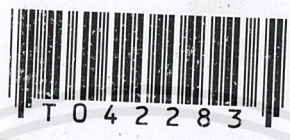
สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

แหล่งจ่ายไฟสวิทชิ่งสำหรับมอเตอร์กระแสตรง

SWITCHING POWER SUPPLY FOR DC MOTOR



โดย

นาย บุญสิทธิ์ ศรศิลป์

นาย วิเชียร มาเรียน

นาย สมโชค ขุนดำ

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ. พิชัย คูศิริวานิชกร

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 42283
วัน, เดือน, ปี 16 พ.ค. 2545

.b.....
.i.....

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตร์บัณฑิต

สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ประจำปีการศึกษา 2543

ภาควิชา วิศวกรรมศาสตร์อิเล็กทรอนิกส์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟสวิทชิ่งสำหรับมอเตอร์กระแสตรง

ผู้จัดทำ

1. นาย บุญสิทธิ์ ศรศิลป์
2. นาย วิเชียร มาเรียน
3. นาย สมโชค ขุนคำ

.....

ผศ. พิชัย ดุศิริวานิชกร

(อาจารย์ที่ปรึกษา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟสวิทชิ่งสำหรับมอเตอร์กระแสตรง

SWITCH POWER SUPPLY FOR DC MOTOR

ผู้จัดทำ

1. นาย บุญสิทธ์ ศรศิลป์
2. นาย วิเชียร มาเรียน
3. นาย สมโชค ขุนดำ

โครงงานได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมที่จะทำการสอบได้

.....

ผศ. พิชัย คูศิริวานิชกร

(อาจารย์ที่ปรึกษา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟสวิทชิ่งสำหรับมอเตอร์กระแสตรง

นาย บุญสิทธ์ ศรศิลป์
นาย วิเชียร มาเรียน
นาย สมโชค ขุนดำ
ผู้ช่วยศาตราจารย์ พิชัย คูศิริวานิชกร
(อาจารย์ที่ปรึกษา)

2543

บทคัดย่อ

เพาเวอร์ซัพพลายแบบสวิทชิ่งเป็นที่นิยมใช้งานกันอย่างกว้างขวางทั้งในด้านอิเลคทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ เนื่องจากสวิทชิ่งเพาว์เวอร์ซัพพลายมีขนาดหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูง น้ำหนักเบา จึงมีบทบาทเป็นอย่างมาก ในเครื่องใช้อิเลคทรอนิกส์สมัยใหม่ สำหรับสวิทชิ่งเพาว์เวอร์สำหรับมอเตอร์สามารถจ่ายแรงดันได้ 36 โวลต์ กระแส 15 แอมป์ ซึ่งนำไปประยุกต์ใช้ในเครื่องออกกำลังกายแบบสะพานวิ่ง โดยใช้สวิทชิ่งขับมอเตอร์ และส่วนควบคุมเพื่อรักษาระดับความเร็วของมอเตอร์ให้คงที่ในขณะที่โหลดมีค่าไม่เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING POWER SUPPLY FOR DC MOTOR

Mr.Boonsit Sornsil

Mr.Wichain Marain

Mr.Somchok Khundam

Asst.Prof. Pichai Kusirivanichakorn

(Advisor)

2543

ABSTRACT

Switching power supply are widely used in both electronics and computer. Because switching power supply is a small transformer and high sensivity electronic product also use switching power supply . This supply is be able to generate 36 V., 15 A. for addominizer , drive a motor and control motor speed where different load is applied.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	
Abstract	
สารบัญ	
สารบัญรูปภาพ	
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีเกี่ยวกับสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	2
2.1 ชนิดของคอนเวอร์เตอร์	2
2.1.1 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค	3
2.1.2 คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด	3
2.1.3 คอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล	4
2.1.4 คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์	6
2.1.5 คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์	7
2.2 วงจรส่วนอินพุทของสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	8
2.2.1 เรคติไฟเออร์	8
2.2.2 ตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs	8
2.2.3 ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C	9
2.2.4 ไดโอดเรคติไฟเออร์	11
2.2.5 ฟิวส์	12
2.3 วงจรควบคุมสำหรับสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	13
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	13
2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	13
2.3.3 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน	13
2.4 หม้อแปลงสวิทชิ่ง	17
2.4.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิทชิ่ง	17
2.4.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้	18
2.4.3 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด	24
บทที่ 3 ดีซี มอเตอร์	31
3.1 หลักการทำงานของดีซีมอเตอร์	31
3.2 การแยกประเภทของดีซีมอเตอร์	31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรื่อง	หน้า

3.3 เซอร์โวแอมปลิไฟเออร์ 34

3.4 พัลซ์วิดท์โมดูเลชั่นแอมปลิไฟเออร์ (PWMA) 38

3.5 เทคนิคการลิมิตกระแส 42

3.6 ระบบคอนโทรลความเร็วที่ใช้พัลซ์วิดท์โมดูเลชั่นแอมปลิไฟเออร์ 44

3.7 ระบบคอนโทรลความเร็วมอเตอร์แบบปิดลูป 45

3.8 ขีดจำกัดแรงบิด (ทอร์ค) ของมอเตอร์ 47

3.9 ระบบคอนโทรลอัตราเร่งและการลดความเร็ว 48

3.10 ระบบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ด้วยเฟสล็อคลูฟ 49

3.10.1 ส่วนประกอบของระบบเฟสล็อคลูฟเซอร์โว 50

3.10.2 คุณสมบัติพิเศษของระบบการควบคุมความเร็วด้วยเฟสล็อคลูฟความเร็วที่ได้และพิสัยการล็อค 51

บทที่ 4 การออกแบบแหล่งจ่ายไฟสวิทชิ่งสำหรับ DC มอเตอร์ 54

4.1 วงจรส่วนอินพุท 54

4.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์ 56

4.3 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน 63

4.4 การออกแบบชุดควบคุมมอเตอร์ 64

4.4.1 พัลซ์-วิดท์โมดูเลชั่น (PWM) 64

4.4.2 การออกแบบภาค out put 66

4.4.3 วงจรลิมิตกระแส และป้องกัน Over load 67

บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง 71

บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์ 82

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง

ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

รูป	หน้า
บทที่ 2 ทฤษฎีเกี่ยวกับสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	2
รูปที่ 2.1 หลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค	2
รูปที่ 2.2 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค	2
รูปที่ 2.3 หลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด	3
รูปที่ 2.4 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด	4
รูปที่ 2.5 คอนเวอร์เตอร์แบบพุธ-พูลและรูปคลื่นสัญญาณ	5
รูปที่ 2.6 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์	6
รูปที่ 2.7 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์	7
รูปที่ 2.8 วงจรอินพุตของสวิตชิ่งเพาวเวอร์ซัพพลาย	8
รูปที่ 2.9 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL494	13
รูปที่ 2.10 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_TC_T ในการกำหนดความถี่	14
รูปที่ 2.11 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL494	15
รูปที่ 2.12 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE,EC และ ETD	17
รูปที่ 2.13 แสดงลักษณะเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส	19
รูปที่ 2.14 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสาร 3C8 (ก) และ 3C6 (ข)	20
บทที่ 3 ดีซี มอเตอร์	30
รูปที่ 3.1 แสดงหน้าตัดของดีซีมอเตอร์แบบอาร์มาเจอร์เป็นแกนเหล็ก	32
รูปที่ 3.2 ดีซีมอเตอร์และเอนโคโดอร์แบบอาร์มาเจอร์เป็นแกนเหล็กขนาดต่างๆ	32
รูปที่ 3.3 แสดงรูปหน้าตัดของดีซีมอเตอร์แบบมีขดลวดบนพื้นผิว	33
รูปที่ 3.4 หน้าตัดของดีซีมอเตอร์แบบมีโรเตอร์เป็นขดลวดหมุน	33
รูปที่ 3.5 ภาคเอาท์พุทแบบ "H"	34
รูปที่ 3.6 ภาคเอาท์พุทแบบ "T"	35
รูปที่ 3.7 แสดงค่าฟอร์มแฟคเตอร์ต่อขนาดของมุมนำกระแส	36
รูปที่ 3.8 ผลการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใดในระบบคอนโทรลด้วย SCR	37
รูปที่ 3.9 แสดงรูปคลื่นโวลท์เตจของ PWM แอมปลิไฟเออร์	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป หน้า

รูปที่ 3.10 แสดงให้เห็นว่า PWM แอมปลิไฟเออร์จะเปลี่ยนดิวตี้ไซเคิล ไปตามโหลด 39
รูปที่ 3.11 พัลซ์วิดท์โทดูเลชั่นแอมปลิไฟเออร์สำหรับดีซีมอเตอร์ 40
รูปที่ 3.12 ตัวลิมิตกระแสของเพาเวอร์แอมปลิไฟแบบ ทรานส์คอนดัคแต้นซ์ 43
รูปที่ 3.13 บล็อคไดอะแกรมของระบบคอนโทรลความเร็วแบบ PWM 44
รูปที่ 3.14 วงจรสมมูลย์ของดีซีมอเตอร์ในระบบคอนโทรลแบบ PWM 45
รูปที่ 3.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและโวลท์เตจใน ระบบคอนโทรลแบบ PWM 45
รูปที่ 3.16 ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบปิดลูป 46
รูปที่ 3.17 ไดอะแกรมแสดงการทำงานเพียงดว็อดแดร้นท์แรกของ ระบบควบคุมความเร็วแบบทิศทางเดียว 46
รูปที่ 3.18 ไดอะแกรมแสดงการทำงานได้ถึง 4ดว็อดแดร้นของระบบ ควบคุมความเร็วแบบเซอร์โว 47
รูปที่ 3.19 แสดงถึงเส้นโค้งความเร็ว-แรงบิดของมอเตอร์ของระบบการบังคับ ความเร็วที่มีอัตรา ขยายสูงและมีขีดจำกัดแรงบิดด้วย 47
รูปที่ 3.20 วงจรคอนโทรลอัตราเร่ง (แรมพ์) แบบง่ายๆ 49
รูปที่ 3.21 แสดงคุณสมบัติของการ turn-on และ turn-off ของวงจร RC ในรูปที่ 3.19 49
รูปที่ 3.22 ระบบการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์ด้วยเฟสล็อคลูฟ 50

บทที่ 4 การออกแบบแหล่งจ่ายไฟสวิทชิ่งสำหรับ DC มอเตอร์

รูปที่ 4.1 วงจรในส่วนอินพุท 54
รูปที่ 4.2 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ 56
รูปที่ 4.3 วงจรควบคุมของสวิทชิ่งใช้ไอซี TL 494 63
รูปที่ 4.4 วงจรพัลซ์-วิดท์โมดูเลชั่นสำหรับควบคุม Motor 64
รูปที่ 4.5 วงจรภาค out put ของชุดควบคุม Motor 66
รูปที่ 4.6 วงจรลิมิตกระแสและป้องกัน Over load 67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป หน้า

รูปที่ 4.7 วงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 36 โวลต์ 20 แอมป์ 69
รูปที่ 4.9 วงจรชุดควบคุม Motor 70
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง
รูปที่ 5.1 สัญญาณ Oscillator ที่ขา 5 ของ IC TL494 71
รูปที่ 5.2 สัญญาณที่ขา G ของ Q1 และ Q2 71
รูปที่ 5.3 สัญญาณที่ขด seccondary ของหม้อแปลง T1 72
รูปที่ 5.4 สัญญาณแรงดันตกคร่อม Lo ขณะไม่ต่อโหลด 72
รูปที่ 5.5 สัญญาณที่ out put ขณะไม่ต่อโหลด 73
รูปที่ 5.6 สัญญาณที่ขา G ของ Q1 และ Q2 73
รูปที่ 5.7 สัญญาณที่ขด seccondary ของหม้อแปลง T1 ขณะต่อโหลด 74
รูปที่ 5.8 สัญญาณที่ out put ขณะต่อโหลด 74
รูปที่ 5.9 สัญญาณที่ขา 5 ของ TL494 ชุดควบคุม Motor 75
รูปที่ 5.10 สัญญาณที่ขา 9-10 ของ TL494 ชุดควบคุม Motor
ขณะที่ Low speed 75
รูปที่ 5.11 สัญญาณที่ขา 9-10 ของ TL494 ชุดควบคุม Motor
ขณะที่ High speed 76
รูปที่ 5.12 สัญญาณที่ขาเกจของ MOSFET IRF 540 ขณะ Low speed 76
รูปที่ 5.13 สัญญาณที่ขาเกจของ MOSFET IRF 540 ขณะ High speed 77
รูปที่ 5.14 สัญญาณที่ Motor ขณะ Low speed 77
รูปที่ 5.15 สัญญาณที่ Motor ขณะ High speed 78
รูปที่ 5.16 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน Vin และ Vout 81
รูปที่ 5.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน Vin และกระแส
ขณะ No Load และ มี Load 82
รูปที่ 5.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน Vin และความเร็วรอบ 82
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์
รูปที่ 6.1เปรียบเทียบสัญญาณขับเกทจาก Transformer และ Opto H11L2 83

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

สวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากระบบแรงดันไฟสลับ ให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำเพื่อใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย เพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันที่ 220 โวลต์ลงมาเป็นแรงดันค่าต่ำเช่นเดียวกัน แต่มีข้อแตกต่างอยู่ที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลงของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย การพัฒนาของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย จึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก รวมถึงประสิทธิภาพที่ได้ค่อนข้างต่ำ

ในขณะเดียวกันสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูงน้ำหนักเบา เริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอันมาก หัวใจสำคัญของสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์เนื่องจากเป็นตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทด้วย

ด้วยคุณสมบัติเด่นของสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ได้กล่าวไปแล้วข้างต้น จึงเกิดความคิดที่จะศึกษาการทำงานของสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย เพราะเครื่องใช้ทางด้านอิเลคทรอนิกส์สมัยนี้ที่ออกมาส่วนใหญ่ต้องการความกะทัดรัด และประสิทธิภาพสูง ซึ่งการนำเอาสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย มาใช้ในเครื่องใช้เหล่าสามารถช่วยให้กะทัดรัด และระบบจ่ายไฟที่มีประสิทธิภาพก็ทำให้เครื่องใช้ต่างๆมีประสิทธิภาพในการใช้งานสูงขึ้นด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

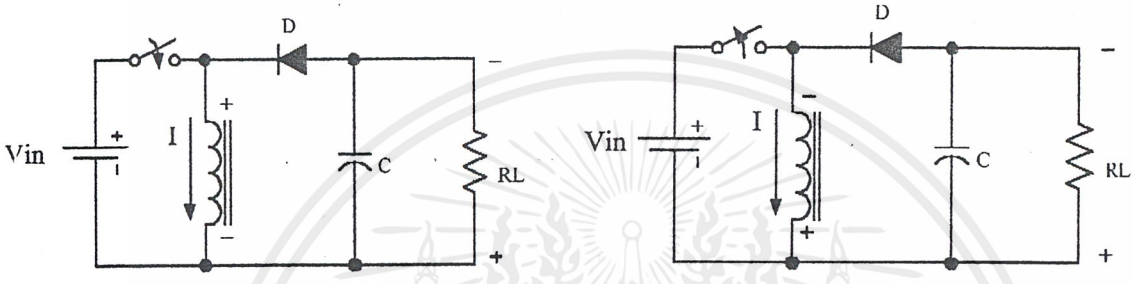
บทที่ 2

ทฤษฎีเกี่ยวกับสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

2.1 ชนิดของคอนเวอร์เตอร์

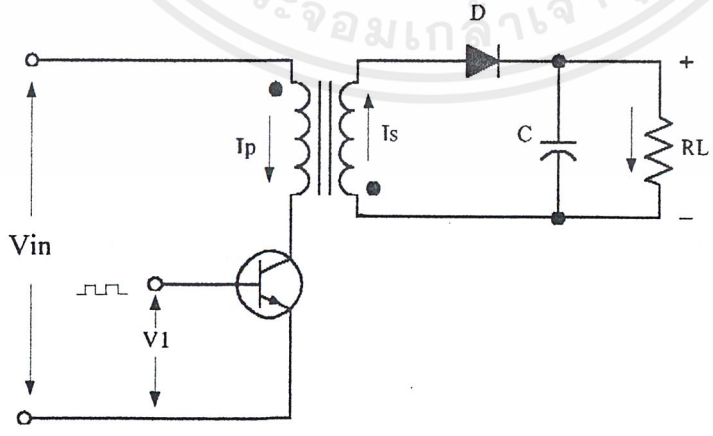
2.1.1 คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค (FLYBACK CONVERTER)

ฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์มีค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำจึงเหมาะสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่มีกำลังขาออกในช่วง50 วัตต์ถึง 150 วัตต์



รูปที่ 2.1 หลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

การทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คแสดงลักษณะดังรูปที่ 1 เมื่อสวิตช์ S1 ปิดกระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L สะสมพลังงานในรูปสนามแม่เหล็ก ไดโอด D จะถูกไบแอสกลับจึงยังไม่มีแรงดันตกคร่อมโหลด RL ในขณะนี้ต่อมาเมื่อสวิตช์เปิด ตัวเหนี่ยวนำก็จะคายพลังงานออกมา(เนื่องจากสนามแม่เหล็กยุบตัว) แต่ขั้วของแรงดันจะกลับกันกับที่ป้อนเข้ามา ทำให้ไดโอดได้รับไบแอสตรงนำกระแสจากการคายพลังงานกลับของตัวเหนี่ยวนำไปสู่โหลด และจะมีแรงดันตรงข้ามกับแรงดันอินพุท ถ้าสวิตช์ปิด-เปิดเป็นจังหวะอย่างต่อเนื่อง กระแสอินพุทและเอาต์พุทก็จะมีลักษณะเป็นพัลส์อย่างต่อเนื่อง



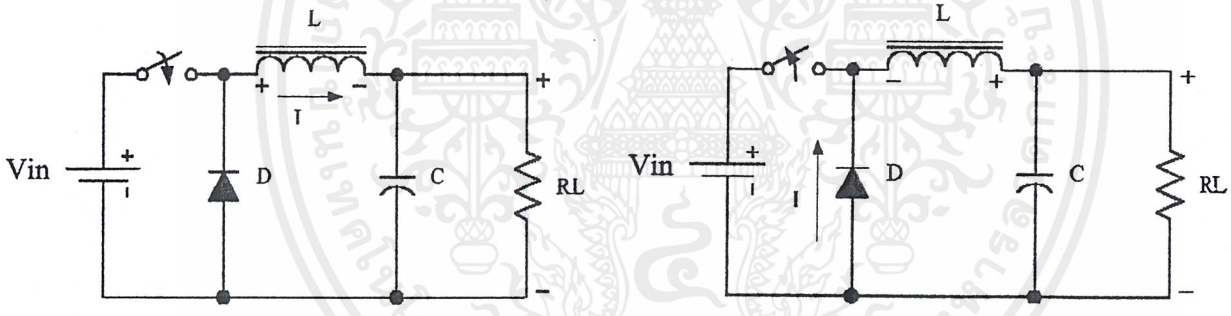
รูปที่ 2.2 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็ค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คอนเวอร์เตอร์แบบฟลายแบ็คที่ใช้กันในทางปฏิบัติดังรูป เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 จะทำงานโดยนำกระแส (ON) และหยุดนำกระแส (OFF) สลับกันไปเมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดลวดไพรมารี่ แต่เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดไพรมารี่และขดเซคั่นดารี่พันอยู่ในลักษณะกลับทิศกัน ดังนั้นในขณะที่ Q1นำกระแส ไดโอดD1จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับไม่มีกระไหลไปยังโหลดRL พลังงานจึงสะสมอยู่ที่ขดไพรมารี่ เมื่อ Q1 หยุดนำกระแสสนามแม่เหล็กในแกนหม้อแปลงยุบตัว ทำให้มีการกลับขั้วของแรงดันที่ขดเซคั่นดารี่ ไดโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะไบแอสตรงพลังงานจะถูกถ่ายเท จึงมีกระแสไหลผ่านไปยังโหลด RL และเก็บประจุที่ C แม้ว่าหม้อแปลงจะทำหน้าที่แยกจากกันทางไฟฟ้าแล้วยังจะทำตัวเป็นโช้คอีกด้วยในทางทฤษฎีไม่จำเป็นต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำที่เอาต์พุตอีก แต่ในทางปฏิบัติจำเป็นต้องใส่ตัวเหนี่ยวนำค่าน้อยๆไว้ ตรงระหว่างไดโอดและตัวเก็บประจุ เพื่อทำการกำจัดสัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดจากการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์เอง

2.1.2 คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด (FORWARD CONVERTER)

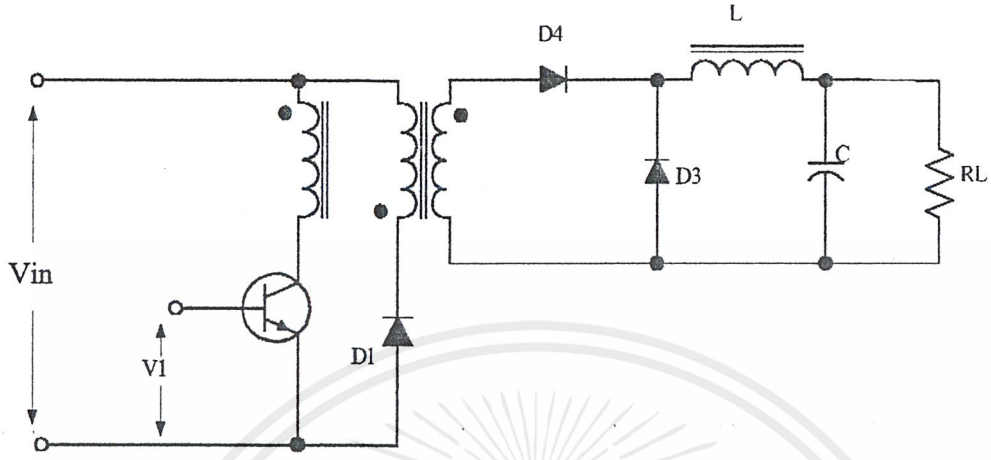
คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดเหมาะสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ให้กำลังงานในช่วง 100วัตต์ถึง 200วัตต์



รูปที่ 2.3 หลักการของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

การทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดเมื่อสวิตช์ปิดกระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไปสู่โหลดทำให้แรงดันตกคร่อมโหลด และมีขั้วเหมือนกับอินพุทไดโอดจะถูกไบแอสกลับในตอนนี้ และเมื่อสวิตช์เปิดสนามแม่เหล็กที่ตัวเหนี่ยวนำจะยุบตัวคายพลังงานออกมาในรูปกระแสทำให้ไดโอดได้รับไบแอสตรงกระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุและโหลดและแรงดันที่คร่อมโหลดจึงยังมีขั้วเหมือนเดิม ไดโอดในวงจรนี้มักถูกเรียกว่าไดโอดฟรีวิลลิ่งหรือไดโอดฟลายวิล(freewheeling or fly wheel diode) เพราะการทำงานดังกล่าวกระแสเอาต์พุทที่ได้จะต่อเนื่องถึงแม้ขณะที่กระแสอินพุทจะมีลักษณะเป็นพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ด

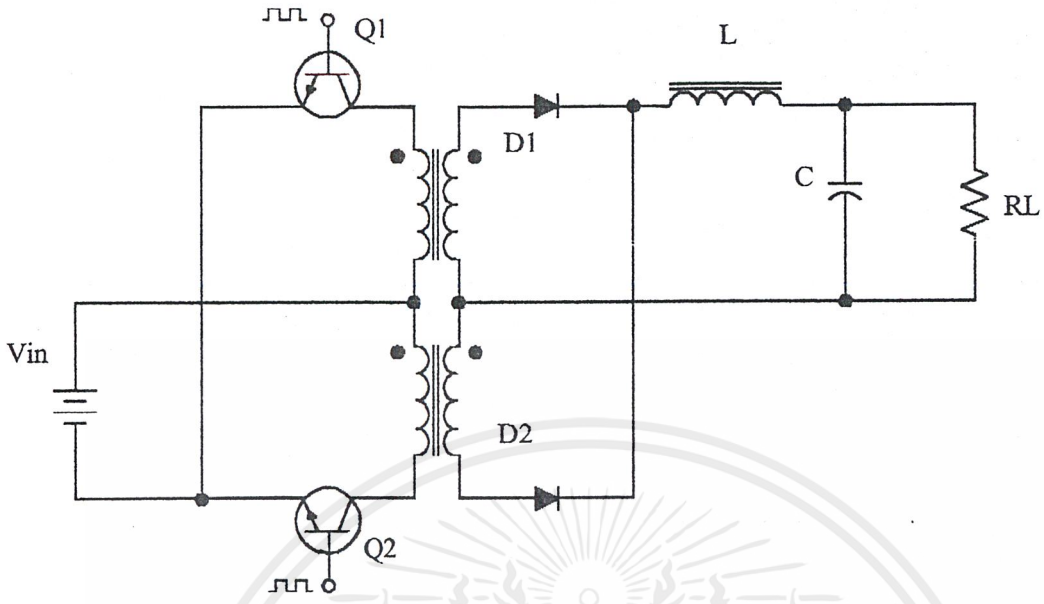
วงจรพื้นฐานแสดงดังรูป เมื่อ Q1 ทำงานจะมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี่ของหม้อแปลง และเก็บพลังงานไว้ในรูปสนามแม่เหล็ก และยังส่งสนามแม่เหล็กบางส่วนไปคล้องเกี่ยวอีก 2 ขดที่เหลือ โดยแรงดันที่จุดของขดไพรมารี่และเซคั่นดารี่จะมีขั้วเหมือนกันตลอด ดังนั้นในขณะนี้จึงมีกระแสไหลผ่านไดโอด D2 ไปสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำ และส่งต่อไปยังโหลด RL ส่วน D3 จะถูกไบแอสกลับ

เมื่อ Q1 หยุดทำงานสนามแม่เหล็กในหม้อแปลงจะยุบตัวทำให้ขั้วแรงดันที่จุดทางด้านเซคั่นดารี่เปลี่ยนเป็นลบ D2 จึงถูกไบแอสกลับ ดังนั้นตัวเหนี่ยวนำจึงคายพลังงานโดยผ่าน RL และ D3 สำหลับขดลวดขดกลาง (ดีแมกนีไตเซชั่น) ของหม้อแปลง T1 นั่นจะทำหน้าที่หักล้างสนามแม่เหล็กตกค้าง เมื่อ Q1 หยุดทำงาน โดยจะส่งพลังงานแม่เหล็กต้านกลับจากทิศทางเดิมในรูปของกระแส ซึ่งก็คือพื้นที่ส่วนที่แรเงาบนรูปคลื่น Ip และId_1 นั่นเอง

2.1.3 คอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล(PUSH –PULL CONVERTER)

การทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูลเปรียบเหมือนกับการนำคอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดสองวงจรมาทำงานร่วมกัน โดยให้ผลัดกันทำงานในแต่ละครึ่งคาบเวลาในลักษณะกลับเฟส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



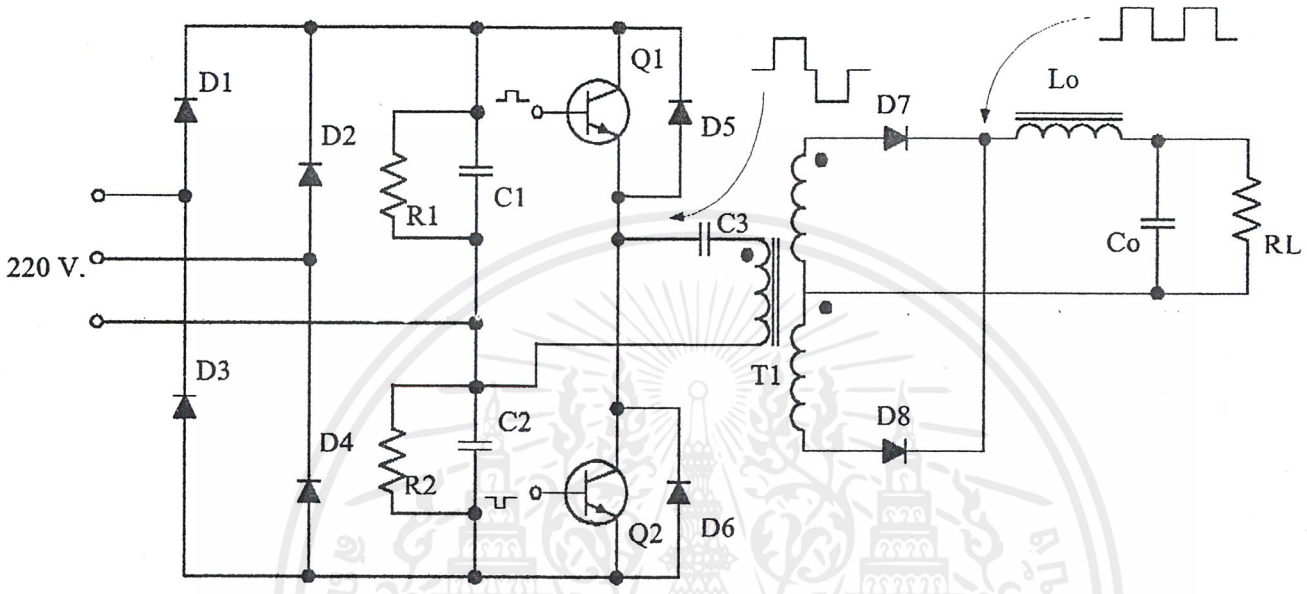
รูปที่ 2.5 คอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูลและรูปคลื่นสัญญาณ

วงจรพื้นฐานแสดงดังรูป เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์Q1 และ Q2 จะผลัดกันทำงานโดยผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งของคาบเวลาขณะที่ Q1 นำกระแสจะมีกระแส Ip ไหลผ่านขดไพมารี่ Np1 และไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะไบแอสกลับ ส่วนไดโอด D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ขดไพมารี่ Ns_2 ผ่านไดโอด D2 และ L_0 ไปยังตัวเก็บประจุ C_0 และ โหลด RL ได้แรงดันตกคร่อม D2 จะมีค่าเป็น 2 V_{IN} ในทำนองเดียวกันขณะที่ Q2 นำกระแส Q1 และ D2 จะไม่นำกระแสเนื่องจากถูกไบแอสกลับ D1 ซึ่งอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงจะนำกระแสจากขดเซคั่นดารี่ N_{S1}ผ่าน L_0 ไปยังตัวเก็บประจุ C_0 และโหลด RL จะเห็นได้ว่าใน 1 คาบเวลาการทำงาน ขอเซคั่นดารี่จะให้กระแสไหลผ่านL_0 ได้ถึงสองครั้งจึงสามารถจ่ายกำลังงานได้มากเป็นสองเท่าของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.4 คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์(HALF-BRIDGE CONVERTER)

คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์จัดว่าเป็นตระกูลเดียวกันกับพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เพราะใช้หลักการเดียวกันใช้อุปกรณ์สวิทชิ่ง 2 ตัวช่วยกันส่งพลังงานไปยังโหลด



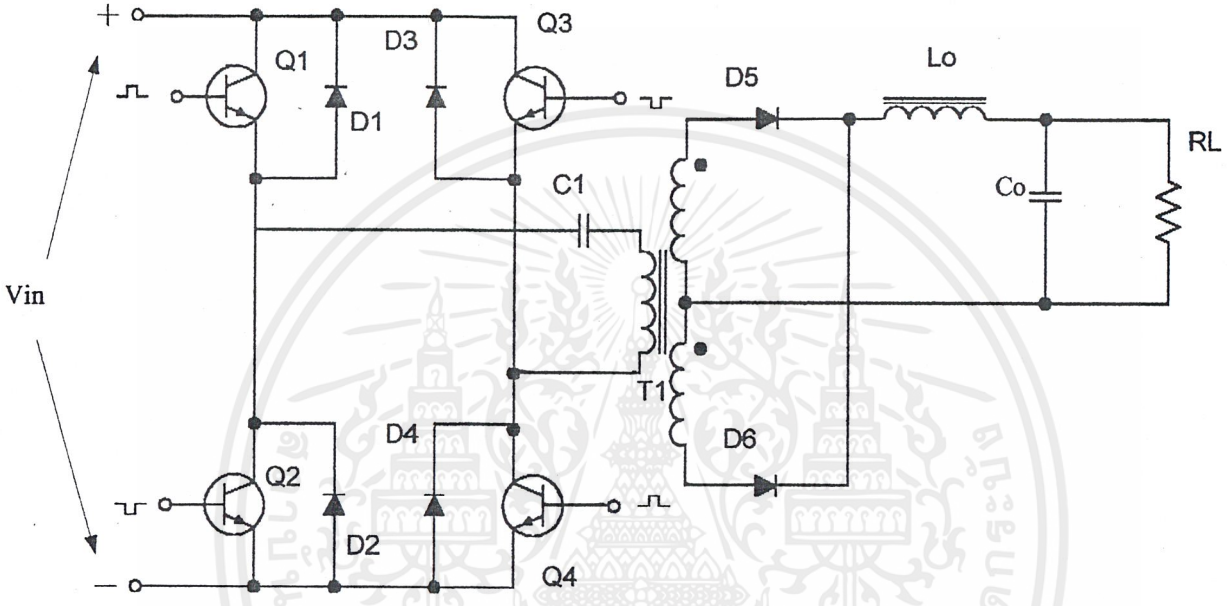
รูปที่ 2.6 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์

วงจรพื้นฐานดังรูป ตัวเก็บประจุ C1 และ C2 มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ พิจารณาเมื่อ Q1 นำกระแส และ Q2 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q2 จะมีค่าเท่ากับ V_{IN}-$V_{CE(SAT)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของไพรมารี่ N_Pจะมีค่าเท่ากับ V_{C1}-$V_{CE(SAT)}$ หรือมีค่าเท่ากับ V_{IN}/2-$V_{CE(SAT)}$ ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q2 นำกระแส และ Q1 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q1 จะมีค่าเท่ากับ V_{IN}-$V_{CE(SAT)}$แรงดันตกคร่อมที่ขดไพรมารี่ N_Pก็ยังมีค่าเท่ากับ V_{IN}/2-$V_{CE(SAT)}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5 คอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์(FULL-BRIDGE CONVERTER)

ขณะทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่เท่ากับแรงดันอินพุทกำลังงานที่ได้จึงมีค่าสูงได้ตั้งแต่ 500 วัตต์ จนถึง 1,000 วัตต์



รูปที่ 2.7 วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์

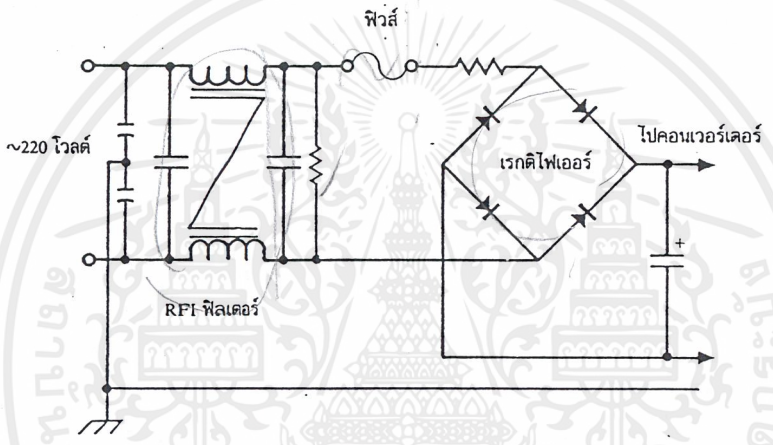
วงจรพื้นฐานแสดงดังรูป เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัว จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q1 และ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส Q2และ Q3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ สลับกันเช่นนี้เรื่อยไป ลักษณะการทำงานของวงจรที่ได้จึงเป็นเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่จะมีค่าเท่ากับ V_{IN}-$2V_{CE(SAT)}$ ดังนั้นผลของการทำงานของวงจรจึงเหมือนกับผลที่ได้จากพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์นั่นเอง ส่วนตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_B จะมีผลเช่นเดียวกับวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรส่วนอินพุทของสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

สวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายโดยส่วนใหญ่จะถูกออกแบบมาใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ แรงดันไฟสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรงเสียก่อนด้วยวงจรในส่วนอินพุตของสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย เพื่อส่งต่อไปให้คอนเวอร์เตอร์ลดทอนและคงค่าแรงดันอีกทีหนึ่ง โดยวงจรส่วนอินพุตอาจแบ่งออกเป็นส่วนสำคัญ 3 ส่วนดังนี้คือ

1. เรคติไฟเออร์
2. ฟิวส์
3. RFI ฟิลเตอร์



รูปที่ 2.8 วงจรอินพุตของสวิทชิ่งเพาวเวอร์ซัพพลาย

2.2.1 เรคติไฟเออร์

เรคติไฟเออร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดของวงจรในส่วนอินพุทของสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย และเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์และ RFI ฟิลเตอร์ ประกอบด้วยอุปกรณ์สำคัญ 3 ตัว คือ ตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C และไดโอดเรกติไฟเออร์ D_1- D_4 มีหน้าที่หลักคือ เปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้กับคอนเวอร์เตอร์

2.2.2 ตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs

ตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs จะมีประโยชน์มากในวงจรเรกติไฟเออร์ Rs จะเป็นตัวจำกัดกระแสกระชากที่เกิดขึ้นในวงจร โดยเฉพาะขณะเริ่มเปิดเครื่องทำงาน ตัวเก็บประจุขณะชาร์จประจุจะเหมือนกับมีการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลัดวงจรขึ้นถ้าค่าของตัวเก็บประจุสูงก็จะทำให้เกิดกระแสกระชากสูงด้วย การกำหนดค่า Rs ไว้ในวงจรทำให้การไหลของกระแสขณะเปิดเครื่องเป็นไปอย่างช้า ๆ และลดกระแสกระชาก การต่อตัวต้านทาน Rs จะทำให้ประสิทธิภาพของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายลดลง เนื่องจากเกิดกำลังงานสูญเสียในตัว Rs การกำหนดค่าของ Rs ต้องพิจารณาจากความเหมาะสมระหว่างการลดกระแสกระชาก และประสิทธิภาพการทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายด้วย

2.2.3 ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C จะเป็นตัวกรองแรงดันไปตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอด D_1-D_4 ให้มีค่าเรียบมากขึ้น การทำงานจะเป็นไปในลักษณะการชาร์จประจุและคายประจุ การเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C ต้องพิจารณาปัจจัยดังต่อไปนี้

1. อัตราทนกระแสระลอกของตัวเก็บประจุ (RIS Ripple Curront Rating)
2. ค่าแรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรกติไฟเออร์ (Ripple Voltage)
3. ช่วงเวลาโฮลด์อัพที่ต้องการ (Holdup Time)
4. อัตราทนแรงดันของตัวเก็บประจุ
5. ขนาดและราคา

อัตราทนกระแสระลอก

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ เกิดจากการชาร์จประจุ และคายประจุของตัวเก็บประจุเอง ค่ากระแสระลอกของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์อาจทำได้จากค่ากระแสประสิทธิผลIeของวงจรเรกติไฟเออร์ กระแสระลอกในตัวเก็บประจุทำให้ตัวเก็บประจุร้อนและลดอายุการใช้งานของตัวเก็บประจุลงได้ ปกติผู้ผลิตจะระบุอัตราทนกระแสระลอกของตัวเก็บประจุมาในดาต้าชีต การเลือกใช้ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C จะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้

แรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของเรคติไฟเออร์

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุทของเรกติไฟเออร์ จะมีผลทำให้แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุทของเรกติไฟเออร์มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะยอมให้เรกติไฟเออร์มีค่าแรงดันกระเพื่อมได้ไม่เกิน 10 เปอร์เซนต์ ของค่าแรงดันเอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C เพื่อให้ค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกินกำหนด อาจคำนวณได้จาก

$$C = \frac{Ie \cdot \Delta t}{\Delta V_{ripple}} \qquad \text{..... (2.1)}$$

เมื่อ Ie คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรกติไฟเออร์

Δt คือ ช่วงเวลาที่ C คายประจุ

Δ Vripple คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของเรกติไฟเออร์

ช่วงเวลาโฮลด์อัพ

ช่วงเวลาโฮลด์อัพเป็นช่วงเวลาที่สวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย สามารถคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทได้ ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไปสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับต่ำกว่ากำหนด และเพื่อให้สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีค่าเวลาโฮลด์อัพ ตัวประเก็บประจุฟิลเตอร์จะต้องมีมากพอเพื่อจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ ค่าของ C เพื่อให้เกิดช่วงเวลาโฮลด์อัพ อาจหาได้จาก

$$C = \frac{2P_o t_H}{\eta(V_s^2 - V_f^2)} \qquad \text{..... (2.2)}$$

เมื่อ Po คือ ค่ากำลังงานสูงสุดที่เอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์

Y คือ ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์

Vs คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ก่อนหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

Vf คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์หลังจากหยุดจ่าย แรงดันไฟสลับ

T_H คือ ค่าช่วงเวลาโฮลด์อัพที่ต้องการ

อัตราทนแรงดัน

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ต้องทนแรงดัน ได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาท์พุทของเรคติไฟเออร์ แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันของตัวเก็บประจุไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดและราคา

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ปกติจะเป็นชนิดอิเล็กทรอไลท์ ที่อัตราทนแรงดันสูงๆ ตัวเก็บประจุอิเล็กทรอไลท์จะมีขนาดใหญ่และราคาแพง การเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่มีอัตราทนแรงดันและค่าความจุสูงเกินไปจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายเกินความจำเป็น กินเนื้อที่และเพิ่มขนาดของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

2.2.4 ไดโอดเรคติไฟเออร์

การเลือกไดโอดเรคติไฟเออร์มีข้อควรพิจารณาดังนี้

1. ค่ากระแสจาก IRSM (Maximum Surge Current)

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านไดโอดเรคติไฟเออร์ จะเกิดขึ้นขณะเปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ กระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

$$I_{FSM} = \frac{V_{peak}}{(Rs + ESR)} \qquad \text{..... 2.3)}$$

เมื่อ Vpeak คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท

ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

Rs คือ ค่าของความต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปไดโอดเรคติไฟเออร์จะมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก IPSM ประมาณ 20 – 30 เท่า ของอัตรากระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของมัน

2. ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง IPSM (Maximum Ponword Current)

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรกติไฟร์ จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้โหลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรกติไฟร์ IPSM จึงหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

3. ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง IPM (Maximum Average Current)

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรคติไฟร์จะได้รับขณะทำงาน การพิจารณาค่า IPM อาจทำโดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัติควรเผื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด IPM ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5 – 2 เท่าจากที่คำนวณได้ เพื่อความปลอดภัยและยืดอายุการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด VRRM

ในสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ปกติเรกติไฟเออร์ต้องต่อนำกับแรงดันไฟสลับ 220 V. ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดของไดโอด VRRM จึงต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ อย่างไรก็ตามควรพิจารณาเผื่อแรงดันไบแอสกลับ ให้มากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย

2.2.5 ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลักคือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกินและเพื่อแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟกรณีที่มีการลัดวงจรเกิดขึ้น การเลือกใช้ฟิวส์เพื่อใช้ในส่วนของวงจรเรกติไฟเออร์มีข้อพิจารณาดังต่อไปนี้

ค่าอัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

ฟิวส์มาตรฐานสำหรับงานอิเล็กทรอนิกส์จะมีอัตราทนแรงดันได้ตามลำดับดังนี้คือ 32,60,125,250,300,500,600,และ700 โวลต์ การกำหนดใช้ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์นับเป็นสิ่งสำคัญ โดยที่ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์ที่จะใช้ต้องมีค่ามากกว่าหรือเท่ากับค่าแรงดันของวงจร

ค่าอัตราทนกระแส (Current Rating)

ค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์สามารถกำหนดได้จากค่ากระแสอาร์เอ็มเอสด้านอินพุทของวงจรเรคติไฟเออร์จะเห็นได้ว่าค่ากระแสอาร์เอ็มเอสจะขึ้นกับค่าของโหลด ค่าความต้านทาน R_S และค่าตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

RFI อินพุทฟิลเตอร์

การทำงานของสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเป็นการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลันที่ค่ากระแสสูงๆ สวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI ได้เป็นอย่างดี วิธีการลดสัญญาณรบกวนโดยการต่อ LC ฟิลเตอร์ด่านที่อินพุทกับระบบไฟสลับ การต่อ LC สามารถทำได้ดังนี้ วงจร RFI ฟิลเตอร์ควรกำหนดค่าของตัวเก็บประจุและค่าของตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าดังนี้

C3,C4 =0.1 ถึง 2 uF และเป็นตัวเก็บประจุชนิด X

C1,C2 =2,200 pF ถึง 0.033 uF และเป็นตัวเก็บประจุชนิด Y

L1,L2 =1.8 mH ที่ 25 mH ถึง 47 mH ที่0.3 A

ตัวต้านทาน R ที่ต่ออยู่ในวงจรมีไว้ให้ตัวเก็บประจุชนิด X คายประจุทิ้งไปได้ ตามมาตรฐานถ้าค่าตัวเก็บประจุชนิด X มีค่าตั้งแต่ 0.1 ไมโครฟารัดขึ้นไป ตัวต้านทาน R จะต้องมีค่าเท่ากับ $R=t/2.21\ C$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 วงจรควบคุมสำหรับสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

วงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชั่น (Pulse Width Modulation) หรือ PWM เป็นหลัก การใช้ PWM เมื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้สองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

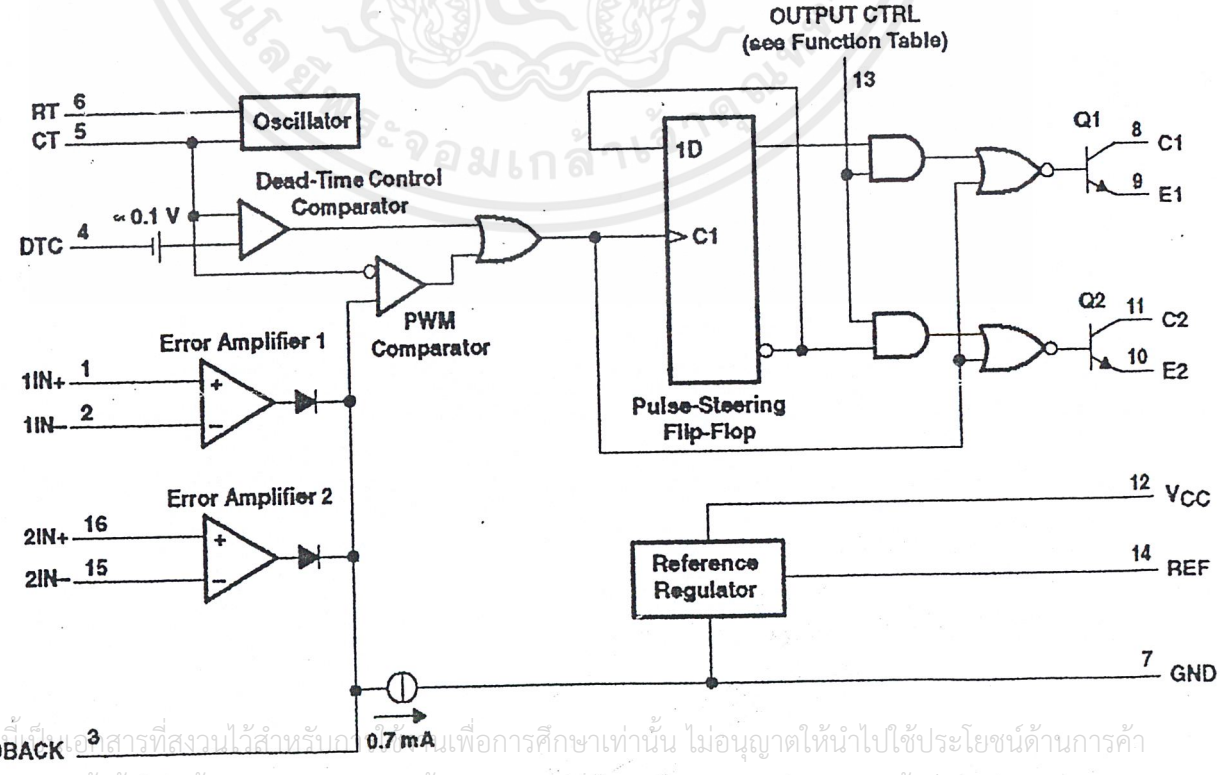
การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุทมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุทเป็นหลัก

2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส(Current Mode Control)

การคงค่าแรงดันเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากโหมดควบคุมจากแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้มาก วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสนี้ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชั่นเช่นกัน

2.3.3 ไอซีเบอร์ TL494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

ไอซีเบอร์TL494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อ ใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานในโหมดควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL494 แสดงดังรูปที่ 2.9

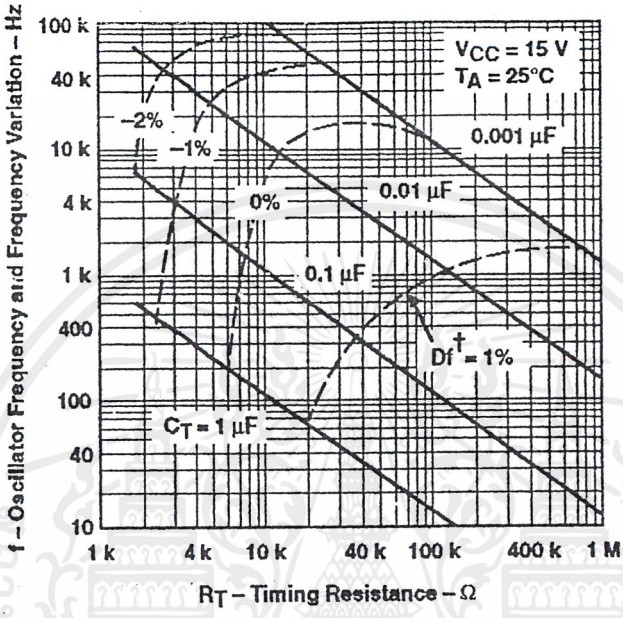


รูปที่ 2.9 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของลิขสิทธิ์ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาของเอาต์พุทพัลส์กำหนดโดยค่าของ R_Tและ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และ5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก



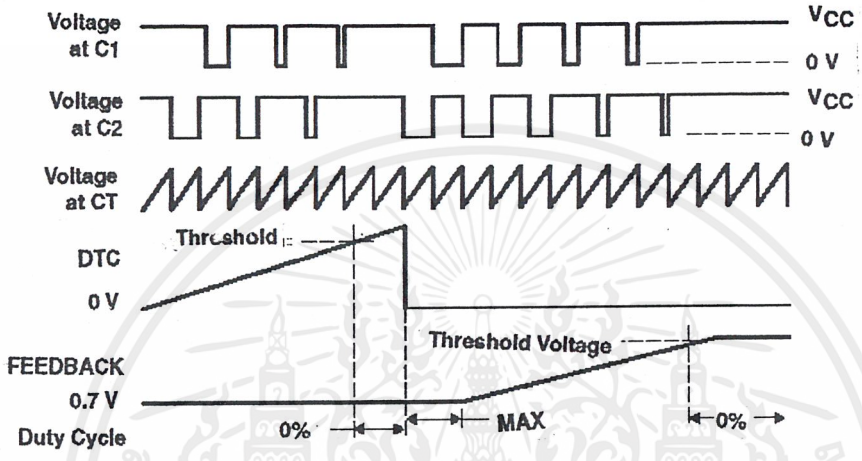
รูปที่ 2.10 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_TC_T ในการกำหนดความถี่

การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุทพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้งสองตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุท Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา Ck ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ Low เท่านั้น ซึ่ง Ck จะเป็น Low ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยที่ค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้งสองตัว นั้นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์หากมีสูงขึ้น ความกว้างของเอาต์พุทพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลงความกว้างเอาต์พุทพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น ความกว้างเอาต์พุทพัลส์ของไอซีนี้สามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้โดยการเปลี่ยนแรงดันที่ขา 3 (ขา Feedback) จาก 0.5 โวลต์จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะมีช่วงของอินพุทคอมมอนโหมดตั้งแต่ –0.3 ถึง(Vcc-2) โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุทในลักษณะให้สถานะ High (Active High) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุทพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุทพัลส์ของไอซี



รูปที่ 2.11 แสดงรูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL494

การกำหนดค่าเวลาเผื่อ Td

TL494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเผื่อ Td ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ ที่ขา 4 (ขา DTC) ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา DTC มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเผื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4% ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา T_{ON} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (output control) เข้ากับขา 14 (+5 Vref) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุทของไอซี

เอาต์พุท Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (output control) ในขณะที่ C_T ดิสชาร์จเอาต์พุทของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา Ck จะมีสถานะ High และหยุดการทำงานของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สถานะเป็น High โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5 Vref) Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบ พุช-พูล ในกรณีนี้คาบเวลาการจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา13 มีสถานะเป็น Low โดยการต่อลงกราวด์ Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี

TL494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $7 \leq vcc \leq 40$ โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน Vref=5 V และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง $\pm 1.5\%$ ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50มิลลิโวลต์ทำงานในช่วง 0 ถึง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

2.4 หม้อแปลงสวิทชิ่ง

2.4.1 ส่วนประกอบหมอของหม้อแปลงสวิทชิ่ง

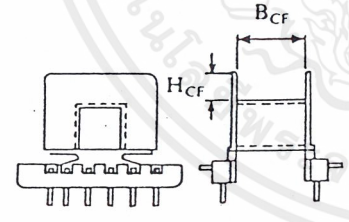
หม้อแปลงสวิทชิ่งซึ่งมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟฟ้าตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่เอาต์พุท และทำให้การเกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิทชิ่งโดยมีรายละเอียดดังนี้

แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิ่งจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ

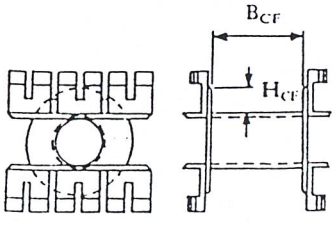
บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB



EE Bobbin

CORE TYPE	A_w(cm²)	B_{CF}(mm)	H_{CF}(mm)	ℓ_{av}(mm)
E 814E250	0.17	6.7	2.1	34.29
E 813E187	0.33	9.3	3.2	36.32
E 813E343	0.36	10.0	3.2	47.50
E 812E250	0.58	10.1	4.9	55.12
E 782E272	0.80	17.3	4.7	55.88
E 375	1.05	16.5	6.6	73.41
E 21	1.14	17.9	6.0	86.36
E 783E608	1.78	26.3	7.1	92.96
E 348E772	1.81	26.3	7.1	99.06
E 625	1.32	21.2	6.4	94.9
E 55	2.80	33.1	8.6	113.03
E 75	2.42	26.2	8.1	119.38

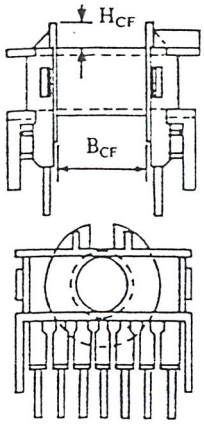


EC Bobbin

CORE TYPE	A_w(cm²)	B_{CF}(mm)	H_{CF}(mm)	ℓ_{av}(mm)
EC 35	0.97	21.5	4.8	50.04
EC 41	1.35	24.5	5.8	59.94
EC 52	2.13	28.3	7.7	72.90
EC 70	4.77	41.5	11.7	95.0

รูปที่ 2.12 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE,EC และ ETD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
42283



CORE TYPE	$A_w(cm^2)$	$B_{CF}(mm)$	$H_{CF}(mm)$	$\ell_{av}(mm)$
ETD 34	1.23	21.0	6.0	59.94
ETD 39	1.74	25.6	6.9	68.58
ETD 44	2.13	29.6	7.3	76.2
ETD 49	2.71	32.8	8.4	85.09

A_w = พื้นที่ช่องพันขดลวด
B_{CF} = ความยาวแกนที่พันขดลวดได้
H_{CF} = ระยะจำกัดความสูงของขดลวด
ℓ_{av} = ความยาวเฉลี่ยของลวดทองแดงที่พันบนแกนต่อหนึ่งรอบ

รูปที่ 2.12 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับ
แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE,EC และ ETD

ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งไพรมารี่และเซคั่นดารี่ของหม้อแปลงสวิทชิ่งที่กำลังไม่สูงมากนักปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ

เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิทชิ่ง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารี่และขดเซคั่นดารี่ด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์(Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่ความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิ่งเป็นหลัก

2.4.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิทชิ่งโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิทชิ่งที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI / RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญานรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดลอดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูงๆ แกนที่นิยมใช้กันมากสำหรับหม้อแปลงสวิทชิ่งที่ต้องหารกำลังงานสูง จะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกน
บนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตามสัญญานรบกวน EMI / RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

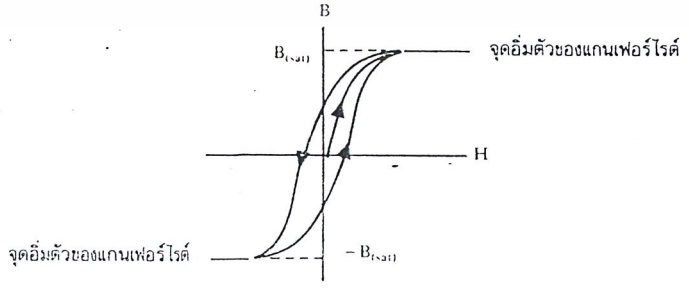
ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส .(Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve)

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกน โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของกราฟเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครึ่งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะเหมือนกันทุกประการเพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิ่งจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิทชิ่ง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย



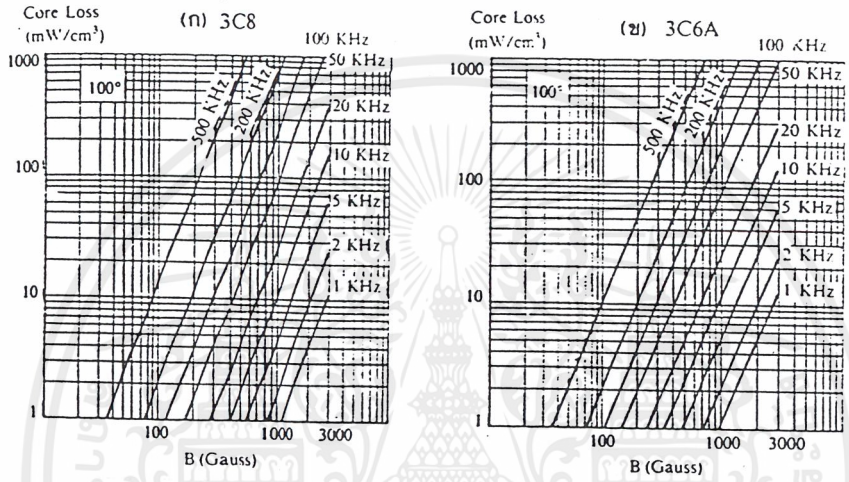
รูปที่ 2.13 แสดงลักษณะเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน ซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss)

ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิรตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดไม่ใหญ่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสเพียงอย่างเดียว



รูปที่ 2.14 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสาร 3C8 (ก) และ 3C6 (ข)

การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี่และขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \cdot t}{Np \cdot Ae} \times 10^8 \qquad \text{..... (2.4)}$$

เมื่อ ΔB คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็นเกาส์

V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี่ เป็นโวลต์

N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี่ เป็นรอบ

A_c คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร

t คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็นวินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี่มีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารี่ลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัว จะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่มีค่าลดลงอย่างรวดเร็วแรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆ แทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงสุดจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน
2. ที่ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้ขนานแกนเฟอร์ไรต์ที่ใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิทชิ่ง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (Ae) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น (A_w) โดยอาจคำนวณได้จากสมการดังต่อไปนี้

สำหรับแกนที่ใช้กับของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{0.5\Delta B_{(max)} \cdot f \cdot Ae \cdot A_w}{D} \times 10^{-3} \qquad \text{..... (2.5)}$$

สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{\Delta B_{(max)} \cdot f \cdot Ae \cdot A_w}{D} \times 10^{-3} \qquad \text{..... (2.6)}$$

สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{1.4\Delta B_{(max)} \cdot f \cdot Ae \cdot A_w}{D} \times 10^{-3} \qquad \text{.....(2.7)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ $\Delta B_{(max)}$ คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เกาส์

f คือ ค่าความถี่การทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เฮิรตซ์

Ae คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็น ตารางเซนติเมตร

A_w คือ พื้นที่ช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น เป็น ตารางเซนติเมตร

D คือค่าความหนาแน่นกระแสในขดไพรมารี่เป็นเซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์

P คือ กำลังงานสูงสุดที่ได้จากแกนเฟอร์ไรต์ เป็น วัตต์

ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์(Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไร์เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไร์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตซิ่งมีค่ามากขึ้นด้วย อย่างไรก็ตาม ช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE,EI,ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ คือการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการ นำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์ หรือขัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ

การกำหนดให้มีช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์นั้น มีความจำเป็นมากสำหรับหม้อแปลงของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และเอาต์พุตโช้คที่ใช้แกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุทโช้ค

หม้อแปลงสวิทชิ่งสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และตัวเอาต์พุตโช้ค จะทำงานในลักษณะที่ต้องเก็บสะสมพลังงานไว้ก่อน แล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไป จึงอาจกล่าวได้ว่า กำลังที่ได้จากหม้อแปลงจะมาจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั่นเอง ในช่วงที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตโช้ค พลังงานที่ถูกสะสมไว้จะมีค่าเท่ากับ LI^2 ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$LI^2{}_{p(pk)} = \frac{\Delta B^2{}_{(max)} \cdot \ell_g \cdot Ae}{0.4\pi} \times 10^{-8} \quad \text{จูล} \quad \text{.....} (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ ℓ_g คือ ระยะห่างช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์ เป็นเซนติเมตร

A_c คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร

$\Delta B_{(max)}$ คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกน เป็นเกาส์

L คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดไพรมารี่ของหม้อแปลง เป็นเฮนรี่

$I_{p(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน L เป็นแอมป์

ค่าของ $\Delta B_{(max)}$ โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ ($B_{(sat)}/2$ จะเห็นได้ว่า เราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสม (หรือเพิ่มกำลังของหม้อแปลง) ได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น (A_e เพิ่มขึ้น) ในทางปฏิบัติการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า เพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิทชิ่งและเอาต์พุตโช้คมีขนาดเล็ก

อย่างไรก็ตาม แกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดหนึ่งๆ ระยะช่องอากาศคั่นสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้น ดังสมการ

$$N = \frac{\Delta B_{(max)} \ell_g}{0.4\pi I_{p(pk)}} \qquad \text{..... (2.9)}$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี่ของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตโช้ค

เนื่องจากระยะพันบนบอบบิ้นมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้น รวมถึงการสูญเสียที่เกิดในลวดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้น ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงหรือเอาต์พุตโช้คร้อน ผู้ออกแบบจึงต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นหรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย

ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารี่และขดเซคคั่นดารีของหม้อแปลงสวิทชิ่ง

หม้อแปลงสวิทชิ่งจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารี่และขดเซคคั่นดารี่เป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจะเป็นดังนี้

$$\frac{Vp}{Vs} = \frac{Np}{Ns} = \frac{Is}{Ip} \qquad \text{..... (2.10)}$$

และ

$$\frac{Np}{Ns} = \sqrt{\frac{Lp}{Ls}} \qquad \text{..... (2.11)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Np คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี่
Ns คือ จำนวนรอบของขดเซคั่นดารี่
Vp คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่
Vs คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดเซคั่นดารี่
Lp คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี่
Ls คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคั่นดารี่
Ip คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี่
Is คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคั่นดารี่

มีข้อสังเกตคือ แรงดัน Vp เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี่ที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี่ ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุท V1 โดย Vp จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$Vp = Np.Ae\left(\frac{dB}{dt}\right)\times 10^{-8} \qquad \text{..... (2.12)}$$

แทนค่า Vp ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า Vi แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก $\left(\frac{dB}{dt}\right)$ จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม Vp จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้องด้วย

2.4.3 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

ปรกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิทชิ่งจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยา (enameled copper wire) เป็นตัวพัน ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิทชิ่ง กระสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูงๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่ที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็มีผลทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลจากการนำกระแสแค่เพียงที่ผิวของลวดทองแดง (Skin effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบๆตัวมัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy current) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้ จะทำให้กระแสปรกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง

จากผิวของลวดทองแดงลึกลงมาในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีลดค่าลงมาเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวมัน เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาผิวนำกระแสของขดลวดทองแดง (skin depth) ความหนาของผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นกับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่ 100 C ความหนาของผิวนำกระแสจะมีค่า

$$\nabla = \sqrt{\frac{5.62}{f}} \quad \text{(มิลลิเมตร)} \qquad \text{..... (2.13)}$$

เมื่อ ∇ คือ ความหนาผิวนำกระแส เป็นมิลลิเมตร

f คือ ความถี่ของกระแส เป็น กิโลเฮิรตซ์

อัตราส่วนระหว่างความต้านทานที่กระแสสลับต่อความต้านที่กระแสตรงของลวดทองแดง(F_R)

เนื่องจากความต้านทานของขดลวดทองแดงนั้นขึ้นกับค่าพื้นที่หน้าตัดนำกระแสของมัน และที่กระแสสลับพื้นที่หน้าตัดนำกระแสของลวดทองแดงจะลดลง เพราะกระแสไหลได้เฉพาะที่ผิวนำกระแส ดังนั้นความต้านที่กระแสสลับของลวดทองแดงจึงมีค่ามากกว่าความต้านทานเมื่อมันนำกระตรง

อัตราส่วนระหว่างความต้านทานของลวดทองแดงที่กระสลับต่อความต้านทานของมันที่กระแสตรง หรือ F_R (resistance factor) อาจหาได้จาก

$$F_R = \frac{R_{AC}}{R_{DC}} = \frac{(d/2\nabla)^2}{(d/2\nabla)^2 - (d/2\nabla - 1)^2} \qquad \text{..... (2.14)}$$

เมื่อ R_{AC} คือ ค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับ เป็นโอห์ม

R_{DC} คือ ค่าความต้านทานของขดลวดทองแดงที่กระตรง เป็นโอห์ม

d คือ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง เป็น มิลลิเมตร

∇ คือ ความหนาผิวนำกระแส เป็นมิลลิเมตร

ในทางปฏิบัติ ค่า F_R อาจหาได้จากประมาณค่า โดย

$$F_R \cong \frac{1}{4}\left(\frac{d}{\nabla} + 1\right) \quad \text{ถ้า} \quad \frac{d}{\nabla} \geq 5 \qquad \text{..... (2.15)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลือกขนาดลวดทองแดงและการพันหม้อแปลงสวิทชิ่ง

เมื่อต้องการพันหม้อแปลงโดยกำหนดให้

$$T = \frac{b_w}{N} \qquad \text{.....(2.16)}$$

และ $$\nabla = \sqrt{\frac{5.62}{f}} \quad \text{ที่ } 100C \qquad \text{.....(2.17)}$$

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของลวดทองแดง

จะได้ว่า

1. ถ้าค่าของอัตราส่วน $T/\nabla > 2$ การพันลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบภายในชั้นเดียว (single layer) จะเกิดการสูญเสียในขดลวดทองแดงน้อยที่สุด แต่ในกรณีพันแทรกกลาง เมื่อ ค่า $T/\nabla > 6$ การพันขดลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบภายในครึ่งชั้น (half layer) จะเกิดการสูญเสียในขดลวดทองแดงน้อยที่สุด

2. ถ้าค่าอัตราส่วน $T/\nabla < 2$ การพันลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบสามารถพันได้มากกว่าหนึ่งชั้น แต่จำนวนชั้นยิ่งน้อยการสูญเสียจะน้อยตามไปด้วย

3. กรณีที่การพันลวดทองแดงให้ได้ครบตามจำนวนรอบมีจำนวนชั้นมากกว่าหนึ่งชั้น การพันลวดทองแดงแบบเว้นระยะห่างเท่าๆกัน (spaced winding) ค่าความต้านทานที่กระแสสลับของขดลวดจะน้อยกว่าการเรียงลวดทองแดงให้ชิดกัน แต่ในกรณีที่การพันลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบมีจำนวนชั้นได้เพียงชั้นเดียวหรือน้อยกว่า ต้องพันลวดทองแดงให้เรียงชิดกันเท่านั้น

การเลือกขนาดของลวดทองแดง

1. ให้คำนวณค่าประมาณของขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดงจาก

$$d_{id} = \left(\frac{17.1 b_w}{N \bullet f}\right)^{\frac{1}{3}} \quad \text{มิลลิเมตร} \qquad \text{.....(2.18)}$$

เมื่อ d_{id} คือ ค่าคำนวณของขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางลวดทองแดง เป็นมิลลิเมตร

b_w คือ ค่าระยะสำหรับพันขดลวดบนบอบบิ้น เป็น มิลลิเมตร

N คือ จำนวนรอบของขดลวด เป็นรอบ

f คือ ความถี่การทำงานของหม้อแปลง เป็นกิโลเฮิรตซ์

2. เลือกขนาดของขดลวดทองแดงที่มีผลิตจริง ที่ใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณ d_{id} มากที่สุด บันทึกค่า d , d_o , t_{min} และ R_{dc} เอาไว้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. คำนวณจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงที่จะได้เมื่อพันครบจำนวนรอบจากค่า t_{min} ดังนี้

$$p_{id}=\frac{N}{\left(\frac{b_w}{t_{min}}-1\right)} \qquad \text{.....(2.19)}$$

3.1 ถ้าค่าจำนวนชั้น $p_{id} \leq 1$ ขนาดของลวดทองแดงที่เลือกมายังใช้ไม่ได้ ให้เลือกขนาดของลวดทองแดงใหม่ โดยเปลี่ยนไปใช้วิธี คำนวณในกรณีที่จำนวนชั้นมีชั้นเดียวหรือครึ่งชั้น

3.2 ปัดเศษของจำนวนชั้น p_{id} ที่คำนวณได้ให้เป็นจำนวนเต็ม โดยปัดขึ้นเพื่อให้ได้จำนวนชั้นเป็นจำนวนเต็ม p

