# ดีซีทูดีซีกำลังสูง

# HIGH POWER DC TO DC CONVERTER

T046529

นายทรงวุฒิ ขวัญใจ

นายสมเกียรติ เอกวิโรจน์สกุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 46529
วัน, เดือน, ปี 4 เม.ย. 2546

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# HIGH POWER DC TO DC CONVERTER

Mr.TRONGWUT KHUNJAI

Mr.SOMKIAT EKVIROJSAKUL

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILMENT

OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF

BACHELOR OF THE TECHNOLOGY ELECTRONICS

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|---|---|
| **หัวข้อปริญญานิพนธ์** | ชุดแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงกำลังสูง<br>HIGH POWER DC TO DC CONVERTOR |
| **นักศึกษา** | นายทรงวุฒิ ขวัญใจ เลขที่ประจำตัว 42015511<br>นายสมเกียรติ เอกวิโรจน์สกุล เลขที่ประจำตัว 42015531 |
| **อาจารย์ที่ปรึกษา** | ผู้ช่วยศาสตราจารย์อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ |
| **ภาควิชา** | เทคนิคอุตสาหกรรม |
| **ปีการศึกษา** | 2544 |


## บทคัดย่อ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอชุดแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงกำลังสูง ประกอบด้วยวงจรควบคุม วงจรขับมอสเฟตกำลัง วงจรควบคุมกระแสและแรงดัน วงจรฟิลเตอร์ วงจรเร็กติฟายเออร์ ชุดแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงกำลังสูงนี้ สามารถรับแรงดันทางอินพุท 12 โวลต์ และสามารถรักษาระดับเอาท์พุตให้คงที่ จากการทดลองที่ได้อยู่ในระดับที่สามารถนำไปใช้งานได้จริง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|---|---|
| **Thesis Title** | High Power DC to DC Converter |
| **Students** | Mr.Trongwut Khunjai ID 42015511 |
| | Mr.Somkiat Ekvirojsakul ID 42015531 |
| **Advisor** | Asst. Prof.Uthai Sritheeravirojana |
| **Academic Year** | 2001 |


## ABSTRACT

This thesis presents the high power DC to DC converter to be com posed of a control, powerMOSFET driver circuit, current and voltage control circuit, filter circuit, rectifier circuit. The high power DC to DC converter receive the voltage of input 12 Vdc. And cap a ble keep level the voltage of output constant. The results of these project have a good range for application.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**หัวข้อปริญญานิพนธ์** ชุดแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงกำลังสูง
HIGH POWER DC TO DC CONVERTER

**นักศึกษา** นายทรงวุฒิ ขวัญใจ เลขที่ประจำตัว 42015511
นายสมเกียรติ เอกวิโรจน์สกุล เลขที่ประจำตัว 42015531

**อาจารย์ที่ปรึกษา** ผู้ช่วยศาสตราจารย์อุทัย ศรีธีระวิโรจน์

**ภาควิชา** เทคนิคอุตสาหกรรม
**ปีการศึกษา** 2544

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้นับปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

.....

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์อุทัย ศรีธีระวิโรจน์)

.....กรรมการ
( )

.....กรรมการ
( )

.....กรรมการ
( )

**ลิขสิทธิ์ของคณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดี ขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษาผู้ช่วยศาสตราจารย์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ ที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือที่ดีเสมอมาตลอดจนอีกทั้งยังได้ชี้แนะแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่าง ๆ มาโดยตลอด โครงงานชุดแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงกำลังสูงชิ้นนี้จะไม่สำเร็จลุล่วงได้เลยถ้าหากปราศจากผู้ให้ความช่วยเหลือในด้านต่าง ๆ รวมทั้งคำแนะนำจากอาจารย์ทุกท่าน

ขอขอบพระคุณอาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้ในด้านวิชาการต่าง ๆ จนถึงทุกวันนี้

ขอขอบพระคุณ คุณพ่อ คุณแม่ พี่ชาย ที่คอยห่วงใยและดูแลสนับสนุนในการศึกษา

ขอขอบคุณนายวรรณะ น้อยพิทักษ์ ที่คอยช่วยเหลือในการทำโครงงานจนประสบผลสำเร็จ

นายทรงวุฒิ ขวัญใจ

นายสมเกียรติ เอกวิโรจน์สกุล

ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ


| เรื่อง | หน้า |
|---|---|
| บทคัดย่อภาษาไทย | |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ | |
| กิตติกรรมประกาศ | |
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์ | 1 |
| 1.2 ขีดความสามารถของโครงงาน | 1 |
| 1.3 เนื้อหาโดยสังเขป | 2 |
| บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ | 3 |
| 2.1 กล่าวนำ | 3 |
| 2.2 คอนเวอร์เตอร์ | 4 |
| 2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ | 4 |
| 2.2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ | 6 |
| 2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ | 8 |
| 2.2.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ | 10 |
| 2.2.5 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ | 12 |
| 2.3 หม้อแปลงสวิตชิ่ง | 14 |
| 2.3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิ่ง | 14 |
| 2.3.2 หม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์ | 16 |
| 2.3.3 แกนเฟอร์ไรต์ | 20 |
| 2.4 ทรานซิสเตอร์กำลัง | 28 |
| 2.5 มอสเฟตกำลัง | 31 |
| 2.5.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของมอสเฟตกำลัง | 31 |


# สารบัญ (ต่อ)


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| เรื่อง | หน้า |
|---|---|
| 2.5.2 เงื่อนไขวงจรขับมอสเฟตกำลัง | 33 |
| 2.5.3 วงจรขับมอสเฟตกำลังด้วย TTL | 36 |
| 2.5.4 วงจรขับมอสเฟตกำลังด้วย CMOS | 36 |
| 2.6 วงจรควบคุมสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่ง | 37 |
| 2.6.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน | 37 |
| 2.6.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส | 42 |
| 2.7 เสถียรภาพของวงจรควบคุม | 45 |
| 2.7.1 การชดเชยลูปเพื่อป้องกันการแกว่งของวงจรควบคุม | 46 |
| 2.7.2 ออฟโต้คัปเปลอร์ในวงจรควบคุม | 50 |
| บทที่ 3 การออกแบบ การสร้าง และการทำงาน | 52 |
| 3.1 กล่าวนำ | 52 |
| 3.2 วงจรขับมอสเฟตกำลัง | 52 |
| 3.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล | 53 |
| 3.4 วงจรเรียงกระแสเอาท์พุต | 55 |
| 3.5 วงจรป้องกันแรงดัน และกระแส | 57 |
| 3.6 ภาคควบคุม | 58 |
| บทที่ 4 การทดลอง และผลการทดลอง | 62 |
| 4.1 การทดลอง และผลการทดลองของวงจรควบคุม High Power DC To DC Converter | 62 |
| 4.1.1 ลำดับขั้นการทดลอง | 62 |
| 4.1.2 ผลการทดลอง | 63 |
| บทที่ 5 บทสรุป ปัญหา แนวทางการแก้ไข และพัฒนา | 64 |
| 5.1 บทสรุป | 64 |
| 5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข | 64 |
| 5.3 แนวทางการพัฒนา | 65 |
| บรรณานุกรม | |
| ภาคผนวก | |


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป


| รูป | หน้า |
|---|---|
| รูปที่ 2.1 แผนผังการทำงานพื้นฐานของแหล่งกำเนิดกระแสไฟฟ้าแบบสวิตชิ่ง | 3 |
| รูปที่ 2.2 วงจรของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ | 5 |
| รูปที่ 2.3 กระแส และแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ | 6 |
| รูปที่ 2.4 วงจรของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ | 7 |
| รูปที่ 2.5 กระแส และแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ | 8 |
| รูปที่ 2.6 วงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ | 9 |
| รูปที่ 2.7 กระแส และแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ | 10 |
| รูปที่ 2.8 วงจรฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ | 11 |
| รูปที่ 2.9 ขณะที่ Q1 นำกระแส Q2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ Vin-Vce(sat) และแรงดันตกคร่อม Np เท่ากับ Vin/2-Vce(sat) | 12 |
| รูปที่ 2.10 ขณะที่ Q2 นำกระแส Q1 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ Vin-Vce(sat)เช่นเดียวกัน และมีแรงดันตกคร่อม Np เท่ากับ Vin/2-Vce(sat) | 12 |
| รูปที่ 2.11 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ | 13 |
| รูปที่ 2.12 การพันขดลวดทองแดงอาบน้ำยาจากบอบบิ้น | 14 |
| รูปที่ 2.13 EE บอบบิ้น | 15 |
| รูปที่ 2.14 EC บอบบิ้น | 15 |
| รูปที่ 2.15 ETD บอบบิ้น | 16 |
| รูปที่ 2.16 การจัดขดลวดทองแดงสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่เหมาะสม | 17 |
| รูปที่ 2.17 การไหลของกระแสในช่วงการทำงานต่าง ๆ ของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ | 18 |
| รูปที่ 2.18 การจัดขดลวดทองแดงในหม้อแปลงพุช-พูลในลักษณะการพันควบและค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วในช่วงการทำงานต่าง ๆ | 18 |
| รูปที่ 2.19 การพันขดลวดทองแดงของหม้อแปลงพุช-พูลในลักษณะแยกส่วนและแทรกแบบพันควบ | 19 |
| รูปที่ 2.20 การพันขดลวดทองแดงของหม้อแปลงพุช-พูลในลักษณะแยกส่วนขดลวดแต่ละชุดและจัดแบบแทรกกลาง | 19 |
| รูปที่ 2.21 ค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วที่มีผลต่อชั้นนอกและชั้นในของหม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ | 20 |


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป (ต่อ)


| รูป | หน้า |
|---|---|
| รูปที่ 2.22 แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE | 21 |
| รูปที่ 2.23 แกนเฟอร์ไรต์แบบ EI | 21 |
| รูปที่ 2.24 แกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD | 21 |
| รูปที่ 2.25 การกำหนดช่องอากาศคั่น | 25 |
| รูปที่ 2.26 ความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง | 27 |
| รูปที่ 2.27 กระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์ เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำ | 29 |
| รูปที่ 2.28 กระแส และแรงดันตกคร่อมมอสเฟตกำลังเมื่อเริ่มนำกระแสและหยุดนำ | 32 |
| รูปที่ 2.29 ตัวเก็บประจุที่แฝงอยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวมอสเฟสกำลัง | 33 |
| รูปที่ 2.30 แรงดัน และกระแสที่ขาเกตขณะมอสเฟสกำลังถูกไบแอสให้นำกระแส | 34 |
| รูปที่ 2.31 กราฟของ Gate Charge Chart | 34 |
| รูปที่ 2.32 การชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส และผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟสกำลัง | 35 |
| รูปที่ 2.33 การขับมอสเฟสกำลังให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง | 37 |
| รูปที่ 2.34 วงจรสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน | 38 |
| รูปที่ 2.35 ความกว้างเอาท์พุตพัลซ์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลต สัญญาณป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อย | 39 |
| รูปที่ 2.36 โครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL494 | 39 |
| รูปที่ 2.37 คลื่นลักษณะการทำงานของ TL494 | 40 |
| รูปที่ 2.38 การเลือกใช้เอาท์พุตของ TL494 | 42 |
| รูปที่ 2.39 วงจรการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมกระแส | 42 |
| รูปที่ 2.40 วงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง Vref. ที่ขาอินเวอร์ติ้งของวงจรเปรียบเทียบแทน | 43 |
| รูปที่ 2.41 การทำงานที่จุดต่าง ๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส | 44 |
| รูปที่ 2.42 การเปลี่ยนระดับของกระแสโหลดอย่างทันทีทันใด | 45 |
| รูปที่ 2.43 วงจรควบคุมแบบป้อนกลับในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้าแบบสวิตชิ่ง | 46 |
| รูปที่ 2.44 อัตราขยายรวมและมุมเฟสของลูปเปิดที่ผ่าน fc | 47 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป (ต่อ)


| รูป | หน้า |
|---|---|
| รูปที่ 2.45 ผลตอบสนองตามความถี่ของอัตราขยายและมุมเฟสของวงจรกรองความถี่แบบ LC | 47 |
| รูปที่ 2.46 ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบ LC | 48 |
| รูปที่ 2.47 การจัดเน็ตเวิร์ค A และ B ของวงจรขยายความแตกต่าง E/A | 49 |
| รูปที่ 2.48 โครงสร้างภายในของออปโต้คัปเปลอร์ | 50 |
| รูปที่ 2.49 วงจรเพื่อป้องกันแรงดันเอาท์พุตมายังวงจรขยายความแตกต่างออปโต้คัปเปลอร์ | 51 |
| รูปที่ 3.1 วงจรขับมอสเฟสกำลังให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง | 53 |
| รูปที่ 3.2 วงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ | 53 |
| รูปที่ 3.3 วงจรเรียงกระแส และกรองแรงดันเอาท์พุท | 56 |
| รูปที่ 3.4 วงจรป้องกันแรงดัน และกระแส | 57 |
| รูปที่ 3.5 วงจรควบคุมเวลาเผื่อ td | 59 |
| รูปที่ 3.6 วงจรขยายความแตกต่างของ TL494 | 60 |
| รูปที่ 3.7 วงจรควบคุมกระแส และแรงดัน | 62 |
| รูปที่ 4.1 สัญญาณที่ TL494 | 63 |
| รูปที่ 4.2 สัญญาณที่ขาเกต | 64 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1
# บทนำ

## 1.1 ความเป็นมา และความสำคัญของปริญญานิพนธ์

ในปัจจุบันเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ได้มีความเจริญก้าวหน้ามากขึ้นโดยเฉพาะการออกแบบ และการใช้งานของวงจรอิเล็กทรอนิกส์สิ่งที่จะขาดไม่ได้ คือ วงจรจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง จึงมีการนำเอาวงจรแปลงระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเข้ามาใช้งานเป็นจำนวนมากในปัจจุบันโดยอาศัยหลักการของ DC To DC Converter โดยอุปกรณ์เหล่านี้มีราคาแพง และต้องนำเข้าจากต่างประเทศ มีการจำกัดขนาดของกระแสและแรงดันการใช้งาน ดังนั้นกลุ่มของข้าพเจ้าจึงมีความสนใจที่จะศึกษาถึงหลักการทำงานของ DC To DC Converter เพื่อที่จะจัดทำเป็นต้นแบบ โดยจะจัดทำเป็นชุด Hight Power DC To DC Converter และอธิบายถึงคุณสมบัติของอุปกรณ์ และหลักการทำงานเพื่อให้ง่ายต่อการเข้าใจ

## 1.2 ขีดความสามารถของโครงงาน

โครงงานนี้มีขีดความสามารถดังนี้

1) สามารถเปลี่ยนระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 12 โวลต์ ไปเป็นระดับแรงดันไฟฟ้า $\pm$ 100 โวลต์

2) สามารถรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านอินพุตได้ 12 โวลต์

3) สามารถแยกกราวด์ทางด้านอินพุต และเอาต์พุต ออกจากกันโดยสิ้นเชิง

4) สามารถรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ (Load Max ที่ 10 Amps)

## 1.3 เนื้อหาโดยสังเขป

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้มีเนื้อหาทั้งหมด 5 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ ซึ่งเป็นเนื้อหาเกี่ยวกับความเป็นมา และความสำคัญของปัญหาและขีดความสามารถของโครงงานนี้

บทที่ 2 ทฤษฎี และหลักการกล่าวถึงเนื้อหาที่นำมาอ้างอิง และใช้เป็นแนวทางในการออกแบบ และสร้างชุดแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงกำลังสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 การออกแบบการสร้างจะเป็นเนื้อหาโดยละเอียดตั้งแต่ขั้นตอนในการออกแบบ วงจรในส่วนต่างๆ การนำส่วนต่างๆ มาต่อรวมกัน

บทที่ 4 การทดลอง และผลการทดลอง ในบทนี้จะเป็นการนำเสนอการทดลอง และผลการทดลอง โดยแบ่งการทดลองออกเป็นส่วนๆ ตามการออกแบบ และการสร้าง

บทที่ 5 บทสรุป ปัญหาแนวทางแก้ไข และพัฒนา ซึ่งเป็นการสรุปผลเกี่ยวกับความสามารถประสิทธิภาพการทำงานของชุดแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงกำลังสูงและกล่าวถึงปัญหาที่เกิดขึ้นนับตั้งแต่การเริ่มสร้างโครงงานจนกระทั่งโครงงานเสร็จสมบูรณ์ ตลอดจนแนวทางแก้ไขปัญหาที่เกิดขึ้น พร้อมทั้งเสนอแนวทางการพัฒนาชุดแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงกำลังสูง ให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานอย่างกว้างขวาง และปรับปรุงให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น

ภาคผนวก ก เครื่องต้นแบบ

ภาคผนวก ข วงจร และแผ่นวงจรพิมพ์

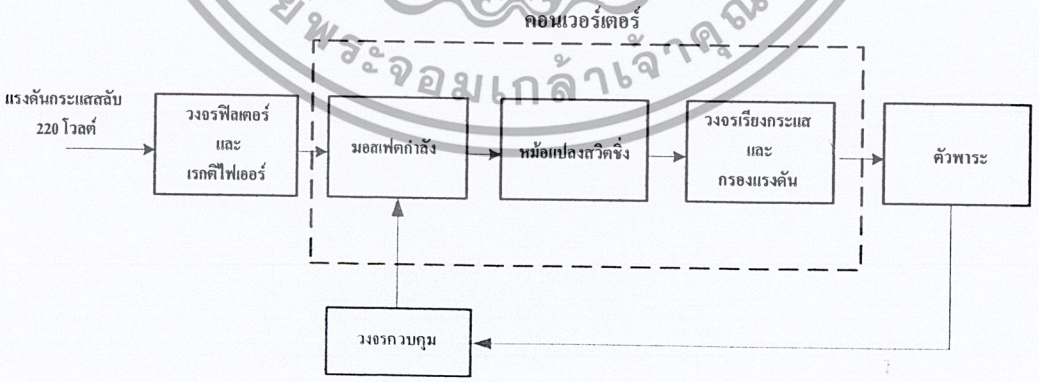
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 2
# ทฤษฎีและหลักการ

## 2.1 กล่าวนำ

แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้าแบบสวิตช์ชิ่งเป็นแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสตรง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้าจากระบบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ที่แรงดันค่าต่ำให้ค่าแรงดันสูงได้ เพื่อใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่า แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบเชิงเส้น ทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันลงมาเป็นแรงดันไฟฟ้าต่ำเช่นกัน แต่มีข้อแตกต่างอยู่ที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลงของแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบเชิงเส้น จะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายการพัฒนาของแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบเชิงเส้นจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก รวมถึงประสิทธิภาพที่ได้ค่อนข้างต่ำ

ในขณะเดียวกันแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ชิ่ง ซึ่งมีขนาดของหม้อแปลงเล็ก และมีประสิทธิภาพสูง น้ำหนักเบา เริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมากในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานได้สูง และมีขนาดเล็กด้วยเช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร หรือเครื่องรับโทรทัศน์สี เป็นต้น




**รูปที่ 2.1** แผนผังการทำงานพื้นฐานของแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ชิ่ง มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายในโดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป การจะเลือกคอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่งนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้

ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

1) ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์

2) ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน

3) ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน

4) การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน

5) การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของตัวคอนเวอร์เตอร์

จากหัวข้อที่พิจาณาดังกล่าวจะทำให้ผู้ออกแบบทราบขีดจำกัดของคอนเวอร์เตอร์และประเมินราคาเพื่อตัดสินใจเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดได้ ปัจจุบันได้มีการพัฒนาคอนเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆ ขึ้นมามากมาย เราสามารถแบ่งชนิดต่างๆของคอนเวอร์เตอร์ได้ดังนี้

1) ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)

2) ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)

3) พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)

4) ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter)

5) ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนักและค่อนข้างง่ายต่อการทำความเข้าใจและศึกษาคอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ยังสามารถแบ่งออกได้เป็นคอนเวอร์เตอร์อีกหลายประเภทด้วยการเพิ่มเทคนิคบางประการให้กับคอนเวอร์เตอร์แต่จะไม่ขอกล่าวถึงเช่นเดียวกัน วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบ

### 2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter) มีค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำจึงเหมาะสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ชิ่งที่มีกำลังขาออกในช่วง 50 วัตต์ ถึง 150 วัตต์ ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์มีข้อเสียคือ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าแรงดันกระเพื่อม (Ripple) ค่อนข้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูงและเมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรต้องทนแรงดันได้สูงประมาณ 800 โวลต์ ถึง 1,000 โวลต์ ซึ่งมีราคาแพง

การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 จะทำงานโดยนำกระแส (ON) และหยุดนำกระแส (OFF) สลับกันไปเมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ (Ip) แต่เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ ขดลวดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิพันอยู่ในลักษณะกลับทิศกัน ดังนั้นในขณะที่ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลผ่านไปยังโหลด RL พลังงานจึงถูกสะสมอยู่ที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง เมื่อ Q1 หยุดนำกระแสสนามแม่เหล็กในแกนหม้อแปลงยุบตัว ทำให้มีการกลับขั้วของแรงดันที่ขดทุติยภูมิ ไดโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงพลังงานที่ถูกสะสมไว้ที่ขดลวดปฐมภูมิจะถูกถ่ายเทไปยังขดลวดทุติยภูมิและมีกระแสไหลผ่านไปยังโหลดและตัวเก็บประจุเอาต์พุต Co ได้




**รูปที่ 2.2** วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

$$V_{OUT} = \frac{T_{ON} \times (Ns/Np)(V_{in} \times V_{CE(SAT)})}{(T - t_{ON})} - VD \qquad \textbf{(2.1)}$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของ Q1 เป็น วินาที

$t_{ON}$ คือ ช่วงเวลาที่ Q1 นำกระแส เป็น วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

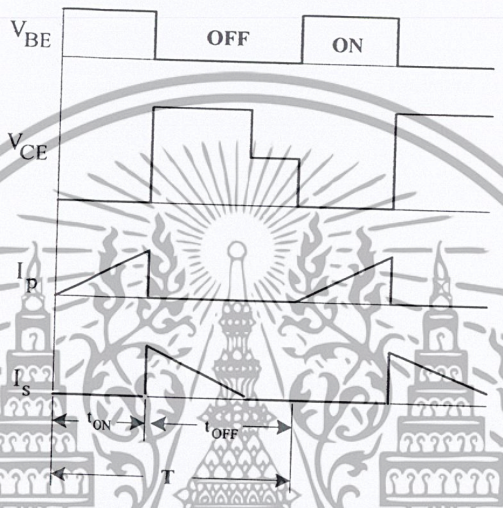
Np คือ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ เป็น รอบ

Ns คือ จำนวนรอบของขดทุติยภูมิ เป็น รอบ

$V_{OUT}$ คือ แรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลต์

$V_{in}$ คือ แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ เป็นโวลต์

$V_{CE(sat)}$ คือ แรงดันตกคร่อมไดโอด D1 ขณะนำกระแส เป็นโวลต์




รูปที่ 2.3 กระแส และแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

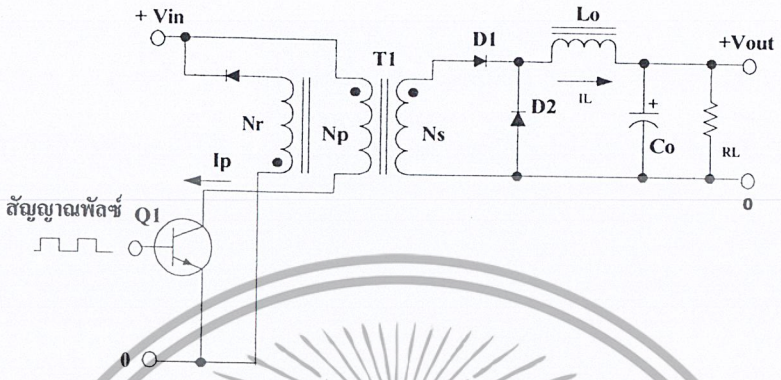
### 2.2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter) เหมาะสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ชิ่งที่ให้กำลังงานในช่วง 100 วัตต์ ถึง 200 วัตต์ และถึงแม้จะมีค่าใช้จ่ายในการสร้างมากกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่เนื่องจากฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีข้อได้เปรียบหลายประการที่เหนือกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นที่กำลังงานสูงไม่เกิน 200 วัตต์ ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์อีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้ในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ชิ่ง

วงจรพื้นฐานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.4 พื้นฐานการทำงานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะแตกต่างจากฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์กล่าวคือหม้อแปลงในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานในช่วงที่แหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ชิ่งนำกระแสต่างจากฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งหม้อแปลงจะสะสมพลังงานในช่วงที่แหล่งกำเนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ชิ่งนำกระแสแล้วจึงจ่ายพลังงานออกไปขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลังหยุดนำกระแส



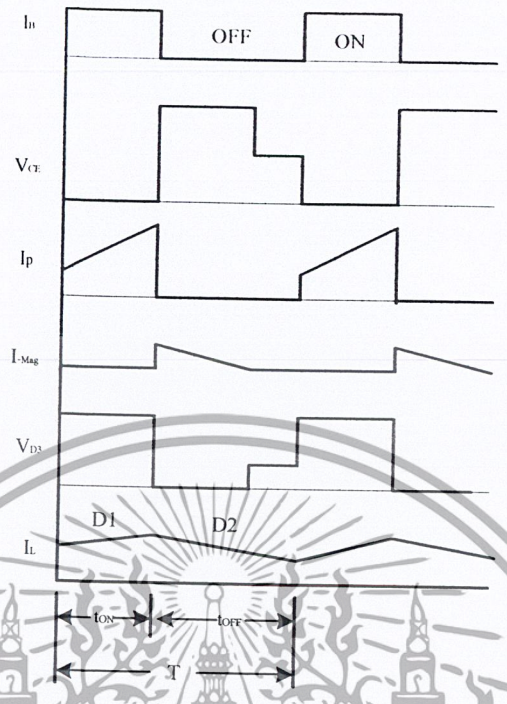

รูปที่ 2.4 วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันไป เมื่อ Q1 นำกระแส จะมีกระแส Ip ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ Np และตัวมัน เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดลวดทางปฐมภูมิ Np และขดลวดทุติยภูมิ Ns พันอยู่ในลักษณะมีทิศทางเดียวกัน ดังนั้น ไดโอด D1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ขดลวดทุติยภูมิ Ns ผ่านตัวเหนี่ยวนำ Lo ไปยังโหลด RL ได้ และมีการสะสมพลังงานที่ Lo ส่วนของไดโอด D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับจึงไม่นำกระแส เช่น เดียวกับไดโอด D3 เนื่องจากขดคีแมกเนไตซิ่ง Nr ถูกพันไว้ในทิศตรงข้ามกับขดลวดปฐมภูมิ Np ไดโอด D3 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลเมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลจากขดลวดทุติยภูมิ Ns แต่ในขณะเดียวกันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นใน Lo ยุบตัว ทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ Lo ไดโอด D2 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่ถูกสะสมไว้ใน Lo จะถูกถ่ายเทออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่าน ไดโอด D2 ไปยังตัวเก็บประจุ Co และโหลด RL ได้ กระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงมีลักษณะต่อเนื่อง

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

$$V_{OUT} = \frac{(Ns/Np)(V_{in} \times V_{CE(SAT)})\, t_{ON}}{T} - VD \qquad (2.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

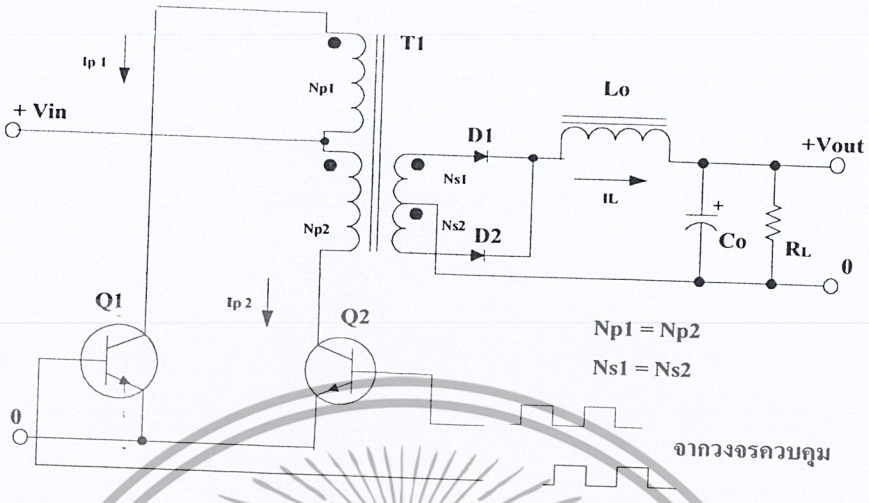



**รูปที่ 2.5** กระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

### 2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter) เปรียบเสมือนกับการนำฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์สองชุดมาต่อทำงานร่วมกันโดยผลัดกันทำงานในแต่ละครึ่งคาบเวลาในลักษณะกลับเฟสทำให้จ่ายกำลังได้ค่อนข้างสูงในช่วง 200 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ อย่างไรก็ตามทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรยังคงมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสค่อนข้างสูงเช่นเดียวกับฟอร์เวิร์ดและฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ รวมทั้งปัญหาในการเกิดฟลักซ์ไม่สมมาตรในแกนเฟอร์ไรต์ของวงจรทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังพังเสียหายง่ายจึงเป็นการอธิบายการทำงานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์และการคำนวณต่างๆ เพื่อเป็นพื้นฐานในการทำความเข้าใจการทำงานของฮาล์ฟบริดจ์ และฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานคล้ายกันแต่มีข้อบกพร่องน้อยกว่ารวมทั้งทรานซิสเตอร์กำลังมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสต่ำและค่าใช้จ่ายในการสร้างต่ำกว่าด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



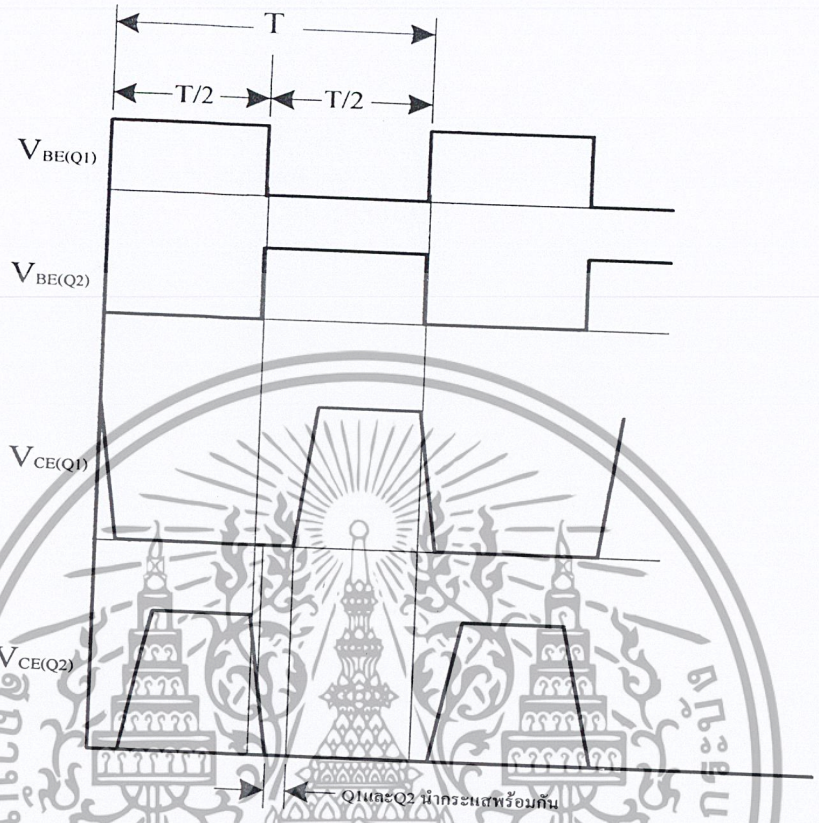

**รูปที่ 2.6** วงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ แสดงไว้ในรูปที่ 2.6 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ ทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงาน โดยผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งของคาบเวลา T ขณะที่ Q1 นำกระแสจะมีกระแส IP ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ Np1 และไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ส่วนไดโอด D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีกระแสไหลที่ขดลวดปฐมภูมิ Ns2 ผ่านไดโอด D2 และ Lo ไปยังตัวเก็บประจุ Co และโหลด RL ได้ ในจังหวะนี้แรงดันตกคร่อม Q2 จะมีค่าเป็น 2 Vin (จำนวนรอบ Np1 = Np2 และ Ns1 = Ns2) ในทำนองเดียวกันขณะที่ Q2 นำกระแสจากขดลวดทุติยภูมิ Ns1 ผ่าน Lo ไปยังตัวเก็บประจุ Co และโหลด RL จะเห็นได้ว่าในคาบเวลาการทำงาน ขดลวดทุติยภูมิจะให้กระแสไหลผ่าน Lo ได้ถึงสองครั้ง พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังได้มากเป็นสองเท่าของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ค่ากระแสสูงสุดด้านปฐมภูมิมีค่าเท่ากัน

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

$$V_{OUT} = \left(\frac{Ns}{Np}\right)\left(V_{in} - V_{CE(sat)}\right)\frac{t_{ON}}{(T/2)} - VD \qquad \textbf{(2.3)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

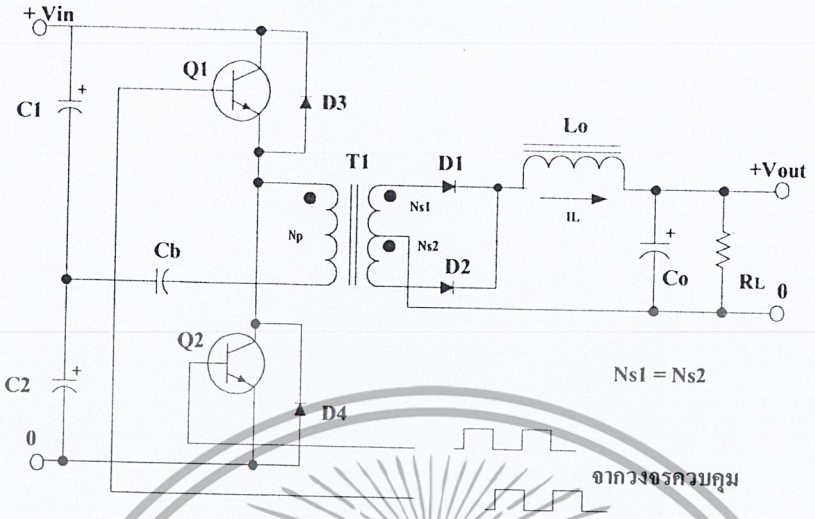



**รูปที่ 2.7** กระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

### 2.2.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter) เป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกันกับพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ ในแต่ลักษณะการจัดของวงจรของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังภายในวงจรมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้น ทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังที่ใช้มีราคาถูกและหาได้ง่ายกว่าซึ่งจะลดข้อจำกัดต่างๆ เมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับสูงๆ เช่นที่แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ลงได้มากรวมทั้งฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถหลีกเลี่ยงปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้อีกด้วย

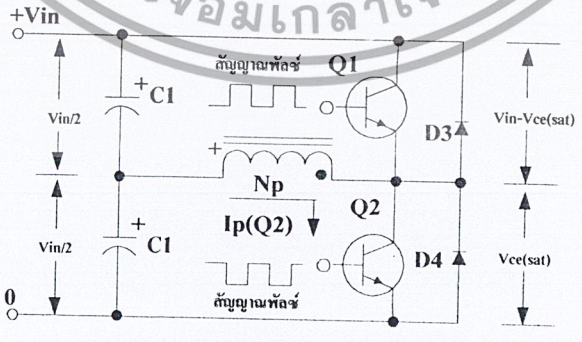
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปที่ 2.8 วงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

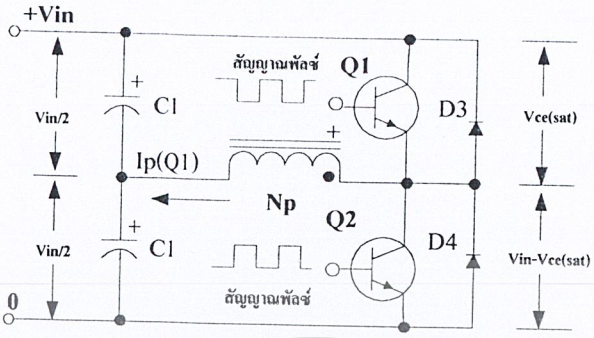
วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ เนื่องจากตัวเก็บประจุ C1 และ C2 กำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งครึ่งแรงดันแรงดันตกคร่อม C1 และ C2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุตเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ Cb ต่ออยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดลวดปฐมภูมิ Np ที่ต่ออยู่กับ Cb นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C1 และ C2




**รูปที่ 2.9** ขณะที่ Q1 นำกระแส Q2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in}$ - $V_{CE(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม Np เท่ากับ $V_{in}/2$-$V_{CE(sat)}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 2.10** ขณะที่ Q2 นำกระแส Q1 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in}$-$V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน และมีแรงดันตกคร่อม Np เท่ากับ $V_{in}/2$-$V_{CE(sat)}$

เมื่อ Q1 เริ่มนำกระแส และ Q2 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in}$- $V_{CE(sat)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของปฐมภูมิ Np จะมีค่าเท่ากับ $V_{C1} - V_{CE(sat)}$ หรือมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2$-$V_{CE(sat)}$ นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q2 นำกระแส และ Q1 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมที่ขดปฐมภูมิ ก็ยังคงมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2$-$V_{CE(sat)}$ เนื่องจาก $V_{CE(sat)}$ มีค่าประมาณ 0.5 – 1 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่า แรงดันตกคร่อม Q1และ Q2 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น ผลของการทำงานของ Q1 และ Q2 ที่ด้านทุติยภูมิจะมีลักษณะเดียวกันกับพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการที่ 2.4

$$V_{OUT} = \left(\frac{Ns}{Np}\right)\left(V_{in}/2 - V_{CE(sat)}\right) \times \frac{t_{ON}}{(T/2)} - VD \qquad \textbf{(2.4)}$$

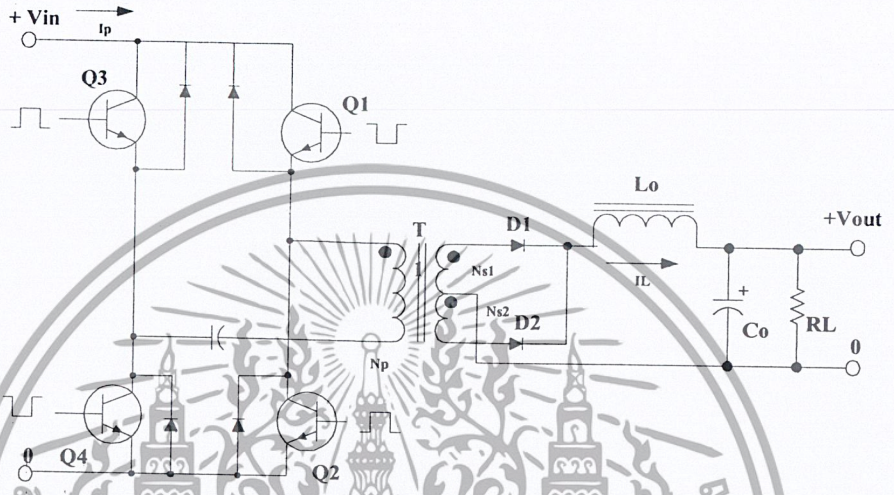
## 2.2.5 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter) ขณะทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิเท่ากับแรงดันอินพุตแต่แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเท่านั้นและค่ากระแสสูงสุดที่ทรานซิสเตอร์กำลังแต่ละตัวนั้นมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่ากระแสสูงสุดในฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขอออกเท่ากันเนื่องจากข้อจำกัดด้านทรานซิสเตอร์กำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลดน้อยลงไปกำลังงานสูงสุดที่จะได้จากฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงมีค่าสูงได้ตั้งแต่ 500 วัตต์ จนถึง 1,000 วัตต์

วงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 2.11 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้




**รูปที่ 2.11** วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ทรานซิสเตอร์กำลังทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา Q1 และ Q4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส Q2 และ Q3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือสลับกันเช่นนี้เรื่อยไป ลักษณะการทำงานของวงจรที่ได้จึงเป็นเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยกเว้นแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - 2V_{CE(sat)}$ ดังนั้นผลของการทำงานของวงจรจึงเหมือนกับผลที่ได้จากพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์นั่นเอง ส่วนตัวเก็บประจุบล็อคกิ้ง Cb จะมีผลเช่นเดียวกับวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นได้ว่าแรงดันตกคร่อม Q1 และ Q4 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CEQ2(sat)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ3(sat)}$ ตามลำดับ ส่วนแรงดันตกคร่อม Q2 และ Q3 ขณะหยุดนำกระแสก็จะมีค่า $V_{in} - V_{CEQ1(sat)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ4(sat)}$ ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอด D3 – D6 ทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตติ้งไดโอดให้กับวงจรเพื่อป้องกัน Q1 – Q4 เช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

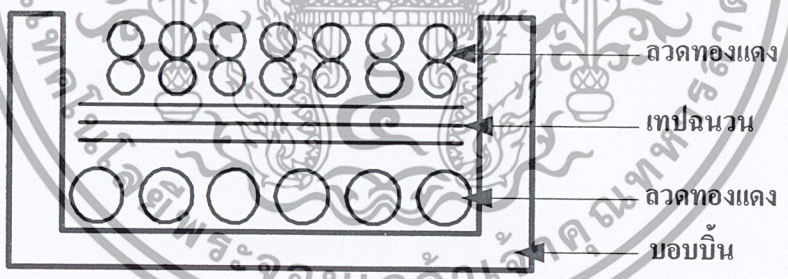
$$V_{OUT} = \left(\frac{Ns}{Np}\right)\left(V_{in} - 2V_{CE(sat)}\right)\frac{t_{ON}}{(T/2)} - VD \qquad (2.5)$$

## 2.3 หม้อแปลงสวิตชิ่ง

หม้อแปลงสวิตชิ่ง (Switching Transformer) จัดเป็นอุปกรณ์สำคัญสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่ง ผู้ออกแบบแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่งจึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ระหว่างรูปแบบต่างๆ ของหม้อแปลงสวิตชิ่งความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์ และขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้าเพื่อความปลอดภัย และลดกำลังสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิ่งขณะทำงาน

### 2.3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิ่ง

หม้อแปลงสวิตชิ่งมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่อินพุตของอินเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันค่าต่ำทางเอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้เพื่อป้องกันอันตรายจากไฟฟ้าดูดส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิ่งแสดงไว้ดังรูปที่ 2.12




**รูปที่ 2.12** การพันขดลวดทองแดงอาบน้ำยาจากบอบบิ้น

**1) แกนเฟอร์ไรต์**

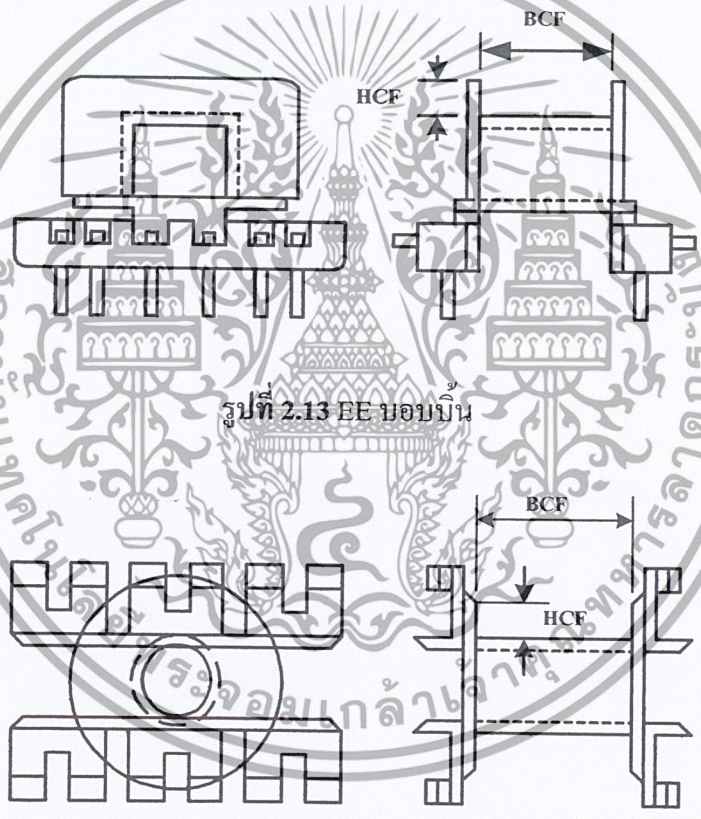
เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์ไรต์แมกเนติก (Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมีมากเฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูง ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตชิ่งจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ

**2) บอบบิ้น**

บอบบิ้นหรือแบบรองพันปกติจะทำจากพลาสติกชนิดที่ทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะทำให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์ได้สะดวกขึ้นและป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ดังอย่างขนาดของบอบบิ้น และบอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB

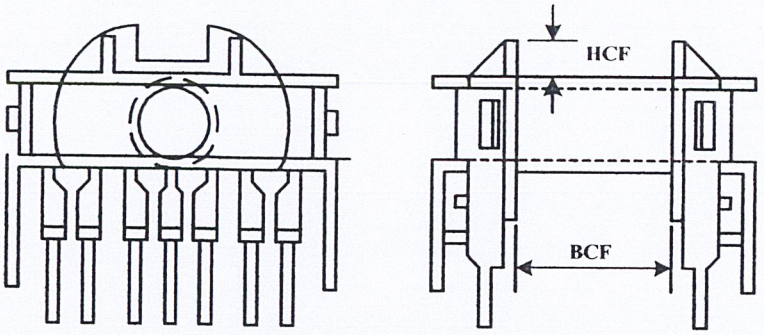



**รูปที่ 2.13** EE บอบบิ้น




**รูปที่ 2.14** EC บอบบิ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปที่ 2.15 ETD บอบบิ้น

**3) ลวดทองแดงอาบน้ำยา**

การพันขดลวดทั้งปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่กำลังไม่สูงนักปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้นขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวดความถี่ และผลข้างเคียงอื่นๆ ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

**4) เทปฉนวน**

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวสำรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตซิ่ง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือ โพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 - 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิ่งเป็นหลัก

## 2.3.2 หม้อแปลงในคอนเวอร์เตอร์

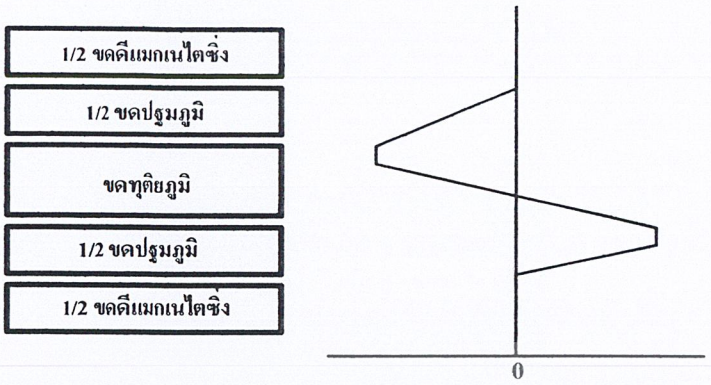
**1) หม้อแปลงสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์**

หม้อแปลงในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะมีขดลวดที่สำคัญอยู่ 3 ส่วน คือขดปฐมภูมิ ขดทุติยภูมิ และขดดีแมกเนไตซิ่งโดยแยกส่วนขดไพรมารี่ และแทรกกลางด้วยขดทุติยภูมิ และเพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียในขดลวดดีแมกเนไตซิ่งขณะที่มันไม่ได้นำกระแสจึงจัดขดลวดดีแมกนีไตซิ่งให้อยู่นอกสุดเพื่อให้เกิดการสูญเสียในขดดีแมกนีไตซิ่งขณะมันนำกระแสเท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง_พระจอมเกล้าลาดกระบัง






**รูปที่ 2.16** การจัดขดลวดทองแดงสำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่เหมาะสม

**2) หม้อแปลงสำหรับวงจรแบบพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์**

ในหม้อแปลงแบบพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์อาจแบ่งขดลวดออกเป็นส่วนที่สำคัญ 4 ส่วนคือ ขดปฐมภูมิ Np1 และ Np2 กับขดทุติยภูมิ Ns1 และ Ns2 เนื่องจากการทำงานของ พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ ขดลวดทั้งหมดจะไม่นำกระแสพร้อมกันในทำนองเดียวกัน การจัดขดลวดที่ไม่เหมาะสมอาจทำให้เกิดการสูญเสียในขดลวดโดยไม่จำเป็นในขณะที่ขดลวดไม่นำกระแส

เราอาจแบ่งการทำงานของหม้อแปลงในพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ออกได้เป็น 3 ช่วง ตามการทำงานของวงจรดังนี้คือ

ช่วงที่ 1 คือ ขด Np1 และ Np2 นำกระแส ขดลวดชุดอื่นไม่นำกระแส

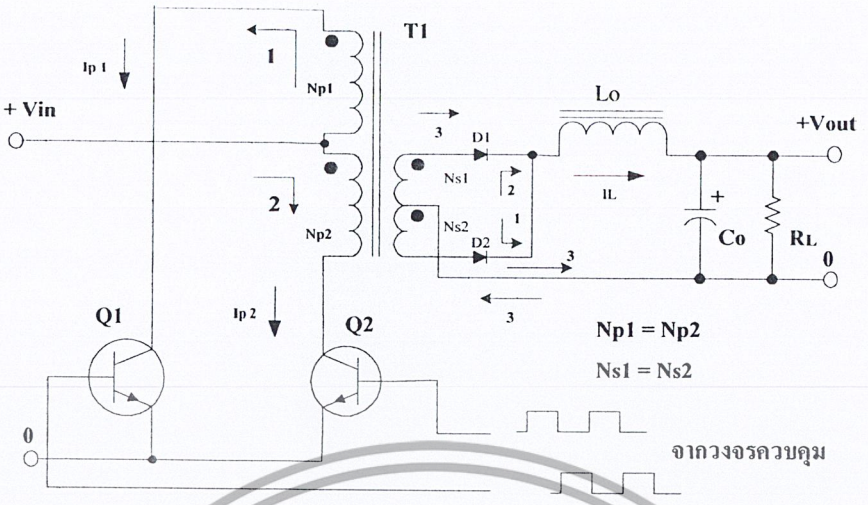
ช่วงที่ 2 คือ ขด Np1 และ Ns1 นำกระแส ขดลวดชุดอื่นไม่นำกระแส

ช่วงที่ 3 คือ เกิดขึ้นที่ 2 ครั้งต่อหนึ่งคาบเวลาการทำงานคือ Ns1 และ Ns2 นำกระแส

ขณะที่ Np1 และ Np2 ไม่นำกระแสพร้อมกันในช่วงเวลาเผื่อ $t_D$ อย่างไรก็ตามถ้าช่วงเวลา $t_D$ มีค่าน้อย เราอาจข้ามการพิจารณาการสูญเสียที่เกิดขึ้นในช่วงนี้ได้

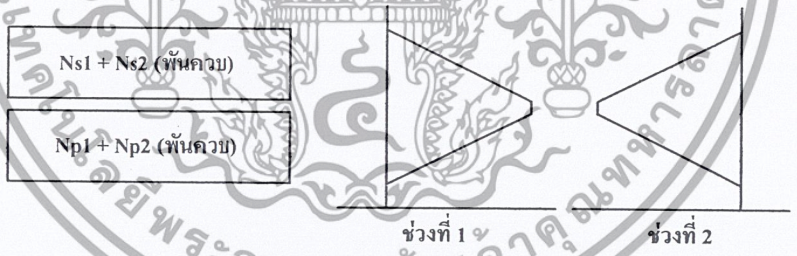
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

