



สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

SWITCHING POWER SUPPLY



|                      |               |
|----------------------|---------------|
| วัน เดือน ปี.....    | 14.ธ.ค.2541   |
| เลขทะเบียน.....      | 0.38894       |
| เลขเรียกหนังสือ..... | 1.A0101.7.611 |

ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการป้การศึกษา 2540 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

038894

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย  
SWITCHING POWER SUPPLY



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ปีการศึกษา 2540

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ประจำปีการศึกษา 2540

ภาควิชา เทคนิคอุตสาหกรรม

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง สวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

นายรุ่งนิรันด จันตะนี 37013353

อาจารย์ ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์ อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2540

### บทคัดย่อ

โครงการนี้ได้เสนอแนวการออกแบบ และหลักการสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายขนาด 4.5 Amp., 50 Volt. สำหรับเพื่อเป็นแหล่งจ่ายไฟให้อุปกรณ์และวงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีประสิทธิภาพสูง และมีขนาดเล็ก  
โครงการนี้ประกอบด้วยส่วนหลักคือ

1. วงจรเรกติไฟร์เออร์ ทางด้านอินพุท
2. วงจรอาร์ เอฟ ไอ กรองแรงดันทางด้านอินพุท
3. วงจรคอนเวอร์เตอร์
4. วงจรควบคุม
5. การออกแบบอุปกรณ์กำลังสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์
6. วงจรสับเบอร์ และสวิตชิงไดโอด
7. การออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง
8. การออกแบบวงจรเรกติไฟร์เออร์ทางด้านเอาต์พุท

โครงการนี้มีข้อดีหลายประการเช่นมีประสิทธิภาพสูงมีขนาดเล็กกว่าเครื่องสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายในปัจจุบัน และสามารถรักษาเสถียรภาพของกระแสและแรงดันให้คงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## **SWITCHING POWER SUPPLY**

Mr.ROONGNIRUND CHANTANEE 37013353

Asst . Prof . PRADIT VACHARAPIBUL Advisor

1997

### **ABSTRACT**

In this project present the basics concept and designs the 4.5 Amp., 50 Volt. switching power supply for supplying an electricity to the equipment and electronics circuits, which need a high efficiency and small size. It has main components such as,

1. Input Rectifier.
2. RFI Input Filter.
3. Converter Circuit.
4. Control Circuit.
5. Designing power device for converter circuit
6. Snuber and switching diode.
7. Design switching transformer.
8. Designing output rectifier.

This project has a lot of advantages for example has a high efficiency in working and a smaller size.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

|   | หน้า |
|---|------|
| <b>บทที่ 1</b> <b>เรื่องทั่วไปของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย</b> | 1    |
| <b>บทที่ 2</b> <b>วงจร RECTIFIER</b>                        |      |
| 2.1 Rectifier   | 3    |
| 2.2 RFI Input Filter  | 5    |
| 2.3 Fuse  | 6    |
| <b>บทที่ 3</b> <b>คอนเวอร์เตอร์</b>                         |      |
| 3.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์                                    | 7    |
| 3.2 ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์                                 | 8    |
| 3.3 พุช - พูลคอนเวอร์เตอร์                                  | 9    |
| 3.4 ฮาล์ฟ - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์                             | 10   |
| 3.5 ฟูล - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์                               | 10   |
| 3.6 คอนเวอร์เตอร์ แบบฮาล์ฟบริดจ์                            | 11   |
| 3.7 การคำนวณเพื่อออกแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์             | 19   |
| <b>บทที่ 4</b> <b>วงจรควบคุม</b>                            |      |
| 4.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมแรงดัน                            | 22   |
| 4.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส                          | 23   |
| 4.3 การออกแบบวงจรควบคุม                                     | 25   |
| 4.4 การควบคุม OUT PUT VOLTAGE                               | 29   |
| 4.5 ภาควงจรจำกัดกระแส                                       | 29   |
| 4.6 การทดสอบเสถียรภาพการทำงานของวงจรควบคุม                  | 30   |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## **บทที่ 5 การออกแบบอุปกรณ์กำลังสำหรับ CONVERTER**

|      |  |    |
|------|--|----|
| 5.1  | ทรานซิสเตอร์กำลัง                              | 31 |
| 5.2  | คำจำกัดความที่เกี่ยวข้องกับทรานซิสเตอร์        | 32 |
| 5.3  | ความสัมพันธ์กับโหลดความเหนี่ยวนำ               | 33 |
| 5.4  | วงจรรองกันทรานซิสเตอร์อิมิตัว                  | 34 |
| 5.5  | เทคนิคการขับเคลื่อนสำหรับทรานซิสเตอร์          | 36 |
| 5.6  | ปรากฏการณ์ Secondary breakdown ของทรานซิสเตอร์ | 44 |
| 5.7  | มอสเฟตกำลัง (Power Mosfet)                     | 50 |
| 5.8  | ลักษณะสมบัติที่ STEADY STATE ของมอสเฟต         | 51 |
| 5.9  | ลักษณะสมบัติการสวิตชิง                         | 54 |
| 5.10 | พารามิเตอร์ ในการทำงานของมอสเฟต                | 56 |
| 5.11 | การออกแบบวงจรขับเคลื่อน                        | 63 |

## **บทที่ 6 วงจรสับเบรคและสวิตชิงไดโอด**

|     |                         |    |
|-----|-------------------------|----|
| 6.1 | วงจรสับเบรค             | 69 |
| 6.2 | ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด | 72 |

## **บทที่ 7 หม้อแปลงสวิตชิง**

|     |  |     |
|-----|--|-----|
| 7.1 | ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง   | 75  |
| 7.2 | แกนเฟอร์ไรท์และการเลือกใช้   | 77  |
| 7.3 | ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารี และขดเซคันดารี                            | 91  |
| 7.4 | การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด                               | 93  |
| 7.5 | เทคนิคการพันขดลวดทองแดงสำหรับหม้อแปลงสวิตชิง                           | 100 |
| 7.6 | การจัดขดลวดทองแดงสำหรับหม้อแปลงสวิตชิงในคอนเวอร์เตอร์<br>แบบต่าง ๆ     | 103 |
| 7.7 | การเลือกขนาดขดลวดทองแดง และการพันหม้อแปลงสวิตชิงตามวิธี<br>ของ Jongsma | 107 |
| 7.8 | การพันขดลวดโดยไขลวดทองแดงขนานกัน                                       | 111 |

7.9 อุณหภูมิของหม้อแปลงสวิตชิง

113

7.10 ฉากกัน RFI และ EMI

113

7.11 การออกแบบหม้อแปลงสวิตชิงให้มีความปลอดภัย

116

|   |     |
|---|-----|
| <b>บทที่ 8 ภาคเอาทพุท</b>   | 119 |
| 8.1 บทนำภาคเอาทพุท  | 119 |
| 8.2 ลักษณะของวงจรเรียงกระแสภาคเอาทพุท และวงจรรองแรงดัน                      | 119 |
| 8.3 ลักษณะสมบัติของวงจรเรียงกระแสสำหรับ การออกแบบแหล่งจ่าย<br>ไฟตรงสวิตซิ่ง | 120 |
| 8.4 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาทพุท                                   | 127 |

|   |     |
|---|-----|
| <b>บทที่ 9 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง</b> | 136 |
|---|-----|

**ภาคผนวก**

**กิตติกรรมประกาศ**

**หนังสืออ้างอิง**



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป

|  | หน้า |
|--|------|
| <b>บทที่ 1 เรื่องทั่วไปของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย</b>   |      |
| รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย  | 1    |
| <b>บทที่ 2 วงจร RECTIFIER</b>  |      |
| รูปที่ 2.1 ภาค Input ของ Switching Power Supply  | 3    |
| รูปที่ 2.2 แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุ   | 6    |
| <b>บทที่ 3 คอนเวอร์เตอร์</b>   |      |
| รูปที่ 3.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์  | 8    |
| รูปที่ 3.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์   | 9    |
| รูปที่ 3.3 พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์   | 10   |
| รูปที่ 3.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์  | 11   |
| รูปที่ 3.5 ฟูล-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์  | 12   |
| รูปที่ 3.6 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์   | 13   |
| รูปที่ 3.7-a เมื่อ $Q_1$ นำกระแส   | 13   |
| รูปที่ 3.7-b เมื่อ $Q_2$ นำกระแส   | 13   |
| รูปที่ 3.8-a แสดงลักษณะการไม่สมมาตรฟลักซ์  | 16   |
| รูปที่ 3.8-b แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุล้อยกึ่ง $C_b$   | 17   |
| รูปที่ 3.9 แสดงลักษณะของการเกิดความผิดพลาด (Drop) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมขดไฟพรารี<br>เมื่อต่อตัวเก็บประจุล้อยกึ่ง $C_b$ คั่นเข้ามาในวงจร | 17   |
| รูปที่ 3.10 แสดงการหน่วงของช่วงเวลานำกระแส ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์   | 18   |
| รูปที่ 3.11 แสดงการกำหนดค่าเวลาเมื่อ $t_D$ ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  | 19   |
| <b>บทที่ 4 วงจรควบคุม</b>  |      |
| รูปที่ 4.1 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน  | 22   |
| รูปที่ 4.2 แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส  | 23   |
| รูปที่ 4.3 แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออก  | 24   |

|  |    |
|--|----|
| รูปที่ 4.4 PWM Control Circuit                       | 27 |
| รูปที่ 4.5 ส่วนประกอบภายใน TL 494                    | 28 |
| รูปที่ 4.6 Timing Diagram Waveform ของ TL 494        | 28 |
| รูปที่ 4.7 แสดงการทำงานของ Output Voltage            | 29 |
| รูปที่ 4.8 แสดงการคำนวณค่ากระแสที่จำกัด              | 29 |
| รูปที่ 4.9 (ก) การเปลี่ยนแปลงค่ากระแสอย่างทันทีทันใด | 30 |
| รูปที่ 4.9 (ข) การพุ่งของแรงดัน                      | 30 |

## **บทที่ 5 การออกแบบอุปกรณ์กำลังสำหรับ CONVERTER**

|   |    |
|---|----|
| รูปที่ 5.1 แสดงคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์                                       | 32 |
| รูปที่ 5.2 แสดงรูปคลื่นของทรานซิสเตอร์สวิตซ์ซิ่ง                              | 33 |
| รูปที่ 5.3 แสดงรูปคลื่นแรงดันกับกระแสของทรานซิสเตอร์เมื่อขับโหลดความเหนี่ยวนำ | 34 |
| รูปที่ 5.4 วงจรป้องกันทรานซิสเตอร์อิมิตัว                                     | 35 |
| รูปที่ 5.5 วงจรขับเบสโดยใช้หม้อแปลงขับ $Q_1$                                  | 37 |
| รูปที่ 5.6 แสดงวงจรขับเบสโดยใช้หม้อแปลงเป็นตัวยึดเชื่อมต่อ                    | 38 |
| รูปที่ 5.7 แสดงวงจรขับเบสโดยใช้หม้อแปลง                                       | 39 |
| รูปที่ 5.8 วงจรขับเบสโดยใช้ตัวเก็บประจุ                                       | 40 |
| รูปที่ 5.9 แสดงวงจรขับเบสแบบสัดส่วน   | 41 |
| รูปที่ 5.10 แสดงเทคนิคการใช้ไดโอดป้องกันการอิมิตัว                            | 43 |
| รูปที่ 5.11 แสดง SAO ของทรานซิสเตอร์  | 44 |
| รูปที่ 5.12 การป้องกันการ Secondary Breakdown                                 | 45 |
| รูปที่ 5.13 แสดงกราฟความสัมพันธ์ของ $I_c$ และ $V_{ce}$                        | 46 |
| รูปที่ 5.14 พื้นที่ทำงานที่ปลอดภัยเมื่อป้อนไบแอสกลับ RBSOA                    | 47 |
| รูปที่ 5.15 วงจรสับเบอร์ต่อคร่อมทรานซิสเตอร์สวิตซ์ซิ่ง                        | 48 |
| รูปที่ 5.16 a) n-channel depletion - type MOSFET                              | 51 |
| รูปที่ 5.16 b) p-channel depletion - type MOSFET                              | 51 |
| รูปที่ 5.17 a) n-channel enhancement - type MOSFET                            | 52 |
| รูปที่ 5.18 enhancement - type และ depletion - type MOSFET                    | 54 |
| รูปที่ 5.19 ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุท ของ enhancement - type MOSFET             | 54 |
| รูปที่ 5.20 โมเดลการสวิตซ์ซิ่งที่ Steady State ของมอสเฟต                      | 55 |

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ

ไม่ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ

|   |    |
|---|----|
| รูปที่ 5.21 โมเดลแ่งของ enhancement - type MOSFET             | 55 |
| รูปที่ 5.22 โมเดลสวิตช์ของ มอสเฟท                             | 55 |
| รูปที่ 5.23 รูปสัญญาณในการสวิตช์ของมอสเฟท                     | 56 |
| รูปที่ 5.24 ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุท                           | 57 |
| รูปที่ 5.25 ลักษณะสมบัติอินพุท                                | 57 |
| รูปที่ 5.26 ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เทียบกับกระแสทราน             | 58 |
| รูปที่ 5.27 ลักษณะสมบัติอิมพีแดนซ์                            | 58 |
| รูปที่ 5.28 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับอุณหภูมิที่รอยต่อ   | 59 |
| รูปที่ 5.29 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับกระแสทราน           | 60 |
| รูปที่ 5.30 ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเทียบกับอุณหภูมิที่ตัวถัง     | 60 |
| รูปที่ 5.31 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยสูงสุด                   | 61 |
| รูปที่ 5.32 ค่าความจุไฟฟ้าเทียบกับแรงดัน $V_{DS}$             | 62 |
| รูปที่ 5.33 ค่าความจุไฟฟ้าเกทเทียบกับแรงดัน                   | 62 |
| รูปที่ 5.34 การใช้งานมอสเฟทเป็นสวิตช์แบบคอมมอนซอร์ส           | 63 |
| รูปที่ 5.35 การขับมอสเฟทด้วย TTL                              | 64 |
| รูปที่ 5.36 การใช้ IC ที่จ่ายกระแสได้สูง                      | 66 |
| รูปที่ 5.37 a) การขับมอสเฟทด้วย CMOS                          | 67 |
| รูปที่ 5.37 b) การใช้ CMOS ขนานกันเพื่อจ่ายกระแสเกทได้สูงขึ้น | 67 |
| รูปที่ 5.38 การขับมอสเฟทด้วยออฟแอมป์                          | 67 |
| รูปที่ 5.39 วงจรขับเกทโดยใช้ Opto coupler                     | 68 |

## **บทที่ 6 วงจรสับเบอ์และสวิตช์ไดโอด**

|  |    |
|--|----|
| รูปที่ 6.1 แสดงการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อม<br>ทรานซิสเตอร์ ขณะเริ่มหยุดนำกระแส              | 69 |
| รูปที่ 6.2 แสดงการต่อวงจรสับเบอ์ ช่วยหยุดนำกระแส   | 70 |
| รูปที่ 6.3 แสดงการต่อสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน  | 71 |
| รูปที่ 6.4 แสดงวงจรสมมูลของค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง Li และ<br>เก็บตัวประจุที่รอยต่อ $C_1$ ในซ็อกเก็ตไดโอด | 72 |

เอกสารรูปที่ 6.5 แสดงการต่อ RC สับเบอ์คร่อมซ็อกเก็ตไดโอดขณะใช้งาน เพื่อ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ป้องกันการเกิดทรานเซียนต์จากตัวซ็อกเก็ตไดโอด ถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำใช้

## บทที่ 7 หม้อแปลงสวิตชิง

|                 |  |    |
|-----------------|--|----|
| รูปที่ 7.1      | แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง และการพันขดลวดทองแดงอาบนํ้ายาบนบอบบิ้น  | 75 |
| รูปที่ 7.2      | แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้น สำหรับแกนเฟอร์ไรท์แบบ EE, EC และ ETD  | 76 |
| รูปที่ 7.3      | แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรท์ แบบ EE, EI และ ETD   | 78 |
| รูปที่ 7.4      | แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรท์   | 79 |
| รูปที่ 7.5      | แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส   | 80 |
| รูปที่ 7.6      | แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรท์ของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A  | 80 |
| รูปที่ 7.7 (ก)  | เป็นกราฟแสดงค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด   | 83 |
| รูปที่ 7.7 (ข)  | เป็นกราฟแสดงค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด   | 84 |
| รูปที่ 7.7 (ค)  | เป็นกราฟแสดงค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด   | 85 |
| รูปที่ 7.8 (ก)  | แสดงค่ากำลังงานที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรท์ขนาดต่าง ๆ เมื่อใช้กับฮาล์ฟบริดจ์ และฟูลบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์                                  | 86 |
| รูปที่ 7.8 (ข)  | แสดงค่ากำลังงานที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรท์ขนาดต่าง ๆ เมื่อใช้กับ ฟอร์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์   | 87 |
| รูปที่ 7.9 (ก)  | แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น $I_g$ ที่แกนกลาง   | 88 |
| รูปที่ 7.9 (ข)  | แสดงการคั่นช่องอากาศ $I_g$ ระหว่างคูประกบของแกนเฟอร์ไรท์   | 88 |
| รูปที่ 7.10 (ก) | แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $L I^2(PK)$ กับระยะห่างช่องอากาศคั่นสำหรับแกนแบบ ETD   | 90 |
| รูปที่ 7.10 (ข) | แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $L I^2(PK)$ กับระยะห่างช่องอากาศคั่นสำหรับแกนแบบ EE  | 91 |
| รูปที่ 7.11     | แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง   | 92 |
| รูปที่ 7.12     | แสดงลักษณะการไหลวนภายในลวดทองแดง เมื่อมีกระแสสลับไหลผ่าน ทำให้กระแสได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง  | 93 |
| รูปที่ 7.13     | แสดงระยะที่ถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแส $\Delta$ คือระยะที่ค่าความหนาแน่นกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียงแค่ 37 % ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด | 95 |

