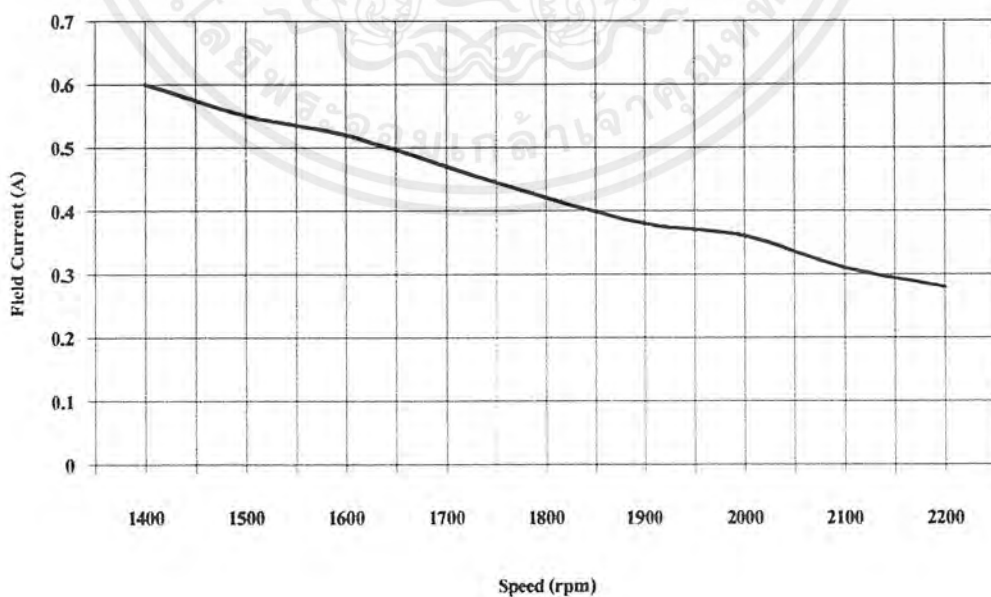
1. ต่อดวงจรการทดลองตามรูป 5.5
2. ทำการป้อนแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้าคองที่ 140 V แล้วปรับกระแสฟิวด์ลดลงจาก 0.6-0.3 A
3. บันทึกค่ากระแสฟิวด์และค่าความเร็วต่าง ๆ ซึ่งได้ผลการทดลองดังนี้

$I_f$ (A)	$N_r$ (rpm)
0.60	1414
0.55	1550
0.50	1637
0.45	1776
0.40	1844
0.35	2014
0.30	2131

ตาราง 5.4 แสดงค่าความเร็วของโรเตอร์ที่ค่า  $I_f$  ต่าง ๆ

นำค่าที่ได้มาเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วของโรเตอร์กับกระแสฟิวด์ได้ดังใน

รูป 5.7



รูป 5.7 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็ว ( $N_r$ ) กับ กระแสฟิวด์ ( $I_f$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.4 การเปรียบเทียบเวลาการหยุดหมุนของมอเตอร์

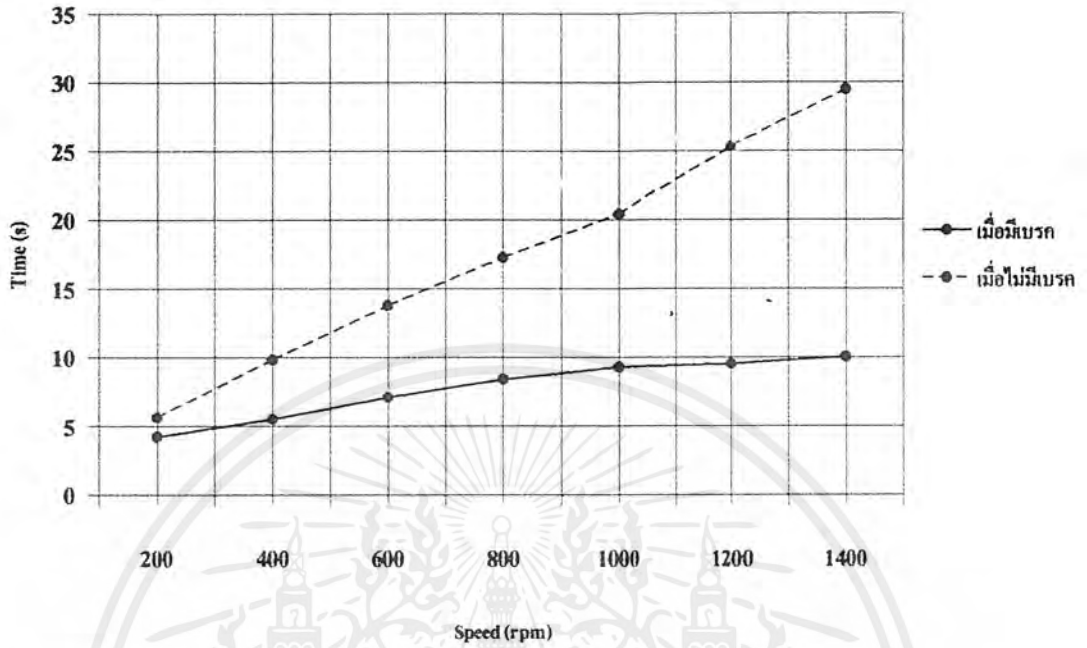
### ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อยวงจรการทดลองตามรูป 5.5
2. ทำการป้อนกระแสไฟต์คั้งที่ 0.6 A
3. ทำการปรับแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้าโดยปรับให้ได้ความเร็วรอบต่าง ๆ
4. ทำการเบรคมอเตอร์จับเวลาตั้งแต่เริ่มเบรกจนกระทั่งมอเตอร์หยุดหมุน แล้วบันทึกเวลาที่ใช้ในการเบรก
5. จากนั้นทำการหมุนมอเตอร์อีกครั้งจนได้ความเร็วเท่าเดิม แล้วหยุดจ่ายแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้า จับเวลาตั้งแต่เริ่มหยุดจ่ายแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้าจนกระทั่งมอเตอร์หยุดหมุน
6. บันทึกค่าเวลาทั้งสองเปรียบเทียบกันที่ความเร็วต่าง ๆ

$N_r$ (rpm)	เวลาที่ใช้เบรก (second)	
	เมื่อมีเบรก	เมื่อไม่มีเบรก
200	4.25	5.65
400	5.52	9.82
600	7.11	13.78
800	8.41	17.25
1000	9.28	20.40
1200	9.53	25.34
1400	10.02	29.46

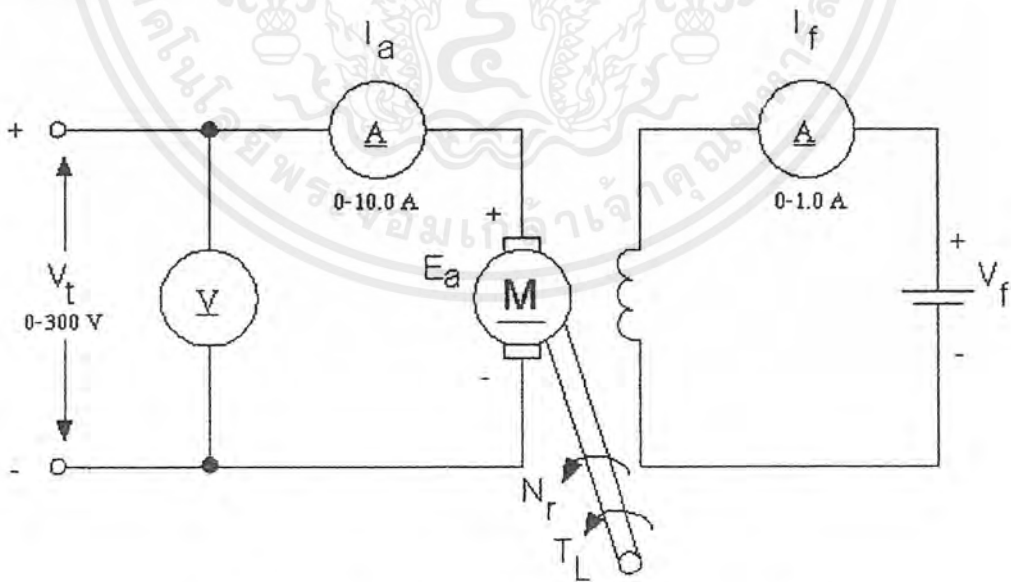
ตาราง 5.5 แสดงเวลาที่ใช้เบรกมอเตอร์ที่ความเร็วต่าง ๆ

นำค่าที่ได้มาเขียนกราฟความสัมพันธ์ระหว่างความเร็วของโรเตอร์กับเวลาที่ใช้เบรกมอเตอร์ได้ดังในรูป 5.8



รูป 5.8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็ว ( $N_r$ ) กับ เวลาที่ใช้ในการเบรก

### 5.5 คุณลักษณะของแรงบิดกับความเร็ว



รูป 5.9 แสดงการต่อวงจรที่ใช้ในการทดลองขณะมีภาระ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

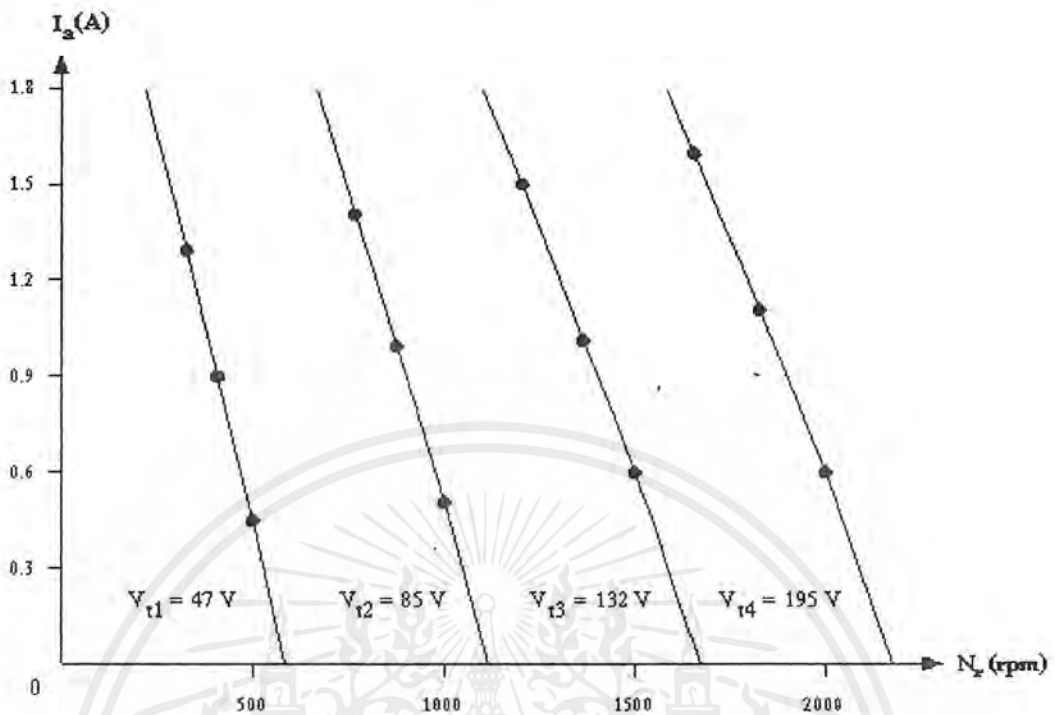
### ขั้นตอนการทดลอง

1. ค่อดังการทดลองตามรูป 5.9
2. ทำการป้อนกระแสไฟลต์คงที่ 0.6 A
3. ทำการปรับแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้าคังที่ เพื่อให้ได้ความเร็วรอบขณะไร้ภาระ 500 rpm บันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้าและกระแสอาร์เมเจอร์
4. ทำการจับโหลด 0.3924 N.m. บันทึกค่าความเร็วของมอเตอร์และกระแสอาร์เมเจอร์
5. เพิ่มโหลดให้มอเตอร์โดยให้มอเตอร์จับโหลด 0:7848 N.m. บันทึกค่าความเร็วของมอเตอร์และกระแสอาร์เมเจอร์
6. ปลดโหลดออก แล้วเพิ่มแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้าคังที่ที่ค่าต่าง ๆ แล้วทำการทดลองเหมือนข้อ 2-5 ได้ผลการทดลองคังนี้

	No-load	Load 0.3924 N.m.	Load 0.7848 N.m.
$V_t(V)$		47	
$N_r(\text{rpm})$	500	409	331
$I_a(A)$	0.45	0.90	1.30
$V_t(V)$		85	
$N_r(\text{rpm})$	1000	877	767
$I_a(A)$	0.50	1.00	1.40
$V_t(V)$		132	
$N_r(\text{rpm})$	1500	1343	1211
$I_a(A)$	0.60	1.00	1.50
$V_t(V)$		195	
$N_r(\text{rpm})$	2000	1844	1651
$I_a(A)$	0.60	1.10	1.60