4. คำนวณระยะห่างขดลวดในชั้น (winding pitch) จาก

$$l=\frac{pb_w}{(N+p)} \qquad \text{.....(2.20)}$$

ในการพันขดลวดระยะห่างของขดลวดระหว่างรอบจะกำหนดได้จากค่า t ที่คำนวณได้

5. เลือกค่าความหนาของเทปฉนวนเพื่อรองพันขดลวดในแต่ละชั้น ความสูงของขดลวดบนบอบบิ้นเมื่อพันครบจำนวนรอบจะมีค่าเท่ากับ

$$H_{id}=p(d_o+i) \qquad \text{.....(2.21)}$$

เมื่อ i คือ ความหนาของเทปฉนวนที่ใช้เป็นมิลลิเมตร

6. คำนวณค่าอัตราส่วน F_R จาก

$$F_R=1+\frac{1}{2}(d/d_{id})^6 \qquad \text{.....(2.22)}$$

7. คำนวณค่าความต้านทานที่กระแสสลับต่อหนึ่งหน่วยความยาว(R_{ac}) จาก

$$R_{ac}=F_R R_{DC} \qquad \text{.....(2.23)}$$

เมื่อ R_{DC} คือค่าความต้านทานที่กระแสตรงต่อหนึ่งหน่วยความยาวของลวดทองแดง

8. ดังนั้นกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวด P_W จะมีค่า

$$P_W=CI^2_{RMS}\cdot N\cdot \ell_{av}\cdot R_{ac} \qquad \text{.....(2.24)}$$

เมื่อ ℓ_{av} คือ ค่าเฉลี่ยของความยาวขดลวดต่อหนึ่งรอบ เป็นเมตร

C คือ ค่าตัวคูณเท่ากับ 1 (กรณีเป็นการพันขดลวดแบบธรรมดา)
และเท่ากับ 2 (กรณีเป็นการพันแบบแยกส่วนพัน)

I_{RMS} คือ ค่ากระแส RMS ที่ผ่านขดลวด เป็น แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีจำนวนชั้นมีชั้นเดียวหรือมีเพียงครึ่งชั้น

1. กำหนดจำนวนชั้น p ให้มีค่าเท่า 1
2. คำนวณระยะห่างขดลวดระหว่างรอบ $t = p\dfrac{b_w}{(N+p)}$ .....(2.25)
3. เลือกขนาดของขดลวด ให้มีค่า $t_{min} \le t$
4. คำนวณค่าความสูงของขดลวดเมื่อพันครบจำนวนรอบจาก

$$H=d_o+I \quad \text{.....(2.26)}$$

5. คำนวณค่า φ จาก

$$\varphi = \sqrt{\frac{0.124\,fd^3}{t}} \quad \text{..... (2.27)}$$

f เป็นกิโลเฮิรตซ์ ,d และ t เป็น มิลลิเมตร

6. หาค่าอัตราส่วน F_R
7. คำนวณค่า R_{AC} จาก $R_{AC}= F_R R_{DC}$
8. คำนวณค่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นจาก

$$p_w=CI^2_{RMS} \cdot N \cdot \ell_{av} \cdot R_{ac} \quad \text{.....(2.28)}$$

อุณหภูมิของหม้อแปลงสวิทชิ่ง

การออกแบบหม้อแปลงสวิทชิ่งจะถือว่าประสบความสำเร็จ ถ้าขณะที่คอนเวอร์เตอร์จ่ายกำลังที่โหลดสูงสุดแล้วหม้อแปลงไม่ร้อน หม้อแปลงจะร้อนเนื่องจากมีกำลังสูญเสียในหม้อแปลงสูง ซึ่งจะเกิดจากกำลังงานสูญเสียภายในขดลวดทองแดงของหม้อแปลงและสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ อุณหภูมิของหม้อแปลงที่เพิ่มขึ้นขณะทำงานเนื่องการสูญเสียในหม้อแปลงอาจคำนวณได้จากสมการ

$$\Delta T = \frac{23.5(P_w + P_c)}{\sqrt{A_e \cdot A_w}} \quad \text{..... (2.29)}$$

เมื่อ ΔT คือ อุณหภูมิของหม้อแปลงที่เพิ่มขึ้นจากอุณหภูมิห้อง เป็น °C

P_w คือ กำลังสูญเสียภายในขดลวดทองแดง เป็นวัตต์

P_c คือ กำลังสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ เป็น วัตต์

A_e คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็น ตารางเซนติเมตร

A_w คือ ขนาดช่องพันขดลวดของบอบบิ้น เป็นตารางเซนติเมตร

เพื่อไม่ให้อุณหภูมิของหม้อแปลงสูงเกินไป และเป็นข้อพิจารณา ในการเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์กับการเลือกขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงที่เหมาะสม การกำค่ากำลังสูญเสียสูงสุดในหม้อแปลงจึงควรทำเป็นอันดับแรกในการออกแบบหม้อแปลงสวิตซิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฉากกั้น RFI และ EMI

ฉากกั้น RFI หรือ Fraraday Screen เพิ่มเข้ามาในหม้อแปลงสวิทชิ่ง เพื่อป้องกันการเกิดกระแส RF ไหลผ่านระหว่างขดไพรมารี่และเซคั่นดารี่ในหม้อแปลง เนื่องจากสนามไฟฟ้าระหว่างขดลวดอาจทำให้เกิดตัวเก็บประจุแฝงคร่อมระหว่างขดไพรมารี่และเซคั่นดารี่ ฉากกั้น RFI จะเป็นตัวผ่านทางให้กระแส RF ที่เกิดขึ้นไหลลงกราวด์ โดยฉากกั้นจะแบ่งตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นออกเป็นสองส่วนแล้วต่อลงกราวด์

ฉากกั้น RFI สามารถทำได้โดยใช้แผ่นตัวนำบางๆ และมีขนาดความกว้างเท่ากับระยะพันขดลวดของบอบบิ้นเพื่อให้คลุมขดลวดได้ทั้งหมด พันรอบบนแกนเพื่อแยกสนามไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารี่และเซคั่นดารี่ออกจากกัน พันให้ครบรอบโดยที่ปลายของฉากกั้น RFI ต้องให้มีการเหลื่อมกันให้น้อยที่สุด เพื่อลดค่าตัวเก็บประจุในฉากกั้นที่เกิดจากการเหลื่อมกันที่ปลายรอบ และให้ใช้ฉนวนรองระหว่างจุดเริ่มต้นและจุดปลายเอาไว้ เพื่อป้องกันการเชื่อมถึงกันทางไฟฟ้าที่จุดเริ่มต้นและจุดปลายของฉากกั้นด้วย

ฉากกั้น EMI (Electromagnetic Screen) จะทำไว้เพื่อลดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ซึ่งจุดที่จะก่อให้เกิดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ได้มากที่สุดของหม้อแปลงสวิทชิ่งก็คือช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์ และลดสัญญาณรบกวน EMI จะทำได้โดยใช้แผ่นทองแดงที่มีความกว้างประมาณ 30 เปอร์เซนต์ของความกว้างบอบบิ้นพันรอบแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อทำฉากกั้น EMI คลุมรอบช่องอากาศคั่นเอาไว้ และบัดกรีเชื่อมจุดเริ่มต้นและจุดปลายเข้าด้วยกัน วิธีนี้จะช่วยลดการแพร่ของสัญญาณรบกวน EMI ได้ถึง 12 dB

ในทางตรงกันข้ามกับแฉกกั้นRFI ฉากกั้น EMI ควรมีค่าความต้านทานไฟฟ้าน้อยที่สุดดังนั้นการใช้แผ่นทองแดงจึงค่อนข้างเหมาะสมและควรมีความหนาไม่ต่ำกว่า 0.25 มิลลิเมตรขึ้นไป

เทปฉนวน

เทปฉนวนสามารถแบ่งออกได้เป็นกลุ่มได้ตามวัสดุที่ใช้ที่อัตราทนอุณหภมิขณะใช้งานของมัน การเลือกใช้เทปฉนวนไม่ว่าจะเป็นกลุ่มใด จะต้องเลือกใช้ให้มีอัตราทนอุณหภูมิมากกว่าอุณหภูมิสูงสุดของลวดทองแดงขณะหม้อแปลงทำงาน จะเห็นว่าเทปฉนวนในกลุ่มที่มีอัตราทนอุณหภูมิใช้งานสูงสุดคือกลุ่ม H นั้น มีอัตราทนอุณหภูมิสูงสุดขณะใช้งานเพียง 180°C อุณหภูมิสูงสุดของขดลวดในหม้อแปลงจึงไม่ควรเกิน 180°C ในทางปฏิบัติเพื่อความปลอดภัยควรกำหนดอุณหภูมิสูงสุดของหม้อแปลงสวิตซิ่งไว้ไม่เกิน 85°C ตามอัตราทนอุณหภูมิปรกติของเทปฉนวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Class of insulation	typical ambient Temperature in °c	maximum operating temperature in °c
0	40	90
A	40	105
B	75	130
F	75	155
H	85	180

ตารางที่ 2.1 การจัดกลุ่มของเทปฉนวนตามอัตราทนอุณหภูมิ

บอบบิ้น

บอบบิ้นทำจากพลาสติกและสามารถลุกติดไฟได้เช่นเดียวกับกรณีของเทปฉนวน ดังนั้นตามมาตรฐานความปลอดภัยแล้ว เม็ดพลาสติกที่นำมาฉีดขึ้นรูปเป็นบอบบิ้นจึงต้องเป็นวัสดุที่ไม่ติดไฟ บอบบิ้นมาตรฐานสำหรับหม้อแปลงสวิตซิ่งควรทำมาจากวัสดุที่มีลักษณะการติดไฟอยู่ในกลุ่ม V-0 ,V-1 และ V-2 (มาตรฐาน IEC) โดยทั่วไปผู้ผลิตบอบบิ้นมักจะใช้วัสดุที่ผ่านมาตรฐานทดสอบของ UL (UL94) เช่น วัสดุในกลุ่ม 94V-0 , 94V-1 และ 94V-2 เป็นต้น ซึ่งสามารถใช้ได้ดีเช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ดีซี มอเตอร์

3.1 หลักการทำงานของดีซีมอเตอร์

ดีซีมอเตอร์เป็นทรานส์ดิวเซอร์แรงบิดซึ่งออกแบบให้มีคุณลักษณะพิเศษคือแรงบิดบิดของเพลาของดีซีมอเตอร์จะเป็นสัดส่วน ϕ โดยตรงกับกระแสอาร์เมเจอร์ แรงบิดของเพลาของดีซีมอเตอร์จะได้จากผลระหว่างสนามแม่เหล็กและขดลวดตัวนำ กระแสที่ไหลในขดลวดตัวนำจะสร้างฟิลด์ที่ประกอบด้วยเส้นแรงแม่เหล็ก ϕ และขดลวดตัวนำเหล่านั้นอยู่ห่างจากศูนย์กลางการหมุนเท่ากับ r ความสัมพันธ์ระหว่างแรงบิดของเพลาและกระแสเท่ากับ

$$T = K\phi I \qquad \text{..... (3.1)}$$

เมื่อ T คือแรงบิดของเพลามีหน่วยเป็น นิวตัน-เมตร

ϕ คือเส้นแรงแม่เหล็กมีหน่วยเป็น เวเบอร์

I กระแสเป็นแอมแปร์

และ K คือตัวคงที่ ดังนั้นแรงบิดของเพลาจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับผลคูณของเส้นแรงแม่เหล็กและกระแสเมื่อขดลวดตัวนำเคลื่อนที่ในสนามแม่เหล็กก็จะทำให้เกิดโวลท์เต็จคร่อมตัวมันเองโวลท์เต็จนี้จะเป็นสัดส่วนกับความเร็วของเพลาของมอเตอร์และการไหลของกระแส ความสัมพันธ์ระหว่างโวลท์เต็จย้อนกลับนี้และความเร็วของเพลามอเตอร์คือ

$$E = K\phi\omega \qquad \text{..... (3.2)}$$

เมื่อ E คือโวลท์เต็จย้อนกลับ emf มีหน่วยเป็นโวลท์

ϕ คือเส้นแรงแม่เหล็กมีหน่วยเป็น เวเบอร์

ω คือความเร็วของมอเตอร์มีหน่วยเป็นเรเดียน / วินาที

3.2 การแยกประเภทของดีซีมอเตอร์

ดีซีมอเตอร์สามารถแบ่งออกได้เป็นหลายประเภทขึ้นอยู่กับลักษณะวิธีการสร้างสนามแม่เหล็กของตัวมอเตอร์และขึ้นอยู่กับพื้นฐานการออกแบบโครงสร้างของอาร์มาเจอร์ ถ้าเราพิจารณาแยกประเภทตามลักษณะการออกแบบโครงสร้างอาร์มาเจอร์สามารถแยกออกได้เป็น 3 แบบคือ

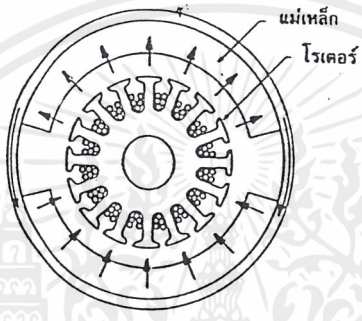
1. ดีซีมอเตอร์แบบอาร์มาเจอร์เป็นแกนเหล็ก
2. ดีซีมอเตอร์แบบอาร์มาเจอร์ที่มีขดลวดพันอยู่บนพื้นผิว
3. ดีซีมอเตอร์แบบอาร์มาเจอร์เป็นขดลวดหมุน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

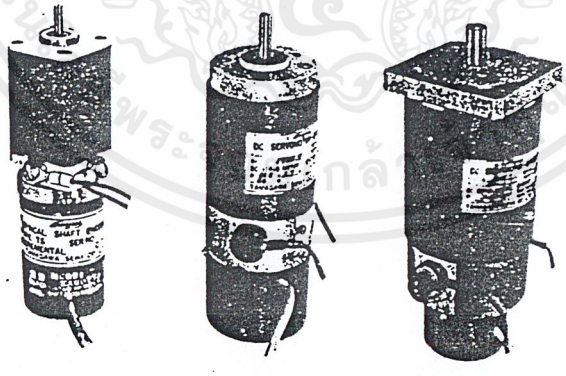
นอกจากนี้ยังมีดีซีมอเตอร์ชนิดพิเศษอีกแบบหนึ่งคือ แบบไม่มีแปรงถ่าน ซึ่งมีหลักการทางเทคโนโลยีเหมือนกับดีซีมอเตอร์ชนิดมีแปรงถ่านยกเว้น การคอมมิวเทชั่นกระทำโดยเทคนิคทางอิเลคทรอนิกส์ แทนที่จะกระทำโดยวิธีการทางเชิงกล

ดีซีมอเตอร์แบบอาร์มาเจอร์เป็นแกนเหล็ก

โครงสร้างของโรเตอร์และสเตทเตอร์ของมอเตอร์แบบแกนเหล็กแสดงดังในรูปที่ 3.1 โครงสร้างของมอเตอร์แบบนี้มีโมเม้นท์ของแรงเฉื่อยสูงที่สุดและค่าอินดัคแต้นซ์ของโรเตอร์สูงที่สุดด้วยดังนั้นมอเตอร์นี้จึงมีปริมาณการจุความร้อนได้สูง และสามารถทนโอเวอร์โหลดได้ในระยะที่ยาวนานโดยไม่ทำให้มอเตอร์เสียหาย



รูปที่ 3.1 แสดงหน้าตัดของดีซีมอเตอร์แบบอาร์มาเจอร์เป็นแกนเหล็ก

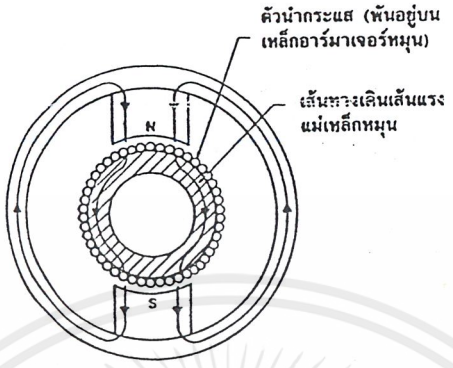


รูปที่ 3.2 ดีซีมอเตอร์และเอนโคโดอร์แบบอาร์มาเจอร์เป็นแกนเหล็กขนาดต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดีซีมอเตอร์แบบอาร์มาเจอร์มีขดลวดพันอยู่บนพื้นผิว

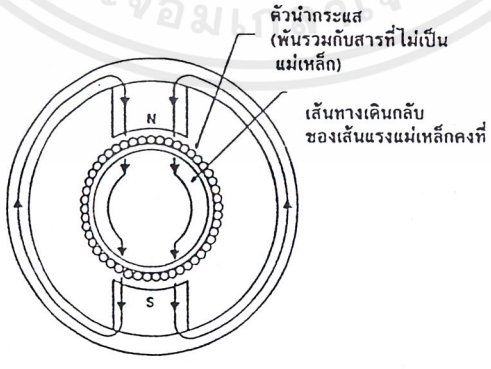
ในรูป 3.3 แสดงถึงการออกแบบของโรเตอร์ที่มีขดลวดพันอยู่บนพื้นผิว โดยไม่มีสล็อททำให้ได้อินดัคเต้นซ์ของโรเตอร์ต่ำกว่าแบบแกนเหล็ก ข้อเสียคือ ทำให้ขนาดของมอเตอร์แบบนี้ใหญ่ขึ้นและราคาแพงกว่าแบบแกนเหล็กด้วย



รูปที่ 3.3 แสดงรูปหน้าตัดของดีซีมอเตอร์แบบมีขดลวดบนพื้นผิว

ดีซีมอเตอร์แบบอาร์มาเจอร์เป็นขดลวดหมุน

มอเตอร์แบบขดลวดหมุนนี้ได้รับการออกแบบเพื่อให้มีโมเม้นท์ของแรงเฉื่อยน้อยมากดังในรูปที่ 3.4 ลักษณะโครงสร้างภายนอกและโครงสร้างของแม่เหล็กมอเตอร์แบบนี้มีช่องว่างอากาศ ระหว่างแม่เหล็กมากกว่ามอเตอร์ทั้งสองแบบที่กล่าวมาแล้ว ดังนั้นจึงจำเป็นต้องออกแบบให้โครงสร้างของแม่เหล็กใหญ่ขึ้นเพื่อให้ได้ช่องว่างของอากาศระหว่างเส้นแรงแม่เหล็กที่เท่ากันกับของมอเตอร์ทั้งสองแบบดังกล่าว ดังนั้นราคาของมอเตอร์แบบนี้จึงมีราคาแพง นอกจากนั้นโครงสร้างของโรเตอร์มีความจุความร้อนต่ำมากถ้าหากเกิดโอเวอร์โหลดก็จะทำให้มอเตอร์เสียหายได้ง่าย และโรเตอร์ลักษณะนี้จะมีค่าอินดัคแต้นซ์ต่ำมากคือน้อยกว่า 10 ไมโครเฮนรี่



รูปที่ 3.4 หน้าตัดของดีซีมอเตอร์แบบมีโรเตอร์เป็นขดลวดหมุน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 เซอร์โวแอมปลิไฟเออร์

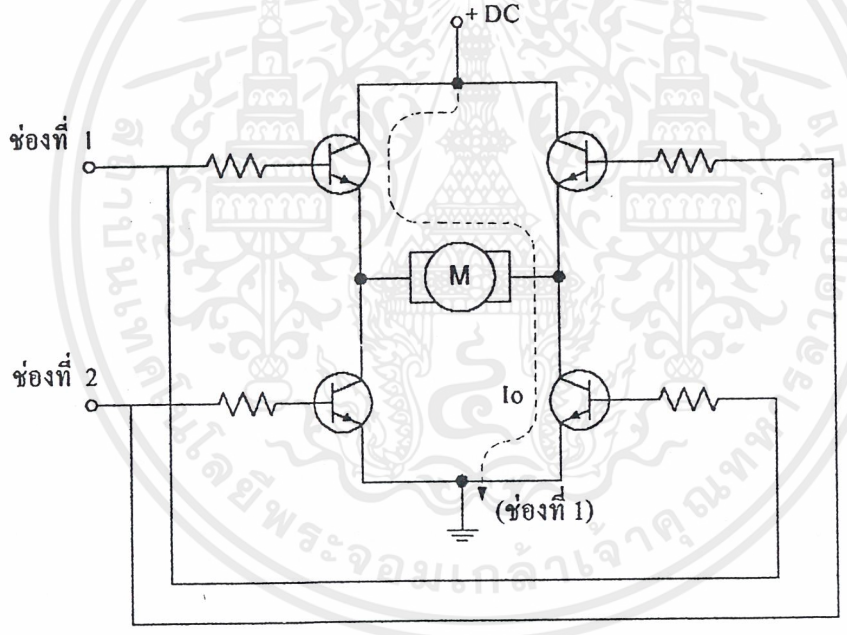
เซอร์โวแอมปลิไฟเออร์สามารถให้เอาท์พุทโวลท์เตจหรือกระแสที่มีค่าเป็นบวกและลบได้ดังนั้นมันจะทำงานได้ใน 4 ควอ็ดแคร้นท์

เราสามารถจัดประเภทของเซอร์โวแอมปลิไฟเออร์ออกได้เป็น 3 ประเภทคือ

1. ลิเนียร์แอมปลิไฟเออร์
2. SCR แอมปลิไฟเออร์
3. สวิทชิ่งแอมปลิไฟเออร์

ลิเนียร์แอมปลิไฟเออร์

เซอร์โวแอมปลิไฟเออร์แบบทรานซิสเตอร์จัดออกได้ตามหลักการออกแบบภาคเอาท์พุท ออกได้เป็น 2 แบบคือ "H" และ "T" มีลักษณะวงจรพื้นฐานดังแสดงในรูปที่ 3.5 และ 3.6



รูปที่ 3.5 ภาคเอาท์พุทแบบ "H"

วงจรภาคเอาท์พุทแบบ "H" หรือแบบบริดจ์ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ 4 ตัว ใช้ดีซีเพาเวอร์ซัพพลายเพียงตัวเดียว ภาคเอาท์พุทแบบนี้มีข้อดีคือ ง่าย เพาเวอร์ซัพพลายใช้เพียงขั้วเดียว(+DC) และ การป้องกันโวลท์เตจย้อยกลับจะมีการแบ่งส่วนกันระหว่างทรานซิสเตอร์อย่างไรก็ตามเป็นการยากที่จะให้วงจรภาคเอาท์พุทแบบนี้ทำงานเป็นลิเนียร์ และกระทำการป้อนกลับของกระแสและโวลท์เตจจากมอเตอร์กระทำได้ยาก เนื่องจากมอเตอร์อยู่ในสภาวะลอยตัว (หรือไม่ได้ต่ออยู่กับกราวนด์)

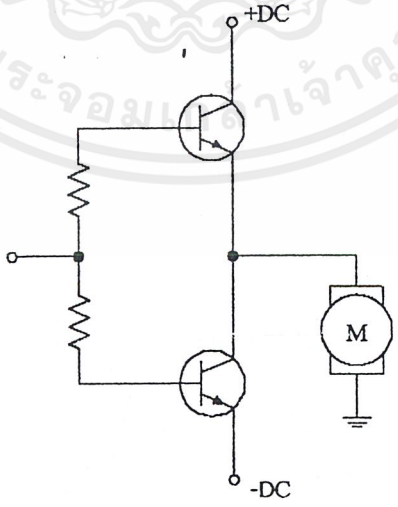
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรภาคเอาท์พุทแบบ "T" จะต้องใช้เพาเวอร์ซัพพลายสองชุด (+DC และ –DC) และทรานซิสเตอร์ 2 ตัวที่เป็นคอมพลีเมนทารี่กัน แต่สามารถไดรว์ให้เป็นลิเนียร์ได้ง่ายและสามารถกระทำการป้อนกลับของโวลท์เตจและกระแสได้ง่าย ด้วยเหตุดังกล่าวนี้วงจรแบบ "T" มักได้รับการนิยมใช้เป็นลิเนียร์แอมปลิไฟเออร์ การไบอัสเอาท์พุททรานซิสเตอร์ต้องให้ความระมัดระวังเป็นพิเศษ เพราะถ้าหากทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวนำกระแสในเวลาเดียวกันจะทำให้เกิดการลัดวงจรระหว่างเพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองชุด

คุณสมบัติที่แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างอินพุทกับเอาท์พุท ของภาคเอาท์พุทตามปกติมักจะมีลักษณะของ เดดโซน (Dead zone) ซึ่งเป็นลักษณะนอนลิเนียร์ของแอมปลิไฟเออร์ ถ้าเราให้แอมปลิไฟเออร์นั้นมีการป้อนกลับแบบลบก็สามารถลดความเป็นนอนลิเนียร์ดังกล่าวลงได้ในกรณีแอมปลิไฟเออร์ใช้งานเป็นแบบ ออน-ออฟ คอนโทรล ค่าของเดดโซนไม่เป็นสิ่งสำคัญ เนื่องจากแอมปลิไฟเออร์จะทำงานเฉพาะในส่วนที่นำกระแสหรือไม่นำกระแสเท่านั้น

เอาท์พุทเพาเวอร์ของลิเนียร์แอมปลิไฟเออร์จะถูกกำจัดด้วยปริมาณความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาคเอาท์พุทเอง เนื่องจากเพาเวอร์ที่สูญเสียในภาคเอาท์พุทจะเท่ากับผลคูณของกระแสและโวลท์เตจตกคร่อมทรานซิสเตอร์ ทรานซิสเตอร์ และฮีทซิงค์ที่ต่อร่วมอยู่จะต้องสามารถทนต่อความร้อนที่เกิดจากเพาเวอร์ที่สูญเสียในตัวทรานซิสเตอร์

แฟคเตอร์อีกอันหนึ่งที่ต้องพิจารณาในการออกแบบลิเนียร์แอมฟลิไฟเออร์ เซคอนดารี่เบรคดาวน์ แร็คเตอร์ริสติคของทรานซิสเตอร์ซึ่งจะเป็นตัวลิมิตระยะเวลาการไหลของกระแสพีคที่ระดับโวลท์เตจที่กำหนดเพื่อแน่ใจว่าไม่เกินลิมิตดังกล่าว ดังนั้นลิเนียร์หรือเซอร์โวแอมปลิไฟเออร์ควรจะต้องมีวงจรลิมิตกระแสเพื่อป้องกันไม่ให้แอมปลิไฟเออร์พังหรือเสียหายได้ภายใต้เงื่อนไขที่มอเตอร์ถูกจับให้หยุดหรือมีโหลดทอร์กเกินไป



รูปที่ 3.6 ภาคเอาท์พุทแบบ "T"

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

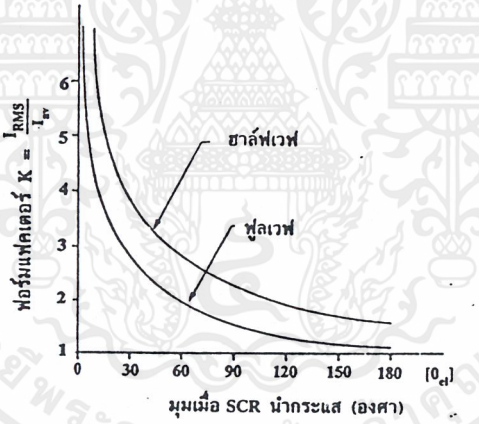
SCR แอมปลิไฟเออร์

ระบบคอนโทรลความเร็วด้วย SCR มักจะใช้ เอ-ซี เพาเวอร์ไลน์ที่ความถี่ 50- 60 Hz สำหรับระบบ single phase แบบฮาล์ฟ-เวฟ แบนด์วิดท์ของระบบถูกจำกัดอยู่ที่ 2-3 Hz ส่วนระบบฟลู-เวฟ แบบสามเฟสจะมีแบนด์วิดท์อยู่ที่ 25-30 Hz

ระบบคอนโทรลความเร็วที่ใช้ SCR จะไม่สามารถคอนโทรลความเร็วได้ช่วงพิสัยกว้างเหมือนกับการคอนโทรลด้วยลิเนียร์ทรานซิสเตอร์แอมปลิไฟเออร์ ปัญหาหนักอีกอันหนึ่งของการคอนโทรลดีซีมอเตอร์ด้วย SCR คือมันจะให้ฟอร์มแฟคเตอร์ที่มีค่าสูงซึ่งอาจจะทำให้การทำงานของมอเตอร์เลวลงและมีผลทำให้เกิดความร้อนในตัวมอเตอร์

ฟอร์มแฟคเตอร์ของการคอนโทรลด้วย SCR จะขึ้นอยู่กับชนิดของการคอนโทรล ขนาดของมุมที่นำกระแส และขึ้นอยู่กับอินดัคแต้นซ์ของมอเตอร์ ดังนั้นจึงยากที่จะหาค่าฟอร์มแฟคเตอร์โดยที่ไม่รู้รายละเอียดการนำไปประยุกต์ใช้งาน

เราสามารถจะทำให้ฟอร์มแฟคเตอร์มีค่าน้อยลงได้โดยการเพิ่มอินดัคแต้นซ์อนุกรมกับวงจรของมอเตอร์ซึ่งจะทำให้แบนด์วิดของระบบลดลง ซึ่งจะมีผลกระทบถึงช่วงพิสัยของความเร็วหรือเสถียรภาพของระบบ

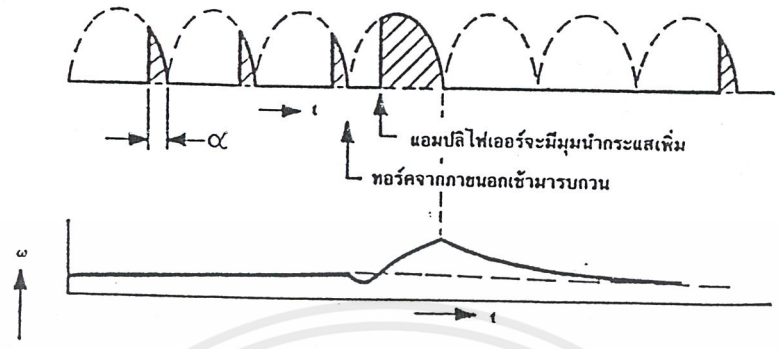


รูปที่ 3.7 แสดงค่าฟอร์มแฟคเตอร์ต่อขนาดของมุมนำกระแส

ปัญหาที่สำคัญอีกอันหนึ่งในระบบคอนโทรลความเร็วด้วย SCR คือ transportation lag ในระบบที่เกิดจากการกำหนดมุมให้ SCR นำกระแสแต่ละฮาล์ทไซเคิลมีระยะห่างกันมากเกินไปหมายถึงในกรณีการคอนโทรลที่ความเร็วต่ำระบบที่อยู่ในสถานะภาพดังกล่าวจะทำงานในลักษณะที่มีขนาดของมุมการนำกระแสน้อยมาก ดังแสดงในรูปที่ 3.8 และถ้าหากได้รับการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด ซึ่งจะยังผลให้ความเร็วเปลี่ยน และเป็นสาเหตุให้สัญญาณเออร์เรอร์ไปทำให้ภาคเอาท์พุทมีขนาดของมุมการนำกระแสเพิ่มขึ้นอย่างมาก จากนั้นจะเกิดผลการเปลี่ยนแปรของเพาเวอร์อย่างหนักคือส่วนของการนำกระแสในฮาล์ฟไซเคิลเพิ่มขึ้น แม้ว่าในระหว่างสัญญาณเออร์เรอร์จะกลับเข้าสู่ค่าปกติแล้วก็ตาม ในตอนนี้มอเตอร์จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีความเร็วสูงที่ผิดไปเป็นจำนวนมากซึ่งมันจะต้องลดความเร็วลงสู่ความเร็วที่กำหนดไว้อีกครั้งคือมีเพ็ทเทอนของมุมนำกระแสคล้ายเดิม คุณลักษณะนี้เป็นการเกิดความเร็วติดขัดหรือกระตุก (cogging action)



รูปที่ 3.8 ผลการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใดในระบบคอนโทรลด้วย SCR

การแก้ไขปัญหาของระบบดังกล่าวที่กระทำได้ไม่ยากก็คือ ทำให้ผลตอบสนองของระบบช้าลงโดยใช้ lag network ก็จะทำให้ผลของความไม่เสถียรภาพหายไป แต่ก็จะทำให้ระบบมีผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนโหลด และการเปลี่ยนแปลงคำสั่งของความเร็วเป็นไปอย่างเชื่องช้า การแก้ปัญหาด้วย lag network เพื่อทำให้ระบบมีผลตอบสนองช้าลงนี้ไม่มีความจำเป็นในระบบการใช้งานที่มีโหลดคงที่หรือโหลดมีค่าโมเม้นของความเฉื่อยสูง ระบบการคอนโทรลความเร็วที่มีช่วงพิสัยการปรับความเร็วกว้าง มีคุณภาพการคอนโทรลสูงจะไม่ใช้การแก้ปัญหาด้วย lag network

การชดเชยระบบคอนโทรลด้วย SCR ได้ถูกต้องเหมาะสมกับการประยุกต์ไปใช้งานการคอนโทรลด้วย SCR ก็เป็นระบบคอนโทรลความเร็วที่ดี เรามีแฟคเตอร์หลักที่ต้องพิจารณาดังนี้

- คุณภาพการทำงานของระบบ
- ราคา
- ความคล่องตัวในการใช้งาน
- อัตกประโยชน์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิทชิ่งแอมปลิไฟเออร์

ลิเนียร์แอมปลิไฟเออร์ที่ใช้ในระบบคอนโทรลความเร็วจะมีปัญหาเกี่ยวกับความร้อนที่เกิดในภาคเอาท์พุทซึ่งจำเป็นต้อง ใช้พัดลมระบายความร้อนในลิเนียร์แอมปลิไฟเออรีที่มีขนาดมากกว่า 100 ถึง 200 วัตต์

สวิทชิ่งแอมปลิไฟเออร์สามารถแก้ปัญหาความร้อนที่เกิดในภาคเอาท์พุทได้ โยภาคเอาท์พุทของสวิทชิ่งแอมปลิไฟเออร์จะทำงานเป็นสวิทชิ่งอย่างรวดเร็วจากสถานะที่ไม่นำกระแสไปสู่สถานะการนำกระแสเต็มที่ ดังนั้นจะทำให้ภาคเอาท์พุททำงานในย่านที่มีการสูญเสียน้อยที่สุด

ปัจจุบันเราสามารถออกแบบเพาเวอร์สวิทชิ่งแอมปลิไฟเออร์ที่สามารถให้เอาท์พุทเป็น square wave ที่มีสวิทชิ่งเรทถึง 50 KHz การที่จะได้สวิทชิ่งสูงๆ นั้นเราต้องใช้เทคนิคการป้อนกลับด้วยกระแสบวก ด้วยเทคนิคนี้จะทำให้ระบบเซอร์โวมีแบนด์วิดท์ได้หลาย KHz

เพาเวอร์ที่สูญเสียในสวิทชิ่งแอมป์มีสาเหตุมาจากสองประการคือ

1. ฟอร์เวอด์โวลท์เดจตกคร่อมเอาท์พุททรานซิสเตอร์มีค่าประมาณ 1 หรือ 2 โวลท์
2. ทรานซิชั่นไทม์ (transition time) คือเวลาที่ใช้ในการสวิทช์จากสถานะ ON ไปสู่สถานะ OFF