รูปที่ 7.14 แสดงค่าอัตราส่วนความต้านทานที่กระแสสลับต่อความให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ด้านทานที่กระแสตรง ( $F_s$ ) หาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำ 96 ใช้

|                 |   |     |
|-----------------|---|-----|
| รูปที่ 7.15     | แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตซ์   | 97  |
| รูปที่ 7.16     | แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว   | 98  |
| รูปที่ 7.17     | แสดงผลของขดลวดทองแดง ที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่ว   | 98  |
| รูปที่ 7.18     | แสดงการเปรียบเทียบขดลวดทองแดงที่พันเรียงกัน   | 99  |
| รูปที่ 7.19     | แสดงค่า $F_R$ ซึ่งขึ้นกับจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชั้น   | 100 |
| รูปที่ 7.20     | แสดงการกำหนดจำนวนชั้นในพอร์ชั้น   | 101 |
| รูปที่ 7.21     | แสดงการลดค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่ว   | 101 |
| รูปที่ 7.22     | แสดงการลดจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชั้นจากรูปที่ 7.21 ลงไปอีก   | 101 |
| รูปที่ 7.23     | แสดงลักษณะของพอร์ชั้นที่มีจำนวนชั้นเท่ากับครึ่งชั้น   | 102 |
| รูปที่ 7.24     | แสดงการจัดขดลวดทองแดง สำหรับฟอว์เวิร์ด คอนเวอร์เตอร์<br>ที่เหมาะสม  | 103 |
| รูปที่ 7.25     | แสดงลักษณะการไหลของการทำงานต่าง ๆ ของฟูล-พูลคอนเวอร์เตอร์   | 104 |
| รูปที่ 7.26     | แสดงการจัดขดลวดทองแดง ในหม้อแปลงฟูล - พูล ในลักษณะ<br>การพันควบ   | 104 |
| รูปที่ 7.27     | แสดงลักษณะการพันขดลวดทองแดงของหม้อแปลงฟูล - พูล<br>ในลักษณะแยกส่วน  | 105 |
| รูปที่ 7.28     | แสดงลักษณะการพันขดลวดทองแดงของหม้อแปลงฟูล - พูล ใน<br>ลักษณะแยกส่วนขดลวดแต่ละขดและจัดแบบแทรกกลาง  | 105 |
| รูปที่ 7.29     | แสดงลักษณะของค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่ว ที่มีผลต่อขดลวด<br>ชั้นนอกและชั้นใน   | 106 |
| รูปที่ 7.30     | แสดงลักษณะความหนาแน่นของฟลักซ์รั่วในหม้อแปลงที่มี<br>ขดเซคันดารีหลายขด  | 106 |
| รูปที่ 7.31     | แสดงการกำหนดค่าต่าง ๆ ในการพันหม้อแปลงสวิตซ์ ตามวิธี<br>ของ Jongsma   | 107 |
| รูปที่ 7.32     | แสดงค่าความสัมพันธ์ของ $F_R$ และ $Y$  | 111 |
| รูปที่ 7.33     | แสดงการพันขดลวดโดยใช้ขดลวดทองแดงขนานกัน   | 112 |
| รูปที่ 7.34 (ก) | หม้อแปลงที่ไม่มีฉากกั้น RFI   | 114 |
| รูปที่ 7.37 (ข) | ฉากกั้น RFI จะเป็นตัวผ่านทางให้กระแส RF ไหลลงกราวด์   | 114 |
| รูปที่ 7.34 (ค) | ตัวเก็บประจุ $C_1$ ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้เกิดการแยกจากกันทาง<br>ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ไฟฟ้าระหว่างฉากกั้น RFI กับกราวด์อย่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการ | 114 |

|             |  |     |
|-------------|--|-----|
| รูปที่ 7.35 | แสดงฉากกัน EMI รอบหม้อแปลงสวิตซิ่ง   | 115 |
| รูปที่ 7.36 | แสดงการพันขอลวดบนบอบบิ้นในลักษณะแยกฝั่งขดไพรมารีและขดเซคันดารี ที่ขั้วพักขดลวดของบอบบิ้น | 117 |
| รูปที่ 7.37 | แสดงการแยกส่วนขดลวดไพรมารีและขดลวดเซคันดารีด้วยเทปฉนวนบนบอบบิ้น                          | 118 |

## บทที่ 8 ภาคเอาต์พุต

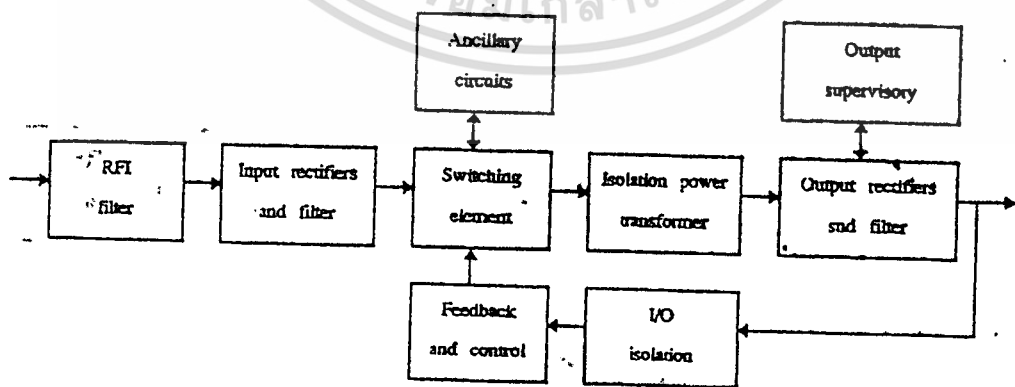
|            |   |     |
|------------|---|-----|
| รูปที่ 8.1 | ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซิ่งแบบ FLYBACK   | 120 |
| รูปที่ 8.2 | ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซิ่งแบบ FORWARD   | 120 |
| รูปที่ 8.3 | ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซิ่งแบบ PUSH - PULL, HALF - BRIDGE AND FULL - BRIDGE  | 121 |
| รูปที่ 8.4 | แสดงลักษณะสมบัติของไดโอด ทั้ง 3 ชนิด ขณะนำกระแส   | 121 |
| รูปที่ 8.5 | แสดงสัญญาณระหว่างช่วงเวลาที่ไดโอดเปิดวงจร   | 123 |
| รูปที่ 8.6 | การป้องกัน ไดโอดเรียงกระแสขณะเปิดวงจร   | 124 |
| รูปที่ 8.7 | เทคนิคการจ่ายกระแสโหลดได้สูงขึ้น โดยการขนาน ไดโอด   | 127 |
| รูปที่ 8.8 | ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟสวิตซิ่งแบบ HALF - BRIDGE และ แสดงรูปสัญญาณของแรงดัน และกระแส                                      | 129 |
| รูปที่ 8.9 | กราฟแสดงความสัมพันธ์ของขนาดแกนค่าความซึมซาบ H/N และ $L^2$ เมื่อ $L =$ ค่าความเหนี่ยวนำ เมื่อป้อนไฟตรง (mH), $I =$ กระแส (A) | 133 |

### บทที่ 1

## เรื่องทั่วไปของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

ในปัจจุบันคงจะปฏิเสธไม่ได้เลยว่าเทคโนโลยีต่างๆ ได้พัฒนาก้าวหน้าไปกว่าแต่ก่อนมาก โดยเฉพาะด้านอิเล็กทรอนิกส์ การพัฒนาในด้านต่าง ๆ ล้วนมีจุดประสงค์หลักคือทำให้มีขนาดกะทัดรัดเล็กลง น้ำหนักเบาและราคาถูก ในขณะที่ประสิทธิภาพสูงขึ้น ซึ่งรวมไปถึงการพัฒนาของเพาเวอร์ซัพพลายด้วย จากยุคของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายก็มาถึงยุคของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเพื่อรับรองรับเทคโนโลยีใหม่ๆ ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์หรือในด้านอื่น ๆ ก็ตาม อย่างเช่นในระบบคอมพิวเตอร์ โทรทัศน์สี ระบบสื่อสารต่าง ๆ งานอุตสาหกรรม หรือแม้แต่เครื่องขยายเสียงที่ติครยนต์ และงานอื่น ๆ อีกมากมาย ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนี้แหละที่จะเป็นผู้เปลี่ยนโฉมหน้าอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์

ในแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์จะประกอบด้วยหม้อแปลงความถี่ต่ำ ซึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนไฟสลับแรงดันสูงให้มีแรงดันต่ำลงตามต้องการ จากนั้นจึงส่งต่อเข้าวงจรเรกติไฟร์ และ ฟิลเตอร์ ขึ้นสุดท้ายก็จะผ่านวงจรเรกูเรเตอร์ เพื่อที่จะรักษาเสถียรภาพของแรงดันส่วนแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นไม่ต้องใช้หม้อแปลงกำลังแต่หันไปใช้หม้อแปลงความถี่สูง โดยไฟสลับแรงดันสูงจะต่อเข้าวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์โดยตรงเป็นไฟตรงที่มีแรงดันสูงจากนั้นจะผ่านวงจรสวิตชิงเพื่อแปลงกลับเป็นไฟสลับความถี่สูง แรงดันไฟสลับนี้จะผ่านวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ โดยจะสะสมพลังงานไว้ในตัวเก็บประจุทางเอาท์พุทพร้อมใช้งาน หลักการทำงานโดยทั่วไป จะแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้น แสดงไว้ดังรูปที่ 1.1



รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มจาก INPUT แรงดันไฟสลับ 220 V ผ่านเข้ามาทาง RFI ฟิวเตอร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวนออก จากนั้นจะถูกเปลี่ยนเป็นไฟกระแสตรงแรงดันสูงจากวงจรเรกติไฟเออร์ จากนั้นแรงดันไฟตรงที่ได้จะถูกส่งไปยังวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อทำการตัดต่อแรงดันไฟตรงให้เป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20-220 kHz ต่อจากนั้นจึงนำไปผ่านหม้อแปลงสวิตชิงเพื่อที่จะลดทอนแรงดันลงแล้วจึงนำแรงดันที่ได้มาผ่านวงจรกรองกระแสและแรงดันก่อนแล้วจึงจ่ายให้แก่โหลด

ส่วนการคงค่าแรงดันให้คงที่นั้น จะใช้วิธี Feed Back เอาท์พุทที่ได้ส่วนหนึ่งไปเข้าวงจรควบคุมแรงดัน ซึ่งวงจรควบคุมแรงดันนี้จะสร้างพัลส์ขึ้นตามค่าแรงดันเอาท์พุทที่เปลี่ยนไป โดยพัลส์นี้จะนำไปควบคุมช่วงนำของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ ทำให้ช่วงนำกระแสมากขึ้นอยู่กับแรงดันเอาท์พุทที่เปลี่ยนไป

### ข้อดีของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นจะทำงานในลักษณะสวิตชิงอุปกรณ์ต่างๆ จะไม่นำกระแสตลอดเวลา จึงทำให้มีการสูญเสียกำลังงานในอุปกรณ์น้อย ทำให้มีประสิทธิภาพสูงประมาณ 60-90% ซึ่งดีกว่าลิเนียร์เรกกูเรเตอร์ซึ่งมีประสิทธิภาพประมาณ 40-50% นอกจากนี้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังใช้หม้อแปลงสวิตชิง ซึ่งมีขนาดเล็กเพราะเป็นหม้อแปลงความถี่สูง จึงทำให้แหล่งจ่ายไฟแบบนี้มีขนาดเล็กและมีขนาดเบา

## บทที่ 2

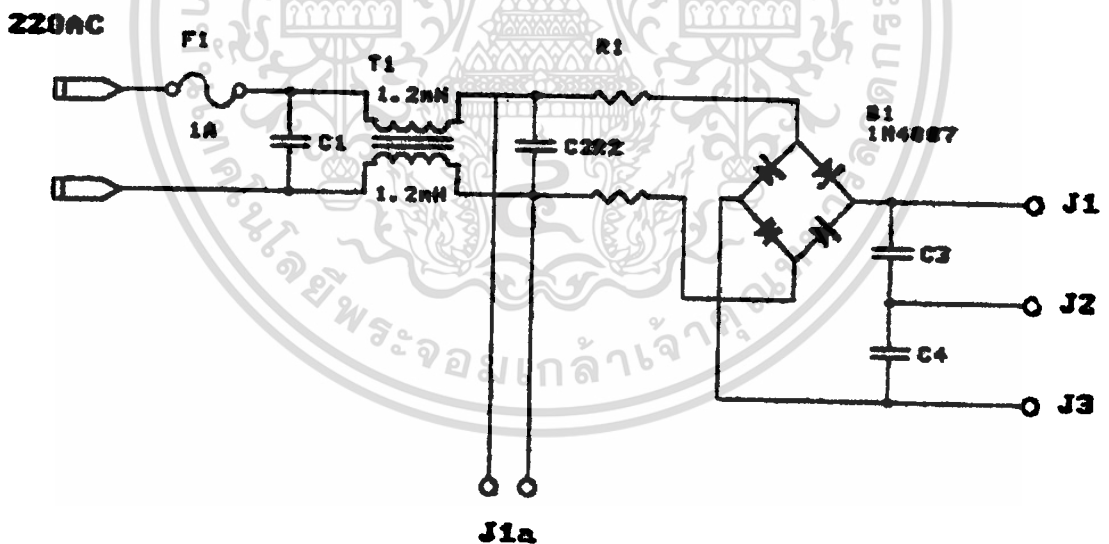
### วงจร RECTIFIER

ภาคนี้จะเป็นส่วนที่แปลงแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรง เพื่อส่งไปยังคอนเวอร์เตอร์ต่อไปดังรูปที่ 2.1 โดยจะแบ่งออกเป็นสำคัญ 3 ส่วน

1. Rectifier
2. RFI Input Filter
3. Fuse

#### 2.1 Rectifier

ส่วนนี้นับเป็นส่วนสำคัญ เพราะเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทดกระแสของ Fuse และ RFI Input Filter ซึ่งประกอบด้วย ตัวต้านทานกำจัดกระแสไดโอด ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ ต่อกันซึ่งต้องทำการออกแบบให้ดี เพราะทำงานที่แรงดันไฟสูง



รูปที่ 2.1 ภาค Input ของ Switching Power Supply

#### 2.1.1 ตัวต้านทานกำจัดกระแส

ตัวต้านทานนี้จะเป็นตัวกำจัดกระแสกระชาก (Inrush Current) ที่เกิดขึ้นในวงจร โดยเฉพาะตอนเปิดเครื่องหรือตอนตัวเก็บประจุชาร์จประจุ จะเหมือนมีการลัดวงจร ถ้าค่าตัวเก็บประจุสูง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เหมือนยูทูบเห็นไปเซปรีเซชันดี การค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก็จะทำให้เกิดกระแสกระชากสูงด้วย จากวงจรจะใช้ R1 และ R2 ค่า 1 ขนาด 5 W เป็นตัวจำกัดกระแส

### 2.1.2 ไดโอดเรกติไฟเออร์

ทำหน้าที่เรียงกระแสให้เป็นไฟกระแสตรงโดยการนำไดโอดมาต่อเป็นแบบบริดจ์ ซึ่งมีหลักการพิจารณาเลือกดังนี้

1. ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง ( Maximum Forward Current ) จะขึ้นอยู่กับขนาดกำลังงานของ Switching Power Supply โดยเลือกไดโอดที่สามารถทนกระแสได้อย่างน้อยเป็นสองเท่าของกระแสที่ Power Supply ต้องการขณะที่ Steady State Current
2. ค่ากระแสกระชาก ( Maximum Surge Current ) เป็นกระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านไดโอดโดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 20-30 เท่าของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรง
3. ความสามารถในการทนศักดาย้อนกลับ ( Peak Inverse Voltage : PIV ) เนื่องจากวงจรนี้เป็นกร Rectifier ศักดาไฟสูง ปกติจะใช้ไดโอดที่มี PIV = 600 V หรือมากกว่า

### 2.1.3 ตัวเก็บประจุฟิเตอร์

เป็นตัวกรองแรงดันไฟตรง ที่ได้มาจากการเรียงกระแสของไดโอด ให้มีค่าเรียบขึ้นและช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดตามที่คอนเวอร์เตอร์ที่ต้องการ ถ้าพิจารณาจาก Full-Bridge Rectifier ที่กำลังงานต่าง ๆ ตัวเก็บประจุฟิเตอร์จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่การใช้งานจริงต้องคำนวณเพื่อเลือกค่าที่เหมาะสม เช่น การเลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิด Electrolytic คุณภาพดี สามารถรับกระแสได้สูง ทนค่า ESR ต่ำและทนแรงดันได้อย่างน้อย 200 VDC นอกจากนี้ต้องพิจารณาปัจจัยอื่น ๆ ดังนี้

1. อัตราทนกระแสระลอก กระแสระลอกในตัวเก็บประจุทำให้ตัวเก็บประจุร้อนและลดอายุการใช้งานลง โดยปกติผู้ผลิตจะระบุอัตราทนกระแสระลอกไว้ในคาตาชีต

2. แรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุท การกระเพื่อมที่เอาท์พุทมีผลโดยตรงต่อคอนเวอร์เตอร์ หากปล่อยให้มีการกระเพื่อมมาก ความสามารถการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์จะลดลง ปกติในการออกแบบจะยอมให้กระแสกระเพื่อมไม่เกิน 10% ของแรงดันเอาท์พุท ค่า C อาจคำนวณได้จาก

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_e = P_{in} / V_{in (rms)}$$

$$C > (I_e \cdot t) / V_{ripple}$$

$I_e$  = ค่ากระแสประสิทธิผล

$t$  = ช่วงเวลาที่ C คายประจุ

$V_{ripple}$  = ค่ากระแสแฉกระเพื่อม (ripple)

$P_{in}$  = กำลังงานที่จ่ายทาง (input)