ตาราง 5.6 แสดงค่าคุณลักษณะแรงบิดกับความเร็วของโรเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 5.10 กราฟแสดงคุณลักษณะแรงบิดกับความเร็ว

## 5.6 การหาประสิทธิภาพ

### ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อบริการทดลองตามรูป 5.9
2. ทำการป้อนกระแสไฟลต์คงที่ 0.6 A
3. ให้มอเตอร์ขับโหลด 0.3924 N.m. ทำการปรับแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้าเพื่อให้ได้ความเร็วรอบ 200 rpm บันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้า, กระแสอาร์มเจอร์และน้ำหนักของลูกน้ำหนักขณะมอเตอร์หมุนอยู่
4. ทำการทดลองที่ค่าความเร็วอื่น ๆ และบันทึกค่าแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้า, กระแสอาร์มเจอร์และน้ำหนักของลูกน้ำหนักขณะมอเตอร์หมุนอยู่
5. คำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าและประสิทธิภาพจาก

$$\text{กำลังไฟฟ้าป้อนเข้า} \quad P_{i/p} = V_{i/p} I_{i/p} \quad (5.3)$$

$$\text{กำลังส่งออก} \quad P_{o/p} = 9.81(W_1 - W_2) \cdot R \cdot \frac{2\pi N}{60} \quad (5.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสิทธิภาพของมอเตอร์ 
$$\eta = \frac{P_{o/p}}{P_{i/p}} \quad (5.5)$$

เมื่อ  $V_{i/p}$  คือ แรงดันไฟฟ้าป้อนเข้า

$I_{i/p}$  คือ กระแสไฟฟ้าป้อนเข้า

$W_1$  คือ น้ำหนักของลูกน้ำหนักขณะที่มอเตอร์ยังไม่หมุน , ก.ก.

$W_2$  คือ น้ำหนักของลูกน้ำหนักขณะที่มอเตอร์หมุน , ก.ก.

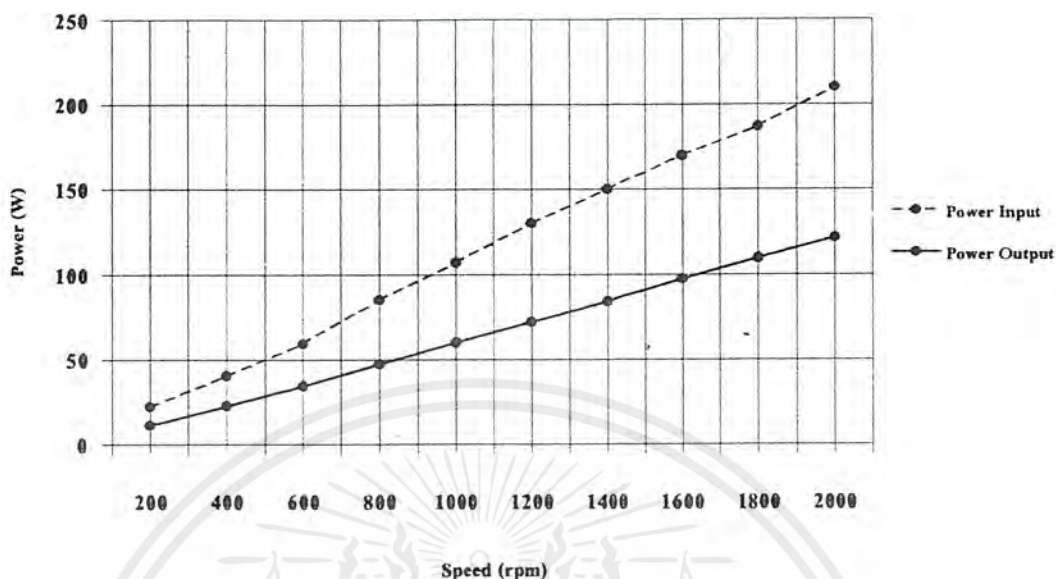
$R$  คือ รัศมีจากจุดศูนย์กลางของมู่เกิ้ลถึงจุดศูนย์กลางของเชือก , เมตร

$N$  คือ ความเร็วของมอเตอร์ , รอบ/นาที

$N_r(\text{rpm})$	$V_t(\text{V})$	$I_a(\text{A})$	$P_{i/p}(\text{W})$	$W_2(\text{kg})$	$P_{o/p}(\text{W})$	Eff.(%)
200	28	0.80	22.40	0.10	11.50	51.30
400	45	0.90	40.50	0.10	23.01	56.80
600	66	0.90	59.40	0.10	34.52	58.10
800	85	1.00	85.00	0.08	47.34	55.70
1000	107	1.00	107.00	0.07	59.99	56.66
1200	130	1.00	130.00	0.07	71.99	55.37
1400	150	1.00	150.00	0.07	83.99	55.99
1600	170	1.00	170.00	0.06	97.30	57.23
1800	187	1.00	187.00	0.06	109.47	58.54
2000	210	1.00	210.00	0.06	121.63	57.92

ตาราง 5.7 แสดงค่าการทดสอบโดยการเบรก

จากผลการทดลองพบว่าเมื่อให้มอเตอร์ขับ โทลค 0.3924 N.m. จะมีประสิทธิภาพสูงสุดที่ความเร็ว 1800 rpm



รูป 5.11 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความเร็ว ( $N_r$ ) กับกำลังไฟฟ้า

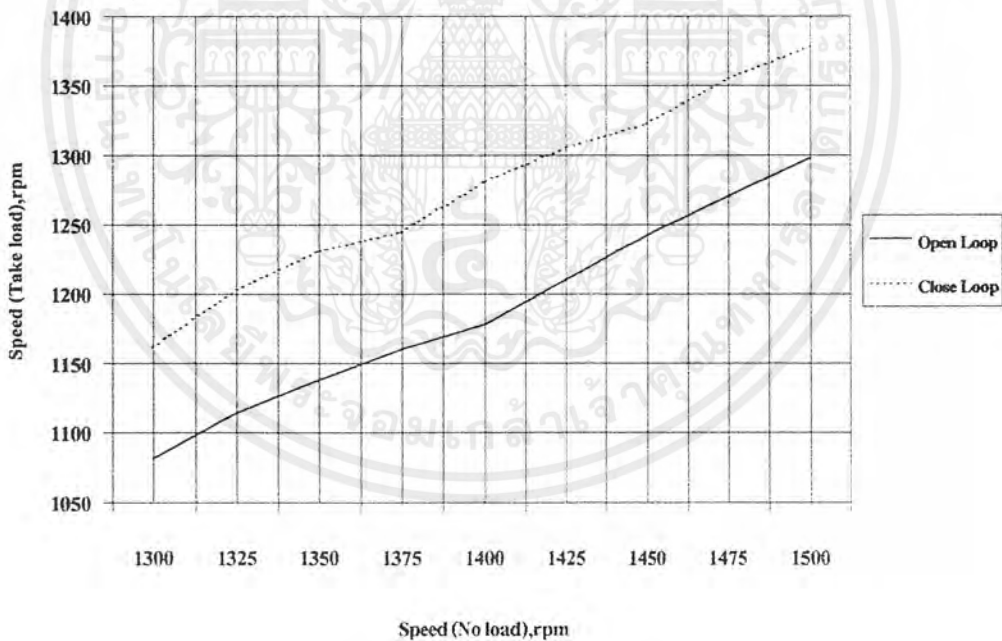
## 5.7 การเปรียบเทียบความเร็วระหว่าง Close Loop กับ Open Loop

### ขั้นตอนการทดลอง

1. ต่อยंत्रการทดลองตามรูป 5.5
2. ทำการป้อนกระแสฟีดแบ็คที่ 0.6 A
3. ทำการปรับแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้า เพื่อให้ได้ความเร็วรอบขณะ ไร้ภาระ 1300 rpm
4. ทำการจับ โหลด 0.7848 N.m. บันทึกค่าความเร็วของมอเตอร์ขณะ Open Loop
5. ทำการ Close Loop เมื่อมอเตอร์จับโหลด 0.7848 N.m. ที่ความเร็วรอบขณะ ไร้ภาระ 1300 rpm บันทึกค่าความเร็วของมอเตอร์
6. ปลดโหลดออก แล้วเพิ่มแรงดันไฟฟ้าป้อนเข้า เพื่อให้ได้ความเร็วรอบที่ค่าต่าง ๆ แล้วทำการทดลองเหมือนข้อ 3-5 ได้ผลการทดลองดังนี้

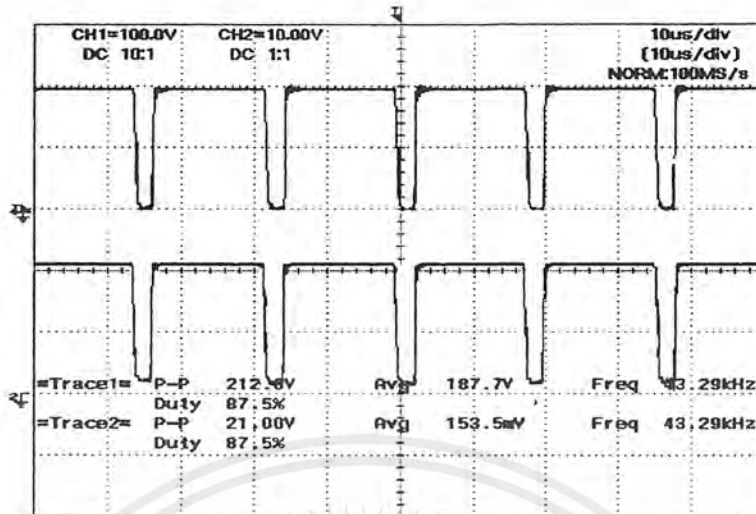
$N_r$ (No load),rpm	$N_r$ (Open Loop),rpm	$N_r$ (Close Loop),rpm
1300	1081	1162
1325	1114	1203
1350	1138	1231
1375	1160	1245
1400	1178	1281
1425	1210	1306
1450	1242	1323
1475	1270	1355
1500	1298	1378

ตาราง 5.8 แสดงผลการทดลองเปรียบเทียบความเร็วขณะ Open Loop กับ Close Loop



รูป 5.12 กราฟแสดงการเปรียบเทียบความเร็วขณะ Open Loop กับ Close Loop

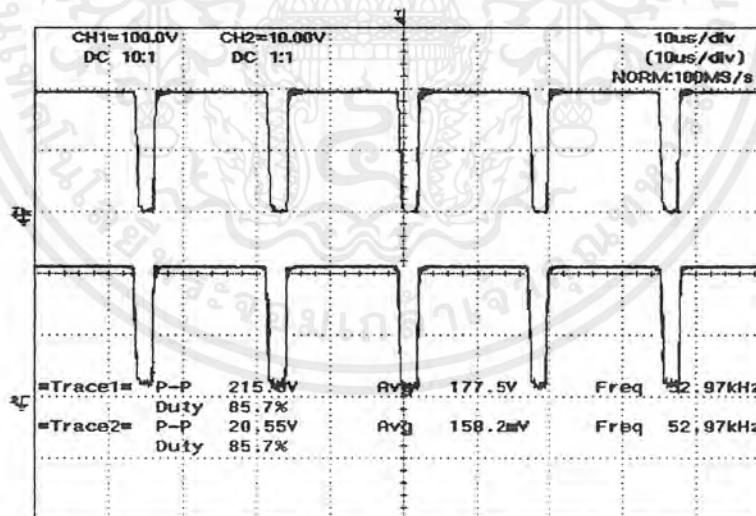
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 5.13 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างศักดาที่ตกคร่อมไอจีบีที  $Q_1(V_{GE})$  และสัญญาณเอาต์พุตที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์ (V)

ช่องสัญญาณที่ 1 วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์ (V) อัตราส่วน 100 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณที่ 2 วัดศักดาที่ตกคร่อมไอจีบีที  $Q_1(V_{GE})$  อัตราส่วน 10 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ

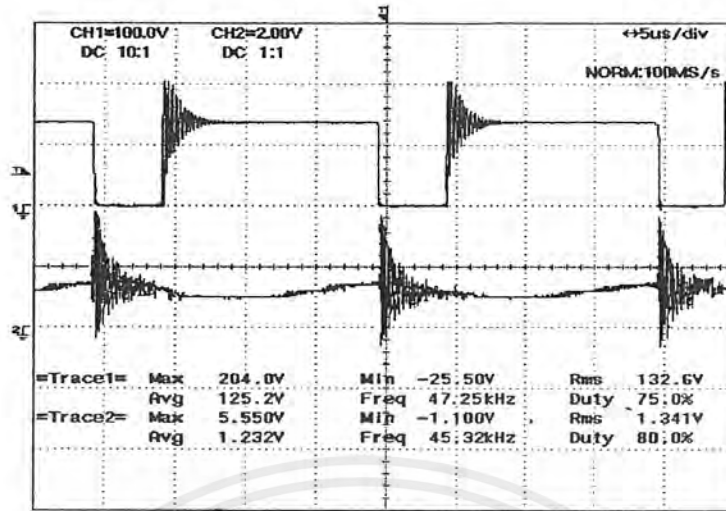


รูป 5.14 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างศักดาที่ตกคร่อมไอจีบีที  $Q_4(V_{GE})$  และสัญญาณเอาต์พุตที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์ (V)

ช่องสัญญาณที่ 1 วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์ (V) อัตราส่วน 100 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณที่ 2 วัดศักดาที่ตกคร่อมไอจีบีที  $Q_4(V_{GE})$  อัตราส่วน 10 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

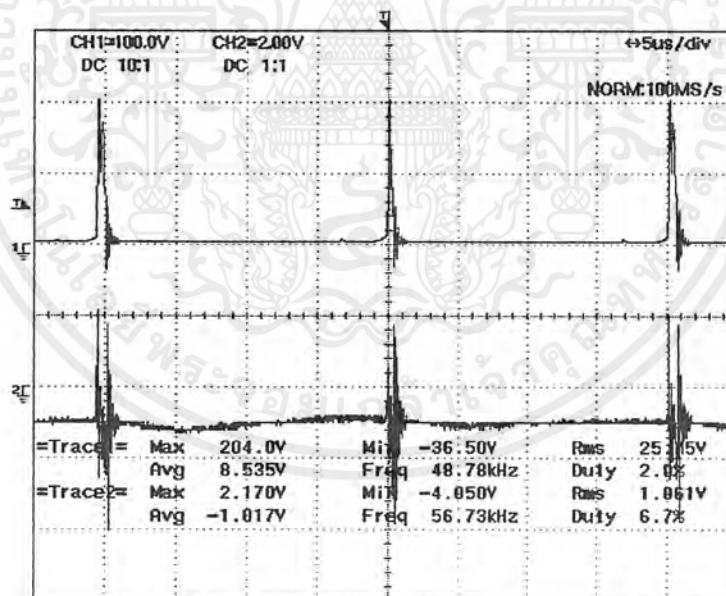


รูป 5.15 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันตกคร่อมเอาเมเจอร์ ( $V_f$ ) และกระแสเอาเมเจอร์ ( $I_a$ )

ขณะหมุนฟอว์เวิร์ด (Forward)

ช่องสัญญาณที่ 1 วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์ ( $V_f$ ) อัตราส่วน 100 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณที่ 2 วัดสัญญาณกระแสอาร์เมเจอร์ ( $I_a$ ) อัตราส่วน 2 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ



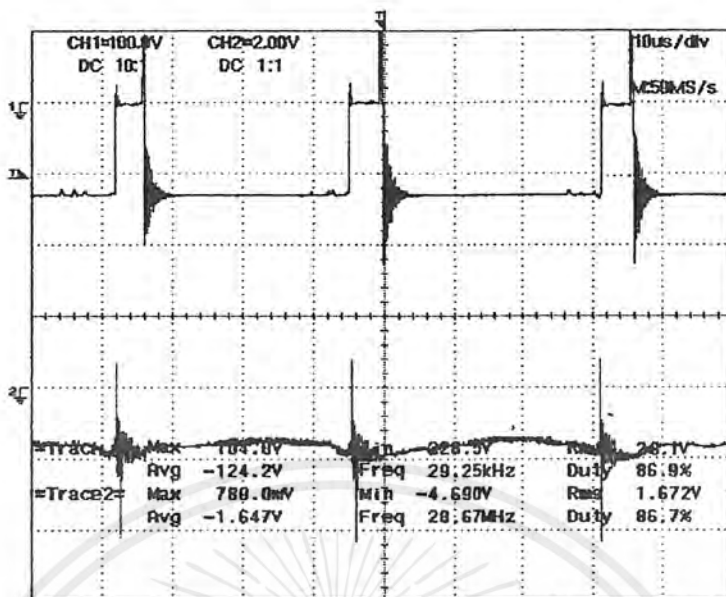
รูป 5.16 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันตกคร่อมเอาเมเจอร์ ( $V_f$ ) และกระแสเอาเมเจอร์ ( $I_a$ )

ขณะหมุนฟอว์เวิร์ดเบรก (Forward Brake)

ช่องสัญญาณที่ 1 วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์ ( $V_f$ ) อัตราส่วน 100 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณที่ 2 วัดสัญญาณกระแสอาร์เมเจอร์ ( $I_a$ ) อัตราส่วน 2 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ

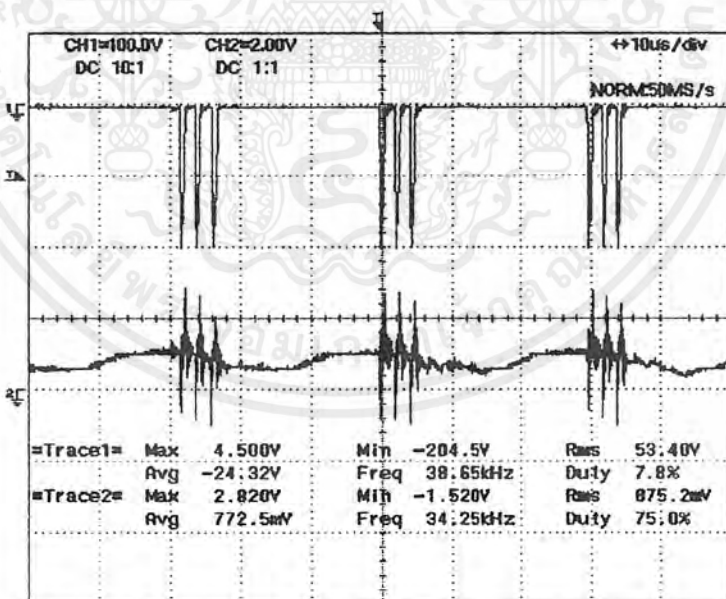
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 5.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันตกคร่อมเอาเมเจอร์ (V) และกระแสเอาเมเจอร์ (I<sub>a</sub>) ขณะหมุนรีเวอร์ต(Reverse)

ช่องสัญญาณที่ 1 วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์ (V) อัตราส่วน 100 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณที่ 2 วัดสัญญาณกระแสอาร์เมเจอร์ (I<sub>a</sub>) อัตราส่วน 2 โวลต์ต่อ 1ช่องสัญญาณ

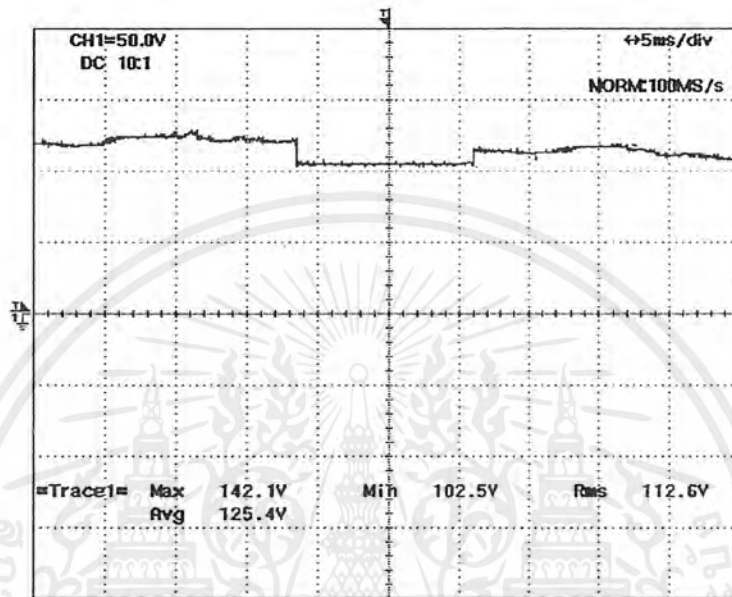


รูป 5.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันตกคร่อมเอาเมเจอร์ (V) และกระแสเอาเมเจอร์ (I<sub>a</sub>) ขณะหมุนรีเวอร์คเบรก (Reverse Brake)

ช่องสัญญาณที่ 1 วัดสัญญาณเอาต์พุตที่ตกคร่อมอาร์เมเจอร์ (V) อัตราส่วน 100 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ

ช่องสัญญาณที่ 2 วัดสัญญาณกระแสอาร์เมเจอร์ (I<sub>a</sub>) อัตราส่วน 2 โวลต์ต่อ 1ช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 5.19 กราฟแสดงผลตอบสนองขณะมีการ Close Loop  
วัดสัญญาณที่ตกคร่อม DC link อัตราส่วน 50 โวลต์ต่อ 1 ช่องสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

### สรุปและวิจารณ์

#### 6.1 สรุปผลการทดลอง

ในโครงการนี้ใช้ไอซี TL494 เป็นไอซีที่ใช้สร้างสัญญาณ (Pulse Width Modulation, PWM) ซึ่งใช้งานได้ง่าย สามารถปรับความถี่ คิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) และใช้ในการควบคุมแบบป้อนกลับได้

การควบคุมทิศทางการหมุนได้นำเอาวงจรถลอจิก (Logic Circuit) มาใช้ในการควบคุมมอเตอร์ในทิศทางต่างๆ ซึ่งใช้งานง่าย มีความถูกต้องแม่นยำสูง ลดปัญหาที่อาจจะเกิดการลัดวงจรได้ โดยได้แบ่งโหมดการทำงานออกเป็น On/Off, Forward/Reverse, Pause/Run ทำให้กำหนดทิศทางการหมุนของมอเตอร์ได้ตามต้องการ

ในวงจร DC to DC Full Bridge Converter เลือกใช้ IGBT เป็นอุปกรณ์ Switching เนื่องจากคุณสมบัติของ IGBT มีความทนทาน ในโครงการนี้เลือกใช้ IGBT เบอร์ IRG 4PC40U ซึ่งมีพิกัด  $I_c = 20 \text{ A}$ ,  $V_{CE} = 600 \text{ V}$  ทำงานที่ความถี่ 8 – 40 kHz ในขณะที่เริ่มต้นหมุนของมอเตอร์จะมีกระแสสูงกว่าปกติประมาณ 3 – 4 เท่า ดังนั้น มอเตอร์พิกัด 5.2 A IGBT เบอร์ IRG 4PC40U จึงมีความเหมาะสมในการใช้งานในโครงการนี้

ในการควบคุมแบบป้อนกลับ ใช้การควบคุมลูปความเร็วโดยใช้วงจร PI Control ควบคุมเพื่อรักษาระดับความเร็วของมอเตอร์ให้คงที่ โดยการปรับคิวตี้ไซเคิล โดยการเปรียบเทียบของวงจร PI Control ระหว่างสัญญาณอ้างอิงกับสัญญาณที่ได้จากการป้อนกลับจาก Encoder ทำให้ได้ความเร็วตามต้องการ

จากการทดสอบมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 0.75 kW 5.2 A 2000 rpm ทำให้ทราบคุณลักษณะของมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎี ได้แก่ เมื่อเพิ่มแรงดันป้อนเข้า (V) จะทำให้ความเร็วเพิ่มขึ้น ( $N_r$ ) แต่เมื่อให้แรงดันป้อนเข้าคงที่ แล้วปรับกระแสฟีดแบ็คลดลง จะทำให้ความเร็วเพิ่มขึ้น

## 6.2 วิจารณ์ผลการทดลอง

1. จากการทดลองที่ความถี่สวิตซ์ซิ่ง (Switching Frequency) สูง ทำให้สามารถควบคุมมอเตอร์ได้ดีกว่าในความถี่สวิตซ์ซิ่งต่ำ เนื่องจากสามารถปรับคัตไชเคิลได้กว้างโดยไม่เกิดปรากฏการณ์ของความไม่ต่อเนื่องของกระแสในอามเมเจอร์ (Armature) ดังนั้นจึงเลือกใช้ที่ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 40 kHz ซึ่งเป็นความถี่ทำงานที่เหมาะสม
2. การควบคุมทิศทางการหมุนของมอเตอร์โดยใช้วงจรถลจิกเป็นการนำเอาความรู้พื้นฐานมาประยุกต์ใช้ควบคุมมอเตอร์ซึ่งให้ความถูกต้องแม่นยำสูงเหมาะกับการนำไปประยุกต์ใช้งานจริง
3. วงจรทั้งหมดที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นแบบอนาลอก (Analog) ซึ่งมีข้อดีคือราคาถูกเหมาะที่จะใช้กับงานที่ออกแบบมาเฉพาะว่าจะควบคุมมอเตอร์แบบใดบ้าง ซึ่งต่างจากการควบคุมโดยดิจิทัล (Digital) ซึ่งสามารถเขียนโปรแกรมใหม่ให้เหมาะสมกับลักษณะการควบคุมที่เปลี่ยนไปได้
4. ชุดวงจรควบคุมที่ใช้ในโครงงานนี้สามารถขับมอเตอร์ที่มีขนาดใหญ่กว่านี้ได้ตามต้องการ เพียงแต่ถ้าพิกัดมอเตอร์สูงกว่านี้มาก ต้องมีการเพิ่มพิกัดของอุปกรณ์สวิตซ์ซิ่งให้มีขนาดสูงขึ้นตามขนาดของมอเตอร์ที่เพิ่มขึ้น