การคอนโทรลเพาเวอร์ด้วยสวิทชิ่งแอมปลิไฟเออร์กระทำได้ 3 วิธีที่เป็นพื้นฐานดังนี้

1. พัลซ์-วิดท์โมดูเลชั่น (PWM)
2. พัลซ์-ฟรีเควนซีโมดูเลชั่น (PFW)
3. ซิลิคอน คอนโทรลเรคติไฟเออร์ (SCR)

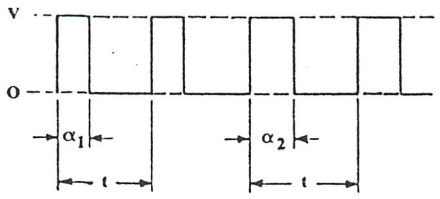
ซึ่งในที่นี้จะขอกล่าวถึงเฉพาะ พัลซ์-วิดท์โมดูเลชั่น เนื่องจากเป็นที่นิยมใช้ในการควบคุมดีซีมอเตอร์ ซึ่งสามารถศึกษารายละเอียดได้จากหัวข้อถัดไป

3.4 พัลซ์วิดท์โมดูเลชั่นแอมปลิไฟเออร์ (PWMA)

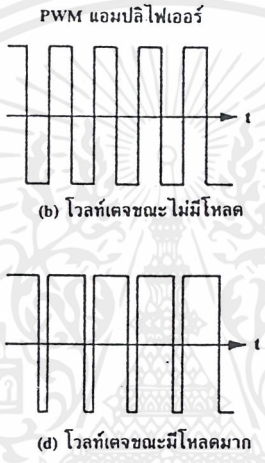
ระบบ PWM ปกติจะใช้ ดีซีซัพพลายและแอมปลิไฟเออร์เป็นตัวสวิทชิ่งซัพพลายโวลท์เตจให้ ON และ OFF ที่ความถี่คงที่และมีส่วนของมุม ON ที่ปรับค่าได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.8 ดังนั้นเราสามารถปรับค่าโวลท์เตจที่จ่ายให้โหลดได้ ปริมาณของเพาเวอร์ที่ส่งผ่านให้โหลดจะขึ้นอยู่กับสวิทชิ่งเรท และอินดัคแต้นซ์ของโหลด

เมื่อโหลดเพิ่มขึ้นความถี่ของ PWM แอมปลิไฟเออร์จะคงที่ แต่จะเปลี่ยนค่าดิวตี้ไซเคิลไปตามโหลด ดังรูปที่ 3.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 แสดงรูปคลื่นโวลท์เตจของ PWM แอมปลิไฟเออร์



รูปที่ 3.10 แสดงให้เห็นว่า PWM แอมปลิไฟเออร์จะเปล่ยนดิวตี้ไซเคิลไปตามโหลด

ในระบบ ดีซีเซอร์โว แอมปลิไฟเออร์จะมีหน้าควบคุมกระแสและโวลท์ที่ใช้ในการขับเคลื่อนมอเตอร์ เพื่อให้ได้ค่าความเร็วตามที่ต้องการ อย่างลิเนียรแอมปลิไฟเออร์ซึ่งเป็นแอมปลิไฟที่มีความสัมพันธ์ อย่างง่ายๆ และมีช่วงแบนด์วิดท์กว้างมาก แต่คุณสมบัติแอมปลิไฟมีข้อจำกัดบางประการ เพราะแอมปลิไฟต้องสูญเสียพลังงานไปที่เอาท์พุททรานซิสเตอร์มาก เช่นมอเตอร์ตัวหนึ่งต่ออนุกรมกับแอมปลิไฟ โดยใช้ซัพพลายร่วมกัน ซัพพลายจ่ายไฟ 50 โวลท์ มอเตอร์ใช้ไฟไป 10 โวลท์ และกระแส 20 แอมแปร์ มอเตอร์จึงกินพลังงานไป 200วัตต์ แต่จะเห็นว่ามีการสูญเสียที่แอมปลิไฟถึง 800 วัตต์ คือจะมากเป็น 4 เท่าของมอเตอร์

วิธีหนึ่งที่จะแก้ปัญหาการสูญเสียพลังงานคือใช้แอมปลิไฟควบคุมมอเตอร์โยการเปลี่ยนแปลงดิวตี้ไซเคิล Duty cycle ของโวลท์เตจที่จ่ายให้แก่มอเตอร์ แอมปลิไฟนี้เรียกว่า “ สวิทชิ่งแอมปลิไฟ” ซึ่งสามารถควบคุมความเร็วต่ำๆโดยมีแรงบิดสูงอยู่โดยไม่สิ้นเปลืองพลังงานเหมือนพวกลิเนียร์แอมปลิไฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิทชิ่งแอมปลิไฟนี้ทรานซิสเตอร์แอมปลิไฟจะทำหน้าที่คล้ายสวิท เมื่อทรานซิสเตอร์นำกระแสโวลท์เตจตกคร่อมตัวมันจะน้อยมากจนสามารถตัดทิ้งได้ แต่เมื่อมันหยุดนำกระแสโวลท์เตจที่ตกคร่อมตัวมันจะมีค่ามากเข้าใกล้ Vcc และมีกระแสไหลผ่านน้อยมากถือได้ว่าเป็นศูนย์ ด้วยเหตุดังกล่าวนี้การสูญเสียในเอาท์พุททรานซิสเตอร์จึงมีค่าต่ำ ระบบสวิทชิ่งสามารถสร้างได้หลายวิธีมีทฤษฎีหนึ่งในการทำให้แอมปลิไฟสวิทด้วยความถี่คงที่และสามารถแปรค่าของ on และ off ของพัลซ์ได้ตามต้องการแอมปลิไฟชนิดนี้เรียกว่า พัลซ์วิดโมดูเลเตอร์ (PWM) แอมปลิไฟซึ่งถ้าเราสามารถออกแบบให้แปรค่าได้ทั้งค่าพัลซ์ และความถี่แล้วก่อให้เกิดประโยชน์ในการควบคุมรักษากระแสสูงๆได้ แต่อาจเกิดออสซิเลทหรือทำให้เกิดเสียงร้องที่ความถี่รีโซแนนท์ ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงแอมปลิไฟแบบ PWM ที่มีความถี่คงที่เท่านั้น

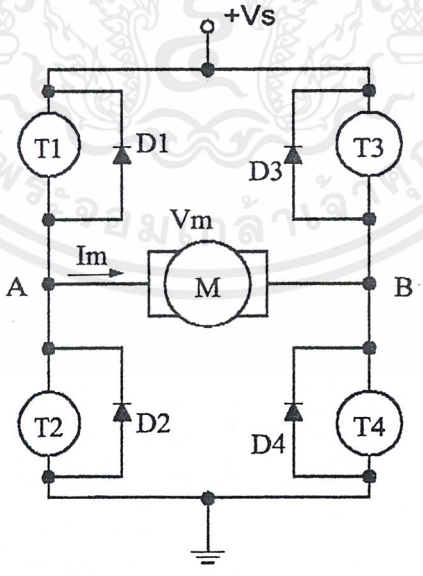
แอมปลิไฟแบบ PWM สามารถทำงานได้ 3 แบบคือไบโพล่าร์ ยูนิโพล่าร์ และลิมิตยูนิโพล่าร์ซึ่งในบทนี้เราจะได้อธิบายรายละเอียดในแต่ละแบบ เราจะได้ศึกษาปัญกาการสูญเสียในแอมปลิไฟตลอดจนปัญหาการรักษาความถี่ในการสวิทให้ถูกต้อง

การทำงานของพัลซ์วิดท์โมดูเลชั่นแอมปลิไฟเออร์

แอมปลิไฟแบบ PWM สามารถแบ่งได้เป็น 3 ชนิด ตามลักษณะของการทำงานคือ ไบโพล่าร์ ยูนิโพล่าร์ และลิมิตยูนิโพล่าร์ สำหรับแบบไบโพล่าร์ซึ่งง่ายที่สุดจะดูแลการทำงานได้ตามรูปที่ 3.11 โดยเราจะกำหนดให้มีความถี่การสวิทช์เป็น f_s t_{on} ที่เกิดขึ้นในส่วนแรกและ t_{off} เกิดในส่วนหลังโดย

t_{on} เมื่อ $0 \le t \le t1$

t_{off} เมื่อ $t1 \le t \le t_f$



รูปที่ 3.11 พัลซ์วิดท์โทดูเลชั่นแอมปลิไฟเออร์สำหรับดีซีมอเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไบโพล่าร์ จะมี T_1 และ T_4 นำกระแสระหว่างเฟส on ส่วน T_3 และ T_3 จะนำกระแสขณะเฟส Off จะได้ฟังก์ชั่นตกคร่อมมอเตอร์เป็น

$$Vm = V_{AB}\begin{cases} Vs 0 \le t \le t_1 \\ -Vst_1 \le t \le t_f \end{cases} \qquad \text{..... (3.3)}$$

แบบยนิโพล่าร์ จะลดจำนวนทรานซิสเตอร์ในการสวิทช์ลงการสวิทช์ขึ้นกับ Vin เป็นบวกหรือเป็นลบ เมื่อ Vin เป็นบวก T_4 จะนำกระแสตลอดคาบ ในขณะที่ T_1 นำกระแสในช่วงเฟส on และ T_2 จะนำกระแสในช่วงเฟส Off เมื่อ Vin เป็นลบ T_2 จะนำกระแสตลอด โดยมี T_3 และ T_4 สลับกันทำงานเมื่อ Vin เป็นบวกได้

$$Vin = \begin{cases} Vs 0 \le t \le t_1 \\ 0 t_1 \le t \le t_f \end{cases} \qquad \text{.....(3.4)}$$

การแสดงค่า Vin ในทางลบจะเหมือนกันเพียงแต่ Vin เป็นลบเท่านั้น

จากลักษณะของ 2 แบบดังที่กล่าวมานั้นมีประโยชน์เหมือนกัน ซึ่งในแต่ละกรณีจะมีทรานซิสเตอร์คู่หนึ่ง (T_1,T_2) หรือ (T_3,T_4) จะหยุดนำกระแสที่อีกคู่หนึ่งนำกระแสซึ่งมีเวลาเก็บสะสมและเวลาที่ปล่อยออกของทรานซิสเตอร์เกิดขึ้นและมันอาจเป็นไปได้ที่ทรานซิสเตอร์ทั้งหมดจะนำกระแสในเวลาเดียวกัน ซึ่งจะทำให้เกิดการลัดวงจรของซัพพลาย เราจำเป็นต้องหลีกเลี่ยงภาวะดังกล่าว ซึ่งสามารถทำได้โดยการสร้างช่วง Delay Time ระหว่างการหยุดนำกระแสและนำกระแสของของทรานซิสเตอร์และด้วยเหตุผลดังกล่าวความถี่ของการสวิทช์จะถูกจำกัดในวงที่แคบลง

แบบที่ 3 ของการทำงานคือแบบ ลิมิตยูนิโพล่าร์จะแสดงให้เห็นคือความจำเป็น ต้องมีช่วง Delay ซึ่งการสวิทช์ขึ้นกับค่า Vin เมื่อ Vin เป็นบวก T_4 จะนำกระแสตลอด T1 จะต้องสวิทช์เป็น on ในช่วงเฟส on ดังนั้นในช่วงเฟส on ทั้ง T1 และ T4 จะ on ยังผลแก่โวลท์เตจของมอเตอร์ Vm คือ

$$Vm = Vs 0 \le t \le t_1 \qquad \text{..... (3.5)}$$

ระหว่างเฟส Off จะมี T_4 นำกระแสเพียงตัวเดียวเป็นผลให้ Vin ขึ้นกับ Iab ตราบใดที่ Iab 〉 0 ซึ่งเป็นสภาวะปกติ เมื่อ Vab 〉0 กระแส Iab จะไหลผ่าน D2 และ T4 เป็นผลให้ Va=0 และ

$$Vm = V_{AB} = 0 \text{ เมื่อ } \begin{cases} t_1 \le t \le t_f \\ I_{AB} \ge 0 \end{cases} \qquad \text{.....(3.6)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีที่ Iab เป็นลบ กระแสจะไหลผ่าน D1 และ D4 เป็นผลให้ $V_A = V_S$ และ

$$Vm = V_{AB} = Vs \quad \text{เมื่อ} \quad \begin{cases} t_1 \le t \le t_f \\ I_{AB} \le 0 \end{cases} \qquad \text{.....(3.7)}$$

ซึ่งเกิดขึ้นภายหลังเปลี่ยนขั้ว Vin

ในที่สุดถ้าเราสามารถทำให้ $I_{AB} = 0$ จะทำให้ ทั้ง D1 และ D2 ไม่นำกระแสและโวลท์เตจ Vin จะอยู่ระหว่างค่าศูนย์และ Vs ดังตอไปนี้

$$0 \le Vm \le Vs \quad \text{เมื่อ} \quad \begin{cases} t_1 \le t \le t_f \\ I_{AB} = 0 \end{cases} \qquad \text{.....(3.8)}$$

อย่างไรก็ตามถ้า I_{AB} มากกว่าศูนย์เป็นสภาวะปกติเมื่อ Vin มากกว่า แบบยูนิโพลาร์และแบบลิมิตยูนิโพล่าร์ จะแสดงคุณสมบัติคล้ายกันมาก

3.5 เทคนิคการลิมิตกระแส

เมื่อดีซีมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวรได้รับการขับเคลื่อนด้วยเพาเวอร์แอมปลิไฟทรานซิสเตอร์ซึ่งมีการบังคับด้วยตัวลิมิตกระแสที่เชื่อถือได้ ทั้งมอเตอร์และแอมปลิไฟอาจถูกทำให้เสียหายได้โดยภาวะปกติกระแสที่ไหลเกินขีดจำกัดแม้ในช่วงเวลาอันสั้นตัวลิมิตกระแสโดยทั่วไปควรจะมีคุณสมบัติดังต่อไปนี้

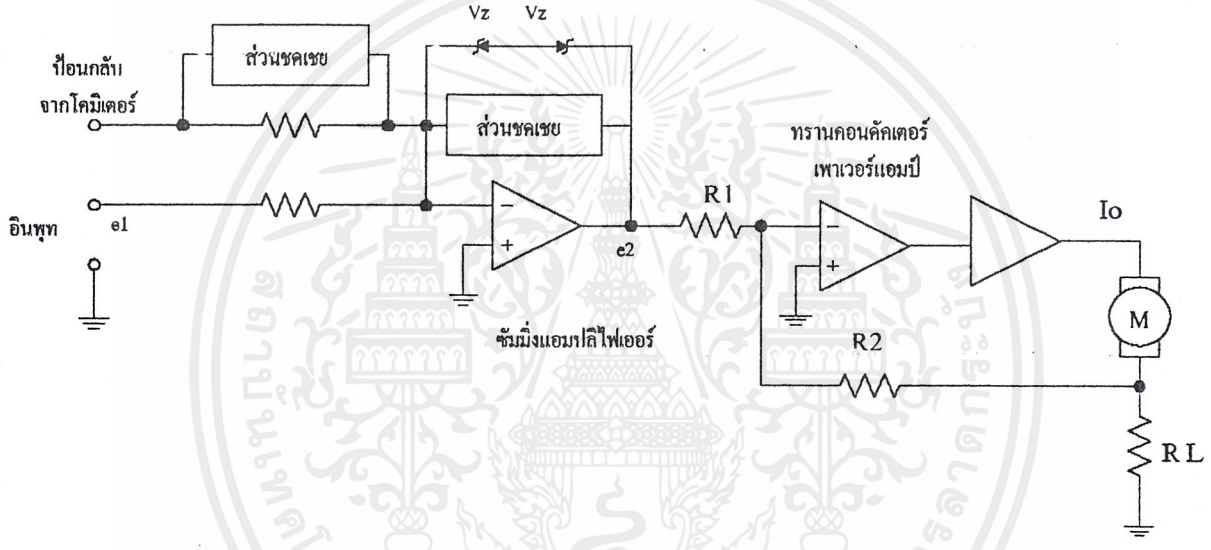
1. ตัวลิมิตกระแสต้องสามารถรักษาคุณสมบัติการลิมิตได้ราบเรียบแม้ว่าจะเกิดโอเวอร์ไดร์จำนวนมากก็ตาม
2. ตัวลิมิตต้องมีผลตอบสนองที่รวดเร็วพอที่จะป้องกันกระแสโอเวอร์ชูทเมื่อมอเตอร์ลดอัตราเร็วความเร็วลงจากความเร็วสูง
3. ตัวลิมิตควรอยู่ในลักษณะปิดลูปเพื่อป้องกันเออร์เรอร์โวลท์เตจที่ได้จากซัมมิ่งแอมปลิไฟสูงเกินไปเมื่อระดับกระแสถูกจำกัด
4. ในทางทฤษฎีตัวลิมิตกระแสควรอยู่ใกล้เอาท์พุททรานซิสเตอร์มากที่สุด

คุณสมบัติอื่นๆเช่น ความสามารถในการปรับแต่ง ลิมิตกระแสได้สองภาคหรือการลิมิตกระแสย้อนกลับ ซึ่งอาจจำเป็นในการประยุกต์ใช้งานบางอย่าง เมื่อต้องการให้คุณสมบัติการลิมิตกระแสในระบบอาจจำเป็นต้องมีการประนีประนอม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพาเวอร์แอมปลิไฟแบบ ทรานส์คอนดัคแต้นซ์ เป็นแอมปลิไฟที่มีกระแสเอาท์พุทเป็นสัดส่วนกับอินพุทโวลท์เตจ และเรามักนิยมนำมาใช้สำหรับเหตุผล 2 ข้อต่อไปนี้

1. เพราะว่าโวลท์เตจขับอินพุทถูกกด และแอมปลิไฟอยู่ในฟอร์มปิดลูปของตัวลิมิตกระแส
2. เราจะป้อนโวลท์เตจที่อินพุทของแอมปลิไฟเท่านั้นเพื่อให้ได้กระแสตามที่ต้องการ เนื่องจากซัมมิ่งแอมปลิไฟจะไปขับเพาเวอร์แอมปลิไฟอีกที่หนึ่ง การกดขนาดของโวลท์เตจคร่อมจุดป้อนกลับของซัมมิ่งแอมปลิไฟจะเป็นการลิมิตค่าเอาท์พุทโวลท์เตจของตัวมันเองดังนั้นเราจะได้ค่ากระแสของมอเตอร์ตามต้องการดังในรูปที่ 3.12



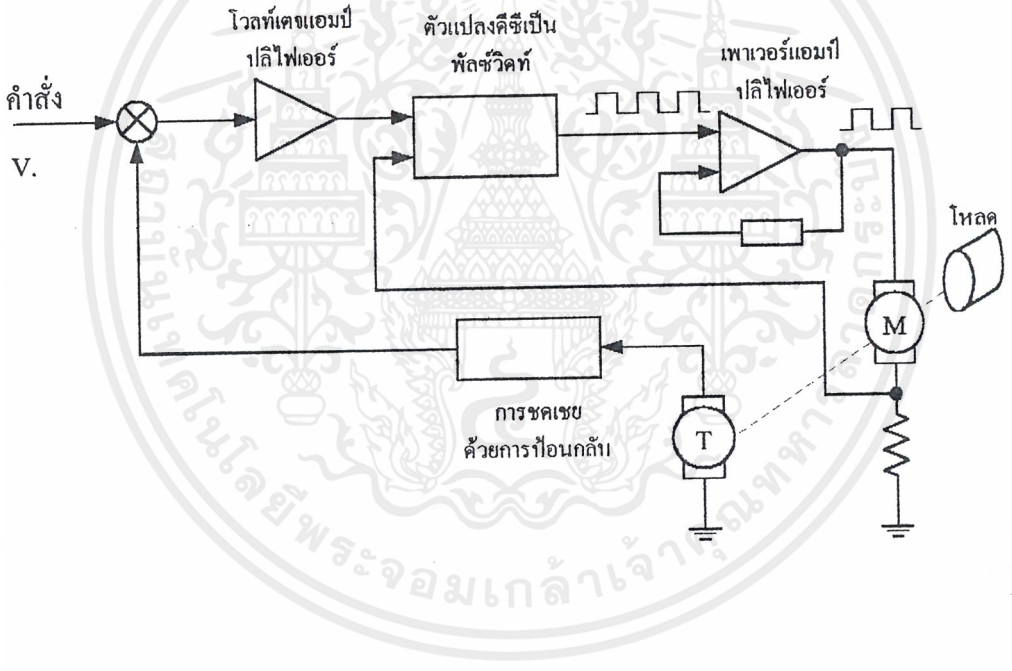
รูปที่ 3.12 ตัวลิมิตกระแสของเพาเวอร์แอมปลิไฟแบบทรานส์คอนดัคแต้นซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6 ระบบคอนโทรลความเร็วที่ใช้พัลซ์วิดท์โมดูเลชั่นแอมปลิไฟเออร์

PWM สวิทชิ่งแอมปลิไฟเออร์ที่ทำงานด้วยทรานซิสเตอร์จะใช้ในระบบคอนโทรลที่มีประสิทธิสูง ระบบคอนโทรลความเร็วที่มีเพาเวอร์สูงๆ และในระบบเซอร์โว

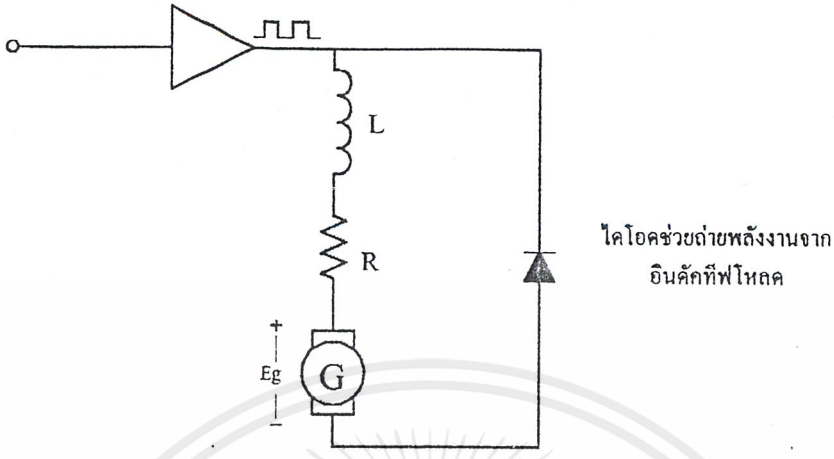
บล็อคไดอะแกรมของระบบคอนโทรลความเร็วแบบ PWM แสดงดังรูปที่ 3.13 เรามักจะใช้ความถี่ของพัลซ์ในระบบ PWM ที่มีค่าสูงกว่า 1 KHz และความถี่นี้จะขึ้นอยู่กับความต้องการของการตอบสนองของระบบต่อแบนด์วิดท์ อินดัคแต้นซ์ของมอเตอร์และคุณสมบัติการสูญเสียเพาเวอร์ในตัวมอเตอร์ที่ความถี่สูง ในเวลาเดียวกันเราจะต้องคำนึงถึง audio noise ที่เกิดจาก ขดลวด ฮีทซิงค์ และส่วนประกอบของโครงสร้างมอเตอร์มันจะดังออกมาเป็นเสียงรบกวนและในการประยุกต์ใช้งานของระบบ PWM นี้เราสามารถเพิ่มความถี่ของพัลซ์ให้สูงขึ้นถึงจุดที่เสียงของ noise นั้น หูคนไม่สามารถยินเสียงนี้ได้



รูปที่ 3.13 บล็อคไดอะแกรมของระบบคอนโทรลความเร็วแบบ PWM

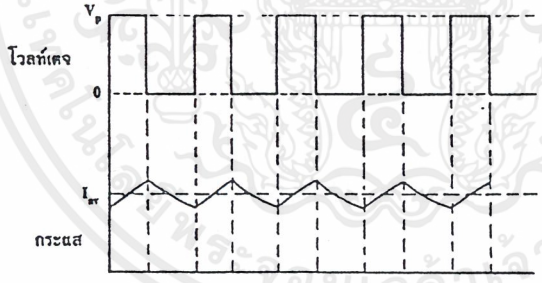
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการพิจารณาคุณสมบัติของโวลท์เตจและกระแสของระบบ PWM ขั้นแรกเราพิจารณาถึงมอเตอร์ในอุคมคติและคุณลักษณะของมอเตอร์ในระบบ PWM วงจรสมมูลย์ของมอเตอร์แสดงได้ในรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 วงจรสมมูลย์ของดีซีมอเตอร์ในระบบคอนโทรลแบบ PWM

ลูกคลื่นของกระแสที่ไหลในมอเตอร์ในระหว่างสวิทช์ซิ่งโหมด ไม่ได้ขึ้นอยู่เพียงสวิทช์ซิ่งเรทเท่านั้นแต่ยังขึ้นอยู่กับความเร็วของมอเตอร์ ผลรวมของอินดัคแต้นซ์ ความยาวของมอเตอร์ และระดับของกระแสในไซเคิลสุดท้าย



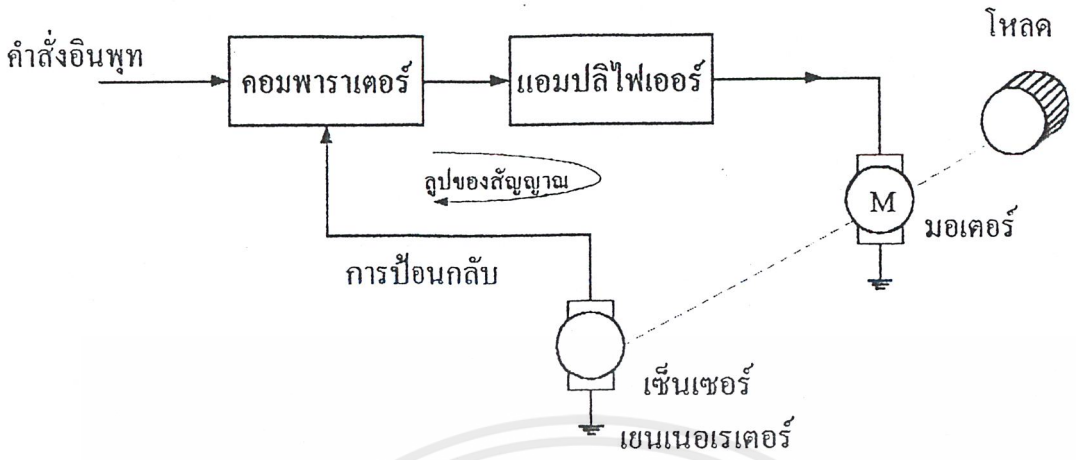
รูปที่ 3.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและโวลท์เตจในระบบคอนโทรลแบบ PWM

3.7 ระบบคอนโทรลความเร็วมอเตอร์แบบปิดลูป

ระบบการคอนโทรลความเร็วของดีซีมอเตอร์แบบปิดลูปดังแสดงในรูปที่ 3.16 แบ่งออกได้เป็น 2 แบบคือ

1. การคอนโทรลความเร็วแบบเร็คกูเลเตอร์
2. การคอนโทรลความเร็วแบบเซอร์โว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

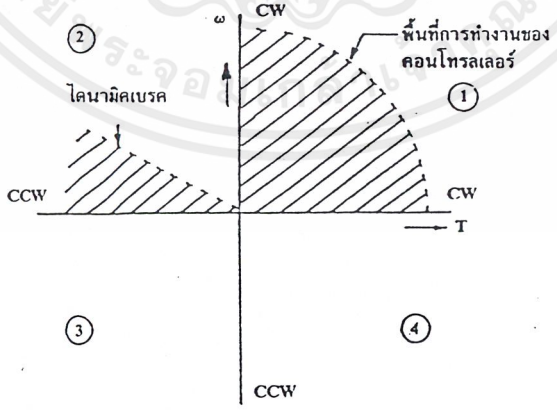


รูปที่ 3.16 ระบบควบคุมความเร็วมอเตอร์แบบปิดลูป

ระบบการคอนโทรลความเร็วแบบเร็คกูเลเตอร์

จะเป็นการบังคับความเร็วเพียงทิศทางเดียวโดยทำงานในควอดแคร้นแรกเท่านั้นดังแสดงในรูปที่ 3.17 ระบบไม่สามารถจะให้แรงบิดของดีซีมอเตอร์ที่มีค่าเป็นลบ และไม่สามารถกลับทิศทางของความเร็วได้

ระบบการคอนโทรลความเร็วแบบทิศทางเดียวนี้เราสามารถจะเพิ่มไดนามิคเบรค (dynamic brake) เข้าไปในระบบได้ทำให้เราสามารถจำกัดแรงบิดลบของมอเตอร์ในควอดแคร้นท์ที่สองได้ แต่เนื่องจากการบังคับในควอดแคร้นท์ที่สองนี้อยู่ในพื้นที่การควบคุมให้มอเตอร์หยุดหมุน ดังนั้นเราถือได้ว่าการควบคุมความเร็วแบบเร็คกูเลเตอร์เป็นการคอนโทรลแบบควอดแคร้นท์เดียว

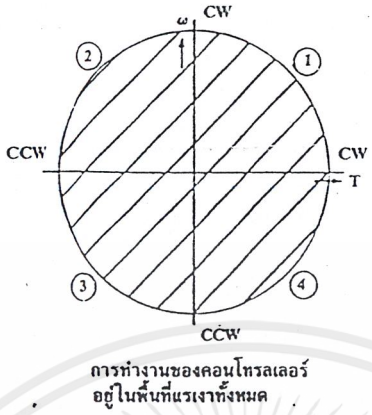


รูปที่ 3.17 ไดอะแกรมแสดงการทำงานเพียงควอดแคร้นท์แรกของระบบควบคุมความเร็วแบบทิศทางเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบการคอนโทรลความเร็วแบบเซอร์โว

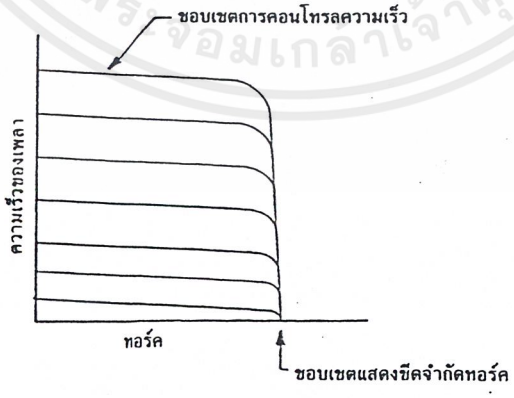
จะเป็นการบังคับความเร็วได้สองทิศทาง นอกจากนั้นระบบนี้ยังสามารถให้ความเร็วและแรงบิดของมอเตอร์ได้ทั้งทางลบและทางบวก ดังแสดงในรูปที่ 3.18 ซึ่งแสดงพื้นที่การคอนโทรลแลลเซอร์โวคือสามารถทำงานได้ทั้งแบบสองทิศทางหรือเป็นการคอนโทรลได้ 4 ควอดแคร้นท์



รูปที่ 3.18 ไดอะแกรมแสดงการทำงานได้ถึง 4ควอดแคร้นของระบบควบคุมความเร็วแบบเซอร์โว

3.8 ขีดจำกัดแรงบิด (ทอร์ค) ของมอเตอร์

การป้องกันไม่ให้เกิดโอเวอร์โหลดเกิดขึ้นภายในระบบเราจะต้องมีตัวรับรู้กระแสซึ่งจะทำให้วงจรขยายหยุดทำงานที่ระดับกระแสที่ต้องการ เนื่องจากแรงบิดของมอเตอร์เป็นสัดส่วนกับกระแสในดีซีมอเตอร์แบบแม่เหล็กถาวร ตัวจำกัดกระแสจะเป็นถึงการจำกัดแรงบิด (torque lilitter) นั้นเอง คุณสมบัติระหว่างแรงบิด-ความเร็วของมอเตอร์ แสดงให้เห็นถึงความแตกต่างของขอบเขตการคอนโทรลสองขอบเขต ขอบเขตการคอนโทรลความเร็วและขอบเขตการคอนโทรลแรงบิดของมอเตอร์ รูปที่ 3.19 แสดงถึงคุณสมบัติของระบบการคอนโทรลความเร็วที่สามารถปรับได้และมีการจำกัดกระแส ถ้าระบบเป็นแบบที่มีแรงบิดของมอเตอร์เกือบคงที่ เมื่อกระแสไหลเกินกว่าขีดจำกัดที่ได้ตั้งไว้ และในทันทีทันใดนั้นโอเวอร์โหลดก็จะถูกแก้ไขระบบก็จะกลับคืนเข้าสู่ความเร็วที่ได้ตั้งไว้



รูปที่ 3.19 แสดงถึงเส้นโค้งความเร็ว-แรงบิดของมอเตอร์ของระบบการบังคับความเร็วที่มีอัตราขยายสูงและมีขีดจำกัดแรงบิดด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

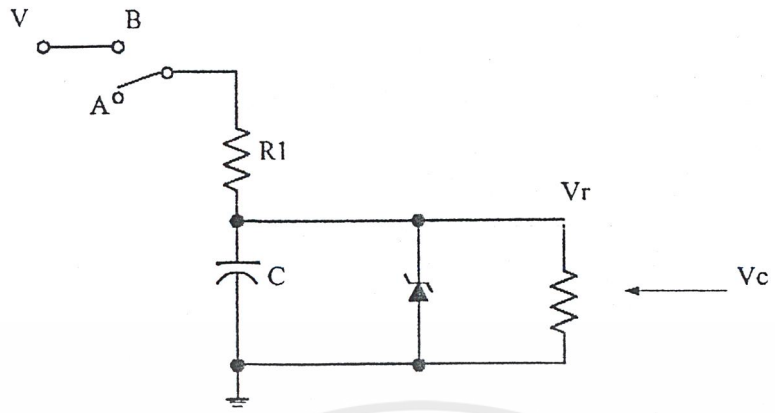
ในบางกรณีความจำเป็นอย่างยิ่งที่จะต้องให้การเพิ่มแรงบิดสูงกว่าขีดจำกัดเป็นเวลาบ่อยครั้งจึงจำเป็นต้องป้องกันระบบไม่ให้เกิดโอเวอร์โหลดระบบการป้องกันโอเวอร์โหลดที่กระทำได้โดยกำหนดไทม์ดีเลย์ที่เป็นฟังก์ชั่นตัวจำกัดแรงบิดของมอเตอร์ ไทม์ดีเลย์โดยทั่วไปมีค่าประมาณ 150×10^{-3} วินาที สำหรับมอเตอร์ที่มีอาร์มาเจอร์เป็นแกนเหล็ก และมีค่าลดลง สำหรับมอเตอร์ที่มีความเฉื่อยต่ำ ในช่วงเวลาดีเลย์ไทม์ดังกล่าวมอเตอร์จะเพิ่มอัตราเร่งอย่างรวดเร็วด้วยกระแสที่เพิ่มขึ้นอย่างไม่จำกัด และต่อจากนั้นกระแสก็ถูกจำกัดจากมอเตอร์ได้เพิ่มอัตราเร่งสูงสุดไปแล้ว ผู้ที่ใช้ระบบคอนโทรลความเร็วอาจพบว่าการจำกัดกระแสมีประโยชน์เมื่อต้องการเพิ่มอัตราเร่งให้กับฉหลดที่มีความเฉื่อยสูง วงจรลิมิตกระแสในกรณีนี้จะคอนโทรลการเพิ่มอัตราเร่งจนถึงความเร็วที่ต้องการโดยที่วงจรคอนโทรลหรือมอเตอร์ไม่ได้รับอันตราย