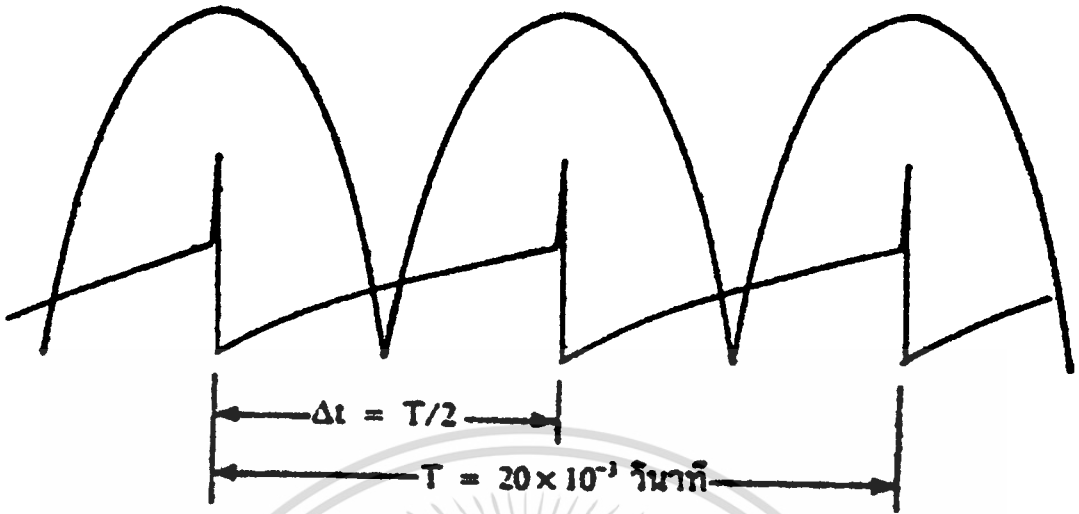
$V_{in (rms)}$  = แรงดัน RMS ที่ input

**หมายเหตุ** เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณช่วงที่คายประจุ  $t$  อาจจะถูกกำหนดเป็น  $T/2$  ของแรงดันจากไดโอด rectifier ( ครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟสลับนั่นเอง ) ดังรูปที่ 2.2 (  $T = 10 \text{ ms}$  ที่ความถี่ไฟสลับ  $50 \text{ Hz}$  )

3. ปัจจัยอื่น อันได้แก่ อัตราทนแรงดัน ขนาดและราคา เป็นต้น

## 2.2 RFI Input Filter

การทำงานของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย มีการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลันที่กระแสสูง ๆ ดังนั้นเป็นเหตุให้เกิดสัญญาณรบกวน RFI ได้เป็นอย่างดีดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีวงจรฟิลเตอร์ เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะออกมาภายนอก ให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ โดยทั่วไปจะต่อ LC ฟิลเตอร์ซั้วที่อินพุตกับระบบแรงดันไฟสลับ



รูปที่ 2.2 แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุ

### 2.3 FUSE

ฟิวส์มีหน้าที่ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และเพื่อแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟกรณีที่มีการลัดวงจร การเลือกใช้ฟิวส์มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้

1. ค่าอัตราทนแรงดัน ( Voltage Rating ) จะต้องใช้ฟิวส์ที่มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับค่าแรงดันของวงจร เพื่อลดการอาร์กในตัวฟิวส์ขณะลัดวงจร
2. ค่าอัตราทนกระแส ( Current Rating ) ค่านี้สามารถกำหนดได้จากค่ากระแส RMS ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าของโหลด และควรเผื่อไว้อีก 50% ด้วย เพื่อยืดอายุการใช้งาน

## บทที่ 8 คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์นั้นเป็นส่วนสำคัญที่สุด ซึ่งจะทำหน้าที่ตัดทอนสัญญาณแรงดันไฟตรงค่าสูงให้เป็นสัญญาณไฟตรงค่าต่ำ ซึ่งการตัดต่อจะเกิดจากการทำงานของ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือ POWER MOSFET ซึ่งจะถูกควบคุมช่วงนำกระแสโดยพัลส์ที่ได้จากวงจรควบคุมคงค่าแรงดันวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่นิยมใช้กันมี 5 แบบด้วยกันคือ

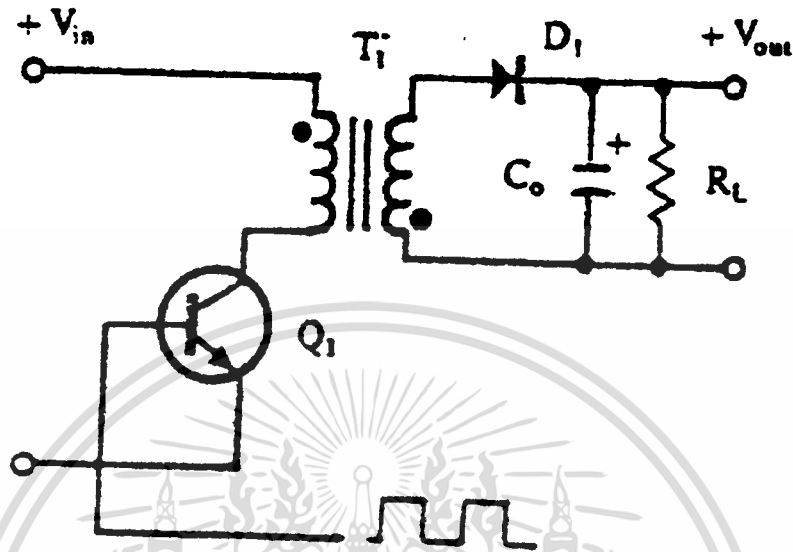
1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ( Fly back Converter )
2. ฟอรวอร์ดคอนเวอร์เตอร์ ( Forward Converter )
3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ ( Push-Pull Converter )
4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ( Half-Bridge Converter )
5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ( Full-Bridge Converter )

คอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบ จะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกัน การที่จะเลือกแบบใด ต้องคำนึงคุณสมบัติต่าง ๆ ของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบ และการทำงานด้วย

### 3.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.1 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์ที่เปลี่ยนที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง  $T_1$  จะกำหนดขดไฟปฐมรี และเซคันดารีให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ  $Q_1$  นำกระแส ไดโอด  $D_1$  จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไฟปฐมรีของหม้อแปลง  $T_1$  แทน เมื่อ  $Q_1$  หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก  $T_1$  ยุบตัว ทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไฟปฐมรี และเซคันดารี  $D_1$  ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสโดยตรง พลังงานที่สะสมในขดไฟปฐมรีของหม้อแปลง ก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคันดารี และมีกระแสไหลผ่านไดโอด  $D_1$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C_o$  และโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่การทำงานของ  $Q_1$  ช่วงเวลานำกระแสของ  $Q_1$  อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI / EMI คอนข้างสูงแต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก ไม่ว้ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

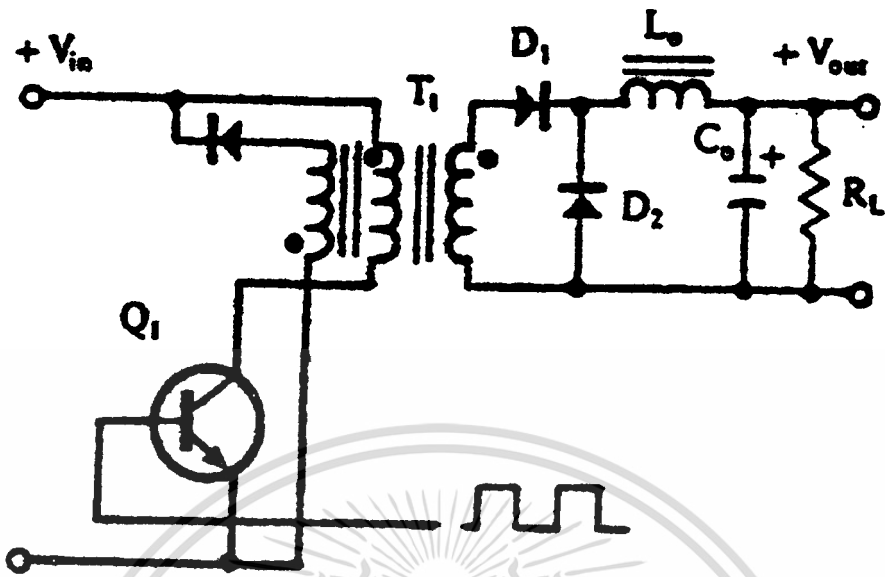


รูปที่ 3.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

### 3.2 ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 3.2 จะเห็นได้ว่า ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง  $T_1$  ในฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะถูกกำหนดขดไฟปฐมวัยและขดเซคันดารีให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ  $Q_1$  นำกระแส ไดโอด  $D_1$  จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่  $D_2$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด  $D_1$  และตัวเหนี่ยวนำ  $L_o$  ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต  $C_o$  และโหลดได้ ขณะที่มีการไหลผ่าน  $L_o$  จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ  $Q_1$  หยุดนำกระแส ไดโอด  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับจึงไม่มีกระแสไหลจากขดเซคันดารีสนามแม่เหล็กใน  $L_o$  จะยุบตัว ทำให้มีการกลับชั่วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด  $D_2$  ก็จะถูกไบแอสตรง  $L_o$  จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมันและ  $D_2$  ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่า จะมีการสะสมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้ จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

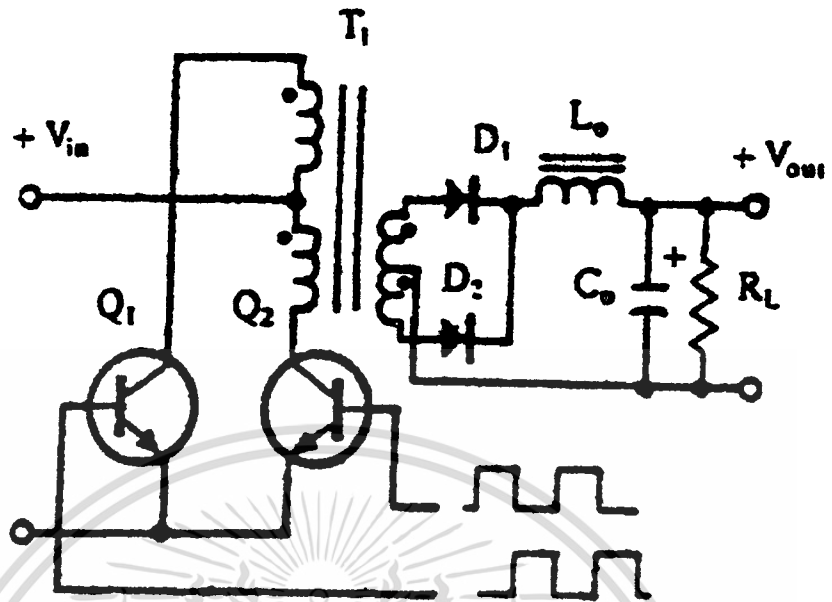


รูปที่ 3.2 ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

### 3.3 พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ เป็นคอนเวอร์เตอร์ ที่สามารถจ่ายพลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสีย คือมักเกิดการไม่สามารถ ของฟลักซ์แม่เหล็กของแกนของหม้อแปลง ซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแสจะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ จึงเหมาะที่จะเป็นเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ

จากรูปที่ 3.3  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงาน เมื่อ  $Q_1$  นำกระแส  $D_1$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่  $D_2$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง และนำกระแสผ่าน  $L_o$  ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้นโหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ



รูปที่ 3.3 พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

### 3.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

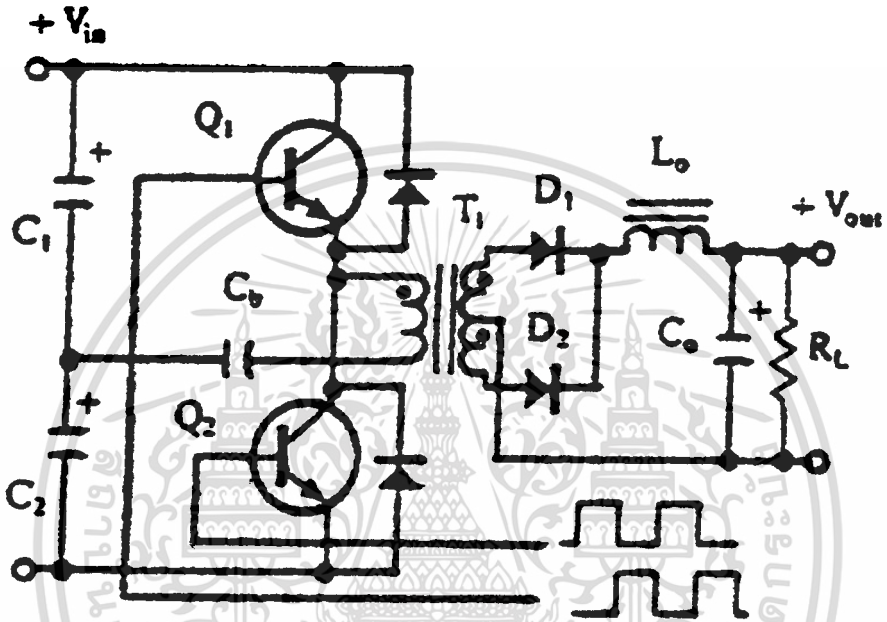
ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จัดเป็น คอนเวอร์เตอร์ ในตระกูลเดียวกับ พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้วและลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 3.4 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแสค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือ จะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของซดไพรมารี จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต เนื่องจากผลของต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านซดไพรมารี จึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัด กำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังงานสูงสุดที่ ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

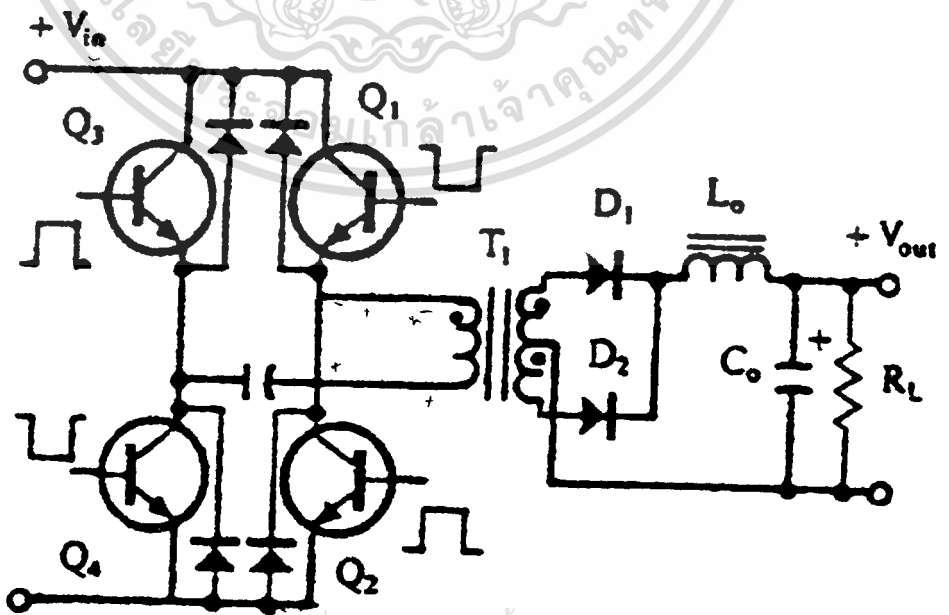
### 3.5 พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.5 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 กระแสที่ไหลผ่านซดไพรมารีของหม้อแปลง จะมีลักษณะเช่นเดียวกับ ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของ

ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดไพรมารี จะมีค่าแรงดันตกคร่อมเท่ากับ ค่าแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารีจึงมีค่าต่ำกว่า ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1,000 วัตต์ จึงมักนิยมใช้ คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก



รูปที่ 3.4 ฮาดฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



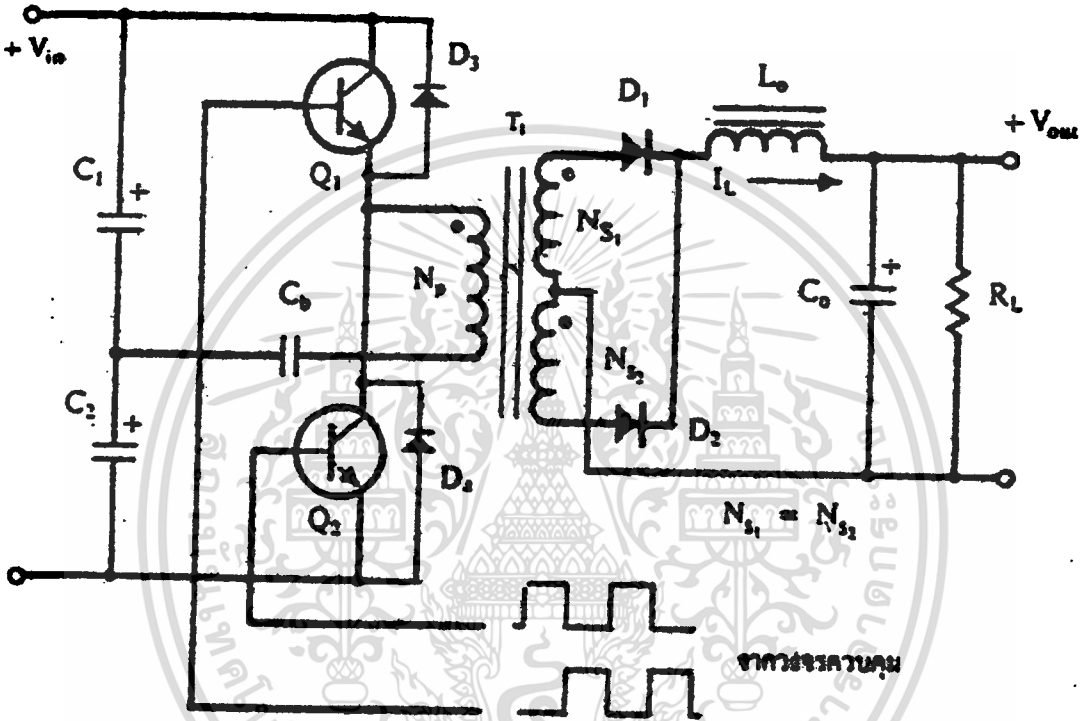
รูปที่ 3.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้เผยแพร่ลงเนื้อหาและต้องขออนุญาตเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**3.6 คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์**

เนื่องจากวงจรสวิตชิงซ์ัพพลายนี้ใช้คอนเวอร์เตอร์แบบ ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จึงจะขอกล่าวอธิบายวงจร ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ไว้ดังนี้เพื่อประโยชน์ในการออกแบบ

พื้นฐานการทำงานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์วงจรพื้นฐาน แสดงดังรูป 3.6