## 6.3 แนวทางการพัฒนา

1. พัฒนาให้สามารถควบคุมลูปลความเร็วให้ได้ในช่วงที่กว้างกว่านี้เพื่อใช้ในการควบคุมความเร็วให้คงที่เมื่อโหลดสูงขึ้นกว่านี้
2. เพิ่มการควบคุมแบบป้อนกลับในลูปลกระแสเพื่อรักษาแรงบิดให้คงที่ตาม โหลดที่เพิ่มขึ้น
3. พัฒนามาใช้แหล่งจ่ายไฟสวิตซ์ซิ่ง (Switching Power Supply) แทนแหล่งจ่ายแบบ ปรกติ (Regulate) เพื่อให้มีขนาดของตัวอุปกรณ์เล็กลงทำให้กะทัดรัดและใช้งาน ได้สะดวกขึ้น

## 6.4 ประสพการณ์ที่ได้รับ

1. การทำโครงงานทั้งหมดควรจะมีการวางแผนล่วงหน้าไม่ว่าจะเป็นเรื่องขอบเขตของงาน, การซื้อของและอุปกรณ์, การทดลอง, การเก็บข้อมูล เป็นต้น
2. ควรจะมีการพูดคุยทำความเข้าใจในกลุ่มถึงจุดประสงค์ของโครงงานให้เป็นที่เข้าใจตรงกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ควรจะแบ่งงานที่เหมาะสมกับแต่ละบุคคลและควรจัดสรรเวลาให้มีประสิทธิภาพมากที่สุด
4. เมื่อเวลาเจอปัญหาควรรหาสาเหตุที่แท้จริงของปัญหานั้นๆ ก่อน แล้วจึงแก้ปัญหอย่างรอบคอบ ไม่ควรแก้ปัญหาที่ปลายเหตุเพราะอาจจะทำให้เกิดปัญหาอีก โഴ่ต่อไปเรื่อยๆ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494

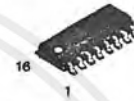
## SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

### SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

#### SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



**D SUFFIX**  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751B  
(SO-16)



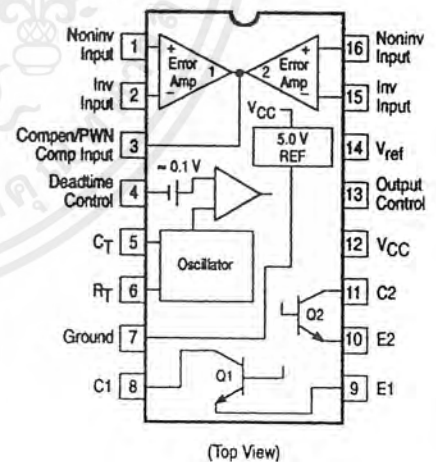
**N SUFFIX**  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 648

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

Rating	Symbol	TL494C	TL494I	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	42		V
Collector Output Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	42		V
Collector Output Current (Each transistor) (Note 1)	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	500		mA
Amplifier Input Voltage Range	V <sub>IR</sub>	-0.3 to +42		V
Power Dissipation @ T <sub>A</sub> ≤ 45°C	P <sub>D</sub>	1000		mW
Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	R <sub>θJA</sub>	80		°C/W
Operating Junction Temperature	T <sub>J</sub>	125		°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	-55 to +125		°C
Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I	T <sub>A</sub>	0 to +70 -25 to +85		°C
Derating Ambient Temperature	T <sub>A</sub>	45		°C

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.

#### PIN CONNECTIONS



#### ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
TL494CD	T <sub>A</sub> = 0° to +70°C	SO-16
TL494CN		Plastic
TL494IN	T <sub>A</sub> = -25° to +85°C	Plastic

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
Power Supply Voltage	V <sub>CC</sub>	7.0	15	40	V
Collector Output Voltage	V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub>	–	30	40	V
Collector Output Current (Each transistor)	I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub>	–	–	200	mA
Amplified Input Voltage	V <sub>in</sub>	–0.3	–	V <sub>CC</sub> – 2.0	V
Current Into Feedback Terminal	I <sub>fb</sub>	–	–	0.3	mA
Reference Output Current	I <sub>ref</sub>	–	–	10	mA
Timing Resistor	R <sub>T</sub>	1.8	30	500	kΩ
Timing Capacitor	C <sub>T</sub>	0.0047	0.001	10	μF
Oscillator Frequency	f <sub>osc</sub>	1.0	40	200	kHz

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (V<sub>CC</sub> = 15 V, C<sub>T</sub> = 0.01 μF, R<sub>T</sub> = 12 kΩ, unless otherwise noted.)

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

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

REFERENCE SECTION

Reference Voltage (I <sub>O</sub> = 1.0 mA)	V <sub>ref</sub>	4.75	5.0	5.25	V
Line Regulation (V <sub>CC</sub> = 7.0 V to 40 V)	Reg <sub>line</sub>	–	2.0	25	mV
Load Regulation (I <sub>O</sub> = 1.0 mA to 10 mA)	Reg <sub>load</sub>	–	3.0	15	mV
Short Circuit Output Current (V <sub>ref</sub> = 0 V)	I <sub>SC</sub>	15	35	75	mA

OUTPUT SECTION

Collector Off-State Current (V <sub>CC</sub> = 40 V, V <sub>CE</sub> = 40 V)	I <sub>C(off)</sub>	–	2.0	100	μA
Emitter Off-State Current (V <sub>CC</sub> = 40 V, V <sub>C</sub> = 40 V, V <sub>E</sub> = 0 V)	I <sub>E(off)</sub>	–	–	–100	μA
Collector–Emitter Saturation Voltage (Note 2) Common–Emitter (V <sub>E</sub> = 0 V, I <sub>C</sub> = 200 mA) Emitter–Follower (V <sub>C</sub> = 15 V, I <sub>E</sub> = –200 mA)	V <sub>sat(C)</sub> V <sub>sat(E)</sub>	– –	1.1 1.5	1.3 2.5	V
Output Control Pin Current Low State (V <sub>OC</sub> ≤ 0.4 V) High State (V <sub>OC</sub> = V <sub>ref</sub> )	I <sub>OCL</sub> I <sub>OCH</sub>	– –	10 0.2	– 3.5	μA mA
Output Voltage Rise Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	t <sub>r</sub>	– –	100 100	200 200	ns
Output Voltage Fall Time Common–Emitter (See Figure 12) Emitter–Follower (See Figure 13)	t <sub>f</sub>	– –	25 40	100 100	ns

NOTE: 2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

# TL494

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = 15\text{ V}$ , $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ , 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.

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>ERROR AMPLIFIER SECTION</b>					
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	$\mu\text{A}$
Input Common Mode Voltage Range ( $V_{CC} = 40\ \text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$V_{ICR}$	–0.3 to $V_{CC}-2.0$			V
Open Loop Voltage Gain ( $\Delta V_O = 3.0\ \text{V}$ , $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$A_{VOL}$	70	95	–	dB
Unity-Gain Crossover Frequency ( $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$f_{C-}$	–	350	–	kHz
Phase Margin at Unity-Gain ( $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$ , $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$ )	$\phi_m$	–	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

## PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11)

Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle)	$V_{TH}$	–	2.5	4.5	V
Input Sink Current ( $V_{Pin 3} = 0.7\ \text{V}$ )	$I_{I-}$	0.3	0.7	–	mA

## DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11)

Input Bias Current (Pin 4) ( $V_{Pin 4} = 0\ \text{V}$ to $5.25\ \text{V}$ )	$I_{IB}$ (DT)	–	–2.0	–10	$\mu\text{A}$
Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode ( $V_{Pin 4} = 0\ \text{V}$ , $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ ) ( $V_{Pin 4} = 0\ \text{V}$ , $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$DC_{max}$	45	48	50	%
		–	45	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* ( $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$ , $R_T = 30\ \text{k}\Omega$ )	$\sigma_{osc}$	–	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 ( $\Delta T_A = T_{low}$ to $T_{high}$ ) ( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ )	$\Delta f_{osc} (\Delta T)$	–	–	12	%

## UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION

Turn-On Threshold ( $V_{CC}$ increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$ )	$V_{th}$	5.5	6.43	7.0	V
---	----------	-----	------	-----	---

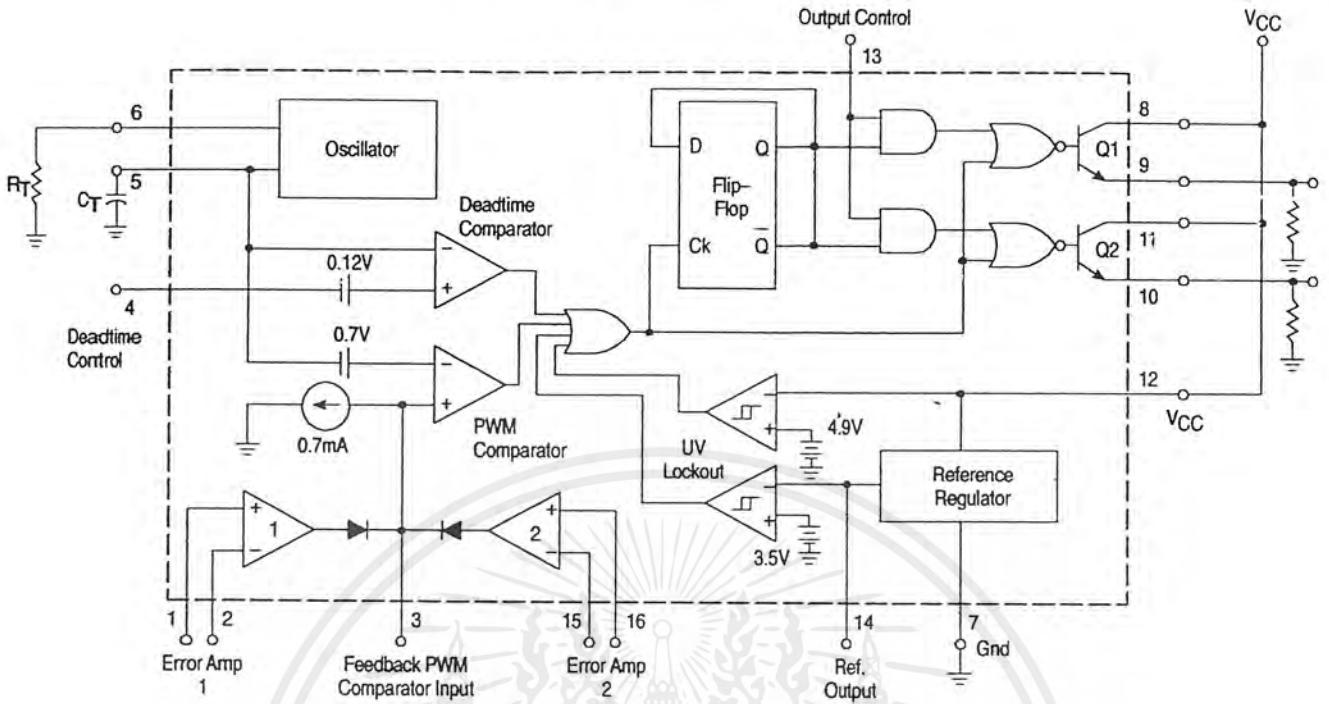
## TOTAL DEVICE

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	10	mA
		–	7.0	15	
Average Supply Current ( $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$ , $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ , $V_{Pin 4} = 2.0\ \text{V}$ ) ( $V_{CC} = 15\ \text{V}$ ) (See Figure 12)		–	7.0	–	mA