46529




**รูปที่ 2.17** การไหลของกระแสในช่วงการทำงานต่างๆ ของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

ที่แรงดันอินพุตต่ำ ขดปฐมภูมิ Np1 และ Np2 กับขดทุติยภูมิ Ns1 และ Ns2 สามารถพันได้ในลักษณะพันควบ (Bifilar winding) เพื่อให้ผลตอบสนองและจำนวนรอบใกล้เคียงกันได้ อย่างแท้จริง ถ้าจัดขดลวดในหม้อแปลงแบบธรรมดาด้วยการพันควบ

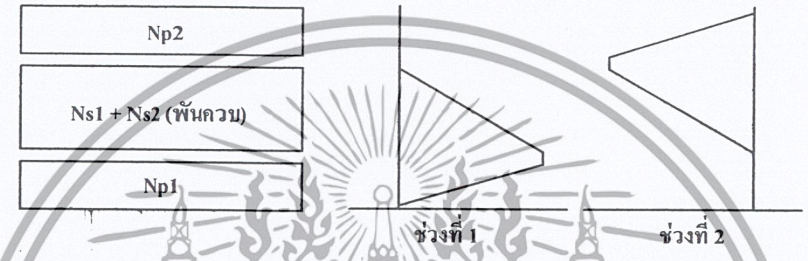



**รูปที่ 2.18** การจัดขดลวดทองแดงในหม้อแปลงพุช–พูลในลักษณะการพันควบ และค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วในช่วงการทำงานต่างๆ

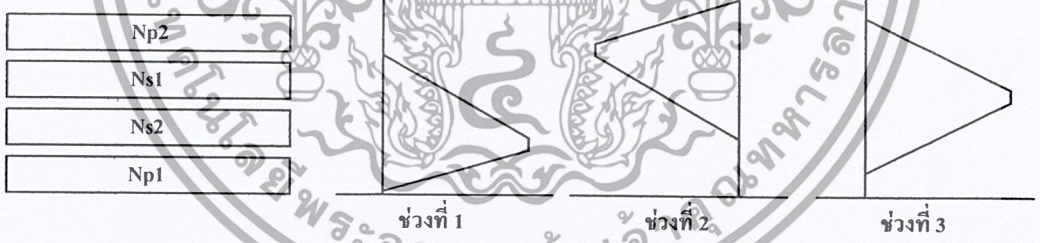
จะเห็นได้ว่า ในการทำงานที่ 1 และที่ 2 ทั้งขดลวดที่นำกระแส และไม่ได้นำกระแสจะมีการสูญเสียเกิดขึ้นทั้งสิ้นเนื่องจากค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วเกิดขึ้นทุกช่วงการทำงานในกรณีนี้เนื่องจากขด Ns1 และ Ns2 เกิดการสูญเสียในทุกช่วงอยู่แล้ว และจะมีค่าสูงกว่าการสูญเสียในช่วงที่ 3 จึงไม่จำเป็นต้องพิจารณาการสูญเสียในช่วงที่ 3 ก็ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อคอนเวอร์เตอร์ต้องการใช้งานกับระบบแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ จะเกิดข้อจำกัดของการพันควบเนื่องจากทำให้เกิดการลัดวงจรของขดลวดทะลุผ่านฉนวนที่เคลือบลวดทองแดงได้ จึงต้องแยกพันขดปฐมภูมิ Np1 และ Np2 ออกจากกัน ดังนั้นจึงควรจัดขดลวดในลักษณะแบ่งส่วนและแทรกกลางจะเห็นได้ว่าการพันขดลวดในลักษณะนี้ขดลวดปฐมภูมิ Np1 และ Np2 แต่ละขดจะมีการสูญเสียเฉพาะเมื่อนำกระแสเท่านั้น ส่วนขดทุติยภูมิ Ns1 และ Ns2 จะมีการสูญเสียเกิดขึ้นทั้ง 2 ช่วง




**รูปที่ 2.19** การพันขดลวดทองแดงของหม้อแปลงพุช-พูลในลักษณะแยกส่วนและแทรกแบบพันควบ



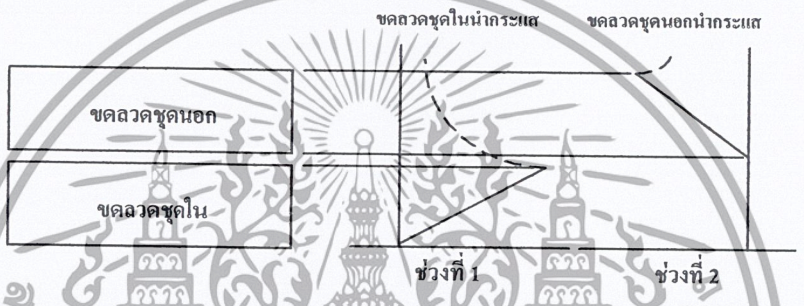

**รูปที่ 2.20** การพันขดลวดทองแดงของหม้อแปลงพุช-พูลในลักษณะแยกส่วนขดลวดแต่ละชุดและจัดแบบแทรกกลาง

รูปที่ 2.20 เป็นการจัดขดลวดในหม้อแปลงโดยแยก Ns1 และ Ns2 ออกจากกัน ขดลวดที่ไม่นำกระแสทั้งปฐมภูมิ และทุติยภูมิจะไม่มีการสูญเสียในการทำงานช่วงที่ 1 และช่วงที่ 2 อย่างไรก็ตาม การสูญเสียจะเกิดขึ้นที่ขดทุติยภูมิ Ns1 และ Ns2 ในช่วงที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**3) หม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์**

หม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะมีขดลวดที่สำคัญเพียงขดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิซึ่งจะสลับกันนำกระแสคือ เมื่อขดปฐมภูมินำกระแสขดทุติยภูมิจะไม่นำกระแส ในทางกลับกันเมื่อขดทุติยภูมินำกระแสปฐมภูมิจะไม่นำกระแสลักษณะค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วเนื่องจากฟลักซ์รั่วจากขดลวดชั้นในจะทำให้เกิดการสูญเสียที่ขดลวดชั้นนอกได้แม้ว่าขดลวดชั้นนอกจะไม่นำกระแส ดังนั้นการวางขดปฐมภูมิหรือทุติยภูมิควรจะพิจารณาให้ลวดที่มีขนาดเล็กกว่าอยู่ด้านบนเสมอ



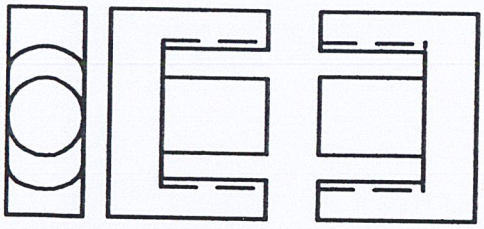

**รูปที่ 2.21** ค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วที่มีผลต่อชั้นนอก และชั้นในของหม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

**2.3.3 แกนเฟอร์ไรต์**

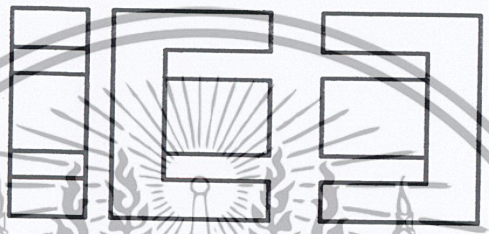
**1) ลักษณะและมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์**

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิ่งโดยทั่วไปจะถูกออกแบบที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบเพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงจรบรรจบได้ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ

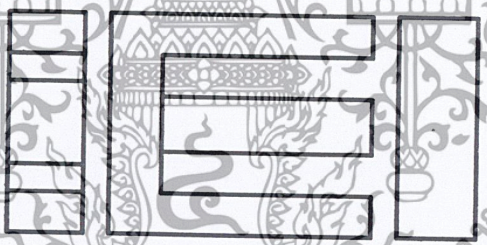
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**รูปที่ 2.22** แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE



**รูปที่ 2.23** แกนเฟอร์ไรต์แบบ EI



**รูปที่ 2.24** แกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD

แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิ่งที่ไม่ต้องการกำลังสูงและในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/RFI ต่ำเนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดลอดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงกำลังสูงๆ แกนที่นิยมใช้กันมากสำหรับหม้อแปลงสวิตชิ่งที่ต้องการกำลังสูงจะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆ ให้เลือกใช้งานได้จำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**2) ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์**

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันจะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตามในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้นจะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอข้อมูลที่สำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจ และศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

**3) ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์**

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อนซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss)

ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิรตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดไม่ใหญ่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสได้เพียงอย่างเดียวปกติค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นมิลลิวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เซนติเมตร และมีค่าขึ้นอยู่กับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กความถี่การใช้งาน รวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์

**4) การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง**

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนหม้อแปลงจะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี่ และขนาดของแกนจากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \times t}{Np \times Ae} \times 10^{8} \qquad \textbf{(2.6)}$$

เมื่อ $\Delta B$ คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็น เกาส์

V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดปฐมภูมิ เป็น โวลต์

Np คือ ค่าจำนวนรอบของขดทุติยภูมิ เป็น รอบ

Ae คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็น ตารางเซนติเมตร

t คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็น วินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์จะมีค่ามากซึ่งการลดจำนวนของขดปฐมภูมิลงจะทำให้สามารถใช้ลดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อย่างไรก็ตามหากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วแรงดันตกคร่อมอินพุตจะไปตกคร่อมที่ทรานซิสเตอร์กำลังขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆ แทนทำให้ทรานซิสเตอร์กำลังพังเสียหายได้ และค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน

จึงมีข้อจำกัดที่ควรคำนึงถึง 2 ประการคือ

1) แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน

2) ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดจะทำให้เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญ เสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

**5) การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม**

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตชิ่งจะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็นส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดเล็กเกินไปขดลวด และแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆ พิจารณาได้จากหน้าตัดของแกน (Ae) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น (Aw) โดยอาจคำนวณได้จากสมการต่างๆ ดังต่อไปนี้

1) สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{0.5\Delta B_{(max)} \times f \times Ae \times Aw}{D} \times 10^{-3} \qquad (2.7)$$

2) สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{\Delta B_{(max)} \times f \times Ae \times Aw}{D} \times 10^{-3} \qquad (2.8)$$

3) สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{1.4\Delta B_{(max)} \times f \times Ae \times Aw}{D} \times 10^{-3} \qquad (2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $\Delta B_{(max)}$ คือ ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เกาส์

f คือ ค่าความถี่การทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เฮิรตซ์

Ae คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็น ตารางเซนติเมตร

Aw คือ พื้นที่ช่องสำหรับพันลวดของบอบบิ้น เป็น ตารางเซนติเมตร

D คือ ค่าความหนาแน่นของขดลวดปฐมภูมิ เป็น เซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์

P คือ กำลังงานสูงสุดที่ได้แกนเฟอร์ไรต์ เป็น วัตต์

ค่าของ Ae และ Aw เป็นขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้ โดยดูได้จากข้อมูลของผู้ผลิตที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์ ค่าของ D กำหนดได้จากขนาดของลวดทองแดงที่ใช้พัน

แสดงค่ากำลังที่เหมาะสมสำหรับแกนขนาดต่างๆ ในการใช้งานที่ความถี่ 20 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งคำนวณจากสมการที่ (2.7), (2.8) และ (2.9) โดยกำหนดค่าความหนาแน่น D ไว้ที่ 500 เซอร์คูลาร์มิลต่อหนึ่งแอมป์

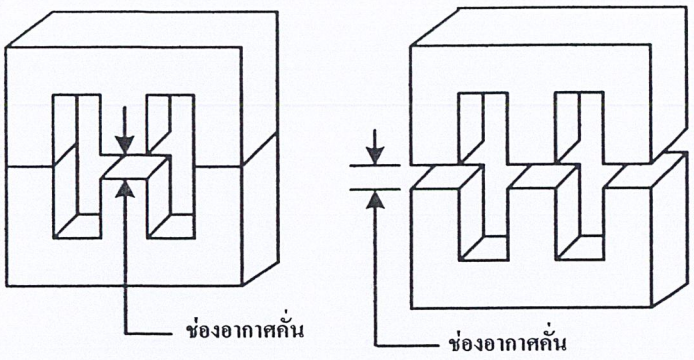
**6) ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์**

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรต์เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่จะใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยทำให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิ่งมีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตามช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมาและอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI, ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 2.25(ก) และ (ข) คือการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียวและการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือขัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะของช่องอากาศคั่นตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




(ก) แกนเฟอร์ไรต์ (ข) แกนเฟอร์ไรต์

**รูปที่ 2.25** การกำหนดช่องอากาศคั่น $\lambda g$

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลางซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคู่ประกบส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือขัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะของช่องอากาศคั่นตามต้องการ

**7) แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุตโช้ค**

หม้อแปลงสวิตชิ่งสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ และจะทำให้ตัวเอาต์พุตโช้คจะทำงานอยู่ในลักษณะที่ต้องสะสมพลังงานไว้ก่อนแล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไปจึงอาจกล่าวได้ว่ากำลังที่ได้จากหม้อแปลงมาจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั่นเองในช่วงที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตโช้ค พลังงานที่ถูกสะสมมีค่าเท่ากับ $1/2LI^2$ ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$LI^2_{p(pk)} = \frac{\Delta B_{(max)} \lambda g Ae}{0.4\pi} \times 10^{-8} \qquad \textbf{(2.10)}$$

เมื่อ $\lambda g$ คือ ระยะห่างช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เซนติเมตร

Ae คือ ขนาดพันที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็น เซ็นติเมตร

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

L คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงหรือค่าเหนี่ยวนำของเอาต์พุตโช้ค เป็น เฮนรี่

$I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน L เป็น แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของ $\Delta B_{(max)}$ โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ ($B_{(sat)}$ / 2 ) จากสมการที่ 2.10 จะเห็นได้ว่าเราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสมได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น lg หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น( Ac เพิ่มขึ้น ) ในทางปฏิบัติการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นจะเป็นที่นิยมใช้กันมากกว่าเพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตชิ่ง และเอาต์พุตโช้คมีขนาดเล็กอย่างไรก็ตามแกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดหนึ่งๆ ระยะของช่องอากาศคั่นสูงสุดจะถูกกำหนดด้วยค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้นโดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้นดังสมการ

$$N = \frac{\Delta B_{(max)} \lambda g}{0.4\pi I_{p(pk)}} \qquad (2.11)$$

เมื่อ N คือจำนวนรอบของขดปฐมภูมิหรือเอาต์พุตโช้ค

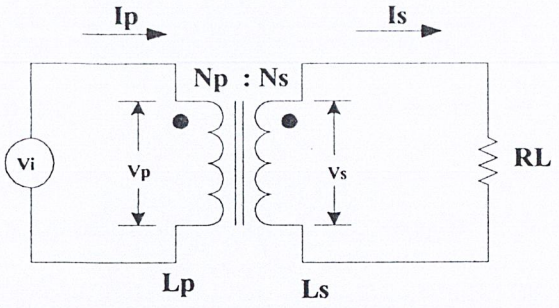
เนื่องจากระยะพันบอบบินมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้น รวมถึงการสูญเสียที่เกิดจากในลวดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้นซึ่งจะทำให้หม้อแปลงของเอาต์พุตโช้คร้อน ผู้ออกแบบจึงควรพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นหรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย

**8) ความสัมพันธ์ระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิ่ง**

หม้อแปลงสวิตชิ่งจะมีความสัมพันธ์ของขดปฐมภูมิ และขดทุติยภูมิไปตามทฤษฎี หม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 2.18 จะเป็นดังนี้

$$\frac{Vp}{Vs} = \frac{Np}{Ns} = \frac{Is}{Ip} \qquad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 2.26** ความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

$$\frac{Np}{Ns} = \sqrt{\frac{Lp}{Ls}} \qquad \textbf{(2.13)}$$

เมื่อ Np คือ จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ

Ns คือ จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ

Vp คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิ

Vs คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดทุติยภูมิ

Lp คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดปฐมภูมิ

Ls คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดทุติยภูมิ

Ip คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิ

Is คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิ

มีข้อสังเกตคือแรงดัน Vp เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดปฐมภูมิซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิไม่ใช้ค่าแรงดันอินพุต Vi โดย Vp จะมีค่าเป็นไปตามสมการและค่า Vp ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า Vi แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก dB/dt จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันคร่อม Vp จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้องด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$Vp = Np \times Ae\left(\frac{dB}{dt}\right) \times 10^{-8} \qquad (2.14)$$

## 2.4 ทรานซิสเตอร์กำลัง

ทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรคอนเวอร์เตอร์ของแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตช์ชิ่งจะมีการทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทานทรานซิสเตอร์กำลังต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแส (Turn On) และเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งทรานซิสเตอร์กำลังยังมีแรงดันตกคร่อมตัวมันขณะนำกระแส ($V_{CE(sat)}$) อีกด้วย การเปลี่ยนสถานะ และแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสจะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นในตัวทรานซิสเตอร์กำลัง ตัวนั้นก่อนจะนำทรานซิสเตอร์กำลังมาใช้จึงจำเป็นต้องศึกษา

ปัจจุบันทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์ได้ถูกมอสเฟสกำลังเข้ามาแทนที่อย่างรวดเร็ว เนื่องจากมอสเฟสกำลังใช้เวลาในช่วงเปลี่ยนสถานะสั้น จึงเกิดกำลังงานสูญเสียต่ำกว่า และใช้งานที่ความถี่สูงๆ ได้ดีอย่างไรก็ตามทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์ยังคงมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูง และมีราคาถูกกว่ารวมทั้งการพัฒนาให้ทรานซิสเตอร์กำลังทำงานได้เร็วขึ้นเพื่อให้ใช้งานได้ที่ความถี่สูงๆ และจะทำให้ลดกำลังงานสูญเสียยังคงมีกระทำกันอยู่ในปัจจุบันดังนั้นจึงทำให้ ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์จึงยังคงมีใช้งานในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่งที่มีผลิตจำหน่ายในตลาดอุตสาหกรรม และมีความจำเป็นที่ต้องศึกษาให้เข้าใจลักษณะการทำงาน และการเกิดกำลังงานสูญเสียของทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์เอาไว้ด้วย

**1) กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์**

กำลังงานสูญเสียในทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์เป็นไปได้ใน 2 ลักษณะ คือ กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน (Switching Loss) และกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว สำหรับการเปลี่ยนสถานะของการทำงานของ ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์ กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นได้ทั้งในขณะที่เริ่มจะนำกระแส และขณะเริ่มหยุดนำกระแส แต่กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นสูงสุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นหลัก

เมื่อเริ่มให้กระแสไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์กำลัง กระแสคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์กำลังจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์ และอีมิตเตอร์ ($V_{CE}$) จะยังคงมีค่าเท่ากับ $V_{CC}$ และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ $t_{ON}$ เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{CE(sat)}$ กำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา $t_{ON}$ นี้เนื่องจากทรานซิสเตอร์กำลังมีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา $t_{ON}$ นี้ค่อนข้างสั้น และกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ

เมื่อหยุดให้กระแสไบแอส และป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้ทรานซิสเตอร์กำลังเพื่อหยุดการนำกระแสทรานซิสเตอร์กำลังจะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา $t_S$ ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในทรานซิสเตอร์กำลังขณะนำกระแส ช่วงเวลา $t_S$ นี้เรียกว่า ช่วงเวลาสะสม (Storage Time) และขณะช่วงเวลา $t_S$ นี้ แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้น และเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีไบแอสอยู่




**รูปที่ 2.27** กระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์ เมื่อเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำ

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลังยังคงนำกระแสอยู่ในช่วง $t_r$ (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในตัวทรานซิสเตอร์กำลังเริ่ม ลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลง และใช้เวลาเท่ากับ $t_r$ (Current Fall Time) ทรานซิสเตอร์กำลังจึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในทรานซิสเตอร์กำลังในช่วงเวลา $t_f$ และ $t_f$ จะมีค่าสูงและเป็นช่วงที่ทรานซิสเตอร์กำลังเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา $t_r$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$+t_f$ จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลังเริ่มหยุดนำกระแสนั้นเองอาจประมาณได้จาก

$$PDSW = \frac{0.5V_{CC} \times IPK \times t_C}{T} \qquad \textbf{(2.15)}$$

เมื่อ PDSW คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส

$V_{CC}$ คือ แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังและหยุดนำกระแส

TPK คือ ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส

$t_C$ คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ( $t_c = t_r + t_f$ )

T คือ คาบเวลาการทำงานของทรานซิสเตอร์กำลัง

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส PDSW มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้ทรานซิสเตอร์กำลังมีประสิทธิภาพสูงสุดและลดความร้อนที่จะเกิดขึ้นกับทรานซิสเตอร์กำลังขณะทำงานด้วย

**2) วงจรขับกระแสไบแอส**

ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในทรานซิสเตอร์กำลัง ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับทรานซิสเตอร์กำลังได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบแอสนั้นโดยทั่วไปจะทำได้ใน 2 ลักษณะใหญ่ๆ คือ วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportiomal Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปที่ใช้ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ โดยวงจรขับกระแสจะให้กระแสเบสที่มีค่าคงที่ด้วยค่ากระแสที่มากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสที่จุดอิ่มตัวอยู่ตลอดเวลาแต่วิธีนี้จะให้ค่าประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูง และใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้นค่ากระแสไบแอสที่ขาเบสจะขึ้นอยู่กับค่าของกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยการหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้อย่างรวดเร็วแต่วงจรค่อนข้างยุ่งยาก และเสียค่าใช้จ่ายมากกว่า จึงมักนิยมใช้กับคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงๆ เท่านั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**3) วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์แคลมป์**

เบเกอร์แคลมป์ (Baker Clamp) เป็นการจัดไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสมในขณะที่ทรานซิสเตอร์กำลังนำกระแส เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยทรานซิสเตอร์กำลังจึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็วการใช้หม้อแปลงในวงจรขับกระแสหม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากทรานซิสเตอรกำลังแบบไบโพลาร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอีมิตเตอร์ขณะไบแอสเพียงแค่ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ การต่อวงจรขับกระแส ไบแอสด้วยหม้อแปลง และเบเกอร์แคลมป์สามารถทำได้

## 2.5 มอสเฟตกำลัง

มอสเฟตกำลัง (MOSFET Power Transitor) สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูง ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิรตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิรตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้มอสเฟตกำลังทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีกซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของมอสเฟสกำลังนั้นสามารถทำได้ง่ายโดยอาจขับมอสเฟตกำลังให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมโดยตรง มอสเฟตกำลังจึงเข้ามาแทนที่ทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์อย่างรวดเร็วในการผลิตแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่งในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

### 2.5.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของมอสเฟตกำลัง

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในมอสเฟตกำลังขณะทำงานจะเป็นไปได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์คือกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ และกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสแต่สำหรับมอสเฟตกำลังจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์มากเพราะตามโครงสร้างของมอสเฟตกำลังจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้นจึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกับทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์จะมีค่าความต้านทานขณะมันนำกระแสค่อนข้างสูงการสูญเสียมอสเฟตกำลังขณะนำกระแสจึงสูงกว่าทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลังจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปมอสเฟตกำลังมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิรตซ์ การคิดค่ากำลังสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของมอสเฟตกำลังมีค่าใกล้เคียงกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของมอสเฟตกำลังขณะทำงาน $P_D$ จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + PC \tag{2.16}$$

$$P_{SW(on)} = \frac{0.5 I_{PK(on)} V_{in} \times t_r}{T} \tag{2.17}$$

$$P_{SW(off)} = \frac{0.5 I_{PK(off)} V_{in} \times t_r}{T} \tag{2.18}$$




**รูปที่ 2.28** กระแส และแรงดันตกคร่อมมอสเฟตกำลังเมื่อเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแส

$$PC = I^2_{Drms} \times R_{DSON}(Tj) \tag{2.19}$$

เมื่อ $P_{SW(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของมอสเฟตกำลัง

$P_{SW(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลัง

$P_C$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของมอสเฟตกำลัง

$I_{PK(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$I_{PK(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส

$I_{Drms}$ คือ ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลังขณะทำงาน

$R_{DSON}(Tj)$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนอละซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุด ขณะทำงานของมอสเฟตกำลัง

$t_r$ คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของมอสเฟตกำลัง

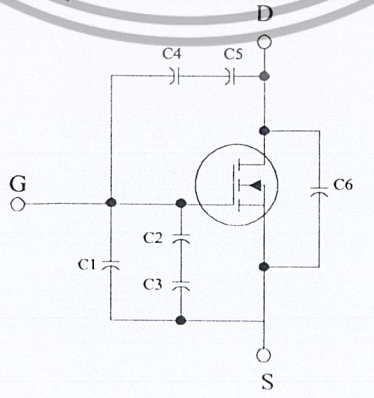
$t_f$ คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลัง

## 2.5.2 เงื่อนไขของวงจรขับมอสเฟตกำลัง

การขับมอสเฟตกำลังให้นำกระแสนั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์เนื่องจากมีเงื่อนไขไบแอสที่แตกต่างกันสำหรับทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์กระแสจะไหลผ่านคอนเล็กเตอร์และอีมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอีมิตเตอร์แต่มอสเฟตกำลังจะมีกระแสไหลผ่านเดรน และซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threskold Voltage) ของมันแต่ใช้กระแสต่ำการขับมอสเฟตกำลังให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์มาก

**1) ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต**

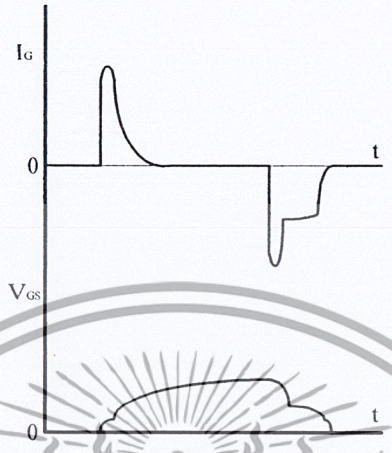
ตัวเก็บประจุเหล่านี้ บังคับให้มอสเฟตกำลังต้องเก็บประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต $V_{GS}$ มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่มมอสเฟตกำลังจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของมอสเฟตกำลังจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต $V_{GS}$ มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม มอสเฟตกำลังจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตดังในรูปที่ 2.29




**รูปที่ 2.29** ตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวมอสเฟตกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

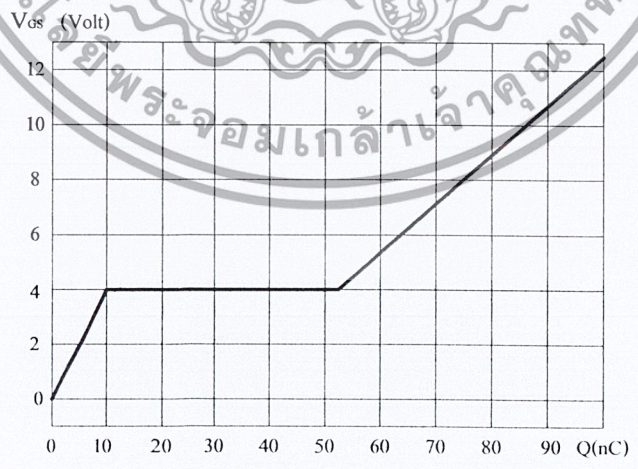
โดยทั่วไปแล้วค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวมอสเฟตกำลังนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน




**รูปที่ 2.30** แรงดัน และกระแสที่ขาเกตขณะมอสเฟตกำลังถูกไบแอสให้นำกระแส

**2) การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ**

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน $V_{GS}$ ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้น หรือเรียกว่า Gate Charge Chart มาในรายละเอียดข้อมูลของอุปกรณ์ด้วยกราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกต และเวลาในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลัง




**รูปที่ 2.31** กราฟของ Gate Charge Chart

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

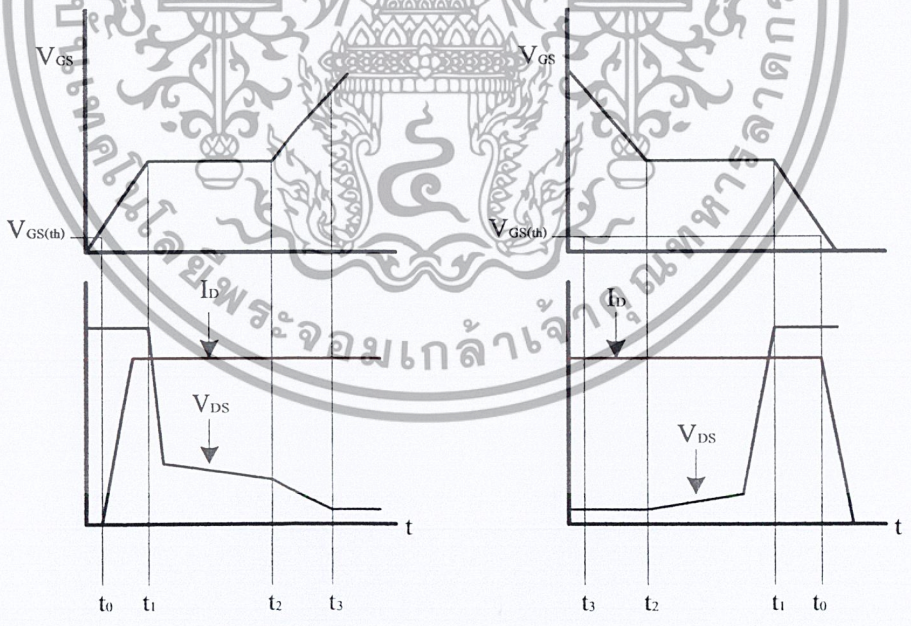
ลักษณะของกราฟจะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง ตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้นคือ

1) ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (Turn On Delay) $t_0$

2) ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Rise Time) $t_0$ ถึง $t_2$

3) ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (Excess Charge Time) $t_2$ ถึง $t_3$

เมื่อมอสเฟตกำลังเริ่มเก็บประจุที่ขาเกต จนกระทั่งช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแสเมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่า แรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงเริ่มมีกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านเดรน และซอร์ส $V_{DS}$ จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์ จนเหลือเพียง 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันตกคร่อม $V_{DS}$ สูงสุดมอสเฟตกำลังจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส $t_1$ ถึง $t_2$ นี้เอง และแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต $V_{GS}$ จะคงที่ จนกว่ามอสเฟตกำลังจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างเดรน และซอร์สจะมีค่าลดลงได้เรื่อย หากปล่อยให้มีการสะสมประจุค่อยๆ ไปในช่วงเวลา $t_2$ ถึง $t_3$ แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากมอสเฟตกำลังจะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป ดังนั้นการขับมอสเฟตกำลังที่ขาเกตด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็น จะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย




**รูปที่ 2.32** การชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส และผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากมอสเฟตกำลังไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดนำกระแสของ มอสเฟตกำลังจึงทำได้ง่ายๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุ และคายประจุมีค่าเท่ากันช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมในช่วงเวลา $t_2$ ถึง $t_3$ การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป

### 2.5.3 วงจรขับมอสเฟตกำลังด้วย TTL

การขับมอสเฟตกำลังจากไอซี TTL โดยตรงนั้นเป็นไปได้ แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่าย และรับกระแสของมันที่เอาต์พุตซึ่งจะมีผลโดยตรงต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของ มอสเฟตกำลัง และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับมอสเฟตกำลังด้วยไอซี TTL จึงจำเป็นต้องเพิ่มอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยให้เกิดการเปลี่ยนแปลงสถานะของมอสเฟตกำลังเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว

การต่อพูลอัพรีซิสเตอร์เข้าช่วยจะทำให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับมอสเฟตกำลังให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลังเป็นไปได้เร็วอย่างไรก็ตามความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่ เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยความต้านทานพูลอัพ

การต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามา ทรานซิสเตอร์จะช่วยจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสของมอสเฟตกำลังดีขึ้น และลดกำลังงานสูญเสียในตัวไอซี TTL ด้วยเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็ว การเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาในวงจรอีก 1 ตัว ก็จะทำให้ความเร็วในขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

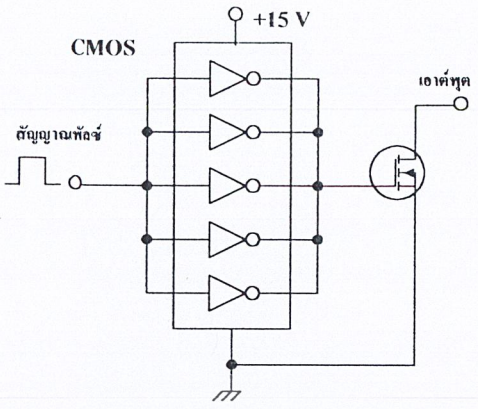
ทรานซิสเตอร์ที่ใช้สามารถใช้ทรานซิสเตอร์กำลังต่ำ เช่น 2N2222AA และเบอร์ 2N2907 ก็สามารถทำให้วงจรขับจ่าย และรับกระแสได้ถึง 800 มิลลิแอมป์

### 2.5.4 วงจรขับมอสเฟตกำลังด้วย CMOS

มอสเฟตกำลังสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีชนิด CMOS ได้ ไอซี CMOS มาตรฐานเช่น ตระกูล 1400 จะมีเอาต์พุตเป็นเฟตในลักษณะคอมพลีเมนตารี N และ P Channel อยู่แล้ว ไอซีตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้มอสเฟตกำลัง

สำหรับการขับมอสเฟตกำลังที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลังเป็นได้ได้เร็วขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 2.33** การขับมอสเฟ็ตกำลังให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง

## 2.6 วงจรควบคุมสำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่ง

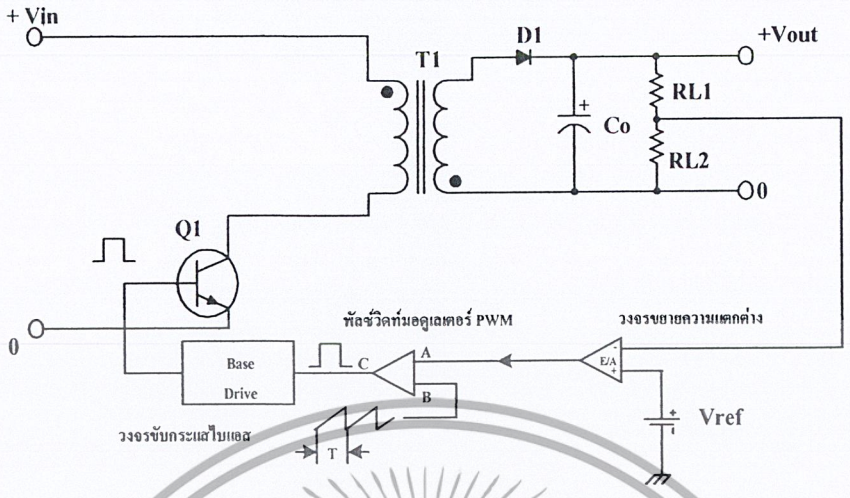
เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส ($t_{ON}$) ของทรานซิสเตอร์กำลัง ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลซ์สวิดท์มอดูเลชั่น (Pulse Wide Modulation) หรือ PWM เป็นหลักการใช้ PWM เมื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดัน และโหมดควบคุมจากกระแส

### 2.6.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลัง เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 2.34

วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต และเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง Vref ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

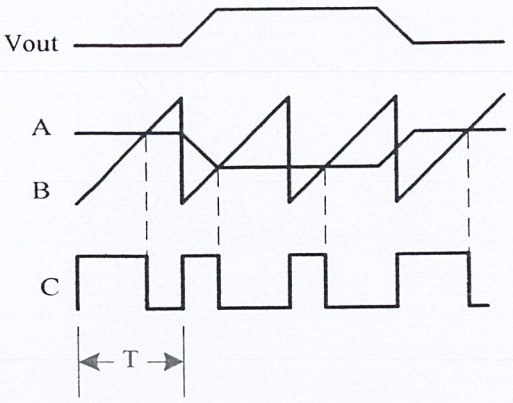



**รูปที่ 2.34** วงจรสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลซ์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีค่าคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลซ์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชั่นของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลซ์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลังในคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ติ้ง ผลต่างของแรงดันเอาต์พุต และแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟส $180^{\circ}$ กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลซ์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของทรานซิสเตอร์กำลัง $t_{ON}$ ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลซ์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น $t_{ON}$ ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2 ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

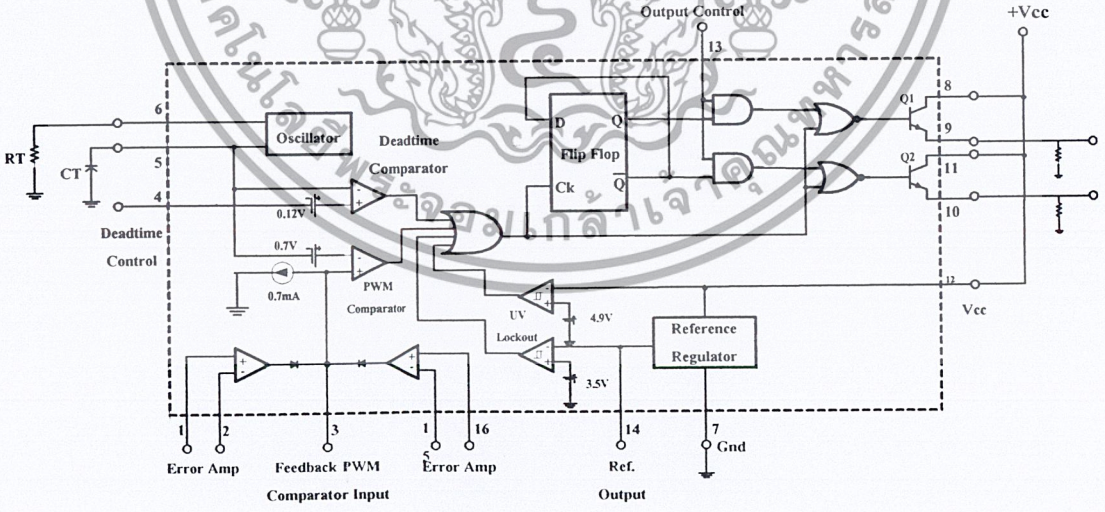
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 2.35** ความกว้างเอาต์พุตพัลซ์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อย

**1) ไอซีเบอร์ TL494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน**

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานโดยโหมดควบคุมจากแรงดันซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494




**รูปที่ 2.36** โครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

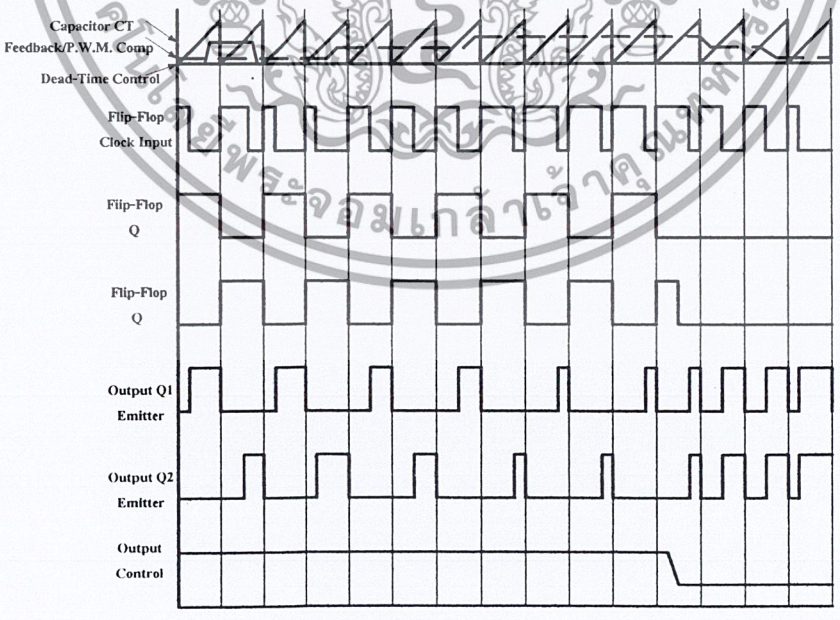
**2) การกำหนดคาบเวลาทำงาน**

วงจรของ TL494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานเของเอาต์พุตพัลซ์กำหนดโดยค่าของ $R_T$ และ $C_T$ จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T = \frac{R_T C_T}{1.1} \tag{2.20}$$

**3) การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์**

ความกว้างเอาต์พุตพัลซ์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณพัลซ์ฟันเลื่อยที่ ขา S กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา CK ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง CK จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลซ์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลง ความกว้างของเอาต์พุตพัลซ์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น




**รูปที่ 2.37** คลื่นลักษณะการทำงานของ TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความกว้างเอาต์พุตพัลซ์ของไอซีนี้สามารถกำหนดให้มีค่าสูงหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ – 0.3 ถึง ($V_{cc}$ – 2) และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ "High" โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา Non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลซ์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลซ์ของไอซี

**4) การกำหนดค่าเวลาเผื่อ $T_D$**

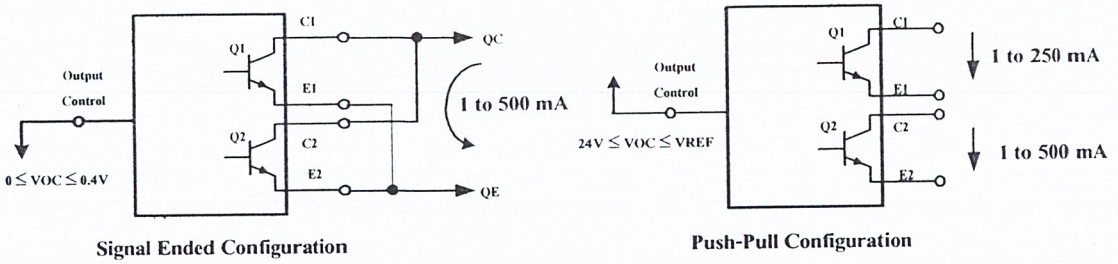
TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเผื่อ $t_D$ ของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเผื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซนต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา $t_{ON}$ สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 (+ $5V_{ref}$) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

**5) การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี**

เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ CT ดิสชาร์จเอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลซ์ออกมา CK จะมีสถานะเป็น "High" โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+ 5 Vref) Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "Low" โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip-Flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีคาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 93% ของค่าคาบเวลา)

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง 7 $\leq$ VCC $\leq$40 โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน Vref = 5 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง $\pm$1.5% ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70$^{\circ}$ C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

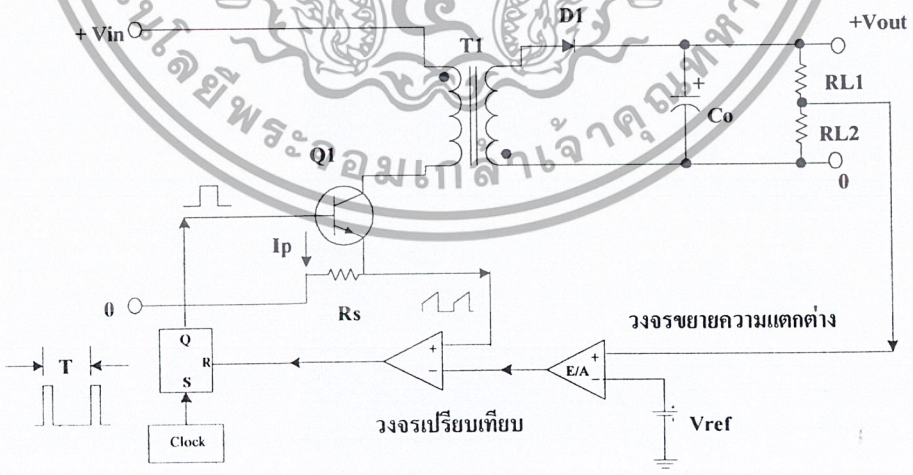



**รูปที่ 2.38** การเลือกใช้เอาต์พุตของ TL 494

### 2.6.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

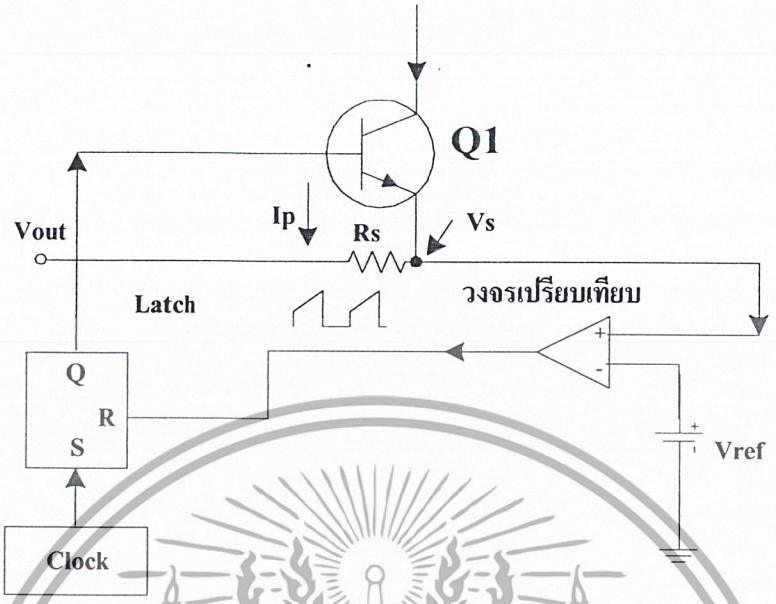
การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากโหมดควบคุมแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมากอย่างไรก็ตามเนื่องจากวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสนี้ก็ยังคงใช้เทคนิคพัลซ์วิดท์มอดูเลชั่นเช่นกัน

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์เตอร์ของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง Ver ดังรูปที่ 2.39 วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น “High” เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น “Low” เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R




**รูปที่ 2.39** วงจรการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 2.40** ควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง Ver ที่ขาอินเวอร์ติ้งของวงจรเปรียบเทียบแทน

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาจะให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น “High” ทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 ก็จะเริ่มนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน Rs ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน Vs ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน Rs ด้วย

แรงดันตกคร่อม Rs ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง Ver โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ Vs เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง Ver เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น “High” และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น “Low” และทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

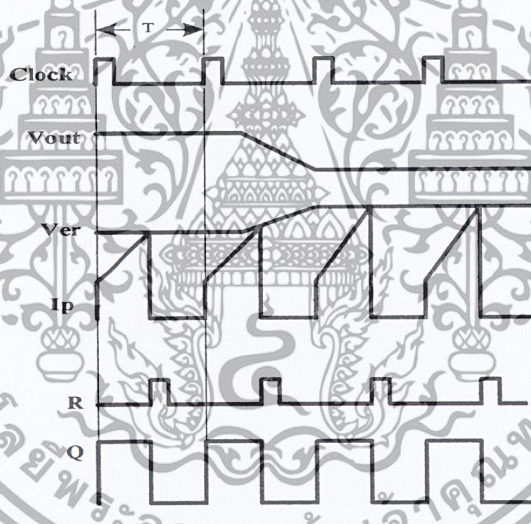
จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลซ์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน Vs ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน Rs นั่นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน Vs จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง Ver ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลซ์ลดลง ทรานซิสเตอร์กำลังจะมีช่วงเวลานำกระแสน้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน Vs จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลซ์จึงเพิ่มขึ้น ทรานซิสเตอร์กำลังจะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน อินพุตได้อย่างรวดเร็ว

พิจารณาวงจรควบคุมในรูปที่ 2.40 เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น ทรานซิสเตอร์กำลังจะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน Vs มากกว่า

แรงดันที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นเอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลงทรานซิสเตอร์กำลังจึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเอาไว้ได้ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหลด ลักษณะรูปคลื่น และแรงดันขณะที่วงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.41




**รูปที่ 2.41** การทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1) ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า และทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนส์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุต

2) สามารถป้องกันกระแสโหลดเกินได้ด้วยการทำให้จำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิในลักษณะของพัลซ์ต่อพัลซ์อย่างรวดเร็ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

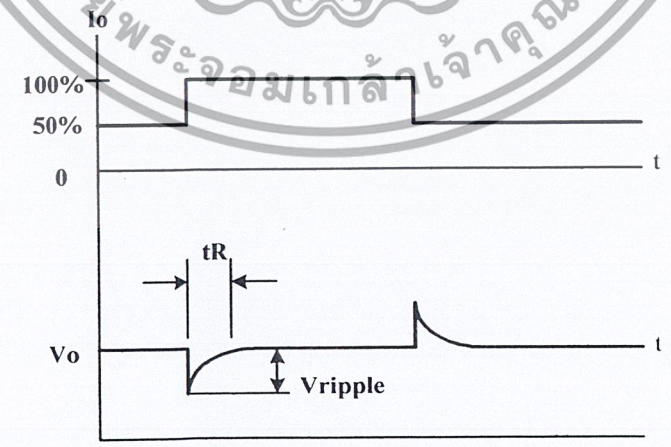
3) ให้ค่าไลน์เรกูเลชั่นที่ดีมาก

4) โดยการจำกัดกระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิ ปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของ พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น

5) สามารถต่อขนานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสไฟฟ้าได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

## 2.7 เสถียรภาพของวงจรควบคุม

เสถียรภาพของวงจรควบคุม จะสามารถสังเกตได้จากการตอบสนองของคอนเวอร์เตอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด ซึ่งอาจทำได้โดยกำหนดโหลดให้มีลักษณะเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดไปมา จากค่ากระแสไฟฟ้าโหลดที่ 50 % เป็น 100 % ของค่ากระแสโหลดสูงสุดที่ความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับทีอินพุต การเกิดโหลดในลักษณะเช่นนี้วงจรควบคุมจะเหมือนมีการเปิดลูป และปิดลูปขึ้นในลักษณะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลงถ้าวงจรควบคุมไม่มีเสถียรภาพ ฮาร์โมนิกส์ที่เกิดขึ้นขณะลูปเปิดจะทำให้เกิดการแกว่งของวงจรควบคุมได้รูปที่ 2.45 แสดงลักษณะการตอบสนองที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด แรงดันเอาต์พุตจะมีลักษณะพุ่ง (Dip and Jump) ตามการเปลี่ยนแปลงของโหลด และ การตอบสนองของลูป ส่วนค่าสูงสุดของแรงดันพุ่งจะขึ้นกับค่า ESR ของตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตหลัก ดังนั้นค่า ESR ของตัวเก็บประจุเอาต์พุตมีค่าต่ำ เพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของโหลดในทันทีทันใด

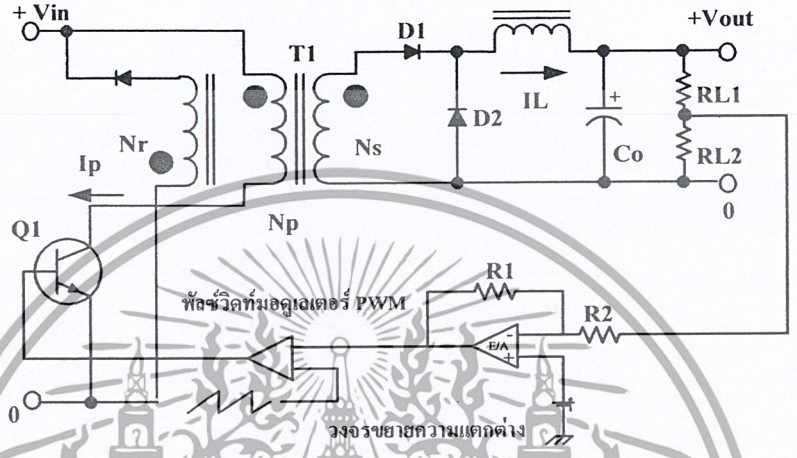



**รูปที่ 2.42** การเปลี่ยนระดับของกระแสโหลดอย่างทันทีทันใด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.7.1 การชดเชยลูปเพื่อป้องกันการแกว่งของวงจรควบคุม

วงจรควบคุมของแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่งส่วนใหญ่ จะมีลักษณะวงจรควบคุมการป้อนกลับแบบลบ และสามารถแบ่งลูปตามที่มีอัตราขยายดังรูปที่ 2.43