3.9 ระบบคอนโทรลอัตราเร่งและการลดความเร็ว

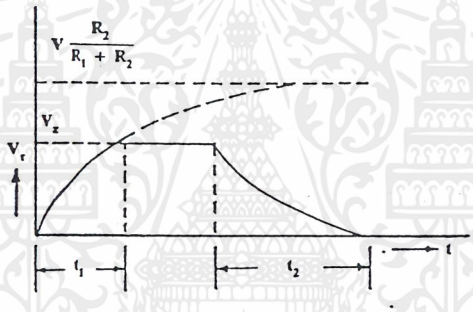
ขณะที่วงจรจำกัดแรงบิดของมอเตอร์อยู่ที่ค่าๆหนึ่งสามารถคอนโทรลคุณสมบัติอัตราเร่งและการลดความเร็วของระบบการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์ได้ ซึ่งหมายความว่าระบบจะมีความไวต่อการเปลี่ยนแปลงทั้งแรงบิดโหลดและแรงเสียดทาน ในกรณีที่เราต้องการให้มีอัตราเร่งหรือลดความเร็วภายใต้การคอนโทรลความเร็วเราสามารถกระทำได้หลายวิธี

วงจร RC ง่ายๆ ของรูปที่ 3.19 สามารถคอนโทรลอัตราเร่งได้ ขั้นแรกสมมุติว่าสวิทช์เริ่มต้นอยู่ที่ตำแหน่ง A ดังนั้นโวลท์เตจบังคับ Vc เป็นศูนย์ ดังนั้นการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์ก็อยู่ในภาวะหยุดหมุน ด้วยการตั้งสวิทช์ไปที่ตำแหน่ง B คาปาซิเตอร์ C จะประจุผ่านทางตัวแบ่งโวลท์เตจ R1 และ R2 โวลท์ Vr จะค่อยๆ เพิ่มขึ้นในรูปของเอ็กโปเนนเนียล(รูปที่ 3.20) จนกระทั่งมีค่าเท่ากับ Vz และที่จุดนี้โวลท์เตจอ้างอิง Vr จะมีเสถียรภาพ ขณะที่สวิทช์กลับมาอยู่ที่ตำแหน่ง A โวลท์เตจจะลดลงในลักษณะเป็นส่วนกลับของเอ็กโปเนนเชียล เราจะสังเกตุได้ว่าขณะที่ระบบคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์เป็นไปตามเส้นโค้งของอัตราเร่ง และระบบการคอนโทรลจะยังไม่เข้าสู่เส้นโค้งการลดความเร็วลงจนกว่าภาวะโหลดและความสามารถของไดนามิเบรคจะยอมให้ ถ้าหากม่เป็นไปตามกรณีดังกล่าวเราจะตองใช้ระบบการคอนโทรลแบบสองทอศทาง ซึ่งสามารถตามเร่งความเร็วได้อย่างต่อเนื่อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.20 วงจรคอนโทรลอัตราเร่ง (แรมพ์) แบบง่ายๆ



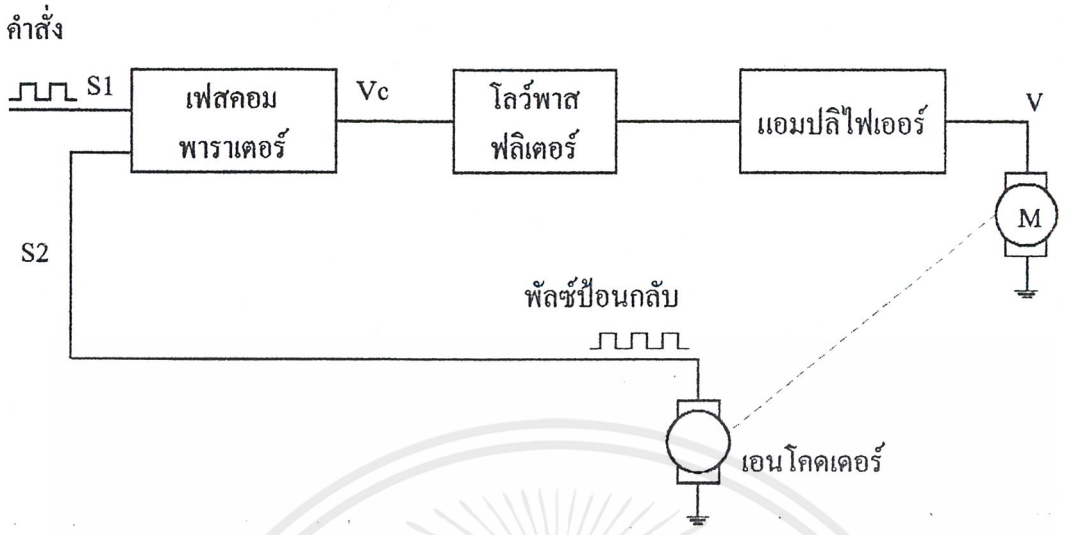
รูปที่ 3.21 แสดงคุณสมบัติของการ turn-on และ turn-off ของวงจร RC ในรูปที่ 3.19

3.10 ระบบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ด้วยเฟสล็อคลูฟ

เนื่องด้วยในปัจุบันความต้องการระบบควบคุมความเร็วที่มีความเที่ยงตรงสูงมีเพิ่มมากขึ้น และประกอบกับวงจรรวมไอซีของวงจรต่างๆ ก็แพร่หลายมากขึ้นด้วย ดังนั้นระบบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ด้วยเฟสล็อคลูฟจึงกลายเป็นระบบที่ได้รับความนิยมมากเพราะว่ามันให้คุณสมบัติการเร็คกูเลทความเร็วดีเป็นเลิศ และการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์มีผลกระทบต่อการทำงานของระบบน้อยมาก

ระบบการควบคุมความเร็วของมอเตอร์ด้วยเฟสล็อคลูฟและส่วนประกอบของระบบแสดงดังในรูปที่ 3.22 เมื่อระบบอยู่ที่ ภาวะเฟสล็อค ความถี่ของสัญญาณบังคับและสัญญาณป้อนกลับจะมีค่าเท่ากัน และถ้าความถี่ของสัญญาณคำสั่งมีค่าคงที่ ระบบจะมีความเร็วของมอเตอร์คงที่ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.22 ระบบการคอนโทรลความเร็วของมอเตอร์ด้วยเฟสล็อคลูฟ

ตราบที่ระบบยังคงภาวะเฟสล็อคอยู่ความเร็วของมอเตอร์จะเป็นไปตามความถี่ของสัญญาณบังคับ และเป็นอิสระต่อการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ในตัวมอเตอร์และแอมปลิไฟคุณสมบัติดังกล่าวเป็นผลรับรองถึงการเร็คกูเลทชั่นความเร็วของมอเตอร์ซึ่งจะดีเลิศเท่ากับความมีเสถียรภาพของความถี่ของสัญญูบังคับบังคับ

ข้อสังเกตุแม้ว่า ระบบเฟสล็อคลูฟจะใช้เพื่อการบังคับความเร็วของมอเตอร์ที่แท้จริงระบบดังกล่าวเป็นระบบการบังคับตำแหน่งที่ผลการบังคับตำแหน่งเป็นไปอย่างต่อเนื่องจึงยังผลให้เกิดเป็นการบังคับความเร็วนั่นเอง

3.10.1 ส่วนประกอบของระบบเฟสล็อคลูฟเซอร์โว

ระบบการบังคับความเร็วของมอเตอร์แบบเฟสล็อคลูฟมีส่วนประกอบในระบบดังนี้

1. เฟสคอมพาราเตอร์
2. โลว์พาสฟิลเตอร์
3. แอมปลิไฟ
4. มอเตอร์
5. เอนโคดเดอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของส่วนประกอบเหล่านี้จะได้อธิบายต่อไปนี้

เฟสคอมพาราเตอร์

จุดมุ่งหมายของเฟสคอมพาราเตอร์คือเพื่อดีเท็คความต่างเฟสระหว่างสัญญาณบังคับและสัญญาณป้อนกลับและผลิตสัญญาณเออร์เรอร์ที่เป็นสัดส่วนกับความต่างเฟสของสัญญาณทั้งสองกล่าวคือ เฟสคอมพาราเตอร์บางแบบได้รับการออกแบบเพื่อดีเท็คความแตกต่างของความถี่ได้เท่ากับความต่างเฟสระหว่างสัญญาณบังคับและสัญญาณป้อนกลับและเอาท์พุทโวลท์เตจที่เป็นฟังก์ชั่นกับเฟสเออร์เรอร์และควีเควนซี่เออร์เรอร์ ดีเท็คดังกล่าวมักจะเรียกว่าเฟส-ควีเควนซี่คอมพาราเตอร์

โลพาสฟิลเตอร์

โลพาสฟิลเตอร์ใช้สำหรับกรองเทอมที่มีความถี่สูงของเอาท์พุทคอมพาราเตอร์ฟิลเตอร์แบบมีโพลเพียงตัวเดียว อาจจะพอเพียงสำหรับการลดทอนสัญญาณความถี่สูง แต่การเลือกชนิดของฟิลเตอร์ขั้นสุดท้ายจะกระทำได้บนพื้นฐานการออกแบบลูฟ ทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นของฟิลเตอร์กำหนดโดย F(s)

แอมปลิไฟ

แอมปลิไฟใช้สำหรับเพิ่มระดับกำลังของสัญญาณเออร์เรอร์เพื่อใช้สำหรับขับมอเตอร์ทรานส์เฟอร์ฟังก์ชั่นของแอมปลิไฟ H(s) อาจถูกเลือกได้หลายลักษณะถ้าต้องการเพิ่มการชดเชยในลูฟ

มอเตอร์

เป็นส่วนของวงจรที่เราต้องการควบคุมความเร็ว โดยเรากำหนดทรานสเฟอร์ฟังก์ชั่นเป็น $G(S) = Km/(1+sT_m)$ เมื่อ Km ตัวคงที่ของมอเตอร์และ T_m เป็น time contant

เอนโคดเดอร์

เอนโคดเดอร์ หรือออฟติคอลทาโคมิเตอร์เป็นอุปกรณ์นอนลิเนียร์ซึ่งจะกำเนิดพัลซ์ลูกคลื่นซายน์ n พัลซ์ต่อการหมุนของเพลาของมิเตอร์หนึ่งรอบ

3.10.2 คุณสมบัติพิเศษของระบบการควบคุมความเร็วด้วยเฟสล็อคลูฟ

ความเร็วที่ได้และพิสัยการล็อค

เพื่อให้ระบบที่ได้คงสภาพการล็อคไว้ได้ ลูฟจะต้องสอดคล้องกับภาวะดังต่อไปนี้

1. ระบบต้องมีเสถียรภาพ
2. ความถี่ของสัญญาณเออร์เรอร์ที่ได้ Vc ควรต้องอยู่ภายในแบนด์ของระบบตราบเท่าที่ระบบยังคงสอดคล้องกับภาวะและคงสภาพการล็อคอยู่ไดทั้งสองไว้ได้ ระบบยังสามารถที่จะแก้เฟสเออรีเรอร์ให้ถูกต้องได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความถี่ของสัญญาณเออร์เรอร์เป็นสัดส่วนกับความแตกต่างระหว่างความเร็วของมอเตอร์และความเร็วที่ต้องการ ความแตกต่างทั้งสองจะมีค่ามากในช่วงภาวะการเริ่มต้นหมุนของมอเตอร์จากภาวะหยุดนิ่ง หรือเนื่องจากการรบกวนที่มีต่อความเร็วของมอเตอร์อย่างมากมาย

พิสัยของการล็อค

เพื่อที่จะอธิบายภาวะการหลุดออกไปจากการล็อคนี้เราจะพิจารณาถึงระบบควบคุมความเร็วของมอเตอร์ด้วยเทคนิคเฟสล็อคึ่งมีเสถียรภาพ เมื่อความหนาแน่นของจำนวนพัลซ์ต่อรอบเอนโคดเดอร์ n = 1000 กำหนดให้ความถี่ของสัญญาณอินพุท f_i = 20 KHz และสมมุติว่าแบนด์วิดท์ของระบบเท่ากับ 500 KHz ระบบจะคงสภาพการล็อคอยู่ได้ตราบเท่าที่ความถี่ของสัญญาณป้อนกลับอยู่ระหว่าง 19500 และ 20500 ด้วยเอนโคดเดอร์ที่มี n = 1000 ดังกล่าวจะทำให้ความเร็วของมอเตอร์อยู่ในพิสัย 19.5 –20.5 rad/sec หรือ 1170 –1230 rpm

สรุปได้ว่าตราบเท่าที่ความเร็วของมอเตอร์อยู่ในพิสัย ของ 1200 $\pm$ 30 rpm การล็อคก็คงสภาพอยู่ได้แน่นอน ถ้าความเร็วของมอเตอร์เปลี่ยนแปลงไปนอกเหนือจากลอมิตดังกล่าวจะยังผลให้ระบบบ้นไปจากภาวะล็อค หรือพูได้ว่า พิสัยของการล็อคขึ้นอยู่กับแบนด์วิดท์ของระบบ

เพื่อเป็นการรับรองผลความเร็วที่ได้และการป้องกันไม่ให้ระบบหลุดไปจากภาวะล็อคเราสามารถใช้เฟส-ควีเควนซีคอมพาราเตอร์ซึ่งมันจะให้สัญญาณ velocity error เพื่อเร่งอัตรความเร็วของมอเตอร์ จนสามารถล็อคกับสัญญาณบังคับอินพุทได้ด้วยเฟส-ควีเควนซี่คอมพาราเตอร์นี้สามารถทำให้มอเตอร์มีความเร็วตามที่ต้องการได้ อย่างไรก็ตามพิสัยของการที่ได้มาซึ่งความเร็วที่ต้องการ (acquitoin range) จะถูกลิมิต

พิสัยในการหยีดความเร็วที่ต้องการ

มอเตอร์กับเอนโคดเดอร์ที่มใความหนาแน่นของพัลซ์ต่อรอบ n = 1000 ซึ่งต้องการให้หมุนอยู่ที่ความเร็ว 2400 rpm ในทิศทางตามเข็มนาฬิกา เราใช้ระบบเฟส-ล็อคที่มีเสถียรซึ่งสัญญาณเออร์เรอร์ที่เป็นบวกจะเร่งอัตราความเร็วของมอเตอร์ไปในทิศทางตามเข็มนาฬิกา ความถี่ของสัญญาณอินพุท f_i = 40000 Hz

ความถี่ของสัญญาณป้อนกลับ f_0 จะเป็นสัดส่วนกับความเร็วของมอเตอร์นอกจากนั้นเราจะสังเกตุได้ว่า velocity error ของควีเควนซีคอมพาราเตอร์จะเป็นสัดส่วนกับ $(f_i - f_0)$

ต่อไปเราพิจารณาถึงความเร็วเริ่มต้นที่ค่าต่างๆ และผลตอบสนองของระบบ

ก) เมื่อความเร็วเริ่มต้นของมอเตอร์สูงกว่า 2400 rpm ในทิศทางตามเข็มนาฬิกาดังนั้สัญญาณเออร์เรอร์จะเป็นลบและมอเตอร์จะลดอัตราความเร็วลงจนกระทั้งได้ความเวที่ต้องการ

ข) เมื่อความเร็วเริ่มต้นอยู่ต่ำกว่า 2400 rpm ในทิศทางเดิม ในภาวะนี้สัญญาณเออร์เรอร์เป็นบวกและมอเตอร์ก็จะเร่งอัตราความเร็วในทิศทางตามเข็มนาฬิกาไปยังความเร็วที่ต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค) เมื่อความเร็วเริ่มต้นอยู่สูงกว่า 2400 rmp ในทิศทางทวนเข็มนาฬิกาและในภาวะนี้สัญญาณเออร์เรอร์มีค่าลบซึ่งจะเร่งอัตราความเร็วของมอเตอร์เพิ่มขึ้นอีกในทิศทางทวนเข็มนาฬิกาจนกว่าแอมปลิไฟจะอิ่มตัว ภายในภาวะนี้การยึดความเร็วที่ต้องการไม่สามารถเกิดขึ้นได้

สรุปได้ว่า เฟส-ควีเควนซีคอมพาราเตอร์จะเร่งอัตราความเร็วของมอเตอร์เข้าสู่ความเร็วที่ต้องการ ω_d ได้ ถ้าความเร็วที่ภาวะเริ่มต้น ω_m มีค่า

$$\omega_m - \omega_d \qquad \text{.....(3.9)}$$

ส่วนในสภาวะอื่นๆ มอเตอร์จะสามารถวิ่งห่างไกลออกไปในทิศทางตรงกันข้าม

ในการแก้ปัญหานี้สามารถกระทำได้หลายวิธี และวิธีที่ง่ายที่สุดอันหนึ่งก็คือใช้ยูนิไดเร็คชั่นเนลแอมปลิไฟเมื่อไม่ได้อยู่ในข้อจำกัดของระบบ

การแปรไปของความเร็ว

ระบบเฟสล็อคใช้เป็นหลักสำหรับการบังคับความเร็วเพราะว่ามันสามารถให้การเร็คกูเลชั่นและความเที่ยงตรงของความเร็วได้อย่างดีเลิศ ดังนั้นการตรวจสอบถึงแหล่งที่ทำให้เกิดความผิดพลาดของความเร็วจึงมีความสำคัญยิ่งเพื่อจะได้พิจารณาถึงวิธีการลดความผิดพลาดของความเร็วที่เกิดขึ้นนั้น แหล่งที่ทำให้เกิดการรบกวนต่อความเร็วโดยทั่วไปมีดังต่อไปนี้

1. **การเปลี่ยนแปลงของความถี่อินพุท**

เนื่องด้วยความถี่ของสัญญาณบังคับมักจะแปรไปตามอุณหภูมิ ผลตอบสนองของระบบจะเป็นไปตามความถี่บังคับและทำให้ความเร็วผิดพลาดไปจากที่ต้องการ จึงเป็นที่แจ่มชัดว่าการเร็คกูเลทชั่นความเร็วของระบบจะไม่ดีไปกว่าเร็คกูเลทชั่นของสัญญาณบังคับ ดังนั้นเพื่อให้ได้การเร็คกูเลทชั่นที่ดีเราต้องใช้ออสซิเลเตอร์ที่มีเสถียรภาพเป็นเยี่ยม

2. **การแปรค่าไปของโหลด**

การแปรค่าไปของแรงบิตโหลด T_L จะทำให้เกิดการรบกวนต่อความเร็วของมอเตอร์การเปลี่ยนแปลงดังกล่าวจะทำให้มีค่าต่ำสุดได้โดยการเพิ่ม อัตราลูฟ และแบนด์วิดท์ อีกวิธีหนึ่งซึ่งเลือกใช้ได้สำหรับลดการรบกวนต่อความเร็วของมอเตอร์โดยเพิ่มคุณภาพความเฉื่อยของโหลดให้กับระบบซึ่งจะไปลดผลการเปลี่ยนแปลงของโหลด

3. **การรบกวนที่มีต่อแรงบิดของมอเตอร์**

แรงบิดซึ่งเกิดขึ้นในมอเตอร์ในช่วงเวลาที่มอเตอร์หมุนจะมีค่าไม่คงที่ แต่มันจะแปรไปตำแหน่งของมุม แรงบิดที่เป็นระลอกคลื่นเป็นเสมือนการรบกวนที่มีต่อโหลดและยังผลให้ความเร็วของมอเตอร์เปลี่ยนแปลง เพื่อที่จะลดผลดังกล่าวให้มีค่าน้อยที่สุดโดยเลือกใช้มอเตอร์ ที่ให้แรงบิดราบเรียบ นอกจากนั้นก้ต้องเพิ่มอัตราขยายของลูฟหรือใช้โหลดที่มีความเฉื่อยเพิ่มขึ้น

4. **ความผิดพลาดที่เกิดขึ้นในเอนโคดเตอร์**

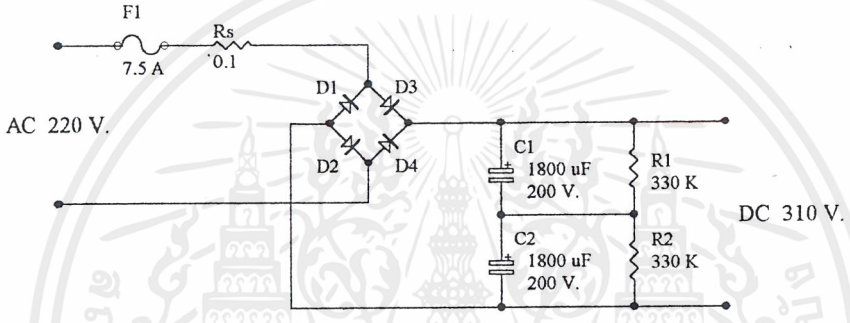
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบแหล่งจ่ายไฟสวิทชิ่งสำหรับ DC มอเตอร์

4.1 วงจรส่วนอินพุท

วงจรในส่วนอินพุทมีหน้าที่แปลงไฟสลับให้เป็นไฟตรง แรงดันไฟสลับที่เข้ามา 220V ผ่าน Fuse มี Rs เป็นตัวต้านทานจำกัดกระแสกระชากที่เกิดขึ้นในวงจร และมีตัวฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวน RFI ไดโอดจะเปลี่ยนไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรง เข้าตัวเก็บประจุเพื่อกรองแรงดันไฟตรงให้มีค่าเรียบมากขึ้น โดยวงจรทดลองดังรูป



รูปที่ 4.1 วงจรในส่วนอินพุท

กำหนดประสิทธิภาพ η ของ Power supply เป็น 70 % ในการคำนวณกำหนดให้ Io เท่ากับ 20 A. เพื่อให้วงจรใช้งานจริงสามารถขับกระแสได้ 15 A.จริงๆ

กระแสประสิทธิผล $$Ie_{(RMS)} = \frac{P_{IN}}{V_{IN(RMS)}} \quad ; \quad P_{IN} = \frac{P_{OUT}}{\eta} \qquad \text{..... (4.1)}$$

$$Ie_{(RMS)} = \frac{P_{OUT}}{\eta V_{IN(RMS)}} \qquad \text{.....(4.2)}$$

$$= \frac{36 \times 20}{0.7 \times 220}$$

$$= 4.675 \text{ A}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ จากสมการ (2.1)

$$C = \frac{Ie \cdot \Delta t}{\Delta V_{RIPPLE}}$$

Δt ช่วงเวลาที่ C คายประจุ (50 H_Zใช้ 10 mS)

Δ_{RIPPLE} แรงดันกระเพื่อม (10% ของแรงดันเอาท์พุท)

$$C = \frac{4.675 \times 10 \times 10^{-3}}{0.1 \times 310}$$

$$= 1500 \text{ uF}$$

$\therefore$ C1, C2 = 1500 uF เลือก 1800 uF

ไดโอด PRV = 2 Vout = 2×310 = 620 V

IFM = 2 Ie = 2×4.625 = 9.35 A

IFSM = 5 Ie = 5×4.675 = 23.375

เลือกใช้เบอร์ 800 V 35 A

RS ตัวจำกัดกระแส 0.1 Ω 5 W

ฟิวส์ อัตราทนกระแส = $1.5 \times I_{IN(RMS)}$

$= 1.5 \times 4.675$

= 7 A

เลือก FUSE F1 = 250 V 7.5 A

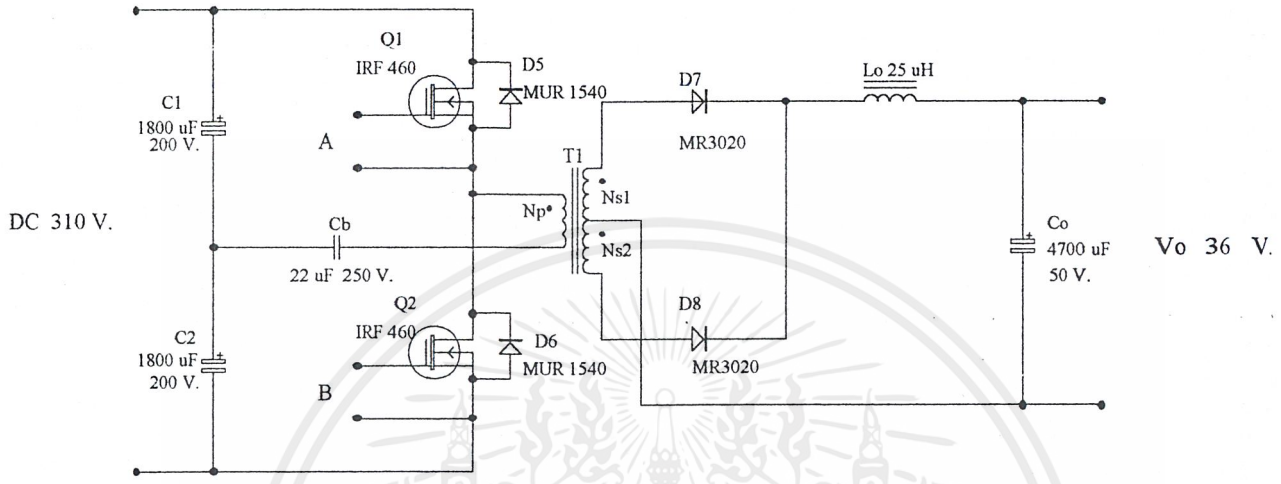
R1, R2 เพื่อลดผลกระทบจากค่า ESR ใน C1 ,C2

เลือก R1, R2 = 330 KΩ 1 W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

เลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จาก ลักษณะการทำงานแรงดันที่ตกคร่อม Q1 และQ2 ขณะไม่ทำงานมีค่าน้อยกว่าแรงดันอินพุทครึ่งหนึ่ง ซึ่งข้อดีคือการหาเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันไม่สูงมากนักมีราคาถูกและหาได้ง่ายกว่า



รูปที่ 4.2 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

กำหนด $T_{ON(MAX)} = 0.4\,T$ ..... (4.3)

$$= \frac{0.4}{50KHz} = 8 \text{ uSec}$$

อัตราส่วน NP/NS

$$\frac{Np}{Ns} = \frac{(Vin(\min)/2 - V_{CE(SAT)}) \cdot t_{ON(MAX)}}{(Vo + Vd)(T/2)} \quad \text{.....(4.4)}$$

$$= \frac{(280/2 - 1) \cdot 8 \times 10^{-6}}{(36+1)(20 \times 10^{-6})}$$

$$= \frac{140 \times 8 \times 10^{-6}}{37 \times 20 \times 10^{-6}}$$

$$= 3.005$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนรอบ Primary

$$Np = \frac{(Vin(\min)/2 - V_{CE(SAT)}) \cdot T_{ON(MAX)} \times 10^8}{\Delta B_{MAX} \cdot Ae} \qquad \text{.....(4.5)}$$

Pout 720 W เลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ ETD 49

แกน ETD 49 ที่ fs = 50KH$_z$ ความหนาแน่นฟลักซ์ $\Delta B_{MAX} = 2000$

Ae =2.11 (cm)^2 (พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์)

$$Np = \frac{(280/2 - 1) \cdot 8 \times 10^{-6} \times 10^8}{2000 \times 2.31}$$

= 24 รอบ

จำนวนรอบ Secondary

$$\frac{Np}{Ns} = 3.005$$

$$Ns = \frac{24}{3.005} \quad = \quad 8 \text{ รอบ}$$

หาค่าความเหนี่ยวนำของขด primary

$$Lp = \frac{4\pi \times Ae \times Np^2 \times 10^{-8}}{\ell g} \qquad \text{.....(4.6)}$$

กำหนดระยะช่องอากาศ ℓg = 0.1 mm

$$Lp = \frac{4\pi \times 2.31 \times 24^2 \times 10^{-8}}{0.1}$$

= 1.67 mH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสสูงสุดที่Primary

$$Ip_{(PEAK)} = \frac{Po \cdot T}{\eta \cdot V_{IN(MIN)} T_{ON(MAX)}} + \frac{(Vin/2 - Vce_{(SAT)}) \cdot T_{ON}}{Lp} \quad \text{.....(4.7)}$$

$$Ip_{(PEAK)} = \frac{720 \times 20 \times 10^{-6}}{0.7 \times 280 \times 8 \times 10^{-6}} + \frac{(280/2 - 1) \times 8 \times 10^{-6}}{1.67 \times 10^{-3}}$$

$$= 9.18 + 0.666$$

$$= 9.486 \text{ A}$$

ค่าเอาต์พุทโช้ค Lo (กำหนด ESR ของ Co = 50 mΩ)

$$Lo = (Vo + Vd) \times \frac{ESR}{2V_{RIPPLE}} (T - 2t_{ON(MAX)}) \quad \text{.....(4.8)}$$

$$= 37 \times \frac{50 \times 10^{-3}}{2 \times (200 \times 10^{-3})} (20 \times 10^{-6} - 16 \times 10^{-6})$$

$$= 25.66 \text{ uH}$$

ตัวเก็บประจุเอาท์พุท Co เพื่อลดค่าแรงดันกระเพื่อม

เลือก Co = 4,700 uF 50 V

ค่าตัวเก็บประจุ Cb

$$Cb = \frac{Ip_{(PEAK)} \times 0.4T}{\Delta V} \quad \text{.....(4.9)}$$

$$\Delta V = 0.2 \times \frac{Vin}{2} = \frac{0.2 \times 310}{2} = 31 \text{ V}$$

$$Cb = \frac{9.846 \times 0.4 \times 8 \times 10^{-6}}{31}$$

$$= 2.54 \text{ uF}$$

เลือกค่า Cb = 2.2 uF 250 V แบบไม่มีขั้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

POWER MOSFET เลือก IRFP 350 VDS =400 V ID = 16 A

DIODE D1 D2 เลือก MR 856

TRANSFORMER T1 เลือกแบบ ETD 49 bw =32.8 mm. H_{CF}= 8.4 mm.

ของ Primary

Np= 24 รอบ

ϕ ของลวดทองแดงจากสมการ (2.17) $did = \left(\frac{17.1bw}{Np \cdot f}\right)^{\frac{1}{3}}$ mm.

$$= \left(\frac{17.1 \times 32.8}{24 \times 50}\right)^{\frac{1}{3}}$$

$$= 0.776 \text{ mm.}$$

เลือกลวดเบอร์ #21 d = 0.7239 do = 0.8052 (รวมฉนวน)

t_{min} = 0.841 Rdc =0.05399 Ω / m

จำนวนชั้น ของ Primary จากสมการ (2.18)

$$Pid = \frac{Np}{\left(\frac{bw}{t_{min}} - 1\right)}$$

$$= \frac{24}{\left(\frac{32.8}{0.841} - 1\right)}$$

= 0.631 ชั้น ปัดเศษเป็น 1 ชั้น

ค่าความสูงของขดลวด Primary จาก (2.20) H = (do+1)P

= (0.8052+ 1)1

= 1.8052 mm.

คำนวณค่าอัตราส่วน Fr จากสมการ (2.22)

$$Fr = 1 + \frac{1}{2}(d / did)^6$$

$$Fr = 1 + \frac{1}{2}(0.7239 / 0.776)^6$$

Fr = 1.33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณค่าความต้านทานที่กระแสสลับต่อหนึ่งหน่วยความยาว (Rac) จากสมการ (2.23)

$$Rac = Fr\,Rdc$$
$$= 1.33 \times 0.05399$$
$$= 0.0718$$

กำลังสูญเสียในขดลวด Pw จากสมการ (2.24)

$$Pw = C \times Irms \times N \times lav \times Rac$$

จาก lac = 85.09 mm

C = 1

$$Irms = Io\frac{Ns}{Np}\sqrt{\frac{Ton}{T}}$$
$$= 20 \times \frac{1}{3.005}\sqrt{0.4}$$
$$= 4.2$$

จะได้ $$Pw = 1 \times 4.2^2 \times 24 \times 85.09 \times 10^{-3} \times 0.0718$$
$$= 2.587 \text{ watt.}$$

Secondary

Ns = 8 รอบ

คำนวน ϕ ของลวดอาบน้ำยาสมการ (2.17

$$did = \left(\frac{17.1 \cdot bw}{Ns \cdot f}\right)^{1}{}^{3}$$
$$= \left(\frac{17.1 \times 32.8}{8 \times 50}\right)^{\frac{1}{3}}$$
$$= 1.119 \text{ mm.}$$

เลือกลวดเบอร์ # 18 d = 1.024 do = 1.118 t_{min}=1.168 Rdc = 0.027

จำนวนชั้นจากสมการ (2.18) $$Pid = \frac{Ns}{\left(\frac{bw}{t_{min}} - 1\right)}$$
$$= \frac{8}{\left(\frac{32.8}{1.168} - 1\right)}$$
$$= 0.295 \text{ ปัดเศษ เป็น 1 ชั้น}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสูงของขดลวด จาก (2.20) H = (do+I)P

= (1.118+1)1

= 2.118 mm.

ความสูงของ Np และ Ns = 1.8052 +2.118

= 3.92 mm. Ok

คำนวณค่าอัตราส่วน Fr จากจากสมการ (2.22)

$$Fr = 1+\frac{1}{2}(d/did)^6$$

$$Fr = 1+\frac{1}{2}(1.024/1.119)^6$$

Fr = 1..294

คำนวณค่าความต้านทานที่กระแสสลับต่อหนึ่งหนวยความยาว (Rac) จากสมการ (2.23)

Rac = Fr Rdc

$= 1.294 \times 0.027$

= 0.035

กำลังสูญเสียในขดลวด Pw จากสมการ (2.24)

$$Pw = C \times Irms \times N \times lav \times Rac$$

จาก lac = 85.09 mm

C = 1

$$Irms = Io\sqrt{\frac{Ton}{T}}$$

$= 20 \times \sqrt{0.4}$

= 12.649

จะได้ $Pw = 1 \times 12.649^2 \times 8 \times 85.09 \times 10^{-3} \times 0.035$

= 3.812 watt.