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

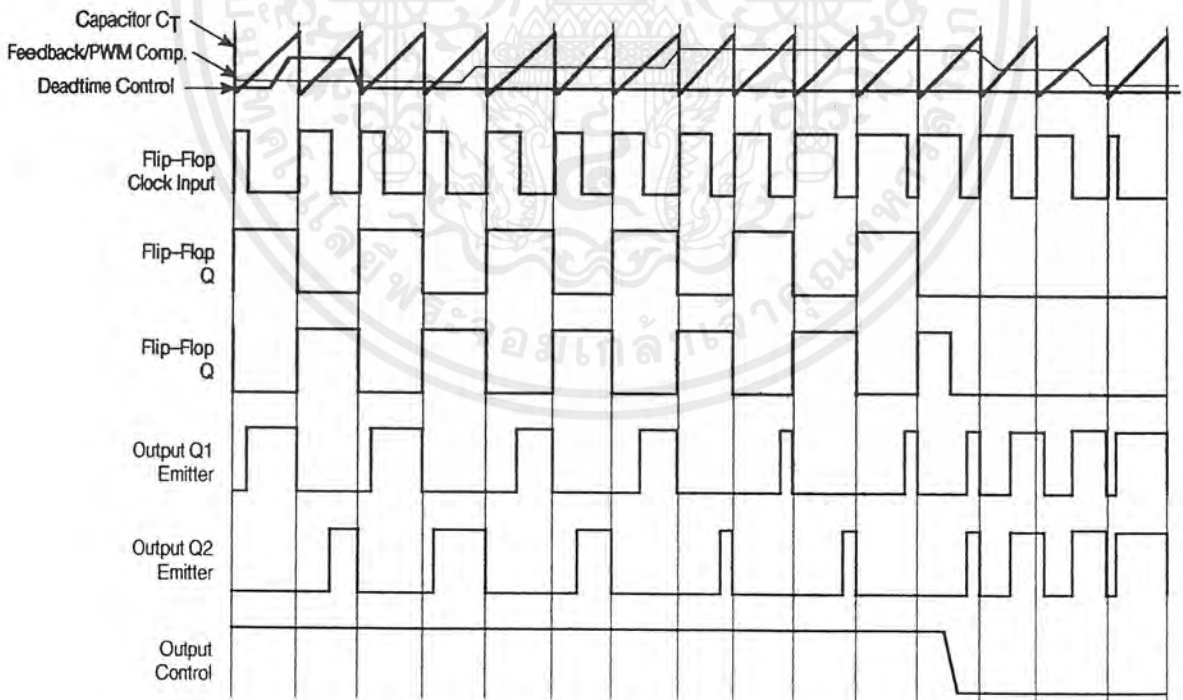
# TL494

Figure 1. Representative Block Diagram



This device contains 46 active transistors.

Figure 2. Timing Diagram



**Description**

The TL494 is a 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 approximate oscillator frequency is determined by:

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

For more information refer to Figure 3.

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 deadtime control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The deadtime control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output deadtime 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 deadtime may be imposed on the output by setting the deadtime-control input to a fixed voltage, ranging between 0 V to 3.3 V.

**Functional Table**

Input/Output Controls	Output Function	$\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$
Grounded	Single-ended PWM @ Q1 and Q2	1.0
@ $V_{ref}$	Push-pull Operation	0.5

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 deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a common mode input range from -0.3 V to  $(V_{CC} - 2V)$ , 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 noninverting 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 deadtime 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 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 internal accuracy of  $\pm 5.0\%$  with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0° to 70°C.

**Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance**

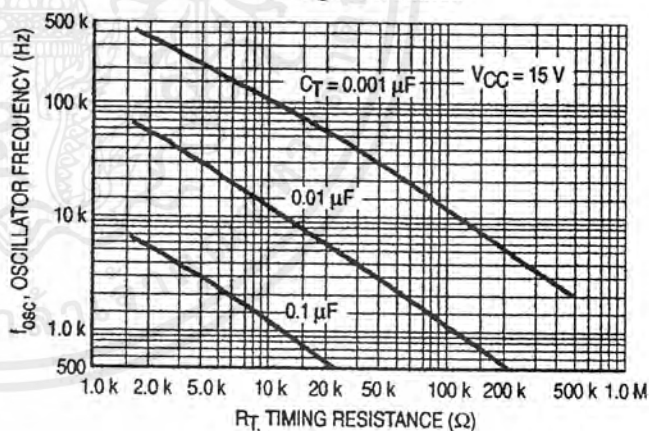


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

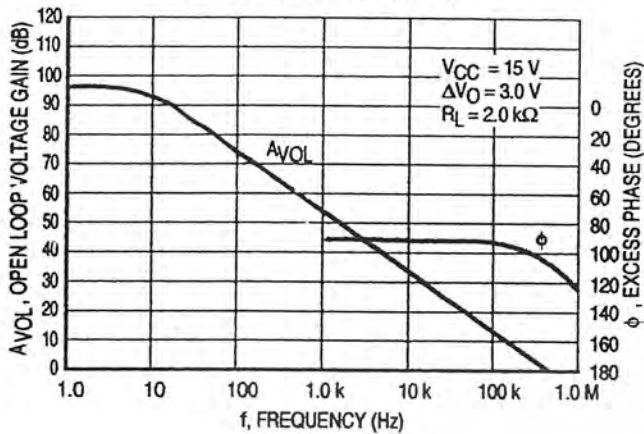


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

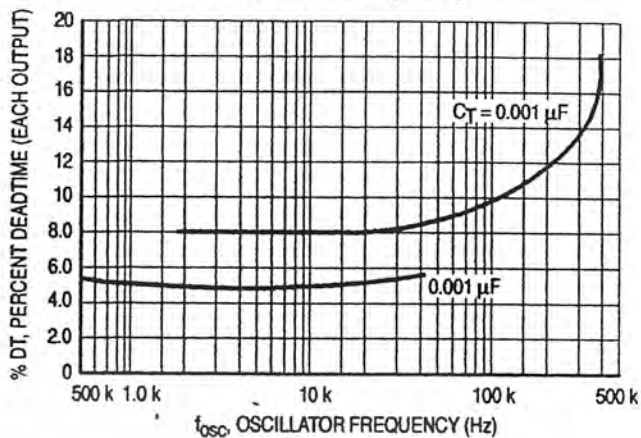


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

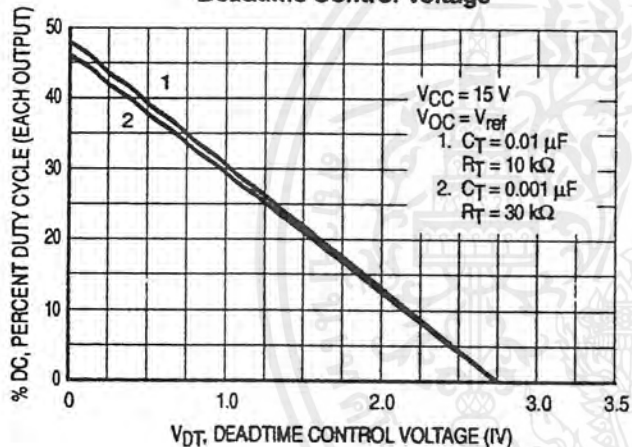


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

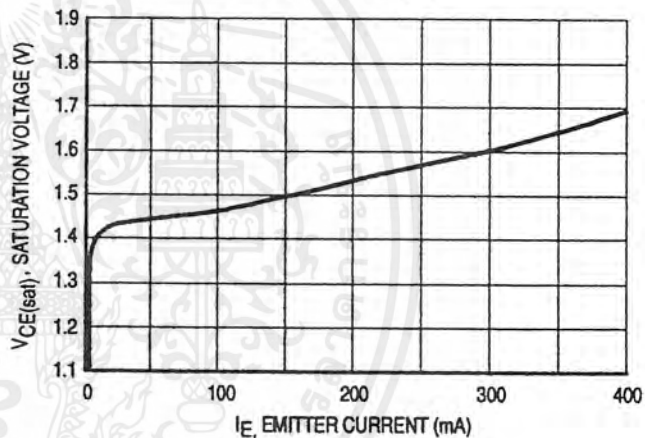


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

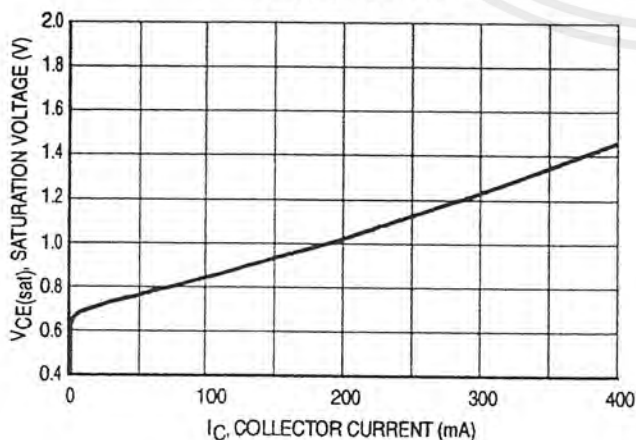
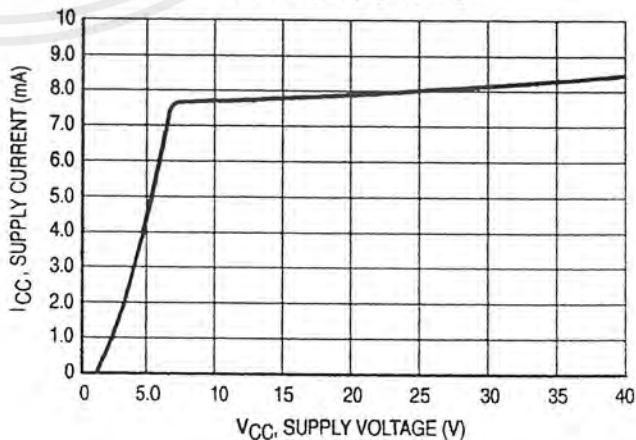
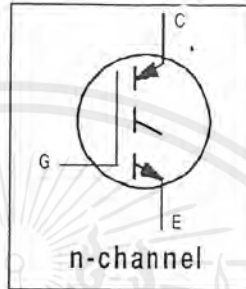


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage



**Features**

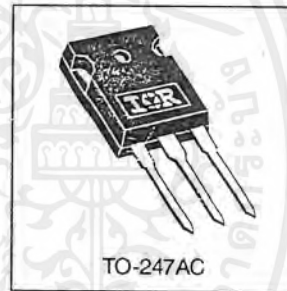
- UltraFast: Optimized for high operating frequencies 8-40 kHz in hard switching, >200 kHz in resonant mode
- Generation 4 IGBT design provides tighter parameter distribution and higher efficiency than Generation 3
- Industry standard TO-247AC package



$V_{CES} = 600V$   
 $V_{CE(on) typ.} = 1.72V$   
 @  $V_{GE} = 15V, I_C = 20A$

**Benefits**

- Generation 4 IGBT's offer highest efficiency available
- IGBT's optimized for specified application conditions
- Designed to be a "drop-in" replacement for equivalent industry-standard Generation 3 IR IGBT's



**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
$V_{CES}$	Collector-to-Emitter Voltage	600	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	40	A
$I_C @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Collector Current	20	
$I_{CM}$	Pulsed Collector Current ①	160	
$I_{LM}$	Clamped Inductive Load Current ②	160	
$V_{GE}$	Gate-to-Emitter Voltage	$\pm 20$	V
$E_{ARV}$	Reverse Voltage Avalanche Energy ③	15	mJ
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	160	W
$P_D @ T_C = 100^\circ C$	Maximum Power Dissipation	65	
$T_J$	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 sec.	300 (0.063 in. (1.6mm) from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw.	10 lbf•in (1.1N•m)	

**Thermal Resistance**

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	-----	-----	0.77	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, flat, greased surface	-----	0.24	-----	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient, typical socket mount	-----	-----	40	
Wt	Weight	-----	6 (0.21)	-----	g (oz)

## Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	600	----	----	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 250\mu A$
$V_{(BR)ECS}$	Emitter-to-Collector Breakdown Voltage ④	18	----	----	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0A$ See Fig. 2, 5
$\Delta V_{(BR)CES}/\Delta T$	Temperature Coeff. of Breakdown Voltage	----	0.63	----	$V/^\circ\text{C}$	$V_{GE} = 0V, I_C = 1.0mA$
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Saturation Voltage	----	1.72	2.1	V	$I_C = 20A, V_{GE} = 15V$
		----	2.15	----		$I_C = 40A$
		----	1.7	----		$I_C = 20A, T_J = 150^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	----	6.0		$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$\Delta V_{GE(th)}/\Delta T$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	----	-13	----	$mV/^\circ\text{C}$	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 250\mu A$
$g_{fe}$	Forward Transconductance ⑤	11	18	----	S	$V_{CE} = 100V, I_C = 20A$
$I_{CES}$	Zero Gate Voltage Collector Current	----	----	250	$\mu A$	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V$
		----	----	2.0		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 10V, T_J = 25^\circ\text{C}$
		----	----	2500		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 600V, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GES}$	Gate-to-Emitter Leakage Current	----	----	$\pm 100$	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