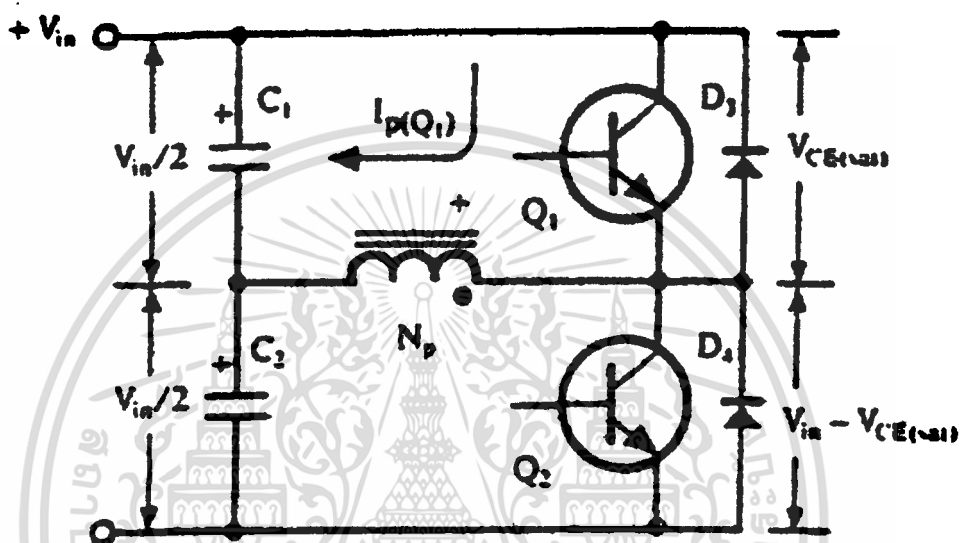


รูปที่ 3.6 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

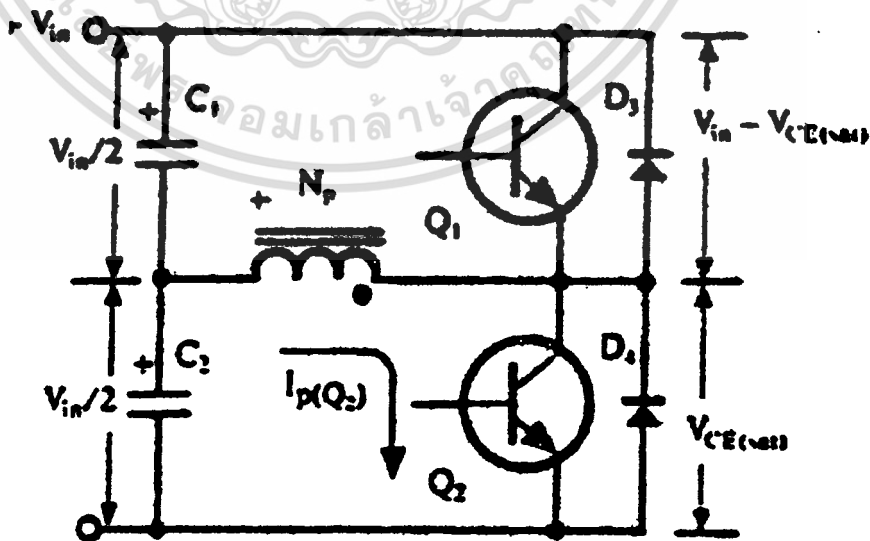
เนื่องจากตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  กำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งครึ่งแรงดันแรงดันตกคร่อม  $C_1$  และ  $C_2$  จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์และเพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานวงจร เราจะพิจารณา ในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ  $C_b$  ต่ออยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดไพรมารี  $N_p$  ที่ต่ออยู่กับ  $C_b$  นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  ดังในรูปที่ 3.7

เมื่อ  $Q_1$  เริ่มนำกระแส และ  $Q_2$  ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม  $Q_2$  จะมีค่าเท่ากับ  $V_{in} - V_{ce(sat)}$  ส่วนแรงดันตกคร่อมของไพรมารี  $N_p$  จะมีค่าเท่ากับ  $V_{c1} - V_{ce(sat)}$  หรือมีค่าเท่ากับ  $V_{in} / 2 - V_{ce(sat)}$  นั้นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ  $Q_2$  นำกระแส และ  $Q_1$  ไม่นำกระแส แรงดัน

ตกรวม Q1 จะมีค่าเท่ากับ  $V_{in} - V_{ce(sat)}$  เช่นเดียวกันแรงดันตกรวมที่จุดไพรมารี  $N_p$  ก็ยังคงมีค่าเท่ากับ  $V_{in} / 2 - V_{ce(sat)}$  เนื่องจาก มีค่าประมาณ 0.5-1 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่า แรงดันตกรวม Q1 และ Q2 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น ผลของการทำงานของ Q1 และ Q2 ที่คานเซนต์คาร์จะมิลักษณะเดียวกับ พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ จึงไม่ขออธิบายในที่นี้



รูปที่ 8.7-a เมื่อ Q1 นำกระแส Q2 จะมีแรงดันตกรวม เท่ากับ  $V_{in} - V_{ce(sat)}$  และแรงดันตกรวม  $N_p$  เท่ากับ  $V_{in} / 2 - V_{ce(sat)}$



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 8.7-b เมื่อ Q2 นำกระแส Q1 จะมีแรงดันตกรวมเท่ากับ  $V_{in} - V_{ce(sat)}$  เช่นเดียว  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีข้อควรระวังเกี่ยวกับวงจรนี้ซึ่งจะอธิบายอีกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.6.1 ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง $C_b$ เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก

ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor)  $C_b$  ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลักคือป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ ขณะวงจรทำงาน เพราะในทางปฏิบัติการต่อตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$  เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากันจริง ๆ นั้นทำได้ยาก รวมทั้งการไม่แมตซ์กันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  อาจก่อให้เกิดปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นได้ทั้งสิ้น การต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง  $C_b$  คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้  $C_b$  มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไป ตามทิศทางของกระแสที่ไหลในขดไพรมารี  $N_p$  ถ้าผลของการเก็บประจุสะสมทำให้  $Q_1$  และ  $Q_2$  มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ  $C_b$  ใช้เวลาไม่เท่ากันด้วยเป็นผลทำให้มีประจุเหลือค้างใน  $C_b$  และทำให้ค่าแรงดันตกคร่อม  $C_b$  นั่นคือหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามเวลาที่เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน  $C_b$  ดังนั้นเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน  $C_b$  จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีให้มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้ และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น (ดูรูปที่ 3.8 ประกอบ) ส่วนการทำงานของ  $C_b$  ในกรณีที่แรงดันตกคร่อม  $C_1$  และ  $C_2$  มีค่าไม่เท่ากันนั้นก็จะเป็นไปในทำนองเดียวกัน

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง  $C_b$  คั่นเข้าไปในวงจร จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม  $C_b$  นั่นเอง (ดูรูปที่ 3.9) และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคันดารีทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดค่า  $C_b$  ให้มีค่าเหมาะสมเพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารีต่ำที่สุด การกำหนดค่าของ  $C_b$  อาจทำได้ดังนี้คือ

$$C_b = I_p (pk) (0.4T) / V$$

เมื่อ  $I_p (pk)$  คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี

$V$  คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมรับได้ (ไม่เกิน 20% ของ  $V_{im} / 2$ )

$T$  คือ คาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สูงวงไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.6.2 คอมมิวเตติ้งไดโอด $D_s$ และ $D_4$

จากวงจรในรูปที่ 3.7 จะเห็นว่ามีไดโอด  $D_s$  และ  $D_4$  ต่อคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  อยู่ ไดโอดทั้งสองตัวนี้เรียกว่า คอมมิวเตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ 2 ประการคือ

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสเนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วย คอมมิวเตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

2. ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  เริ่มหยุดนำกระแส ขดไพรมารี  $N_p$  จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตติ้งไดโอด  $Q_2$  จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่คอลเลกเตอร์เป็นลบ ในขณะที่  $Q_1$  ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า  $V_{in} / 2$  ในกรณีนี้ ไดโอด  $D_4$  จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอส ตรงจากแรงดันของขดไพรมารีและค่าแรงดันนี้ลงไป ในทำนองเดียวกันเมื่อ  $Q_2$  เริ่มหยุดนำกระแส ไดโอด  $D_s$  จะทำหน้าที่เช่นเดียวกัน เป็นการป้องกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตติ้งไดโอด  $D_s$  และ  $D_4$  ต้องเป็นชนิดฟาสต์รีคัฟเวอรี และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อย 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

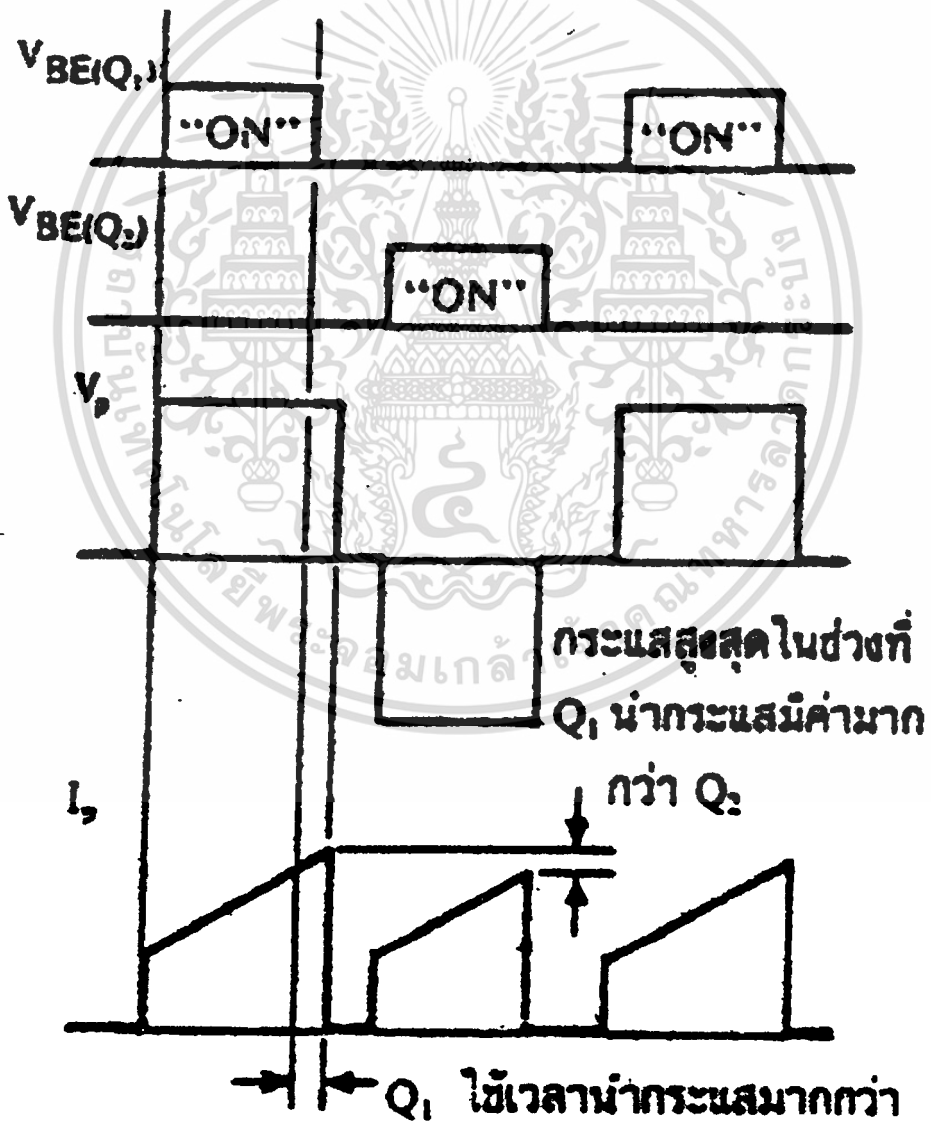
### 3.6.3 ค่าเวลาเมื่อ $td$ สำหรับ ฮาล์ฟ-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์

การกำหนดค่าเวลา (Dead Time) ไว้เพื่อไม่ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีช่วงเวลานำกระแสมากเกินไป มีเหตุผลหลัก 2 ประการคือ ประการแรก ถ้าไม่มีการจำกัดช่วงเวลานำกระแสเอาไว้เมื่อเกิดกรณีโพลดคิงกระแสมากขึ้นวงจรควบคุมจะสั่งงานให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าช่วงเวลานำกระแสเพิ่มขึ้น ทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือมีค่าลดลง และเกิดการไม่สมมาตรปลั๊กซ์ขึ้น แกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์ จะเข้าสู่จุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็วทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ เหตุผลอีกประการหนึ่งก็คือ ถึงแม้จะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ครั้งหนึ่งของคาบเวลาเท่ากันแล้วก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ก็ยังไม่ปลอดภัยพอ เพราะการตอบสนองของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อาจเป็นไปได้อีก เนื่องจากเกิดการประจุสะสมขึ้นในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส เมื่อหยุดจ่ายกระแสไบแอสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เวลา  $t = T / 2$  ประจุสะสม จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสต่อไปได้อีกชั่วระยะเวลาหนึ่ง ก่อนที่กระแสจะลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ ในขณะเดียวกันกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือ เริ่มได้รับกระแสไบแอสที่เวลา  $t = T / 2$  เช่นเดียวกันทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเกิดนำกระแสพร้อมกัน ในกรณีนี้แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวขณะนำกระแส จะเท่ากับค่าของแรงดันอินพุต และทำให้เกิดการพังเสียหายอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 3.9 ประกอบ)

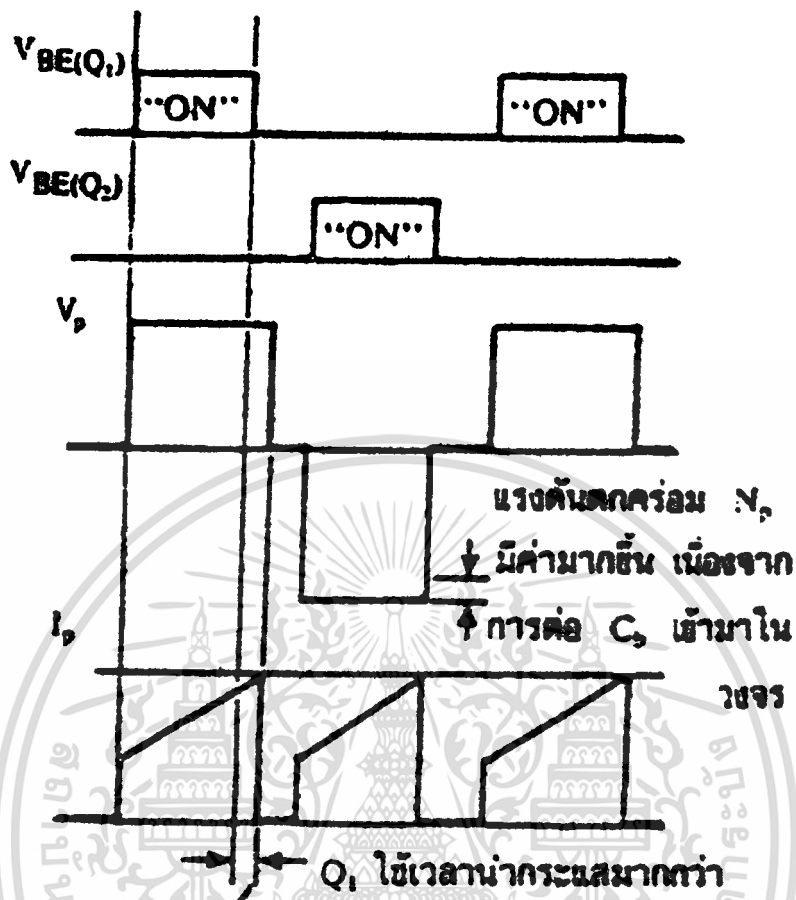
การกำหนดค่าเวลาเมื่อ  $t_D$  สำหรับช่วงเวลานำกระแสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ดังรูปที่ 8.10 จะช่วยป้องกันปัญหาที่กล่าวมาแล้วได้ ค่าเวลาเมื่อ  $t_D$  โดยทั่วไปจะกำหนดไว้ประมาณ 20% ของครึ่งคาบเวลา ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  จึงไม่ควรมีค่าเกิน

$$t_{ON(max)} = 0.8 (T / 2)$$

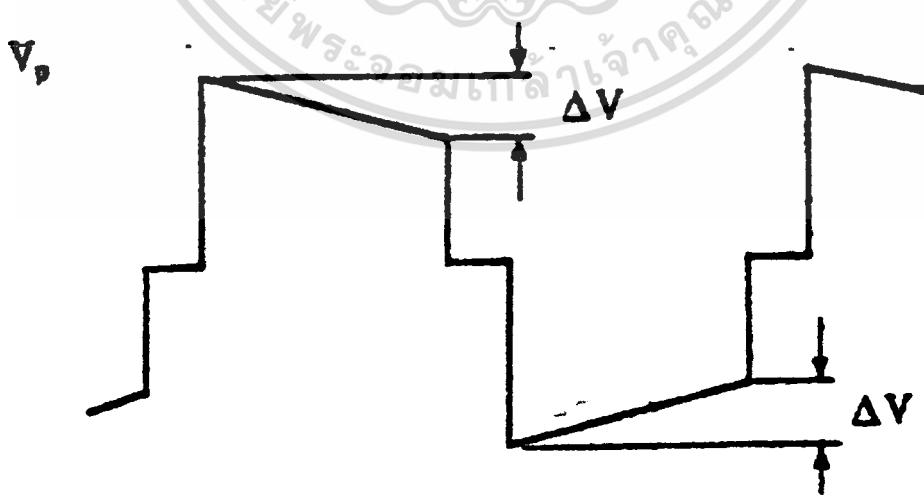
$$= 0.4 T$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 8.8-a แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก  $Q_1$  ใช้เวลานำกระแสมากกว่า  $Q_2$  ไปใช้