กำลังสูญเสียของขดลวดทั้งหมด

Ptot = 2.587 + 3.812

= 6.399 watt.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุณหภูมิของหม้อแปลงที่เพิ่มขึ้นจากสมการ (2.29)

$$\Delta t = \frac{23.5 \times Ptot}{\sqrt{Ae \times Aw}}$$

$$= \frac{23.5 \times 6.399}{\sqrt{2.31 \times 3.73}}$$

$$= 51.23 \ ^{\circ}C$$

อุณหภูมิหม้อแปลงขณะทำงาน

$$= (\Delta t + 25^{\circ}C)$$

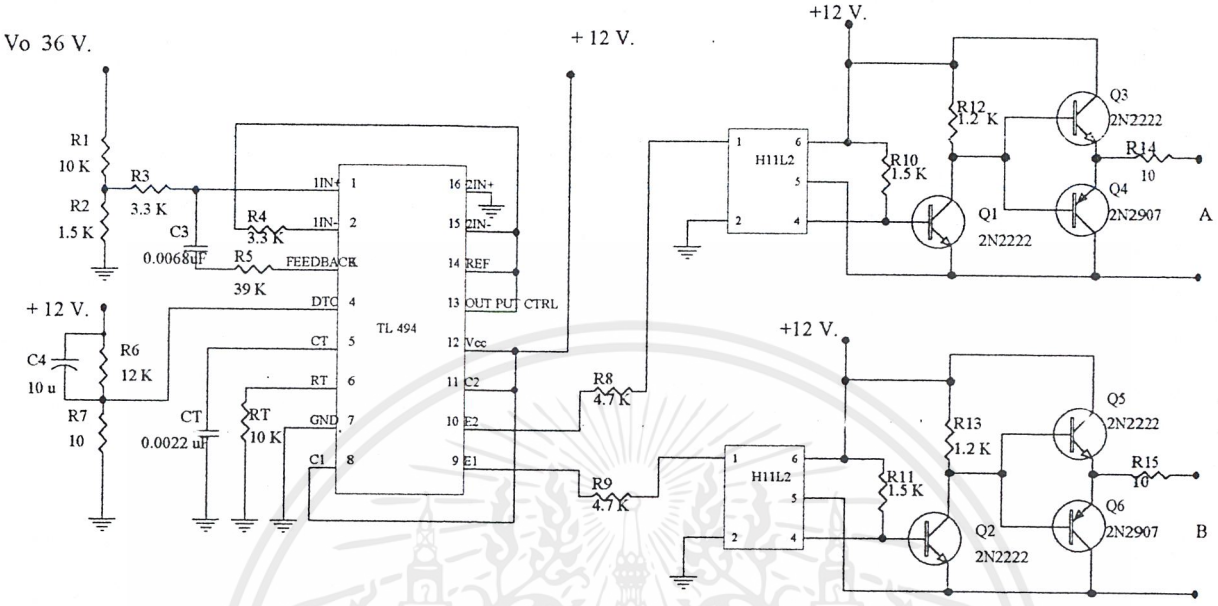
$$= 51.23 + 25$$

$$= 76.23 \ ^{\circ}C$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

เลือกไอซีเบอร์ TL494 มาควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์วงจรของ TL494 เป็นวงจร PWM ควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน ในการทดลองต่อวงจรดังรูป



รูปที่ 4.3 วงจรควบคุมของสวิทชิ่งใช้ไอซี TL 494

คาบเวลาการทำงานจากการทดลองจากสูตร

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1} \qquad \text{..... (4.10)}$$

ใช้ความถี่ที่ 50 kH_z

$$T = \frac{1}{50KHz}$$

เลือกค่า R_T = 10 KΩ

$$\therefore \qquad C_T = \frac{1.1 \times 40 \times 10^{-6}}{10 \times 10^{3}}$$

$$= \quad 0.0022 \quad uF$$

คำนวณค่า R3 และ R4

จาก Vo = 36 V เราต้องการ VR4 = 5 V

$$VR4 = \frac{VO}{R3 + R4} \times R4$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำหนดให้ R3 = 10 KΩ

$$R4 = \frac{10 \times 10^3}{\frac{36}{5} - 1}$$

$$= 1.6 \quad K\Omega$$

ใช้ R4 = 1.5 KΩ

R5, R6 ,R7 และ C3 เป็น PI controller

R5 = 3.3 KΩ

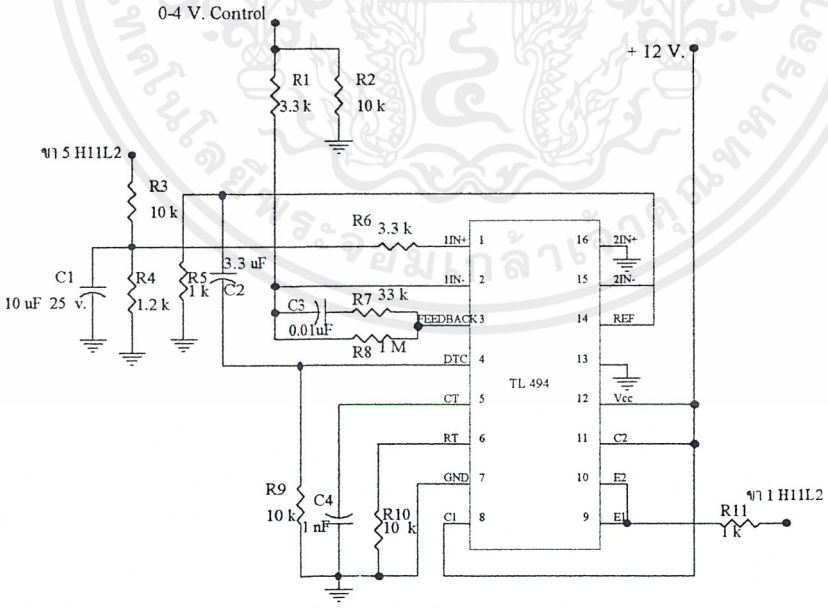
R6 = 3.3 KΩ

R7 = 39 KΩ

C3 = 0.068 uF

4.4 การออกแบบชุดควบคุมมอเตอร์

4.4.1 พัลซ์-วิดท์โมดูเลชั่น (PWM)



รูปที่ 4.4 วงจรพัลซ์-วิดท์โมดูเลชั่นสำหรับควบคุม Motor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจร

เลือกใช้ IC TL 494 สำหรับโหมดควบคุมแรงดัน แรงดันที่ control จะนำมาจากชุดควบคุมเฟสล็อคลูฟ โดยแรงดันจะอยู่ในช่วง 0-4 V. เข้าที่ขา error Amp นำไปเปรียบเทียบกับแรงดันที่ Feed back จากเอาท์พุท โดยมี gain จากสูตร

$$gain = \frac{Vo}{Vin} = 1 + \frac{R1}{R2} \qquad \text{.....(4.11)}$$

$$= 1 + \frac{10K}{1.2K}$$

$$= 9.3$$

ความถี่ที่ใช้ คำนวณได้จากสูตร (4.10)

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1}$$

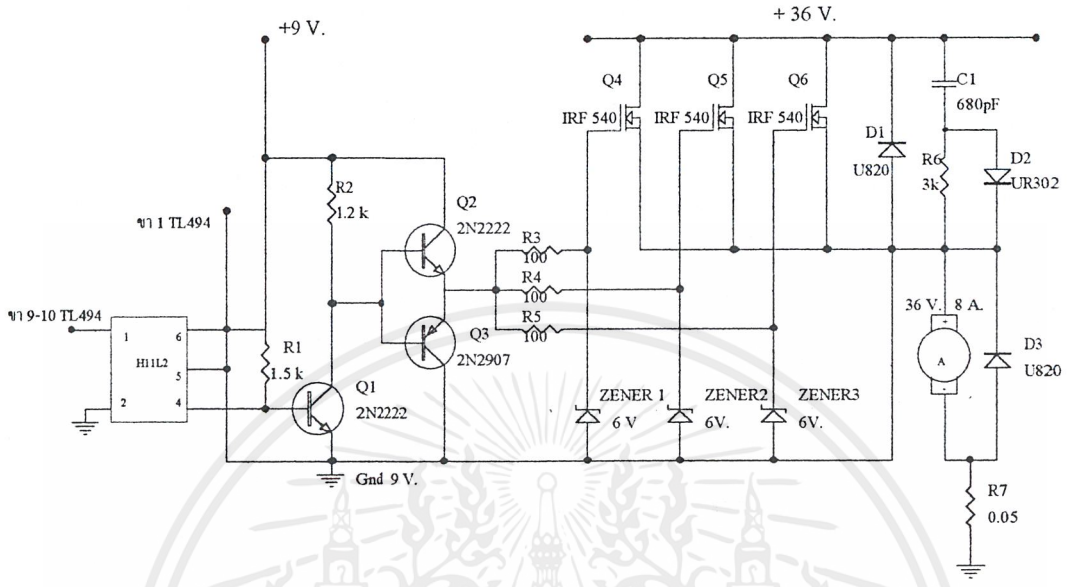
$$= \frac{10K \times 1n}{1.1}$$

$= 9\ \mu s.$ ได้ความถี่ประมาณ 100 KHz

เลือกใช้ Q1 และ Q2 ของ TL494 กำหนดให้ขา 13 (output control) ลงกราวด์ คาบเวลาจะมีค่าเท่ากับคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของ IC Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันจึงสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.2 การออกแบบภาค out put

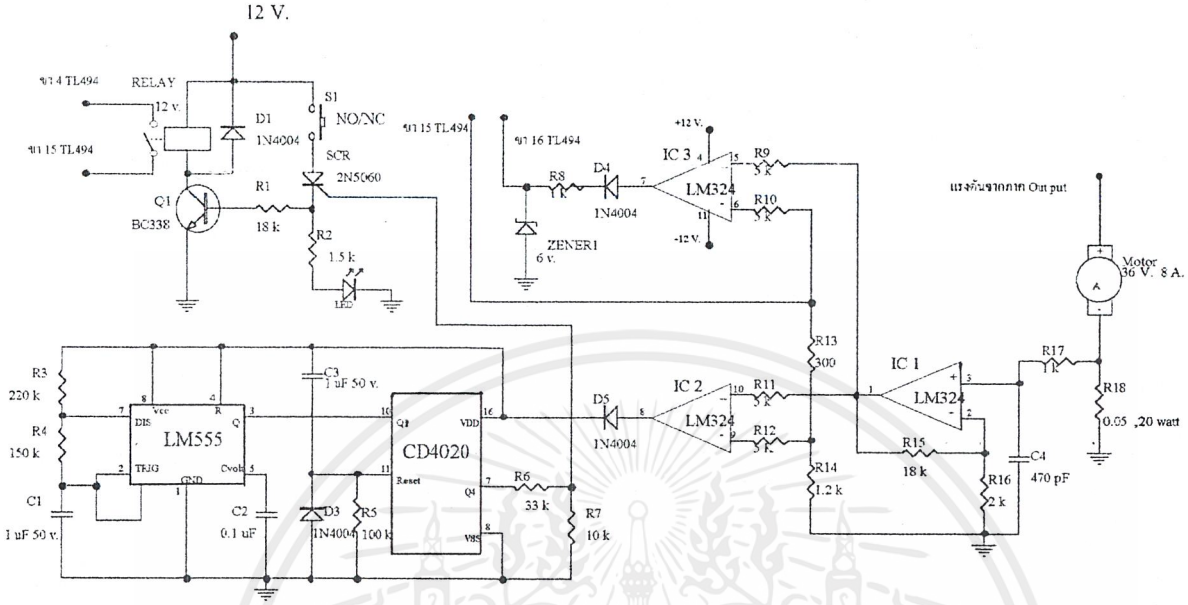


รูปที่ 4.5 วงจรภาค out put ของชุดควบคุม Motor

ใช้ opto couple H11L2 เป็นตัวแยกกราวด์ให้ Tr 2N2222 และ 2N2907 เป็น driver กระแสที่ไหลผ่านมอเตอร์ คือกระแสเฉลี่ยที่ผ่าน MOSFET IRF 540 กระแสจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่ที่ Gain ของระบบ เมื่อกระแสเพิ่มขึ้นจะทำให้ความเร็วมอเตอร์เพิ่มขึ้น Motor ที่ใช้ขนาด 36 V. 8 A. โดยมีแหล่งจ่ายแรงดันจากชุด switching power supply

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4.3 วงจรลิมิตกระแส และป้องกัน Over load



รูปที่ 4.6 วงจรลิมิตกระแสและป้องกัน Over load

การทำงานของวงจร

ในช่วงที่ Motor เริ่ม start จะมีกระแสสูงมาก ถ้าไม่ทำการลิมิตกระแสอาจทำให้ Motor เสียหายได้ ในวงจรนี้ได้เซตกระแสไว้ที่ 10 A. กระแสที่ไหลผ่าน Motor จะไม่เกิน 10 A. โดยมี Op-Amp จับกระแสที่ไหลผ่าน R 0.05 Ω แรงดันที่ Out put ของ Op- Amp (IC3) จะเท่ากับ

$$Vo = V1\left(1+\frac{18K}{2K}\right) \qquad \text{..... .(4.12)}$$

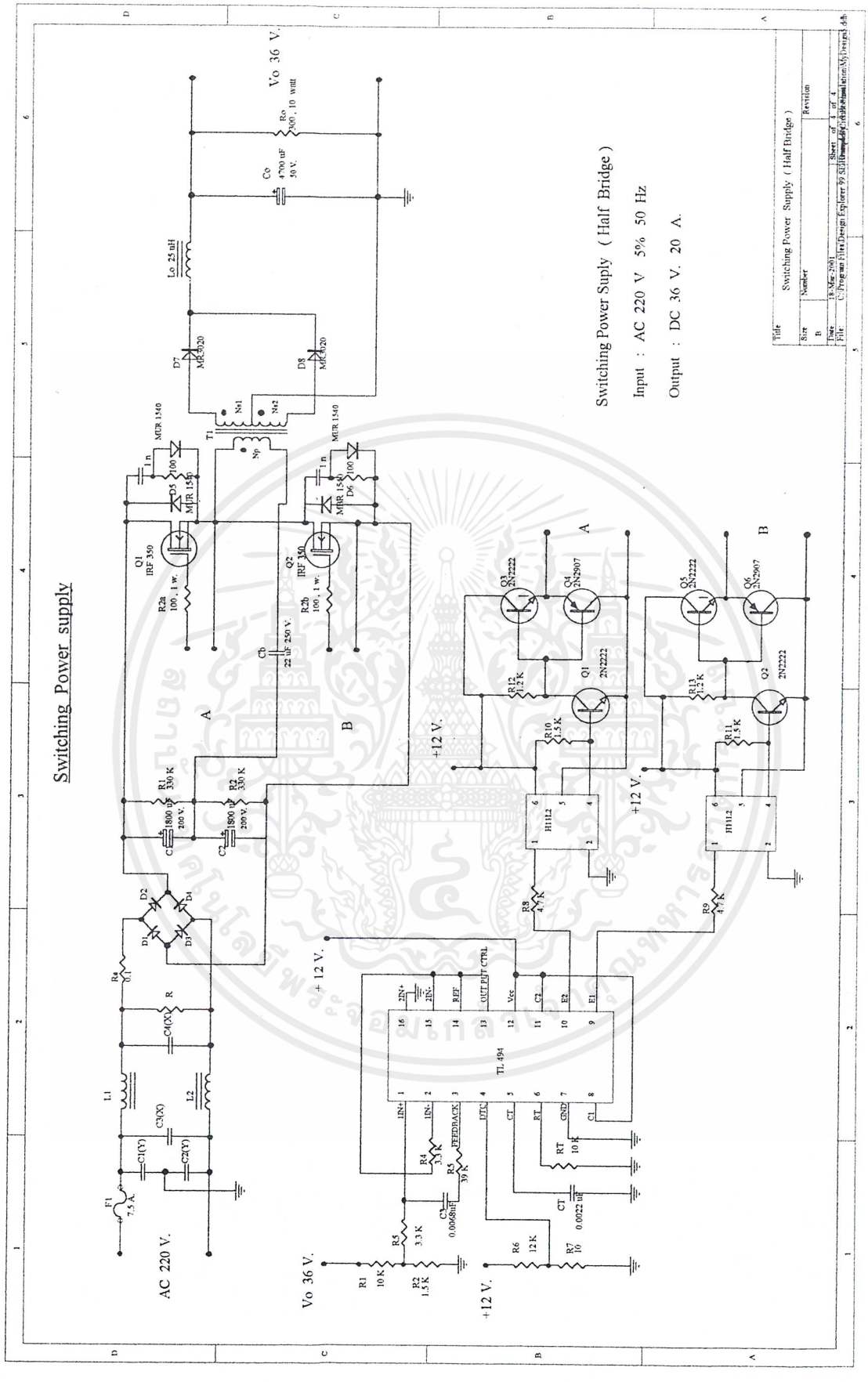
เมื่อมีกระแสไหลผ่าน R 0.05 Ω เท่ากับ 10 A. จะทำให้ V0 เท่ากับ 5 V. เมื่อกระแสไหลสูงขึ้น จะทำให้ IC1 ตรวจจับขา Inverting ไว้ที่ 5 V. สำหรับขา Noninverting ถ้า Vo เกิน 5 V. จะทำให้ out put ของ IC1 เป็น high ซึ่งภาวะปกติ จะเป็น 0 V. จะพาไปเข้าที่ขา 16 ของ TL494 (error amp) และทำการเปรียบเทียบแรงดันกับขา 5 ซึ่งเซตไว้ 5V. เมื่อมีแรงดันสูงกว่า 5 V. สัญญาณที่ Out put ของ TL494 ก็จะ off

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ IC2 เซตขา Inverting ไว้ที่ 4 V. ซึ่งก็คือกระแสที่ไหลผ่าน R 0.05 Ω เท่ากับ 8 A. จะทำให้ Out put เป็น high นำไปเข้าวงจร timer ใช้ IC 555 เป็นตัวกำเนิดความถี่ โดย Out put ที่ขา 3 ของ IC 555

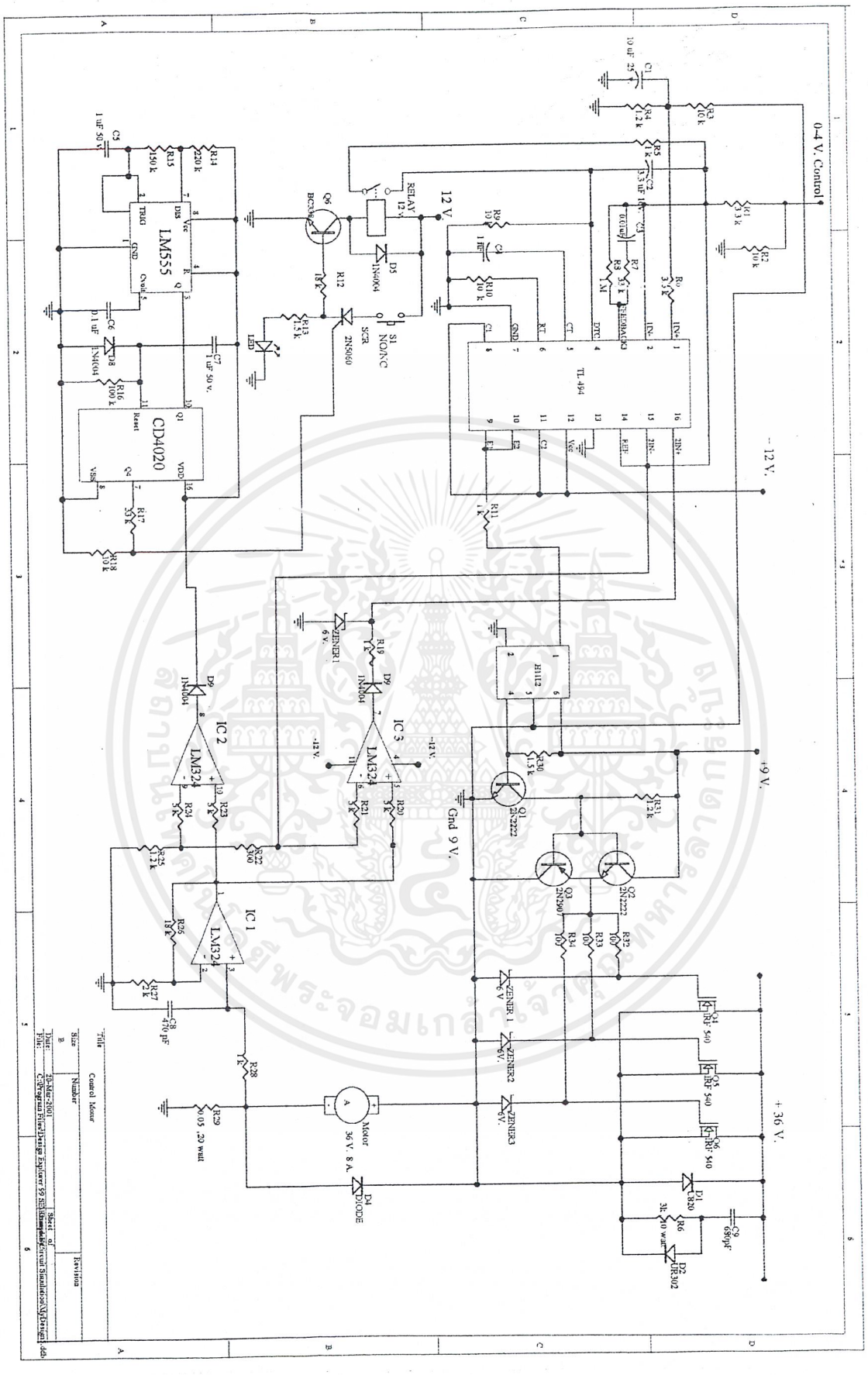
จาก Out put ขา 3 ของ IC 555 สัญญาณพัลซ์จะถูกส่งไปเข้าวงจรนับ IC CD4020 ซึ่งจะทำการนับเฉพาะช่วงที่เป็นศูนย์ของสัญญาณ ในช่วงเริ่มแรกนั้นจะมีพัลซ์รีเซต "1" ที่ขา 11 ขา RST โดยอัตโนมัติ สัญญาณที่เข้าขา 10 (clk) จะทำการนับมาถึงจำนวนที่ได้ตั้งไว้ Out put จะมีสถานะเป็น high "1" ออกมา จากวงจรจุดนี้ได้เซตไว้ที่ประมาณ 3 sec เมื่อ Out put เป็น "1"จะทำให้ไปทริกที่ขาเกทของ SCR ทำให้ SCR นำกระแสมีกระแส IB ไหลผ่าน Tr BC338 ทำให้ Relay ทำงาน เมื่อหน้าสัมผัสต่อกันจะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขา 4 ของ TL494 (dead time)ประมาณ 5 V. ที่แรงดันขนาดนี้ทำให้ Out put ของ TL494 Off ทำให้ Motor หยุดทำงานไม่มีกระแสไหลผ่าน Motor เมื่อต้องการให้ Motor ทำงานต่อต้องทำการ Reset ที่ SCR การทำงานของ Motor ก็จะทำงานต่อไปตามปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 วงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 36 โวลต์ 15 แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 วงจรชุดควบคุม Motor

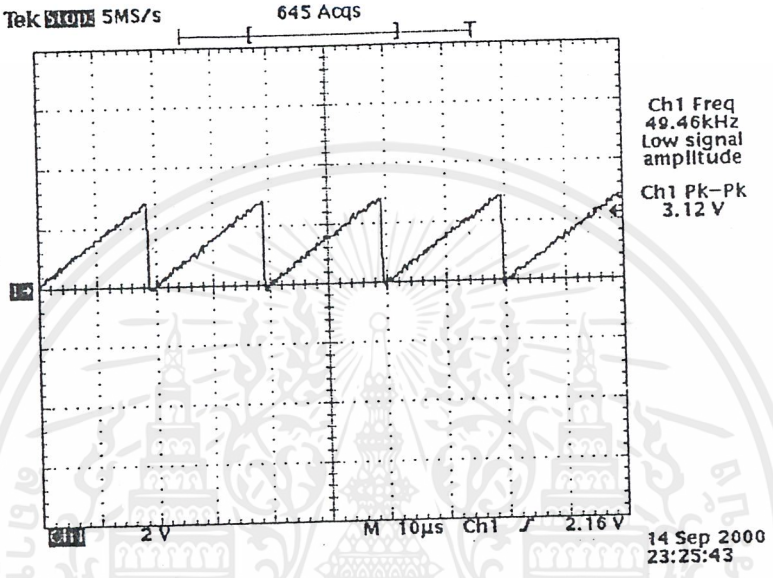
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

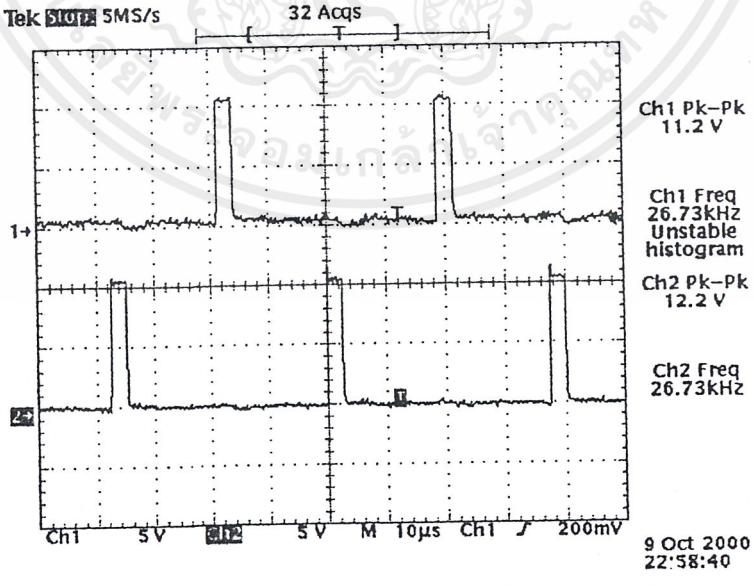
การทดลองและผลการทดลอง

5.1 การทดลองวัดรูปสัญญาณสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายขณะไม่มีโหลด

ณ จุดต่างๆในวงจรสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายไม่ได้ต่อโหลด (No Load) ได้ผลของสัญญาณดังรูปที่ 5.1 – 5.5

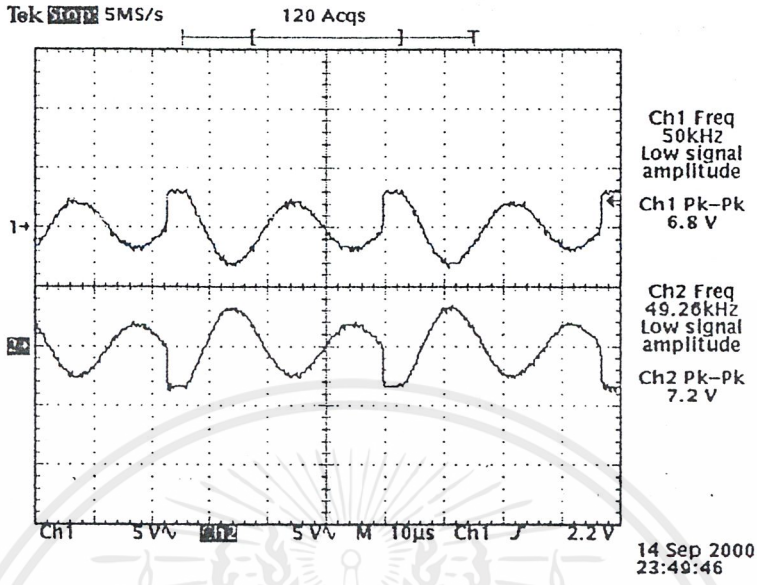


รูปที่ 5.1 สัญญาณ Oscillator ที่ขา 5 ของ IC TL494

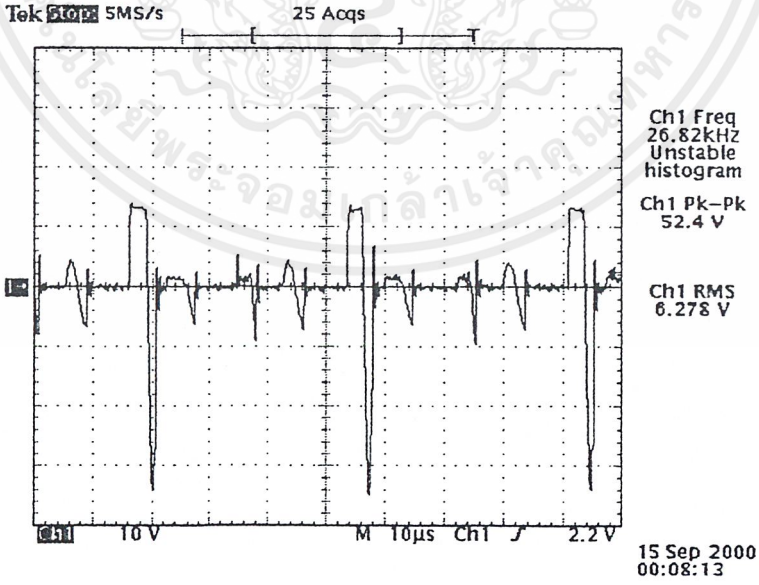


รูปที่ 5.2 สัญญาณที่ขา G ของ Q1 และ Q2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

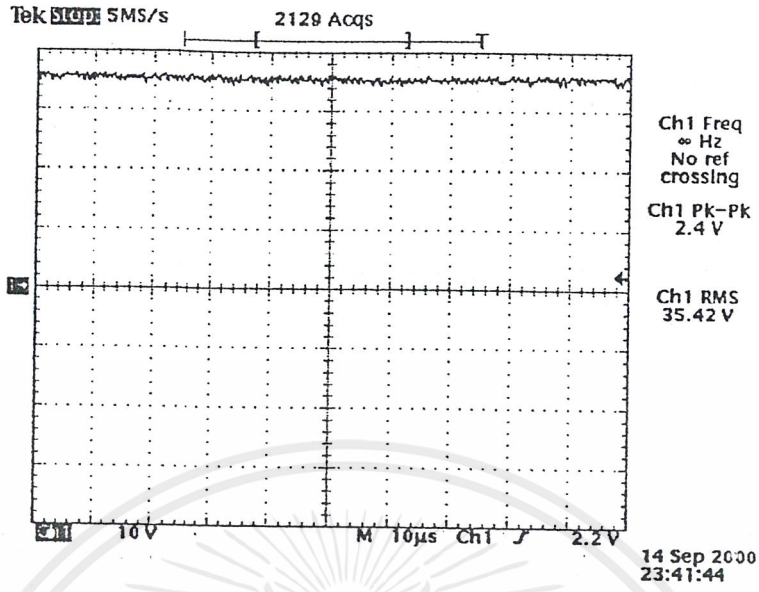


รูปที่ 5.3 สัญญาณที่ขด seccondary ของหม้อแปลง T1



รูปที่ 5.4 สัญญาณแรงดันตกคร่อม Lo ขณะไม่ต่อโหลด

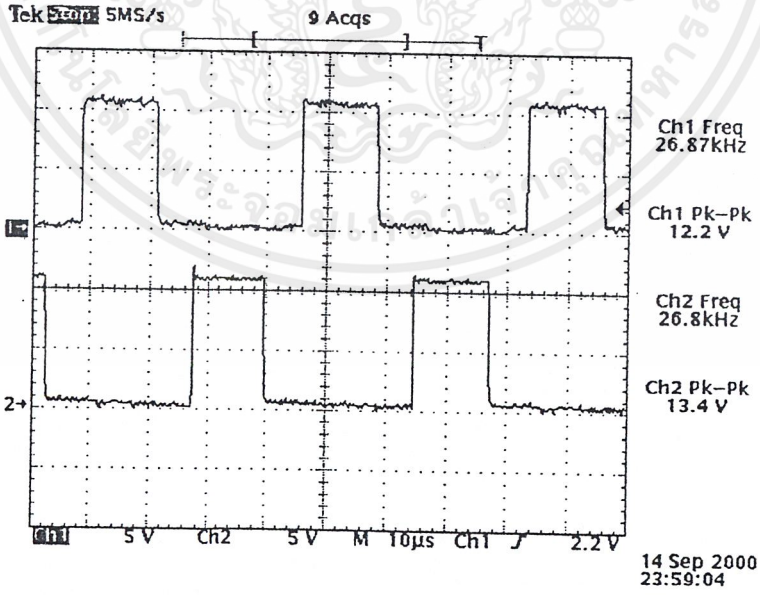
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.5 สัญญาณที่ out put ขณะไม่ต่อโหลด

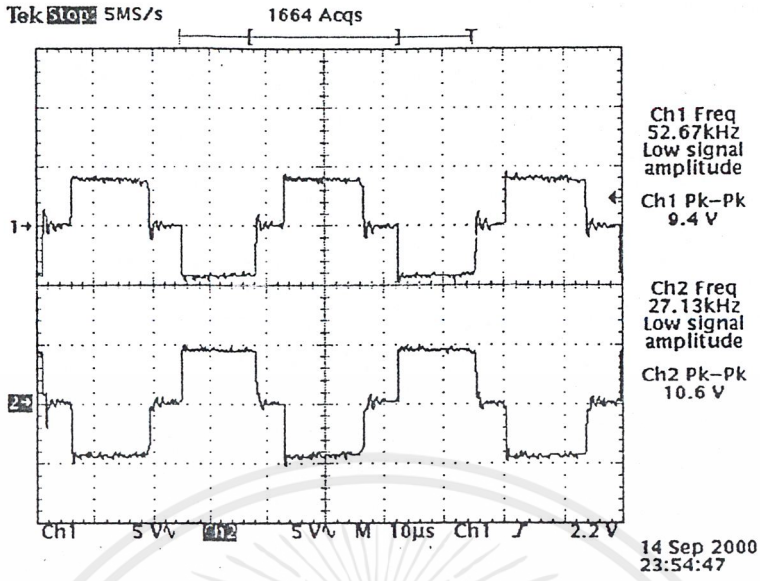
5.2 การทดลองวัดรูปสัญญาณสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายขณะมีโหลด

การวัดสัญญาณ ณ จุด ต่างๆขณะขับโหลดเป็น Motor ขนาด 36 V. 8 A. ได้สัญญาณดังรูปที่ 5.6 –5.9

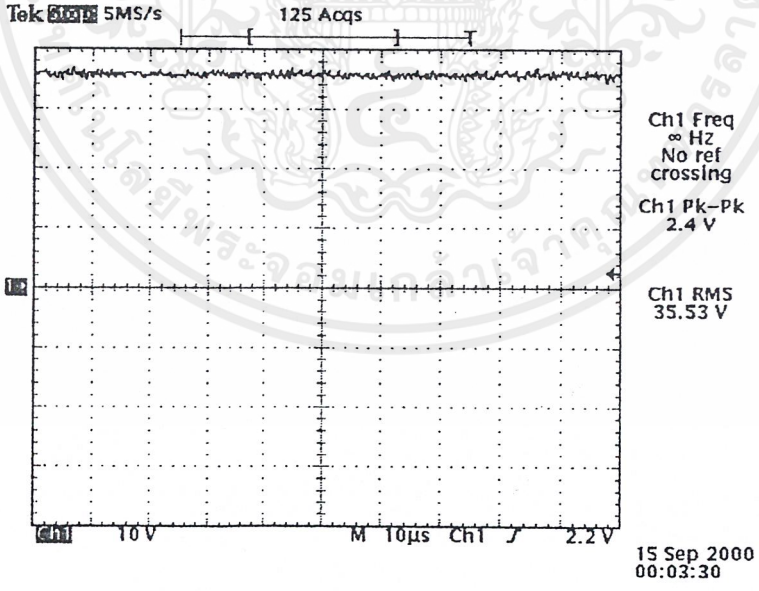


รูปที่ 5.6 สัญญาณที่ขา G ของ Q1 และ Q2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.7 สัญญาณที่ขด seccondary ของหม้อแปลง T1 ขณะต่อโหลด