**รูปที่ 2.43** วงจรควบคุมแบบป้อนกลับในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่ง

**1) เสถียรภาพของลูปป้อนกลับ**

ลูปป้อนกลับจะไม่มีเสถียรภาพ ถ้าจุดใดจุดหนึ่งในลูปมีอัตราขยายเท่ากับหนึ่ง 1 (0 dB) และมีการเลื่อนเฟสของสัญญาณเท่ากับ 360 องศา ได้ในเวลาเดียวกัน แต่ลูปจะมีเสถียรภาพก็ต่อเมื่อลูปเป็นไปตามเงื่อนไขต่อไปนี้คือ

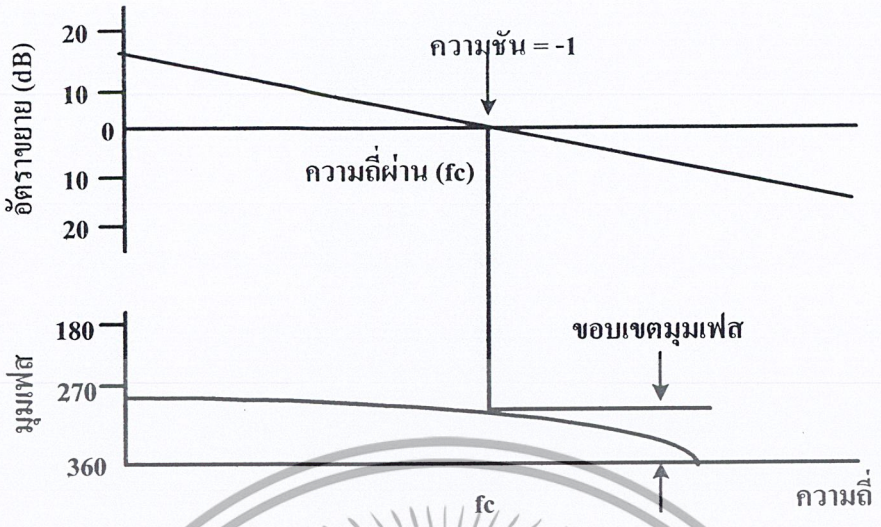
เงื่อนไขประการที่ 1 ลูปจะเสถียรภาพ ถ้าที่ความถี่ที่อัตราขยายรวมของลูปมีค่าเท่ากับ 1 (0 dB) ผลรวมของมุมเฟสที่เลื่อนไปทั้งหมดในลูปเปิดจะมีค่าน้อยกว่า 360 องศา

เงื่อนไขประการที่ 2 เพื่อป้องกันการเลื่อนของมุมเฟสอย่างรวดเร็ว ค่าความชันของกราฟอัตราขยายรวมของลูปตามความถี่ที่ความถี่ผ่าน (fc) ต้องมีค่าเท่ากับ -1 หรือ -20 dB ต่อสิบเท่าของความถี่ เมื่อความถี่ผ่าน fc (Crossover Frequency) คือความถี่ที่ทำให้อัตราขยายรวมของลูปมีค่าเท่ากับ

เงื่อนไขประการที่ 3 เพื่อป้องกันการแกว่ง ให้กำหนดขอบเขตของมุมเฟส (Phase Margin) ไว้ด้วย อย่างน้อยที่สุดให้กำหนดไว้ที่ 45 องศา ดูรูปที่ 2.43 ประกอบ

การกำหนดเสถียรภาพของลูป จึงขึ้นอยู่กับผลรวมอัตราการขยายของส่วนต่างๆ ในลูปตามความถี่ ซึ่งจะได้กล่าวในรายละเอียดต่อไป

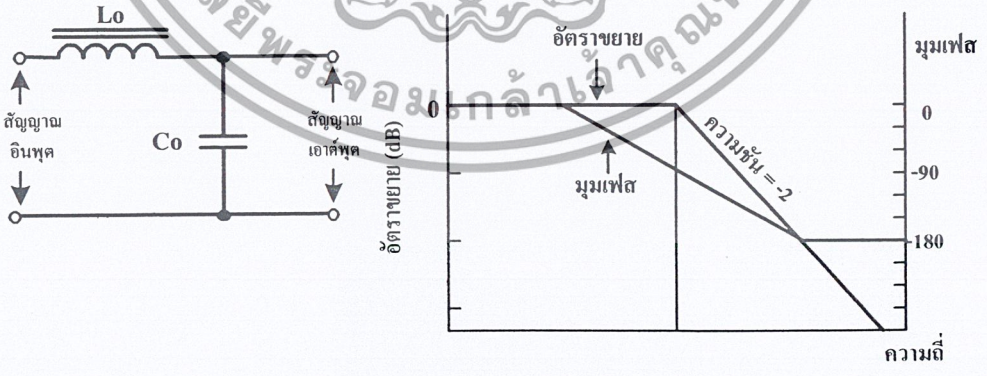
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 2.44** อัตราขยายรวมและมุมเฟสของลูปเปิดที่ผ่าน $f_c$

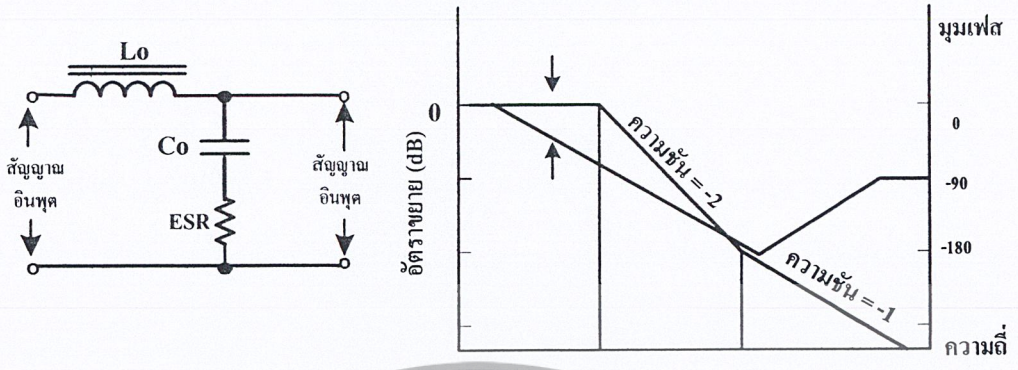
**2) อัตราขยายของวงจรกรองความถี่แบบ LC**

การต่อกันอยู่ของเอาต์พุต โช้ค Lo และตัวเก็บประจุเอาต์พุต Co ของคอนเวอร์เตอร์ จะเป็นลักษณะของวงจรผ่านความถี่ที่มีการเลื่อนเฟสของสัญญาณอินพุต โบดพลอต (กราฟอัตราการขยายของวงจรตามความถี่) ของวงจร LoCo ที่เอาต์พุตจะเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.44 เมื่อดูจากกราฟจะเห็นว่า ที่ช่วงความถี่ต่ำๆ อัตราขยายของวงจร LoCo นี้จะมีค่าเท่ากับ 0 dB เรื่อยมา จนถึงค่าความถี่หักมุม (Coner Frequency) $fo = 1/(2\pi\sqrt{LoCo})$




**รูปที่ 2.45** ผลตอบสนองตามความถี่ของอัตราขยาย และมุมเฟสของวงจรกรองความถี่แบบ LC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 2.46** ผลตอบสนองตามความถี่ของวงจรกรองความถี่แบบ LC

อัตราขยายจะลดลงอย่างรวดเร็วด้วยความชันเท่ากับ -2 (-40 dB ต่อสิบเท่าความถี่) และมุมเฟสจะเลื่อนไปอย่างรวดเร็วจนมีค่า -180 องศา (ล้าหลัง) แต่เนื่องจากตัวเก็บประจุส่วนใหญ่จะมีค่า ESR ค่าของ ESR จะมีผลต่ออัตราขยายของวงจร LoCo ที่ความถี่สูงๆ โดยที่ความถี่ Fesr = $1/(2\pi$ResrCo) ความชันของอัตราลดลงมีค่าเท่ากับ -1 และมุมเฟสเลื่อนกลับมาที่ -90

**3) อัตราขยายของ PWM**

อัตราขยายของ PWM ไม่ขึ้นกับความถี่ และไม่มีผลต่อการเลื่อนเฟสของสัญญาณอินพุต สำหรับฟอร์เวอร์และคอนเวอร์เตอร์ระดูลพุช-พูล อัตราขยายของ PWM จะหาได้จาก

$$G = 20Log_{10}\left(\frac{ViNs}{VsNp}\right) dB \qquad \textbf{(2.21)}$$

เมื่อ Vs คือ แรงดันยอดของสัญญาณฟันเลื่อย (~3.5 โวลต์สำหรับ TL 494)

Vi คือ แรงดันที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง

Ns คือ จำนวนรอบขดทุติยภูมิของหม้อแปลง

Np คือ จำนวนรอบขดปฐมภูมิของหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ อัตราขยายของ PWM จะหาได้จาก

$$G = 20Log_{10}\left[\frac{(Vi + Vout)^2}{Vi \times Vs}\frac{Ns}{Np}\right] dB \qquad (2.22)$$

เมื่อ Vout คือ แรงดันที่ขดทุติยภูมิของหม้อแปลง

**4) อัตราขยายของวงจรแบ่งแรงดันที่เอาต์พุต**

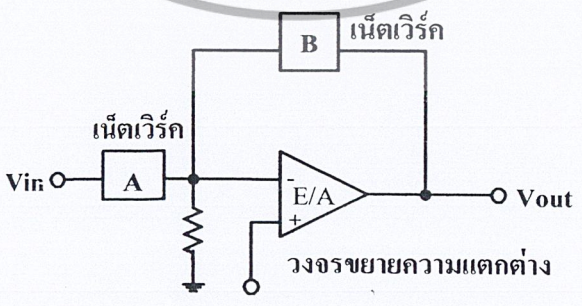
จากรูปที่ 2.43 R1 และ R2 เป็นตัวแบ่งแรงดันที่เอาต์พุตเพื่อป้อนกลับมาที่วงจรขยายความแตกต่างและจะมีอัตราขยายในลักษณะลดทอน ซึ่งจะหาอัตราขยายได้จาก

$$G = 20Log_{10}\left(\frac{R2}{R1 + R2}\right) dB \qquad (2.23)$$

ปกติค่าแรงดันอ้างอิงที่วงจรขยายความแตกต่างของไอซีควบคุมมีค่าเท่ากับ 2.5 โวลต์ ดังนั้นถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 5 โวลต์ ต้องเลือก R1 มีค่าเท่ากับ R2 ดังนั้นอัตราขยายมีค่าเท่ากับ -6 dB

**5) อัตราขยายของวงจรขยายความแตกต่าง**

ไอซีควบคุมโดยทั่วไป ที่วงจรขยายความแตกต่าง E/A จะใช้ออปแอมป์ที่มีอัตราขยายสูงๆ เป็นหลัก ซึ่งสามารถชดเชยเปลี่ยนแปลงอัตราขยาย และผลตอบสนองทางความถี่ได้ง่าย ดังนั้นการชดเชยลูปเพื่อให้เงื่อนไขเสถียรภาพของวงจรควบคุมจะสามารถทำได้ที่วงจรขยายความแตกต่างนี้เอง




**รูปที่ 2.47** การจัดเน็ตเวิร์ค A และ B ของวงจรขยายความแตกต่าง E/A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปวงจรขยายที่ใช้ออปแอมป์เพียงตัวเดียว สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.47 โดยอัตราขยาย และผลตอบสนองทางความถี่จะขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของ Network A และ B และการจัดวงจรของ R และ C ภายใน Network A และ B ในแบบต่างๆ จะให้อัตราขยาย และผลตอบสนองทางความถี่ของวงจรขยายที่แตกต่างกันออกไป

### 2.7.2 ออปโต้คัปเปลอร์ในวงจรควบคุม

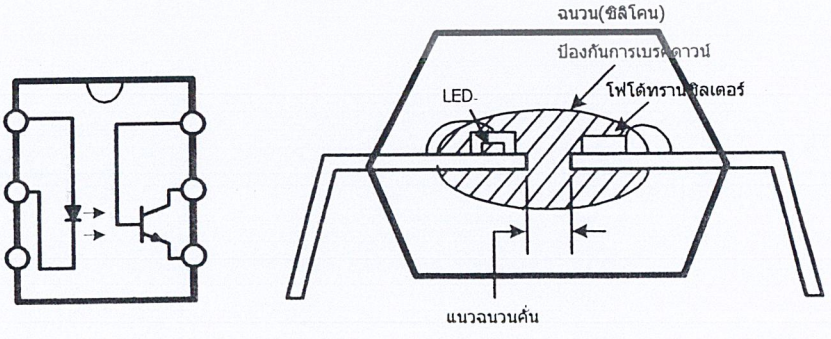
คอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะถูกออกแบบให้มีการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างส่วนปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิ่งเพื่อความปลอดภัย การป้อนกลับสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดันจึงต้องมีการแยกส่วนทางไฟฟ้าด้วยเช่นกัน ออปโต้คัปเปลอร์นับได้เป็นอุปกรณ์สำคัญตัวหนึ่งที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อแยกส่วนทางไฟฟ้าออกจากกันสำหรับส่วนปฐมภูมิ และส่วนทุติยภูมิของวงจร

ออปโต้คัปเปลอร์ หรือ ออปโต้ไอโซเลเตอร์สำหรับแยกส่วนทางไฟฟ้าในคอนเวอร์เตอร์ จัดเป็นอุปกรณ์ที่มีความปลอดภัยสูง เนื่องจากอาจก่อให้เกิดอันตรายทางไฟฟ้ากับผู้ใช้ได้ในกรณีที่มีข้อบกพร่องที่ตัวอุปกรณ์ ออปโต้คัปเปลอร์จะส่งผ่านสัญญาณได้ โดยใช้แสงเป็นตัวเชื่อม ซึ่งจะเป็นการแยกจากกันทางไฟฟ้าของวงจรได้อย่างสิ้นเชิง ภายในของตัวออปโต้คัปเปลอร์จะประกอบด้วย LED และโฟโต้ทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ 2.48

การเลือกใช้ออปโต้คัปเปลอร์ในแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตชิ่งมีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้คือ

1) ออปโต้คัปเปลอร์ จะต้องมีการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่าง LED และโฟโต้ทรานซิสเตอร์ได้ตามมาตรฐานความปลอดภัย คือมีค่าตั้งแต่ 1,600 ถึง 6,000 โวลต์ขึ้นไป

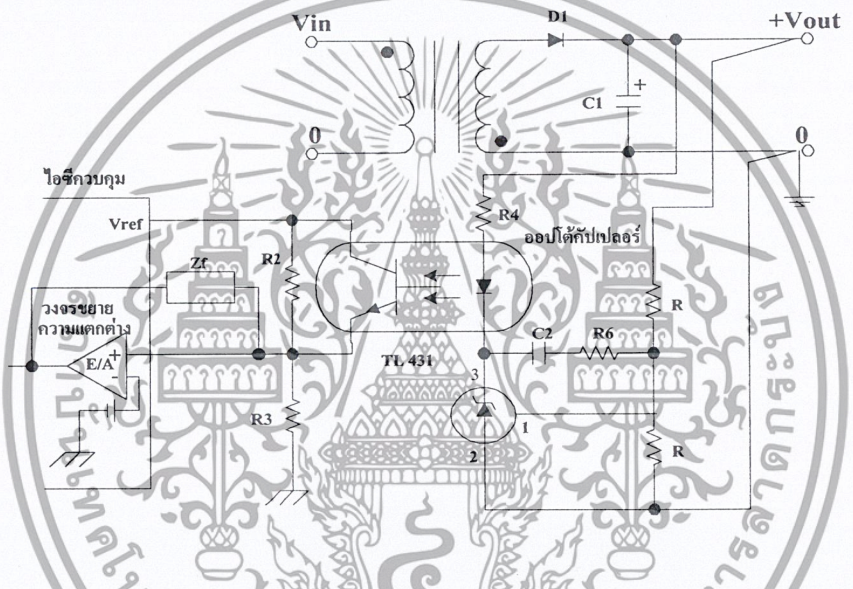
2) วงจรขับออปโต้คัปเปลอร์ต้องมีการชดเชยอุณหภูมิไว้ด้วย เนื่องจากอัตราส่วนผ่านกระแส ของออปโต้คัปเปลอร์จะเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ และมีการเปลี่ยนแปลงหลังจากมีการใช้งานไปนานๆ ด้วย




**รูปที่ 2.48** โครงสร้างภายในของออปโต้คัปเปลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การนำเอาออปโต้คัปเปลอร์มาใช้แยกส่วนทางไฟฟ้าในวงจรควบคุม อาจทำให้ได้ดังรูปที่ 2.52 โดยมีการทำงานดังนี้ จากวงจรไอซี TL 431 จะเริ่มนำกระแสถ้าแรงดันที่ขา1 มีค่ามากกว่า 2.5 โวลต์ ดังนั้นหากวงจรแบ่งแรงดันถูกกำหนดให้มีค่าประมาณ 2.5 โวลต์ จะทำให้มีกระแสไหลผ่าน LED ของออปโต้คัปเปลอร์ และมีการส่งผ่านกระแสไปยังวงจรควบคุมทางปฐมภูมิได้ โดยค่ากระแสที่ได้จะขึ้นกับค่าความเข้มของแสงจาก LED จะเห็นได้ว่า หากมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน LED ก็จะเปลี่ยนแปลงไป และความเข้มแสงจะเปลี่ยนแปลงตามไปด้วยวงจรควบคุมทางปฐมภูมิก็จะตรวจจับการเปลี่ยนแปลงที่เกิดขึ้นได้เช่นกัน




**รูปที่ 2.49** วงจรเพื่อป้องกันแรงดันเอาต์พุตมายังวงจรขยายความแตกต่างออปโต้คัปเปลอร์

R4 ในวงจรจะเป็นตัวจำกัดกระแสที่ไหลผ่านออปโต้คัปเปลอร์และ TL 431 ไม่ให้มีค่าสูงเกินไป R6 และ C2 จะทำหน้าที่ชดเชยความถี่ให้กับ TL 431 โดย C2 ควรมีค่าอยู่ระหว่าง 0.047 ถึง 0.22 ไมโครฟารัด และ R6 ควรมีค่าอยู่ระหว่าง 470 โอห์ม ถึง 10 กิโลโอห์ม การต่อ TL 431 ซึ่งเป็นวงจรขยายความแตกต่างเข้ามาในลูปของวงจรควบคุม ทำให้มีวงจรขยายความแตกต่างเพิ่มเข้ามาในลูปอีกตัวหนึ่ง การชดเชยลูปเพื่อให้วงจรควบคุมมีเสถียรภาพให้ชดเชยที่วงจรขยายความแตกต่างของไอซีควบคุมไม่ใช่ที่ไอซี TL 431 ส่วนการกำหนดค่าของ R2 และ R3 นั้นขึ้นอยู่กับค่า CTR ของออปโต้คัปเปลอร์ กับค่าของ R4 และแรงดันตกคร่อม R3 ตามเงื่อนไขของไอซีควบคุมเป็นหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 3
# การออกแบบ การสร้าง และการทำงาน

## 3.1 กล่าวนำ

ในการออกแบบชุดแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงกำลังสูง ทำการออกแบบวงจรเป็นส่วนต่าง ๆ คือ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล วงจรควบคุมแรงดัน วงจรกรองกระแส วงจรสนับเบอร์ วงจรขับมอสเฟตกำลังด้วย TTL ข้อมูลชุดแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงกำลังสูง มีดังนี้

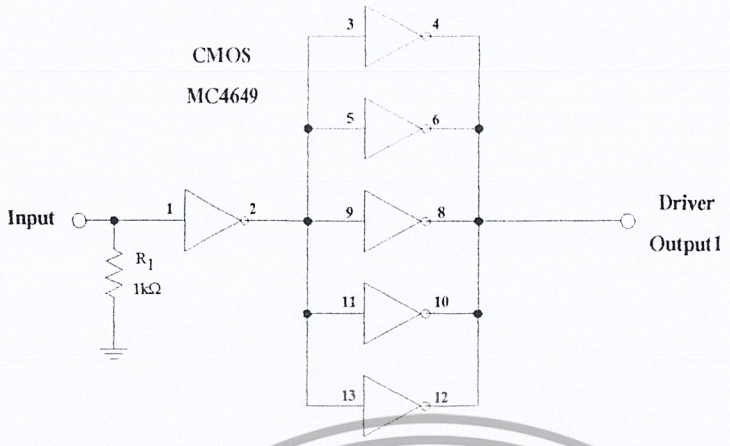
1) แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงอินพุต 12 โวลต์
2) แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเอาต์พุต $\pm$100 โวลต์
3) กระแสเอาต์พุต 5 แอมป์
4) ความถี่การทำงาน 20 kHz
5) ประสิทธิภาพ 80 %
6) เอาต์พุตริปเปิ้ล 100 mV

## 3.2 วงจรขับมอสเฟตกำลัง

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีชนิด CMOS ได้ ไอซี CMOS มาตรฐานเช่น ตระกูล 1400 จะมีเอาต์พุตเป็นเฟตในลักษณะคอมพลีเมนตารี N และ P Channel อยู่แล้ว ไอซีตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้มอสเฟตกำลัง

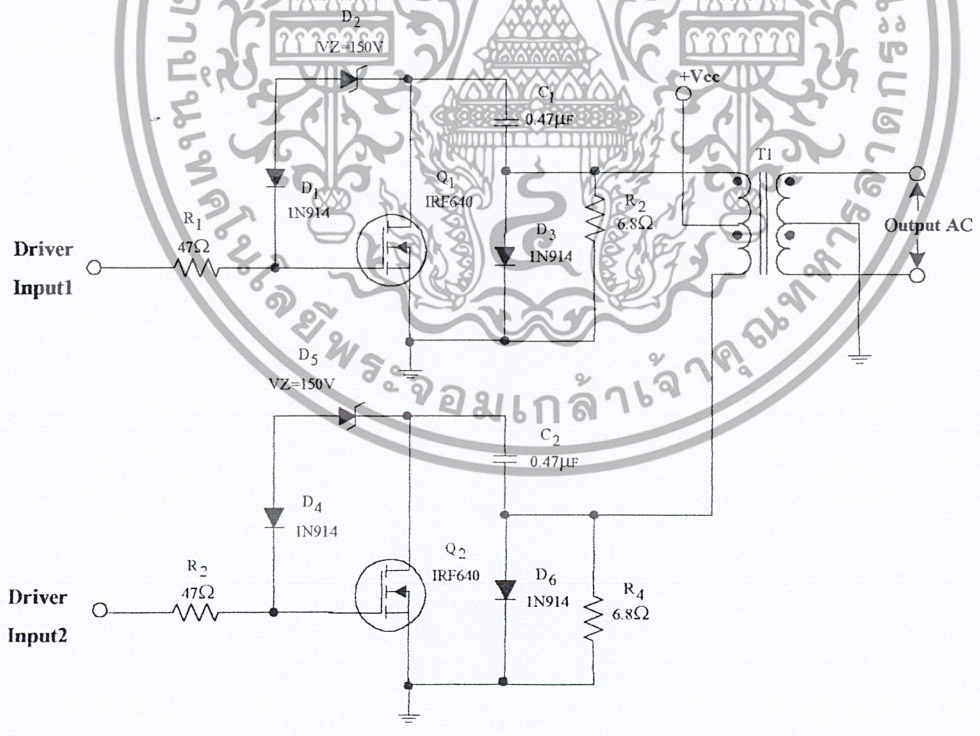
สำหรับการขับมอสเฟตกำลังที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อCMOSในลักษณะขนานกันจะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกตและทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลังเป็นไปได้เร็วขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปที่ 3.1 วงจรขับมอสเฟตกำลังให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง

## 3.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล




รูปที่ 3.2 วงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูลจะทำหน้าที่เปลี่ยนพัลซ์แรงดันต่ำให้เป็นพัลซ์แรงดันสูง วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูล จะอาศัยการทำงานของทรานซิสเตอร์กำลังหรือใช้มอสเฟส โดยจะอาศัยการทำงานคนละครึ่งคาบเวลา ส่งพลังงานไปยังโหลด

**1) การเลือกใช้มอสเฟต**

ในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพุช-พูช ขณะที่มอสเฟตกำลังไม่ทำงาน (สภาวะหยุดนำกระแส) จะมีแรงดัน

$$V_{DS(max)} = V_{in(max)} + \frac{Np}{Np} \quad V_{in} \tag{3.1}$$

ดังนั้น

$$V_{DS(max)} = 2V_{in(max)} \tag{3.2}$$

เมื่อเพื่อค่าแรงดัน Spike 30 %

$$V_{DS(max)} = V_{DS(max)} + (0.3 \times V_{DS(max)}) \tag{3.3}$$

ในช่วงที่มอสเฟสกำลังทำงาน (นำกระแส) จะมีกระแสสูงสุดคือ

$$Ip(pk) = \frac{Pout}{n\delta_{(max)} V_{in(min)} \sqrt{2}} \tag{3.4}$$

$$= \frac{1.4Pout}{V_{in(min)}} \tag{3.5}$$

ในการออกแบบจะใช้มอสเฟสเบอร์ เบอร์ IRF 640 ทนกระแส 14A 200V

**2) วงจรสนับเบอร์**

$$C = \frac{Ip(\,pk\,) \times toff}{2V_{in(max)}} \tag{3.6}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{14 \times \left( \frac{0.2 \times T}{2} \right)}{2Vin(max)}$$

$$R = \frac{ton(min)}{2.3C} \quad (3.7)$$

$$= \frac{0.4T}{2.3C}$$

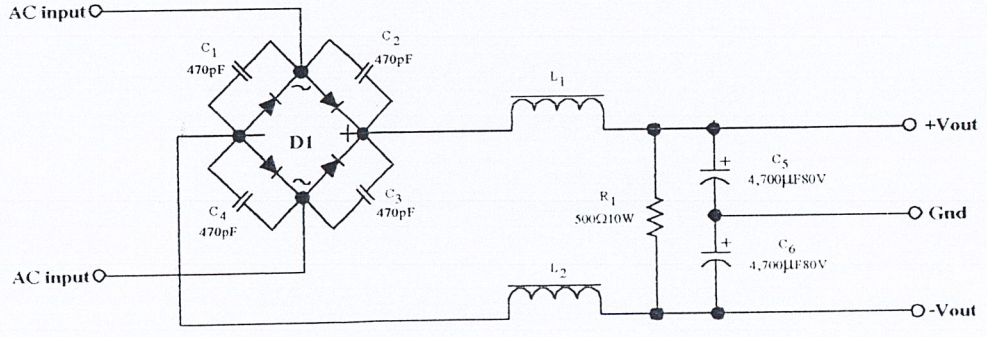
เลือก Diode ที่ทนกระแสมากกว่า ID ของมอสเฟตกำลัง เลือก Diode เบอร์ 1N914 ทนกระแส 15 A แรงดันได้ 200V

**3) การออกแบบหม้อแปลงแบบพุช-พูล คอนเวอร์เตอร์**

การออกแบบต้องการออกแบบหม้อแปลงพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ โดยใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ 60 ที่ทำจากแกนเฟอร์ไรท์ชนิด H45 ที่มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ 2.25 ตารางเซนติเมตร และมีความหนาแน่นสนามแม่เหล็กที่จุดอิ่มตัวประมาณ 4700 เกาส์ ที่อุณหภูมิ 100องศาเซลเซียส แต่ในการใช้งานจริงจะทำงานในช่วงอุณหภูมิปกติ

## 3.4 วงจรเรียงกระแสเอาต์พุต

วงจรเรียงกระแสทางด้านเอาต์พุตต้องเลือกใช้ไดโอดที่ทนกระแสได้มากกว่า 1.5 ถึง 2 เท่าของกระแสเอาต์พุต และทนแรงดันได้มากกว่า 100 โวลต์ ใช้ไดโอดเบอร์ MUR1560 ทนกระแสได้ 16 แอมป์ แรงดัน 600 โวลต์




**รูปที่ 3.3** วงจรเรียงกระแส และกรองแรงดันเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**1) การออกแบบค่าเอาต์พุตโช้ค (Lo)**

เมื่อ Lo = L1 = L2

$$toff = 1 - \frac{(Eout / Ein)}{2 \times f} \quad \textbf{(3.8)}$$

$$L0 = \frac{Eout \times t_{off}}{0.25 \times Iout} \quad \textbf{(3.9)}$$

เลือกความหนาแน่นของกระแสเป็น 400 c.m./A ที่กระแสเอาต์พุต 5A จะได้ $5 \times 400 = 2{,}000$ cm. ใช้ลวดเบอร์ AWG 24

**2) ตัวเก็บประจุเอาต์พุต (Co)**

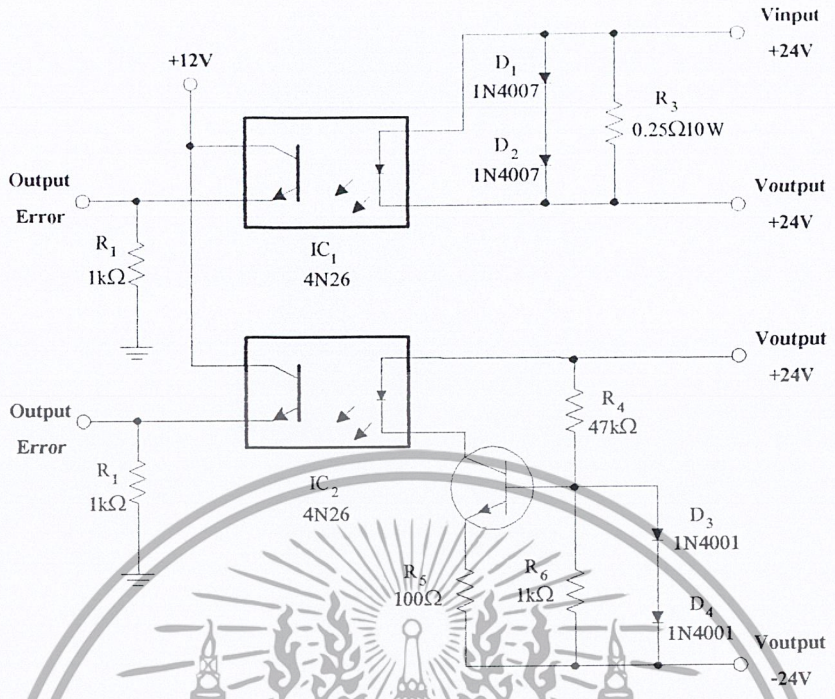
คอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง กระแสจะไหลผ่านโหลดในลักษณะต่อเนื่องทำให้มีแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตค่อนข้างต่ำ ตัวเก็บประจุเอาต์พุตจึงไม่จำเป็นต้องมีค่ามากนัก ตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุต่ำๆ จะมีค่า ESR สูง อาจทำให้ การกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตขณะโหลดมีการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุสูงสุดกำหนดได้จาก

$$Co = \frac{Ioton_{(max)}}{Vripple} \quad \textbf{(3.10)}$$

เลือกใช้ค่าที่เหมาะสมคือ 2,200 µF/50V

## 3.5 วงจรป้องกันแรงดัน และกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 3.4** วงจรป้องกันแรงดัน และกระแส

คอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะถูกออกแบบให้มีการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างส่วนปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิ่งเพื่อความปลอดภัย การป้อนกลับสัญญาณเพื่อควบคุมแรงดันจึงต้องมีการแยกส่วนทางไฟฟ้าด้วยเช่นกัน ออปโต้คัปเปลอร์นับได้เป็นอุปกรณ์สำคัญตัวหนึ่งที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อแยกส่วนทางไฟฟ้าออกจากกันสำหรับส่วนปฐมภูมิและส่วนของทุติยภูมิ

ออปโต้คัปเปลอร์ หรือ ออปโต้ไอโซเลเตอร์สำหรับแยกส่วนทางไฟฟ้าในคอนเวอร์เตอร์ จัดเป็นอุปกรณ์ที่มีความปลอดภัยสูง เนื่องจากอาจก่อให้เกิดอันตรายทางไฟฟ้ากับผู้ใช้ได้ในกรณีที่มีข้อบกพร่องที่ตัวอุปกรณ์ ออปโต้คัปเปลอร์จะส่งผ่านสัญญาณได้ โดยใช้แสงเป็นตัวเชื่อมซึ่งจะเป็นการแยกจากกันทางไฟฟ้าของวงจรได้อย่างสิ้นเชิง ภายในของตัวออปโต้คัปเปลอร์จะประกอบด้วย LED และโฟโต้ทรานซิสเตอร์ ดังรูปที่ 3.4

การออกแบบชุดควบคุมแรงดัน จะใช้ ออปโต้คัปเปลอร์ เพื่อต้องการแยกกันทางไฟฟ้าในส่วนของ ขดทุติยภูมิ กับ ปฐมภูมิ โดยใช้ทรานซิสเตอร์ เพื่อช่วยให้นำกระแสได้เร็วขึ้น โดยต่อวงจรแบบโวลต์เตจดิไวเดอร์ โดย D3 และ D4 จะทำหน้าที่ป้องกันแรงดันที่ขา เบส กับขา อีมิตเตอร์ เพื่อไม่ให้แรงดันสูงเกิน ถ้าแรงดันสูงเกินจะทำให้ทรานซิสเตอร์พังได้

## 3.6 ภาคควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนค่าของแรงดันที่เอาต์พุต มาควบคุมช่วงเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลักโดย จะใช้ IC TL494

**1) โดยกำหนดให้ทำงานที่ความถี่ 20 kHz**

กำหนด CT =- 0.01μF

หา RT ได้จากสูตร

$$F = \frac{1}{T} \tag{3.11}$$

$$T = \frac{1}{F} \tag{3.12}$$

$$T = \frac{RT \times CT}{1.1} \tag{3.13}$$

$$F = \frac{1.1}{RT \times CT} \tag{3.14}$$

**2) การกำหนดเวลาเผื่อ TD**

IC TL494 สามารถกำหนดได้ ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของ IC หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ O โวลต์

Ton สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จาก IC เท่ากับ 48% ของคาบเวลา และทำการต่อ ขา 13 กับ ขา 4 เพื่อให้ Q1 และ Q2 ทำงานสลับกันตามจังหวะของ Flip-Flop

$$Max\%\ on\ Time,\ each\ output = 45 - \frac{80}{1 + \frac{R1}{R2}} \tag{3.15}$$

กำหนดให้ Max% on Time ของ Power MOSFET แต่ละตัวมีค่าเท่ากับ 40 %

กำหนด R1 = 1kΩ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

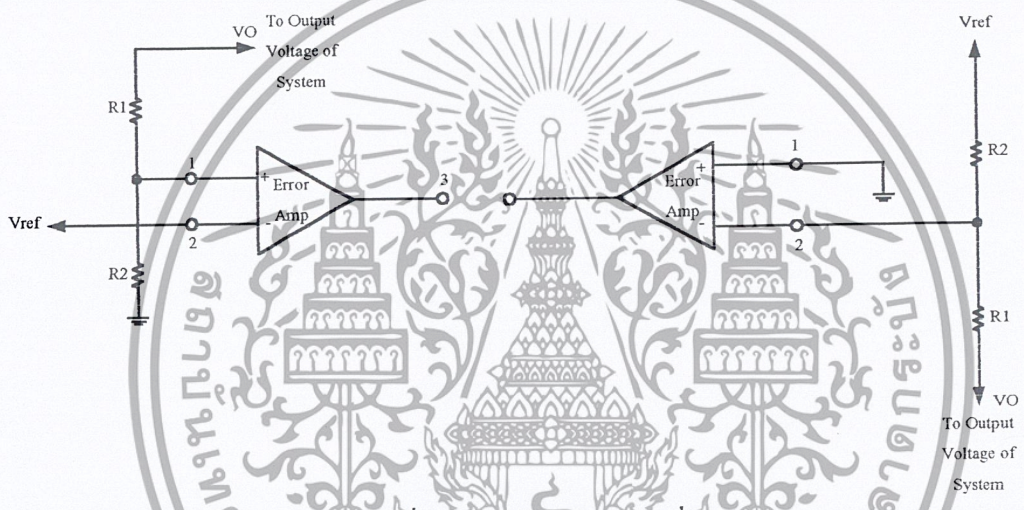
แทนค่า

$$40 = 45 - \frac{80}{1 + \frac{R1}{R2}}$$

$$40 = 45 - \frac{80}{1 + \frac{1K\Omega}{R2}}$$

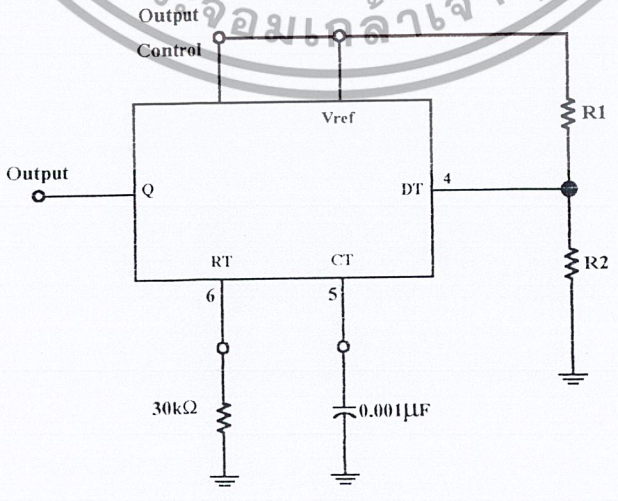
$$R2 = \frac{1K\Omega}{15}$$

$$= 66.67\Omega$$



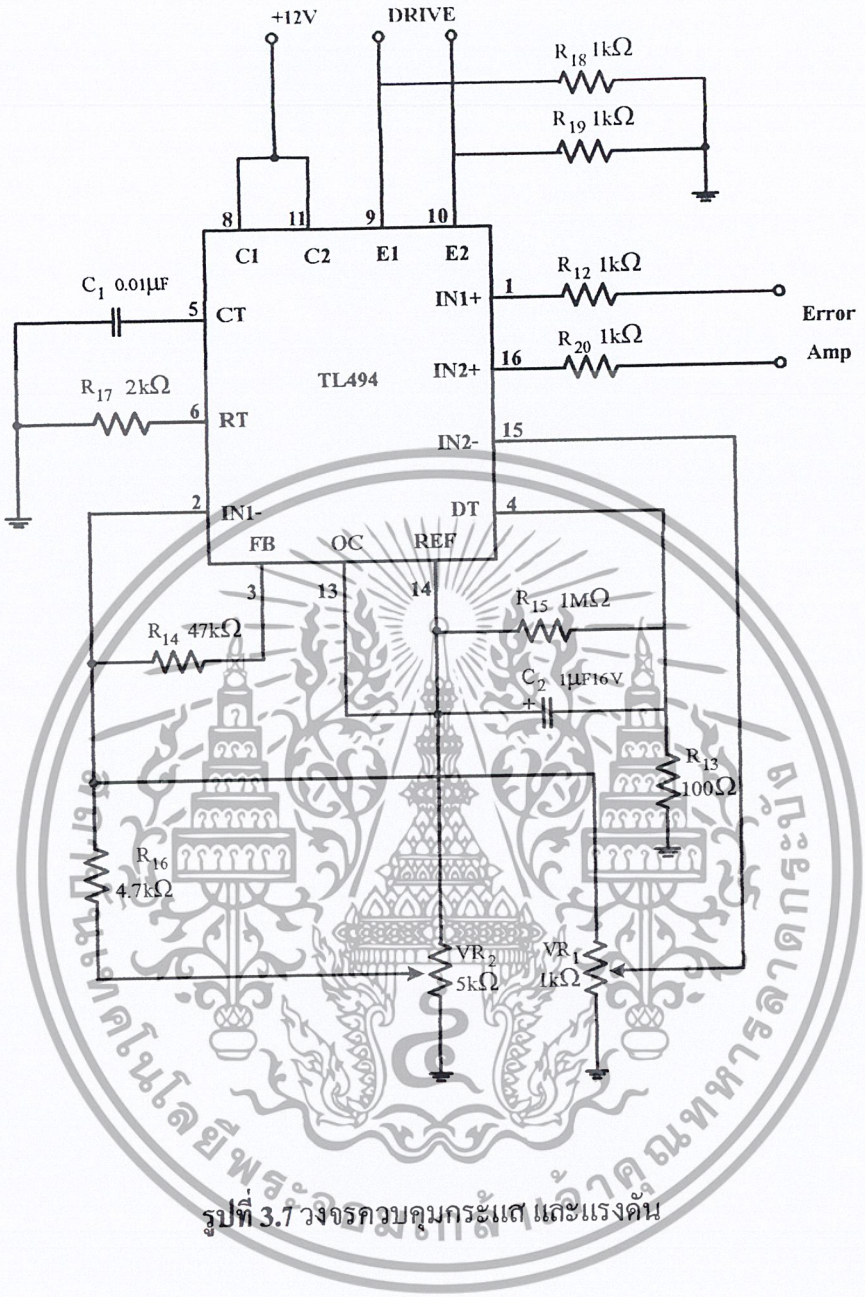

รูปที่ 3.5 วงจรควบคุมเวลาเพื่อ td

**3) วงจรขยายความแตกต่าง**




**รูปที่ 3.6** วงจรขยายความแตกต่าง ของ TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 3.7** วงจรควบคุมกระแส และแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 4

# การทดลอง และผลการทดลอง

## 4.1 การทดลอง และผลการทดลองของวงจร DC To DC Converter

### 4.1.1 ลำดับขั้นการทดลอง

1. นำแผงทดลองเครื่อง DC To DC Converter ทำการต่อแหล่งจ่ายไฟ 12 Vdc

2 วัดแรงดัน ขณะไม่มีการต่อโหลด

3. ทำการวัดสัญญาณที่TL494

4. ทำการวัดสัญญาณที่ขาเกต

5. วัดแรงดันขณะมีการต่อโหลด

### 4.1.2 ผลการทดลอง

**1. เมื่อทำการป้อนแรงดันไฟที่ 12 โวลต์**

1.1วัดแรงดันที่เอาต์พุตขณะ ไม่มีการต่อโหลดได้ 180 V

1.2 สัญญาณที่TL494



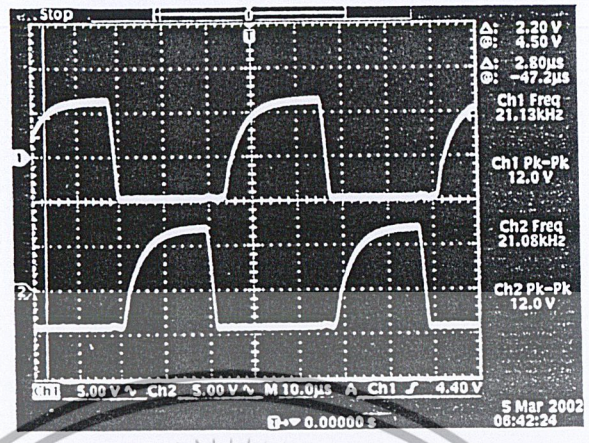

**Volts / Div = 10 V**

**Time / Div = 5 usec**

**รูปที่ 4.1** สัญญาณที่ TL494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.3 วัดสัญญาณที่ขาเกต




Volts / Div = 10 V

Time / Div = 5 usec

รูปที่ 4.2 สัญญาณที่ขาเกต

1.4 วัดแรงดัน ขณะที่มีการต่อโหลดได้ 110 V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 5
# บทสรุป ปัญหา แนวทางแก้ไข และพัฒนา

## 5.1 บทสรุป

ชุดแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงกำลังสูง มีส่วนประกอบในวงจรหลัก ๆ ของชุดทดลองมี อยู่ 4 ภาค ได้แก่

1. ภาคควบคุม
2. ภาคขับมอสเฟตกำลัง
3. ภาคควบคุมกระแสและแรงดัน
4. ภาคกรองความถี่ และเร็กติไฟเออร์

ชุดแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงกำลังสูง นี้สามารถรับแรงดันเข้ามาได้ตั้งแต่ 12 โวลต์ การทำงานของชุดนี้ จะเริ่มต้นโดยการเปิดสวิตช์ ซึ่งจะมีภาคควบคุมซึ่งทำหน้าที่ในการสร้างสัญญาณซึ่งจะไปควบคุมการทำงานของมอตเฟต โดยการทำงานของชุดนี้จะทำการรักษาระดับแรงดันให้คงที่ ชุดนี้สามารถที่จะทดลองในรูปแบบของ Auto ในส่วนของการทำงานในโหมด Auto จะทำการสร้างสัญญาณเองให้เหมาะสมกับโหลดที่ต้องการ

## 5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไข

ในการจัดทำโครงงานชุดนี้ สามารถสรุปปัญหาที่เกิดขึ้นได้ ดังนี้

1) การรวบรวมข้อมูลทางด้านการคำนวณวงจรใช้เวลานาน โดยการคำนวณจะอ้างอิงมาจากหนังสือ ซึ่งค่าที่ใช้คำนวณบางค่าไม่ได้ระบุที่มา

**แนวทางการแก้ไข** ทำการรวบรวมเนื้อหาข้อมูลก่อน แล้วสรุปหาวิธีการคำนวณ

2) สัญญาณที่ได้จากวงจรในแต่ละภาคจะมีสัญญาณรบกวน ปะปนมาด้วย

**แนวทางการแก้ไข** 1.ในการต่อจุดวัดสัญญาณ ควรที่จะใช้สายที่สามารถป้องกันสัญญาณรบกวนจากภายนอกได้ เช่น สายชิลด์

2.ในการออกแบบลายวงจรควรจะออกแบบลายวงจร โดยคำนึงถึงผลของลายวงจรต่อความถี่

3. แยกวงจรที่มีการรบกวนออกจากกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3) เมื่อทำการเปิดใช้งานชุดทดลองจะมีความร้อน

**แนวทางแก้ไข** ควรทำการเพิ่มแผ่นระบายความร้อนให้มีขนาดใหญ่ขึ้นและทำการติดพัดลมระบายความร้อน

4) แรงดันเอาต์พุตค่าไม่ค่อยที่จะคงที่

**แนวทางแก้ไข** โดยการใช้ ค่าความต้านทานแบบทิมพอร์ต

## 5.3 แนวทางการพัฒนา

1) การใช้ IGBT แทนมอสเฟตกำลังที่ใช้ในการสวิตช์

2) การใช้หม้อแปลงในชุดตรวจเช็คแรงดันและกระแสแทนออปโต้คัปเปลอร์

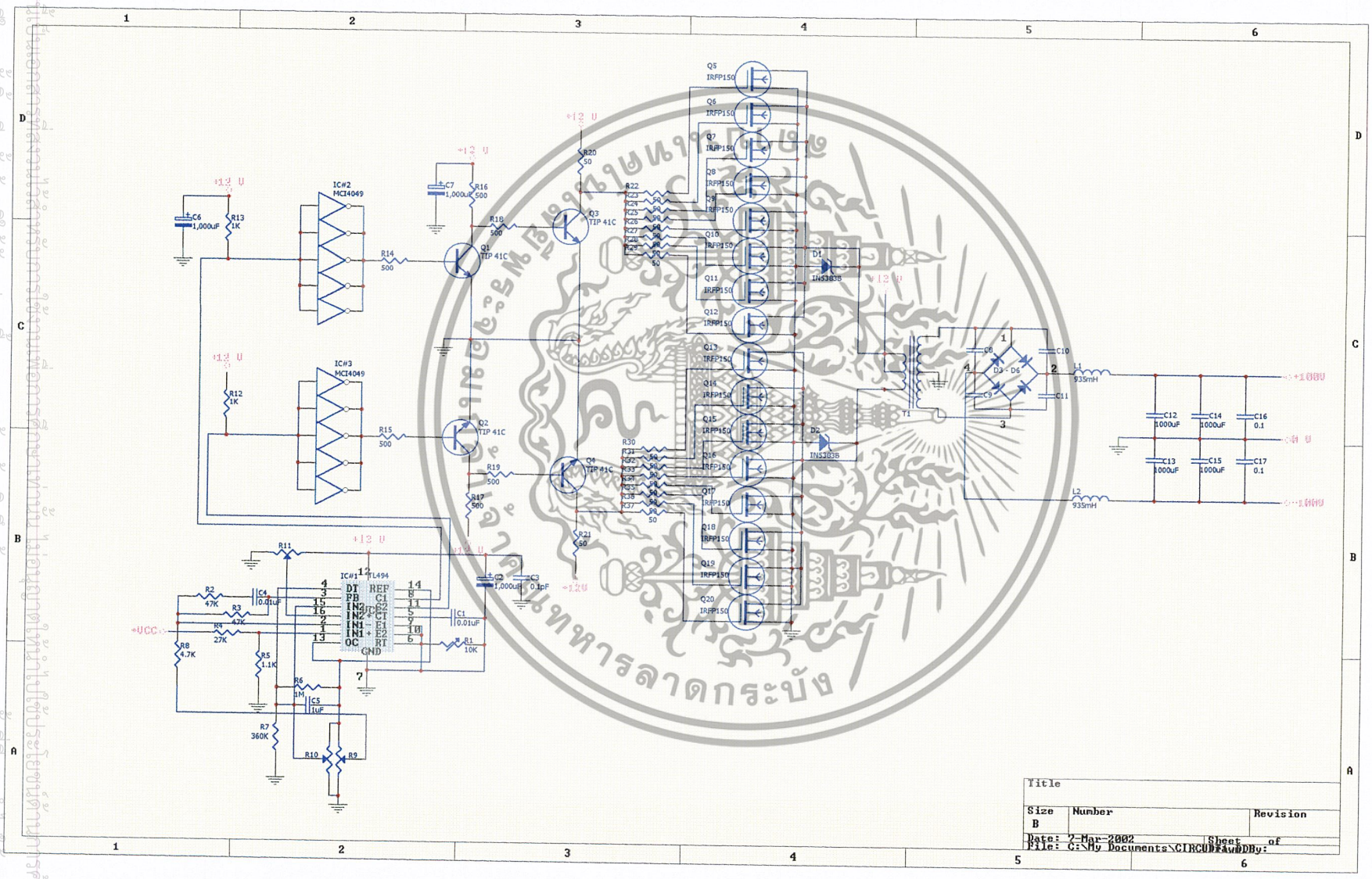


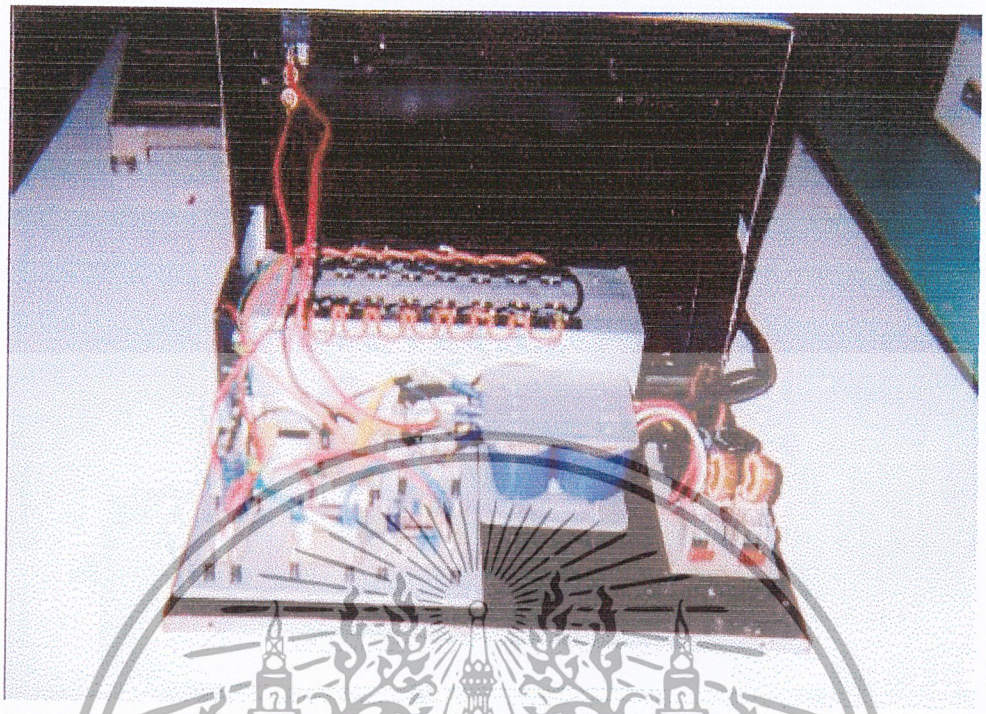

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




ภาคผนวก

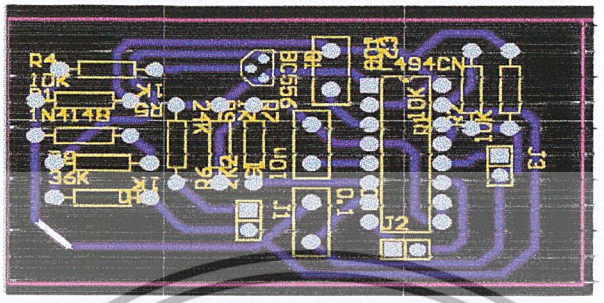
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


IC#1 TL494
IC#2 MCI4049
IC#3 MCI4049
+12 U
+UCC
+100U
-100U
Q1 TIP 41C
Q2 TIP 41C
Q3 TIP 41C
Q4 TIP 41C
Q5 IRFP150
Q6 IRFP150
Q7 IRFP150
Q8 IRFP150
Q9 IRFP150
Q10 IRFP150
Q11 IRFP150
Q12 IRFP150
Q13 IRFP150
Q14 IRFP150
Q15 IRFP150
Q16 IRFP150
Q17 IRFP150
Q18 IRFP150
Q19 IRFP150
Q20 IRFP150
D1 IN5383B
D2 IN5383B
D3 - D6
T1
L1 935mH
L2 935mH
Title
Size B
Number
Revision
Date: 7-Mar-2002
Sheet of
File: C:\My Documents\CIRCUIT.DDB
Drawn By:

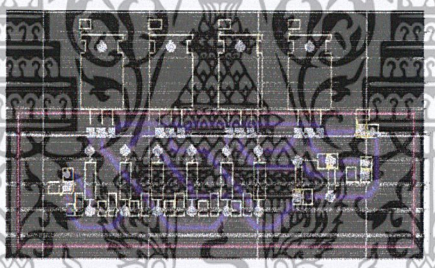


รูปภาพตัวเครื่องชุดแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงกำลังสูง

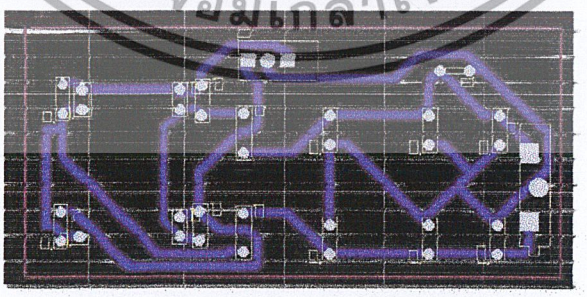
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปลายทองแดงวงจรควบคุม



รูปลายทองแดงวงจรขับมอสเฟส



รูปลายทองแดงวงจรเร็กคิไฟร์เออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Order this document by TL494/D

MOTOROLA

# TL494

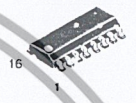
# SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

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

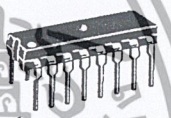
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On–Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On–Chip Error Amplifiers
- On–Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push–Pull or Single–Ended Operation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

**SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT**

**SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA**

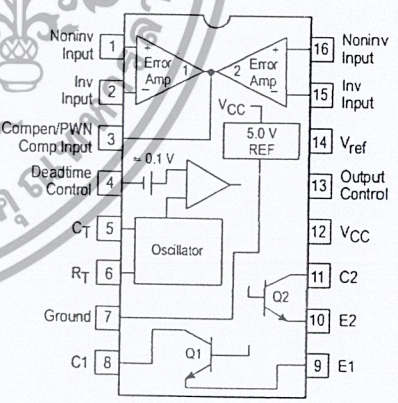



**D SUFFIX**
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B
(SO–16)




**N SUFFIX**
PLASTIC PACKAGE
CASE 648

**PIN CONNECTIONS**




(Top View)

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

| Rating | Symbol | TL494C | TL494I | Unit |
|---|---|---|---|---|
| Power Supply Voltage | $V_{CC}$ | 42 | | V |
| Collector Output Voltage | $V_{C1}$, $V_{C2}$ | 42 | | V |
| Collector Output Current (Each transistor) (Note 1) | $I_{C1}$, $I_{C2}$ | 500 | | mA |
| Amplifier Input Voltage Range | $V_{IR}$ | –0.3 to +42 | | V |
| Power Dissipation @ $T_A \leq 45°C$ | $P_D$ | 1000 | | mW |
| Thermal Resistance, Junction–to–Ambient | $R_{\theta JA}$ | 80 | | °C/W |
| Operating Junction Temperature | $T_J$ | 125 | | °C |
| Storage Temperature Range | $T_{stg}$ | –55 to +125 | | °C |
| Operating Ambient Temperature Range TL494C TL494I | $T_A$ | 0 to +70 | –25 to +85 | °C |
| Derating Ambient Temperature | $T_A$ | 45 | | °C |

NOTE: 1. Maximum thermal limits must be observed.