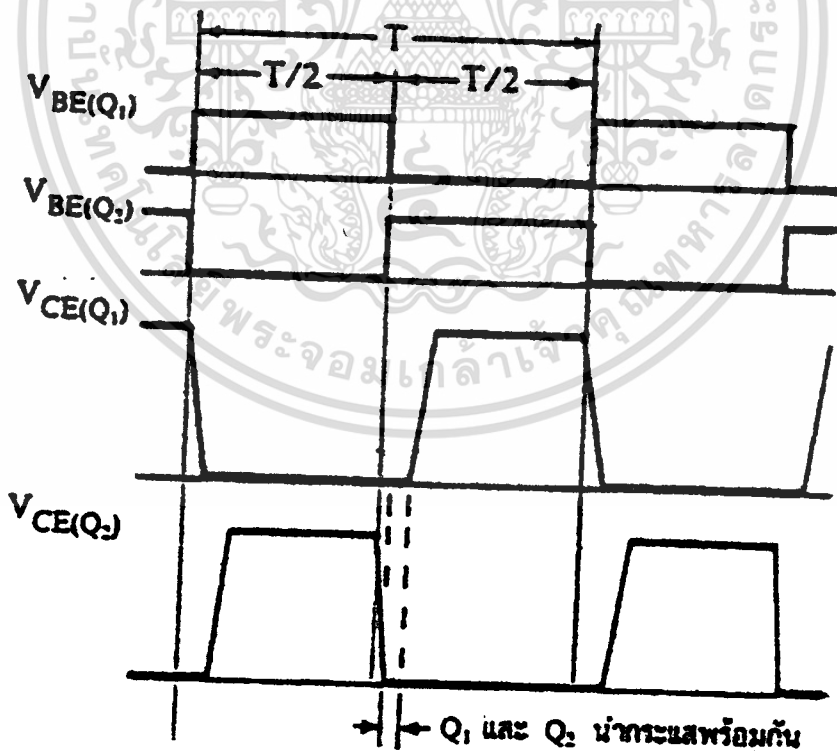


รูปที่ 8.8-b แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุบัสคัก  $C_b$  เข้ามาในวงจรเพื่อลดการไม่สมมาตรฟลักซ์



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 8.9 แสดงลักษณะของการเกิดความพลาณี ( Droop ) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมการค้ำ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกข้อควรระวังเมื่อต่อตัวเก็บประจุ บัสคัก  $C_b$  ตั้บเข้ามาในวงจร

**ข้อสังเกต** คือในช่วงเวลาเมื่อ  $t_D$  นี้  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสพร้อมกันทั้งสองตัว ซึ่งเปรียบได้กับช่วงเวลา  $t_{OFF}$  ของฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ ที่เอาต์พุตโวลต์  $L_o$  จะมีการยุบตัวของสนามแม่เหล็กและกลับขั้วแรงดัน แต่เนื่องจากพวง-พูลคอนเวอร์เตอร์ ไม่มีไดโอดฟลายวีล เช่นเดียวกับฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ ในกรณีนี้ไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  ในรูปที่ 3.6 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีกระแสไหลผ่านขดเซกชั่นคาร์รี  $N_{s1}$  และ  $N_{s2}$  เนื่องจากการถ่ายเทพลังงานที่สะสมใน  $L_o$  ในช่วงเวลาเมื่อ  $t_D$  นี้ด้วยโดยกระแสที่ไหลจาก  $L_o$  จะถูกแบ่งครึ่งผ่านไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  อย่างไม่มีความพลังงานที่สะสมในขดไฟรมาารีเนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กในช่วงเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสจะมีการถ่ายเทออกไปที่ขดเซกชั่นคาร์รีในช่วงเวลาเมื่อ  $t_D$  ด้วยเช่นกัน แต่จะมีกระแสไหลเซกชั่นคาร์รีได้เพียงขดเดียวเนื่องจากไดโอดที่ต่ออยู่กับขดเซกชั่นคาร์รีที่เหลืออยู่ในลักษณะไบแอสกลับ ทำให้มีกระแสเสริมและลดทอนกระแสที่ไหลจากเอาต์พุตโวลต์  $L_o$  ดังนั้นกระแสขอบที่เกิดขึ้นในช่วงเวลา  $t_D$  ของไดโอดตัวหนึ่งจะมากกว่าของอีกตัวหนึ่งเสมอ



รูปที่ 3.10 แสดงการหน่วง ของช่วงเวลานำกระแส ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากประจุสะสม เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน



จากรูป 3.6 หนึ่งคาบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ขดเซคันต์รีจะให้กระแสไหลผ่าน  $L_o$  ได้ถึงสองครั้ง เพราะฉะนั้น 1 คาบจะเท่ากับ  $2T_{ON}$

แรงดันตกคร่อมขดไฟรมารี คือ  $V_{IN} - V_{CE(SAT)}$

แรงดันที่ขดเซคันต์รีหาได้จาก  $(V_{IN} - V_{CE(SAT)}) / V_s = N_p / N_s$

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$V_s = (N_s / N_p) (V_{IN} - V_{CE(SAT)})$$

และจาก 1 คาบเวลา คอนเวอร์เตอร์นำกระแส 2 ครั้ง

เพราะฉะนั้นที่เวลา  $T$  จะได้  $V_s = (N_p / N_s) (V_{IN} - V_{CE(SAT)})$  และที่เวลา  $2T_{ON}$  จะได้

$$V_s = (N_s / N_p) * (V_{IN} - V_{CE(SAT)}) * (2T_{ON}) / T$$

จาก  $V_{OUT} + V_D = V_s$  ดังนั้น

$$V_{OUT} = V_s - V_D$$

$$V_{OUT} = [(N_s / N_p) (V_{IN} - V_{CE(SAT)}) (2T_{ON}) / T] - V_D$$

แต่เนื่องจากแรงดันตกคร่อมขดไฟรมารีของ ฮาร์ฟบริดจ์ คือ  $V_{IN} / 2 - V_{CE(SAT)}$  เพราะฉะนั้น  $V_{OUT}$  ของฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์หาได้จาก

$$V_{OUT} = [(N_s / N_p) * (V_{IN} / 2 - V_{CE(SAT)}) * (2T_{ON}) / T] - V_D$$

กระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน  $Q_1$  และ  $Q_2$

$$I_{p(PK)} = [ (P_{OUT} T) / (V_{IN(MIN)} * T_{ON(MAX)}) ] + [ (V_{IN(MIN)} / 2 - V_{CE(SAT)}) t_{ON(MAX)} ] / L_p$$

โดยที่

$L_p$  คือกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านขดไฟรมารี

$P_{OUT}$  คือกำลังที่ออก

$T$  คือคาบเวลาของคอนเวอร์เตอร์

$t_{ON(MAX)}$  คือช่องนำกระแสของทรานซิสเตอร์

$L_p$  คือค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดไฟรมารี

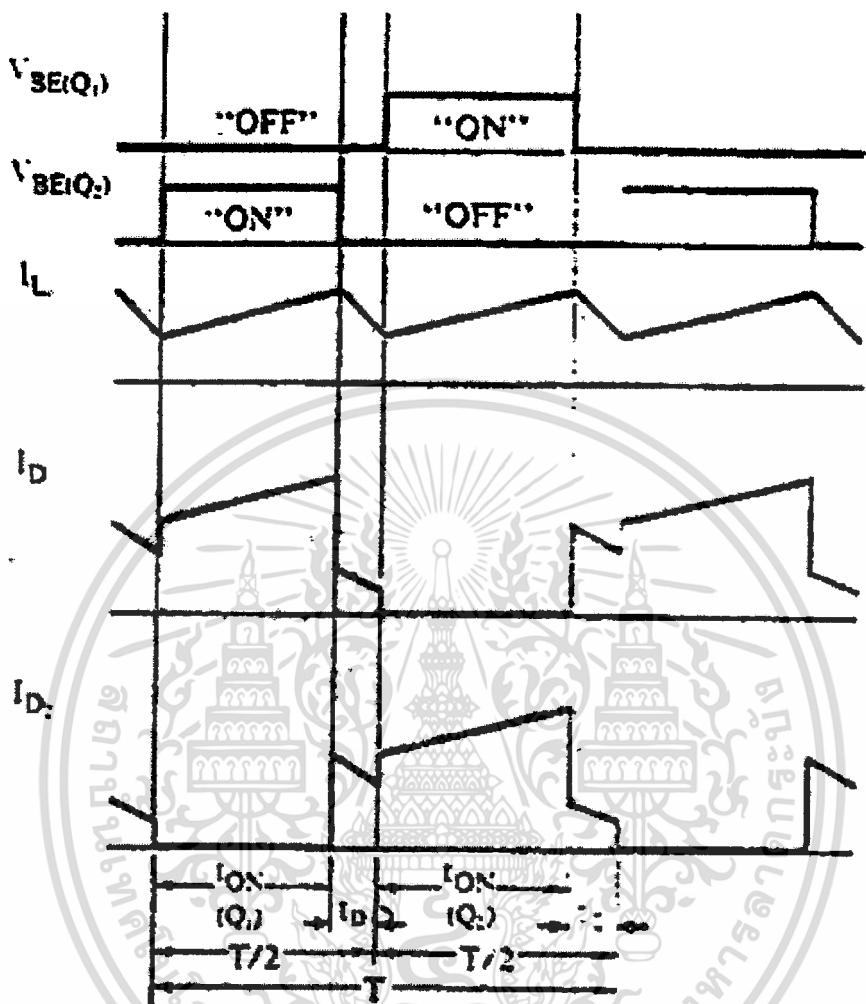
$V_{IN}$  คือแรงดันไฟตรงจากส่วนอินพุตเรกติไฟเออร์

$N_p$  คือจำนวนขดลวดของไฟรมารี

$N_s$  คือจำนวนขดลวดของเซคันต์รี

$V_D$  คือแรงดันตกคร่อมสวิทช์ไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ควรวางไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งขอเชิญให้อัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 แสดงการกำหนดคาบเวลาเมื่อ  $t_D$  ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

กระแสที่ไหลในขดลวดในช่วงเวลาเมื่อ  $t_D$  นี้ จะทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงยังคงค้างอยู่ที่จุดสูงสุดในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสไปแล้วเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวหนึ่งเริ่มนำกระแส ในลักษณะกลับเฟส ความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้น จึงมีค่าเป็นไปได้สูง และเป็นการใช้แกนเฟอร์ไรต์ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดทำให้แกนที่ไซ้มีขนาดเล็กได้

### 3.7 การคำนวณเพื่อออกแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

#### 3.7.1 แรงดันเอาต์พุต

การหาแรงดันเอาต์พุตของ ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์นั้น คล้ายกับแรงดันเอาต์พุตของ พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ พิจารณาวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 3.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูป 3.6 หนึ่งคาบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ขดเซคันดารีจะให้กระแสไหลผ่าน  $L_o$  ได้ถึงสองครั้ง เพราะฉะนั้น 1 คาบจะเท่ากับ  $2T_{ON}$

แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี คือ  $V_{IN} - V_{CE(SAT)}$

แรงดันที่ขดเซคันดารีหาได้จาก  $(V_{IN} - V_{CE(SAT)}) / V_s = N_p / N_s$

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$V_s = (N_s / N_p) (V_{IN} - V_{CE(SAT)})$$

และจาก 1 คาบเวลา คอนเวอร์เตอร์นำกระแส 2 ครั้ง

เพราะฉะนั้นที่เวลา  $T$  จะได้  $V_s = (N_p / N_s) (V_{IN} - V_{CE(SAT)})$  และที่เวลา  $2T_{ON}$  จะได้

$$V_s = (N_s / N_p) * (V_{IN} - V_{CE(SAT)}) * (2T_{ON}) / T$$

จาก  $V_{OUT} + V_D = V_s$  ดังนั้น

$$V_{OUT} = V_s - V_D$$

$$V_{OUT} = [(N_s / N_p) (V_{IN} - V_{CE(SAT)}) (2T_{ON}) / T] - V_D$$

แต่เนื่องจากแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีของ ฮาร์ฟบริดจ์ คือ  $V_{IN} / 2 - V_{CE(SAT)}$  เพราะฉะนั้น  $V_{OUT}$  ของฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์หาได้จาก

$$V_{OUT} = [(N_s / N_p) * (V_{IN} / 2 - V_{CE(SAT)}) * (2T_{ON}) / T] - V_D$$

กระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน  $Q_1$  และ  $Q_2$

$$I_{P(PK)} = [ (P_{OUT} T) / (V_{IN(MIN)} * T_{ON(MAX)}) ] + [ (V_{IN(MIN)} / 2 - V_{CE(SAT)}) t_{ON(MAX)} ] / L_p$$

โดยที่

$L_p$  คือกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านขดไพรมารี

$P_{OUT}$  คือกำลังที่ออก

$T$  คือคาบเวลาของคอนเวอร์เตอร์

$t_{ON(MAX)}$  คือช่องนำกระแสของทรานซิสเตอร์

$L_p$  คือค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดไพรมารี

$V_{IN}$  คือแรงดันไฟตรงจากส่วนอินพุตเรกติไฟเออร์

$N_p$  คือจำนวนขดลวดของไพรมารี

$N_s$  คือจำนวนขดลวดของเซคันดารี

$V_D$  คือแรงดันตกคร่อมสวิชิ่งไดโอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ต่อผู้อื่นและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.7.2 การกำหนดค่าเอาต์พุตไรซ์ $L_0$

$$L_0 = (V_{OUT} + V_D)(T - t_{ON(MAX)})(t_R) / (I_0 2 t_{ON})$$

$t_R$  คือ ค่าเวลาการคืนตัวตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างกะทันหัน

$I_0$  คือ ค่ากระแสที่เกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด

### 3.7.3 ตัวเก็บประจุเอาต์พุต $C_0$

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง จะมีกระแสไหลผ่านโหลดในลักษณะต่อเนื่อง ทำให้มีแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตค่อนข้างต่ำ ตัวเก็บประจุ  $C_0$  จึงไม่จำเป็นต้องมีค่ามาก อย่างไรก็ตามขณะเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างกะทันหัน จะเกิดกระแสกระชากที่เอาต์พุตสูง

ดังนั้นตัวเก็บประจุที่ความจุต่ำ ๆ จะเกิด ESR สูง อาจทำให้แรงดันกระเพื่อมของเอาต์พุตเนื่องจากแรงดันพุงที่ตกคร่อม ESR ขณะโหลดมีการเปลี่ยนแปลงได้ โดยคำนวณค่าแรงดันพุงอาจพิจารณาจาก

$$V_{RIPPLE} = ESR * I_0$$

$V_{RIPPLE}$  คือแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตคอนเวอร์เตอร์

ESR คือค่าความต้านทานแฝงของตัวเก็บประจุ  $C_0$

$I_0$  คือค่ากระแสที่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างกะทันหัน

เพราะฉะนั้นตัวเก็บประจุ  $C_0$  หาได้จาก

$$C_0 = I_{OUT(MAX)} t_{ON(MAX)} / V_{RIPPLE}$$

$C_0$  คือค่าตัวเก็บประจุของเอาต์พุต

$I_{OUT(MAX)}$  คือค่าของกระแสเฉลี่ยสูงสุดที่เอาต์พุต

$t_{ON(MAX)}$  คือช่วงนำกระแสสูงสุด

$V_{RIPPLE}$  คือแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินทางปัญญาของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

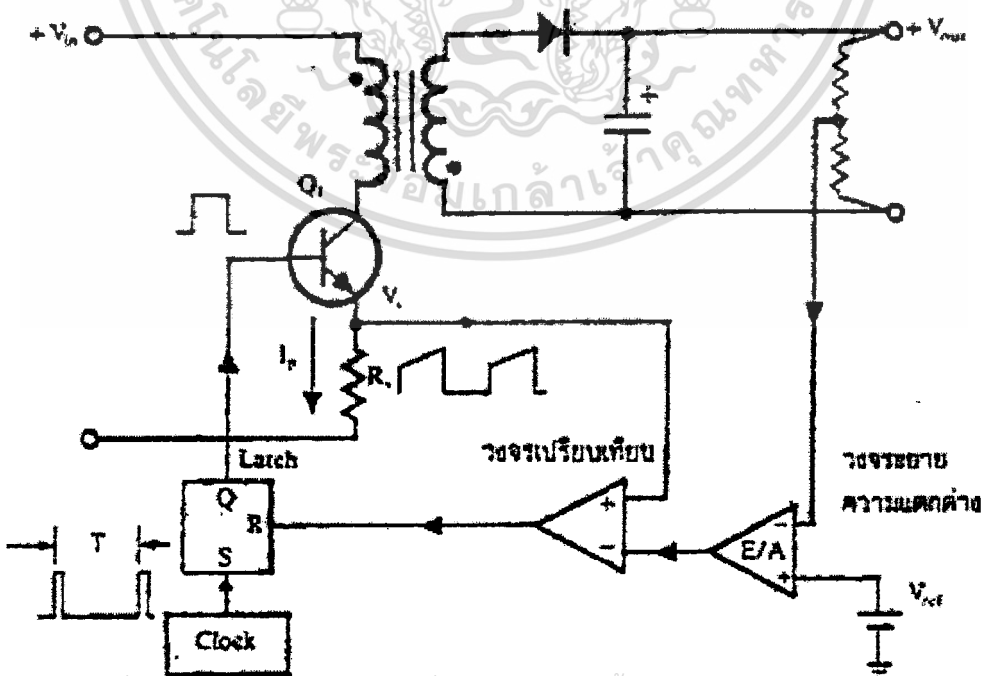


ค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เอง ที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับ จะถูกส่งมายังวงจรรขยายความแตกต่าง E / A ที่ขาอินเวอร์ตติ้ง ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180° กล่าวคือเมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  $t_{on}$  ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงแรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น  $t_{on}$  ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้ ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดันได้แก่ เบอร์ MC 34060, MC 34166 และ TL 494 เป็นต้น

4.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส ( Current Mode Control )