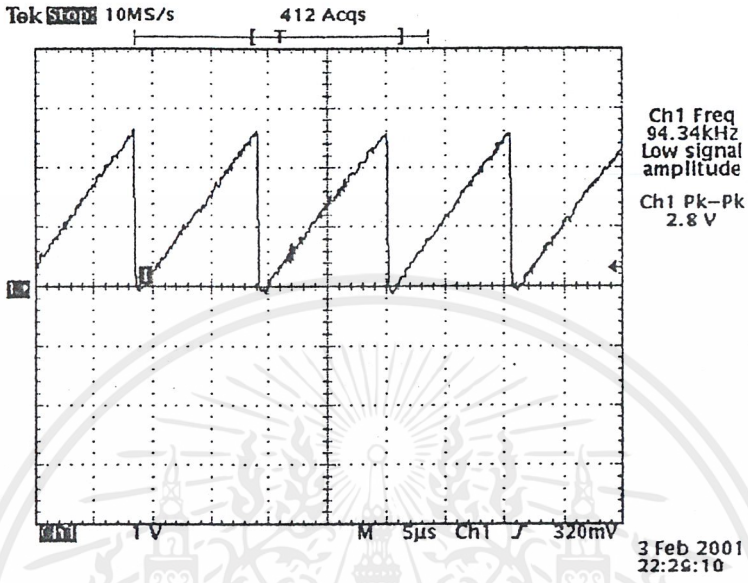


รูปที่ 5.8 สัญญาณที่ out put ขณะต่อโหลด

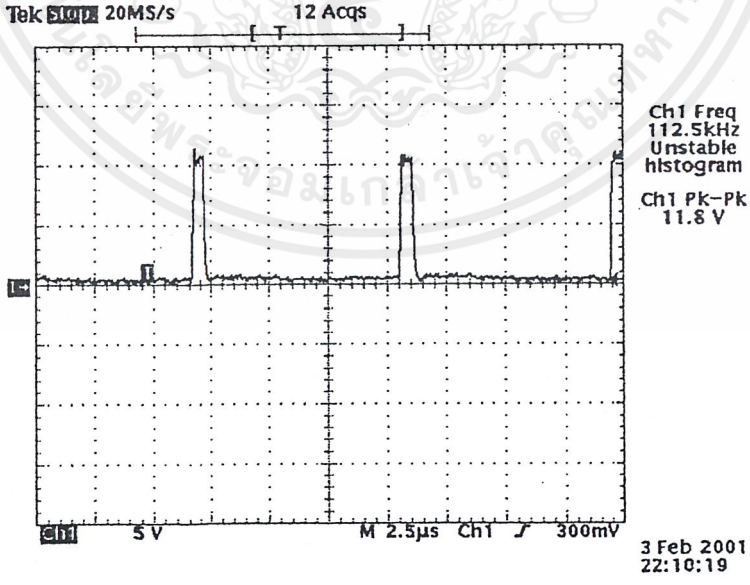
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 การทดลองวัดรูปสัญญาณของชุดควบคุม Motor

ขณะสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายไปขับมอเตอร์ขนาด 36 โวลต์ กระแส 8 แอมป์ โดยมอเตอร์มีโหลดขับสายพานของเครื่องออกกำลังกาย ได้รูปสัญญาณดังรูปที่ 5.9 - 5.15

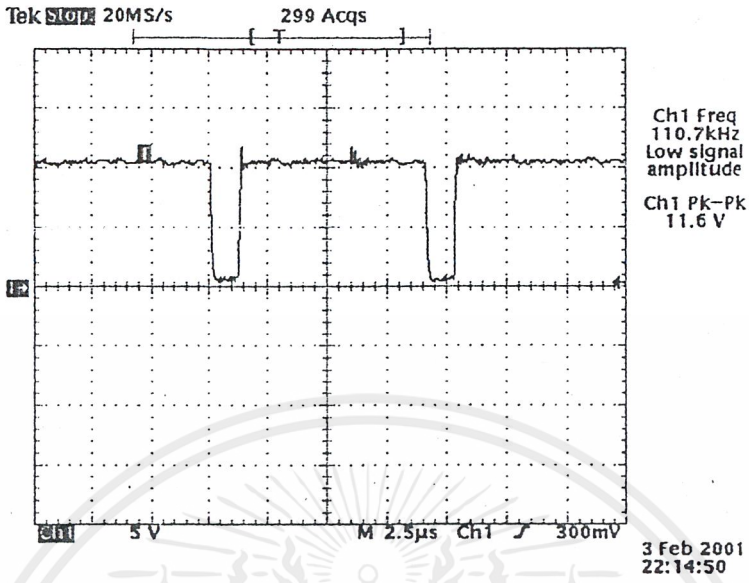


รูปที่ 5.9 สัญญาณที่ขา 5 ของ TL494 ชุดควบคุม Motor

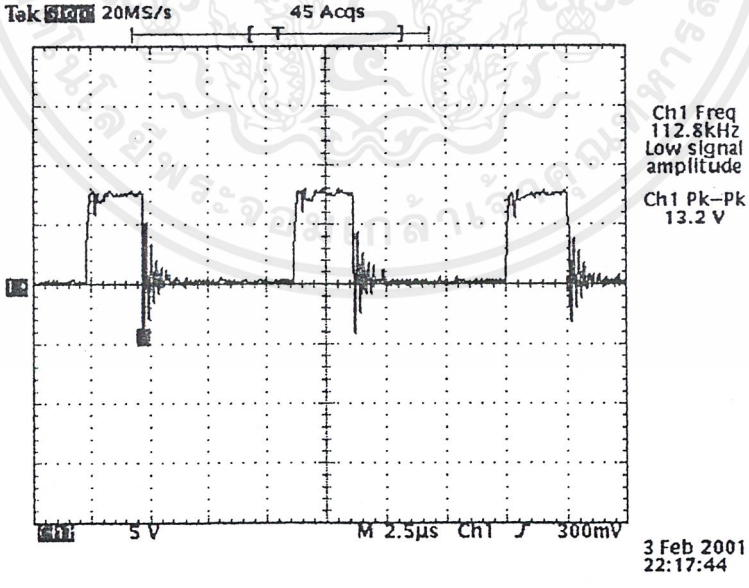


รูปที่ 5.10 สัญญาณที่ขา 9-10 ของ TL494 ชุดควบคุม Motor ขณะที่ Low speed

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

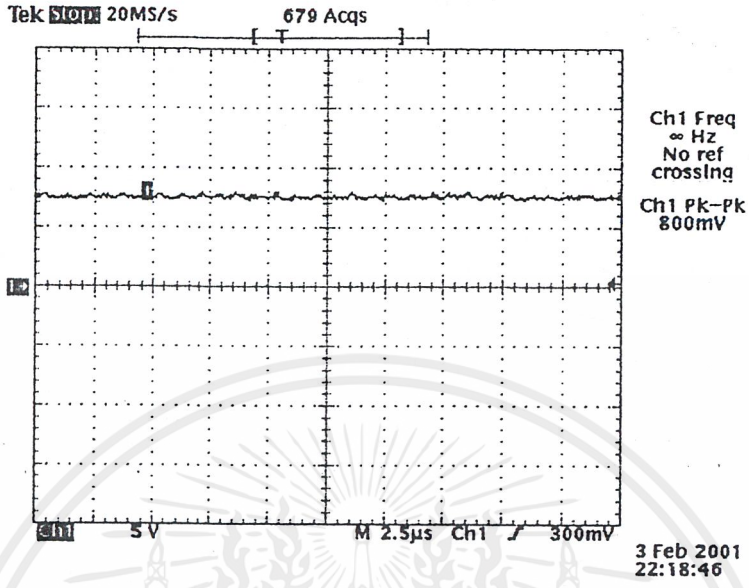


รูปที่ 5.11 สัญญาณที่ขา 9-10 ของ TL494 ชุดควบคุม Motor ขณะที่ High speed

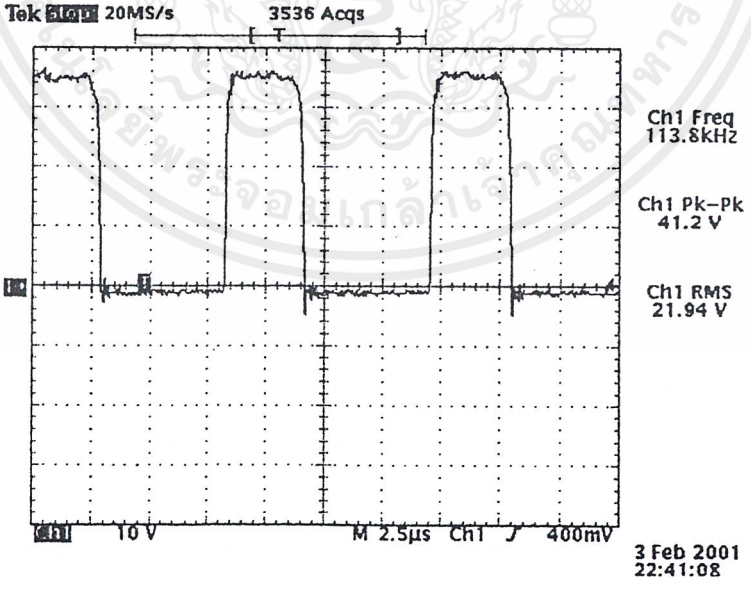


รูปที่ 5.12 สัญญาณที่ขาเกจของ MOSFET IRF 540 ขณะ Low speed

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

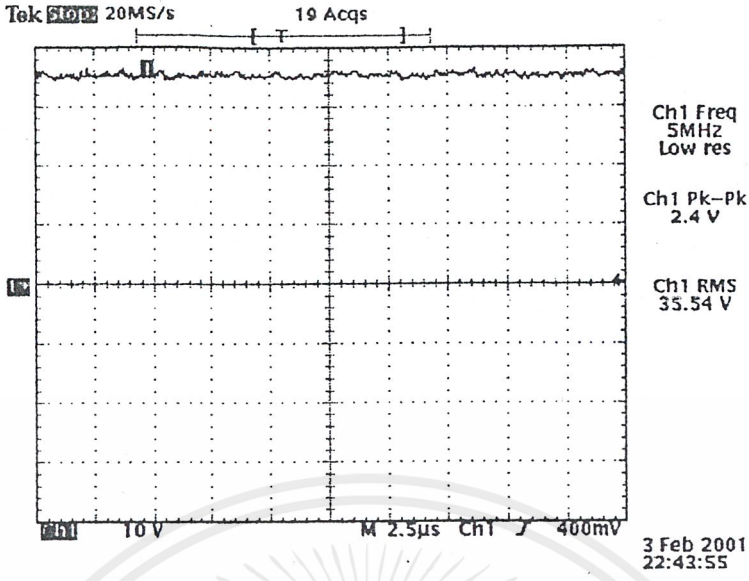


รูปที่ 5.13 สัญญาณที่ขาเกจของ MOSFET IRF 540 ขณะ High speed



รูปที่ 5.14 สัญญาณที่ Motor ขณะ Low speed

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.15 สัญญาณที่ Motor ขณะ High speed

5.4 การทดลองวัดกระแสจากการต่อโหลดเป็นความต้านทาน

โดยต่อกับสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายไม่มีชุดควบคุม Motor ที่ค่าความต้านทานต่างๆดังนี้

Load (Ohm)	แรงดัน (V)	กระแส (A)	กำลัง (W)	% Load Reg
200	35.53	0.177	6.28	0.3
100	35.53	0.355	12.61	0.3
50	35.53	0.710	25.22	0.3
10	35.53	3.553	126.23	0.3
5.6	35.53	6.344	225.40	0.3
4.3	35.53	8.262	293.54	0.3
3.6	35.53	9.869	350.64	0.3
2.5	35.53	14.212	504.95	0.3

ตารางที่ 5.1 แสดงค่าของแรงดัน กระแสและกำลังงานขณะที่ต่อโหลดความต้านทานของสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากตารางที่ 5.1 คำนวณค่า Load Regulation ได้จาก

$$\%Load\ \ \text{Re}gulation = \frac{Vo(no.Load) - Vo(full.Load)}{Vo(no.Load)} \quad \ldots\ldots\ldots (5.1)$$

เมื่อ Vo (no Load) = 35.42 V.

จากการวัดสัญญาณเอาท์พุท ในรูปที่ 5.5 และ 5.8 แรงดันกระเพื่อม (Ripple Voltate)ของเอาท์พุทมีค่าเท่ากับ 2.4 Vp-p

$$\%Ripple = \frac{Vr(rms)}{Vdc} \times 100 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (5.2)$$

$$\%Ripplp = \frac{2.4Vp-p}{35.53V.} \times 100 \ = \ 6.7\ \%$$

คำนวณหาประสิทธิภาพ (Efficiency) ของวงจรสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจาก

$$\%Efficiency = \frac{Pout}{Pin} \times 100 \quad \ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots (5.3)$$

โดย Pout คำนวณจากการต่อโหลดความต้านทาน 2.5 โอห์ม แรงดันเอาทพุทเท่ากับ 35.53 V. และกระแสเท่ากับ 14.212 A. ได้ Pout เท่ากับ 504.95 W.

และวัดกระแสอินพุทขณะขับโหลดความต้านทาน 2.5 โอห์มได้เท่ากับ 3.5 A และแรงดันอาร์เอ็มเอสอินพุทเท่ากับ 220 V. ได้ Pin เท่ากับ 770 W.

$$\%Efficiency = \frac{504.95}{770} \times 100$$

$$= 65.6\ \%$$

ประสิทธิภาพของวงจรสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพลายมีค่าเท่ากับ 65.5 %

ทดลองเปลี่ยนโหลดเป็น Motor และต่ออนุกรมด้วย ความต้านทาน 0.1 โอห์ม เพื่อทำการวัดกระแสกระชากขณะโหลดมีค่าสูงๆได้แรงดันเท่ากับ 36 V. กระแสกระชากเท่ากับ 15 A. กำลังงาน 540 W.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 การทดลองวัดแรงดัน และกระแสของชุดควบคุม Motor โดยการป้อนแรงดัน (Vin)จากเพาเวอร์ซัพพลายเข้าเป็นแรงดันเปรียบเทียบที่ขา cror amp ของ TL494 ชุดควบคุม Motor แล้วทำการวัดแรงดักระแส และความเร็วขณะที่มอเตอร์ขับสายพานของเครื่องออกกำลังกาย โดย ที่มีโหลด น้ำหนัก 60 Kg และไม่มีโหลด ได้ผลการวัดดังตารางที่ 5.2

แรงดัน Vin (V)	แรงดัน Vout (V)	กระแส No Load (A)	กระแส Load (A)	ความเร็วรอบ No Load (rpm)	ความเร็วรอบ Load (rpm)
0	0	0	0	0	0
0.2	2.2	0.1	0.4	25	4
0.4	4.1	0.2	0.4	80	45
0.6	6	0.24	0.6	180	97
0.8	8	0.32	0.6	220	160
1	10	0.4	0.8	282	215
1.2	12	0.46	1.2	384	289
1.4	13.5	0.56	1.4	482	395
1.6	15.5	0.58	1.8	530	450
1.8	17	0.64	2	586	504
2	19	0.74	2.4	668	580
2.2	21	0.84	2.6	720	630
2.4	22	0.90	2.8	790	700
2.6	24.5	0.96	2.8	853	795
2.8	26	1.02	3	960	875
3	28	1.1	3.2	1100	951
3.2	30	1.1	3.4	1138	990
3.4	32	1.3	3.6	1176	1084

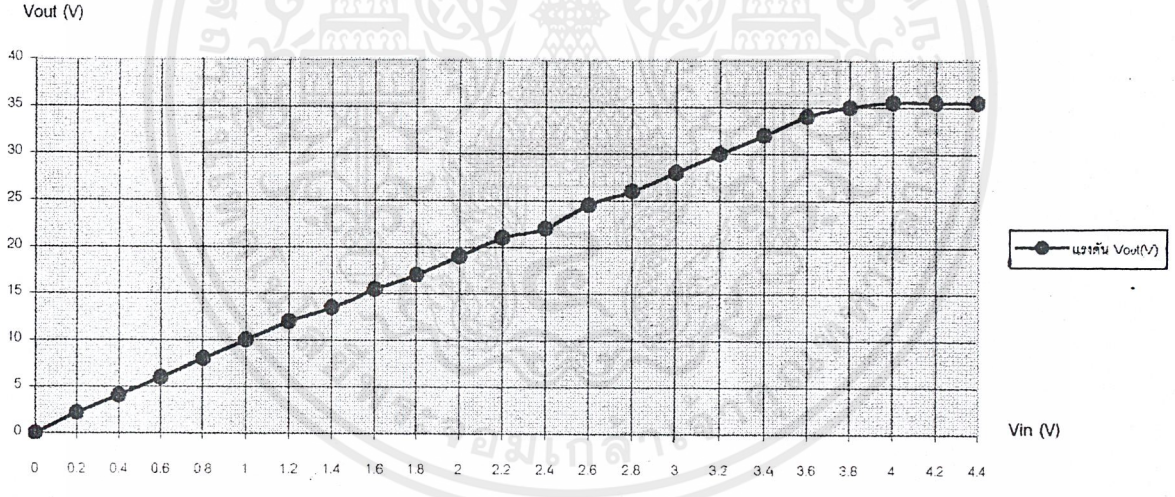
ตารางที่ 5.2 แสดงค่าแรงดัน กระแสและความเร็วรอบขณะที่มีโหลดและไม่มีโหลดของชุดควบคุม Motor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดัน Vin (V)	แรงดัน Vout (V)	กระแส No Load (A)	กระแส Load (A)	ความเร็วรอบ No Load (rpm)	ความเร็วรอบ Load (rpm)
3.6	34	1.4	3.6	1204	1100
3.8	35	1.4	3.8	1301	1214
4	35.5	1.4	3.8	1304	1220
4.2	35.5	1.4	3.8	1304	1230
4.4	35.5	1.4	3.8	1304	1230

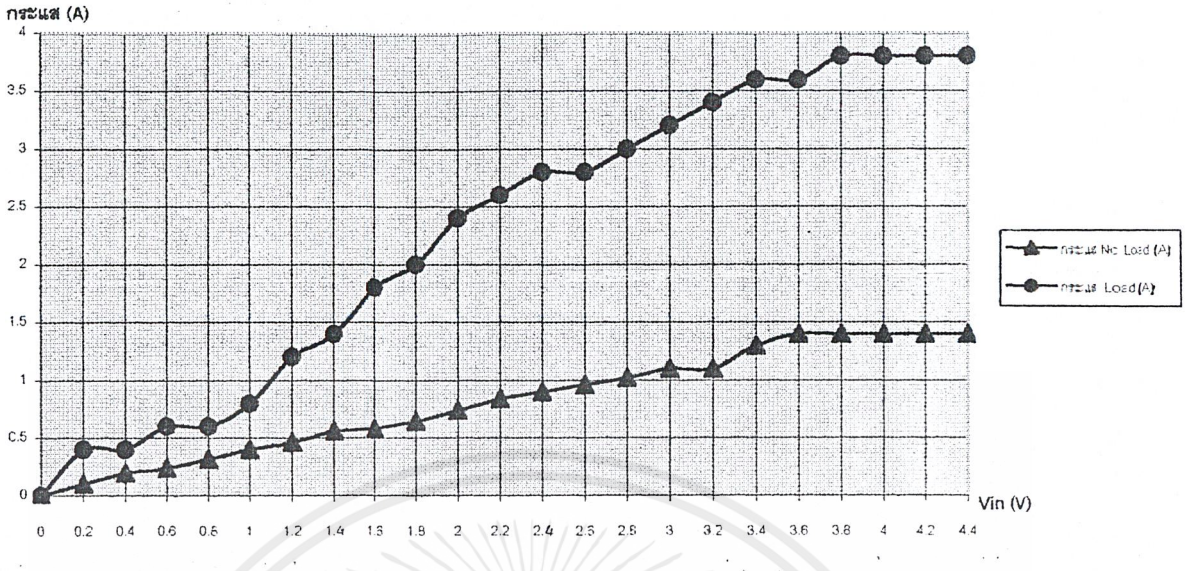
ตารางที่ 5.2 (ต่อ) แสดงค่าแรงดันกระแส และความเร็วขณะที่มีโหลดและไม่มีโหลดของชุดควบคุม Motor

จากตารางที่ 5.2 นำมาเขียนเป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน Vin , Vout ,กระแส และความเร็วรอบ ได้ดังรูปที่ 5.16 – 5.18

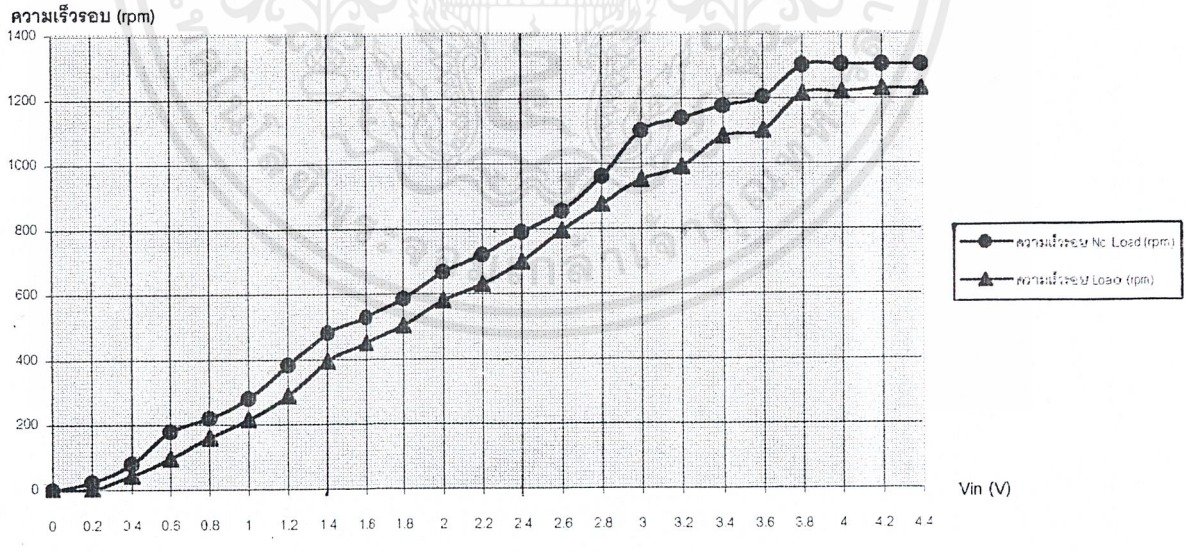


รูปที่ 5.16 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน Vin และ Vout

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.17 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน Vin และกระแสขณะ No Load และ มี Load



รูปที่ 5.18 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน Vin และความเร็วรอบขณะ No Load และมี Load

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

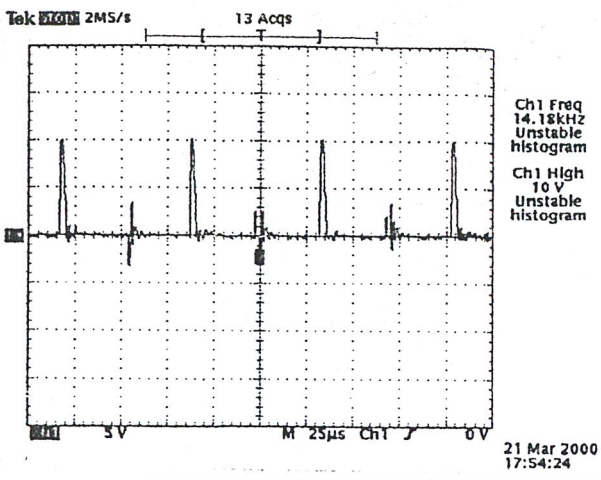
บทที่ 6

บทสรุปและวิจารณ์

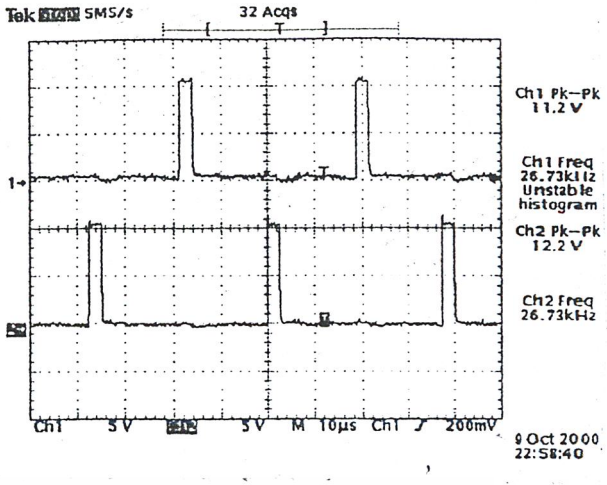
การทดลองแบ่งออกเป็น 2 ชุด ชุดแรกเป็นการทดลองการทำงานของสวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย และอีกชุดเป็นตัวควบคุมมอเตอร์ ในส่วนของชุดควบคุมมอเตอร์แยกทำเป็น 2 กลุ่ม ส่วนของการทดลองที่ได้ทำนี้เป็นชุดควบคุมแบบเปิดลูฟ ใช้ IC TL494 PWM เป็นตัวผลิตพัลซ์เพื่อไปควบคุมมอเตอร์ โดยป้อนแรงดันที่ อินพุท 0-4 Volt ความเร็วมอเตอร์ก็จะเปลี่ยนไปตามกระแสเฉลี่ยที่เปลี่ยนไป ส่วนอีกกลุ่มจะทำการสร้างชุดควบคุมแรงดัน 0-4 Volt โดยการใช้ Sensor ตรวจจับพัลซ์ของมอเตอร์ในการหมุนแต่ละรอบ แล้วเข้าวงจร Phase lock loop ทำการเปรียบเทียบสัญญาณที่ตัวมอเตอร์กับชุดผลิตสัญญาณอ้างอิงซึ่งได้จากการวัดการเต้นของหัวใจ นำสัญญาณมาเข้าไมโครคอลโทรลเลอร์ ประมวลผลจะได้สัญญาณอ้างอิงออกมา สัญญาณ error ที่ได้จากการเปรียบเทียบจะนำมาเปลี่ยนเป็นแรงดันเข้าวงจรฟิลเตอร์ และได้แรงดันเอาท์พุท 0-4 Volt ซึ่งเมื่อนำการทำงานของทั้งสองกลุ่มมารวมกันก็จะได้การควบคุมมอเตอร์แบบลูฟปิด จากหลักการของ phase lock loop ความเร็วของมอเตอร์จะไม่เปลี่ยนแปลงถ้าพัลซ์อ้างอิงไม่เปลี่ยนแปลง สภาวะ Lock จะยังคงอยู่ได้ต่อไป จากการหลักทำงานทั้งหมดของชุดควบคุมได้นำมาประยุกต์ใช้กับเครื่องออกกำลังกายแบบลู่วิ่งเพื่อควบคุมความเร็วให้ได้ตามต้องการ หรือควบคุมความเร็วจากอัตราการเต้นของหัวใจ

สวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายต้องการขับกระแสให้ได้สูง 15 A. แรงดัน 36 V. ในการทดลองสามารถขับได้ 14.21 A แต่ในการทดลองนี้ใช้สวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายขับมอเตอร์ ขนาด 36 V. 8 A. ซึ่งมอเตอร์จะถูกควบคุมจากชุดควบคุมและมีวงจรลิมิตกระแส 10 A. ซึ่งก็เพียงพอสำหรับใช้สวิทชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายชุดนี้ขับมอเตอร์ จากการทดลองในเทอมแรกได้ใช้ Transformer เป็นตัวแยกกราวด์สัญญาณที่ได้จะเกิด noise ทำให้มีปัญหาคือ MOSFET ร้อนมากจึงเปลี่ยนมาใช้ opto H11L2 ซึ่งโครงสร้างภายในเป็น Schmitt trigger ทำให้สัญญาณมีค่า Rise time และ Fall time มีค่าน้อยสามารถลดความร้อนที่เกิดใน MOSFET ได้ จากรูปที่ 6.1 เป็นการเปรียบเทียบสัญญาณที่ได้จากการขับเกทด้วย Transformer และ การขับด้วย opto H11L2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ขับด้วย Transformer



ขับด้วย Opto H11L2

รูปที่ 6.1 เปรียบเทียบสัญญาณขับเกทจาก Transformer และ Opto H11L2

ในส่วนของชุดควบคุมมอเตอร์ได้สร้างวงจรลิมิตกระแสไว้ที่ 10 A. จากการทดลอง open loop โดยการป้อนแรงดันอิทพุท 0-4 Volt ความเร็วของมอเตอร์ก็จะเปลี่ยนไปตามขนาดของแรงดันอินพุทจากรูปที่ 5.18 จะสังเกตุได้ว่าการเปลี่ยนของความเร็วเกือบจะเปลี่ยนแปลงอย่างลิเนียร์กับแรงดัน Vin ที่ป้อนให้ ในการทดลองตอนแรกใช้ MOSFET IRF 540 เพียงตัวเดียว MOSFET จะร้อนมากจึงได้ทำการขนานเข้าไปอีก 2 ตัวในการใช้งานปกติความร้อนของ MOSFET ลดลงมาก ซึ่งพิจราณาถ้าต่อตัวเดียวกระแสไหลผ่านจุดเดียว ซึ่งภายใน MOSFET จะมีค่าความต้านทานอยู่จึงทำให้มีความร้อนเกิดขึ้น เมื่อนำมาต่อขนานกันหลายตัว กระแสไหลได้หลายทางจึงทำให้ความร้อนลดลงในการทดสอบสภาวะไม่มีโหลด มอเตอร์กินกระแสต่ำมากประมาณ 1.4 A. ขณะมีโหลดกินกระแสประมาณ 3.5 A. การทดสอบที่น้ำหนัก 50-80 kg. ผลที่ได้ไม่ต่างกันมากนัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ผู้จัดทำปริญญานิพนธ์ขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษา อ. พิชัย คูศิริวานิชกร และอาจารย์ในภาควิชาอิเลคทรอนิกส์ทุกท่านที่ให้ข้อมูล ความรู้ที่เกี่ยวข้องกับโครงงาน และแนวทางในการแก้ไขปัญหาในการทำโครงงานชิ้นนี้ เป็นผลให้โครงงานชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี และขอขอบพระคุณพ่อ แม่ พี่ๆ น้องๆ และเพื่อนทุกๆคน ที่ให้กำลังใจที่ดีในการทำโครงงานจนสำเร็จ

ผู้จัดทำ
นาย บุญสิทธิ์ ศรศิลป์
นาย วิเชียร มาเรียน
นาย สมโชค ขุนดำ
9 / 3 / 44

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. ประสิทธิพร แซ่เฮ้ง, "สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ตอน 2" ,วารสารเซมิคคอนดักเตอร์อิเลคทรอนิกส์, ฉบับที่ 113, 2535 หน้า 138-145
2. สุวัฒน์ คั่น , " เทคนิคและการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย " เอนเทลไทย ,245 หน้า 2538
3. โยธิน เปรมปราณีรัชต์ ,"ระบบเซอร์โวและอิเลคทรอนิกส์คอนโทรลมอเตอร์ " สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , พิมพ์ครั้งที่ 1 , 2533
4. Jongsma, J., Transformer winding design., Philips TP207 1986
5. Bracke, L.P.M., Switched-mode power supply magnetic consider and core selection., Philips TP206,1986
6. Keith H. Billing , "Switchmode Power Supply HandBook " ,McGraw – Hill , 1989

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

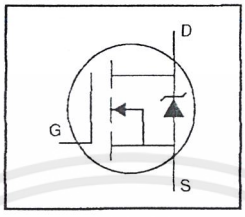
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PD-9.445C

IRFP350

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



V_{DSS} = 400V

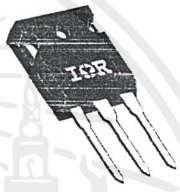
$R_{DS(on)}$ = 0.30Ω

I_D = 16A

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial–industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



TO-247AC

Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ T_C = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	16	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	10	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	64	
P_D @ T_C = 25°C	Power Dissipation	190	W
	Linear Derating Factor	1.5	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	390	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	16	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	19	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	4.0	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.65	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	400	—	—	V	V_{GS}=0V, I_D= 250μA
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.51	—	V/°C	Reference to 25°C, I_D= 1mA
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.30	Ω	V_{GS}=10V, I_D=9.6A ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V_{DS}=V_{GS}, I_D= 250μA
g_{fs}	Forward Transconductance	10	—	—	S	V_{DS}=50V, I_D=9.6A ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V_{DS}=400V, V_{GS}=0V
		—	—	250		V_{DS}=320V, V_{GS}=0V, T_J=125°C
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V_{GS}=20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V_{GS}=-20V
Q_g	Total Gate Charge	—	—	150	nC	I_D=16A
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	23		V_{DS}=320V
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	80		V_{GS}=10V See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	16	—	ns	V_{DD}=200V
t_r	Rise Time	—	49	—		I_D=16A
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	87	—		R_G=6.2Ω
t_f	Fall Time	—	47	—		R_D=12Ω See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	2600	—	pF	V_{GS}=0V
C_{oss}	Output Capacitance	—	660	—		V_{DS}= 25V
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	250	—		f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	16	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	64		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.6	V	T_J=25°C, I_S=16A, V_{GS}=0V ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	380	570	ns	T_J=25°C, I_F=16A
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	4.7	7.1	μC	di/dt=100A/μs ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is neglegible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=2.7mH R_G=25Ω, I_{AS}=16A (See Figure 12)