## Switching Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$Q_g$	Total Gate Charge (turn-on)	----	100	150	nC	$I_C = 20A$ $V_{CC} = 400V$ See Fig. 8 $V_{GE} = 15V$
$Q_{ge}$	Gate - Emitter Charge (turn-on)	----	16	25		
$Q_{gc}$	Gate - Collector Charge (turn-on)	----	40	60		
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	----	34	----	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $I_C = 20A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 10\Omega$ Energy losses include "tail"
$t_r$	Rise Time	----	19	----		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	----	110	175		
$t_f$	Fall Time	----	120	180	mJ	See Fig. 10, 11, 13, 14
$E_{on}$	Turn-On Switching Loss	----	0.32	----		
$E_{off}$	Turn-Off Switching Loss	----	0.35	----		
$E_{is}$	Total Switching Loss	----	0.67	1.0	ns	$T_J = 150^\circ\text{C}$ $I_C = 20A, V_{CC} = 480V$ $V_{GE} = 15V, R_G = 10\Omega$ Energy losses include "tail"
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	----	30	----		
$t_r$	Rise Time	----	19	----		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	----	220	----	mJ	See Fig. 13, 14
$t_f$	Fall Time	----	160	----		
$E_s$	Total Switching Loss	----	1.4	----		
$L_E$	Internal Emitter Inductance	----	13	----	nH	Measured 5mm from package
$C_{ies}$	Input Capacitance	----	2100	----	pF	$V_{GE} = 0V$ $V_{CC} = 30V$ See Fig. 7 $f = 1.0MHz$
$C_{oes}$	Output Capacitance	----	140	----		
$C_{res}$	Reverse Transfer Capacitance	----	34	----		

### Notes:

① Repetitive rating;  $V_{GE} = 20V$ , pulse width limited by max. junction temperature. ( See fig. 13b )

②  $V_{CC} = 80\%(V_{CES}), V_{GE} = 20V, L = 10\mu H, R_G = 10\Omega$ , (See fig. 13a)

③ Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature.

④ Pulse width  $\leq 80\mu s$ ; duty factor  $\leq 0.1\%$ .

⑤ Pulse width  $5.0\mu s$ , single shot.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

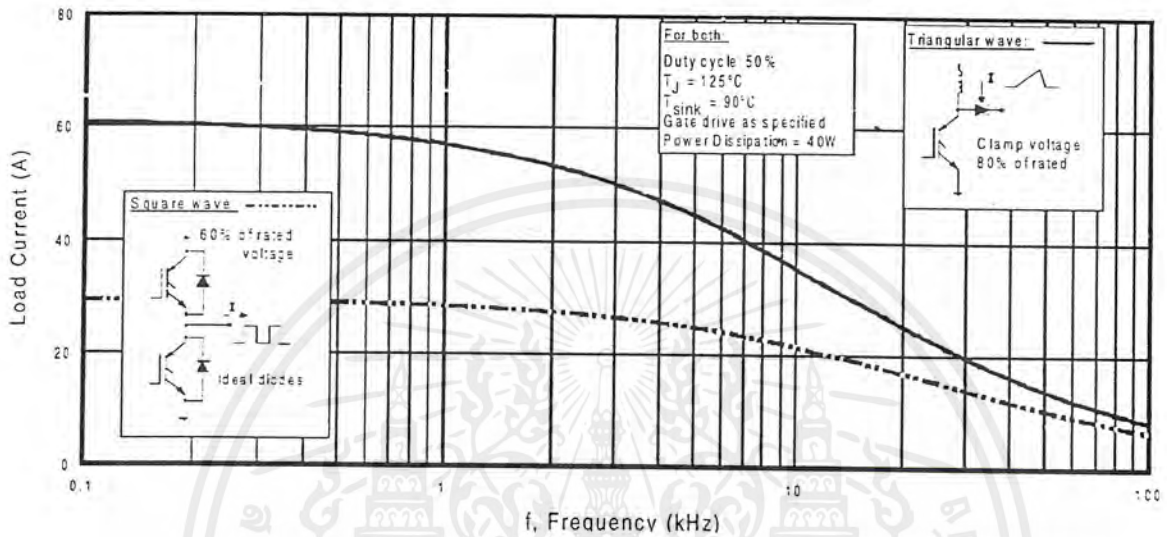


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency  
(For square wave,  $I = I_{RMS}$  of fundamental; for triangular wave,  $I = I_{PK}$ )