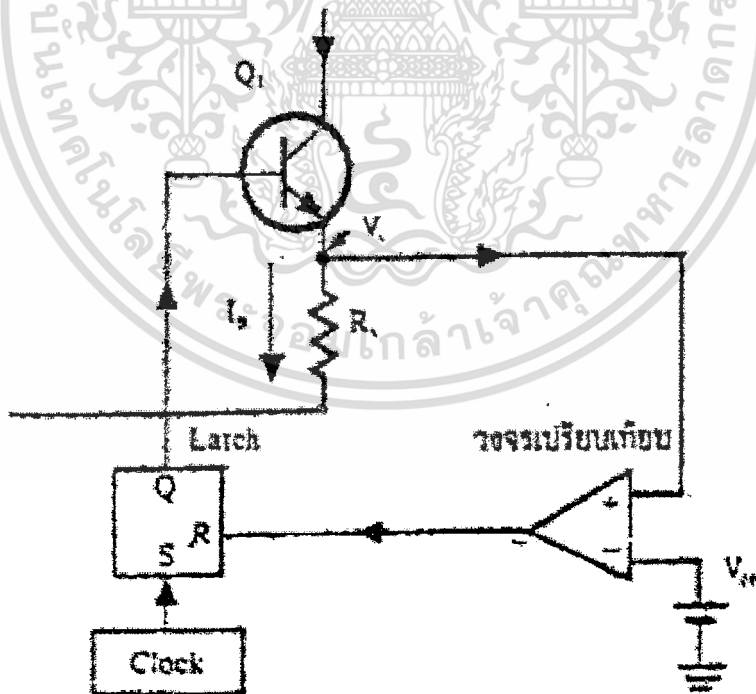
การคงค่าแรงดันเอาต์พุต ของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรควบคุม ในโหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากโหมดควบคุมจากแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมากอย่างไรก็ตาม วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสนี้ ก็ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วidthมอดูเลชั่นเช่นกัน รูปที่ 4.2 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 4.2 แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะแยกการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์ตติงของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง Ver ดังรูปที่ 4.3 วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น "High" เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น "Low" เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา จะให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีความยาวคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น "High" เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะเริ่มนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารีและตัวต้านทาน Rs ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน Vs ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน Rs ด้วย

แรงดันตกคร่อม Rs ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง Ver โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ Vs เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง Ver เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น "High" และจะไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น "Low" และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา Q ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 4.3 แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดด้วยวงจรขยายความแตกต่างออก และกำหนดแรงดันอ้างอิง Ver ที่ขาอินเวอร์ตติงของวงจรเปรียบเทียบแทน

จะเห็นว่าความกว้างของเท่ฟุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน Vs ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน Rs นั่นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน Vs จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง Ver ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเท่ฟุทพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสลดลง ในทางกลับกันถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน Vs จะเพิ่มขึ้นด้วย จะเห็นว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์จะสามารถลดค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่า วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน เป็นต้นว่า ตอบสนองการเปลี่ยนแปลง ของแรงดันอินพุต ได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนส์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุต – สามารถป้องกันกระแสไหลเกินได้ ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ซิดไพรมารีในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว สามารถจำกัดกระแสสูงสุดที่ซิดไพรมารี ปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของฟุช-ฟูลคอนเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

ตัวอย่างไอซี ที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ ในโหมดควบคุมจากกระแสได้ เบอร์ UC3842/3-4/5, MC34023/5 และ MC34129 เป็นต้น

#### 4.3 การออกแบบวงจรควบคุม

จากแรงดัน OUTPUT ของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

$$V_{OUT} = [ ( N_s / N_p ) ( V_{in} / 2 - V_{CE(SAT)} ) ( 2T_{ON} ) ] / T - V_D$$

จะเห็นว่า เราสามารถที่จะควบคุมแรงดันได้โดยการควบคุม ช่วงนำกระแสของ Transistor (  $t_{ON}$  ) ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิค Pulse Width Modulation หรือ PWM ซึ่ง PWM เป็นหลักการที่ใช้ในการควบคุมช่วงเวลาที่นำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การทำงานของวงจรควบคุมแรงดันนั้น เราจะนำค่าแรงดัน Output มาป้อนกลับเข้าวงจรควบคุมแรงดัน โดยนำ Output Voltage มาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง Vref ความแตกต่างที่ได้จะถูกนำมาขยายโดยวงจรรขยายความแตกต่าง เรียกแรงดันที่เปรียบเทียบแล้วว่า Error Voltage Output ไม่ควรปล่อยให้ถึง 0 ทั้งสิ้น ลึกทั้งหมัดให้ลึกลงเมื่อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ ที่ออกจากวงจรขยายความแตกต่างแล้วนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณ Saw Tooth โดยที่เมื่อสัญญาณ

Saw Tooth มีระดับสูงกว่า ค่าของ Error Voltage ทรานซิสเตอร์ ON ( นำกระแส ) เมื่อสัญญาณ Error Voltage มีระดับสูงกว่าสัญญาณ Saw Tooth ทรานซิสเตอร์ก็จะ OFF ( หยุดนำกระแส ) ทิวารณาได้จากรูป 4.4

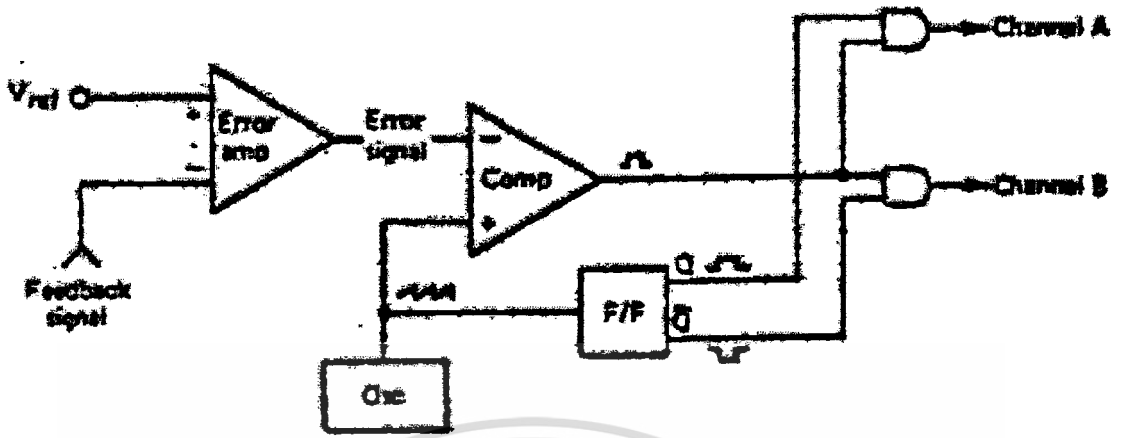
การกำหนดคาบเวลาการทำงาน IC เบอร์ TL 494 ถูกสร้างขึ้นมาเพื่อใช้งานทางด้าน PWM โดยเฉพาะ วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดโดยค่า RT และ CT จากภายนอกที่ 6 และขา 5 ของไอซี ซึ่งคาบเวลาหาได้จาก

$$T = RT CT / 1.1$$

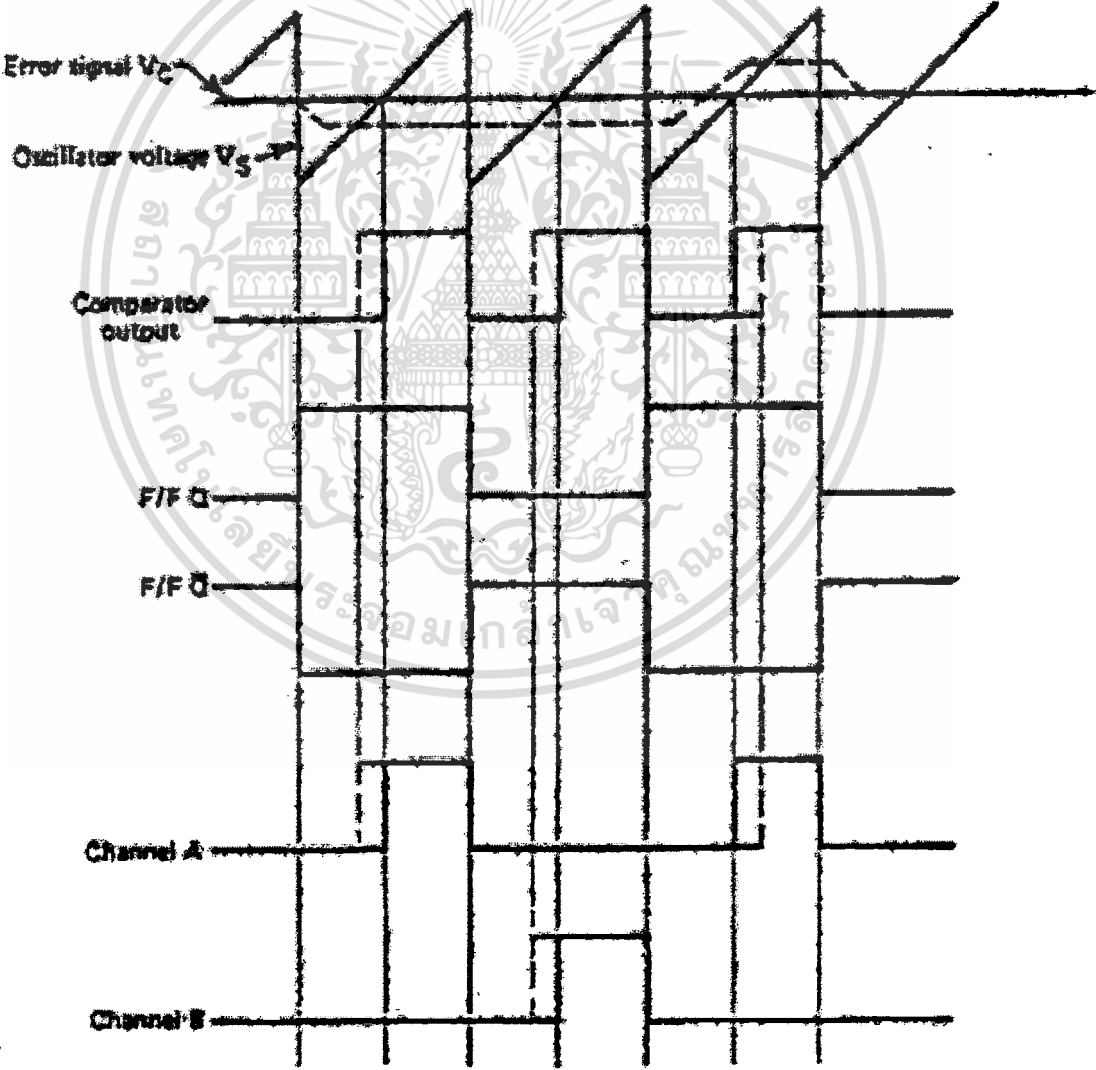
แรงดันตกคร่อม CT จะเป็นลักษณะของรูป Saw Tooth บางที่เรียกว่าสัญญาณ แรมป์ (Ramp) ซึ่งสัญญาณนี้จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณ Error Voltage และสัญญาณ Td ( Dead Time Control ) ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะทำงานได้เมื่อสัญญาณ Clock ที่อินพุตของ ฟลิป-ฟลอป อยู่ในสถานะต่ำซึ่งจะเกิดได้เมื่อแรงดัน Saw Tooth มีค่ามากกว่า Error Voltage และสัญญาณ Dead Time Control ( td )

ที่ขา Dead Time Control จะมีแรงดันอยู่ประมาณ 0.1v แรงดัน Offset อันนี้จะป้อนเข้าที่ขา อินเวอร์ตติ้งอินพุตของวงจร Dead Time Comaparator ดังนั้นเมื่อแรงดันที่ตกคร่อม Ct สูงกว่า 0.1v Comaparator จะให้เอาต์พุตเป็น High ทุกๆเกิดการออสซิลเลต Ct จะคายประจุและแรงดันต่ำกว่านี้ในตอนต้นของสัญญาณ Ramp ทุกๆทางเอาต์พุตของ Comaparator จะมีช่วงเป็น Low เสมอ ทำให้ ทรานซิสเตอร์หยุดการทำงาน (Dead Time) และด้วยคุณสมบัติทางฟิสิกส์ของทรานซิสเตอร์จะทำงานแบบสวิตช์ทุกตัวในช่วง on จะมีการสะสมประจุในเบสถ้าหากว่าช่อง off ไม่นานพอที่จะทำให้ ประจุนี้ลดลงได้ ทรานซิสเตอร์จะทำตัวเหมือนลัดวงจร ซึ่งจะเป็ลักษณะที่เราไม่ต้องการวงจร PWM Comaparator ได้รับการออกแบบมาให้เปรียบเทียบแรงดันตกคร่อม Ct ซึ่งจะรวมกับแรงดัน Off-Set อีก 0.7 v กับแรงดันจากเอาต์พุตของวงจร Error amp. จะเห็นว่าขาของอินเวอร์ตติ้งอินพุตของ PWM Comaparator จะต่อกับวงจรดึงกระแสคงที่ 0.6mA เอาต์พุตของ Error Amplifier แต่ละจุดจะมีไดโอดคั่นอนุกรมกันอยู่ เพื่อทำตัวเป็น OR Gate นั่นเองทำนองเดียวกันแรงดันที่ขา S จะสามารถควบคุมผลทางเอาต์พุตได้เช่นกันกับส่วนของ Dead Time Control

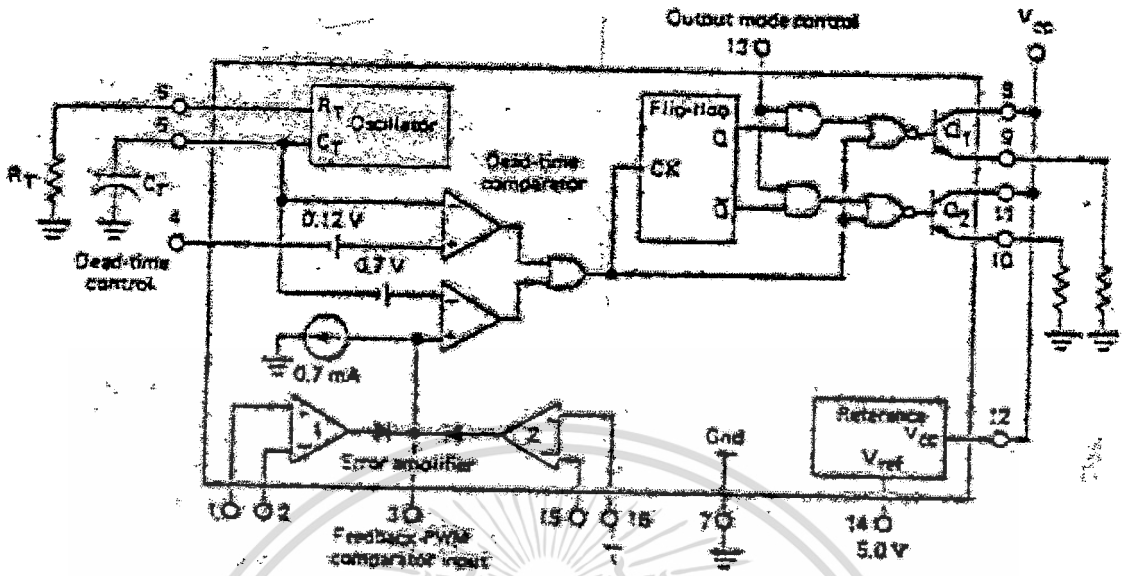
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



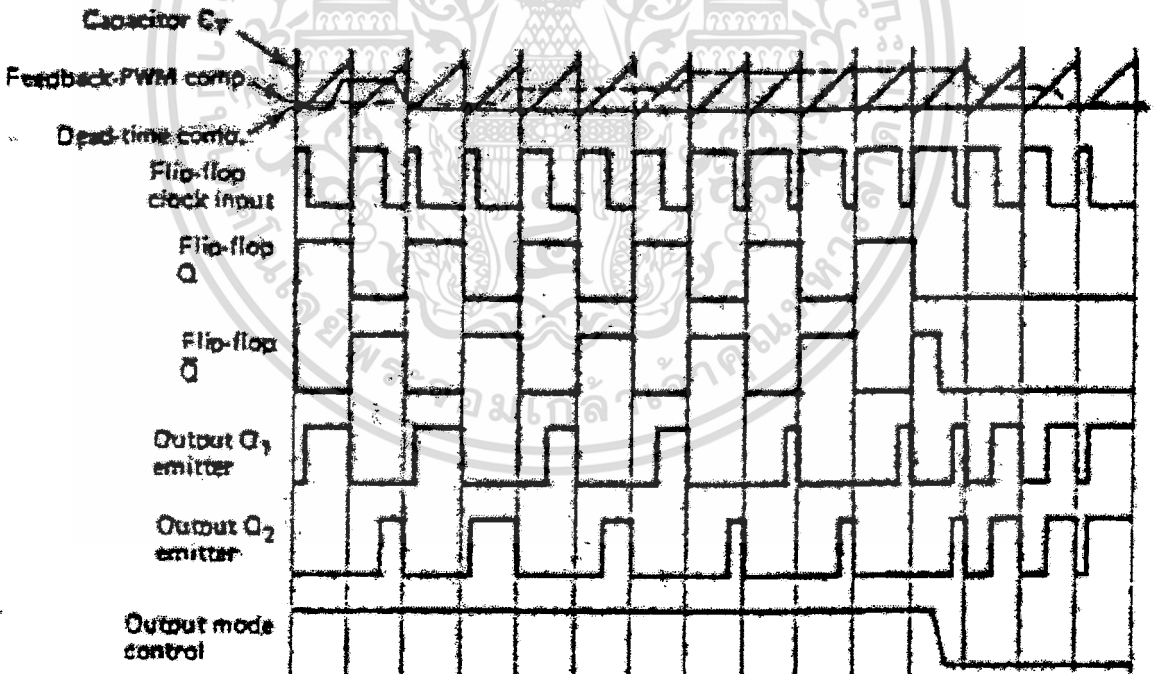
(a)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ **รูปที่ 4.4 PWM Control Circuit** อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 ส่วนประกอบภายใน TL 494



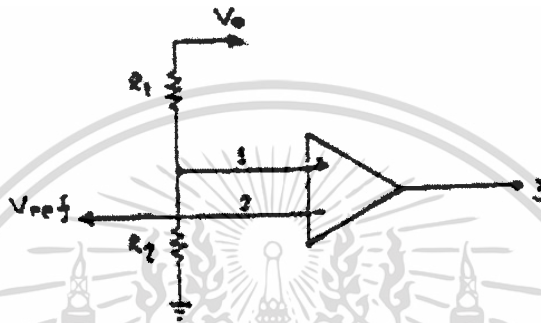
รูปที่ 4.6 Timing Diagram Waveform ของ TL 494