**ORDERING INFORMATION**

| Device | Operating Temperature Range | Package |
|---|---|---|
| TL494CD | $T_A$ = 0° to +70°C | SO–16 |
| TL494CN | | Plastic |
| TL494IN | $T_A$ = – 25° to +85°C | Plastic |

© Motorola, Inc. 1996

Rev 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

| Characteristics | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|---|---|---|---|---|---|
| Power Supply Voltage | $V_{CC}$ | 7.0 | 15 | 40 | V |
| Collector Output Voltage | $V_{C1}$, $V_{C2}$ | – | 30 | 40 | V |
| Collector Output Current (Each transistor) | $I_{C1}$, $I_{C2}$ | – | – | 200 | mA |
| Amplified Input Voltage | $V_{in}$ | –0.3 | – | $V_{CC}$ – 2.0 | V |
| Current Into Feedback Terminal | $I_{fb}$ | – | – | 0.3 | mA |
| Reference Output Current | $I_{ref}$ | – | – | 10 | mA |
| Timing Resistor | $R_T$ | 1.8 | 30 | 500 | kΩ |
| Timing Capacitor | $C_T$ | 0.0047 | 0.001 | 10 | µF |
| Oscillator Frequency | $f_{osc}$ | 1.0 | 40 | 200 | kHz |

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC}$ = 15 V, $C_T$ = 0.01 µF, $R_T$ = 12 kΩ, unless otherwise noted.)

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

| Characteristics | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|---|---|---|---|---|---|
| **REFERENCE SECTION** | | | | | |
| Reference Voltage ($I_O$ = 1.0 mA) | $V_{ref}$ | 4.75 | 5.0 | 5.25 | V |
| Line Regulation ($V_{CC}$ = 7.0 V to 40 V) | $Reg_{line}$ | – | 2.0 | 25 | mV |
| Load Regulation ($I_O$ = 1.0 mA to 10 mA) | $Reg_{load}$ | – | 3.0 | 15 | mV |
| Short Circuit Output Current ($V_{ref}$ = 0 V) | $I_{SC}$ | 15 | 35 | 75 | mA |
| **OUTPUT SECTION** | | | | | |
| Collector Off–State Current ($V_{CC}$ = 40 V, $V_{CE}$ = 40 V) | $I_{C(off)}$ | – | 2.0 | 100 | µA |
| Emitter Off–State Current $V_{CC}$ = 40 V, $V_C$ = 40 V, $V_E$ = 0 V) | $I_{E(off)}$ | – | – | –100 | µA |
| Collector–Emitter Saturation Voltage (Note 2) | | | | | V |
| Common–Emitter ($V_E$ = 0 V, $I_C$ = 200 mA) | $V_{sat(C)}$ | – | 1.1 | 1.3 | |
| Emitter–Follower ($V_C$ = 15 V, $I_E$ = –200 mA) | $V_{sat(E)}$ | – | 1.5 | 2.5 | |
| Output Control Pin Current | | | | | |
| Low State ($V_{OC}$ ≤ 0.4 V) | $I_{OCL}$ | – | 10 | – | µA |
| High State ($V_{OC}$ = $V_{ref}$) | $I_{OCH}$ | – | 0.2 | 3.5 | mA |
| Output Voltage Rise Time | $t_r$ | | | | ns |
| Common–Emitter (See Figure 12) | | – | 100 | 200 | |
| Emitter–Follower (See Figure 13) | | – | 100 | 200 | |
| Output Voltage Fall Time | $t_f$ | | | | ns |
| Common–Emitter (See Figure 12) | | – | 25 | 100 | |
| Emitter–Follower (See Figure 13) | | – | 40 | 100 | |

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($V_{CC}$ = 15 V, $C_T$ = 0.01 μF, $R_T$ = 12 kΩ, unless otherwise noted.)
For typical values $T_A$ = 25°C, for min/max values $T_A$ is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

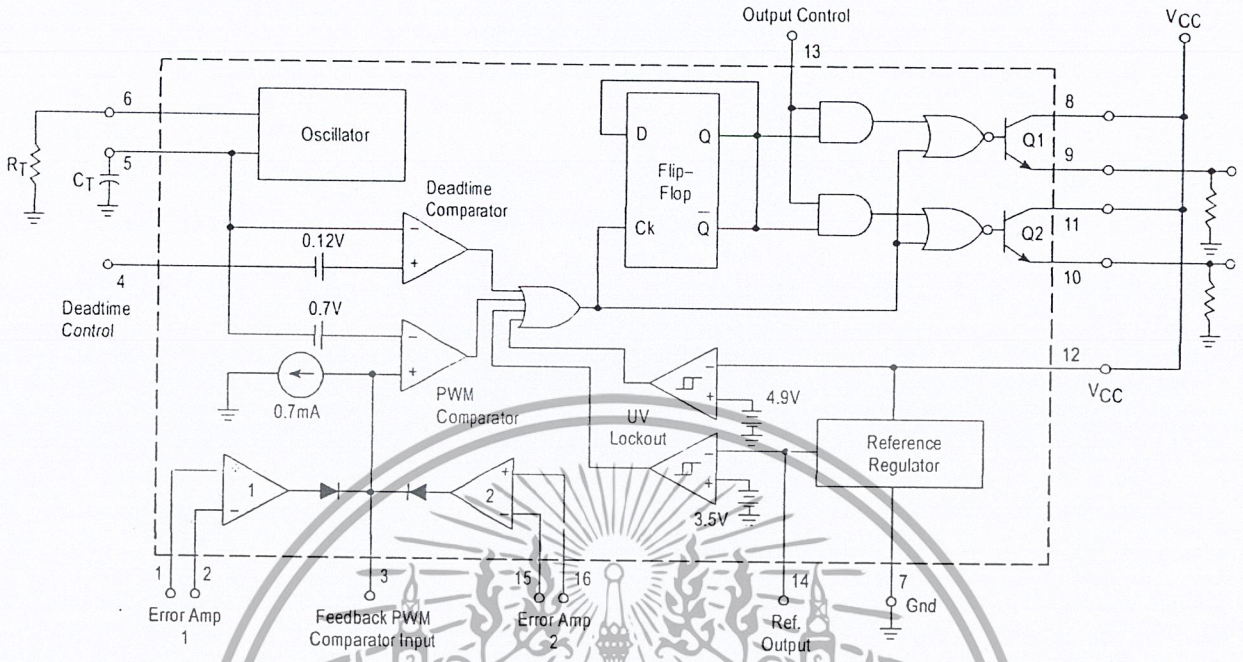
| Characteristics | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|---|---|---|---|---|---|
| **ERROR AMPLIFIER SECTION** | | | | | |
| Input Offset Voltage ($V_O$ (Pin 3) = 2.5 V) | $V_{IO}$ | – | 2.0 | 10 | mV |
| Input Offset Current ($V_O$ (Pin 3) = 2.5 V) | $I_{IO}$ | – | 5.0 | 250 | nA |
| Input Bias Current ($V_O$ (Pin 3) = 2.5 V) | $I_{IB}$ | – | –0.1 | –1.0 | μA |
| Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC}$ = 40 V, $T_A$ = 25°C) | $V_{ICR}$ | –0.3 to $V_{CC}$–2.0 | | | V |
| Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O$ = 3.0 V, $V_O$ = 0.5 V to 3.5 V, $R_L$ = 2.0 kΩ) | $A_{VOL}$ | 70 | 95 | – | dB |
| Unity–Gain Crossover Frequency ($V_O$ = 0.5 V to 3.5 V, $R_L$ = 2.0 kΩ) | $f_{C-}$ | – | 350 | – | kHz |
| Phase Margin at Unity–Gain ($V_O$ = 0.5 V to 3.5 V, $R_L$ = 2.0 kΩ) | $\phi_m$ | – | 65 | – | deg. |
| Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC}$ = 40 V) | CMRR | 65 | 90 | – | dB |
| Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC}$ = 33 V, $V_O$ = 2.5 V, $R_L$ = 2.0 kΩ) | PSRR | – | 100 | – | dB |
| Output Sink Current ($V_O$ (Pin 3) = 0.7 V) | $I_{O-}$ | 0.3 | 0.7 | – | mA |
| Output Source Current ($V_O$ (Pin 3) = 3.5 V) | $I_{O+}$ | 2.0 | –4.0 | – | mA |
| **PWM COMPARATOR SECTION** (Test Circuit Figure 11) | | | | | |
| Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle) | $V_{TH}$ | – | 2.5 | 4.5 | V |
| Input Sink Current ($V_{(Pin\ 3)}$ = 0.7 V) | $I_{I-}$ | 0.3 | 0.7 | – | mA |
| **DEADTIME CONTROL SECTION** (Test Circuit Figure 11) | | | | | |
| Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin\ 4}$ = 0 V to 5.25 V) | $I_{IB}$ (DT) | – | –2.0 | –10 | μA |
| Maximum Duty Cycle, Each Output, Push–Pull Mode<br>($V_{Pin\ 4}$ = 0 V, $C_T$ = 0.01 μF, $R_T$ = 12 kΩ)<br>($V_{Pin\ 4}$ = 0 V, $C_T$ = 0.001 μF, $R_T$ = 30 kΩ) | $DC_{max}$ | <br>45<br>– | <br>48<br>45 | <br>50<br>50 | % |
| Input Threshold Voltage (Pin 4)<br>(Zero Duty Cycle)<br>(Maximum Duty Cycle) | $V_{th}$ | <br>–<br>0 | <br>2.8<br>– | <br>3.3<br>– | V |
| **OSCILLATOR SECTION** | | | | | |
| Frequency ($C_T$ = 0.001 μF, $R_T$ = 30 kΩ) | $f_{osc}$ | – | 40 | – | kHz |
| Standard Deviation of Frequency* ($C_T$ = 0.001 μF, $R_T$ = 30 kΩ) | $\sigma f_{osc}$ | – | 3.0 | – | % |
| Frequency Change with Voltage ($V_{CC}$ = 7.0 V to 40 V, $T_A$ = 25°C) | $\Delta f_{osc}$ ($\Delta V$) | – | 0.1 | – | % |
| Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A$ = $T_{low}$ to $T_{high}$)<br>($C_T$ = 0.01 μF, $R_T$ = 12 kΩ) | $\Delta f_{osc}$ ($\Delta T$) | – | – | 12 | % |
| **UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION** | | | | | |
| Turn–On Threshold ($V_{CC}$ increasing, $I_{ref}$ = 1.0 mA) | $V_{th}$ | 5.5 | 6.43 | 7.0 | V |
| **TOTAL DEVICE** | | | | | |
| Standby Supply Current (Pin 6 at $V_{ref}$, All other inputs and outputs open)<br>($V_{CC}$ = 15 V)<br>($V_{CC}$ = 40 V) | $I_{CC}$ | <br>–<br>– | <br>5.5<br>7.0 | <br>10<br>15 | mA |
| Average Supply Current<br>($C_T$ = 0.01 μF, $R_T$ = 12 kΩ, $V_{(Pin\ 4)}$ = 2.0 V)<br>($V_{CC}$ = 15 V) (See Figure 12) | | – | 7.0 | – | mA |

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



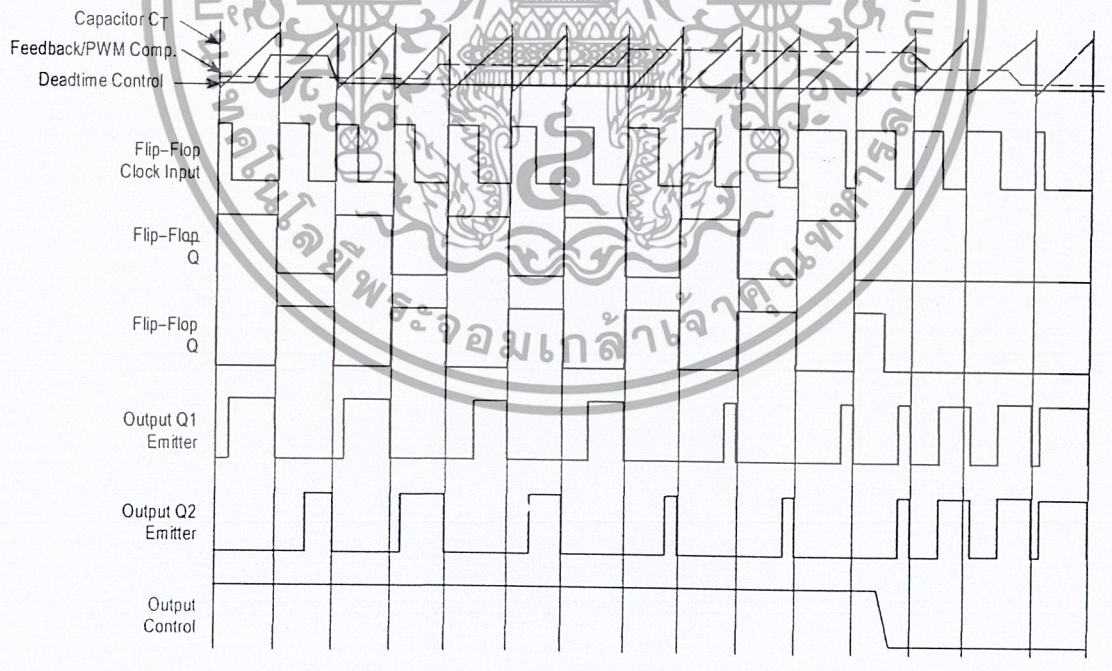
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Figure 1. Representative Block Diagram**




This device contains 46 active transistors.

**Figure 2. Timing Diagram**






เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## APPLICATIONS INFORMATION

### Description

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

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

For more information refer to Figure 3.

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

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

Functional Table

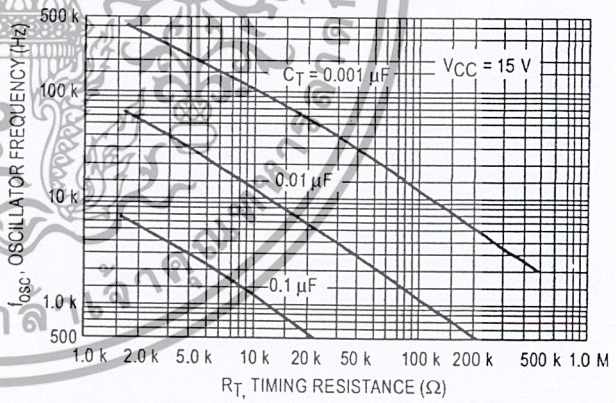
| Input/Output Controls | Output Function | $\frac{f_{out}}{f_{osc}}$ = |
|---|---|---|
| Grounded | Single–ended PWM @ Q1 and Q2 | 1.0 |
| @ $V_{ref}$ | Push–pull Operation | 0.5 |

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on–time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a common mode input range from –0.3 V to ($V_{CC}$ – 2V), and may be used to sense power–supply output voltage and current. The error–amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse–width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

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

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

Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance






เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency**

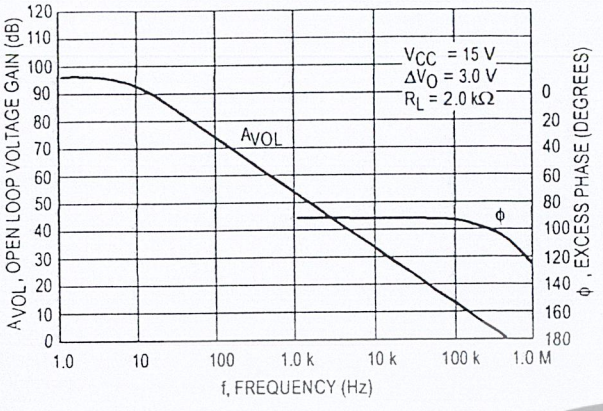



**Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency**

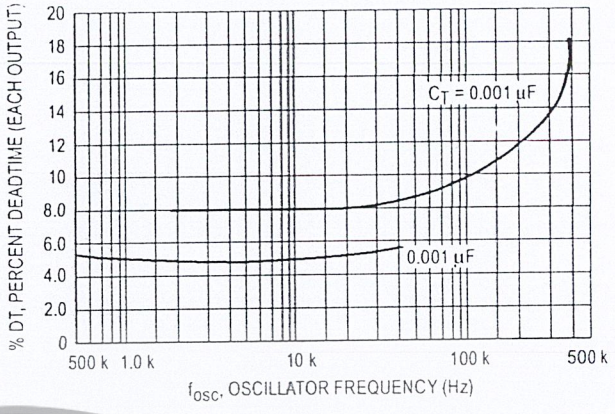



**Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage**

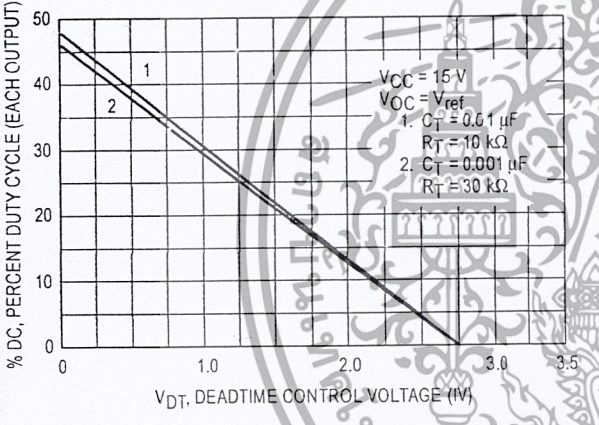



**Figure 7. Emitter–Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current**

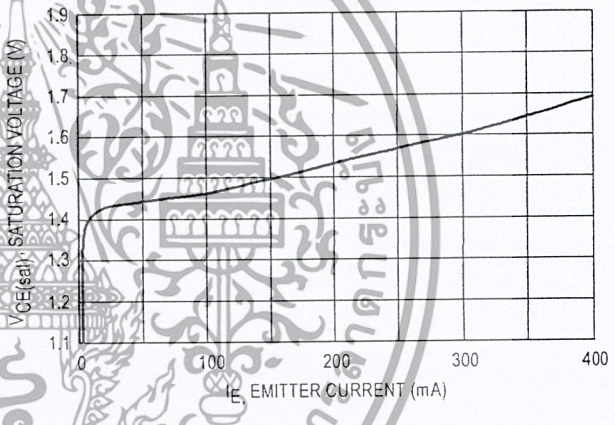



**Figure 8. Common–Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current**

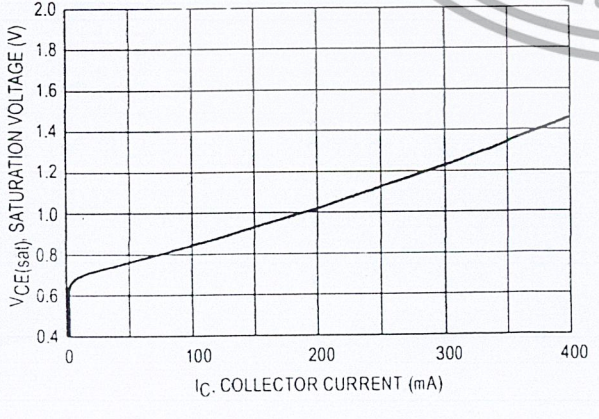
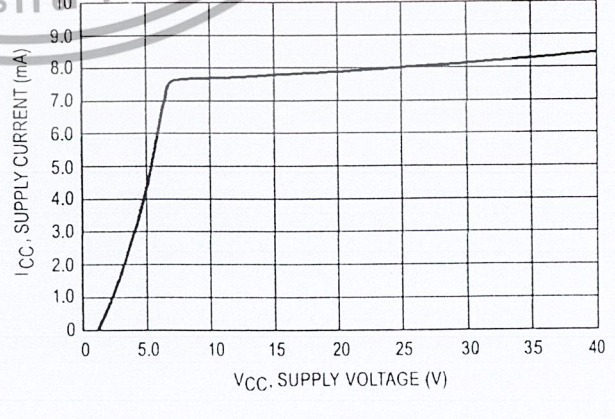



**Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage**






เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Figure 10. Error–Amplifier Characteristics**

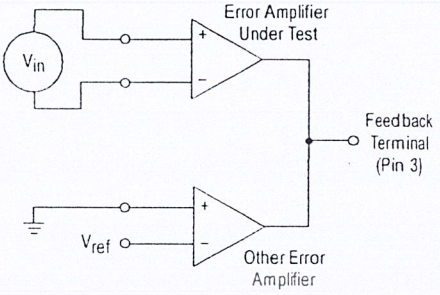



**Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit**

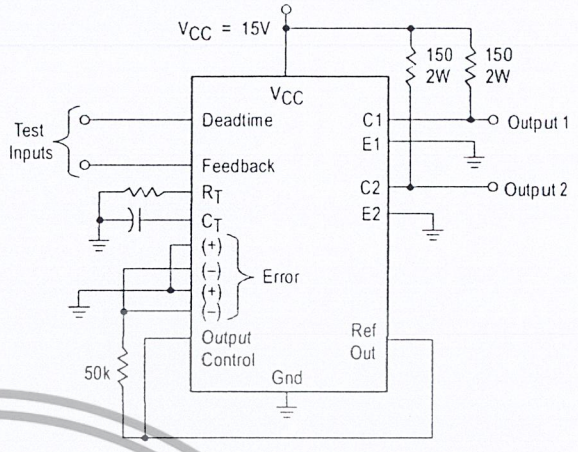



**Figure 12. Common–Emitter Configuration Test Circuit and Waveform**

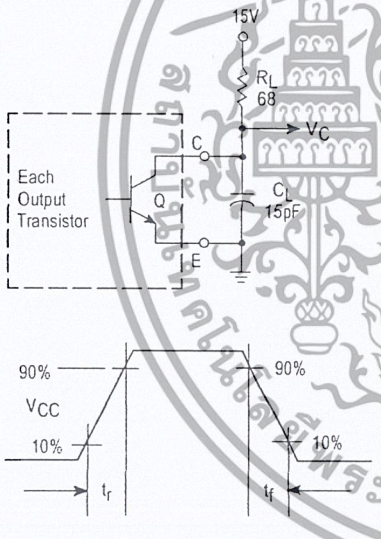
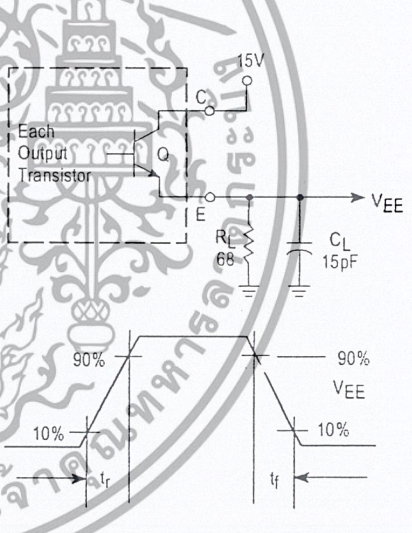



**Figure 13. Emitter–Follower Configuration Test Circuit and Waveform**






เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Figure 14. Error–Amplifier Sensing Techniques**

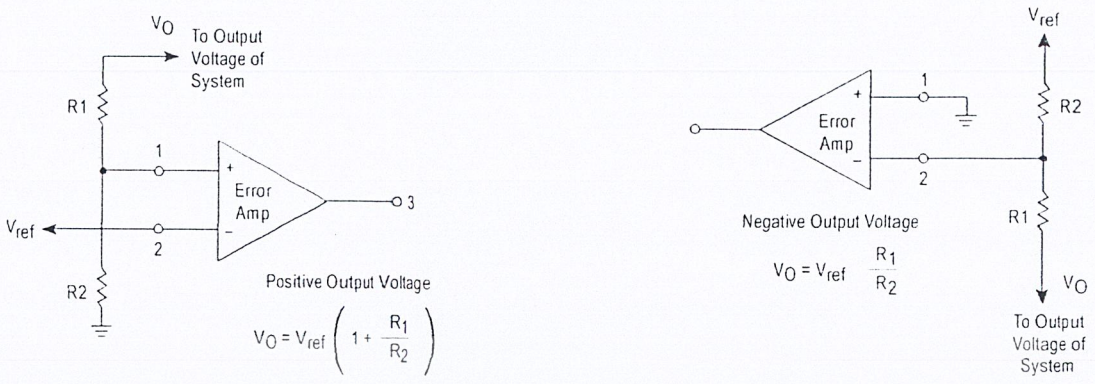



**Figure 15. Deadtime Control Circuit**

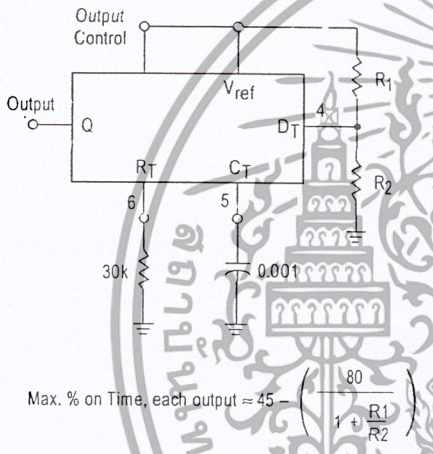



**Figure 16. Soft–Start Circuit**

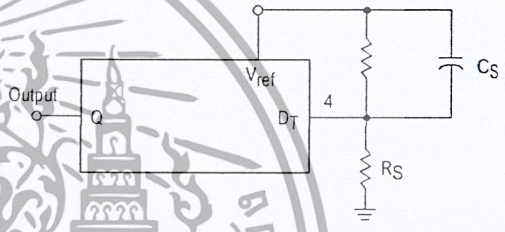
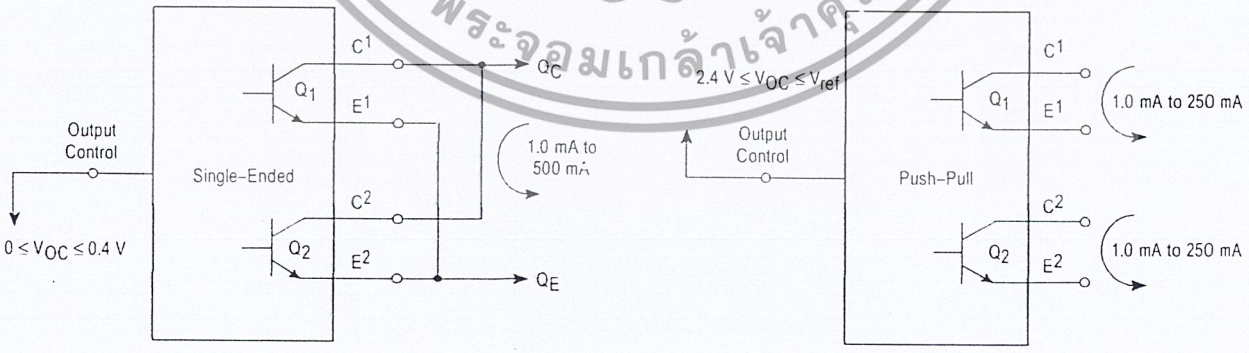



**Figure 17. Output Connections for Single–Ended and Push–Pull Configurations**






เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits**

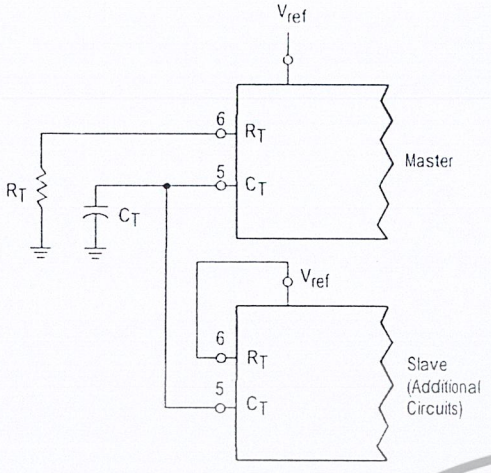



**Figure 19. Operation with $V_{in}$ > 40 V Using External Zener**

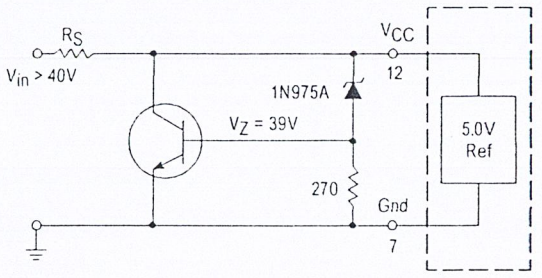



**Figure 20. Pulse Width Modulated Push–Pull Converter**



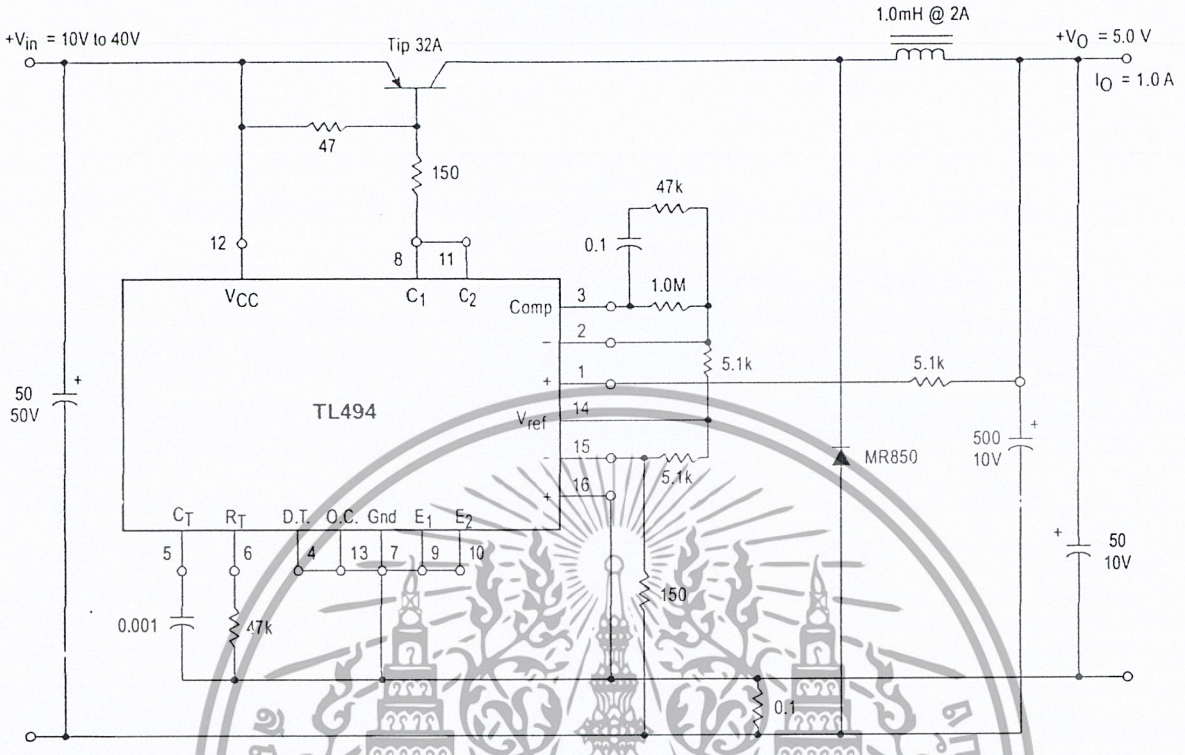

| Test | Conditions | Results |
|---|---|---|
| Line Regulation | $V_{in}$ = 10 V to 40 V | 14 mV 0.28% |
| Load Regulation | $V_{in}$ = 28 V, $I_O$ = 1.0 mA to 1.0 A | 3.0 mV 0.06% |
| Output Ripple | $V_{in}$ = 28 V, $I_O$ = 1.0 A | 65 mV pp P.A.R.D. |
| Short Circuit Current | $V_{in}$ = 28 V, $R_L$ = 0.1 Ω | 1.6 A |
| Efficiency | $V_{in}$ = 28 V, $I_O$ = 1.0 A | 71% |

L1 – 3.5 mH @ 0.3 A
T1 – Primary: 20T C.T. #28 AWG
Secondary: 12OT C.T. #36 AWG
Core: Ferroxcube 1408P–L00–3CB



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Figure 21. Pulse Width Modulated Step–Down Converter**



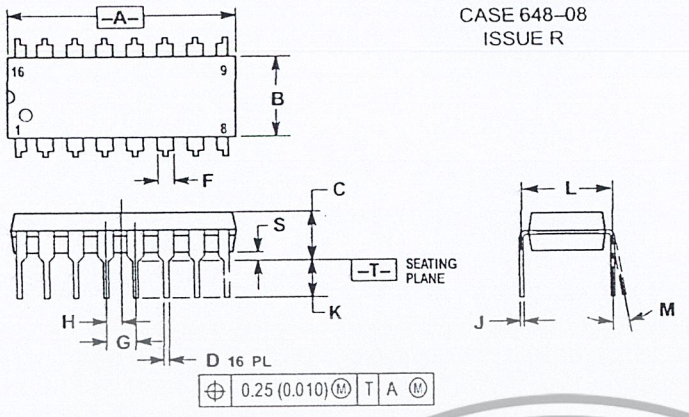

| Test | Conditions | Results |
|---|---|---|
| Line Regulation | $V_{in}$ = 8.0 V to 40 V | 3.0 mV 0.01% |
| Load Regulation | $V_{in}$ = 12.6 V, $I_O$ = 0.2 mA to 200 mA | 5.0 mV 0.02% |
| Output Ripple | $V_{in}$ = 12.6 V, $I_O$ = 200 mA | 40 mV pp P.A.R.D. |
| Short Circuit Current | $V_{in}$ = 12.6 V, $R_L$ = 0.1 Ω | 250 mA |
| Efficiency | $V_{in}$ = 12.6 V, $I_O$ = 200 mA | 72% |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## OUTLINE DIMENSIONS

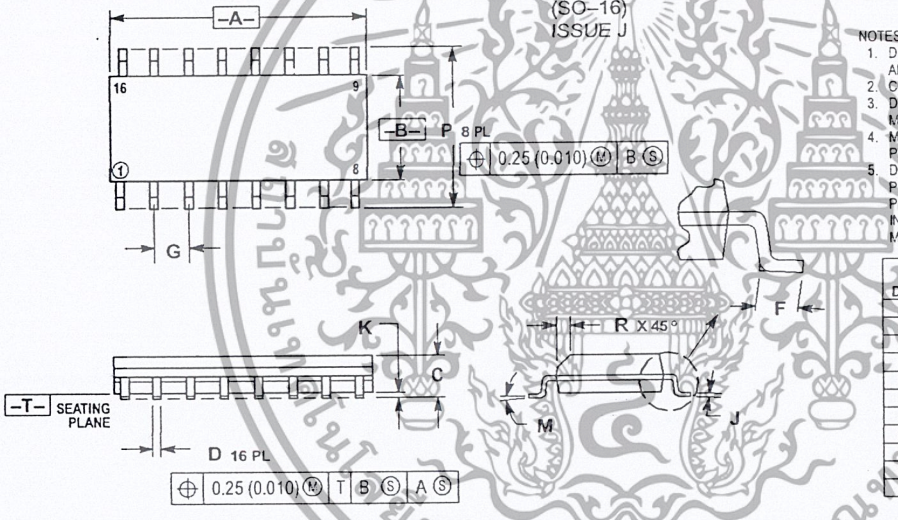
**N SUFFIX**
PLASTIC PACKAGE
CASE 648–08
ISSUE R




NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

| | INCHES | | MILLIMETERS | |
|---|---|---|---|---|
| DIM | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 0.740 | 0.770 | 18.80 | 19.55 |
| B | 0.250 | 0.270 | 6.35 | 6.85 |
| C | 0.145 | 0.175 | 3.69 | 4.44 |
| D | 0.015 | 0.021 | 0.39 | 0.53 |
| F | 0.040 | 0.70 | 1.02 | 1.77 |
| G | 0.100 BSC | | 2.54 BSC | |
| H | 0.050 BSC | | 1.27 BSC | |
| J | 0.008 | 0.015 | 0.21 | 0.38 |
| K | 0.110 | 0.130 | 2.80 | 3.30 |
| L | 0.295 | 0.305 | 7.50 | 7.74 |
| M | 0° | 10° | 0° | 10° |
| S | 0.020 | 0.040 | 0.51 | 1.01 |

**D SUFFIX**
PLASTIC PACKAGE
CASE 751B–05
(SO–16)
ISSUE J




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

| | MILLIMETERS | | INCHES | |
|---|---|---|---|---|
| DIM | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 9.80 | 10.00 | 0.386 | 0.393 |
| B | 3.80 | 4.00 | 0.150 | 0.157 |
| C | 1.35 | 1.75 | 0.054 | 0.068 |
| D | 0.35 | 0.49 | 0.014 | 0.019 |
| F | 0.40 | 1.25 | 0.016 | 0.049 |
| G | 1.27 BSC | | 0.050 BSC | |
| J | 0.19 | 0.25 | 0.008 | 0.009 |
| K | 0.10 | 0.25 | 0.004 | 0.009 |
| M | 0° | 7° | 0° | 7° |
| P | 5.80 | 6.20 | 0.229 | 0.244 |
| R | 0.25 | 0.50 | 0.010 | 0.019 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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

**How to reach us:**

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

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

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

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

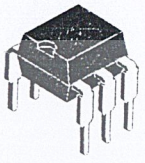


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Optocoupler with Phototransistor Output

## Description

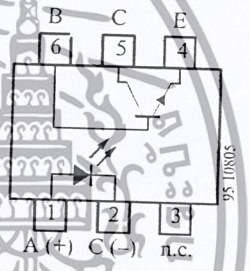
The 4N25/ 4N26/ 4N27/ 4N28 consist of a phototransistor optically coupled to a gallium arsenide infrared-emitting diode in a 6-lead plastic dual-inline package.
The elements are mounted on one leadframe using a **coplanar technique**, providing a fixed distance between input and output for highest safety requirements.



95 10532

## Applications

Galvanically separated circuits for general purposes




## Features

- Isolation test voltage (RMS) 3.75 kV
- Underwriters Laboratory (UL) 1577 recognized, file number E-76222
- Low coupling capacity of typical 1 pF
- Current Transfer Ratio (CTR) of typical 100%
- Low temperature coefficient of CTR

## Order Instruction

| Ordering Code | CTR Ranking | Remarks |
|---|---|---|
| 4N25/ 4N26 | >20% | |
| 4N27/ 4N28 | >10% | |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Absolute Maximum Ratings

### Input (Emitter)

| Parameter | Test Conditions | Symbol | Value | Unit |
|---|---|---|---|---|
| Reverse voltage | | $V_R$ | 5 | V |
| Forward current | | $I_F$ | 60 | mA |
| Forward surge current | $t_p \leq 10\ \mu s$ | $I_{FSM}$ | 3 | A |
| Power dissipation | $T_{amb} \leq 25°C$ | $P_V$ | 100 | mW |
| Junction temperature | | $T_j$ | 125 | °C |

### Output (Detector)

| Parameter | Test Conditions | Symbol | Value | Unit |
|---|---|---|---|---|
| Collector base voltage | | $V_{CBO}$ | 70 | V |
| Collector emitter voltage | | $V_{CEO}$ | 30 | V |
| Emitter collector voltage | | $V_{ECO}$ | 7 | V |
| Collector current | | $I_C$ | 50 | mA |
| Peak collector current | $t_p/T = 0.5, t_p \leq 10$ ms | $I_{CM}$ | 100 | mA |
| Power dissipation | $T_{amb} \leq 25°C$ | $P_V$ | 150 | mW |
| Junction temperature | | $T_j$ | 125 | °C |

### Coupler

| Parameter | Test Conditions | Symbol | Value | Unit |
|---|---|---|---|---|
| Isolation test voltage (RMS) | | $V_{IO}$ [1] | 3.75 | kV |
| Total power dissipation | $T_{amb} \leq 25°C$ | $P_{tot}$ | 250 | mW |
| Ambient temperature range | | $T_{amb}$ | –55 to +100 | °C |
| Storage temperature range | | $T_{stg}$ | –55 to +125 | °C |
| Soldering temperature | 2 mm from case, t ≤ 10 s | $T_{sd}$ | 260 | °C |

[1] Related to standard climate 23/50 DIN 50014



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Electrical Characteristics ($T_{amb}$ = 25°C)

### Input (Emitter)

| Parameter | Test Conditions | Symbol | Min. | Typ. | Max. | Unit |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Forward voltage | $I_F$ = 50 mA | $V_F$ | | 1.25 | 1.5 | V |
| Junction capacitance | $V_R$ = 0, f = 1 MHz | $C_j$ | | 50 | | pF |

### Output (Detector)

| Parameter | Test Conditions | Symbol | Min. | Typ. | Max. | Unit |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Collector base voltage | $I_C$ = 100 µA | $V_{CBO}$ | 70 | | | V |
| Collector emitter voltage | $I_E$ = 1 mA | $V_{CEO}$ | 30 | | | V |
| Emitter collector voltage | $I_E$ = 100 µA | $V_{ECO}$ | 7 | | | V |
| Collector dark current | $V_{CB}$ = 10 V | $I_{CBO}$ | | 0.1 | 20 | nA |
| Collector dark current | $V_{CE}$ = 10 V | $I_{CEO}$ | | 3.5 | 50 | nA |

### Coupler

| Parameter | Test Conditions | Symbol | Min. | Typ. | Max. | Unit |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Isolation test voltage (RMS) | f = 50 Hz, t = 2 s | $V_{IO}$ [1] | 3.75 | | | kV |
| Isolation resistance | $V_{IO}$ = 1 kV, 40% relative humidity | $R_{IO}$ [1] | | $10^{12}$ | | Ω |
| Collector emitter saturation voltage | $I_F$ = 50 mA, $I_C$ = 2 mA | $V_{CEsat}$ | | | 0.5 | V |
| Cut-off frequency | $V_{CE}$ = 5 V, $I_F$ = 10 mA, $R_L$ = 100 Ω | $f_c$ | | 110 | | kHz |
| Coupling capacitance | f = 1 MHz | $C_k$ | | 1 | | pF |

[1] Related to standard climate 23/50 DIN 50014

### Current Transfer Ratio (CTR)

| Parameter | Test Conditions | Type | Symbol | Min. | Typ. | Max. | Unit |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $I_C/I_F$ | $V_{CE}$ = 10 V, $I_F$ = 10 mA | 4N25, 4N26 | CTR | 0.2 | 1 | | |
| | | 4N27, 4N28 | CTR | 0.1 | 1 | | |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Switching Characteristics

| Parameter | Test Conditions | Symbol | Typ. | Unit |
|---|---|---|---|---|
| Turn-on time | $V_{CE}$ = 10 V, $I_C$ = 10 mA, $R_L$ = 100 Ω (see figure 1) | $t_{on}$ | 4.0 | µs |
| Turn-off time | | $t_{off}$ | 3.0 | µs |
| Turn-on time | $V_{CE}$ = 5 V, $I_F$ = 10 mA, $R_L$ = 1 kΩ (see figure 2) | $t_{on}$ | 9.0 | µs |
| Turn-off time | | $t_{off}$ | 18.0 | µs |

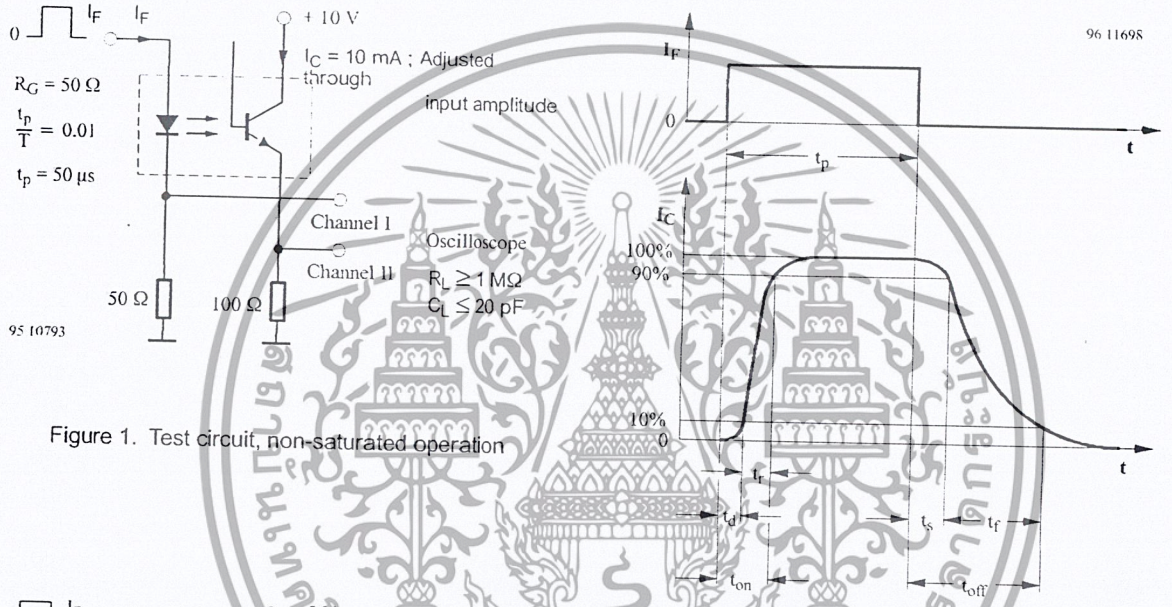



Figure 1. Test circuit, non-saturated operation

Figure 3. Switching times

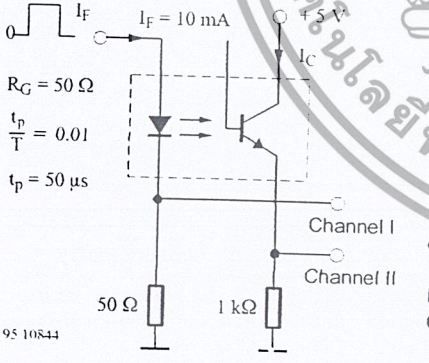



Figure 2. Test circuit, saturated operation



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Characteristics ($T_{amb}$ = 25°C, unless otherwise specified)