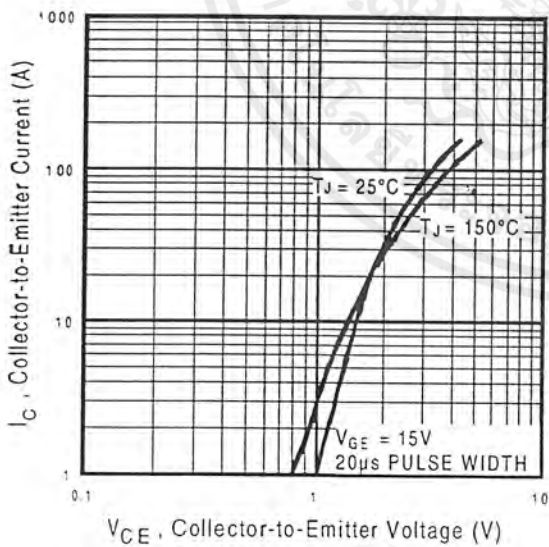


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

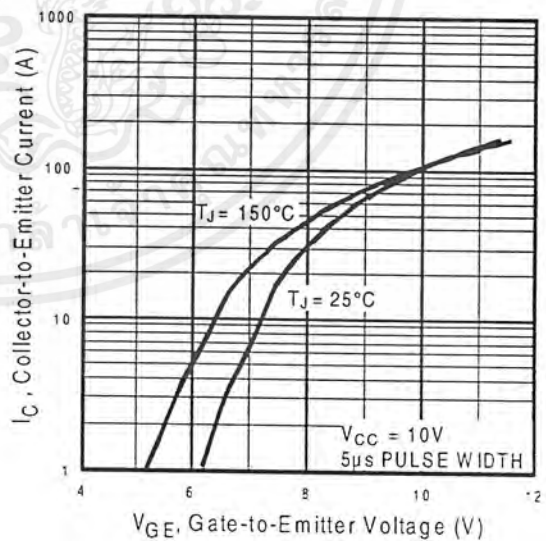


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

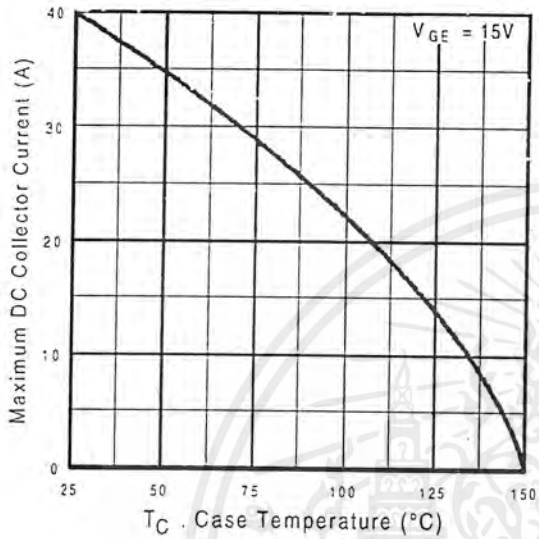


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

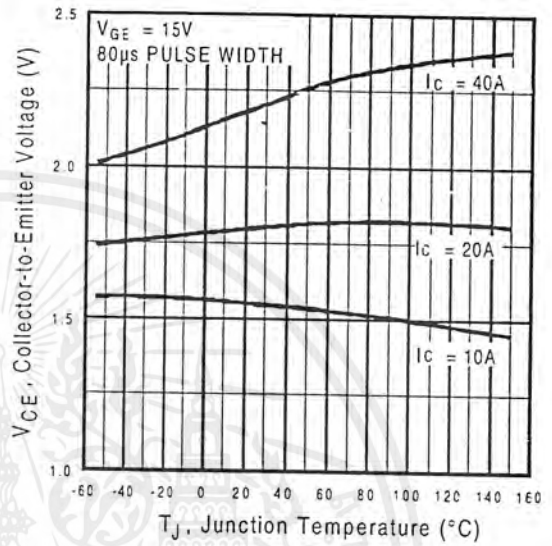


Fig. 5 - Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

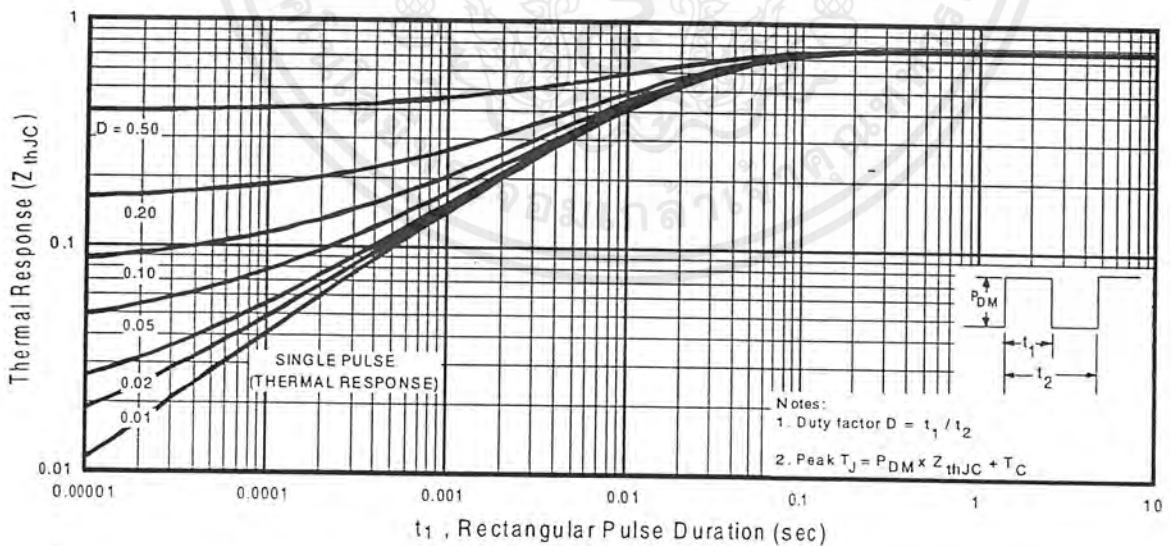


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

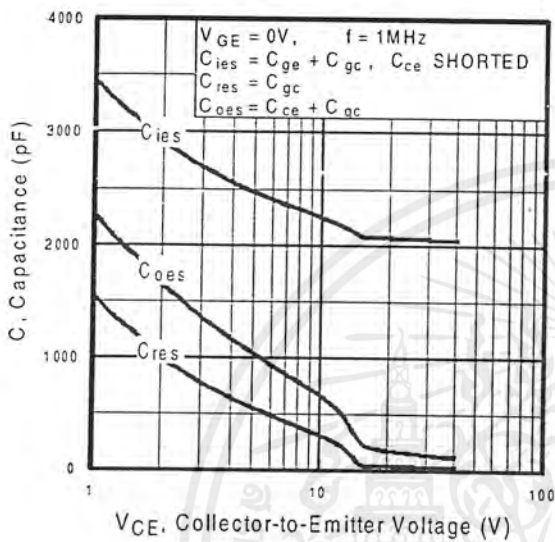


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

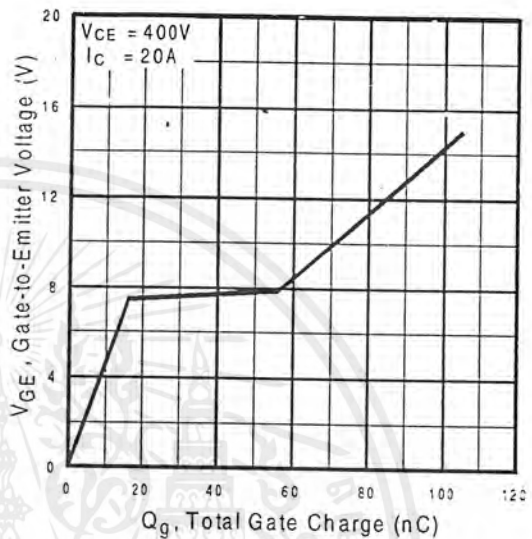


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

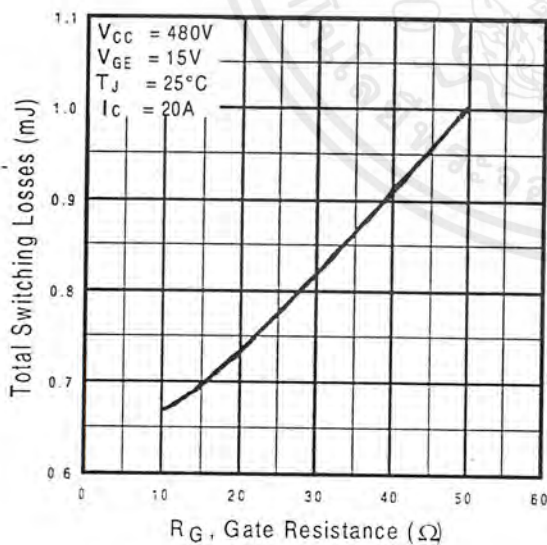


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

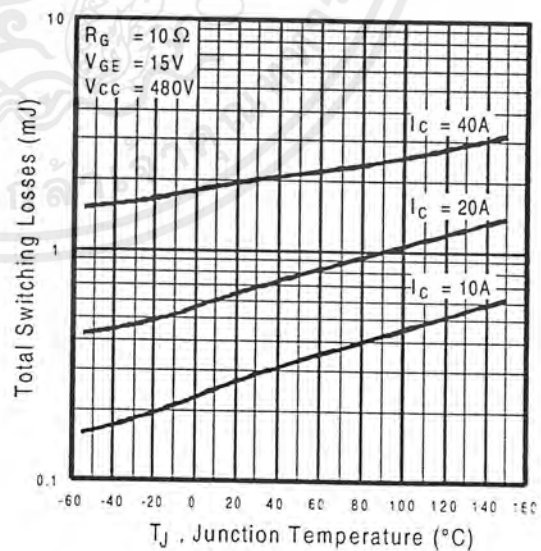


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

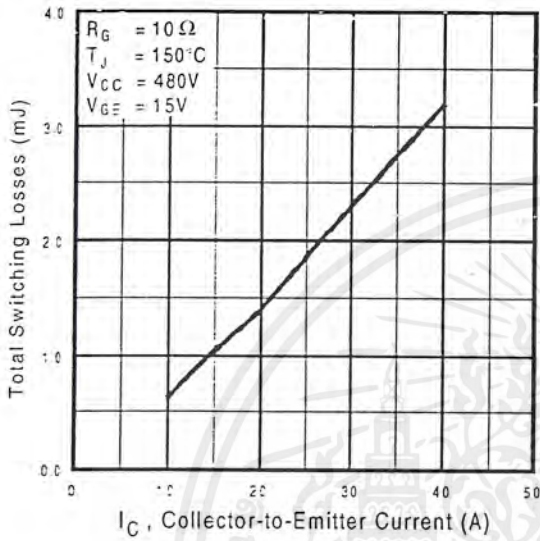


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

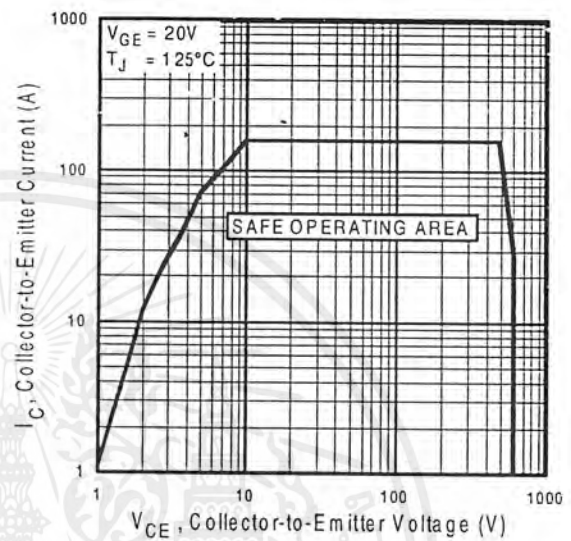


Fig. 12 - Turn-Off SOA

**MC14046B**

**Phase Locked Loop**

The MC14046B phase locked loop contains two phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO), source follower, and zener diode. The comparators have two common signal inputs,  $PCA_{in}$  and  $PCB_{in}$ . Input  $PCA_{in}$  can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator 1 (an exclusive OR gate) provides a digital error signal  $PC1_{out}$ , and maintains  $90^\circ$  phase shift at the center frequency between  $PCA_{in}$  and  $PCB_{in}$  signals (both at 50% duty cycle). Phase comparator 2 (with leading edge sensing logic) provides digital error signals,  $PC2_{out}$  and LD, and maintains a  $0^\circ$  phase shift between  $PCA_{in}$  and  $PCB_{in}$  signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal  $VCO_{out}$  whose frequency is determined by the voltage of input  $VCO_{in}$  and the capacitor and resistors connected to pins C1A, C1B, R1, and R2. The source-follower output  $SF_{out}$  with an external resistor is used where the  $VCO_{in}$  signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input  $Inh$ , when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

Applications include FM and FSK modulation and demodulation, frequency synthesis and multiplication, frequency discrimination, tone decoding, data synchronization and conditioning, voltage-to-frequency conversion and motor speed control.

- Buffered Outputs Compatible with MHTL and Low-Power TTL
- Diode Protection on All Inputs
- Supply Voltage Range = 3.0 to 18 V
- Pin-for-Pin Replacement for CD4046B
- Phase Comparator 1 is an Exclusive Or Gate and is Duty Cycle Limited
- Phase Comparator 2 switches on Rising Edges and is not Duty Cycle Limited



**L SUFFIX**  
CERAMIC  
CASE 620



**P SUFFIX**  
PLASTIC  
CASE 648



**DW SUFFIX**  
SOIC  
CASE 751G

**ORDERING INFORMATION**

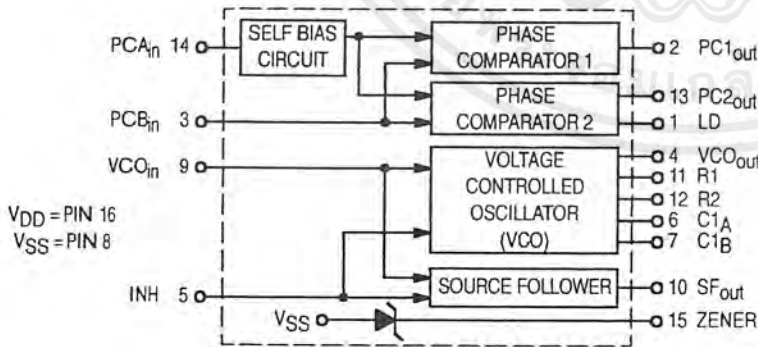
MC14XXXBCP Plastic  
MC14XXXBCL Ceramic  
MC14XXXBDW SOIC

$T_A = -55^\circ$  to  $125^\circ\text{C}$  for all packages.

**PIN ASSIGNMENT**



**BLOCK DIAGRAM**



**MAXIMUM RATINGS\*** (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)

Rating	Symbol	Value	Unit
DC Supply Voltage	V <sub>DD</sub>	- 0.5 to + 18	Vdc
Input Voltage, All Inputs	V <sub>in</sub>	- 0.5 to V <sub>DD</sub> + 0.5	Vdc
DC Input Current, per Pin	I <sub>in</sub>	± 10	mAdc
Power Dissipation, per Package†	P <sub>D</sub>	500	mW
Operating Temperature Range	T <sub>A</sub>	- 55 to + 125	°C
Storage Temperature Range	T <sub>stg</sub>	- 65 to + 150	°C

\* Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur.

† Temperature Derating:

Plastic "P and D/DW" Packages: - 7.0 mW/°C From 65°C To 125°C

Ceramic "L" Packages: - 12 mW/°C From 100°C To 125°C

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (Voltages Referenced to V<sub>SS</sub>)

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	- 55°C		25°C			125°C		Unit	
			Min	Max	Min	Typ	Max	Min	Max		
Output Voltage V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0	"0" Level	V <sub>OL</sub>	5.0	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	Vdc
			10	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
			15	—	0.05	—	0	0.05	—	0.05	
	"1" Level	V <sub>OH</sub>	5.0	4.95	—	4.95	5.0	—	4.95	—	Vdc
			10	9.95	—	9.95	10	—	9.95	—	
			15	14.95	—	14.95	15	—	14.95	—	
Input Voltage # (V <sub>O</sub> = 4.5 or 0.5 Vdc) (V <sub>O</sub> = 9.0 or 1.0 Vdc) (V <sub>O</sub> = 13.5 or 1.5 Vdc)	"0" Level	V <sub>IL</sub>	5.0	—	1.5	—	2.25	1.5	—	1.5	Vdc
			10	—	3.0	—	4.50	3.0	—	3.0	
			15	—	4.0	—	6.75	4.0	—	4.0	
	"1" Level	V <sub>IH</sub>	5.0	3.5	—	3.5	2.75	—	3.5	—	Vdc
			10	7.0	—	7.0	5.50	—	7.0	—	
			15	11	—	11	8.25	—	11	—	
Output Drive Current (V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 4.6 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc) (V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)	Source	I <sub>OH</sub>	5.0	- 1.2	—	- 1.0	- 1.7	—	- 0.7	—	mAdc
			10	- 0.25	—	- 0.2	- 0.36	—	- 0.14	—	
			15	- 0.62	—	- 0.5	- 0.9	—	- 0.35	—	
	Sink	I <sub>OL</sub>	5.0	0.64	—	0.51	0.88	—	0.36	—	mAdc
			10	1.6	—	1.3	2.25	—	0.9	—	
			15	4.2	—	3.4	8.8	—	2.4	—	
Input Current‡	I <sub>in</sub>	15	—	± 0.1	—	± 0.00001	± 0.1	—	± 1.0	μAdc	
Input Capacitance	C <sub>in</sub>	—	—	—	—	5.0	7.5	—	—	pF	
Quiescent Current (Per Package) I <sub>nh</sub> = PCA <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> , Zener = VCO <sub>in</sub> = 0 V, PCB <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0 V, I <sub>out</sub> = 0 μA	I <sub>DD</sub>	5.0	—	5.0	—	0.005	5.0	—	150	μAdc	
		10	—	10	—	0.010	10	—	300		
		15	—	20	—	0.015	20	—	600		
Total Supply Current† (I <sub>nh</sub> = "0", f <sub>O</sub> = 10 kHz, C <sub>L</sub> = 50 pF, R <sub>1</sub> = 1.0 MΩ, R <sub>2</sub> = ∞, R <sub>SF</sub> = ∞, and 50% Duty Cycle)	I <sub>T</sub>	5.0	I <sub>T</sub> = (1.46 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>							mAdc	
		10	I <sub>T</sub> = (2.91 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>								
		15	I <sub>T</sub> = (4.37 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub>								

# Noise immunity specified for worst-case input combination.

Noise Margin for both "1" and "0" level = 1.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 5.0 Vdc  
2.0 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 10 Vdc  
2.5 Vdc min @ V<sub>DD</sub> = 15 Vdc

† To Calculate Total Current in General:

$$I_T = 2.2 \times V_{DD} \left( \frac{V_{COin} - 1.65}{R_1} + \frac{V_{DD} - 1.35}{R_2} \right)^{3/4} + 1.6 \times \left( \frac{V_{COin} - 1.65}{R_{SF}} \right)^{3/4} + 1 \times 10^{-3} (C_L + 9) V_{DD} f +$$

$$1 \times 10^{-1} V_{DD}^2 \left( \frac{100\% \text{ Duty Cycle of PCA}_{in}}{100} \right) + I_Q \quad \text{where: } I_T \text{ in } \mu\text{A}, C_L \text{ in pF}, V_{COin}, V_{DD} \text{ in Vdc}, f \text{ in kHz, and } R_1, R_2, R_{SF} \text{ in M}\Omega, C_L \text{ on VCO}_{out}$$

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS\*** ( $C_L = 50 \text{ pF}$ ,  $T_A = 25^\circ\text{C}$ )

Characteristic	Symbol	V <sub>DD</sub> Vdc	Minimum	Typical	Maximum	Units
			Device		Device	
Output Rise Time $t_{TLH} = (3.0 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 15 \text{ ns}$ $t_{TLH} = (1.1 \text{ ns/pF}) C_L + 10 \text{ ns}$	$t_{TLH}$	5.0 10 15	— — —	180 90 65	350 150 110	ns
Output Fall Time $t_{THL} = (1.5 \text{ ns/pF}) C_L + 25 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.75 \text{ ns/pF}) C_L + 12.5 \text{ ns}$ $t_{THL} = (0.55 \text{ ns/pF}) C_L + 9.5 \text{ ns}$	$t_{THL}$	5.0 10 15	— — —	100 50 37	175 75 55	ns