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อีกส่วนหนึ่งที่เพิ่มเข้ามาอีกคือ วงจรเรกกูเลต แรงดัน 5 โวลต์ เพื่อใช้สำหรับเป็นแรงดันอ้างอิง ( วงจรนี้สามารถจ่ายกระแสให้ 20 mA ) หรือจะจ่ายให้กับวงจรภายนอกเลยก็ได้

**4.4 การควบคุม OUTPUT VOLTAGE**

จากรูปที่ 4.5 เราใช้ขา 1 และ 2 ของ TL 494 ทาค่า ERROR VOLTAGE โดยใช้ขา 2 ต่อกับ VREF ขา 1 เป็นขาที่ FEED BACK VOUT ขา 3 คือ ERROR VOLTAGE พิจารณาจากรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 แสดงการทำงานของ Output Voltage

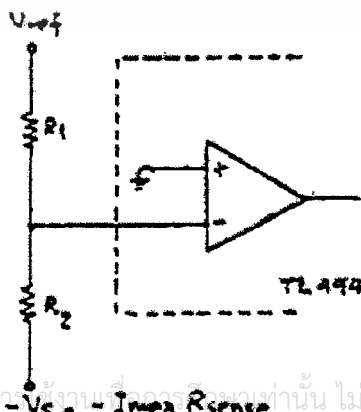
จากรูปที่ 4.7 เราสามารถปรับค่าเอาต์พุตโวลต์ได้โดยการปรับค่า R1 จากสูตร

$$V_o = V_{REF} ( 1 + R_1 / R_2 )$$

**4.5 ภาควงจรจำกัดกระแส**

เราจะจำกัดกระแสได้โดยใช้ ERROR AMPLIFIER อีกตัวหนึ่งใน TL 494 โดยต่อขา 16 ลงกราวด์ ส่วนขา 15 ต่อไปยังตัวต้านทานที่เป็น VOLTAGE DEVIDER ระหว่าง VREF กับ RSENSE ที่ต่ออยู่ระหว่างกราวด์กับเซนเตอร์เทปของ POWER TRANSFORMER ดังรูปที่ 4.8

$$I_{MAX} = V_{REF} ( -R_2 / R_1 * R_{SENSE} )$$



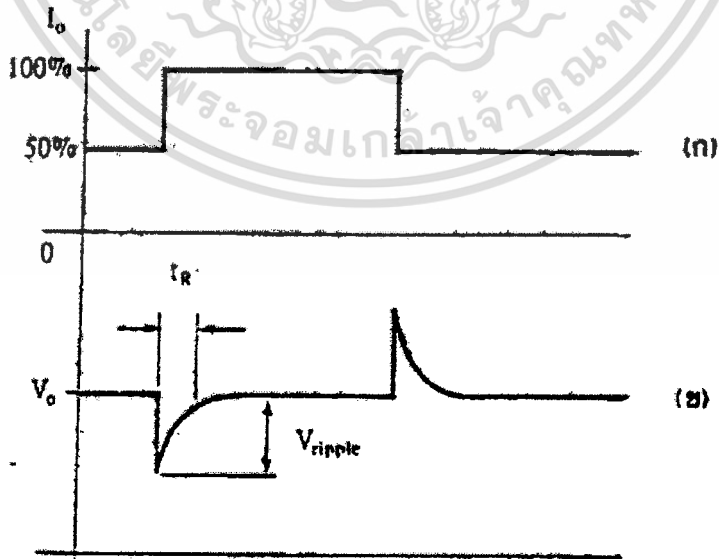
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีสอนวิชาอิเล็กทรอนิกส์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามรูปที่ 4.8 แสดงการคำนวณค่ากระแสที่จำกัด เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.6 การทดสอบเสถียรภาพการทำงานของวงจรควบคุม

เนื่องจากการทำงานของวงจรควบคุมการทำงานของ คอนเวอร์เตอร์ ทั้งในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแสเป็นการควบคุมแบบป้อนกลับในลักษณะรูปปิด(CLOSED-LOOP FEED BACK CONTROL ) เสถียรภาพการทำงานของคอนเวอร์เตอร์จึงขึ้นกับเสถียรภาพการทำงานของวงจรควบคุมป้อนกลับแบบรูปปิด

เสถียรภาพการทำงานของวงจรควบคุมสังเกตได้จากการตอบสนองของคอนเวอร์เตอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด ทำได้โดยกำหนดให้โหลดมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดไปมา จาก 50 เปอร์เซ็นต์ ไปเป็น 100 เปอร์เซ็นต์ของค่ากระแสโหลดสูงสุด ที่ความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่แรงดัน ไฟสลับที่อินพุตการเกิด โหลดในลักษณะเช่นนี้วงจรควบคุมจะเหมือนมีการเปิดรูปและปิดรูปขึ้น ในจังหวะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง ถ้าวจรควบคุมไม่มีเสถียรภาพ ฮาร์โมนิก ที่เกิดขึ้นขณะรูปเปิดจะทำให้เกิดการแกว่งของวงจรควบคุมได้

จากรูปที่ 4.9 แสดงลักษณะของการตอบสนองที่เอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด แรงดันเอาท์พุทจะมีลักษณะพุ่ง ตามการเปลี่ยนแปลงของโหลดและต้องใช้เวลาในการคืนตัวสู่ค่าแรงดันปกติ เวลาที่ใช้ไปในการคืนตัวสู่ค่าแรงดันปกติของเอาท์พุทเรียกว่า ช่วงเวลาคืนตัว  $t_R$  ค่าของ  $t_R$  จะขึ้นอยู่กับวงจรฟิลเตอร์ที่เอาท์พุท และการตอบสนองของรูป ส่วนค่าสูงสุดของแรงดันพุ่งจะขึ้นอยู่กับค่า ESR ของตัวเก็บประจุที่เอาท์พุทเป็นหลัก ดังนั้นค่า ESR ของตัวเก็บประจุเอาท์พุทจึงต้องมีค่าต่ำ เพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดันเอาท์พุทเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของโหลดในทันทีทันใด



รูปที่ 4.9 (ก) การเปลี่ยนแปลงระดับกระแสอย่างทันทีทันใดเพื่อทดสอบเสถียรภาพของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(ข) การพุ่งของแรงดันซึ่งเป็นผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด

## บทที่ 5

### การออกแบบอุปกรณ์กำลังสำหรับ CONVERTER

#### 5.1 ทรานซิสเตอร์กำลัง

##### 5.1.1 การเลือกใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง

พารามิเตอร์พื้นฐานของทรานซิสเตอร์สำหรับการออกแบบ CONVERTER คือ

1. ความสามารถในการทนแรงดันขณะเปิดวงจร
2. ความสามารถในการทนกระแสขณะปิดวงจร

พารามิเตอร์ทั้งสองจะขึ้นอยู่กับชนิดของ CONVERTER ด้วยอุปกรณ์ที่นิยมนำมาใช้เป็นสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์นั้นได้แก่ ทรานซิสเตอร์ และมอสเฟต ซึ่งอุปกรณ์สวิตช์ทั้งสองชนิดนี้ต่างมีข้อดีและข้อเสียแตกต่างกัน ในปัจจุบันทรานซิสเตอร์จะมีราคาถูกกว่ามอสเฟต ในขณะที่มอสเฟตนั้นมีการใช้งานที่ง่ายกว่าทรานซิสเตอร์ทั้งนี้เนื่องจากการออกแบบวงจรขับเคลื่อนไม่มีความซับซ้อนมากเกินไปเมื่อเทียบกับวงจรขับเคลื่อนของทรานซิสเตอร์และอีกสิ่งหนึ่งที่สำคัญมากก็คือการทำงานของทรานซิสเตอร์นั้นถูกจำกัดด้วยความถี่คัทออฟ (Cut off) ของตัวมันเอง ประมาณ ( 500 kHz ) แม้มอสเฟตกลับสามารถทำงานได้ด้วยความถี่สูง ๆ ถึง 200 kHz ที่เดียว และแน่นอนว่าการทำงานที่ความถี่สูงๆ ขนาดของอุปกรณ์ต่าง ๆ ย่อมมีขนาดเล็กลง ซึ่งเป็นข้อดีในการลดขนาดของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์ในตัว

##### 5.1.2 การใช้ทรานซิสเตอร์กำลังเป็นสวิตช์

ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ต้องใช้กระแสในการขับเคลื่อนเพื่อควบคุมจำนวนการไหลของกระแสคอลเลกเตอร์โดยจำนวนการไหลของกระแสนี้จะขึ้นอยู่กับอัตราขยายกระแสของทรานซิสเตอร์ตามความสัมพันธ์

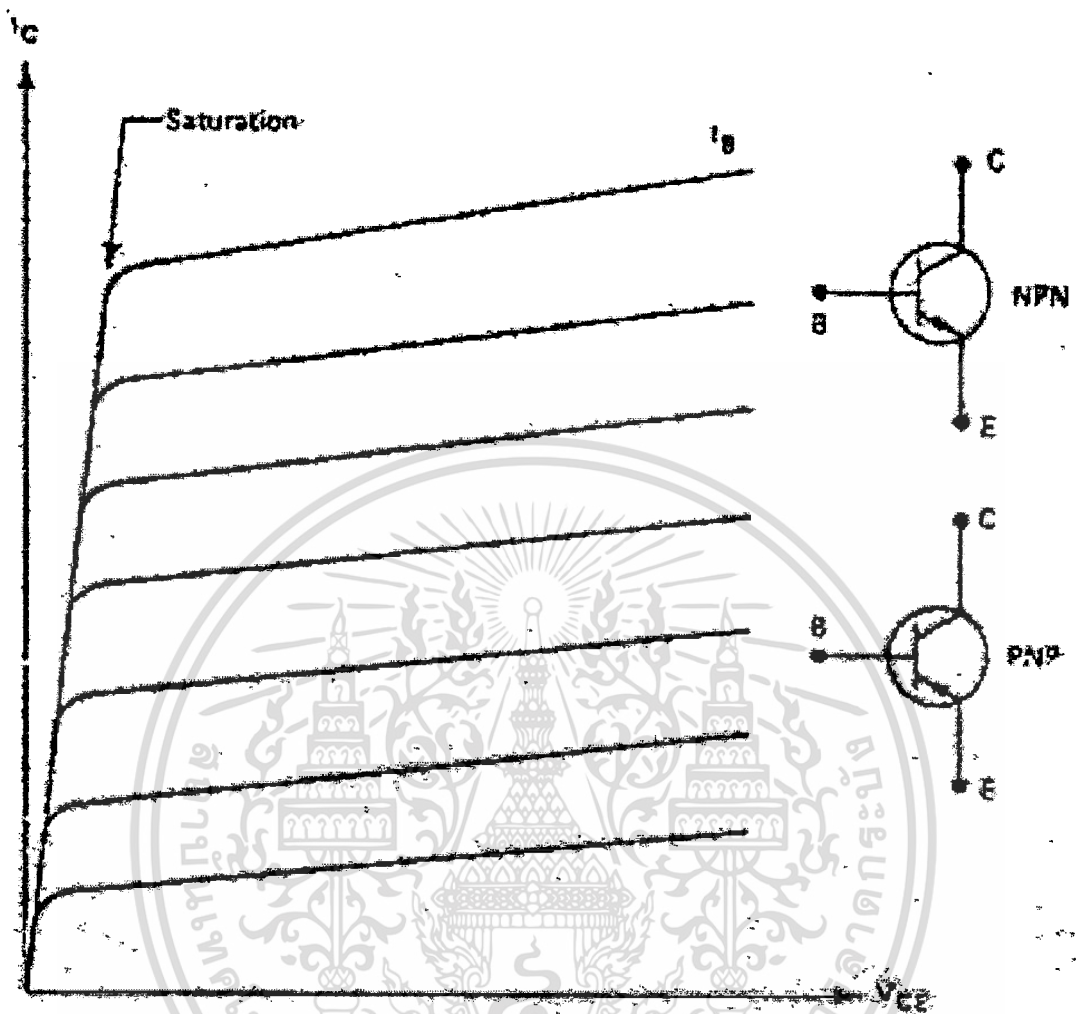
$$\beta = \frac{I_c}{I_b} \quad (5.1)$$

เมื่อ  $I_c$  คือ กระแสคอลเลกเตอร์, A

เมื่อ  $I_b$  คือ กระแสเบส, A

การทำงานของทรานซิสเตอร์จะแบ่งการทำงานเป็น 2 สถานะ

1. สถานะเชิงเส้น ( Linear ) มักใช้งานด้านวงจรขยาย
2. สถานะอิ่มตัว ( Saturation ) มักใช้งานเป็นสวิตช์ ปิด - เปิด วงจร



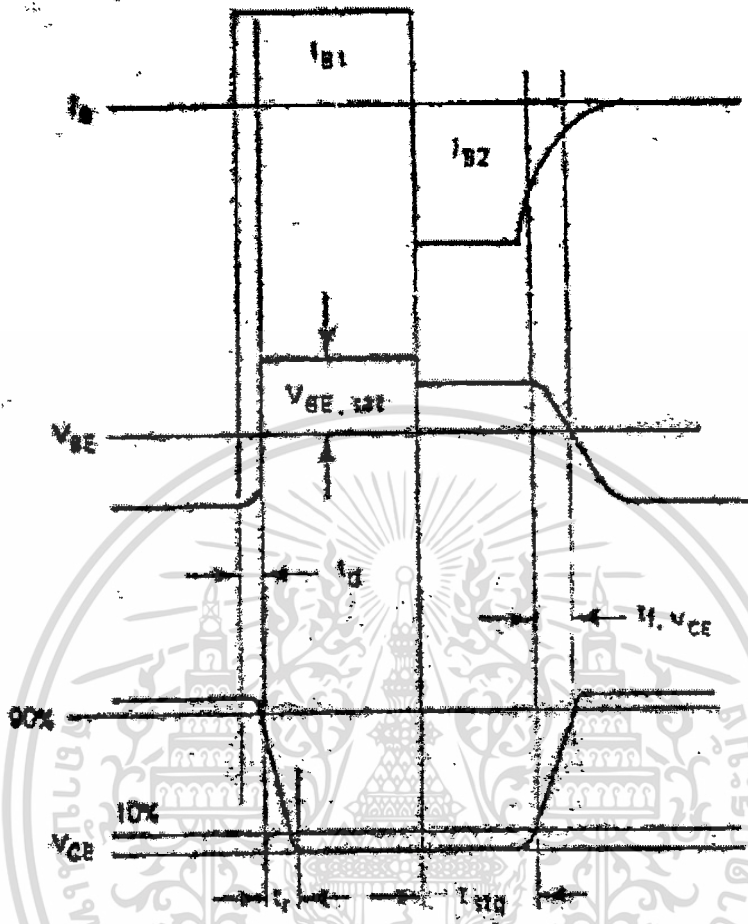
รูปที่ 5.1 แสดงคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์

ในรูปที่ 5.1 แสดงกราฟลักษณะสมบัติความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน และกระแสของ ทรานซิสเตอร์ จากกราฟแสดงถึงบริเวณอิ่มตัว ซึ่ง ณ ที่บริเวณนี้จะพบว่ากระแสเบสจำนวนหนึ่ง สามารถทำให้ทรานซิสเตอร์เปิดวงจร ( นำกระแสเต็มที ) เกิดกระแสคอลเลคเตอร์จำนวนมากไหลผ่าน ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเลคเตอร์มีค่าต่ำมาก

ในความเป็นจริงแล้วการนำทรานซิสเตอร์มาทำเป็นสวิตช์นั้นสามารถควบคุมได้ที่ขาเบสของ ทรานซิสเตอร์ โดยใช้กระแสขั้วที่ขาเบสเพื่อทำให้ทรานซิสเตอร์เปิดวงจร และถ้ากลับทิศทางของกระแส เบสก็จะทำให้ทรานซิสเตอร์เปิดวงจร

## 5.2 คำจำกัดความที่เกี่ยวข้องกับทรานซิสเตอร์ ( โหลดชนิดความต้านทาน )

พิจารณารูป 5.2 เป็นรูปสัญลักษณ์แรงดันตกคร่อมระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ ( $V_{BE}$ ) และ ไม่ว่ากรณีใดๆ ซึ่งเส้น ลีททั้งขั้วมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ คอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ ( $V_{CE}$ ) ของทรานซิสเตอร์ NPN โดยควบคุมที่  $I_B$



รูปที่ 5.2 แสดงรูปคลื่นของทรานซิสเตอร์สวิทช์

เวลาหน่วง ( Delay Time ,  $T_d$  ) คือ ช่วงเวลาจากการจ่ายกระแสเบส  $I_{B1}$  ไปยังจุดที่ทำให้  $V_{CE}$  ตกลงถึง 90 % ของค่าแรงดันเริ่มต้น

เวลาขอบขาขึ้น ( Rise Time ,  $T_r$  ) คือ ช่วงเวลาเมื่อ  $V_{CE}$  ตกลง ถึง 10% ของค่าแรงดันเมื่อ 90%

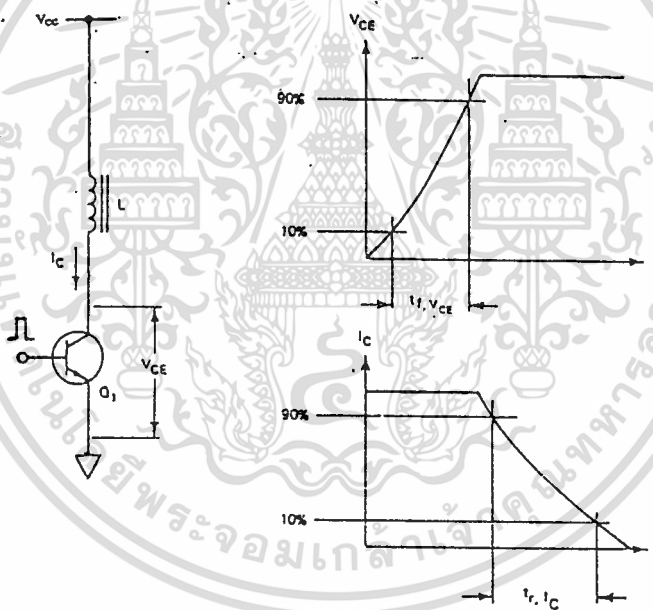
เวลาสะสม ( Storage Time ,  $T_{stg}$  ) คือ ช่วงเวลาเริ่มจากการกลับทิศทางของกระแส  $I_{B2}$  เป็นผลทำให้ขนาดของแรงดัน  $V_{CE}$  เพิ่มขึ้น 10 % ของค่าแรงดันครั้งสุดท้ายที่ OFF