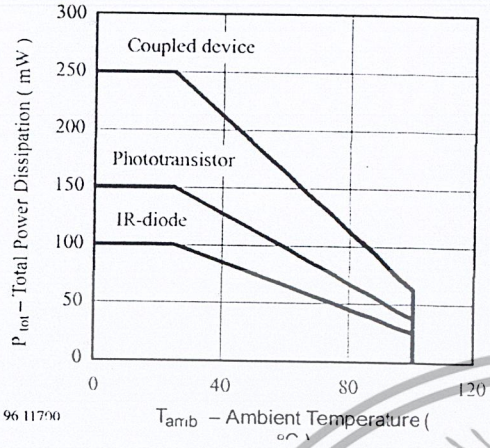



Figure 4. Total Power Dissipation vs. Ambient Temperature

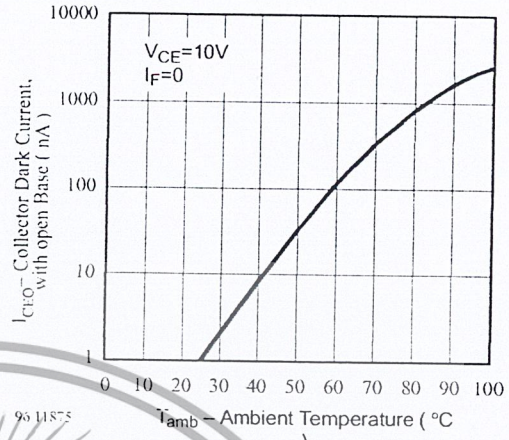



Figure 7. Collector Dark Current vs. Ambient Temperature

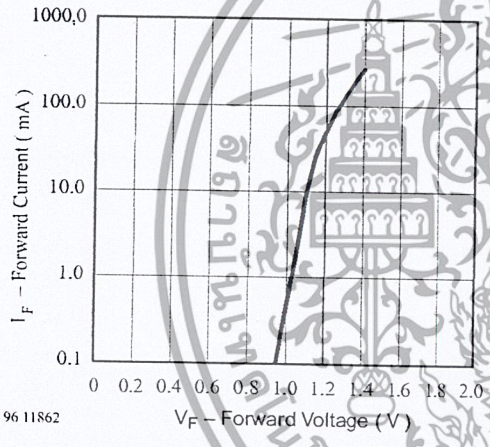



Figure 5. Forward Current vs. Forward Voltage

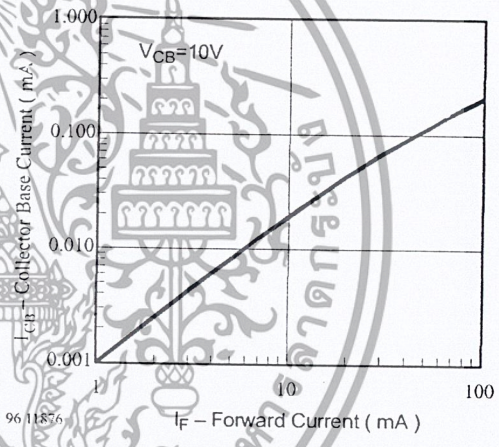



Figure 8. Collector Base Current vs. Forward Current

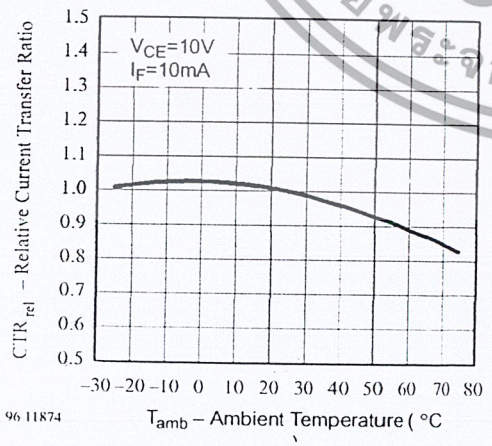



Figure 6. Relative Current Transfer Ratio vs. Ambient Temperature

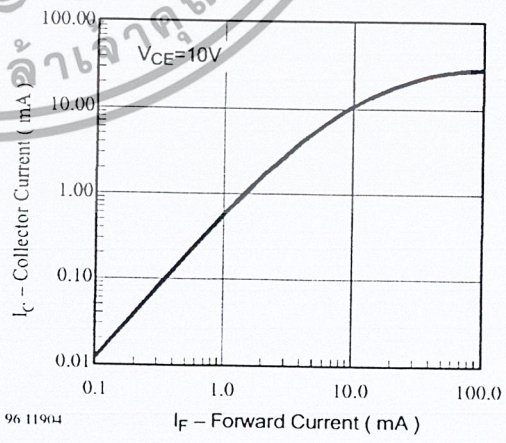



Figure 9. Collector Current vs. Forward Current



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

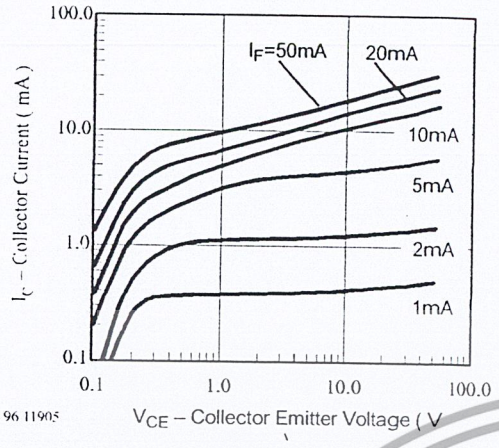



Figure 10. Collector Current vs. Collector Emitter Voltage

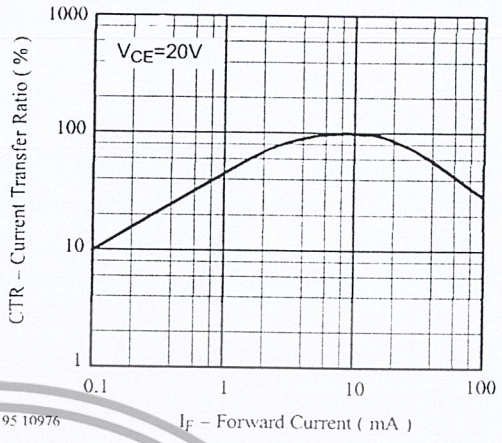



Figure 13. Current Transfer Ratio vs. Forward Current

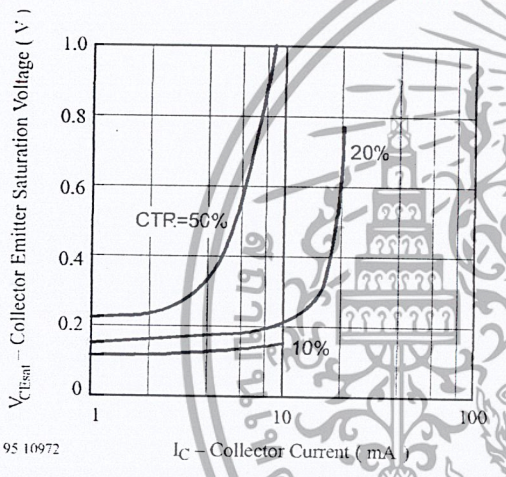



Figure 11. Collector Emitter Saturation Voltage vs. Collector Current

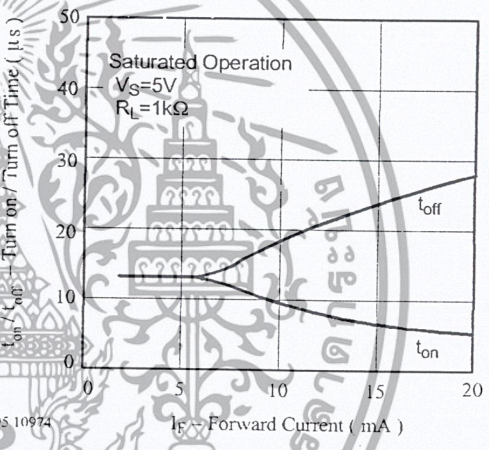



Figure 14. Turn on / off Time vs. Forward Current

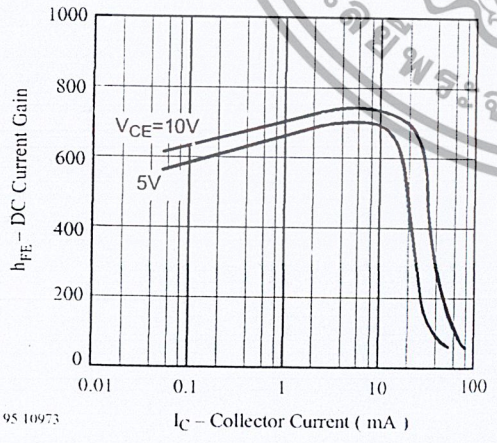



Figure 12. DC Current Gain vs. Collector Current

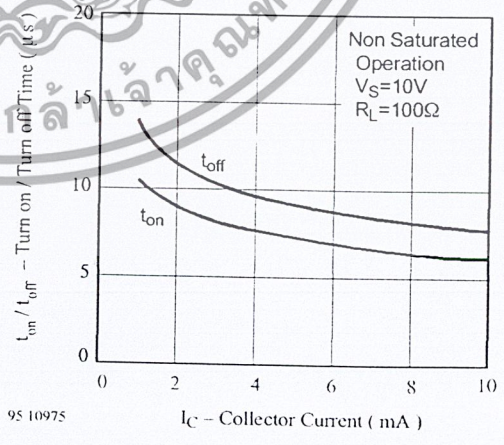



Figure 15. Turn on / off Time vs. Collector Current



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

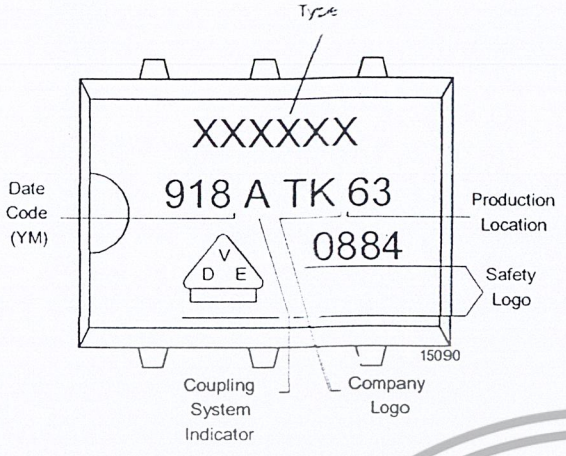



Figure 16. Marking example

## Dimensions in mm






เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

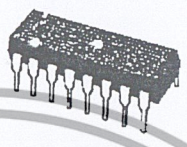
SGS-THOMSON MICROELECTRONICS

# HCC/HCF4049UB
# HCC/HCF4050B

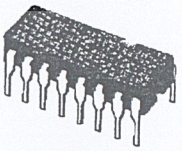
## HEX BUFFER/CONVERTERS

**4049UB INVERTING TYPE**
**4050B NON-INVERTING TYPE**

- HIGH SINK CURRENT FOR DRIVING 2 TTL LOADS
- HIGH-TO-LOW LEVEL LOGIC CONVERSION
- QUIESCENT CURRENT SPECIFIED TO 20V FOR HCC DEVICE
- HIGH "SINK" AND "SOURCE" CURRENT CAPABILITY
- 5V, 10V AND 15V PARAMETRIC RATINGS
- INPUT CURRENT OF 100 nA AT 18V AND 25°C FOR HCC DEVICE
- 100% TESTED FOR QUIESCENT CURRENT
- MEETS ALL REQUIREMENTS OF JEDECTENTATIVE STANDARD N°. 13A, "STANDARD SPECIFICATIONS FOR DESCRIPTION OF "B" SERIES CMOS DEVICES"



EY
(Plastic Package)



F
(Ceramic Frit Seal Package)



M1
(Micro Package)



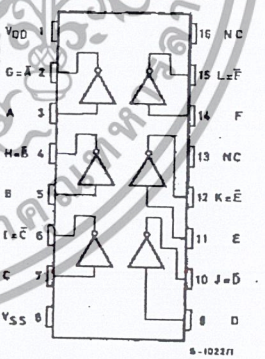
C1
(Plastic Chip Carrier)

**ORDER CODES :**

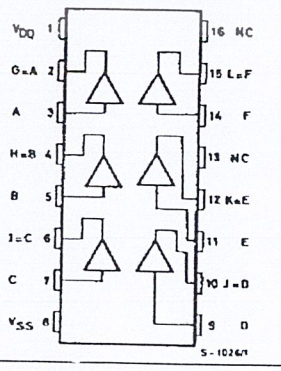
HCC40XXBF HCF40XXBM1
HCF40XXBEY HCF40XXBC1

**PIN CONNECTIONS**

4049UB




4050B




### DESCRIPTION

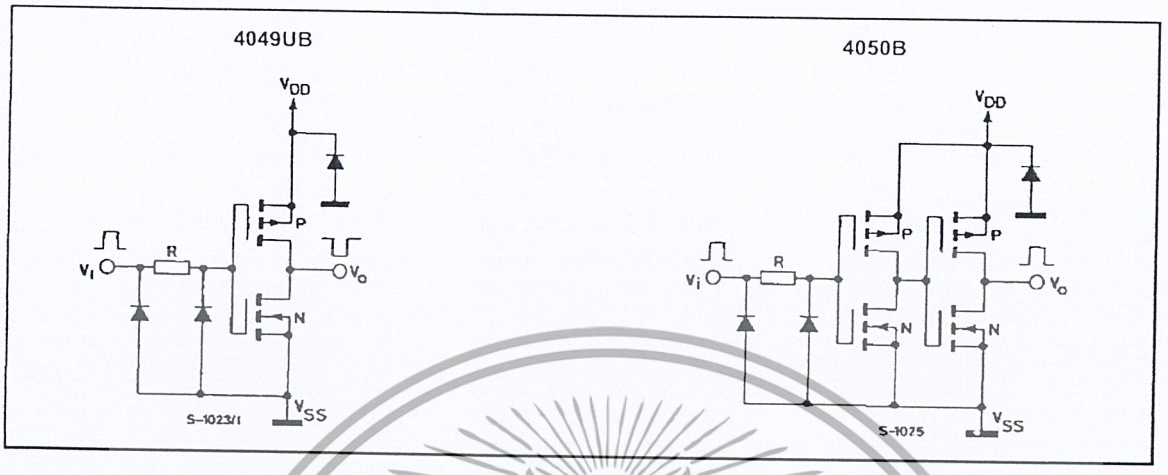
The **HCC4049UB/4050B** (extended temperature range) and the **HCF4049UB/4050B** (intermediate temperature range) are monolithic integrated circuits available in 16-lead dual in-line plastic or ceramic package and plastic micro package.

The **HCC/HCF4049UB/4050B** are inverting and non-inverting hex buffers, respectively, and feature logic-level conversion using only one supply voltage ($V_{DD}$). The input-signal high level ($V_{IH}$) can exceed the $V_{DD}$ supply voltage when these devices are used for logic level conversions. These devices are intended for use as COS/MOS to DTL/TTL converters and can drive directly two DTL/TTL loads ($V_{DD}$ = 5V, $V_{OL} \leq 0.4V$, and $I_{OL} \geq 3.2mA$).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## SCHEMATIC DIAGRAMS (1 of 6 identical units)




## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| Symbol | Parameter | Value | Unit |
|---|---|---|---|
| $V_{DD}$* | Supply Voltage : HCC Types<br>HCF Types | − 0.5 to + 20<br>− 0.5 to + 18 | V<br>V |
| $V_i$ | Input Voltage | − 0.5 to $V_{DD}$ + 0.5 | V |
| $I_I$ | DC Input Current (any one input) | ± 10 | mA |
| $P_{tot}$ | Total Power Dissipation (per package)<br>Dissipation per Output Transistor<br>for $T_{op}$ = Full Package-temperature Range | 200<br>100 | mW<br>mW |
| $T_{op}$ | Operating Temperature : HCC Types<br>HCF Types | − 55 to + 125<br>− 40 to + 85 | °C<br>°C |
| $T_{stg}$ | Storage Temperature | − 65 to + 150 | °C |

Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress rating only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied. Exposure to absolute maximum rating conditions for external periods may affect device reliability.

* All voltage values are referred to $V_{SS}$ pin voltage.

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

| Symbol | Parameter | Value | Unit |
|---|---|---|---|
| $V_{DD}$ | Supply Voltage : HCC Types<br>HCF Types | 3 to 18<br>3 to 15 | V<br>V |
| $V_I$ | Input Voltage | 0 to $V_{DD}$ | V |
| $T_{op}$ | Operating Temperature : HCC Types<br>HCF Types | − 55 to + 125<br>− 40 to + 85 | °C<br>°C |



SGS-THOMSON MICROELECTRONICS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (over recommended operating conditions)

| Symbol | Parameter | | Test Conditions $V_I$ (V) | $V_O$ (V) | $V_{DD}$ (V) | Value $T_{Low}$* Min. | Max. | 25°C Min. | Typ. | Max. | $T_{High}$* Min. | Max. | Unit |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $I_L$ | Quiescent Supply Current | HCC Types | 0/ 5 | | 5 | | 1 | | 0.02 | 1 | | 30 | µA |
| | | | 0/10 | | 10 | | 2 | | 0.02 | 2 | | 60 | |
| | | | 0/15 | | 15 | | 4 | | 0.02 | 4 | | 120 | |
| | | | 0/20 | | 20 | | 20 | | 0.04 | 20 | | 600 | |
| | | HCF Types | 0/ 5 | | 5 | | 4 | | 0.02 | 4 | | 30 | |
| | | | 0/10 | | 10 | | 8 | | 0.02 | 8 | | 60 | |
| | | | 0/15 | | 15 | | 16 | | 0.02 | 16 | | 120 | |
| $V_{OH}$ | Output High Voltage | | 0/ 5 | | 5 | 4.95 | | 4.95 | | | 4.95 | | V |
| | | | 0/10 | | 10 | 9.95 | | 9.95 | | | 9.95 | | |
| | | | 0/15 | | 15 | 14.95 | | 14.95 | | | 14.95 | | |
| $V_{OL}$ | Output Low Voltage | | 5/0 | | 5 | | 0.05 | | | 0.05 | | 0.05 | V |
| | | | 10/0 | | 10 | | 0.05 | | | 0.05 | | 0.05 | |
| | | | 15/0 | | 15 | | 0.05 | | | 0.05 | | 0.05 | |
| $V_{IH}$ | Input High Voltage (4049UB) | | | 0.5 | 5 | 4 | | 4 | | | 4 | | V |
| | | | | 1 | 10 | 8 | | 8 | | | 8 | | |
| | | | | 2 | 15 | 12 | | 12 | | | 12 | | |
| $V_{IH}$ | Input High Voltage (4050B) | | | 4.5 | 5 | 3.5 | | 3.5 | | | 3.5 | | V |
| | | | | 9 | 10 | 7 | | 7 | | | 7 | | |
| | | | | 13.5 | 15 | 11 | | 11 | | | 11 | | |
| $V_{IL}$ | Input Low Voltage (4049UB) | | | 4.5 | 5 | | 1 | | | 1 | | 1 | V |
| | | | | 9 | 10 | | 2 | | | 2 | | 2 | |
| | | | | 13 | 15 | | 3 | | | 3 | | 3 | |
| $V_{IL}$ | Input Low Voltage (4050B) | | | 0.5 | 5 | | 1.5 | | | 1.5 | | 1.5 | V |
| | | | | 1 | 10 | | 3 | | | 3 | | 3 | |
| | | | | 1.5 | 15 | | 4 | | | 4 | | 4 | |
| $I_{OH}$ | Output Drive Current | HCC Types | 0/ 5 | 2.5 | 5 | 1.6 | | −1.25 | − 6.4 | | − 0.9 | | mA |
| | | | 0/ 5 | 4.6 | 5 | 0.64 | | −0.51 | − 1.6 | | −0.36 | | |
| | | | 0/10 | 9.5 | 10 | 1.6 | | −1.30 | − 3.6 | | − 0.9 | | |
| | | | 0/15 | 13.5 | 15 | 4.7 | | −3.75 | − 12 | | − 2.7 | | |
| | | HCF Types | 0/ 5 | 2.5 | 5 | 1.5 | | −1.25 | − 6.4 | | − 1 | | |
| | | | 0/ 5 | 4.6 | 5 | 0.61 | | −0.51 | − 1.6 | | −0.42 | | |
| | | | 0/10 | 9.5 | 10 | 1.5 | | −1.25 | − 3.6 | | − 1 | | |
| | | | 0/15 | 13.5 | 15 | 4.5 | | −3.75 | − 12 | | − 3 | | |
| $I_{OL}$ | Output Sink Current | HCC Types | 0/ 5 | 0.4 | 5 | 3.75 | | 3.2 | 6.4 | | 2.2 | | mA |
| | | | 0/10 | 0.5 | 10 | 10 | | 8 | 16 | | 5.6 | | |
| | | | 0/15 | 1.5 | 15 | 30 | | 24 | 48 | | 17 | | |
| | | HCF Types | 0/ 5 | 0.4 | 5 | 3.6 | | 3.2 | 6.4 | | 2.6 | | |
| | | | 0/10 | 0.5 | 10 | 9.6 | | 8 | 16 | | 6.6 | | |
| | | | 0/15 | 1.5 | 15 | 28 | | 24 | 48 | | 19 | | |
| $I_{IH}$, $I_{IL}$ | Input Leakage Current | HCC Types | 0/18 | | 18 | | ± 0.1 | | $\pm 10^{-5}$ | ± 0.1 | | ± 1 | µA |
| | | HCF Types | 0/15 | | 15 | | ± 0.3 | | $\pm 10^{-5}$ | ± 0.3 | | ± 1 | |
| $C_I$ | Input Capacitance | 4049UB<br>4050B | Any Input | | | | | | 15<br>5 | 22.5<br>7.5 | | | pF |

(*) $T_{Low}$ = − 55°C for **HCC** device : − 40°C for **HCF** device.
$T_{High}$ = + 125°C for **HCC** device : + 85°C for **HCF** device.
The Noise Margin (only **HCC/HCF4050B** type) for both "1" and "0" level is : 1V min. with $V_{DD}$ = 5V, 2V min. with $V_{DD}$ = 10V, 2.5V min. with $V_{DD}$ = 15V.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_{amb}$ = 25°C, $C_L$ = 50pF, $R_L$ = 200kΩ, typical temperature coefficient for all $V_{DD}$ values is 0.3%/°C, all input rise and fall times = 20ns)

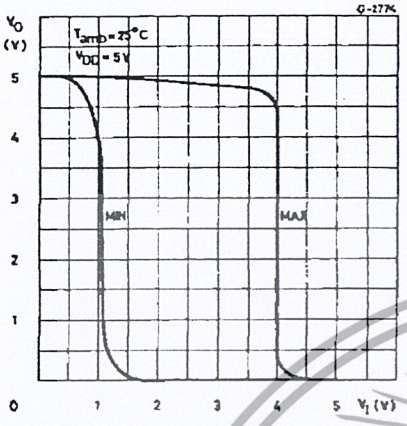
| Symbol | Parameter | Test Conditions | | | Value | | | Unit |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | | $V_I$ (V) | $V_{DD}$ (V) | Min. | Typ. | Max. | |
| $t_{PLH}$ | Propagation Delay Time (4049UB) | | 5 | 5 | | 60 | 120 | ns |
| | | | 10 | 10 | | 32 | 65 | |
| | | | 10 | 5 | | 45 | 90 | |
| | | | 15 | 15 | | 25 | 50 | |
| | | | 15 | 5 | | 45 | 90 | |
| $t_{PLH}$ | Propagation Delay Time (4050B) | | 5 | 5 | | 70 | 140 | ns |
| | | | 10 | 10 | | 40 | 80 | |
| | | | 10 | 5 | | 45 | 90 | |
| | | | 15 | 15 | | 30 | 60 | |
| | | | 15 | 5 | | 40 | 80 | |
| $t_{PHL}$ | Propagation delay Time (4049UB) | | 5 | 5 | | 32 | 65 | |
| | | | 10 | 10 | | 20 | 40 | |
| | | | 10 | 5 | | 15 | 30 | |
| | | | 15 | 15 | | 15 | 30 | |
| | | | 15 | 5 | | 10 | 20 | |
| $t_{PHL}$ | Propagation Delay Time (4050B) | | 5 | 5 | | 55 | 110 | ns |
| | | | 10 | 10 | | 22 | 55 | |
| | | | 10 | 5 | | 50 | 100 | |
| | | | 15 | 15 | | 15 | 30 | |
| | | | 15 | 5 | | 50 | 100 | |
| $t_{TLH}$ | Transition Time | | 5 | 5 | | 80 | 160 | ns |
| | | | 10 | 10 | | 40 | 80 | |
| | | | 15 | 15 | | 30 | 60 | |
| $t_{THL}$ | Transition Time | | 5 | 5 | | 30 | 60 | |
| | | | 10 | 10 | | 20 | 40 | |
| | | | 15 | 15 | | 15 | 30 | |



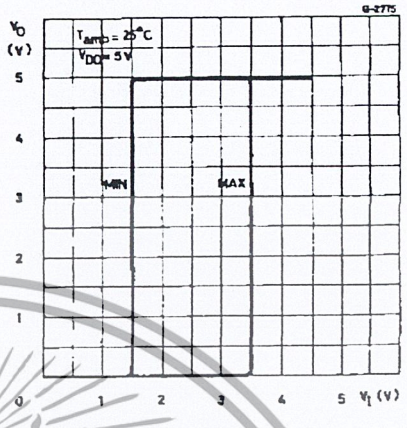
SGS-THOMSON MICROELECTRONICS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

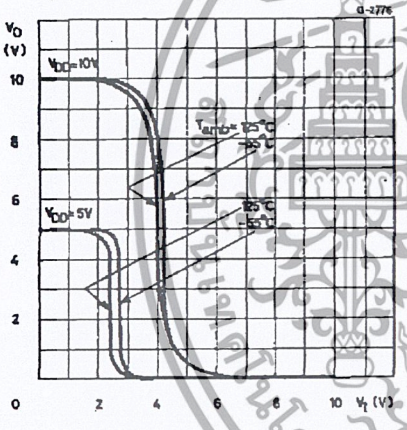
Minimum and Maximum Voltage Transfer Characteristics for 4049UB.



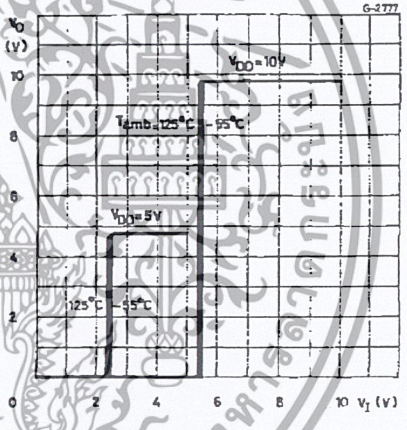

Minimum and Maximum Voltage Transfer Characteristics for 4050B.



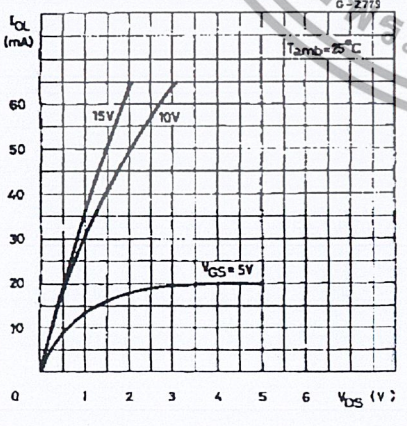

Typical Voltage Transfer Characteristics as a Function of Temperature for 4049UB.



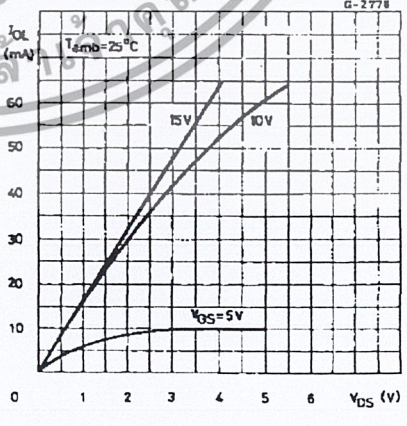

Typical Voltage Transfer Characteristics as a Function of Temperature for 4050B.




Typical Output Low (sink) Current Characteristics.



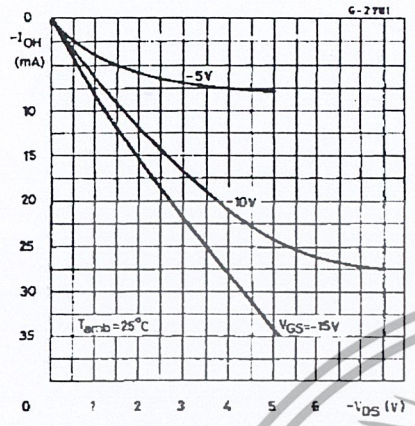

Minimum Output Low (sink) Current Characteristics.



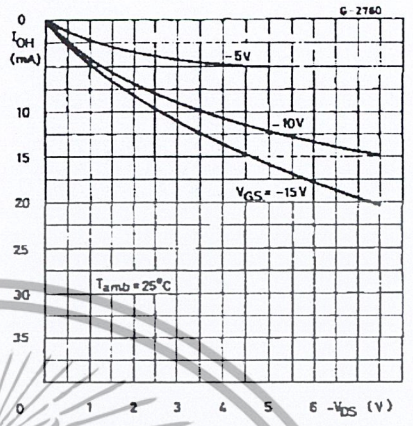



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

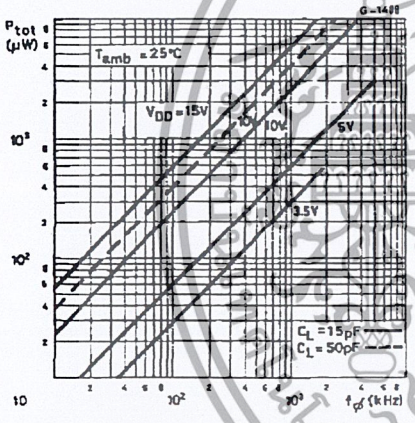
Typical Output High (source) Current Characteristics.



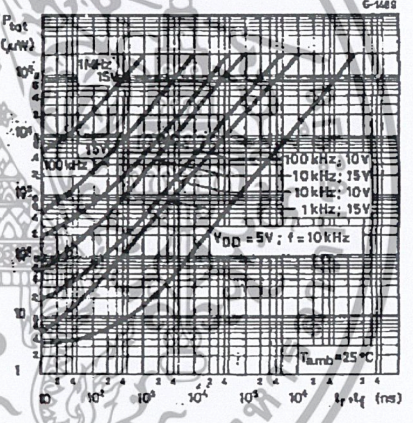

Minimum Output High (source) Current Characteristics.



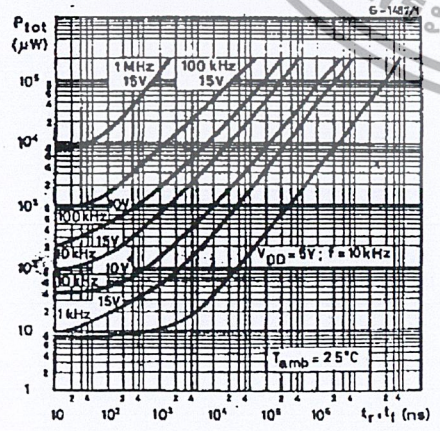

Typical Power Dissipation per Buffer/Inverter vs. Frequency..



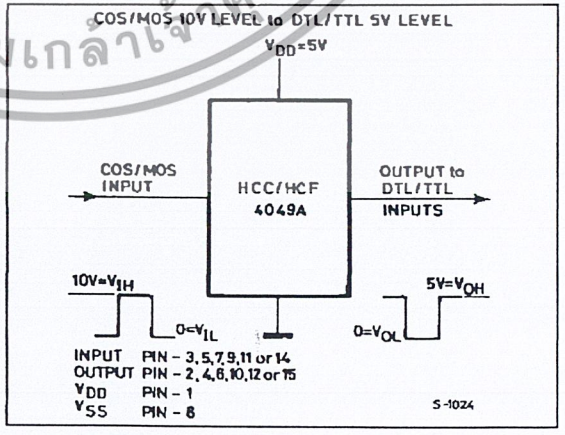

Typical Power Dissipation vs. Input Transition Time per Inverter for 4049UB.




Typical Power Dissipation vs. Input Transition Time per Inverter for 4050B.




Logic-Level Conversion Application.



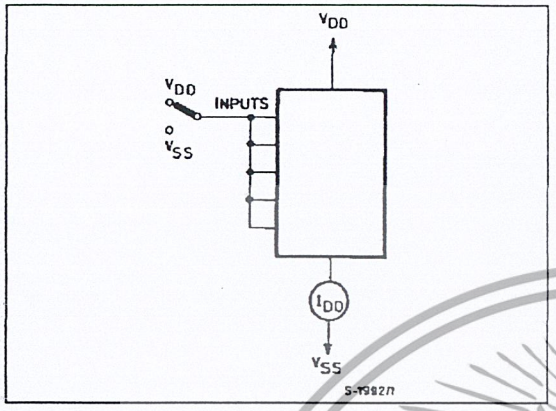



SGS-THOMSON MICROELECTRONICS

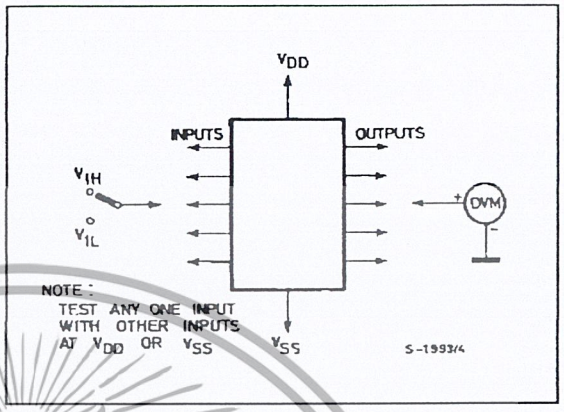
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TEST CIRCUITS

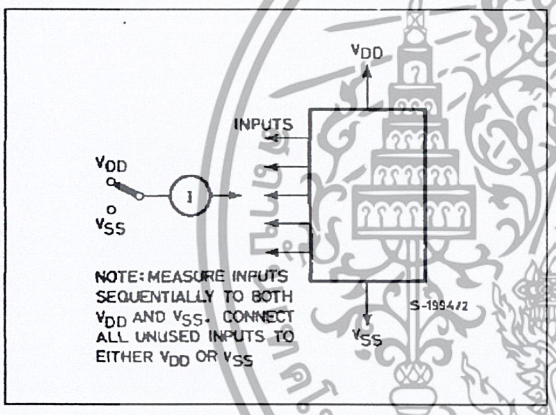
Quiescent Device Current.




Input Voltage.




Input Current.

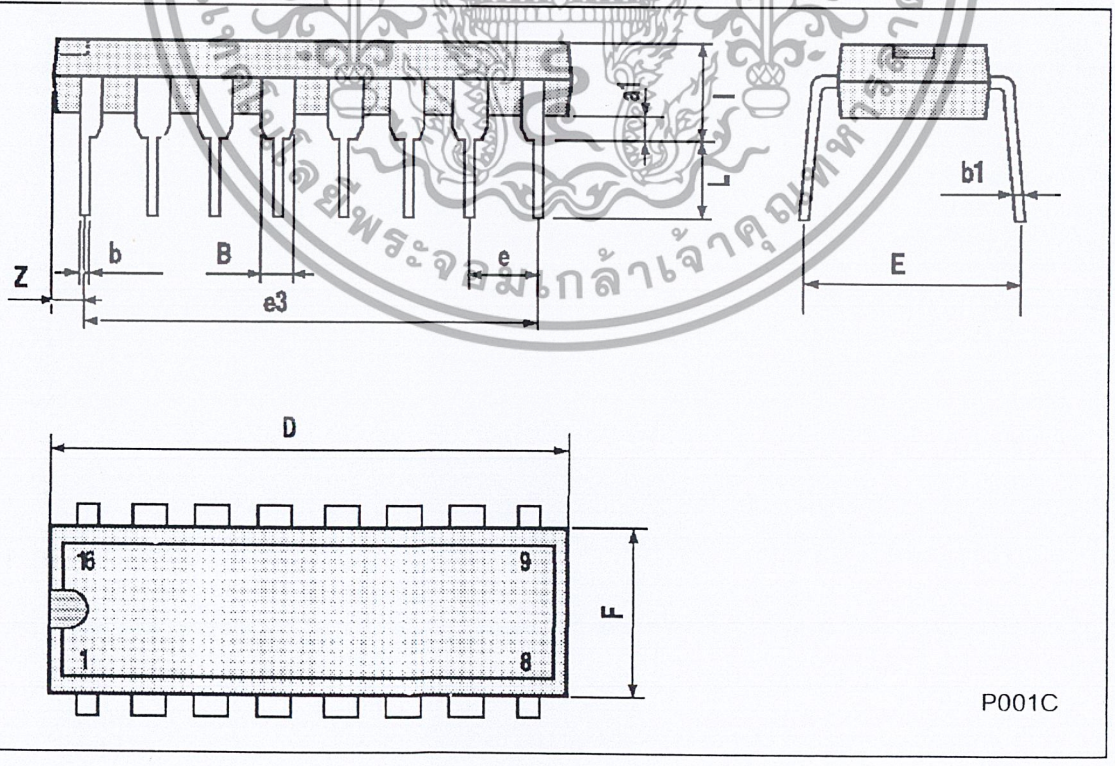





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Plastic DIP16 (0.25) MECHANICAL DATA

| DIM. | mm | | | inch | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | MIN. | TYP. | MAX. | MIN. | TYP. | MAX. |
| a1 | 0.51 | | | 0.020 | | |
| B | 0.77 | | 1.65 | 0.030 | | 0.065 |
| b | | 0.5 | | | 0.020 | |
| b1 | | 0.25 | | | 0.010 | |
| D | | | 20 | | | 0.787 |
| E | | 8.5 | | | 0.335 | |
| e | | 2.54 | | | 0.100 | |
| e3 | | 17.78 | | | 0.700 | |
| F | | | 7.1 | | | 0.280 |
| I | | | 5.1 | | | 0.201 |
| L | | 3.3 | | | 0.130 | |
| Z | | | 1.27 | | | 0.050 |



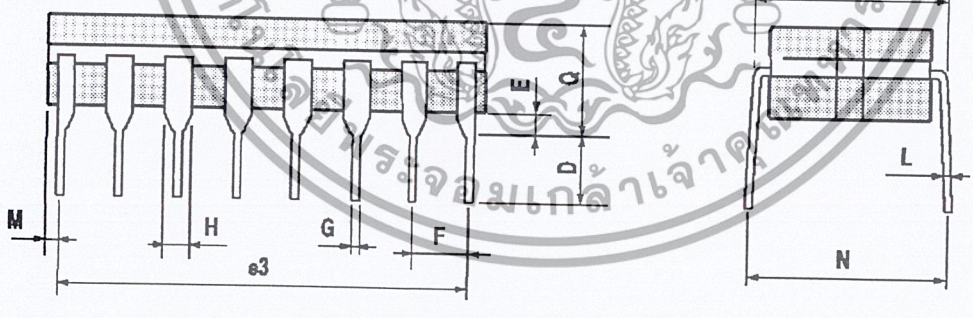


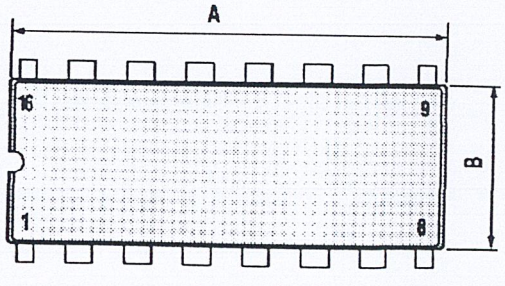

SGS-THOMSON MICROELECTRONICS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Ceramic DIP16/1 MECHANICAL DATA

| DIM. | mm | | | inch | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | MIN. | TYP. | MAX. | MIN. | TYP. | MAX. |
| A | | | 20 | | | 0.787 |
| B | | | 7 | | | 0.276 |
| D | | 3.3 | | | 0.130 | |
| E | 0.38 | | | 0.015 | | |
| e3 | | 17.78 | | | 0.700 | |
| F | 2.29 | | 2.79 | 0.090 | | 0.110 |
| G | 0.4 | | 0.55 | 0.016 | | 0.022 |
| H | 1.17 | | 1.52 | 0.046 | | 0.060 |
| L | 0.22 | | 0.31 | 0.009 | | 0.012 |
| M | 0.51 | | 1.27 | 0.020 | | 0.050 |
| N | | | 10.3 | | | 0.406 |
| P | 7.8 | | 8.05 | 0.307 | | 0.317 |
| Q | | | 5.08 | | | 0.200 |



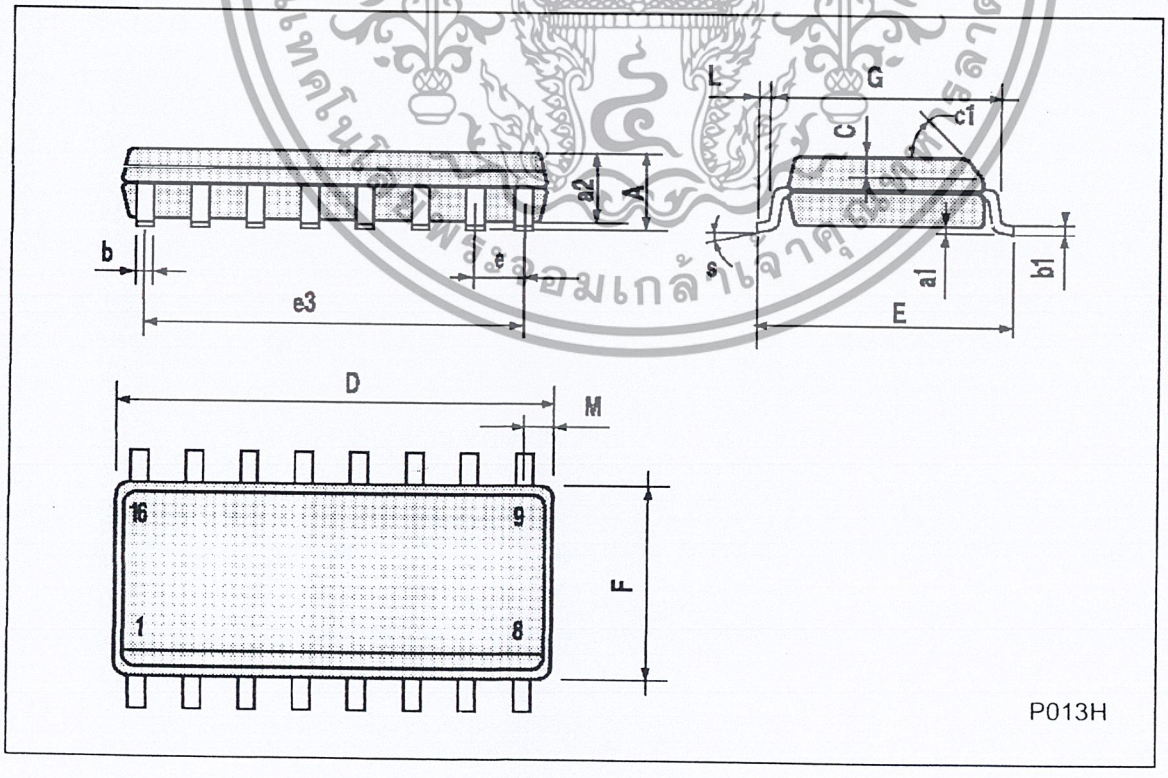

P053D



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## SO16 (Narrow) MECHANICAL DATA

| DIM. | mm | | | inch | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | MIN. | TYP. | MAX. | MIN. | TYP. | MAX. |
| A | | | 1.75 | | | 0.068 |
| a1 | 0.1 | | 0.2 | 0.004 | | 0.007 |
| a2 | | | 1.65 | | | 0.064 |
| b | 0.35 | | 0.46 | 0.013 | | 0.018 |
| b1 | 0.19 | | 0.25 | 0.007 | | 0.010 |
| C | | 0.5 | | | 0.019 | |
| c1 | 45° (typ.) | | | | | |
| D | 9.8 | | 10 | 0.385 | | 0.393 |
| E | 5.8 | | 6.2 | 0.228 | | 0.244 |
| e | | 1.27 | | | 0.050 | |
| e3 | | 8.89 | | | 0.350 | |
| F | 3.8 | | 4.0 | 0.149 | | 0.157 |
| G | 4.6 | | 5.3 | 0.181 | | 0.208 |
| L | 0.5 | | 1.27 | 0.019 | | 0.050 |
| M | | | 0.62 | | | 0.024 |
| S | 8° (max.) | | | | | |



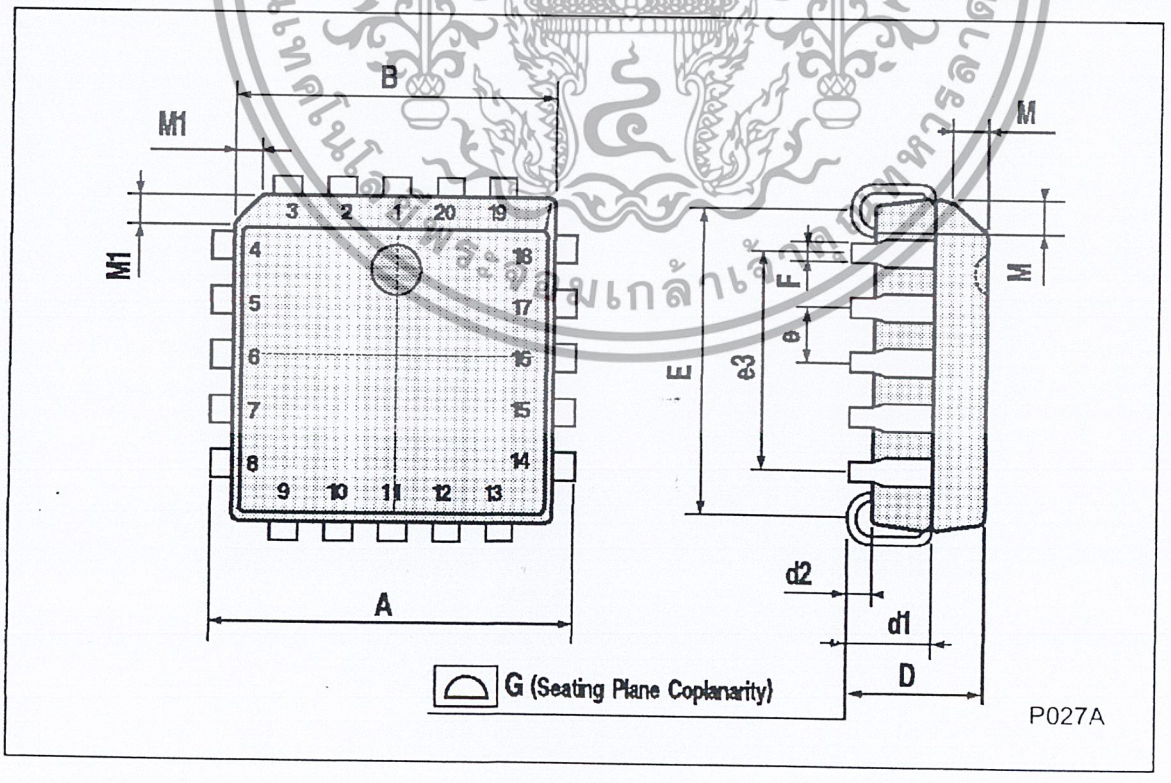



SGS-THOMSON MICROELECTRONICS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## PLCC20 MECHANICAL DATA

| DIM. | mm | | | inch | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | MIN. | TYP. | MAX. | MIN. | TYP. | MAX. |
| A | 9.78 | | 10.03 | 0.385 | | 0.395 |
| B | 8.89 | | 9.04 | 0.350 | | 0.356 |
| D | 4.2 | | 4.57 | 0.165 | | 0.180 |
| d1 | | 2.54 | | | 0.100 | |
| d2 | | 0.56 | | | 0.022 | |
| E | 7.37 | | 8.38 | 0.290 | | 0.330 |
| e | | 1.27 | | | 0.050 | |
| e3 | | 5.08 | | | 0.200 | |
| F | | 0.38 | | | 0.015 | |
| G | | | 0.101 | | | 0.004 |
| M | | 1.27 | | | 0.050 | |
| M1 | | 1.14 | | | 0.045 | |






เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



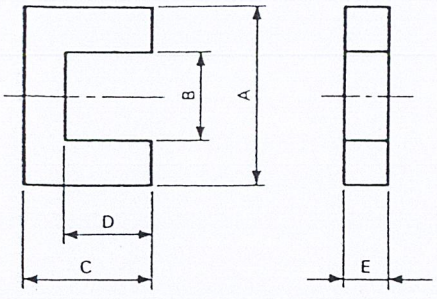

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, SGS-THOMSON Microelectronics assumes no responsability for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may results from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of SGS-THOMSON Microelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. SGS-THOMSON Microelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of SGS-THOMSON Microelectonics.

© 1994 SGS-THOMSON Microelectronics - All Rights Reserved

SGS-THOMSON Microelectronics GROUP OF COMPANIES
Australia - Brazil - France - Germany - Hong Kong - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Morocco - The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

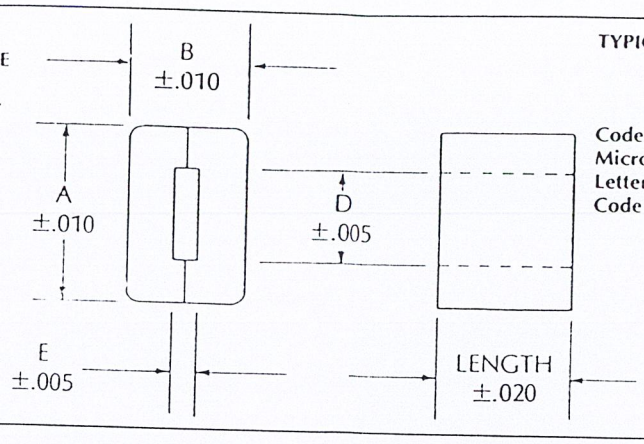



| Characteristics | | Core name | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | | U-15 | U-21 | U-25 | U-30 | U-40 | U-50 | U-60 |
| Dimension | A (mm) | 15.2±0.7 | 21.6 max. | 24.8±0.7 | 30.0±0.5 | 39.9 ±0.5 | 50.0±0.6 | 60.0±1.0 |
| | B (mm) | 5.2±0.3 | 6.0 min. | 8.2±0.3 | 20.0±0.5 | 22.9 ±0.5 | 34.0±0.6 | 30.0±1.0 |
| | C (mm) | 11.2±0.5 | 15.8 max. | 19.5±0.5 | 10.5±0.3 | 25.15±0.3 | 12.5±0.3 | 28.0±0.3 |
| | D (mm) | 6.0±0.4 | 8.0 min. | 11.2±0.3 | 5.5±0.3 | 16.65±0.3 | 4.0±0.3 | 13.0±0.3 |
| | E (mm) | 6.5±0.3 | 7.5±0.3 | 11.7±0.3 | 10.7±0.3 | 8.5±0.3 | 15.0±0.5 | 15.0±0.5 |
| Core factor | $C_1$ ($mm^{-1}$) | 1.52 | 1.26 | 0.899 | 1.452 | 1.925 | 0.876 | 0.707 |
| Effective length | $l_e$ (mm) | 50.4 | 68.8 | 87.3 | 77.7 | 139.1 | 109.9 | 159.1 |
| Effective area | Ae ($mm^2$) | 33 | 54 | 97 | 54 | 72 | 125 | 225 |
| Effective volume | Ve ($mm^3$) | 1660 | 3750 | 8480 | 4200 | 10050 | 13780 | 35800 |
| AL Value (nH/$N^2$±25%) | 6H20 | 1420 | 1970 | 2560 | 1580 | 1230 | 2660 | 3380 |
| | 2H06 | 2950 | 3820 | 5680 | — | — | — | — |
| | 2H07 | 5060 | 6270 | 9050 | — | — | — | — |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COLOR CODE
- 8 Red
- 26 Yellow
- 52 Green



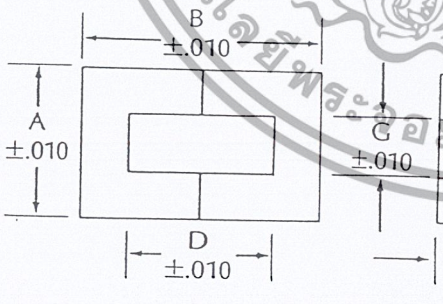

TYPICAL PART NO.

**HS 300 - 26 A /**

- Code To Indicate Max. Current
- Micrometals Mix No.
- Letter Indicates Alternate Length
- Code Area For Other Characteristics

| MICROMETALS Part No. | $A_L$ nH/N² | A in/mm | B in/mm | Length in/mm | D in/mm | E in/mm | MAGNETIC DIMENSIONS $l_e$ cm | $A_e$ cm² | $V_e$ cm³ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| HS300-8 | 79 | 1.020/25.9 | .650/16.5 | .500/12.7 | .520/13.2 | .140/3.56 | 5.72 | .806 | 4.61 |
| **HS300-26** | 147 | | | | | | | | |
| HS300-52 | 147 | | | | | | | | |
| HS300-8A | 96 | 1.020/25.9 | .650/16.5 | .625/15.9 | .520/13.2 | .140/3.56 | 5.72 | 1.01 | 5.77 |
| **HS300-26A** | 179 | | | | | | | | |
| HS300-52A | 179 | | | | | | | | |
| HS300-8B | 111 | 1.020/25.9 | .650/16.5 | .750/19.1 | .520/13.2 | .140/3.56 | 5.72 | 1.21 | 6.92 |
| **HS300-26B** | 208 | | | | | | | | |
| HS300-52B | 208 | | | | | | | | |
| HS300-8C | 124 | 1.020/25.9 | .650/16.5 | .875/22.2 | .520/13.2 | .140/3.56 | 5.72 | 1.41 | 8.06 |
| **HS300-26C** | 232 | | | | | | | | |
| HS300-52C | 232 | | | | | | | | |
| HS400-26 | 221 | 1.500/38.1 | .960/24.4 | .750/19.1 | .765/19.4 | .205/5.21 | 8.71 | 1.78 | 15.1 |
| **HS400-26A** | 286 | | | 1.000/25.4 | | | | 2.37 | 20.1 |
| HS400-26B | 335 | | | 1.250/31.8 | | | | 2.96 | 25.2 |
| HS400-26C | 371 | | | 1.500/38.1 | | | | 3.56 | 30.2 |

## U-CORES




TYPICAL PART NO.