③ I_{SD}≤16A, di/dt≤200A/μs, V_{DD}≤$V_{(BR)DSS}$, T_J≤150°C

④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

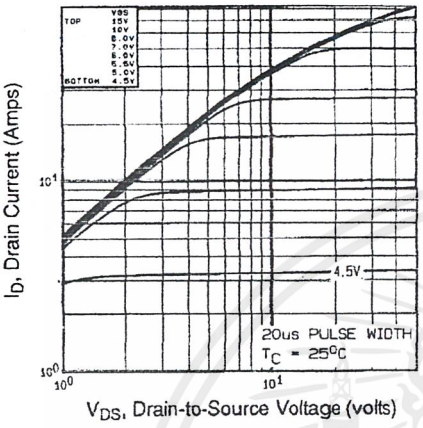


Fig 1. Typical Output Characteristics, T_C=25°C

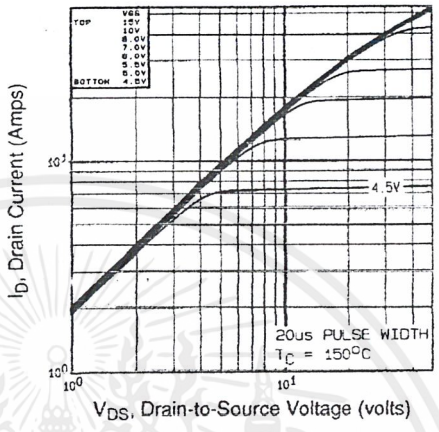


Fig 2. Typical Output Characteristics, T_C=150°C

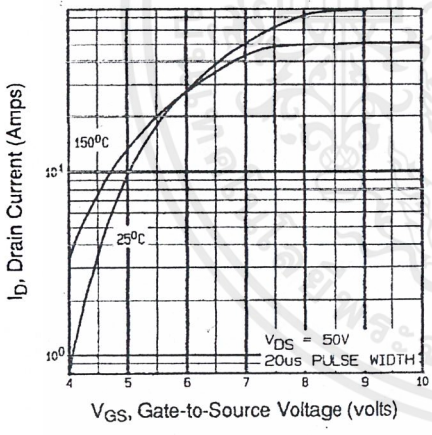


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

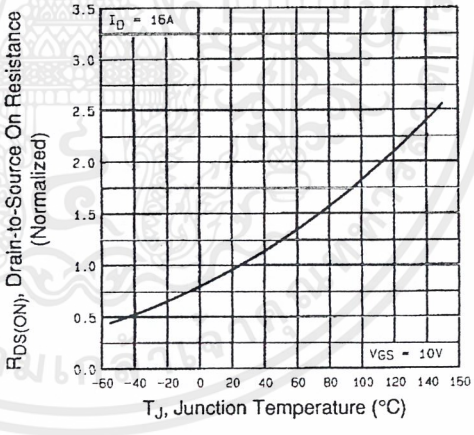


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

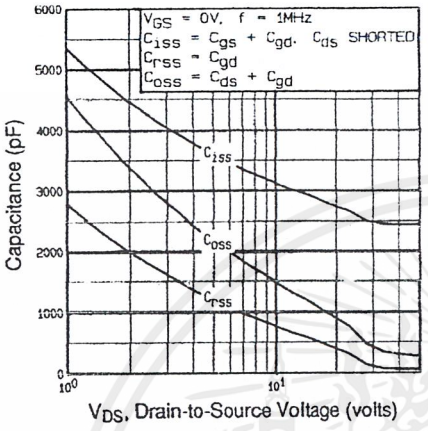


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

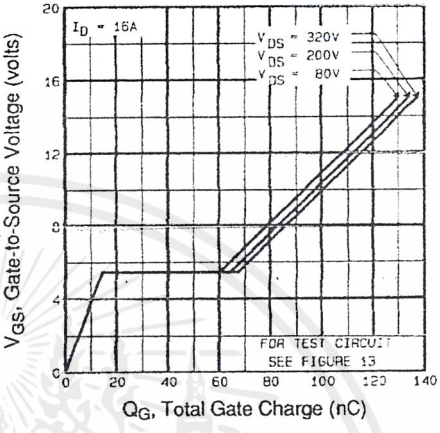


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

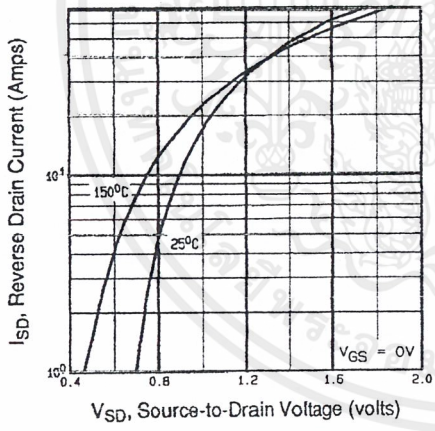


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

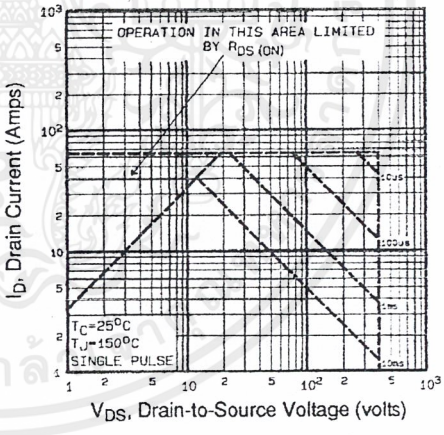


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

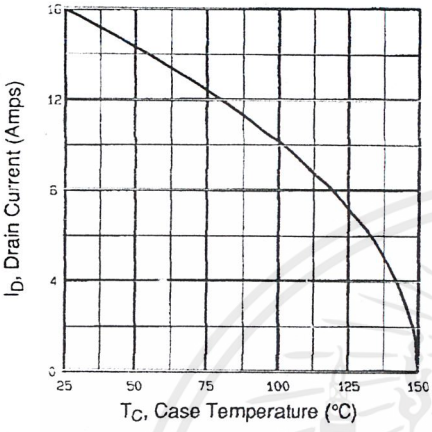


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

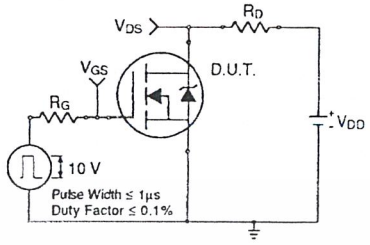


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

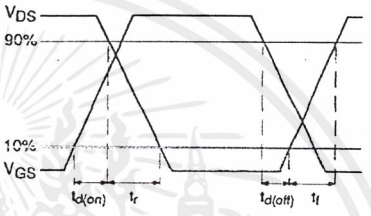


Fig 10b. Switching Time Waveforms

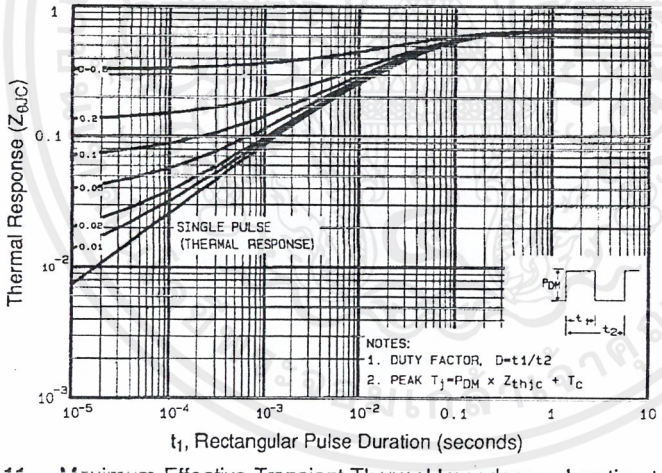


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

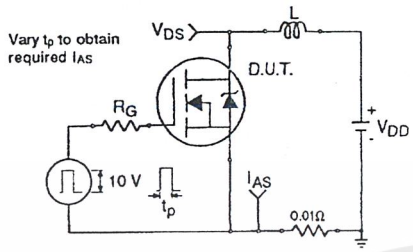


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

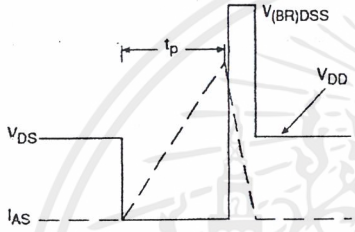


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

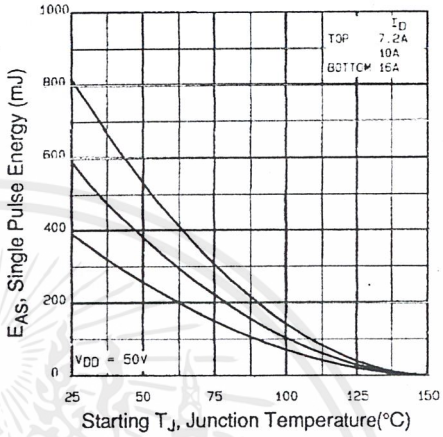


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

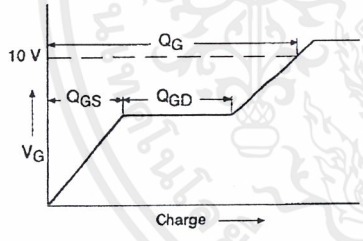


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

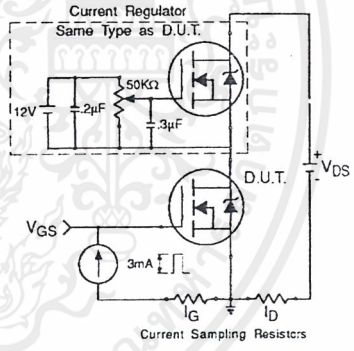


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

International IOR Rectifier

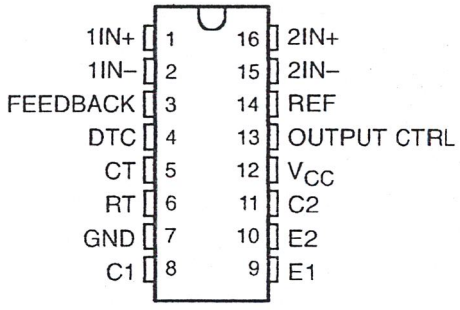
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

- Complete PWM Power Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead Time Provides Control Over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply With 5% Tolerance
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization

D, N, NS, OR PW PACKAGE
(TOP VIEW)



description

The TL494 incorporates all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation (PWM) control circuit on a single chip. Designed primarily for power-supply control, this device offers the flexibility to tailor the power-supply control circuitry to a specific application.

The TL494 contains two error amplifiers, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control (DTC) comparator, a pulse-steering control flip-flop, a 5-V, 5%-precision regulator, and output-control circuits.

The error amplifiers exhibit a common-mode voltage range from –0.3 V to V_{CC} – 2 V. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time. The on-chip oscillator can be bypassed by terminating RT to the reference output and providing a sawtooth input to CT, or it can drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies.

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. The TL494 provides for push-pull or single-ended output operation, which can be selected through the output-control function. The architecture of this device prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

The TL494C is characterized for operation from 0°C to 70°C. The TL494I is characterized for operation from –40°C to 85°C.

FUNCTION TABLE

INPUT TO OUTPUT CTRL	OUTPUT FUNCTION
V_I = GND	Single-ended or parallel output
V_I = V_{ref}	Normal push-pull operation

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

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

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

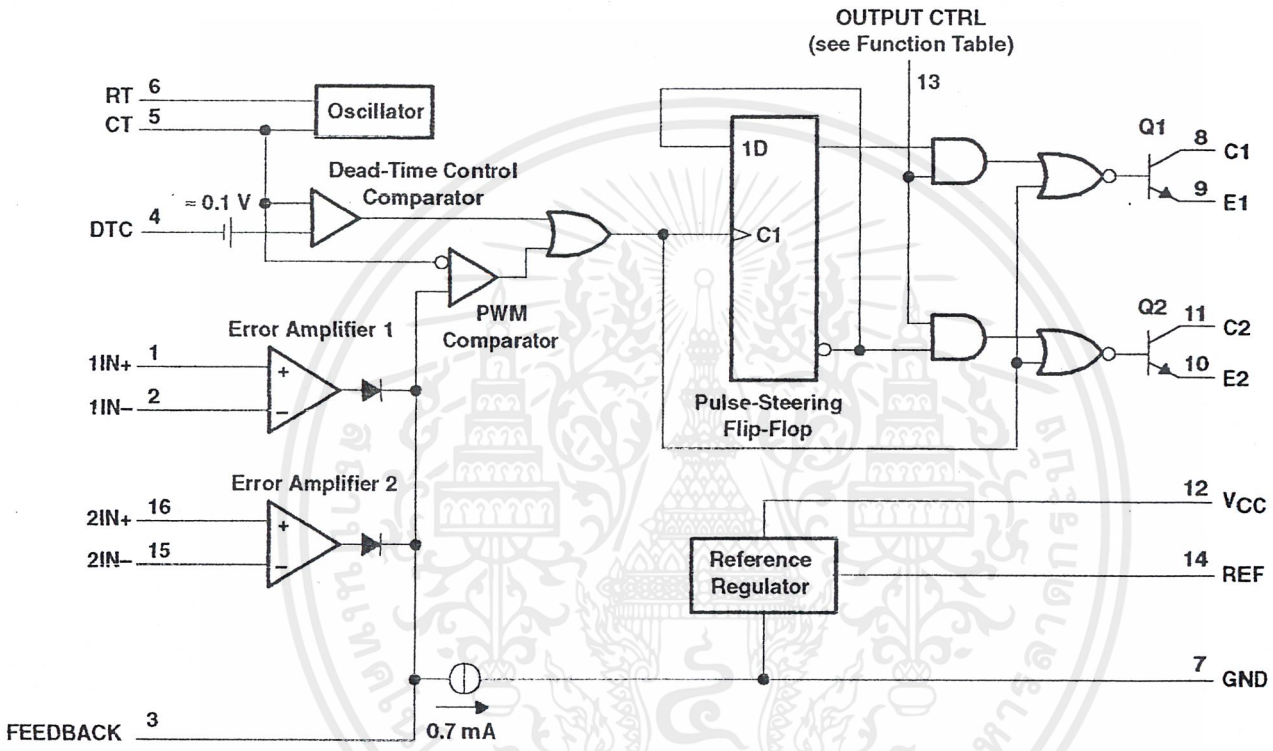
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AVAILABLE OPTIONS

T_A	PACKAGED DEVICES				CHIP FORM (Y)
	SMALL OUTLINE (D)	PLASTIC DIP (N)	SMALL OUTLINE (NS)	SHRINK SMALL OUTLINE (PW)	
0°C to 70°C	TL494CD	TL494CN	TL494CNS	TL494CPW	TL494Y
–40°C to 85°C	TL494ID	TL494IN	—	—	—

The D, NS, and PW packages are available taped and reeled. Add the suffix R to device type (e.g., TL494CDR). Chip forms are tested at 25°C.

unctional block diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

		TL494	UNIT
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)		41	V
Amplifier input voltage, V_I		V_{CC}+0.3	V
Collector output voltage, V_O		41	V
Collector output current, I_O		250	mA
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 2 and 3)	D package	73	°C
	N package	88	
	NS package	64	
	PW package	108	
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	D, N, or PW package	260	°C
Storage temperature range, T_{stg}		–65 to 150	°C

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

NOTES: 1. All voltage values, except differential voltages, are with respect to the network ground terminal.
2. Maximum power dissipation is a function of $T_J(max)$, θ_{JA}, and T_A. The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can impact reliability.
3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51, except for through-hole packages, which use a trace length of zero.

recommended operating conditions

		TL494		UNIT
		MIN	MAX	
Supply voltage, V_{CC}		7	40	V
Amplifier input voltage, V_I		–0.3	V_{CC}–2	V
Collector output voltage, V_O			40	V
Collector output current (each transistor)			200	mA
Current into feedback terminal			0.3	mA
Oscillator frequency, f_{osc}		1	300	kHz
Timing capacitor, C_T		0.47	10000	nF
Timing resistor, R_T		1.8	500	kΩ
Operating free-air temperature, T_A	TL494C	0	70	°C
	TL494I	–40	85	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, V_{CC} = 15 V, f = 10 kHz (unless otherwise noted)

reference section

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494C, TL494I			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Output voltage (REF)	I_O = 1 mA	4.75	5	5.25	V
Input regulation	V_{CC} = 7 V to 40 V		2	25	mV
Output regulation	I_O = 1 mA to 10 mA		1	15	mV
Output voltage change with temperature	ΔT_A = MIN to MAX		2	10	mV/V
Short-circuit output current§	REF = 0 V		25		mA

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at T_A = 25°C.
§ Duration of the short circuit should not exceed one second.

oscillator section, C_T = 0.01 μF, R_T = 12 kΩ (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494, TL494I			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Frequency			10		kHz
Standard deviation of frequency¶	All values of V_{CC}, CT, RT, and T_A constant		100		Hz/kHz
Frequency change with voltage	V_{CC} = 7 V to 40 V, T_A = 25°C		1		Hz/kHz
Frequency change with temperature#	ΔT_A = MIN to MAX			10	Hz/kHz

† For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.
‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at T_A = 25°C.
¶ Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N} (x_n - \overline{X})^2}{N - 1}}$$

Temperature coefficient of timing capacitor and timing resistor are not taken into account.

error-amplifier section (see Figure 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS		TL494, TL494I			UNIT
			MIN	TYP‡	MAX	
Input offset voltage	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V			2	10	mV
Input offset current	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V			25	250	nA
Input bias current	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V			0.2	1	μA
Common-mode input voltage range	V_{CC} = 7 V to 40 V		−0.3 to V_{CC}−2			V
Open-loop voltage amplification	ΔV_O = 3 V, R_L = 2 kΩ,	V_O = 0.5 V to 3.5 V	70	95		dB
Unity-gain bandwidth	V_O = 0.5 V to 3.5 V,	R_L = 2 kΩ		800		kHz
Common-mode rejection ratio	ΔV_O = 40 V, T_A = 25°C		65	80		dB
Output sink current (FEEDBACK)	V_{ID} = −15 mV to −5 V,	V (FEEDBACK) = 0.7 V	0.3	0.7		mA
Output source current (FEEDBACK)	V_{ID} = 15 mV to 5 V,	V (FEEDBACK) = 3.5 V	−2			mA

‡ All typical values, except for parameter changes with temperature, are at T_A = 25°C.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, V_{CC} = 15 V, f = 10 kHz, T_A = 25°C (unless otherwise noted)

reference section

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Output voltage (REF)	I_O = 1 mA		5		V
Input regulation	V_{CC} = 7 V to 40 V		2		mV
Output regulation	I_O = 1 mA to 10 mA		1		mV
Short-circuit output current‡	REF = 0 V		25		mA

† All typical values, except for parameter changes with temperature, are at T_A = 25°C.
‡ Duration of the short circuit should not exceed one second.

oscillator section, C_T = 0.01 µF, R_T = 12 kΩ (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Frequency			10		kHz
Standard deviation of frequency§	All values of V_{CC}, CT, RT, and T_A constant		100		Hz/kHz
Frequency change with voltage	V_{CC} = 7 V to 40 V		1		Hz/kHz

† All typical values, except for parameter changes with temperature, are at T_A = 25°C.
§ Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^{N} (x_n - \overline{X})^2}{N - 1}}$$

error-amplifier section (see Figure 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Input offset voltage	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V		2		mV
Input offset current	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V		25		nA
Input bias current	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V		0.2		µA
Open-loop voltage amplification	ΔV_O = 3 V, R_L = 2 kΩ, V_O = 0.5 V to 3.5 V		95		dB
Unity-gain bandwidth	V_O = 0.5 V to 3.5 V, R_L = 2 kΩ		800		kHz
Common-mode rejection ratio	ΔV_O = 40 V		80		dB
Output sink current (FEEDBACK)	V_{ID} = –15 mV to –5 V, V (FEEDBACK) = 0.7 V		0.7		mA

† All typical values, except for parameter changes with temperature, are at T_A = 25°C.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, V_{CC} = 15 V, = 10 kHz (unless otherwise noted)

output section

PARAMETER		TEST CONDITIONS		TL494, TL494Y MIN	TL494, TL494Y TYP†	TL494, TL494Y MAX	UNIT
Collector off-state current		V_{CE} = 40 V,	V_{CC} = 40 V		2	100	µA
Emitter off-state current		V_{CC} = V_C = 40 V,	V_E = 0			−100	µA
Collector-emitter saturation voltage	Common emitter	V_E = 0,	I_C = 200 mA		1.1	1.3	V
	Emitter follower	$V_{O(C1 \text{ or } C2)}$ = 15 V,	I_E = −200 mA		1.5	2.5	
Output control input current		V_I = V_{ref}				3.5	mA

† All typical values except for temperature coefficient are at T_A = 25°C.

dead-time control section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y MIN	TL494, TL494Y TYP†	TL494, TL494Y MAX	UNIT
Input bias current (DEAD-TIME CTRL)	V_I = 0 to 5.25 V		−2	−10	µA
Maximum duty cycle, each output	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 0, C_T = 0.1 µF, R_T = 12 kΩ		45%		
Input threshold voltage (DEAD-TIME CTRL)	Zero duty cycle		3	3.3	V
	Maximum duty cycle	0			

† All typical values except for temperature coefficient are at T_A = 25°C.

PWM comparator section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y MIN	TL494, TL494Y TYP†	TL494, TL494Y MAX	UNIT
Input threshold voltage (FEEDBACK)	Zero duty cycle		4	4.5	V
Input sink current (FEEDBACK)	V (FEEDBACK) = 0.7 V	0.3	0.7		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at T_A = 25°C.

total device

PARAMETER	TEST CONDITIONS		TL494, TL494Y MIN	TL494, TL494Y TYP†	TL494, TL494Y MAX	UNIT
Standby supply current	RT = V_{ref}, All other inputs and outputs open	V_{CC} = 15 V		6	10	mA
		V_{CC} = 40 V		9	15	
Average supply current	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 2 V,	See Figure 1		7.5		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at T_A = 25°C.

switching characteristics, T_A = 25°C

PARAMETER	TEST CONDITIONS		TL494, TL494Y MIN	TL494, TL494Y TYP†	TL494, TL494Y MAX	UNIT
Rise time	Common-emitter configuration,	See Figure 3		100	200	ns
Fall time				25	100	ns
Rise time	Emitter-follower configuration,	See Figure 4		100	200	ns
Fall time				40	100	ns

† All typical values except for temperature coefficient are at T_A = 25°C.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

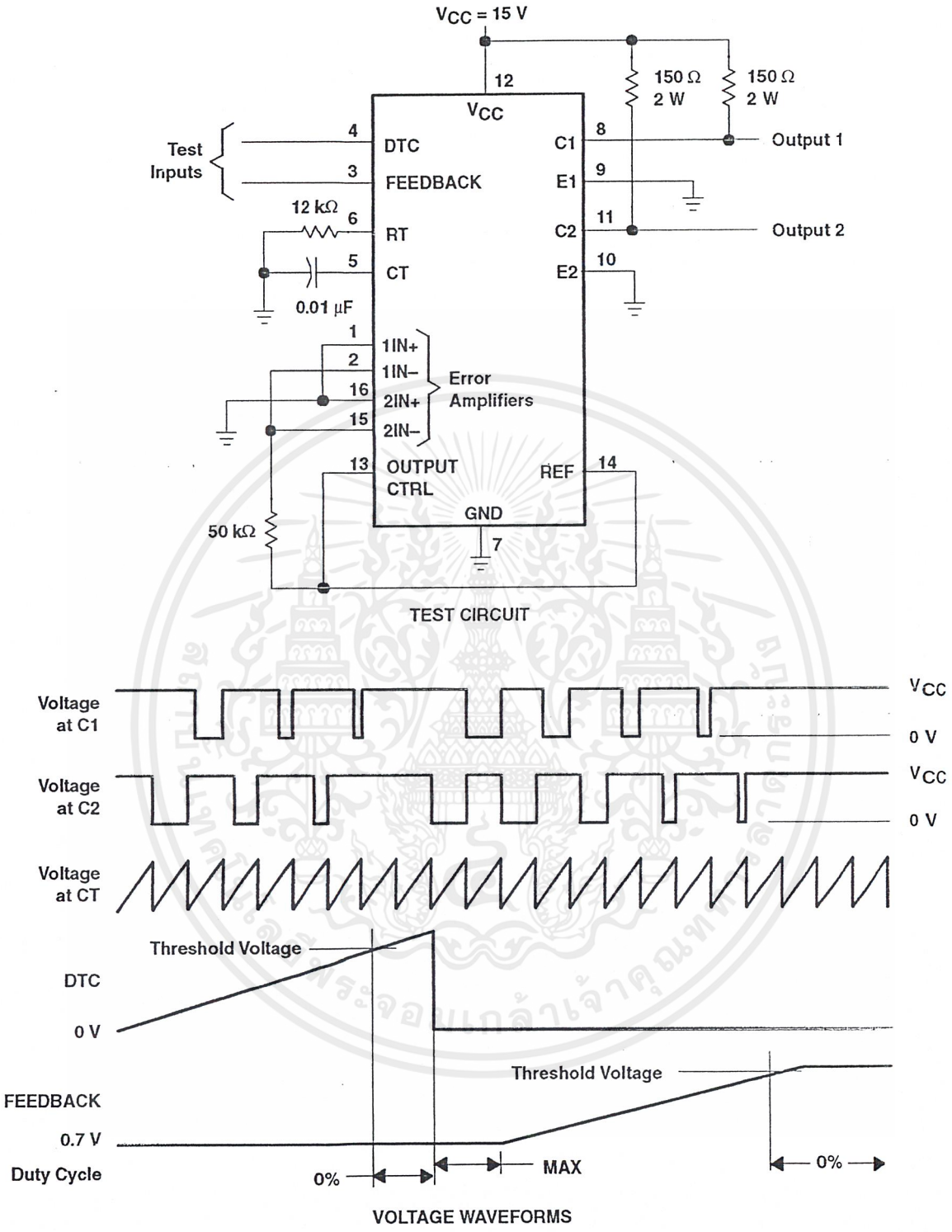


Figure 1. Operational Test Circuit and Waveforms

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

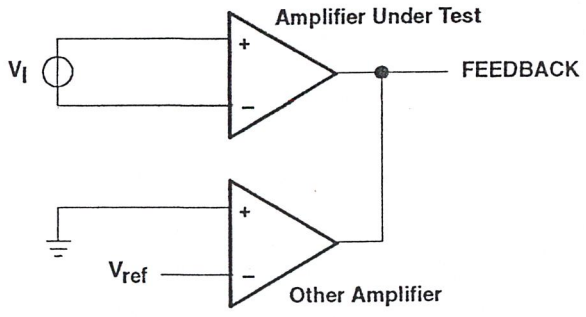
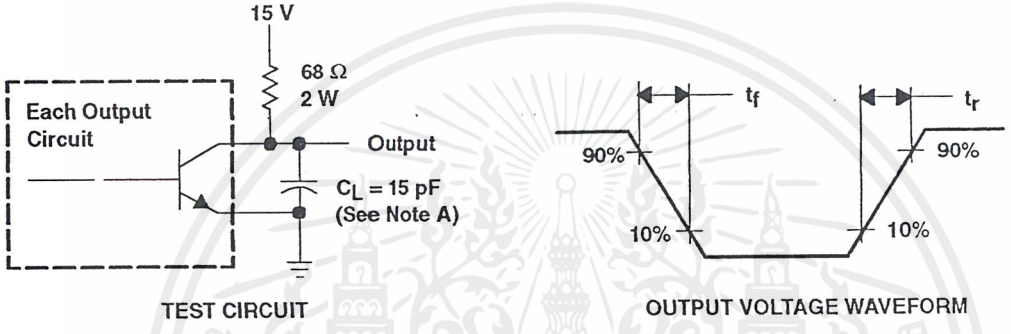
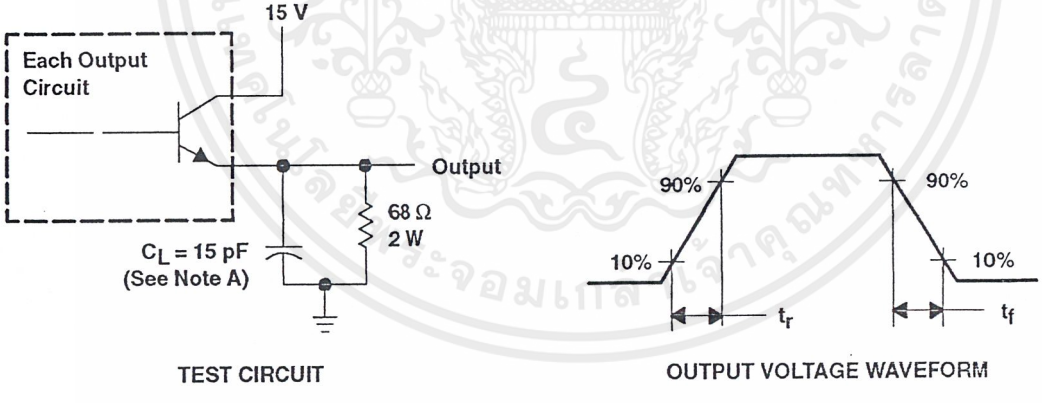


Figure 2. Amplifier Characteristics



NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

Figure 3. Common-Emitter Configuration



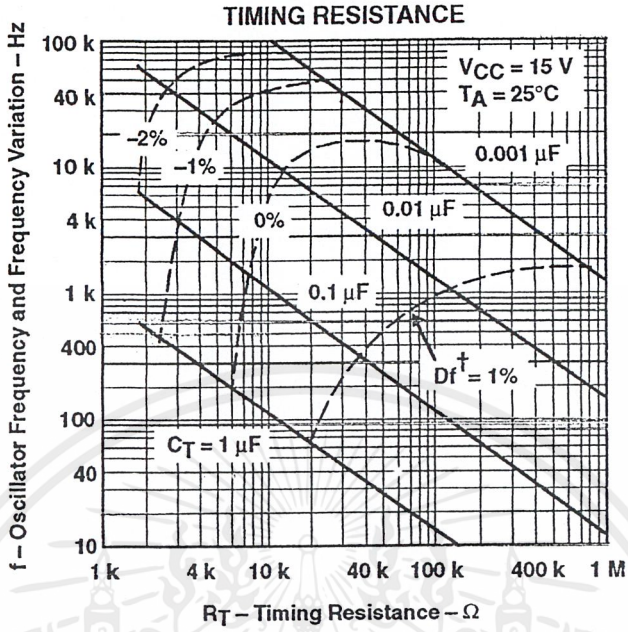
NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

Figure 4. Emitter-Follower Configuration

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS

OSCILLATOR FREQUENCY AND
FREQUENCY VARIATION† vs TIMING RESISTANCE



† Frequency variation (Δf) is the change in oscillator frequency that occurs over the full temperature range.

Figure 5

AMPLIFIER VOLTAGE AMPLIFICATION vs FREQUENCY

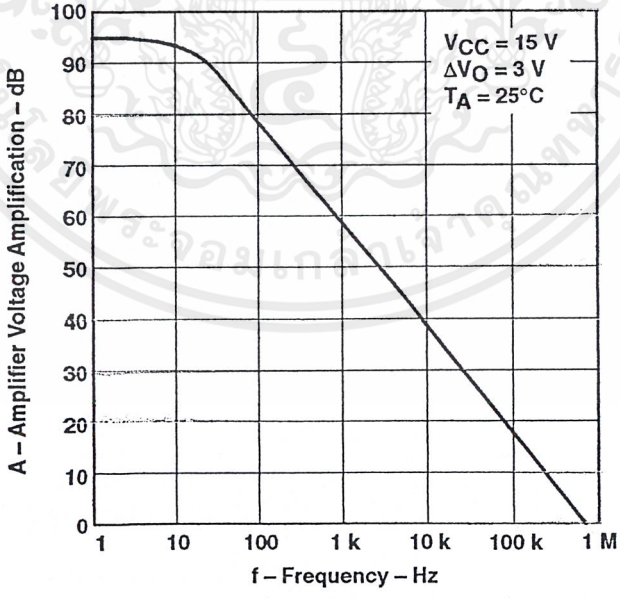


Figure 6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

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

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

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

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

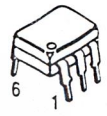
GlobalOptoisolator™

VDE	UL	CSA	SETI	SEMKO	DEMKO	NEMKO	BABT

6-Pin DIP Optoisolators Logic Output

H11L1*
[IF(on) = 1.6 mA Max]
H11L2
[IF(on) = 10 mA Max]
*Motorola Preferred Device

STYLE 5 PLASTIC



STANDARD THRU HOLE
CASE 730A–04

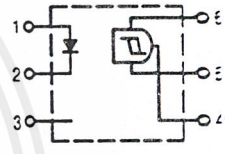
The H11L1 and H11L2 have a gallium arsenide IRED optically coupled to a high–speed integrated detector with Schmitt trigger output. Designed for applications requiring electrical isolation, fast response time, noise immunity and digital logic compatibility.

- Guaranteed Switching Times — t_{on}, t_{off} < 4 µs
- Built–In On/Off Threshold Hysteresis
- High Data Rate, 1 MHz Typical (NRZ)
- Wide Supply Voltage Capability
- Microprocessor Compatible Drive
- ***To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option.***

Applications

- Interfacing Computer Terminals to Peripheral Equipment
- Digital Control of Power Supplies
- Line Receiver — Eliminates Noise
- Digital Control of Motors and Other Servo Machine Applications
- Logic to Logic Isolator
- Logic Level Shifter — Couples TTL to CMOS

SCHEMATIC



PIN 1. ANODE
2. CATHODE
3. NC
4. OPEN COLLECTOR OUTPUT
5. GND
6. V_{CC}

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
INPUT LED			
Reverse Voltage	V_R	6	Volts
Forward Current — Continuous — Peak Pulse Width = 300 µs, 2% Duty Cycle	I_F	60 1.2	mA Amp
LED Power Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	120 1.41	mW mW/°C
OUTPUT DETECTOR			
Output Voltage Range	V_o	0–16	Volts
Supply Voltage Range	V_{CC}	3–16	Volts
Output Current	I_O	50	mA
Detector Power Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	150 1.76	mW mW/°C
TOTAL DEVICE			
Total Device Dissipation @ T_A = 25°C Derate above 25°C	P_D	250 2.94	mW mW/°C
Maximum Operating Temperature(2)	T_A	–40 to +85	°C
Storage Temperature Range(2)	T_{stg}	–55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 s)	T_L	260	°C
Isolation Surge Voltage (Pk ac Voltage, 60 Hz, 1 Second Duration)(1)	V_{ISO}	7500	Vac(pk)

1. Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating.
   For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.
2. Refer to Quality and Reliability Section in Opto Data Book for information on test conditions.

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS

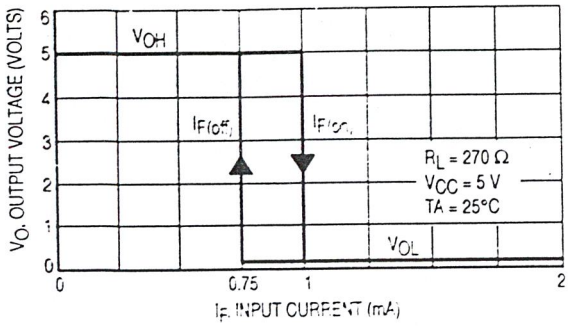


Figure 2. Transfer Characteristics for H11L1

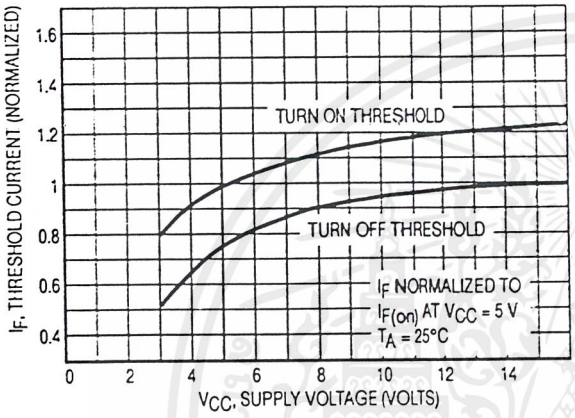


Figure 3. Threshold Current versus Supply Voltage

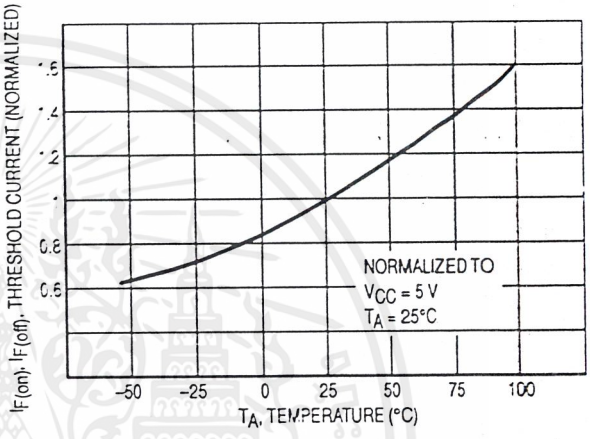


Figure 4. Threshold Current versus Temperature

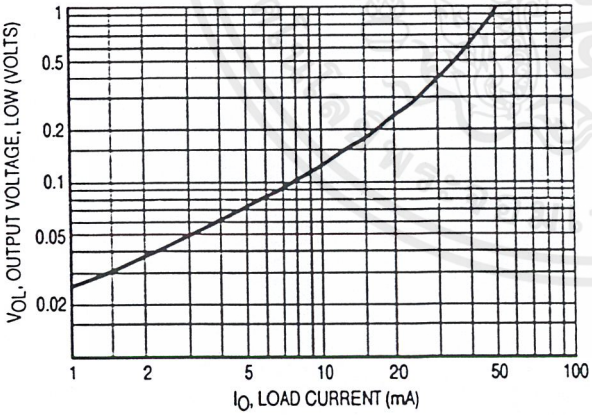


Figure 5. Output Voltage, Low versus Load Current

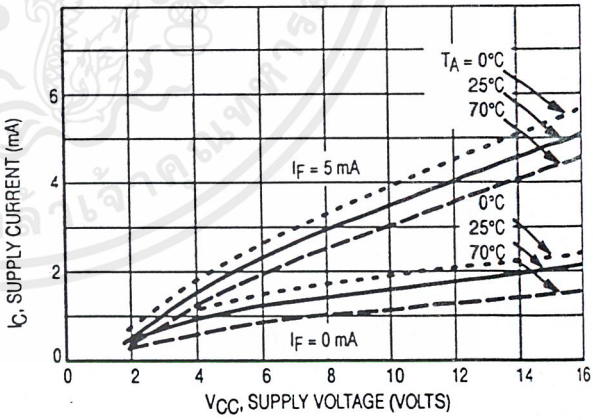


Figure 6. Supply Current versus Supply Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า