**PHASE COMPARATORS 1 and 2**

Input Resistance — PCA <sub>in</sub>	$R_{in}$	5.0	1.0	2.0	—	M $\Omega$
		10	0.2	0.4	—	
		15	0.1	0.2	—	
— PCB <sub>in</sub>	$R_{in}$	15	150	1500	—	M $\Omega$
Minimum Input Sensitivity AC Coupled — PCA <sub>in</sub> C series = 1000 pF, f = 50 kHz	$V_{in}$	5.0	—	200	300	mV p-p
		10	—	400	600	
		15	—	700	1050	
DC Coupled — PCA <sub>in</sub> , PCB <sub>in</sub>	—	5 to 15	See Noise Immunity			

**VOLTAGE CONTROLLED OSCILLATOR (VCO)**

Maximum Frequency (VCO <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> , C1 = 50 pF R1 = 5.0 k $\Omega$ , and R2 = $\infty$ )	$f_{max}$	5.0 10 15	0.5 1.0 1.4	0.7 1.4 1.9	— — —	MHz
Temperature — Frequency Stability (R2 = $\infty$ )	—	5.0 10 15	— — —	0.12 0.04 0.015	— — —	%/°C
Linearity (R2 = $\infty$ ) (VCO <sub>in</sub> = 2.5 V $\pm$ 0.3 V, R1 > 10 k $\Omega$ ) (VCO <sub>in</sub> = 5.0 V $\pm$ 2.5 V, R1 > 400 k $\Omega$ ) (VCO <sub>in</sub> = 7.5 V $\pm$ 5.0 V, R1 $\geq$ 1000 k $\Omega$ )	—	5.0 10 15	— — —	1.0 1.0 1.0	— — —	%
Output Duty Cycle	—	5 to 15	—	50	—	%
Input Resistance — VCO <sub>in</sub>	$R_{in}$	15	150	1500	—	M $\Omega$

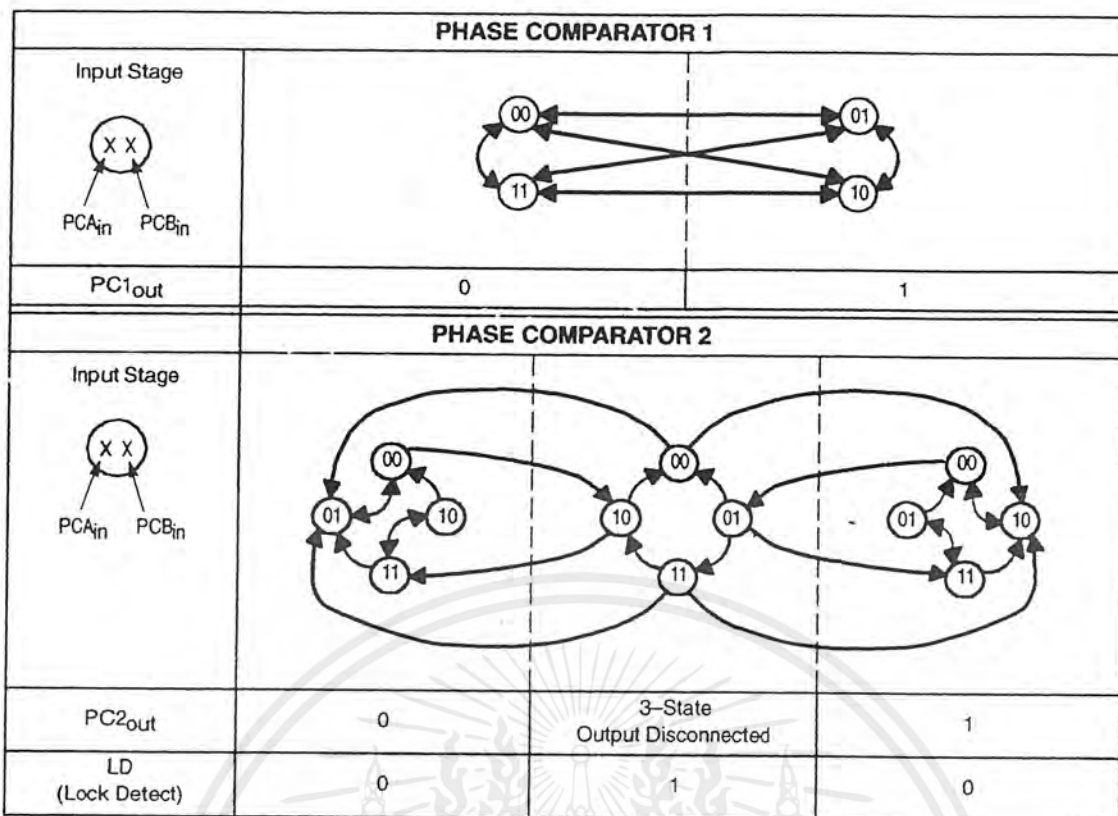
**SOURCE-FOLLOWER**

Offset Voltage (VCO <sub>in</sub> minus SF <sub>out</sub> , RSF > 500 k $\Omega$ )	—	5.0 10 15	— — —	1.65 1.65 1.65	2.2 2.2 2.2	V
Linearity (VCO <sub>in</sub> = 2.5 V $\pm$ 0.3 V, RSF > 50 k $\Omega$ ) (VCO <sub>in</sub> = 5.0 V $\pm$ 2.5 V, RSF > 50 k $\Omega$ ) (VCO <sub>in</sub> = 7.5 V $\pm$ 5.0 V, RSF > 50 k $\Omega$ )	—	5.0 10 15	— — —	0.1 0.6 0.8	— — —	%

**ZENER DIODE**

Zener Voltage ( $I_Z = 50 \mu\text{A}$ )	$V_Z$	—	6.7	7.0	7.3	V
Dynamic Resistance ( $I_Z = 1.0 \text{ mA}$ )	$R_Z$	—	—	100	—	$\Omega$

\* The formula given is for the typical characteristics only.



Refer to Waveforms in Figure 3.

Figure 1. Phase Comparators State Diagrams

Characteristic	Using Phase Comparator 1	Using Phase Comparator 2
No signal on input PCA <sub>in</sub> .	VCO in PLL system adjusts to center frequency ( $f_0$ ).	VCO in PLL system adjusts to minimum frequency ( $f_{min}$ ).
Phase angle between PCA <sub>in</sub> and PCB <sub>in</sub> .	90° at center frequency ( $f_0$ ), approaching 0° and 180° at ends of lock range ( $2f_L$ )	Always 0° in lock (positive rising edges).
Locks on harmonics of center frequency.	Yes	No
Signal input noise rejection.	High	Low
Lock frequency range ( $2f_L$ ).	The frequency range of the input signal on which the loop will stay locked if it was initially in lock; $2f_L = \text{full VCO frequency range} = f_{max} - f_{min}$ .	
Capture frequency range ( $2f_C$ ).	The frequency range of the input signal on which the loop will lock if it was initially out of lock.	
	Depends on low-pass filter characteristics (see Figure 3). $f_C \leq f_L$	$f_C = f_L$
Center frequency ( $f_0$ ).	The frequency of VCO <sub>out</sub> , when VCO <sub>in</sub> = 1/2 V <sub>DD</sub>	
VCO output frequency ( $f$ ).	$f_{min} = \frac{1}{R_2(C_1 + 32 \text{ pF})} \quad (\text{VCO input} = V_{SS})$ $f_{max} = \frac{1}{R_1(C_1 + 32 \text{ pF})} + f_{min} \quad (\text{VCO input} = V_{DD})$ <p>Where: <math>10K \leq R_1 \leq 1 \text{ M}</math>  <math>10K \leq R_2 \leq 1 \text{ M}</math>  <math>100\text{pF} \leq C_1 \leq .01 \mu\text{F}</math></p>	
Note: These equations are intended to be a design guide. Since calculated component values may be in error by as much as a factor of 4, laboratory experimentation may be required for fixed designs. Part to part frequency variation with identical passive components is typically less than ± 20%.		

Figure 2. Design Information

## กิตติกรรมประกาศ

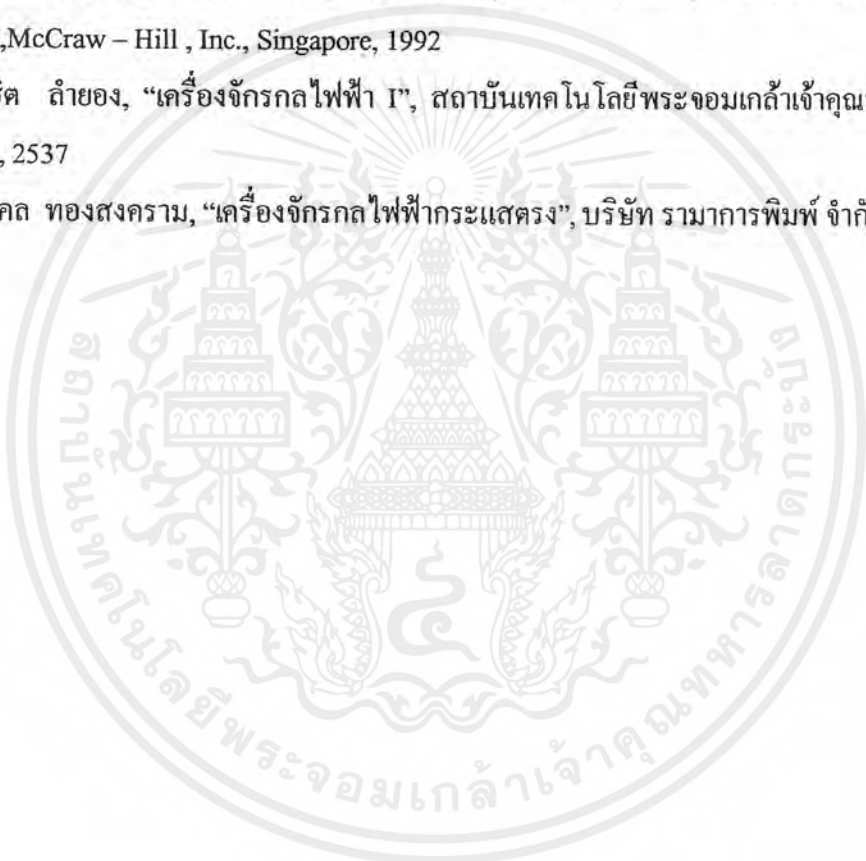
ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ ต้องขอขอบคุณบุคคลที่ได้ให้ความช่วยเหลือดังต่อไปนี้

- รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ และ ดร.วิจิตรกนิษฐ ที่ได้ให้คำแนะนำที่เป็นประโยชน์
  - อ. สุรินทร์ คำฝอย ที่ช่วยตามงานและให้ความช่วยเหลือทางด้านอุปกรณ์การทดลอง รวมถึงคำแนะนำต่าง ๆ
  - ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้เอื้อเฟื้อเครื่องมือ และอุปกรณ์ต่าง ๆ ในการทดลอง
  - พี่ต๋อง ที่ได้ถ่ายทอดประสบการณ์อันเป็นประโยชน์แก่พวกเรา
  - พี่ทัด กับคำแนะนำที่ทำให้พวกเราหัวเราะได้เสมอ
  - เพื่อน ต้น , บ๊วย , หนู , ตี , นุ่น ที่ช่วยเหลือให้คำปรึกษาเกี่ยวกับวงจร PLL
  - เพื่อน เล็ก กับความช่วยเหลือทุก ๆ อย่าง
  - เพื่อน & พี่ ที่ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าทุกคน ที่ให้ยืมอุปกรณ์ต่าง ๆ
  - คุณพ่อ, คุณแม่ ของพวกเราที่คอยให้กำลังใจในยามที่ท้อแท้
- ยังมีบุคคลที่ให้ความช่วยเหลืออีกมากมายแต่ไม่ได้กล่าวถึงในที่นี้ ทางคณะผู้จัดทำขอ

ขอบคุณทุกท่านมา ณ โอกาสนี้ด้วย

## เอกสารอ้างอิง

1. Gopal K.Dubey, "Power Semiconductor Controlled Drives", Prentice – Hall, Inc., 1992
2. Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, "Power Electronics : Converters, Applications, and Design", 2<sup>nd</sup> ed., John wiley & sons, Inc., USA, 1995
3. Rashid M.H., "Power Electronics", Prentice – Hall, Inc., USA, 1998
4. A.E. Fitzgerald, Charles Kingsley Jr., Stephen D. Umans, "Electric Machinery", 5<sup>th</sup> ed.,McCraw – Hill , Inc., Singapore, 1992
5. พิชิต ถ้ายอง, "เครื่องจักรกลไฟฟ้า I", สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2537
6. มงคล ทองสงคราม, "เครื่องจักรกลไฟฟ้ากระแสตรง", บริษัท รามาการพิมพ์ จำกัด, 2538



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้