**U 80 - 26 A /**

- "A" dim. in 100th inches
- Micrometals Mix No.
- Letter Indicates Alternate "C" dim.
- Code Area For Other Characteristics

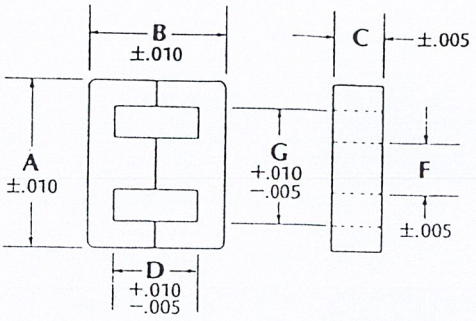
| MICROMETALS Part No. | $A_L$ nH/N² | A in/mm | B in/mm | C in/mm | D in/mm | F in/mm | G in/mm | MAGNETIC DIMENSIONS $l_e$ cm | $A_e$ cm² | $V_e$ cm³ |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| U80-8 | 42.4 | .800/20.3 | 1.250/6.35 | .250/31.8 | .750/19.1 | .250/6.35 | .300/7.62 | 7.13 | .403 | 3.18 |
| **U80-26** | 71.0 | | | | | | | | | |
| U80-28 | 37.5 | | | | | | | | | |
| U80-33 | 42.5 | | | | | | | | | |
| **U80-40** | 64.0 | | | | | | | | | |
| U80-52 | 70.0 | | | | | | | | | |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# E CORES

COLOR CODE
- 2 Red
- 8 Yellow/Red
- 18 Green/Red
- 26 Yellow/White
- 28 Gray/Green
- 33 Gray/Yellow
- 40 Green/Yellow
- 52 Green/Blue




TYPICAL PART NO.

E 168 - 26 A / G 015

"A" dimension in 100th inches
Micrometals Mix No.
Letter Indicates Alternate "C" dimension
Indicates Center-leg gap per half in 1000th inches

E CORES ORDERED PER HALF

E49, E75, & E100 not color coded

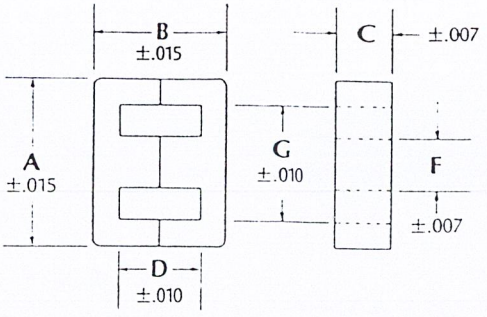
## MICROMETALS

| Part No. | $A_L$ nH/N² | A in/mm | B in/mm | C in/mm | D in/mm | F in/mm | G in/mm | MAGNETIC DIMENSIONS $l_e$ cm | $A_e$ cm² | $V_e$ cm³ | $W_t$ cm² |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| E49-2 | 9.5 | .500/12.7 | .437/11.1 | .125/3.18 | .312/7.93 | .125/3.18 | .375/9.53 | 2.86 | .101 | .288 | .252 |
| E49-8 | 20.5 | | | | | | | | | | |
| **E49-18** | 29.0 | | | | | | | | | | |
| **E49-26** | 38.0 | | | | | | | | | | |
| E49-40 | 31.5 | | | | | | | | | | |
| **E49-52** | 38.0 | | | | | | | | | | |
| Bobbin: **PB49** | | Equivalent to US LAM: EE-28-29 | | | | | | | | | |
| E75-2 | 14.5 | .750/19.1 | .635/16.1 | .187/4.75 | .455/11.6 | .187/4.75 | .562/14.3 | 4.20 | .226 | .936 | .551 |
| **E75-8** | 33.5 | | | | | | | | | | |
| **E75-18** | 45.5 | | | | | | | | | | |
| **E75-26** | 64.0 | | | | | | | | | | |
| E75-28 | 27.5 | | | | | | | | | | |
| E75-33 | 33.0 | | | | | | | | | | |
| **E75-40** | 55.0 | | | | | | | | | | |
| E75-52 | 59.0 | | | | | | | | | | |
| Bobbin: **PB75** | | Equivalent to US LAM: EI-187 | | | | | | | | | |
| **E100-2** | 21.0 | 1.000/25.4 | .750/19.1 | .250/6.35 | .500/12.7 | .250/6.35 | .750/19.1 | 5.08 | .403 | 2.05 | .806 |
| **E100-8** | 48.0 | | | | | | | | | | |
| **E100-18** | 65.0 | | | | | | | | | | |
| **E100-26** | 92.0 | | | | | | | | | | |
| E100-28 | 39.5 | | | | | | | | | | |
| E100-33 | 47.5 | | | | | | | | | | |
| **E100-40** | 81.0 | | | | | | | | | | |
| **E100-52** | 85.0 | | | | | | | | | | |
| Bobbin: **PB100E** | | Equivalent to US LAM: EE-24-25 | | | | | | | | | |
| **E101-2** | 53.0 | 1.020/25.9 | .750/19.1 | .555/14.1 | .350/8.89 | .250/6.35 | .765/19.4 | 3.93 | .895 | 2.36 | .581 |
| **E101-8** | 116.0 | | | | | | | | | | |
| E101-52 | 216.0 | | | | | | | | | | |
| Bobbin: Not Available | | | | | | | | | | | |
| Matching I Core: I101-XX | | | | | | | | | | | |
| **E125-8** | 67.0 | 1.255/31.8 | 1.215/30.8 | .378/9.60 | .835/21.2 | .378/9.60 | .885/22.5 | 7.45 | .922 | 6.82 | 1.37 |
| **E125-26** | 134.0 | | | | | | | | | | |
| E125-28 | 50.5 | | | | | | | | | | |
| **E125-33** | 63.5 | | | | | | | | | | |
| **E125-40** | 113.0 | | | | | | | | | | |
| Bobbin: Not Available. | | Equivalent to US LAM: EE-27-38 | | | | | | | | | |
| E137-2 | 32.0 | 1.375/34.9 | 1.125/28.5 | .375/9.5 | .750/19.0 | .375/9.5 | 1.009/25.4 | 7.30 | .907 | 6.63 | 1.51 |
| **E137-8** | 67.0 | | | | | | | | | | |
| **E137-18** | 100.0 | | | | | | | | | | |
| **E137-26** | 134.0 | | | | | | | | | | |
| E137-28 | 50.5 | | | | | | | | | | |
| E137-33 | 63.5 | | | | | | | | | | |
| **E137-40** | 113.0 | | | | | | | | | | |
| **E137-52** | 131.0 | | | | | | | | | | |
| Bobbin: **PB137** | | Equivalent to US LAM: EI-375 | | | | | | | | | |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COLOR CODE
- 2 Red
- 8 Yellow/Red
- 18 Green/Red
- 26 Yellow/White
- 28 Gray/Green
- 33 Gray/Yellow
- 40 Green/Yellow
- 52 Green/Blue




TYPICAL PART NO.

**E 168 - 26 A / G 015**

"A" dimension in 100th inches
Micrometals Mix No.
Letter Indicates Alternate "C" dimension
Indicates Center-leg gap per half in 1000th inches

E CORES ORDERED PER HALF

## MICROMETALS

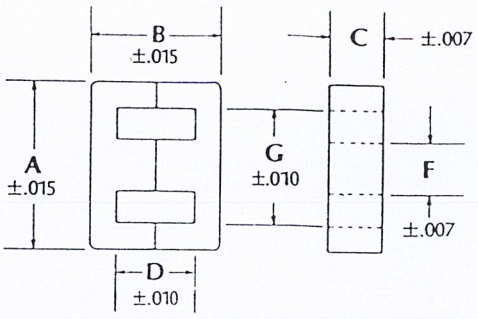
| Part No. | $A_L$ nH/N² | A in/mm | B in/mm | C in/mm | D in/mm | F in/mm | G in/mm | MAGNETIC DIMENSIONS $\ell$ cm | $A_e$ cm² | $V_e$ cm³ | W cm² |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **E145-18** | 112.0 | 1.455/37.0 | 1.370/34.8 | .425/10.8 | .950/24.1 | .425/10.8 | 1.035/26.3 | 8.50 | 1.17 | 9.89 | 1.84 |
| **E145-26** | 146.0 | | | | | | | | | | |
| E145-52 | 146.0 | | | | | | | | | | |
| **E162-8** | 105.0 | 1.625/41.3 | 1.342/34.1 | .500/12.7 | .842/21.4 | .500/12.7 | 1.125/28.6 | 8.41 | 1.61 | 13.6 | 1.70 |
| E162-18 | 149.0 | | | | | | | | | | |
| **E162-26** | 210.0 | | | | | | | | | | |
| E162-28 | 78.0 | | | | | | | | | | |
| E162-33 | 100.0 | | | | | | | | | | |
| **E162-40** | 175.0 | | | | | | | | | | |
| **E162-52** | 199.0 | | | | | | | | | | |
| Bobbin: **PB162** | | Equivalent to US LAM: EI-21 | | | | | | | | | |
| E168-2 | 43.5 | 1.685/42.8 | 1.660/42.2 | .590/15.0 | 1.210/30.7 | .475/12.0 | 1.210/30.7 | 10.4 | 1.81 | 18.5 | 2.87 |
| **E168-8** | 97.0 | | | | | | | | | | |
| **E168-18** | 135.0 | | | | | | | | | | |
| **E168-26** | 195.0 | | | | | | | | | | |
| E168-28 | 73.0 | | | | | | | | | | |
| E168-33 | 92.0 | | | | | | | | | | |
| **E168-40** | 163.0 | | | | | | | | | | |
| **E168-52** | 179.0 | | | | | | | | | | |
| Bobbin: **PB168** | | Equivalent to DIN: 42/15 | | | | | | | | | |
| E168-26/GO15 | 125.0 | | | | | | | | | | |
| E168-40/GO15 | 114.0 | | | | | | | | | | |
| **E168-52/GO15** | 125.0 | | | | | | | | | | |
| Gapped E168 with center gap .030 in./.76mm per set | | | | | | | | | | | |
| **E168-2A** | 55.0 | 1.685/42.8 | 1.660/42.2 | .787/20.0 | 1.210/30.7 | .475/12.0 | 1.210/30.7 | 10.4 | 2.41 | 24.6 | 2.87 |
| **E168-8A** | 116.0 | | | | | | | | | | |
| E168-18A | 170.0 | | | | | | | | | | |
| **E168-26A** | 232.0 | | | | | | | | | | |
| **E168-28A** | 85.0 | | | | | | | | | | |
| E168-33A | 110.0 | | | | | | | | | | |
| **E168-40A** | 196.0 | | | | | | | | | | |
| **E168-52A** | 230.0 | | | | | | | | | | |
| Bobbin: **PB168A** | | Equivalent to DIN: 42/20 | | | | | | | | | |
| E168-26A/GO15 | 161.0 | | | | | | | | | | |
| E168-40A/GO15 | 137.0 | | | | | | | | | | |
| **E168-52A/GO15** | 161.0 | | | | | | | | | | |
| Gapped E168A with center gap .030 in./.76mm per set | | | | | | | | | | | |
| E187-8 | 144.0 | 1.865/47.4 | 1.552/39.4 | .620/15.7 | .952/24.2 | .620/15.7 | 1.250/31.8 | 9.53 | 2.48 | 23.3 | 1.93 |
| E187-18 | 213.0 | | | | | | | | | | |
| **E187-26** | 297.0 | | | | | | | | | | |
| E187-28 | 115.0 | | | | | | | | | | |
| E187-33 | 141.0 | | | | | | | | | | |
| **E187-40** | 253.0 | | | | | | | | | | |
| **E187-52** | 285.0 | | | | | | | | | | |
| Bobbin: **PB187** | | Equivalent to US LAM: EI-625 | | | | | | | | | |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# E CORES

COLOR CODE
- 2 Red
- 8 Yellow/Red
- 18 Green/Red
- 26 Yellow/White
- 28 Gray/Green
- 33 Gray/Yellow
- 40 Green/Yellow
- 52 Green/Blue




TYPICAL PART NO.

**E 168 - 26 A / G 015**

"A" dimension in 100th inches
Micrometals Mix No.
Letter Indicates Alternate "C" dimension
Indicates Center-leg gap per half in 1000th inches

E CORES ORDERED PER HALF

Tolerance for E305 & E450 is 2x

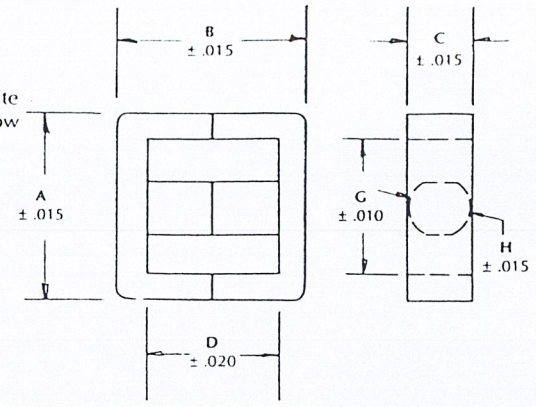
## MICROMETALS

| Part No. | $A_L$ nH/N² | A in/mm | B in/mm | C in/mm | D in/mm | F in/mm | G in/mm | MAGNETIC DIMENSIONS $\ell$ cm | A cm² | V cm³ | W cm² |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| E220-2 | 69.0 | 2.210/56.1 | 2.180/55.4 | .820/20.8 | 1.510/38.3 | .680/17.3 | 1.520/38.6 | 13.2 | 3.60 | 47.7 | 4.09 |
| **E220-8** | 143.0 | | | | | | | | | | |
| **E220-18** | 196.0 | | | | | | | | | | |
| **E220-26** | 286.0 | | | | | | | | | | |
| **E220-28** | 107.0 | | | | | | | | | | |
| E220-33 | 136.0 | | | | | | | | | | |
| **E220-40** | 240.0 | | | | | | | | | | |
| **E220-52** | 262.0 | | | | | | | | | | |
| Bobbin: **PB220** | | Equivalent to DIN: 55/21 | | | | | | | | | |
| **E220-26/GO20** | 183.0 | | | | | | | | | | |
| **E220-40/GO20** | 168.0 | | | | | | | | | | |
| **E220-52/GO20** | 183.0 | | | | | | | | | | |
| Gapped E220 with center gap .040 in./1.02mm per set | | | | | | | | | | | |
| **E225-8** | 173.0 | 2.240/56.9 | 1.875/47.6 | .745/18.9 | 1.140/29.0 | .745/18.9 | 1.500/38.1 | 11.5 | 3.58 | 40.8 | 2.78 |
| E225-18 | 255.0 | | | | | | | | | | |
| **E225-26** | 350.0 | | | | | | | | | | |
| E225-28 | 139.0 | | | | | | | | | | |
| E225-33 | 169.0 | | | | | | | | | | |
| **E225-40** | 303.0 | | | | | | | | | | |
| **E225-52** | 342.0 | | | | | | | | | | |
| Bobbin: **PB225** | | Equivalent to US LAM: EI-75 | | | | | | | | | |
| E305-2 | 75.0 | 3.051/77.5 | 3.051/77.5 | .933/23.7 | 2.118/53.8 | .933/23.7 | 2.118/53.8 | 18.5 | 5.62 | 104 | 8.10 |
| E305-8 | 149.0 | | | | | | | | | | |
| E305-18 | 222.0 | | | | | | | | | | |
| **E305-26** | 287.0 | | | | | | | | | | |
| E305-28 | 124.0 | | | | | | | | | | |
| E305-33 | 150.0 | | | | | | | | | | |
| **E305-40** | 255.0 | | | | | | | | | | |
| **E305-52** | 287.0 | | | | | | | | | | |
| Bobbin: **PB305** | | | | | | | | | | | |
| **E305-26A** | 382.0 | 3.051/77.5 | 3.051/77.5 | 1.244/31.6 | 2.118/53.8 | .933/23.7 | 2.118/53.8 | 18.5 | 7.49 | 139 | 8.10 |
| E305-28A | 165.0 | | | | | | | | | | |
| E305-33A | 200.0 | | | | | | | | | | |
| **E305-40A** | 339.0 | | | | | | | | | | |
| **E305-52A** | 382.0 | | | | | | | | | | |
| Bobbin: **PB305A** | | | | | | | | | | | |
| **E450-26** | 550.0 | 4.500/114 | 3.636/92.4 | 1.375/34.9 | 2.250/57.2 | 1.375/34.9 | 3.120/79.3 | 22.9 | 12.2 | 280 | 12.7 |
| E450-28 | 235.0 | | | | | | | | | | |
| E450-33 | 286.0 | | | | | | | | | | |
| **E450-40** | 500.0 | | | | | | | | | | |
| Bobbin: Not Available. | | Equivalent to US LAM: EI-30 | | | | | | | | | |
| **E450-8H** | 137.0 | 4.500/114 | 3.636/92.4 | .688/17.5 | 2.250/57.2 | 1.375/34.9 | 3.120/79.3 | 22.9 | 6.10 | 140 | 12.7 |
| E450-18H | 195.0 | | | | | | | | | | |
| **E450-52H** | 218.0 | | | | | | | | | | |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COLOR CODE
- 18 Green/Red
- 26 Yellow/White
- 40 Green/Yellow
- 52 Green/Blue




TYPICAL PART NO.

**EM 168 - 26 A / G 015**

"A" dimension in 100th inches
Micrometals Mix No.
Letter Indicates Alternate "C" dimension
Indicates Center-leg gap per half in 1000th inches

EM CORES ORDERED PER HALF

| MICROMETALS Part No. | A nH/N² | A in/mm | B in/mm | C in/mm | D in/mm | H(dia.) in/mm | G in/mm | MAGNETIC DIMENSIONS $l$ cm | A cm² | V cm³ | W cm² |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **EM145-18** | 95.0 | 1.455/37.0 | 1.370/34.8 | .425/10.8 | .950/24.1 | .425/10.8 | 1.035/26.3 | 8.50 | .915 | 9.28 | 1.84 |
| **EM145-26** | 125.0 | | | | | | | | | | |
| EM145-40 | 105.0 | | | | | | | | | | |
| **EM145-52** | 125.0 | | | | | | | | | | |
| **EM168-18** | 120.0 | 1.685/42.8 | 1.660/42.2 | .590/15.0 | 1.210/30.7 | .585/14.9 | 1.210/30.7 | 10.4 | 1.56 | 17.7 | 2.87 |
| **EM168-26** | 159.0 | | | | | | | | | | |
| EM168-40 | 135.0 | | | | | | | | | | |
| EM168-52 | 159.0 | | | | | | | | | | |
| EM168-26/GO15 | 119.0 | | | | | | | | | | |
| EM168-40/GO15 | 101.0 | | | | | | | | | | |
| EM168-52/GO15 | 119.0 | | | | | | | | | | |
| Gapped EM168 with center gap .030 in./.76mm per set | | | | | | | | | | | |
| **EM220-26** | 230.0 | 2.210/56.1 | 2.180/55.4 | .820/20.8 | 1.510/38.3 | .780/19.8 | 1.520/38.6 | 13.2 | 2.90 | 45.0 | 4.09 |
| **EM220-40** | 196.0 | | | | | | | | | | |
| EM220-52 | 230.0 | | | | | | | | | | |
| EM220-26/GO20 | 173.0 | | | | | | | | | | |
| **EM220-40/GO20** | 143.0 | | | | | | | | | | |
| EM220-52/GO20 | 173.0 | | | | | | | | | | |
| Gapped EM220 with center gap .040 in./1.02mm per set | | | | | | | | | | | |

The EM-Cores are modified versions of the standard E-Cores listed on pages 11-13. It is possible to modify most of the standard E-cores to the EM configuration. The EM145 size core is similar to the ETD 34.

MICROMETALS does not have bobbins available for the EM-Cores.

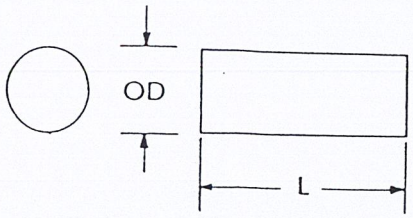
Refer to pages 35-36 for information on the effects of gapping iron powder E-Cores.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# PLAIN CORES

Core diameters are standard with variations from listed core lengths possible upon request.




TYPICAL PART NO.

**P 16 32 - 1 40**

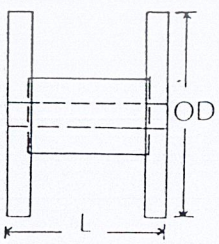
- OD in 64th inches
- Length in 32nd inches
- Code area for other characteristics
- Micrometals Mix No.

| TOLERANCES | |
|---|---|
| Length | OD |
| L≤ 1.25 + .015 | + .000/-.005 |
| L> 1.25 + .015 | + .000/-.005 |

**Note:** For information on Mix 1, 3, 4, 6, 7, 10, 12, 15, 17, 42, and 0 see Micrometals Catalog 3 for RF Applications

| MICROMETALS Part No. | $A_L$* nH/N² | OD in/mm | Length in/mm |
|---|---|---|---|
| **P1224-140** | 12.5 | .190/4.83 | .750/19.1 |
| **P1624-140** | 16.0 | .250/6.35 | .750/19.1 |
| **P1632-140** | 16.0 | .250/6.35 | 1.000/25.4 |
| **P1638-140** | 15.5 | .250/6.35 | 1.187/30.1 |
| **P1640-240** | 15.0 | .255/6.48 | 1.250/31.8 |
| P1648-240 | 14.5 | .255/6.48 | 1.500/38.1 |
| P1656-240 | 14.0 | .255/6.48 | 1.750/44.5 |
| **P2032-240** | 20.0 | .313/7.95 | 1.000/25.4 |
| **P2040-240** | 20.0 | .313/7.95 | 1.250/31.8 |
| P2060-240 | 18.0 | .313/7.95 | 1.875/47.6 |
| **P2432-240** | 25.5 | .375/9.53 | 1.000/25.4 |
| **P2440-240** | 26.5 | .375/9.53 | 1.250/31.8 |
| **P2448-240** | 25.0 | .375/9.53 | 1.500/38.1 |
| P2456-240 | 22.5 | .375/9.53 | 1.750/44.5 |
| P3232-140 | 30.0 | .500/12.7 | 1.000/25.4 |
| P3240-140 | 34.5 | .500/12.7 | 1.250/31.8 |
| **P3248-140** | 33.0 | .500/12.7 | 1.500/38.1 |
| **P3256-140** | 32.0 | .500/12.7 | 1.750/44.5 |
| **P3264-140** | 31.0 | .500/12.7 | 2.000/50.8 |
| **P4040-140** | 37.5 | .625/15.9 | 1.250/31.8 |
| **P4048-140** | 41.5 | .625/15.9 | 1.500/38.1 |
| **P4848-140** | 45.0 | .750/19.1 | 1.500/38.1 |
| **P4876-140** | 49.5 | .750/19.1 | 2.375/60.3 |

# BOBBIN ASSEMBLES




Various bobbins can be assembled from the Hollow Cores and discs shown on the following page. These bobbin assemblies provide and alternative shape for high current choke applications which can tolerate some electro-magnetic radiation. This configuration can be especially effective for high power speaker crossover coils.

Typical assembles are illustrated. This configuration is not available assembled. Order 2 Discs per 1 Hollow core as required.

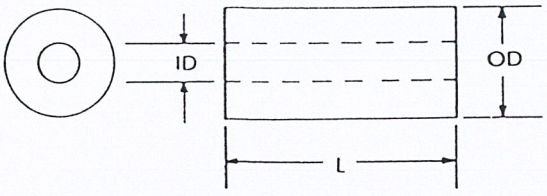
| DISC Part No. | HOLLOW Core Part No. | $A_L$* nH/N² | OD in/mm | L in/mm | Window cm² |
|---|---|---|---|---|---|
| D45-1040 | H811-1140 | 85 | 1.420/36.1 | 0.937/23.8 | 1.84 |
| D45-1040 | H817-1140 | 60 | 1.420/36.1 | 1.312/33.3 | 2.95 |
| D59-1040 | H1015-1040 | 100 | 1.845/46.9 | 1.250/31.8 | 3.43 |
| D59-1040 | H1021-1040 | 80 | 1.845/46.9 | 1.625/41.3 | 4.90 |
| D80-2040 | H1217-1040 | 130 | 2.500/63.5 | 1.375/34.9 | 5.66 |
| D80-2040 | H1225-1040 | 95 | 2.500/63.5 | 1.875/47.6 | 8.39 |

* $A_L$ value listed is approximate and is for indication only

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# HOLLOW CORES

Core outside and inside diameters listed are standard with variations in length possible upon request.




TYPICAL PART NO.

**H 10 20 - 10 40**

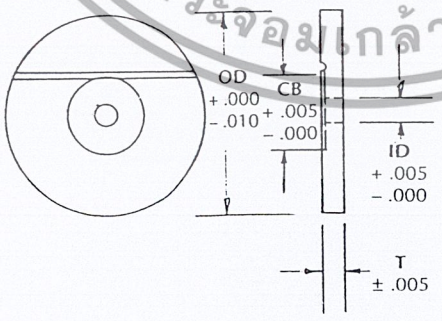
- OD in 16th inches
- Length in 16th inches
- Code area for other characteristics
- Micrometals Mix No.

| TOLERANCES | | |
|---|---|---|
| OD | ID | Length |
| + .000 | + .005 | L ≤ .75 ± .010 |
| | | .75 < L ≤ 1.25 ± .015 |
| - .005 | - .000 | L>1.25 ± .020 |

| MICROMETALS Part No. | OD in/mm | ID in/mm | Length in/mm |
|---|---|---|---|
| **H512-1026** | .312/7.95 | .137/3.48 | .750/19.1 |
| H610-1052 | .375/9.53 | .125/3.18 | .625/15.9 |
| H616-1040 | .375/9.53 | .125/3.18 | 1.000/25.4 |
| **H811-1140** | .500/12.7 | .172/4.37 | .688/17.5 |
| **H817-1140** | .500/12.7 | .172/4.37 | 1.064/27.0 |
| H822-1140 | .500/12.7 | .172/4.37 | 1.375/34.9 |
| H1014-1040 | .625/15.9 | .219/5.56 | .900/22.9 |
| **H1015-1040** | .625/15.9 | .219/5.56 | .955/24.3 |
| H1020-1040 | .625/15.9 | .219/5.56 | 1.250/31.8 |
| **H1021-1040** | .625/15.9 | .219/5.56 | 1.330/33.8 |
| **H1217-1040** | .750/19.1 | .260/6.60 | 1.080/27.4 |
| **H1224-1033** | .750/19.1 | .260/6.60 | 1.500/38.1 |
| H1224-1040 | .750/19.1 | .260/6.60 | 1.500/38.1 |
| **H1225-1040** | .750/19.1 | .260/6.60 | 1.580/40.1 |
| H1616-1040 | 1.000/25.4 | .250/6.35 | 1.000/25.4 |

# DISCS

Variations in T are available upon request.




TYPICAL PART NO.

**D 59 - 10 40**

- OD in 32nd inches
- Code area for other characteristics
- Micrometals Mix No.

| MICROMETALS Part No. | OD in/mm | CB in/mm | ID in/mm | T in/mm |
|---|---|---|---|---|
| D45-1040 | 1.420/36.1 | .498/12.6 | .172/4.37 | .156/3.96 |
| D59-1040 | 1.845/46.9 | .635/16.1 | 1.88/4.78 | .187/4.75 |
| D80-2040 | 2.500/63.5 | .755/19.2 | .255/6.48 | .187/4.75 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# MAGNETIC CHARACTERISTICS

## INTRODUCTION TO MAGNETIC CHARACTERISTICS

**General Information:** The magnetic characteristics shown on pages 17-23 result from testing toroidal cores. The magnetization curves on pages 17 and 18 have a typical tolerance of ±10%. Other configurations such as E-Cores and U-Cores will produce slightly different results due to the affects of leakage associated with the geometry.

These characteristics were measured at room temperature. The temperature coefficient of initial permeability for each material is listed on page 2. The temperature coefficient of percent permeability versus both DC magnetizing force and peak AC flux density ranges from -100 to -400 ppm/°C. The combination of these coefficients will generally result in higher inductance at high temperature even under biased conditions.

The percent change in permeability is directly proportional to the percent change in $A_L$ value. The cores are manufactured to the $A_L$ value rather than to the referenced permeability.

Since iron powder cores are normally used in inductor applications the magnetization curves provided are in relation to permeability. Standard B-H curves are available upon request.

**DC Magnetization:** The curves at the bottom of this page illustrate the effect of DC Magnetizing force of percent initial permeability for the materials shown. As the level of DC magnetizing force increases, the materials gradually experience a reduction in permeability. This "soft" saturation characteristic results from the distributed air-gap in the iron powder core materials.

The formula in the body of the graph is used to calculate the DC Magnetizing Force in oersteds. The mean magnetic path ($\ell$) for each core is included in the part number listing.

These curves are based on a peak AC flux density of 10 gauss (1 mT). The response to DC magnetizing force is affected by the level of peak AC flux density present.

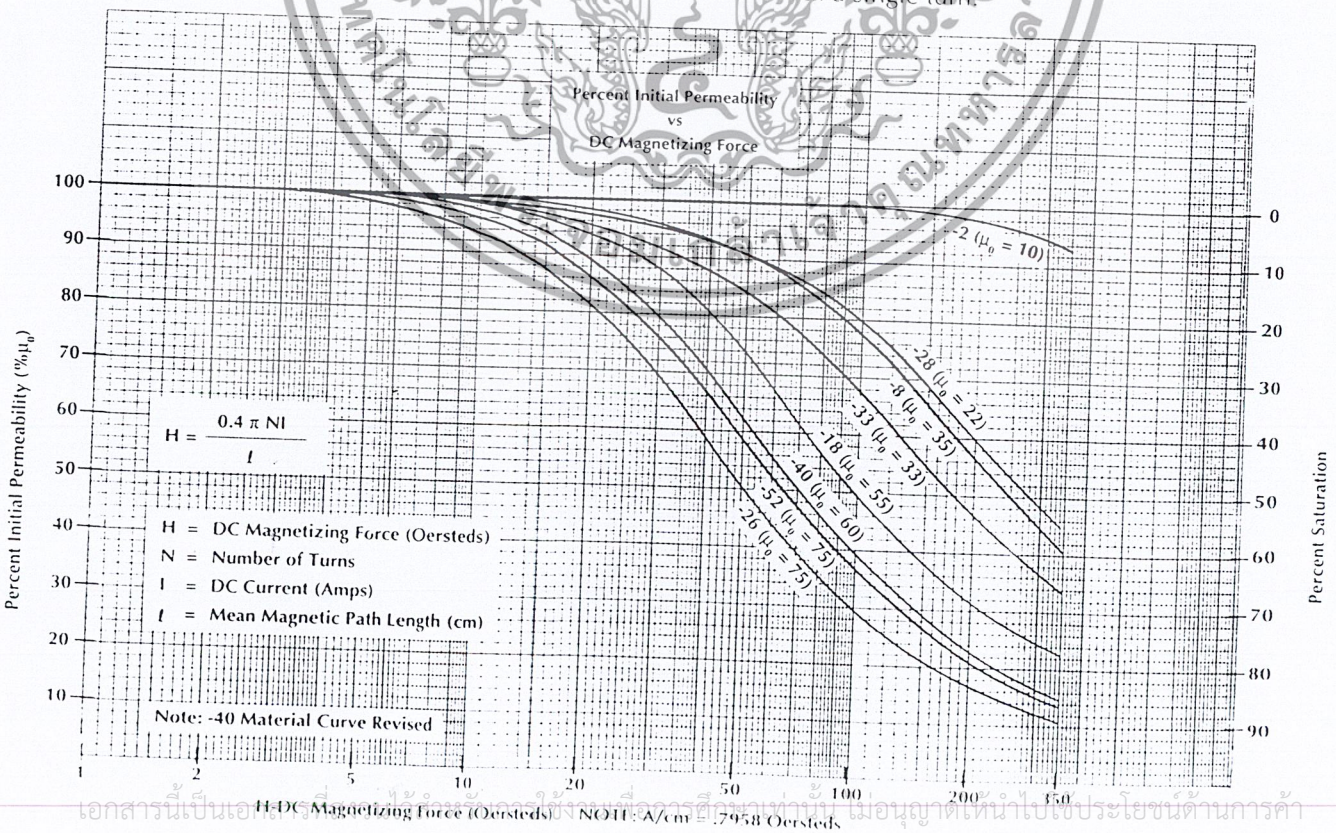
**AC Magnetization:** The curves at the top of page 18 illustrate the affect of Peak AC Flux Density on percent initial permeability. As the level of peak AC flux density increases, the materials experience an increase in permeability up to an AC flux density of between 3000 and 6000 gauss. Beyond this level, the material begins to saturate. These curves are the result of tests performed from 60 Hz to 10 KHz.

The formula in the body of the graph is used to calculate the peak AC flux density in gauss. The Cross-Sectional Area (A) for each core is included in the part number listing.

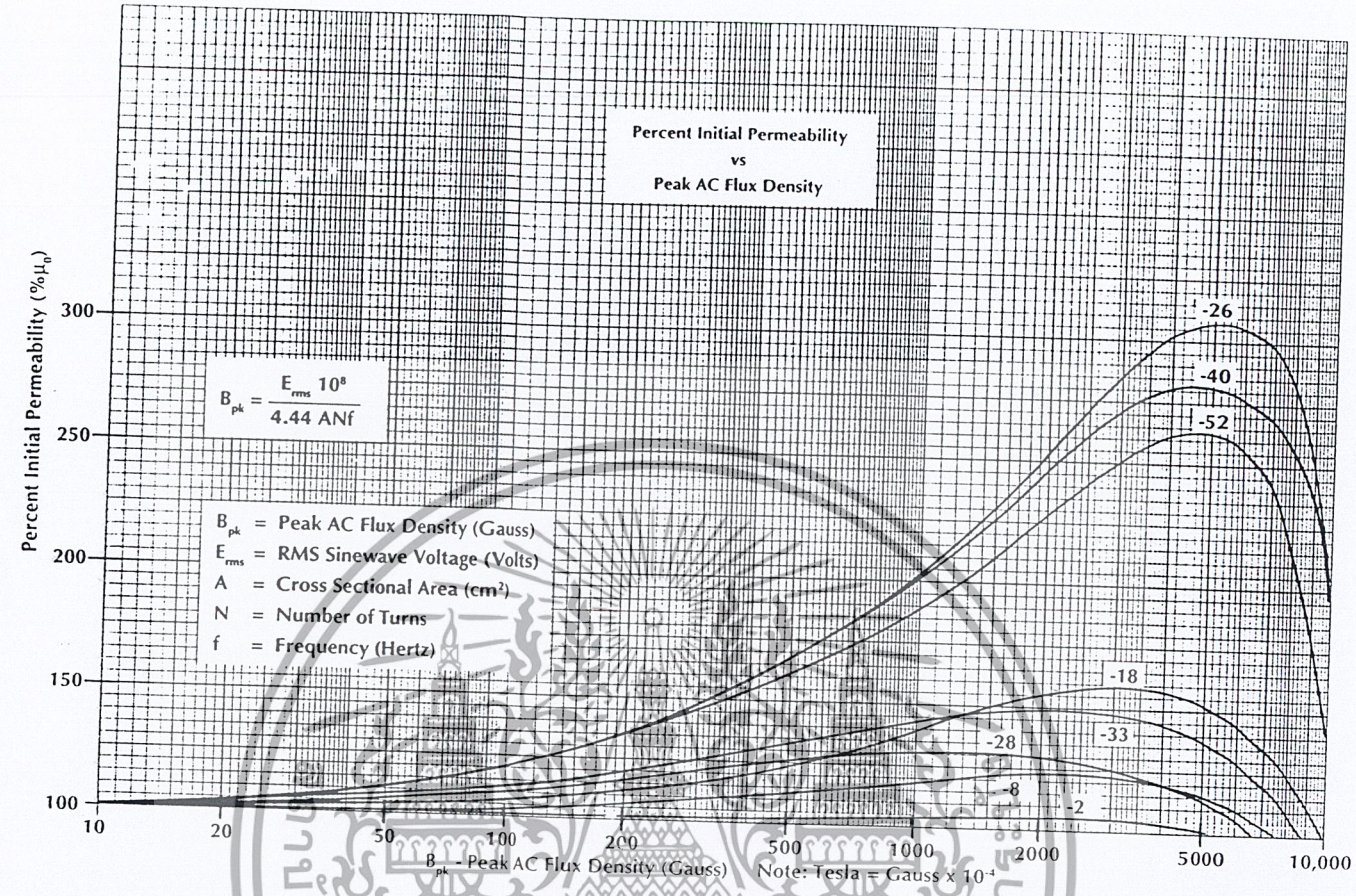
The $A_L$ values listed are based on a peak AC flux density of 10 gauss (1 mT). Testing cores at a higher flux density can have a significant affect on measured results.

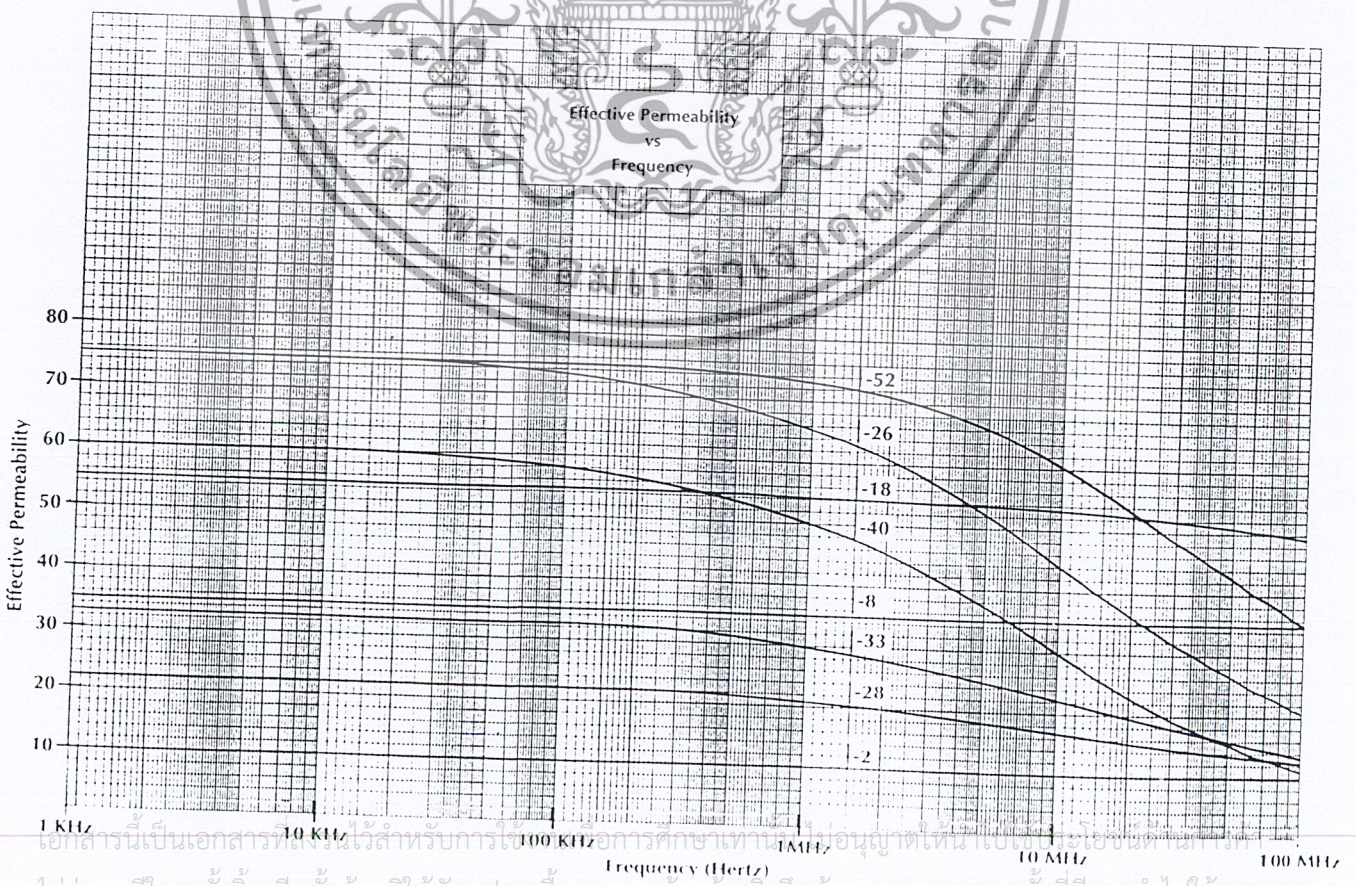
**Frequency Response:** The curves at the bottom of page 18 show how the permeability of each material is affected by frequency.

A typical coil wound with multiple turns will have a measurable amount of interwinding capacitance which acts in parallel with the coil. This interwinding capacitance will cause the coil to become self-resonant. In order to avoid this affect, the data at the highest frequencies was taken with a single turn.




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# CORE LOSS

Core losses are a result of an alternating magnetic field in a core material. The loss generated for a given material is a function of operating frequency and total flux swing (ΔB). The core losses are due to hysteresis, eddy current and residual losses in the core material.

Core loss curves as well as loss comparison tables for each material are shown on pages 20-23. This information results from sinewave core loss measurement made on a Clarke-Hesse Wattmeter. These curves have a typical tolerance of ±15%. The core loss in milliwatts per cubic centimeter (mW/cm³) as a function of peak AC flux density in gauss is shown for various frequencies.

The formula to calculate peak AC flux density for an alternating signal based on the average voltage per half-cycle in SI units is:

$$B_{pk} = \frac{E_{avg}}{4\,A\,N\,f}$$

Where: $B_{pk}$ Peak AC flux density (Tesla)
$E_{avg}$ Average AC voltage per half-cycle (Volts)
A Cross-sectional area (m²)
N Number of turns
f Frequency (Hertz)

in cgs units, the following formula is commonly used for a sinewave signal with voltage in rms:

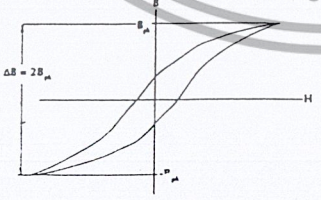
$$B_{pk} = \frac{E_{rms}\,10^8}{4.44\,A\,N\,f}$$

Where: $B_{pk}$ Peak AC flux density (Tesla)
$E_{rms}$ RMS AC voltage (Volts)
A Cross-sectional area (m²)
N Number of turns
f Frequency (Hertz)

The factor of $10^8$ is due to the $B_{pk}$ conversion from Tesla to Gauss (1 Tesla = $10^4$ Gauss) and the A conversion from m² to cm² ($m^2 = 10^4\ cm^2$). The change in constant from 4 to 4.44 is due to the form factor of a sinewave. Since the form factor is equal to the rms value divided by the average value for a half-cycle, the form factor for a sinewave is 1.11 ($\pi/(2\sqrt{2})$). The form factor for a square wave is 1.00.

This formula is useful in determining the core loss in sinewave applications such as 60 Hz differential-mode line filter inductors, resonant inductors in power supplies, and for the fundamental line frequency signal in power factor correction chokes.

Under this condition, the core experiences a total peak to peak AC flux density swing (ΔB) that is twice the value of peak AC flux density ($B_{pk}$) calculated with the above formulas as illustrated:



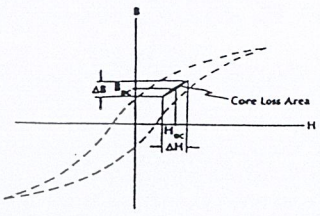

For inductor applications where the total losses are dominated by core loss rather than copper loss, an overall improvement in performance can be achieved by using a lower permeability core material. This is commonly the case in high frequency resonant inductors.

By utilizing a lower permeability core material (such as -2 Material μ = 10), additional turns will be needed to achieve the required inductance. While additional turns will increase the winding losses, it will reduce the operating AC flux density. Since the core loss varies approximately squared with AC flux density, a 40% increase in turns will produce about 1/2 the core loss. The -2 Material should be considered for most resonant inductor applications.

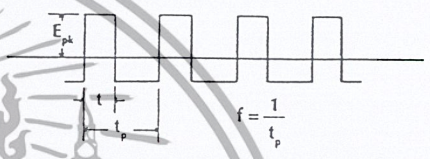
One of the most common applications for iron powder cores in switching power cores in switching power supplies is DC output chokes. In this application, the coil is biased with DC current along with a smaller percentage of ripple current which results from a squarewave voltage. The DC current generates a DC flux density and the squarewave voltage produces an alternating (AC) flux density.

Biasing a magnetic material with DC current will shift the minor alternating BH loop but will not have a noticeable affect on the core loss. It is only the alternating flux density (ΔB) that generates core loss. This condition is illustrated:

Core loss measurements made at the same frequency and total flux density swing (ΔB) produce only slightly higher core loss for squarewaves than for sinewaves.




The following diagram describes a typical squarewave voltage across an inductor in a switching power supply:




Since the volt-seconds (Et) during the "on" and "off" portion of a period must be equal in the steady state, the peak to peak flux density for a squarewave which is not necessarily symmetric is described by the following formula in cgs units:

$$\Delta B = \frac{E_{pk}\,t\,10^8}{A\,N}$$

Where: $\Delta B$ Peak to Peak flux density (Gauss)
$E_{pk}$ Peak voltage across coil during "t" (volts)
t Time of applied voltage (seconds)
A Cross-sectional area (cm²)
N Number of turns

In unipolar applications such as flybacks, the above formulas which describe the total peak to peak flux density need to be used to verify operation within the maximum flux density limit of the core material to avoid magnetic saturation.

However, since it is industry practice to show core loss as a function of peak AC flux density with symmetrical operation about zero, the core loss curves provided assume $B_{pk} = \Delta B/2$. Therefore, core loss is determined from the graphs by using one-half of the peak to peak flux density at the frequency of the total period where f = 1/tp:

The following formulas should be used to calculate the value of peak flux density used to determine core loss from the graphs on pages 20-23.
In cgs units:

$$B_{pk} = \frac{E_{pk}\,t\,10^8}{2\,A\,N} = \frac{L\,\Delta I\,10^8}{2\,A\,N}$$

Where:
$B_{pk}$ Peak AC flux density (Gauss)
$E_{pk}$ Peak voltage across coil during "t" (volts)
t Time of applies voltage (seconds)
L Inductance (Henries)
ΔI Peak to peak ripple current (amps)
A Cross-sectional area (cm²)
N Number of turns

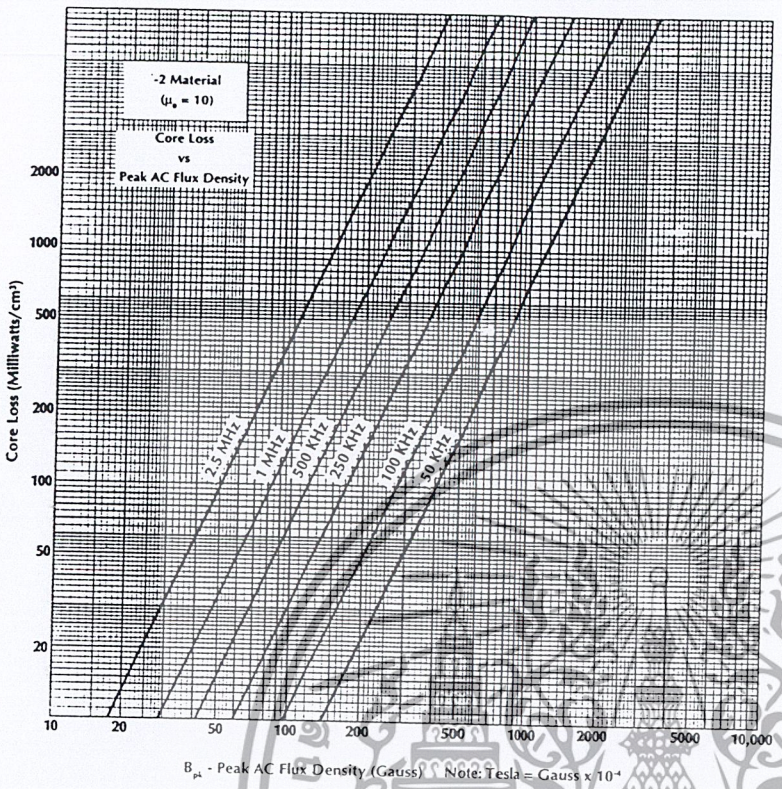
These formulas are useful in determining the high frequency core loss in iron powder cores for DC output chokes, continuous-mode flybacks, and power factor correction chokes. As an additional aid, the core loss curves on pages 20-23 include LI/N (volt-microsecond per turn) ratings for various core sizes at 50, 100, 250, and 500 kHz repetition rate for a 15°C temperature rise.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## -2 Material

$\mu$ = 10

Relative Cost = 2.3




**Typical Applications:** Resonant AC inductors from 10 kHz to 10 MHz. The low permeability of this material will result in a lower operating flux density than other materials.

Core Loss = $8.86 \times 10^{-10}$ $f^{1.14}$ $B^{2.19}$
(mW/cm³) (Hz) (Gauss)

| Core Loss Comparison: | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Freq. (Hz) @ $B_{\mu s}$ (ga) | 60 5000 | 1K 1500 | 10K 500 | 50K 225 | 100K 140 | 500K 50 |
| Core Loss (mW/cm³) | - | - | - | 29 | 23 | 15 |

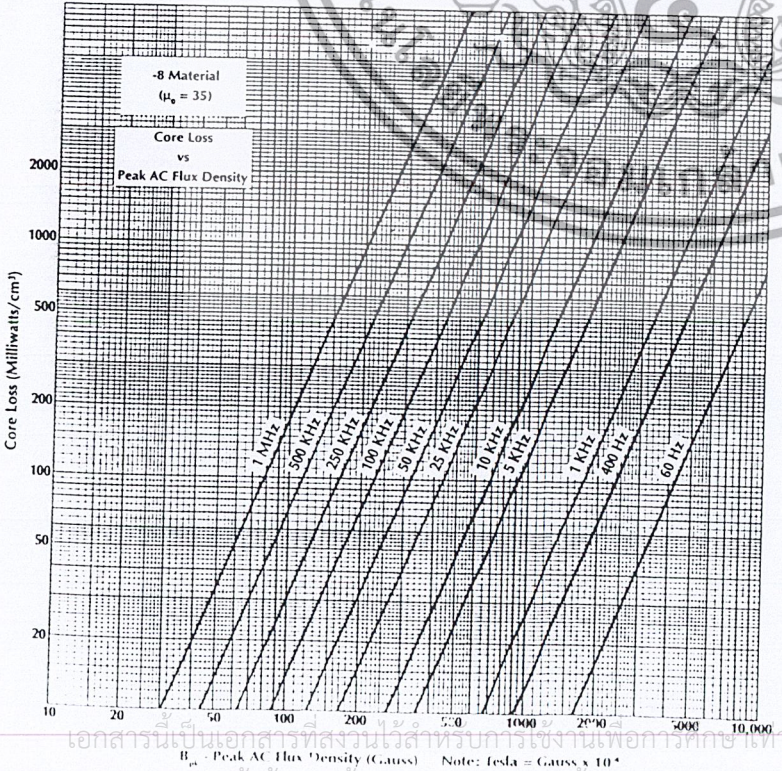
$E_{rms}$/N (rms voltage per turn) Ratings for 15°C rise due to core loss.

| Part No. \ Freq. | 100 KHz | 250 KHz | 500KHz | 1MHz |
|---|---|---|---|---|
| T37 | .25 | .39 | .54 | .75 |
| T50 | .38 | .58 | .82 | 1.2 |
| T68 | .54 | .84 | 1.2 | 1.6 |
| T80 | .66 | 1.0 | 1.4 | 2.0 |
| T94 | .91 | 1.4 | 2.0 | 2.7 |
| T106 | 1.4 | 2.2 | 3.1 | 4.3 |
| T130 | 1.5 | 2.4 | 3.3 | 4.6 |
| T157 | 2.1 | 3.3 | 4.5 | 6.2 |
| T184 | 3.2 | 5.0 | 7.0 | 9.6 |
| T400 | 5.4 | 8.4 | 12 | 16 |
| E49 | .33 | .51 | .71 | 1.1 |
| E100 | .97 | 1.5 | 2.1 | 2.9 |
| E137 | 1.7 | 2.7 | 3.7 | 5.2 |
| E168 | 2.9 | 4.5 | 6.3 | 8.6 |
| E220 | 4.7 | 7.3 | 10 | 14 |
| E305 | 6.9 | 11 | 15 | 20 |

## -8 Material

$\mu$ = 35

Relative Cost = 4.0




**Typical Applications:** DC output chokes and power factor correction chokes from 50 kHz to 5MHz. This matertial has low core loss and good linearity with high bias are required.

Core Loss = $4.28 \times 10^{-10}$ $f^{1.13}$ $B^{2.41}$
(mW/cm³) (Hz) (Gauss)

| Core Loss Comparison: | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Freq. (Hz) @ $B_{\mu s}$ (ga) | 60 5000 | 1K 1500 | 10K 500 | 50K 225 | 100K 140 | 500K 50 |
| Core Loss (mW/cm³) | 150 | 70 | 47 | 41 | 31 | 14 |

E t/N (Volt-Microsecond per turn) Ratings for 15°C rise due to core loss.

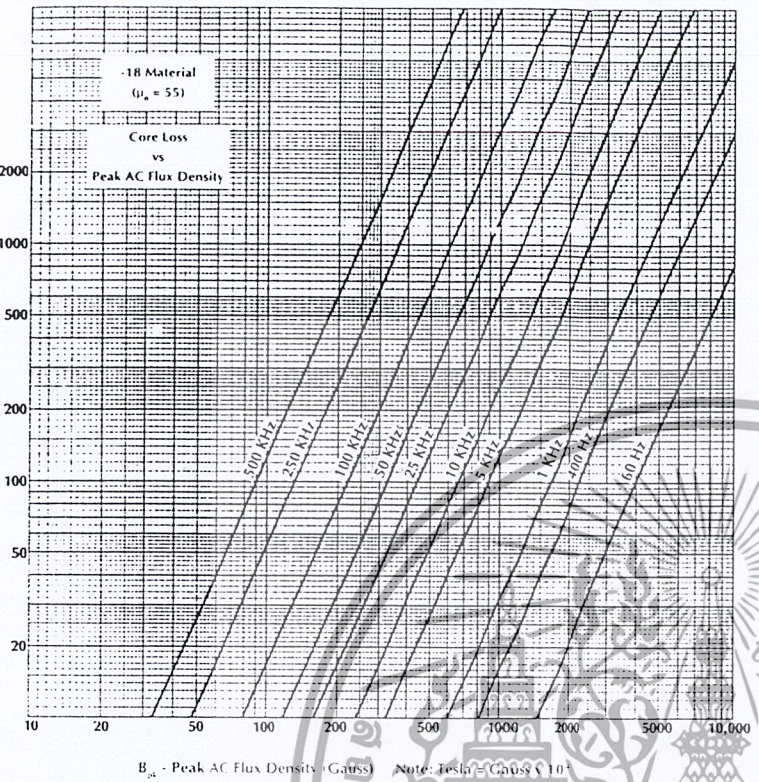
| Part No. \ Freq. | 50 KHz | 100 KHz | 250 KHz | 500 KHz |
|---|---|---|---|---|
| T37 | .90 | .64 | .46 | .32 |
| T50 | 1.4 | .99 | .71 | .49 |
| T68 | 2.0 | 1.4 | 1.0 | .71 |
| T80 | 2.4 | 1.7 | 1.2 | .87 |
| T94 | 3.4 | 2.4 | 1.7 | 1.2 |
| T106 | 5.5 | 3.9 | 2.8 | 2.0 |
| T130 | 5.9 | 4.1 | 2.9 | 2.1 |
| T157 | 8.1 | 5.7 | 4.1 | 2.9 |
| T184 | 13 | 8.9 | 6.4 | 4.5 |
| T400 | 21 | 15 | 11 | 7.6 |
| E49 | 1.2 | .86 | .62 | .43 |
| E100 | 3.7 | 2.6 | 1.9 | 1.3 |
| E137 | 6.7 | 4.8 | 3.4 | 2.4 |
| E168 | 11 | 8.1 | 5.8 | 4.1 |
| E220 | 19 | 13 | 9.6 | 6.7 |
| E305 | 28 | 19 | 14 | 9.7 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# CORE LOSS

## -18 Material

$\mu$ = 55 Relative Cost = 2.8




**Typical Applications:** DC output chokes and power factor correction chokes from 50 KHz to 1 MHz. This material has low core loss similar to -8 Material with higher permeability.

Core Loss = 6.44 x $10^{-10}$ $f^{1.38}$ $B^{2.47}$
(mW/cm³) (Hz) (Gauss)

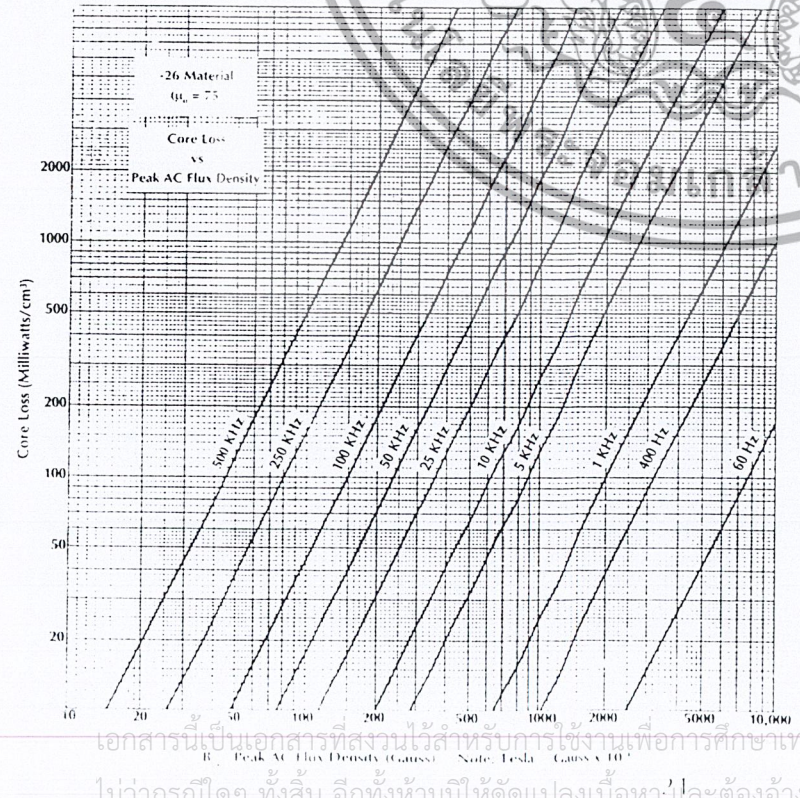
| Core Loss Comparison: | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Freq. (Hz) @ $B_{pk}$ (gauss) | 60 500 | 1K 500 | 10K 500 | 50K 225 | 100K 145 | 500K 50 |
| Core Loss (mW/cm³) | 168 | 80 | 53 | 43 | 36 | 26 |

E t/N (Volt-Microsecond per turn) Ratings
for 15°C rise due to core loss.

| Part No. \ Freq. | 50 KHz | 100 KHz | 250 KHz | 500 KHz |
|---|---|---|---|---|
| T37 | .95 | .65 | .38 | .27 |
| T50 | 1.5 | 1.1 | .59 | .41 |
| T68 | 2.1 | 1.4 | .85 | .58 |
| T80 | 2.5 | 1.7 | 1.0 | .71 |
| T94 | 3.6 | 2.4 | 1.4 | 1.0 |
| T106 | 5.6 | 3.8 | 2.3 | 1.6 |
| T130 | 5.9 | 4.1 | 2.4 | 1.7 |
| T157 | 8.2 | 5.6 | 3.4 | 2.3 |
| T184 | 12 | 8.2 | 5.2 | 3.6 |
| T400 | 27 | 15 | 8.7 | 6.0 |
| E49 | 1.3 | .87 | .52 | .36 |
| E100 | 3.7 | 2.6 | 1.5 | 1.0 |
| E137 | 6.4 | 4.6 | 2.8 | 1.9 |
| E168 | 9.4 | 6.8 | 4.7 | 3.2 |
| E220/3 | 14 | 10 | 7.6 | 5.3 |
| E305 | 21 | 18 | 11 | 7.5 |

## -26 Material

$\mu$ = 75 Relative Cost = 1.2




**Typical Applications:** DC output chokes and power factor correction chokes upto 100 KHz. Light dimmer and other 60 Hz filter applications.

Core Loss = 6.94 x $10^{-10}$ $f^{1.}$ $B^{2.}$
(mW/cm³) (Hz) (Gauss)

| Core Loss Comparison: | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Freq. (Hz) @ $B_{pk}$ (gauss) | 60 5000 | 1K 500 | 10K 500 | 50K 225 | 100K 145 | 500K 50 |
| Core Loss (mW/cm³) | 42 | 56 | 65 | 90 | 95 | 124 |

E t/N (Volt-Microsecond per turn) Ratings
for 15°C rise due to core loss.

| Part No. \ Freq. | 50 KHz | 100 KHz | 250 KHz | 500 KHz |
|---|---|---|---|---|
| T37 | .77 | .49 | .26 | .16 |
| T50 | 1.2 | .73 | .40 | .22 |
| T68 | 1.6 | 1.0 | .56 | .31 |
| T80 | 2.0 | 1.2 | .68 | .38 |
| T94 | 2.8 | 1.7 | .93 | .52 |
| T106 | 4.3 | 2.7 | 1.4 | .82 |
| T130 | 4.5 | 2.8 | 1.5 | .87 |
| T157 | 6.2 | 3.9 | 2.1 | 1.2 |
| T184 | 9.3 | 5.9 | 3.2 | 1.8 |
| T400 | 21 | 9.8 | 5.3 | 3.0 |
| E49 | 1.0 | .63 | .34 | .19 |
| E100 | 2.9 | 1.8 | .98 | .55 |
| E137 | 4.9 | 3.2 | 1.7 | .96 |
| E168 | 7.2 | 4.5 | 2.5 | 1.4 |
| E220/3 | 11 | 7.1 | 3.8 | 2.1 |
| E305 | 16 | 10 | 5.5 | 3.0 |

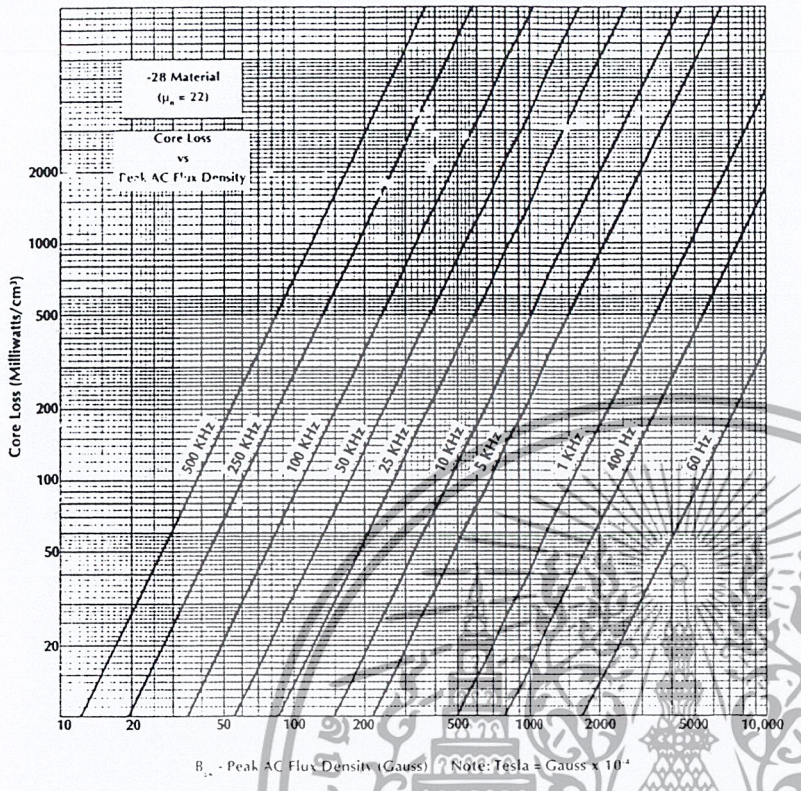
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# CORE LOSS

## -28 Material

$\mu = 22$ Relative Cost = 1.7

**Typical Applications:** DC output chokes and power factor correction chokes below 50 KHz requiring good linearity with high bias.




Core Loss = $2.16 \times 10^{-4}$ $f^{1.11}$ $B^{2.03}$
(mW/cm³) (Hz) (Gauss)

| Core Loss Comparison: | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Freq. (Hz) | 60 | 1K | 10K | 50K | 100K | 500K |
| @ $B_{ac}$ (ga) | 5000 | 1500 | 500 | 225 | 140 | 50 |
| Core Loss (mW/cm³) | 88 | 93 | 117 | 165 | 170 | 175 |

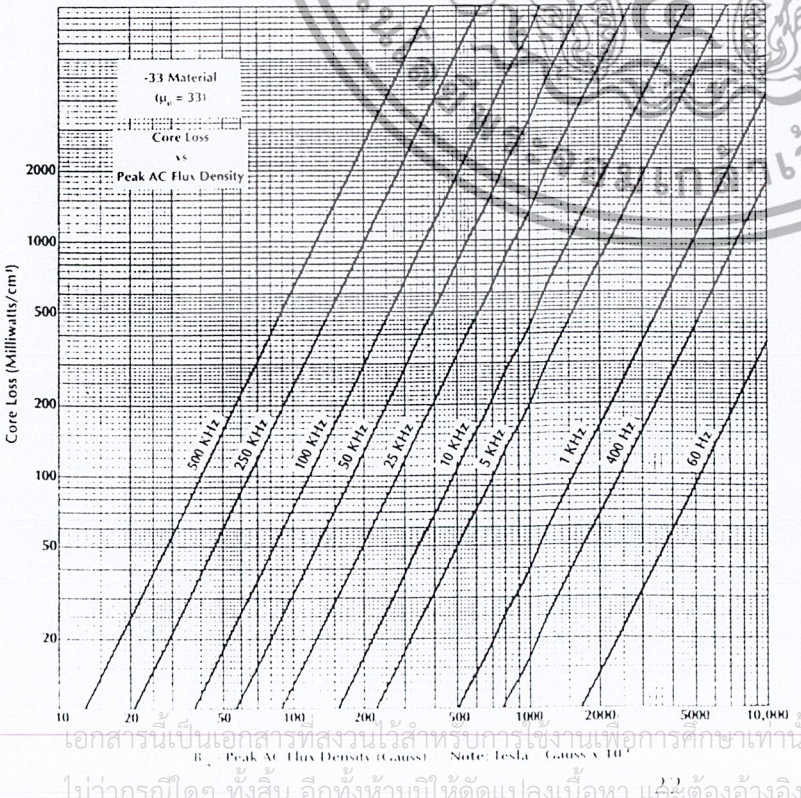
E t/N (Volt-Microsecond per turn) Ratings
for 15°C rise due to core loss.

| Part No. \ Freq. | 50 KHz | 100 KHz | 250KHz | 500KHz |
|---|---|---|---|---|
| T37 | | | | |
| T50 | | | | |
| T68 | | | | |
| T80 | | | | |
| T94 | | | | |
| T106 | 3.1 | 1.9 | 1.1 | .69 |
| T130 | 3.3 | 2.0 | 1.1 | .73 |
| T157 | 4.5 | 2.8 | 1.6 | 1.0 |
| T184 | 6.8 | 4.2 | 2.4 | 1.5 |
| T400 | 11 | 7.1 | 3.9 | 2.5 |
| E49 | | | | |
| E100 | 2.1 | 1.3 | .73 | .46 |
| E137 | 3.7 | 2.3 | 1.3 | .82 |
| E168 | 6.1 | 3.8 | 2.1 | 1.3 |
| E220 | 9.6 | 6.0 | 3.4 | 2.2 |
| E305 | 14 | 8.7 | 4.8 | 3.1 |

## -33 Material

$\mu = 33$ Relative Cost = 1.6

**Typical Applications:** DC output chokes and power factor correction chokes below 50 KHz. This is an inexpensive alternative to -8 Material where low core loss at high frequency is not required.




Core Loss = $2.49 \times 10^{-4}$ $f^{1.20}$ $B^{2.02}$
(mW/cm³) (Hz) (Gauss)

| Core Loss Comparison: | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Freq. (Hz) | 60 | 1K | 10K | 50K | 100K | 500K |
| @ $B_{ac}$ (ga) | 5000 | 1500 | 500 | 225 | 140 | 50 |
| Core Loss (mW/cm³) | 90 | 90 | 105 | 135 | 145 | 155 |

E t/N (Volt-Microsecond per turn) Ratings
for 15°C rise due to core loss.

| Part No. \ Freq. | 50 KHz | 100 KHz | 250KHz | 500KHz |
|---|---|---|---|---|
| T37 | | | | |
| T50 | | | | |
| T68 | | | | |
| T80 | | | | |
| T94 | | | | |
| T106 | 3.2 | 2.1 | 1.2 | .73 |
| T130 | 3.4 | 2.2 | 1.2 | .77 |
| T157 | 4.7 | 3.0 | 1.7 | 1.0 |
| T184 | 7.0 | 4.6 | 2.5 | 1.6 |
| T400 | 12 | 7.8 | 4.3 | 2.6 |
| E49 | | | | |
| E100 | 2.2 | 1.4 | .79 | .49 |
| E137 | 3.8 | 2.5 | 1.4 | .85 |
| E168 | 6.3 | 4.1 | 2.3 | 1.4 |
| E220 | 9.9 | 6.6 | 3.6 | 2.2 |
| E305 | 14 | 9.1 | 5.0 | 3.1 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

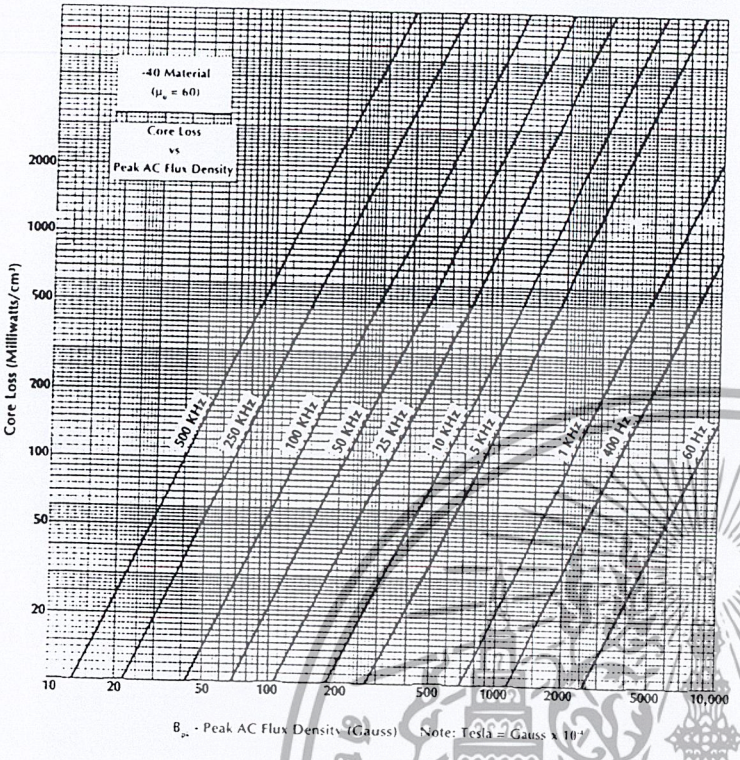
# CORE LOSS

## -40 Material

$\mu$ = 60

Relative Cost = 1.0

**Typical Applications:** Light dimmer and other 60 Hz filter applications. DC output chokes and power factor correction chokes below 100 KHz. The least expensive material.




Core Loss = 5.97 x $10^{-5}$ $f^{1.46}$ $B^{2.70}$
(mW/cm³) (Hz) (Gauss)

| Core Loss Comparison: | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Freq (Hz) @ $B_{pk}$ (G) | 60 @ 5,000 | 1K | 10K @ 500 | 50K @ 225 | 100K @ 140 | 300K @ 50 |
| Core Loss (mW/cm³) | 49 | 50 | 78 | 112 | 125 | 155 |

E t/N (Volt-Microsecond per turn) Ratings for 15°C rise due to core loss.

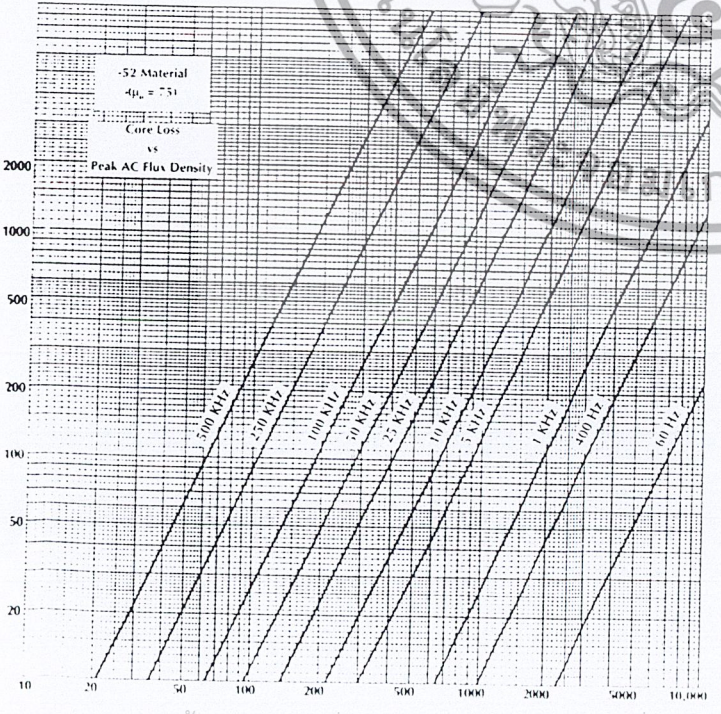
| Part No. \ Freq | 50 KHz | 100 KHz | 250 KHz | 500 KHz |
|---|---|---|---|---|
| T37 | [illegible] | .45 | .22 | .13 |
| T50 | [illegible] | .68 | .34 | .20 |
| T68 | [illegible] | .96 | .47 | .28 |
| T80 | [illegible] | 1.1 | .57 | .34 |
| T94 | [illegible] | 1.5 | .79 | .47 |
| T106 | [illegible] | 2.3 | 1.2 | .74 |
| T130 | [illegible] | 2.5 | 1.3 | [illegible] |
| T157 | [illegible] | 3.4 | 1.7 | 1.0 |
| T200 | [illegible] | 5.2 | 2.7 | 1.6 |
| T300 | [illegible] | 8.7 | 4.4 | 2.6 |
| T400 | [illegible] | [illegible] | 5.6 | 3.4 |
| T500 | [illegible] | 10 | 5.3 | 3.2 |
| T520 | [illegible] | 2.8 | 1.5 | .85 |
| T600 | [illegible] | 4.6 | 2.4 | 1.4 |
| T650 | [illegible] | 7.1 | 3.8 | 2.3 |
| T825 | [illegible] | 11 | 5.5 | 3.3 |

## -52 Material

$\mu$ = 75

Relative Cost = 1.4

**Typical Applications:** DC output chokes and power factor correction chokes from 10 KHz to 500 KHz. Lower core loss at high frequencies than -26 Material.




Core Loss = 9.07 x $10^{-5}$ $f^{1.46}$ $B^{2.70}$
(mW/cm³) (Hz) (Gauss)

| Core Loss Comparison: | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Freq (Hz) @ $B_{pk}$ (G) | 60 @ 5,000 | 1K | 10K @ 500 | 50K @ 225 | 100K @ 140 | 300K @ 50 |
| Core Loss (mW/cm³) | 52 | 62 | 59 | 92 | 54 | 64 |

E t/N (Volt-Microsecond per turn) Ratings for 15°C rise due to core loss.

| Part No. \ Freq | 50 KHz | 100 KHz | 250 KHz | 500 KHz |
|---|---|---|---|---|
| T37 | [illegible] | .54 | .29 | .18 |
| T50 | [illegible] | .80 | .43 | .24 |
| T68 | [illegible] | 1.1 | .59 | .35 |
| T80 | [illegible] | 1.4 | .86 | .51 |
| T94 | [illegible] | 1.8 | 1.0 | [illegible] |
| T106 | [illegible] | 2.7 | 1.5 | .87 |
| T130 | [illegible] | 3.0 | 1.6 | .97 |
| T157 | [illegible] | 4.0 | 2.1 | 1.2 |
| T200 | [illegible] | 6.1 | 3.3 | 1.9 |
| T300 | [illegible] | 10 | 5.4 | 3.1 |
| T400 | [illegible] | [illegible] | [illegible] | [illegible] |
| T500 | [illegible] | [illegible] | [illegible] | [illegible] |
| T520 | [illegible] | [illegible] | [illegible] | [illegible] |
| T600 | [illegible] | [illegible] | [illegible] | [illegible] |
| T650 | [illegible] | [illegible] | [illegible] | [illegible] |
| T825 | [illegible] | [illegible] | [illegible] | [illegible] |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## IRON POWDER CORES IN DC APPLICATIONS

DC energy storage inductors are an ideal application for Micrometals iron powder cores. In this application the core must support a significant DC current while maintaining an inductance adequate to filter high frequency signals. The amount of energy stored is a function of inductance and current. Specifically, energy storage for an inductor is described:

$$\text{Energy} = 1/2\ LI^2$$

| Microjoules | Microhenries | Amperes |
|---|---|---|
| (μj) | (μh) | (a) |

Energy storage is proportional to the flux density squared divided by the effective permeability of the structure.

$$\text{Energy} \sim \frac{B^2}{\mu \text{ effective}}$$

The introduction of a discreet air gap significantly lowers the effective permeability of core structures made from ferrites and iron alloys. This increases the energy storage capabilities of the core by allowing additional energy to be stored in the gap.

Iron powder cores contain inherent minute air gaps which are distributed throughout the core body. This distributed air gap characteristic makes iron powder well-suited for energy storage inductors.

DC inductors, most commonly, fall into one of 3 basic categories:

1. Those specifically designed to maintain a relatively constant inductance from zero to full-rated load.
2. Those specifically designed to have greater inductance, under minimum load conditions (swing).
3. Those simply requiring a minimum inductance.

Micrometals Energy Storage Curves are presented for a number of core sizes in each material (except -2 Material due to its low permeability) to assist in the design on such inductors. These curves are shown both in terms of ampere-turns (NI) at the top portion of each page, and percent saturation (100% -% initial permeability) at the bottom portion of each page.

The curves shown on pages 25-32 are based on a peak AC flux density of 10 gauss (1 mT). This will typically represent a current ripple of less than 1%. Under this condition, the only heat generated results from the resistive winding (copper) losses. The energy storage limits for 10°C, 25°C, and 40°C temperature rise (in free standing air resulting from winding losses are shown on the given curves.

When significantly greater AC or ripple flux density if present, the cores will produce higher inductance due to the AC magnetization characteristics shown at the top of 18. Under this condition, the high frequency core losses must also taken into account as described on page 19-23 Refer to pages 37-38 for additional information.

The -3, -18, and -52 Materials should be considered for DC chokes operating above 100KHz due to their lower core loss characteristics at high frequency.

The importance of the swing of the inductor must be determined before the appropriate core material can be selected.

1. The -8, -18, -28, and -33 Materials (or a gapped E-Core, see pages 35-36) should be considered if the inductor must maintain a relatively constant inductance from minimum to full-rated current. These cores are able to store high energy with a minimum of saturation.
2. The -26, -40, and -52 Materials should be considered if the inductor should "swing" (increase in inductance as current decreases) a moderate amount. These materials have higher permeability and can produce a 2:1 swing (50% saturation point).

   The Composite Cores should be considered if a swing of greater than 3:1 is required. Refer to pages 9 and 32.
3. The -26, -40, and -52 Materials are generally recommended for designs concerned with minimum inductance because they are the most cost effective.

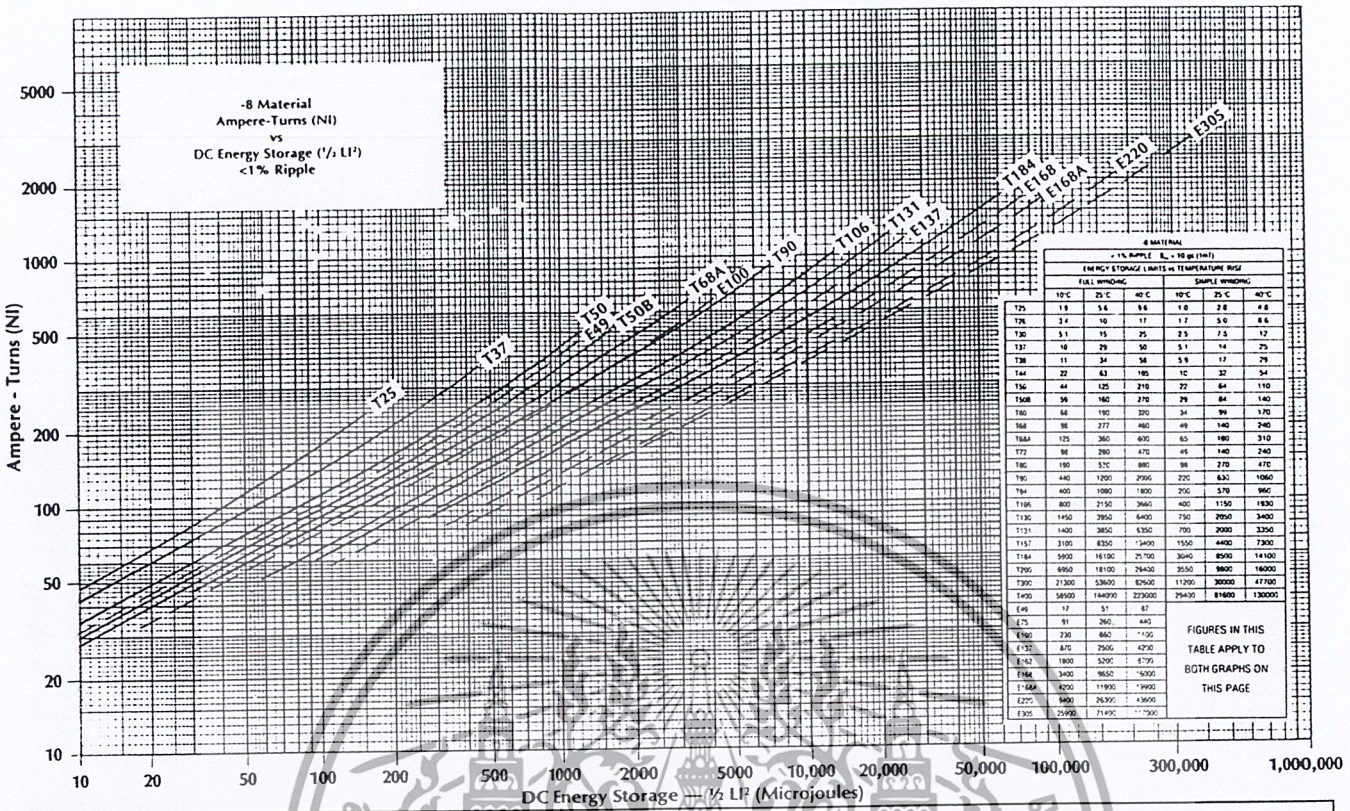
The temperature rise of the wound unit, aside from saturation, is the primary limiting factor in inductor design. In the case of DC inductors with very low level AC ripple, this temperature rise is a result of copper loss in the winding. (DC flux does not have a noticeable effect on core loss.)

For single-layer windings on toroidal cores, current handling capability vs. temperature rise is relatively independent of core size. Making use of this, a single-layer winding table has been developed giving current ratings for temperature rises of 10°C, 25°C, and 40°C in free-standing air. (page 43)

For full windings (45% toroid inside diameter remaining) a similar table has been developed (page 44). In the case of full windings, current handling capability of a given wire size is no longer independent of core size. However, for any particular core size, an ampere-turn rating for a given temperature rise does become a constant. These ampere-turn constants are included in the full winding table.

Refer to page 33 for design example using the Energy Storage Curves.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




-8 MATERIAL
< 1% RIPPLE $B_m$ = 10 gs (1mT)

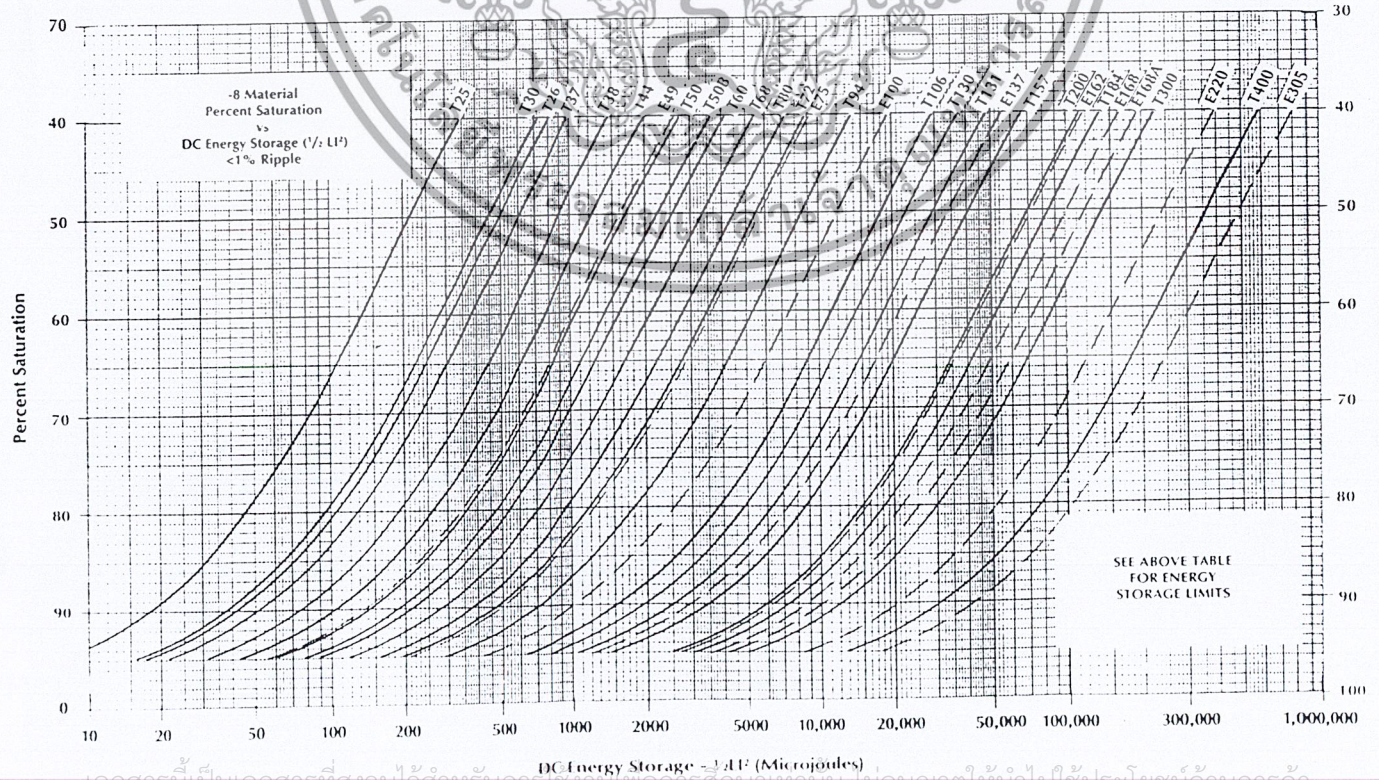
| ENERGY STORAGE LIMITS vs TEMPERATURE RISE | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | FULL WINDING | | | SAMPLE WINDING | |
| | 10°C | 25°C | 40°C | 10°C | 25°C | 40°C |
| T25 | 19 | 56 | 96 | 10 | 28 | 48 |
| T26 | 34 | 90 | 17 | 17 | 50 | 86 |
| T30 | 51 | 15 | 25 | 25 | 75 | 17 |
| T37 | 10 | 29 | 50 | 51 | 14 | 25 |
| T38 | 11 | 34 | 58 | 59 | 17 | 29 |
| T44 | 22 | 63 | 105 | 10 | 32 | 54 |
| T50 | 44 | 125 | 210 | 22 | 64 | 110 |
| T50B | 56 | 160 | 270 | 29 | 84 | 140 |
| T60 | 68 | 190 | 320 | 34 | 99 | 170 |
| T68 | 98 | 277 | 460 | 49 | 140 | 240 |
| T68A | 125 | 360 | 600 | 65 | 180 | 310 |
| T72 | 98 | 280 | 470 | 49 | 140 | 240 |
| T80 | 180 | 520 | 880 | 98 | 270 | 470 |
| T90 | 440 | 1200 | 2000 | 220 | 630 | 1060 |
| T94 | 400 | 1080 | 1800 | 200 | 570 | 960 |
| T106 | 800 | 2150 | 3660 | 400 | 1150 | 1930 |
| T130 | 1450 | 3950 | 6400 | 750 | 2050 | 3400 |
| T131 | 1400 | 3850 | 6350 | 700 | 2000 | 3350 |
| T157 | 3100 | 8350 | 13400 | 1550 | 4400 | 7300 |
| T184 | 5900 | 16100 | 25700 | 3040 | 8500 | 14100 |
| T200 | 6950 | 18100 | 29400 | 3550 | 9800 | 16000 |
| T300 | 21300 | 53600 | 82500 | 11200 | 30000 | 47700 |
| T400 | 58500 | 144000 | 223000 | 29400 | 81600 | 130000 |
| E49 | 17 | 51 | 87 | | | |
| E75 | 51 | 260 | 440 | | | |
| E100 | 230 | 660 | 1100 | | | |
| E137 | 870 | 2500 | 4200 | | | |
| E162 | 1800 | 5200 | 8700 | | | |
| E168 | 3400 | 9650 | 16000 | | | |
| E168A | 4200 | 11900 | 19900 | | | |
| E220 | 5400 | 26300 | 43600 | | | |
| E305 | 25900 | 71400 | 117000 | | | |

FIGURES IN THIS TABLE APPLY TO BOTH GRAPHS ON THIS PAGE

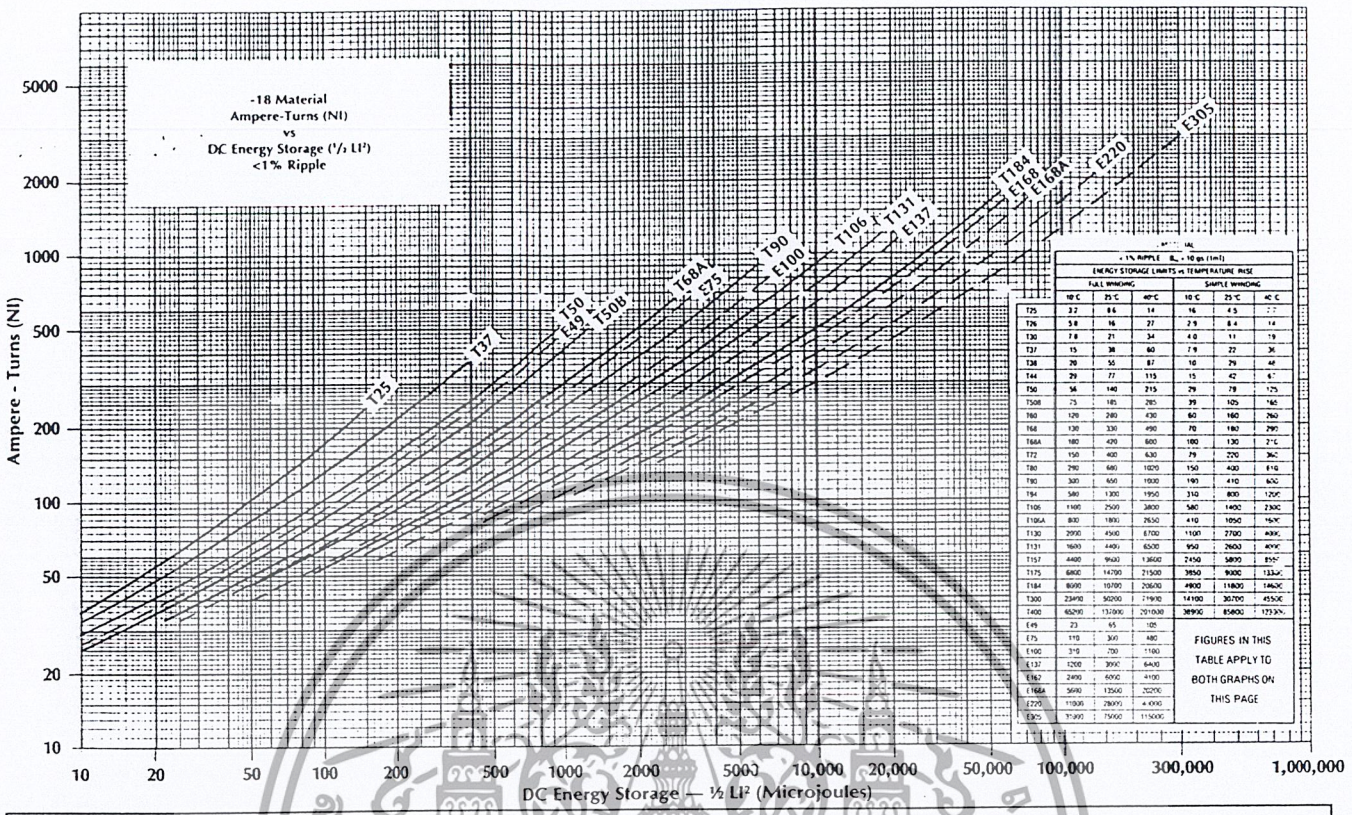
QUICK REFERENCE $A_L$ VALUES FOR -8 MATERIAL

| TOROID PART NO. | T25 | T26 | T30 | T37 | T38 | T44 | T50 | T50B | T60 | T68 | T72 | T80 | T94 | T106 | T130 | T131 | T157 | T184 | T200 | T300 | T400 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $A_L$ VALUE | 30.0 | 24.0 | 14.0 | 12.0 | 30.0 | 18.0 | 17.5 | 23.0 | 19.0 | 19.5 | 36.0 | 18.0 | 35.0 | 35.0 | 35.0 | 52.5 | 52.0 | 72.0 | 42.5 | 97.0 | 60.0 |

| E-CORE PART NO. | E49 | E75 | E100 | E137 | E162 | E168A | E220 | E305 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $A_L$ VALUE | 20.5 | 33.5 | 48.0 | 67.0 | 105 | 116 | 143 | 149 |



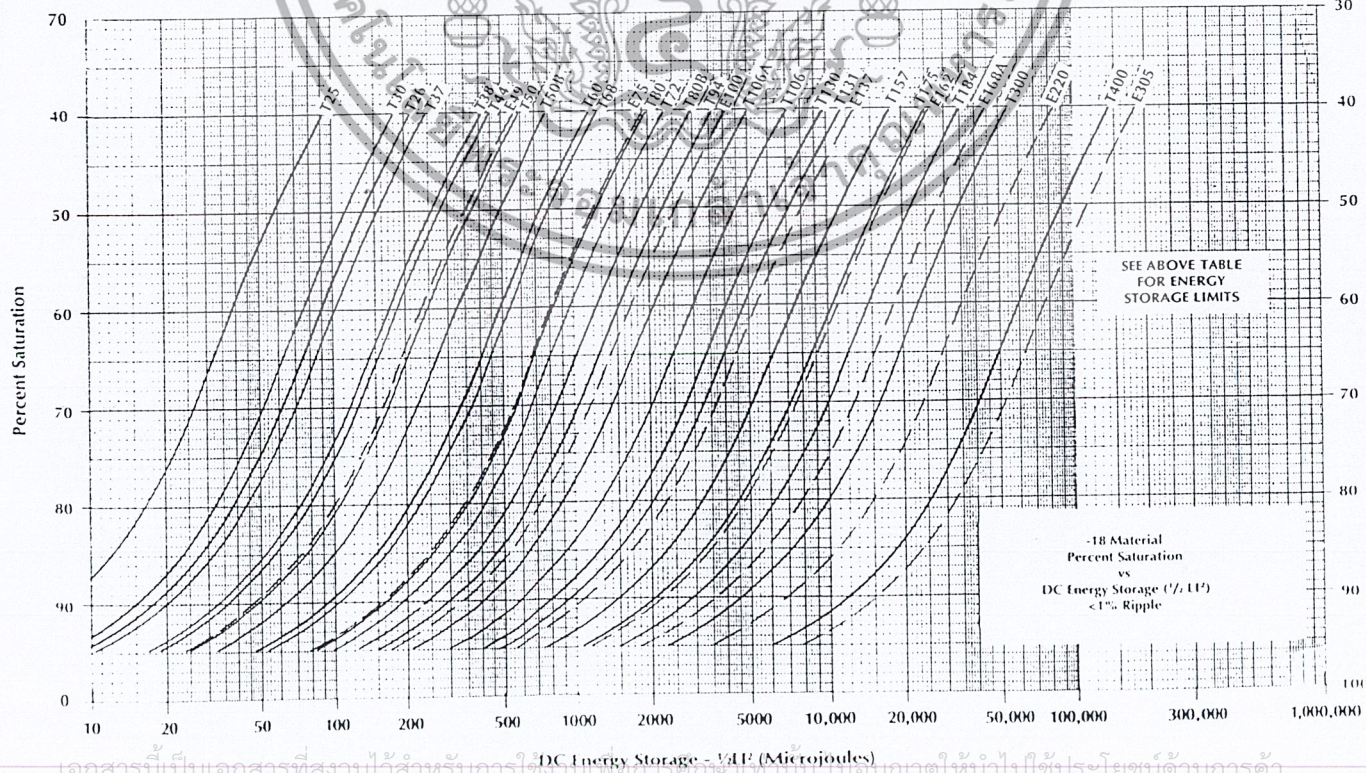

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




| ΔT | < 1% RIPPLE B_m = 10 gs (1mT) ENERGY STORAGE LIMITS vs TEMPERATURE RISE | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | FULL WINDING | | | SAMPLE WINDING | | |
| | 10 °C | 25 °C | 40°C | 10 °C | 25 °C | 40 °C |
| T25 | 3.2 | 8.6 | 14 | 1.6 | 4.5 | 7.7 |
| T26 | 5.0 | 14 | 22 | 2.9 | 8.4 | 14 |
| T30 | 7.8 | 21 | 34 | 4.0 | 11 | 19 |
| T37 | 15 | 38 | 60 | 7.9 | 22 | 36 |
| T38 | 20 | 56 | 87 | 10 | 29 | 48 |
| T44 | 29 | 77 | 115 | 15 | 42 | 67 |
| T50 | 56 | 140 | 215 | 29 | 78 | 125 |
| T50B | 75 | 185 | 285 | 39 | 105 | 165 |
| T60 | 120 | 280 | 430 | 60 | 160 | 260 |
| T68 | 130 | 330 | 490 | 70 | 180 | 290 |
| T68A | 180 | 470 | 800 | 100 | 130 | 215 |
| T72 | 150 | 400 | 630 | 79 | 220 | 360 |
| T80 | 290 | 680 | 1020 | 150 | 400 | 610 |
| T90 | 300 | 650 | 1000 | 190 | 410 | 600 |
| T94 | 580 | 1300 | 1950 | 310 | 800 | 1200 |
| T106 | 1100 | 2500 | 3800 | 580 | 1400 | 2300 |
| T106A | 800 | 1800 | 2650 | 410 | 1050 | 1650 |
| T130 | 2990 | 4500 | 6700 | 1100 | 2700 | 4000 |
| T131 | 1600 | 4400 | 6500 | 950 | 2600 | 4000 |
| T157 | 4400 | 9600 | 13600 | 2450 | 5800 | 8500 |
| T175 | 6800 | 14700 | 21500 | 3950 | 9000 | 13300 |
| T184 | 8000 | 16700 | 23600 | 4900 | 11800 | 16600 |
| T300 | 23490 | 50200 | 71900 | 14100 | 30700 | 45500 |
| T400 | 65290 | 132000 | 201000 | 38900 | 85800 | 127000 |
| E45 | 23 | 55 | 105 | | | |
| E75 | 110 | 300 | 480 | | | |
| E100 | 310 | 700 | 1100 | | | |
| E137 | 1200 | 3000 | 6400 | | | |
| E162 | 2400 | 6000 | 9100 | | | |
| E168A | 3690 | 13500 | 20200 | | | |
| E220 | 11900 | 28000 | 40000 | | | |
| E305 | 31390 | 75000 | 115000 | | | |

FIGURES IN THIS TABLE APPLY TO BOTH GRAPHS ON THIS PAGE

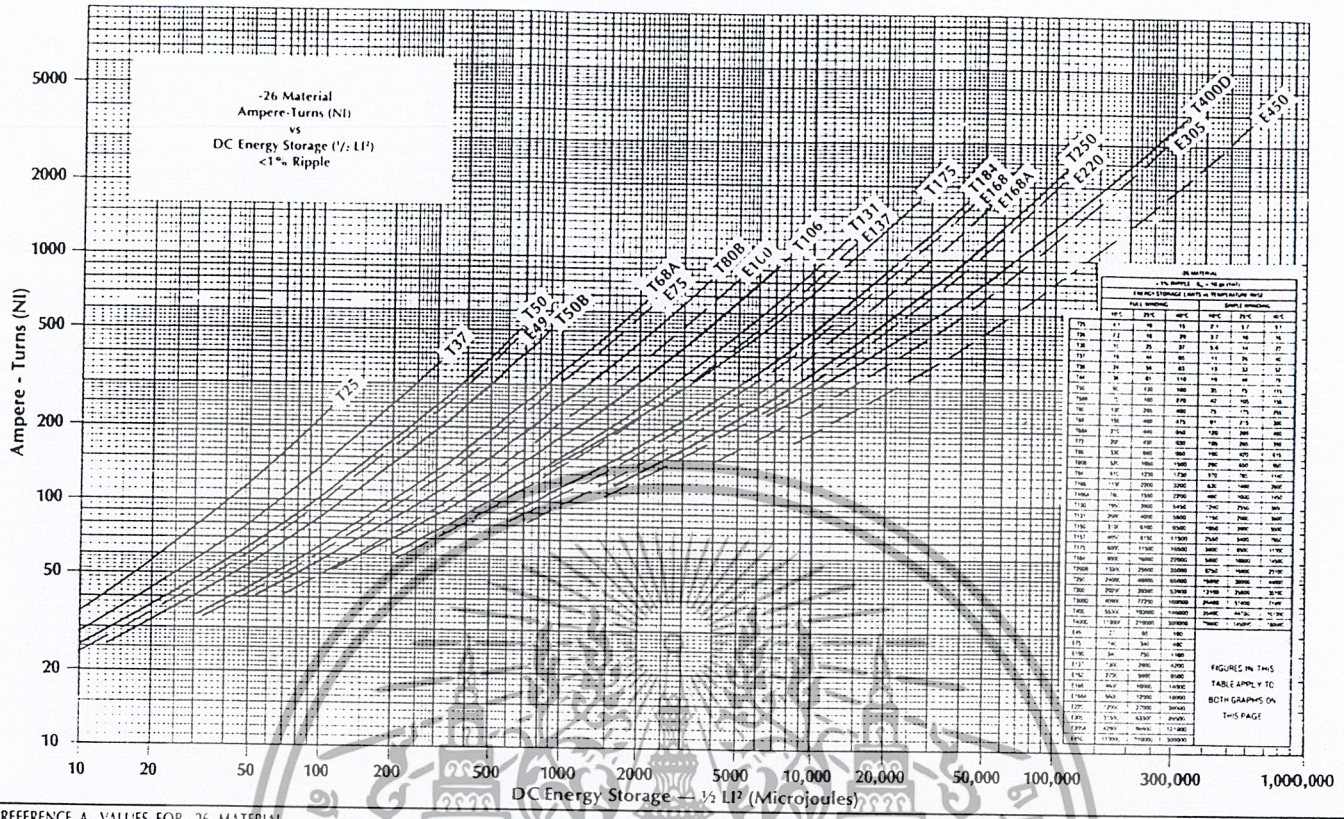
| QUICK REFERENCE A_L VALUES FOR -18 MATERIAL | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| TOROID PART NO. | T25 | T26 | T30 | T37 | T38 | T44 | T50 | T50B | T60 | T68 | T72 | T80 | T80B | T94 | T106 | T106A | T130 | T131 | T157 | T175 | T184 | T300 | T400 |
| A_L VALUE | 17.0 | 41.5 | 42.0 | 39.0 | 36.0 | 25.5 | 24.0 | 32.0 | 31.5 | 29.0 | 60.0 | 31.0 | 46.5 | 42.0 | 57.0 | 36.0 | 58.0 | 79.0 | 110 | 82.0 | 116 | 58.0 | 96.0 |
| TOROID PART NO. | E30 | E75 | E100 | E137 | E162 | E168A | E220 | E305 | | | | | | | | | | | | | | | |
| A_L VALUE | 29.0 | 45.5 | 65.0 | 100 | 140 | 170 | 196 | 322 | | | | | | | | | | | | | | | |






เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

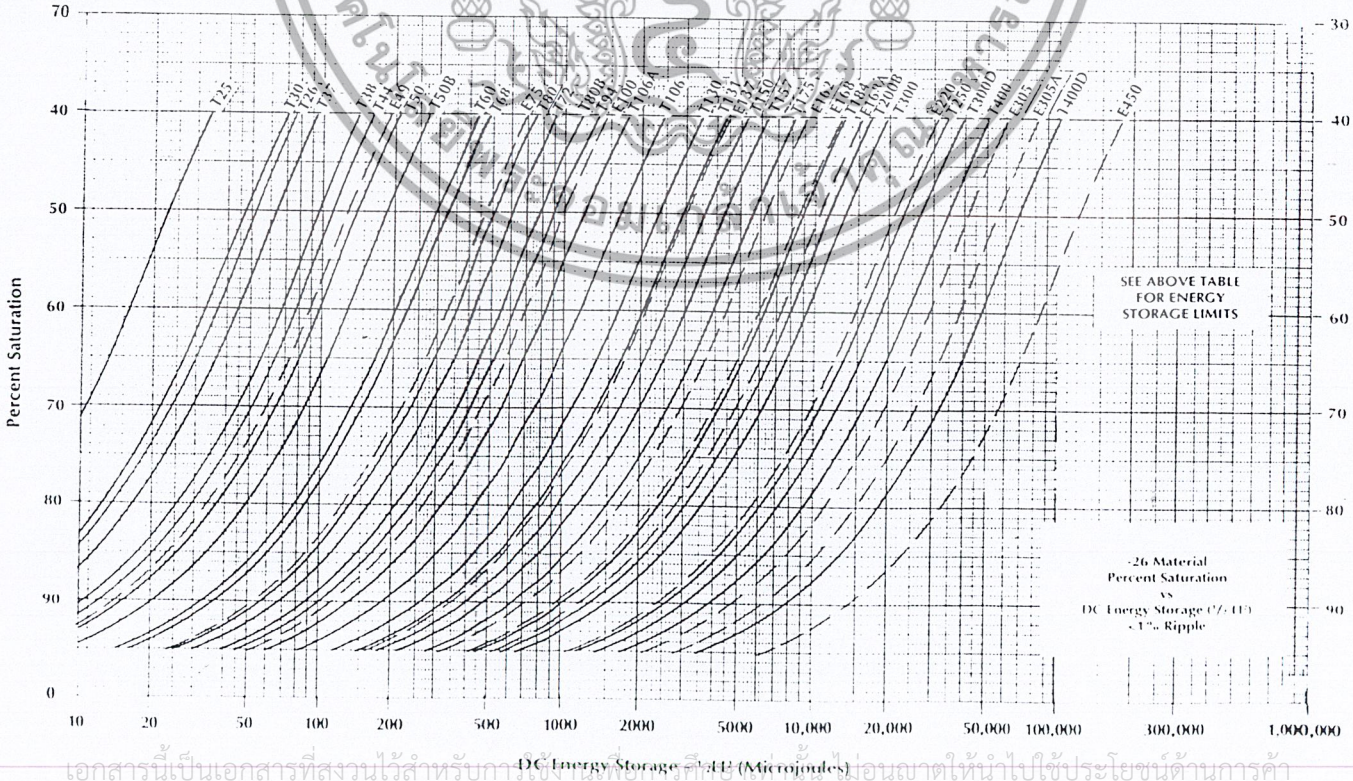
# DC APPLICATIONS



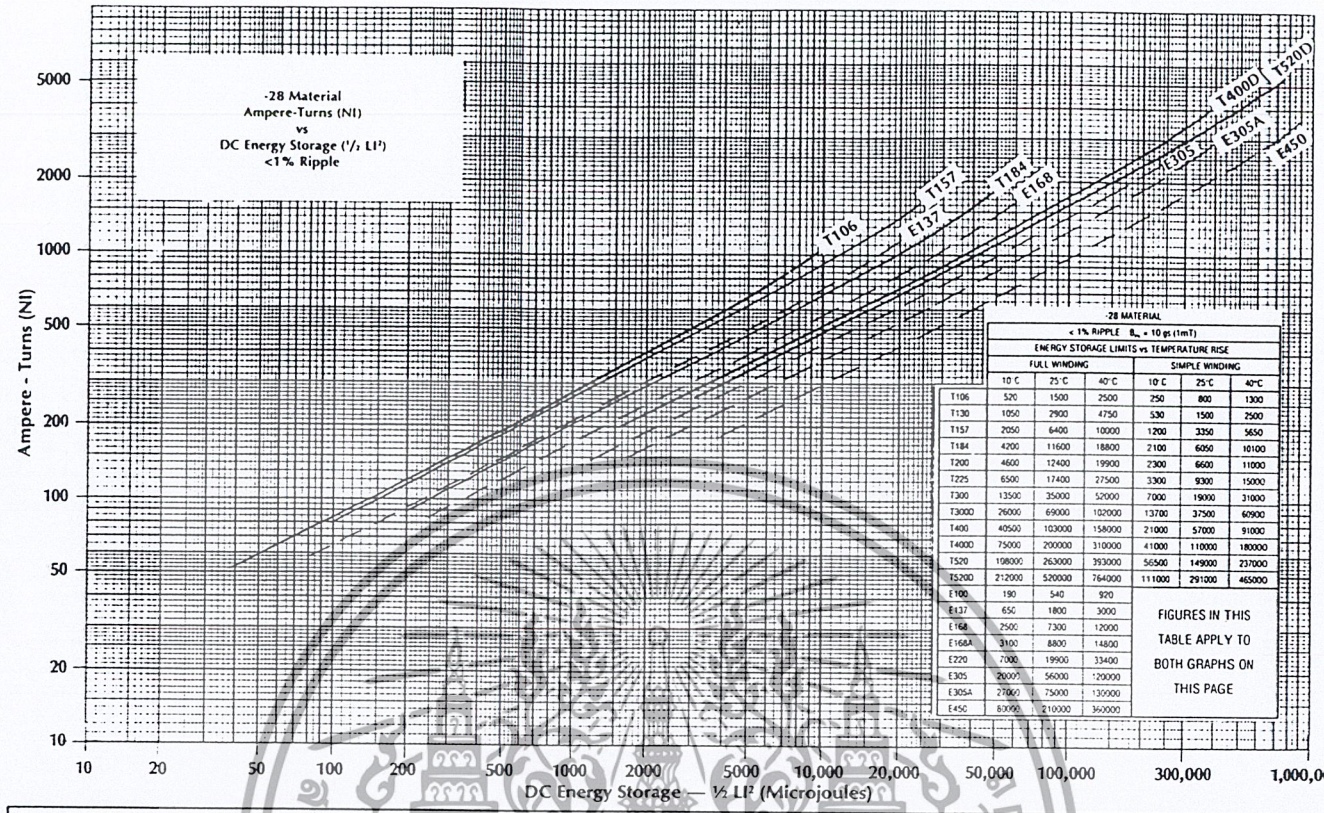

QUICK REFERENCE $A_L$ VALUES FOR -26 MATERIAL

| TOROID PART NO. | T25 | T27 | T30 | T37 | T36 | T44 | T50 | T50B | T60 | T68 | T72 | T80 | T80B | T94 | T106 | T106A | T130 | T131 | T150 | T157 | T175 | T184 | T200B | T250 | T300 | T300D | T400 | T400D |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $A_L$ VALUE | 14.5 | 57 | 33.5 | 28.5 | 49 | 57 | 43.5 | 50.0 | 43.5 | 90.0 | 56.0 | 71.0 | 60.0 | 93.0 | 67.0 | 81.0 | 116 | 96.0 | 164 | 169 | 160 | 242 | 80 | 268 | 131 | 262 | | |

| CORE PART NO. | E39 | E75 | E100 | E137 | E168 | E168A | E220 | E305 | E305A | E450 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $A_L$ VALUE | 38.0 | 84 | 92.0 | 134 | 149 | 232 | 286 | 267 | 382 | 550 |




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




-28 MATERIAL

< 1% RIPPLE $B_{ac}$ = 10 gs (1mT)

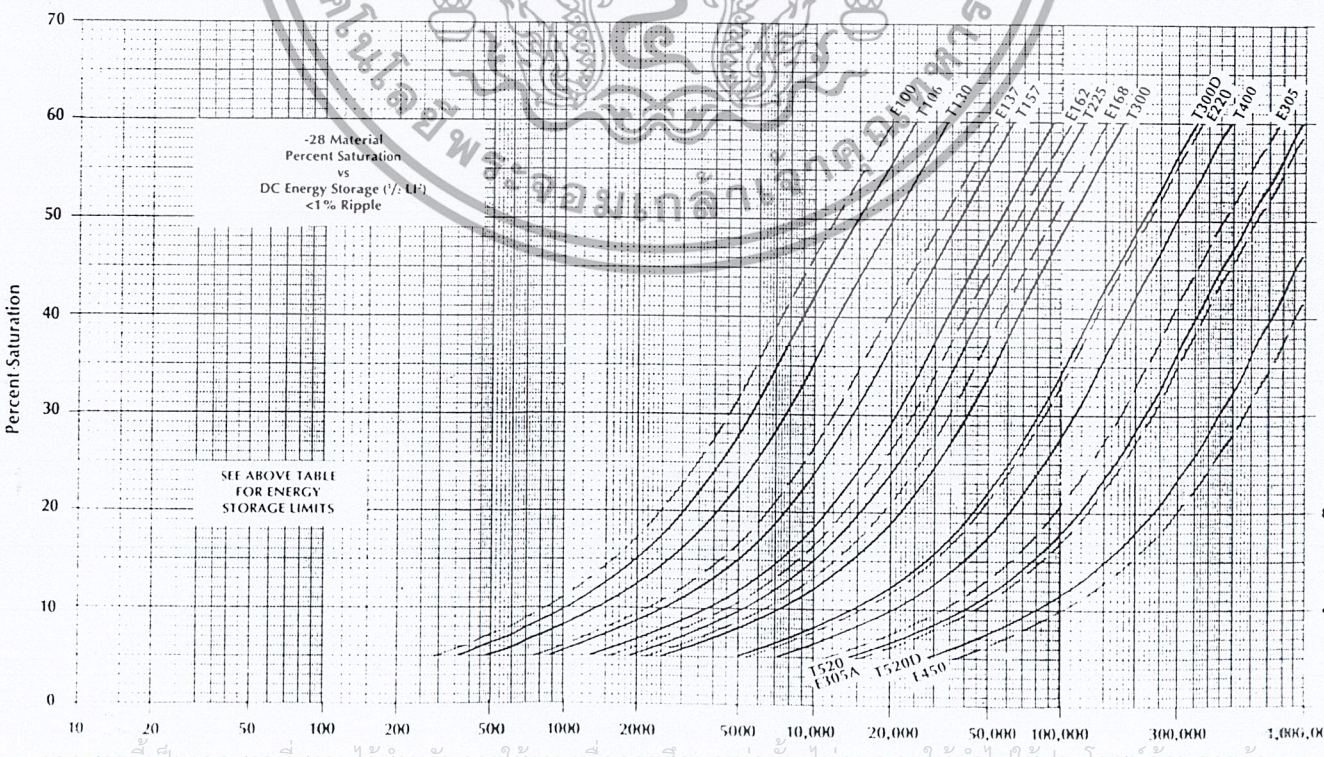
| | ENERGY STORAGE LIMITS vs TEMPERATURE RISE | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | FULL WINDING | | | SIMPLE WINDING | | |
| | 10°C | 25°C | 40°C | 10°C | 25°C | 40°C |
| T106 | 520 | 1500 | 2500 | 250 | 800 | 1300 |
| T130 | 1050 | 2900 | 4750 | 530 | 1500 | 2500 |
| T157 | 2050 | 6400 | 10000 | 1200 | 3350 | 5650 |
| T184 | 4200 | 11600 | 18800 | 2100 | 6050 | 10100 |
| T200 | 4600 | 12400 | 19900 | 2300 | 6600 | 11000 |
| T225 | 6500 | 17400 | 27500 | 3300 | 9300 | 15000 |
| T300 | 13500 | 35000 | 52000 | 7000 | 19000 | 31000 |
| T3000 | 26000 | 69000 | 102000 | 13700 | 37500 | 60900 |
| T400 | 40500 | 103000 | 158000 | 21000 | 57000 | 91000 |
| T4000 | 75000 | 200000 | 310000 | 41000 | 110000 | 180000 |
| T520 | 198000 | 263000 | 393000 | 56500 | 149000 | 237000 |
| T5200 | 212000 | 520000 | 764000 | 111000 | 291000 | 465000 |
| E100 | 190 | 540 | 920 | | | |
| E137 | 650 | 1800 | 3000 | | | |
| E168 | 2500 | 7300 | 12000 | | | |
| E168A | 3100 | 8800 | 14800 | | | |
| E220 | 7000 | 19900 | 33400 | | | |
| E305 | 20000 | 56000 | 129000 | | | |
| E305A | 27000 | 75000 | 130000 | | | |
| E450 | 80000 | 210000 | 360000 | | | |

FIGURES IN THIS TABLE APPLY TO BOTH GRAPHS ON THIS PAGE

QUICK REFERENCE $A_L$ VALUES FOR -28 MATERIAL

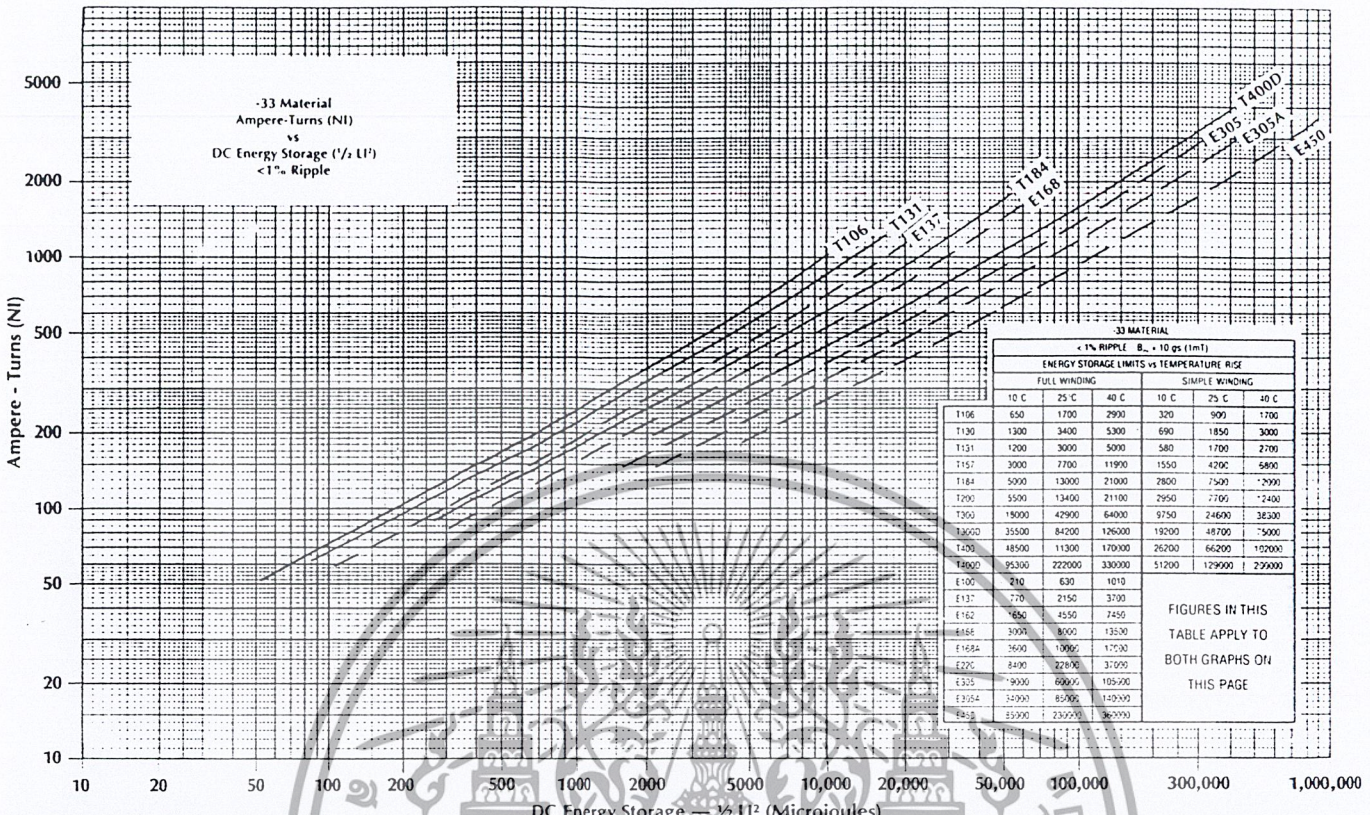
| TOROID PART NO. | T106 | T130 | T157 | T225 | T300 | T300D | T400 | T520 | T520D |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $A_L$ VALUE | 13.5 | 25.0 | 31.5 | 28.0 | 23.0 | 26.0 | 87.0 | 45.0 | 90.0 |

| E-CORE PART NO. | E100 | E137 | E162 | E168 | E220 | E305 | E305A | E450 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| $A_L$ VALUE | 34.5 | 50.5 | 78.0 | 73.0 | 107 | 124 | 96.5 | 235 |




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# DC APPLICATIONS



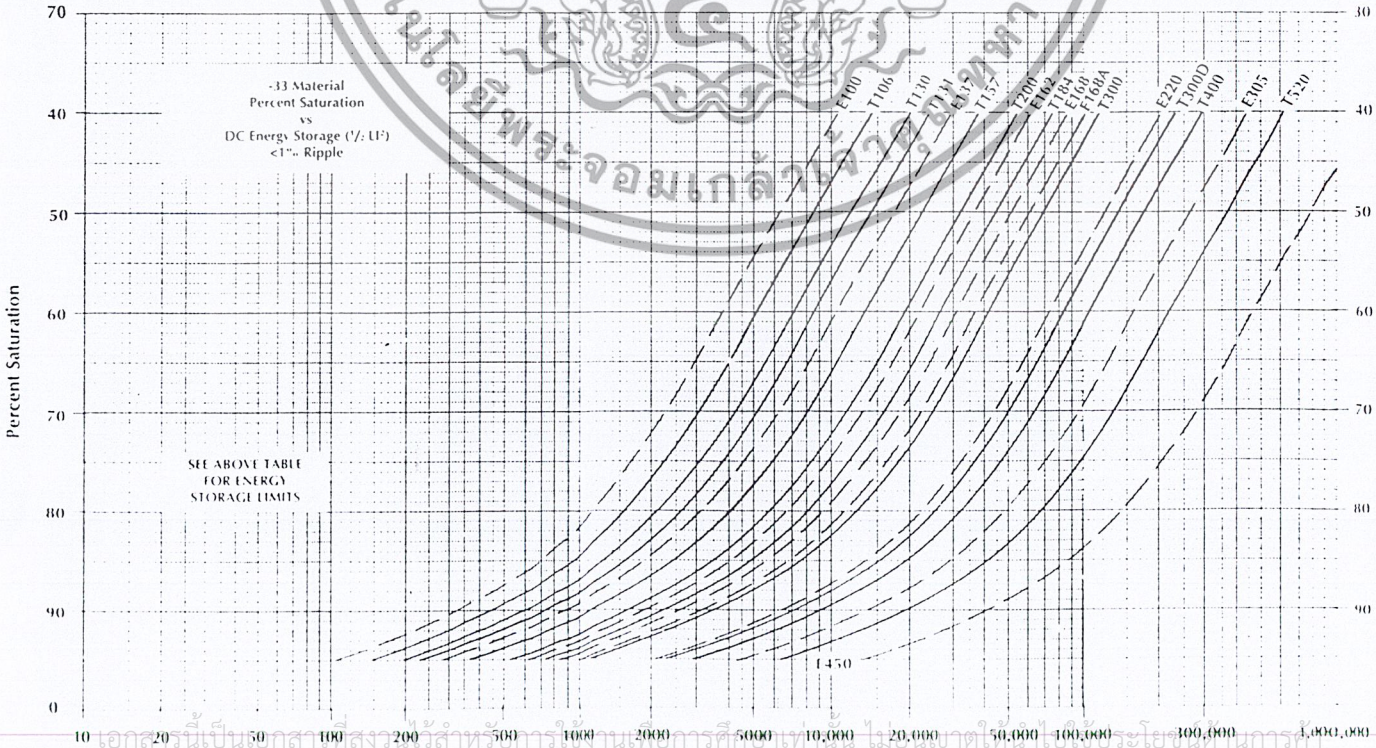

-33 MATERIAL
< 1% RIPPLE $B_{ac}$ = 10 gs (1mT)

| | ENERGY STORAGE LIMITS vs TEMPERATURE RISE | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | FULL WINDING | | | SIMPLE WINDING | | |
| | 10 C | 25 C | 40 C | 10 C | 25 C | 40 C |
| T106 | 650 | 1700 | 2900 | 320 | 900 | 1700 |
| T130 | 1300 | 3400 | 5300 | 690 | 1850 | 3000 |
| T131 | 1200 | 3000 | 5000 | 580 | 1700 | 2700 |
| T157 | 3000 | 7700 | 11900 | 1550 | 4200 | 6800 |
| T184 | 5000 | 13000 | 21000 | 2800 | 7500 | 12000 |
| T200 | 5500 | 13400 | 21100 | 2950 | 7700 | 12400 |
| T300 | 15000 | 42900 | 64000 | 9750 | 24600 | 38300 |
| T3000 | 35500 | 84200 | 126000 | 19200 | 48700 | 75000 |
| T400 | 48500 | 11300 | 170000 | 26200 | 66200 | 102000 |
| T4000 | 95300 | 222000 | 330000 | 51200 | 129000 | 199000 |
| E100 | 210 | 630 | 1010 | | | |
| E137 | 720 | 2150 | 3700 | | | |
| E162 | 1650 | 4550 | 7450 | | | |
| E168 | 3000 | 8000 | 13500 | | | |
| E168A | 3690 | 10000 | 17000 | | | |
| E220 | 8400 | 22800 | 37000 | | | |
| E305 | 19000 | 60000 | 105000 | | | |
| E305A | 34000 | 85000 | 140000 | | | |
| E450 | 55000 | 230000 | 360000 | | | |

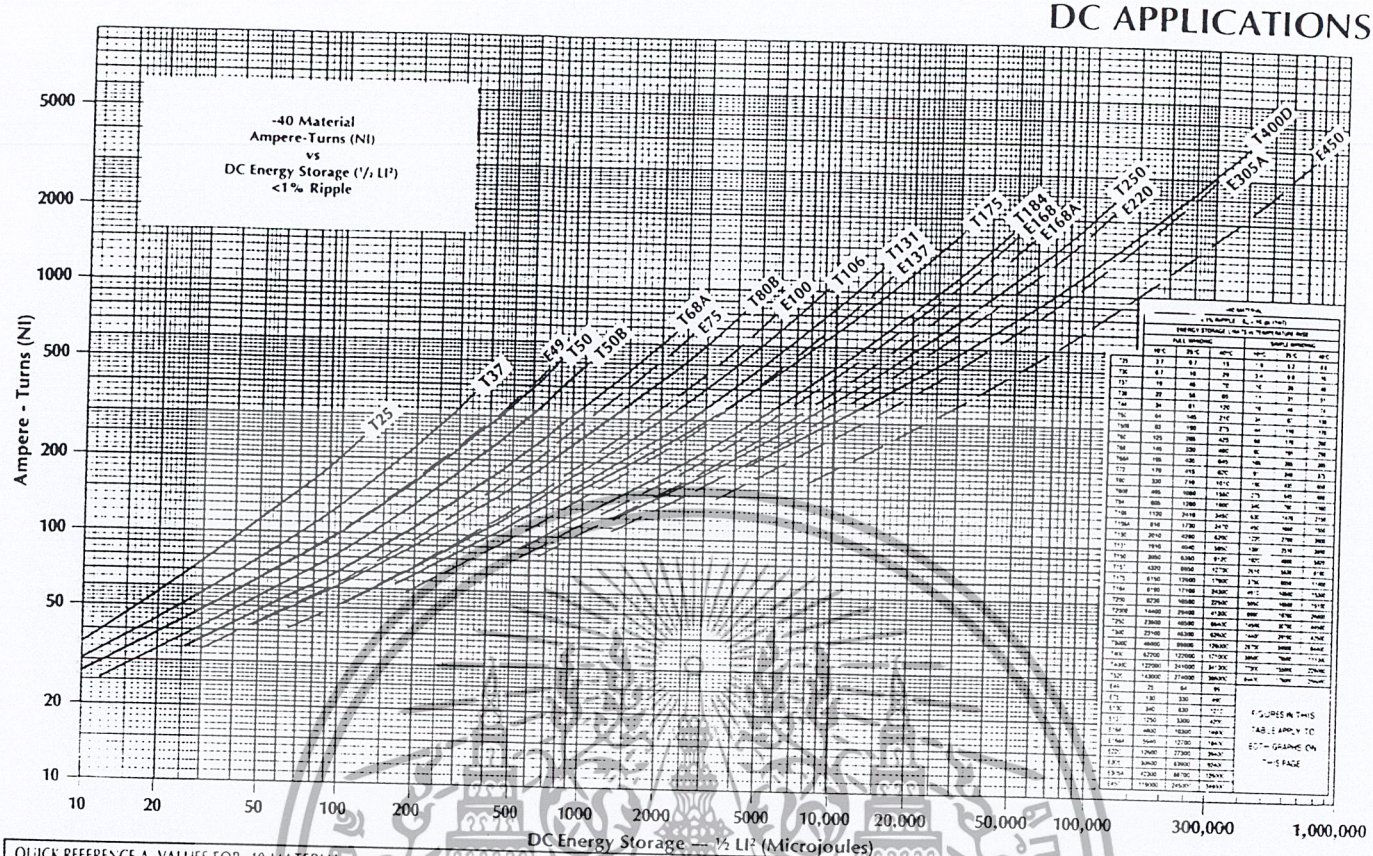
FIGURES IN THIS TABLE APPLY TO BOTH GRAPHS ON THIS PAGE

QUICK REFERENCE A$_L$ VALUES FOR -33 MATERIAL

| | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| TOROID PART NO. | T106 | T130 | T131 | T157 | T184 | T200 | T300 | T400 | T520 | T1200 | T1400 | T2000 | T3000 | T4000 | T5200 | T7200 | T10000 | T13000 | T16000 | T20000 |
| A$_L$ VALUE | 400 | 800 | 750 | 1850 | 3100 | 3300 | 9200 | 11600 | 15000 | 29000 | 34000 | 46000 | 85000 | 114000 | 150000 | 174000 | 230000 | 300000 | 380000 | 460000 |
| E-CORE PART NO. | E100 | E137 | E162 | E168 | E168A | E220 | E305 | E305A | E450 | | | | | | | | | | | |
| A$_L$ VALUE | 630 | 2150 | 4550 | 8000 | 10000 | 22800 | 60000 | 85000 | 230000 | | | | | | | | | | | |



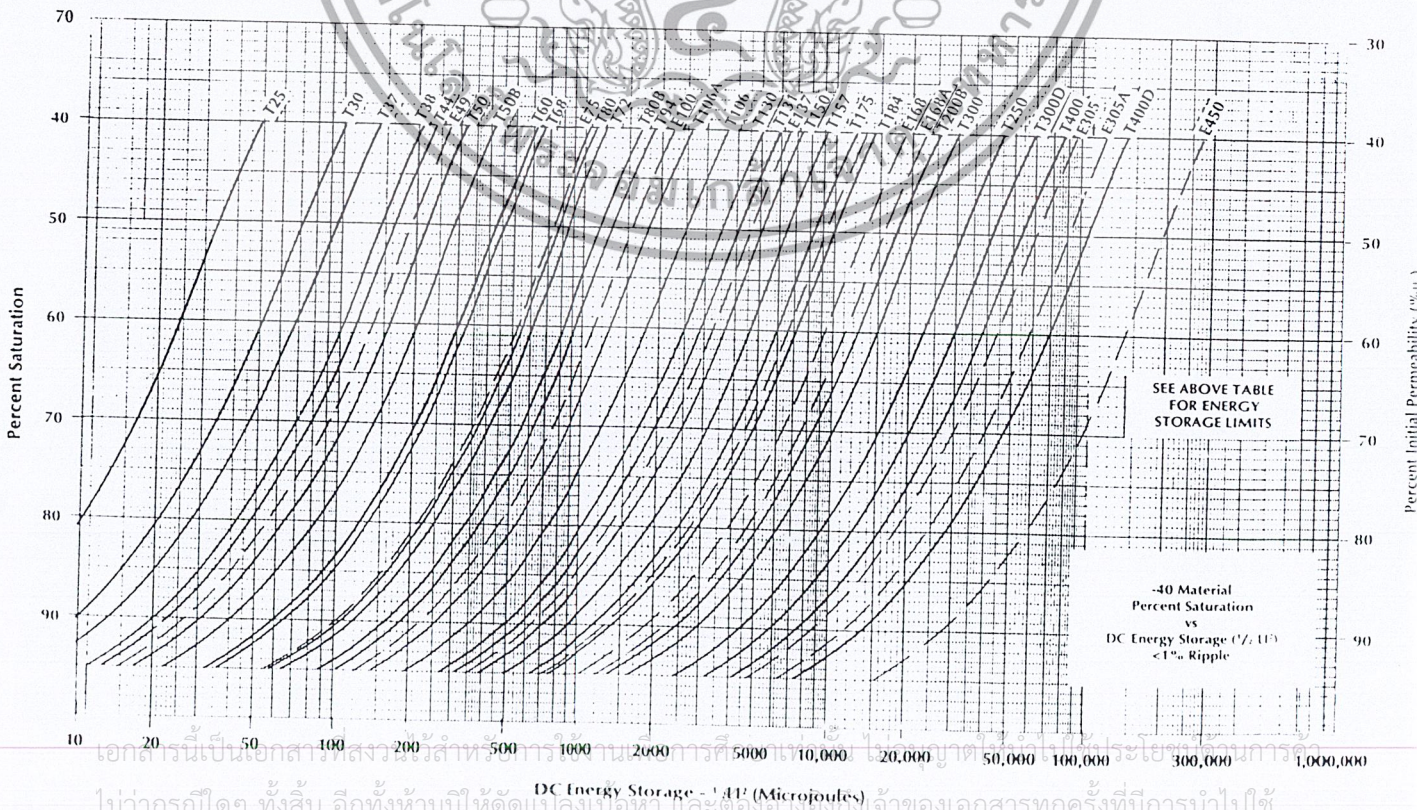

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




QUICK REFERENCE $A_l$ VALUES FOR -40 MATERIAL

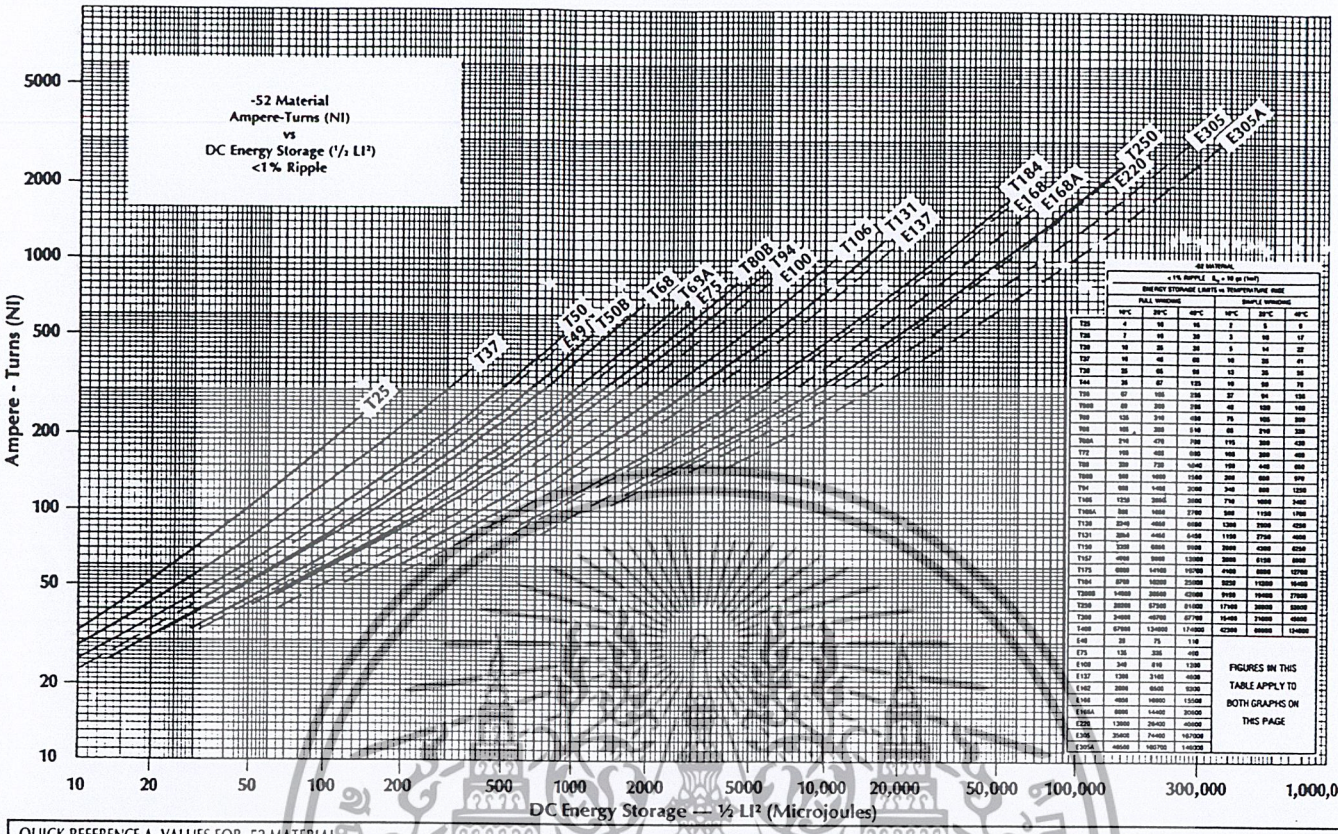
| TOROID PART NO. | T25 | T30 | T37 | T38 | T44 | T50 | T50B | T60 | T68 | T72 | T80 | T80B | T94 | T106 | T106A | T130 | T131 | T150 | T157 | T175 | T184 | T200B | T25 | T300 | T400 | T400D |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A VALUE | 20.5 | 24.5 | 24.5 | 41.5 | 34.5 | 29.5 | 38.5 | 41.5 | 35.0 | 37.0 | 30.5 | 32.5 | 32.0 | 41.0 | 58.0 | 69.0 | 43.0 | 58.0 | 86.0 | 60.0 | 143 | 142 | 162 | 230 | 155 | 230 |

| CORE PART NO. | E20 | E25 | E30 | E37 | E42 | E42 | E168 | E168A | E305 | E305A | E450 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| A VALUE | 81.5 | 85.0 | 81.5 | 113 | 125 | 163 | 196 | 255 | 339 | 340 | |

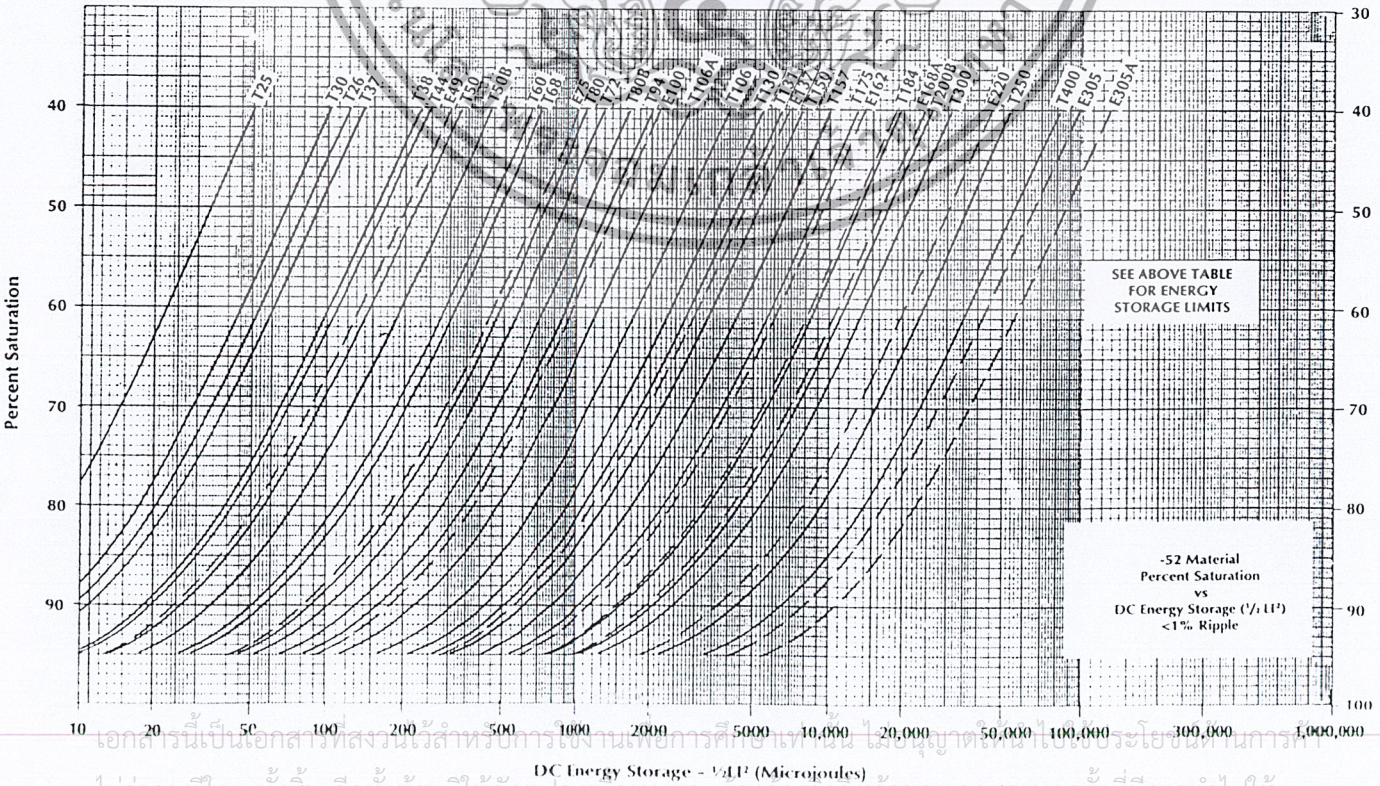



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

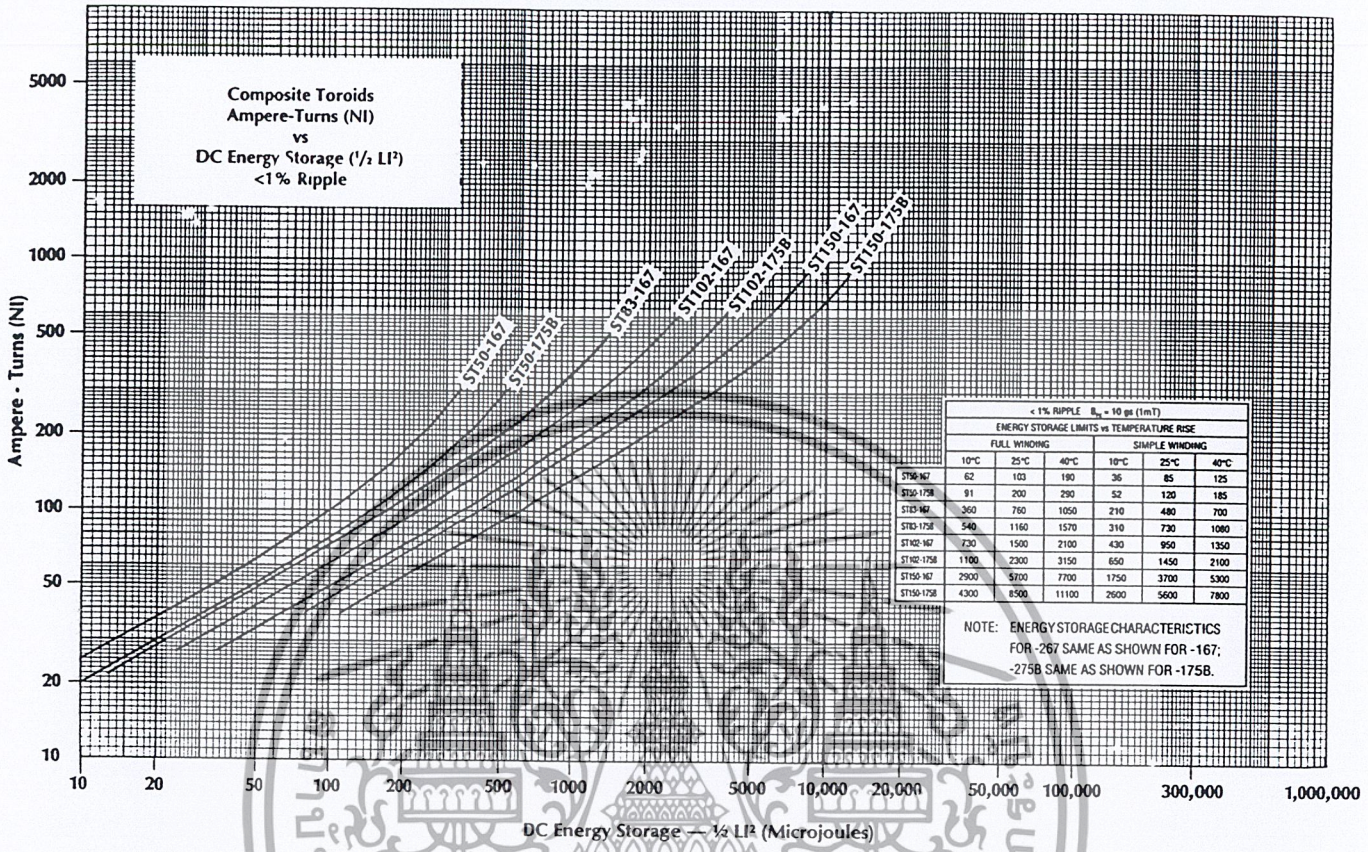
# DC APPLICATIONS




| QUICK REFERENCE $A_L$ VALUES FOR -52 MATERIAL | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| TOROID PART NO. | T25 | T26 | T30 | T38 | T44 | T50 | T50B | T60 | T68 | T72 | T80 | T80B | T94 | T106 | T106A | T130 | T131 | T150 | T157 | T175 | T184 | T200B | T250 | T300 | T400 |
| $A_L$ VALUE | 23.0 | 56.0 | 30.5 | 49.0 | 35.0 | 33.0 | 43.5 | 47.0 | 40.0 | 82.0 | 42.0 | 63.0 | 57.0 | 95.0 | 67.0 | 79.0 | 108 | 89.0 | 99.0 | 105 | 159 | 155 | 242 | 80.0 | 131 |
| E-CORE PART NO. | E49 | E75 | E100 | E137 | E162 | E168 | E168A | E220 | E305 | E305A | | | | | | | | | | | | | | | |
| $A_L$ VALUE | 30.0 | 79.0 | 85.0 | 31 | 199 | 179 | 230 | 262 | 287 | 383 | | | | | | | | | | | | | | | |

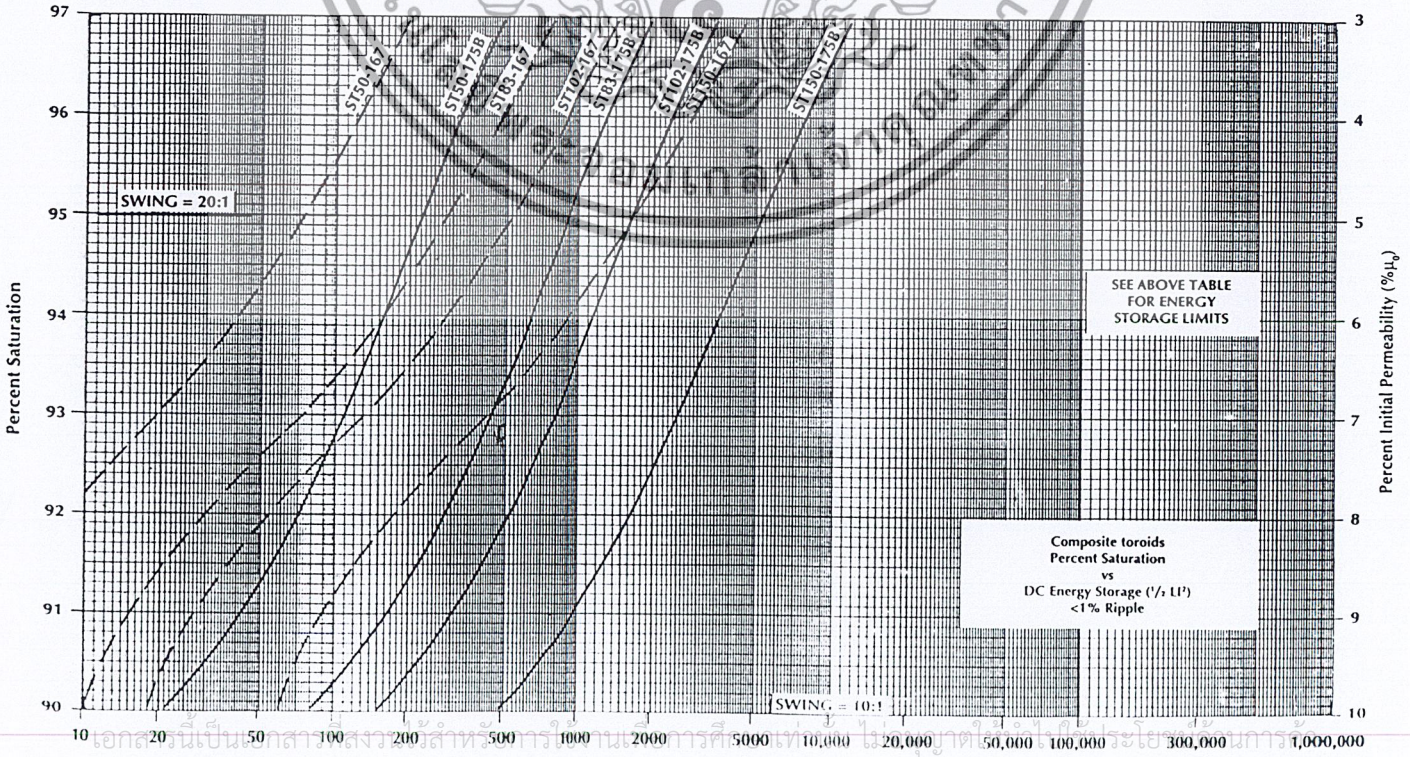



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




| < 1% RIPPLE $B_m$ = 10 gs (1mT) | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| ENERGY STORAGE LIMITS vs TEMPERATURE RISE | | | | | | |
| | FULL WINDING | | | SIMPLE WINDING | | |
| | 10°C | 25°C | 40°C | 10°C | 25°C | 40°C |
| ST50-167 | 62 | 103 | 190 | 36 | 85 | 125 |
| ST50-175B | 91 | 200 | 290 | 52 | 120 | 185 |
| ST83-167 | 360 | 760 | 1050 | 210 | 480 | 700 |
| ST83-175B | 540 | 1160 | 1570 | 310 | 730 | 1080 |
| ST102-167 | 730 | 1500 | 2100 | 430 | 950 | 1350 |
| ST102-175B | 1100 | 2300 | 3150 | 650 | 1450 | 2100 |
| ST150-167 | 2900 | 5700 | 7700 | 1750 | 3700 | 5300 |
| ST150-175B | 4300 | 8500 | 11100 | 2600 | 5600 | 7800 |

NOTE: ENERGY STORAGE CHARACTERISTICS FOR -267 SAME AS SHOWN FOR -167; -275B SAME AS SHOWN FOR -175B.




เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# DC APPLICATIONS

## DC INDUCTOR DESIGN EXAMPLES

### EXAMPLE #1

Requirements: 45µH at 7.5 amps DC
( <1% ripple current)

### EXAMPLE #2

Requirements: 45µH at 7.5 amps DC
60µH max at 0 amps DC
(25% saturation max)
(<1% ripple current)

**Determine importance of the following design considerations: component size, temperature rise, and cost.**

Example #1: Design Priorities
cost
temperature rise
component size

Example #2: Design Priorities
component size
temperature rise
cost

**Select appropriate materials to be considered.**

-26, -52, and -40 material should be considered since the inductor requirements do not limit swing and these materials are the most cost effective.

-8, -18, -28, and -33 materials should be considered because of the limited swing requirement.

**Calculate the required Energy Storage ($^1/_2LI^2$)**

$^1/_2LI^2 = (1/2)\ (45)\ (7.5)^2 = 1266\mu j$

$^1/_2LI^2 = (1/2)\ (45)\ (7.5)^2 = 1266\mu j$

**Select core size and shape**

-26 material will be used in this example. Refer to the Energy Storage table on page 27. The T106 size toroid will be selected in order to keep the winding "simple" and the temperature rise around 25°C. The E137 is also an attractive choice if bobbin winding is preferred.

The -8 material is the best choice since component size is the primary concern. The Energy Storage table on page 25 indicates that the T94 size toroid is the smallest core able to meet the energy storage requirements at <40°C temperature rise. We must also check the % saturation curves (page 25 bottom) to verify that this core will be operating at less than 25% saturation.

**Determine number of turns**

The curve at the top of page 27 indicates the T106 will require 227 ampere-turns to produce 1266µj. Therefore,
NI = 217 or N = 217 / 7.5 = 29 turns

In the case of the E137 core, the curves indicate that 167 ampere-turns will be required to produce 1266µj.

Therefore,
NI = 162 or N = 162 / 7.5 = 22 turns

The curves at the bottom of page 25 indicate that the T94 will be operating at 85% of initial permeability (15% saturation) to produce 1266µj. Use the following formula to calculate turns:

$$N = \left[\frac{\text{desired L(nH)}}{(A_L)\ (\%\mu i)}\right]^{1/2}$$

$$N = \left[\frac{45{,}000}{(24.8)\ (.85)}\right]^{1/2} = 46 \text{ turns}$$

**Determine wire size**

In the case of the T106 toroidal core, the "simple" winding limits are close estimates of typical single layer windings, refer to the Single Layer Winding Table on page 43. This table shows that #17 wire will fit in a single layer and result in a 25°C temperature rise from the wire. In the case of the E137, referring to the Full Winding Table on page 32 indicates that up to #13 wire can be used.

Solution: T106-26 with 29 turns #17
or E137-26 with 22 turns #13

Since a "full" winding was required to keep the temperature rise on the T94 below 40°C, refer to this winding table on page 44. This table indicates that #17 wire should be used.
This table also contains the information necessary to calculate the DC resistance of a winding.

Solution: Part number T94-8/90
with 46 turns #17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บรรณานุกรม


สุวัฒน์ ดั่น.**เทคนิคและการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย**.กรุงเทพฯ:สหายบล็อค

ซีเอ็ดยูเคชั่น.**รวมโครงงานอิเล็กทรอนิกส์เครื่องจ่ายไฟ**.กรุงเทพฯ:ซีเอ็ดยูเคชั่น

Ferroxcube.**Linear Ferrite Materials & Components**.Catalog.1984

Fisher,M.J.**Power Electronics**.PWS-Kent.Boston.1991.

Motorola.**Recitfiers and Zener Diodes Data**.Motorola Data Book.DL125Rev4.1988.






เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้