เวลาขอบขาลง ( Fall Time ,  $T_f$  ) คือ ช่วงเวลาเมื่อแรงดัน  $V_{CE}$  ที่เพิ่มขึ้นตั้งแต่ 10%

จนถึง 90% เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.3 ความสัมพันธ์กับโหลดความเหนี่ยวนำ ( Inductive load )

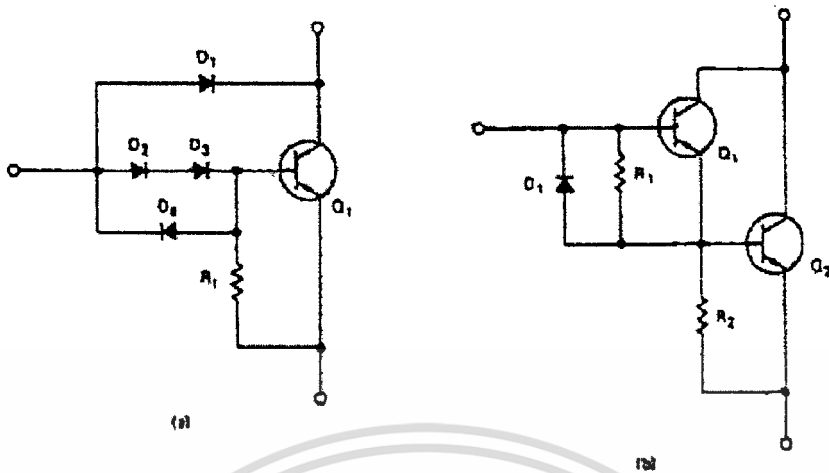
จากที่กล่าวมาแล้วในเรื่องของคำจำกัดความต่างๆ ของช่วงเวลาในการสวิทช์ของทรานซิสเตอร์ ในทอมของแรงดัน  $V_{CE}$  เมื่อโหลดที่ใช้นั้นเป็นความต้านทาน ใดๆ ก็ดี เมื่อนำทรานซิสเตอร์ ไปขับโหลดที่เป็นความเหนี่ยวนำรูปสัญญาณที่ได้นั้นย่อมแตกต่างกันเนื่องจากคุณสมบัติของความเหนี่ยวนำที่ถึงแม้จะจ่ายแรงดันให้กับความเหนี่ยวนำแล้วก็ตาม กระแสก็ยังไม่สามารถไหลได้ในทันทีทันใด ดังนั้นในช่วงที่ทรานซิสเตอร์เปิดวงจร เราจะพบว่าแรงดัน  $V_{CE}$  ของทรานซิสเตอร์จะมีค่าเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายก่อนที่จะกระแสะจะลดลวดังรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.3 แสดงรูปคลื่นแรงดันกับกระแสของทรานซิสเตอร์ เมื่อขับโหลดความเหนี่ยวนำ

### 5.4 วงจรป้องกันทรานซิสเตอร์อิมพัลส์

การอิมพัลส์ และการเกิดช่วงเวลาสะสม จะเป็นผลทำให้ความเร็วในการสวิทช์ของทรานซิสเตอร์ ลดลง ดังนั้นวิธีหลีกเลี่ยงเหตุการณ์ดังกล่าวจึงมีการคิดค้นเทคนิคต่างๆ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟสวิทช์นั่นเอง อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.4 วงจรป้องกันทรานซิสเตอร์อิมตัว

- ไดโอดป้องกันการอิมตัวของ  $Q_1$
- การใช้วงจรคาร์ลิงตันป้องกัน  $Q_2$  อิมตัว

จากรูปที่ 5.4 a แสดงการใช้ไดโอดป้องกันการอิมตัว ( ANTISATURATION DIODES ) หรือบางตำราเรียกว่า ไดโอด BAKER CLAMP เมื่อทรานซิสเตอร์เปิดวงจรจะเห็นว่าที่ขาเบสนั้นมีไดโอด  $D_2, D_3$  ต่ออนุกรมอยู่ สมมติทุกตัวมีแรงดันตกคร่อมเมื่อนำกระแสเท่ากับ  $0.7\text{ V}$  ดังนั้นแรงดันที่ขาเบสจะต้องไม่ต่ำกว่าแรงดันอินพุต  $1.4\text{ V}$  แต่เนื่องจากที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์นั้นยังมีไดโอด  $D_1$  ต่ออยู่อีกหนึ่งตัว ก็จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมเมื่อนำกระแสอีก  $0.7\text{ V}$  ทำให้แรงดันคอลเลกเตอร์จะต้องไม่ต่ำกว่าแรงดันอินพุต  $0.7\text{ V}$  ด้วย เพราะฉะนั้นแรงดันที่คอลเลกเตอร์จะต้องมีค่ามากกว่าแรงดันที่ขาเบสเท่ากับ  $1.4 - 0.7 = 0.7\text{ V}$  ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในสภาวะที่ไม่มีโอกาสอิมตัวได้เลย ไดโอดป้องกันการอิมตัวนี้จำเป็นจะต้องใช้ชนิดที่มีความเร็วสูง เช่น ชนิด Fast recovery เนื่องจากความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์นั้นมีความเร็วสูงตั้งแต่  $20\text{ kHz}$  ขึ้นไป ไดโอด  $D_2$  และ  $D_3$  ควรมีแรงดัน Reverse blocking rating ต่ำๆ แต่สำหรับไดโอด  $D_1$  จะต้องมีค่าแรงดันไม่ต่ำกว่า  $2\text{ V}_{CE}$  โดยทั่วไปใช้ประมาณ  $800\text{ V PIV}$

ส่วนไดโอด  $D_4$  เป็นไดโอดประเภท "Wrap-around" มีหน้าที่ดึงกระแสเบสของทรานซิสเตอร์เปิดวงจร โดยเป็นตัวคายประจุของค่าเก็บประจุระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ ทำให้ช่วงเวลาสะสมลดลง

สำหรับในรูปที่ 5.4 b แสดงการใช้เทคนิคของวงจรคาร์ลิงตัน ( darlington ) โดยมีหลักการทำงานคล้ายกับเทคนิคแรก คือ ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  จะเป็นตัวป้องกันมิให้ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  เกิดการอิมตัว แต่มีข้อแม้ คือ ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  จะต้องเปิดวงจรก่อนทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ไดโอด  $D_1$  มีหน้าที่ลดอิมพีแดนซ์ให้กับกระแสเบสย้อนกลับของ  $Q_2$  เพื่อเปิดวงจร ตัวต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  เป็นความต้านทานค่าต่ำ

## 5.5 เทคนิคการขับเคลื่อนสำหรับทรานซิสเตอร์

### 5.5.1 วงจรขับเคลื่อนคงที่ ( Constant Drive Current Circuits )

จากที่ได้กล่าวมาแล้วในข้างต้น เกี่ยวกับข้อจำกัดต่าง ๆ ของการใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์ ทำให้พอที่จะทราบถึงวิธีการที่จะหลีกเลี่ยงมิให้เกิดการอ้อมตัว โดยการควบคุมให้กระแส  $I_{B1}$  มีขนาดพอเพียงและลดช่วงเวลาสะสมให้น้อยที่สุด เพื่อเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพการ สวิตช์ และควบคุมกระแสย้อนกลับ  $I_{B2}$  ให้มีขนาดเพียงพอเช่นเดียวกัน

สังเกตพบว่าเมื่อกระแส  $I_{B2}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจะส่งผลให้ช่วงเวลาสะสมและช่วงเวลาที่ลาลงนั้นลดลง ทำให้แรงดัน  $V_{EB}$  เพิ่มขึ้นด้วย ปรากฏการณ์ลักษณะนี้จะทำให้พลังงาน reverse - bias secondary break down นั้น EES ลดลงด้วยและสำหรับการออกแบบวงจรขับเคลื่อนจะต้องคำนึงถึงเรื่องกระแสย้อนกลับเป็นพิเศษ มิฉะนั้นจะเป็นอันตรายต่อทรานซิสเตอร์สวิตช์ได้ เมื่อทำงานในโหมด Secondary breakdown

ในทางปฏิบัตินั้นวงจรขับเคลื่อนกลับควรมีความต้านทานแหล่งจ่าย ( Source Impedance ) ต่ำ เพื่อที่จะเพิ่ม  $I_{B2}$  และลดลง  $V_{EB}$  ในค่าจำกัด ( Data Sheet ) นั้นทางผู้ผลิตจะบอกค่าจำกัดของแรงดันในเบสย้อนกลับระหว่างอิมิตเตอร์กับเบสได้ โดยในทางปฏิบัติจะใช้  $V_{EB}$  ระหว่าง -2V ถึง -5V

วงจรขับเคลื่อนที่นิยมใช้แสดงดังรูป 5.5 โดยที่วงจรมีหลักการทำงานดังนี้ เมื่อช่วงบวกของแรงดันพัลส์  $V_S$  ปรากฏที่หม้อแปลงด้านทุติยภูมิทำให้เกิดกระแสเบสตรง  $I_{B1}$  ไหลเข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ทำให้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ปิดวงจร ตัวต้านทาน  $R_1$  เป็นตัวจำกัดกระแสค่ากระแสนี้จะเป็นตัวกำหนดอัตราการขยายในทางปฏิบัติแล้วอัตราการขยายจะอยู่ระหว่าง 8 และ 10 ซึ่งการคำนวณหาค่ากระแสคอลเลกเตอร์หาได้จากกำลังเอาต์พุต และชนิดของ CONVERTER ที่ใช้และกระแสเบสหาได้จากสมการ 5.1

แรงดันเก็บประจุที่คร่อมตัวเก็บประจุเท่านั้น

$$V_C = V_S - V_{BE} - V_D \quad (5.2)$$

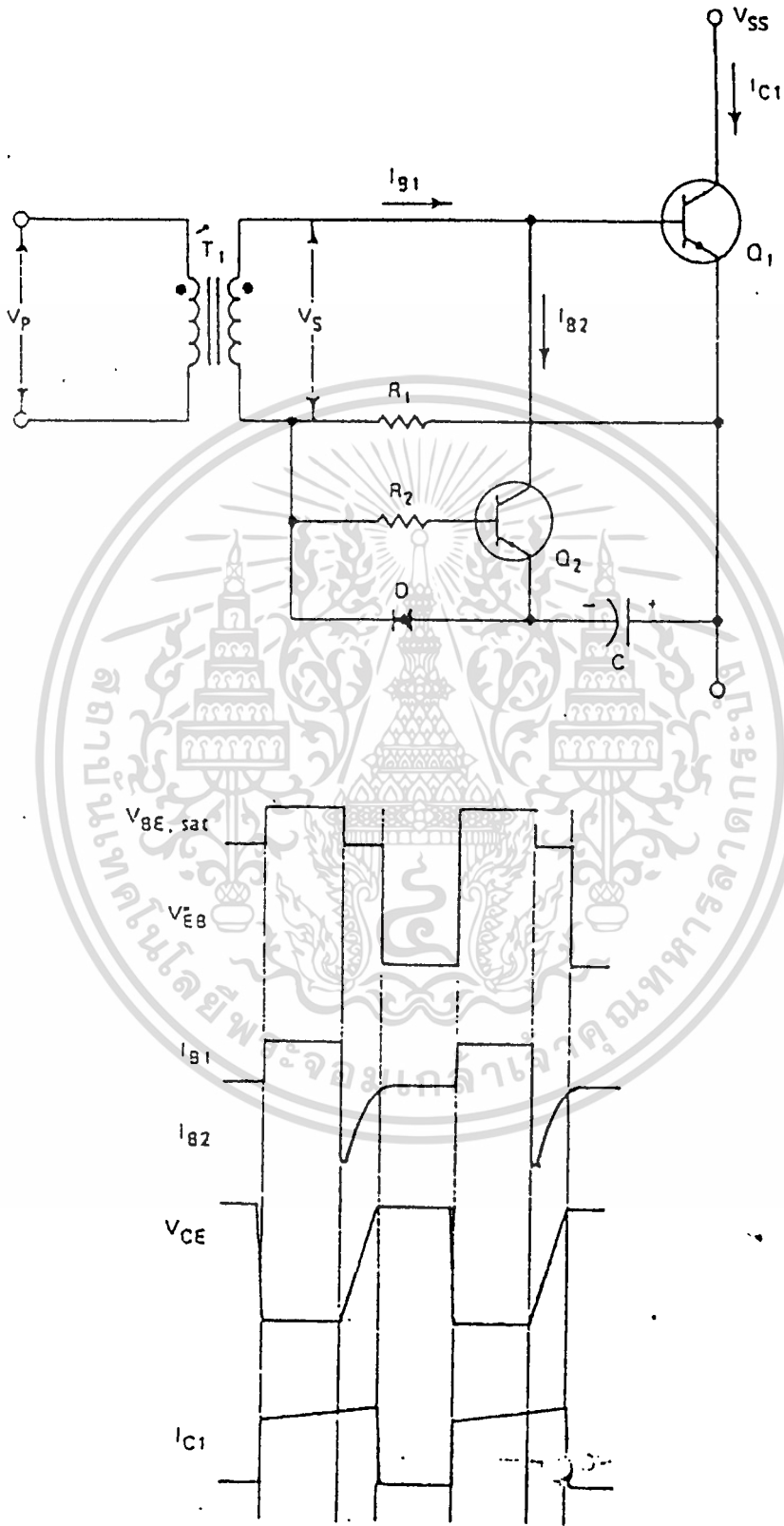
เมื่อ  $V_S$  คือ แอมพลิจูดของแรงดันหม้อแปลงขดทุติยภูมิ

$V_{BE}$  คือ แรงดันอ้อมตัวระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ของ  $Q_1$

$V_D$  คือ แรงดันไบแอสตรงของไดโอด D

ถ้าสมมติให้  $V_{BE} = V_D = 0.7$  ดังนั้นจากสมการ 5.2 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งให้  $V_C$  ให้ตัด  $V_S - 1.4$  หาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสาร (5.3) ครั้งที่มีการนำไปใช้

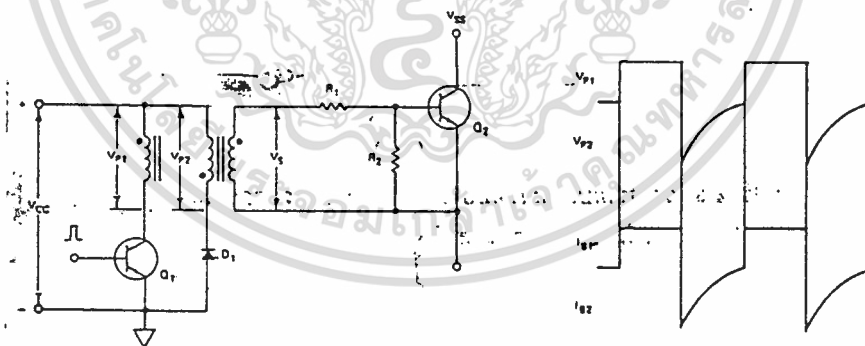


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ลิขสิทธิ์นี้สงวนไว้เฉพาะและต้องอ้างถึงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.5 วงจรขับเบสโดยไขหม้อแปลงขับ  $Q_1$  และรูปสัญญาณแรงดันและกระแสที่น่าสนใจ

เมื่อแรงดันที่ขดปฐมภูมิเท่ากับศูนย์ ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อมขดทุติยภูมิ ก็ย่อมมีค่าเท่ากับศูนย์ด้วยเช่นกัน ซึ่งขณะนี้ตัวเก็บประจุ C นั้นมีการเก็บประจุจนเต็มที ทำหน้าที่เป็นตัวไบแอสตรงกับเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  เป็นผลทำให้ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ปิดวงจรสังเกตว่าขณะนี้ที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  จะมีศักย์แรงดันเป็นลบเกิดกระแสเบสย้อนกลับ  $I_{B2}$  (กระแสนี้เกิดจากขั้วของตัวเก็บประจุที่ต่อคร่อมระหว่างรอยต่อเบสกับอิมิตเตอร์) ทำให้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ปิดวงจรในที่สุด โดยขนาดของกระแส  $I_{B2}$  นั้นขึ้นอยู่กับขนาดของตัวเก็บประจุ ความต้านทานของวงจร และคุณลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$

อีกเทคนิคหนึ่งที่จะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิทชิงแสดงดังรูป 5.6 ซึ่งจุดเด่นของวงจรนี้คือ ใช้อุปกรณ์น้อยชิ้น การทำงานของวงจรมีดังนี้ เมื่อทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ปิดวงจรหม้อแปลงขั้วตํานปฐมภูมิจะต่อแรงดันของแหล่งจ่าย  $V_{\infty}$  และสะสมพลังงานเกิดเป็นแรงดันพัลส์ปฐมภูมิ  $V_1$  แรงดันพัลส์นี้ จะถูกเหนี่ยวนำไปยังขดทุติยภูมิ ( สังเกตหม้อแปลงมีขั้วการพันของขดปฐมภูมิกับขด ) เกิดแรงดันพัลส์บวกที่ขดทุติยภูมิ  $V_2$  ขับให้ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  นำกระแส



รูปที่ 5.6 วงจรขับเบสโดยใช้หม้อแปลงเป็นตัวเชื่อมต่อ โดยสร้างการขับเบสย้อนกลับจากขดลวดทุติยภูมิ

ตัวต้านทาน  $R_1$  เป็นตัวต้านทานจำกัดกระแสเบส ถูกออกแบบให้มีจุดประสงค์เพื่อขับให้  $I_{B1}$  มีขนาดพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ปิดวงจรโดยปราศจากการโอเวอร์ไดรฟ์ (overdrive) และการอิมิตตัวจนเกินไป

สำหรับตัวต้านทาน  $R_2$  เป็นตัวกำหนดกระแสรั่วไหลสำหรับรอยต่อระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ของสวิตช์ โดยในทางปฏิบัติจะเป็นตัวต้านทานค่าต่ำ ๆ ประมาณ  $50 \Omega$  ถึง  $100 \Omega$

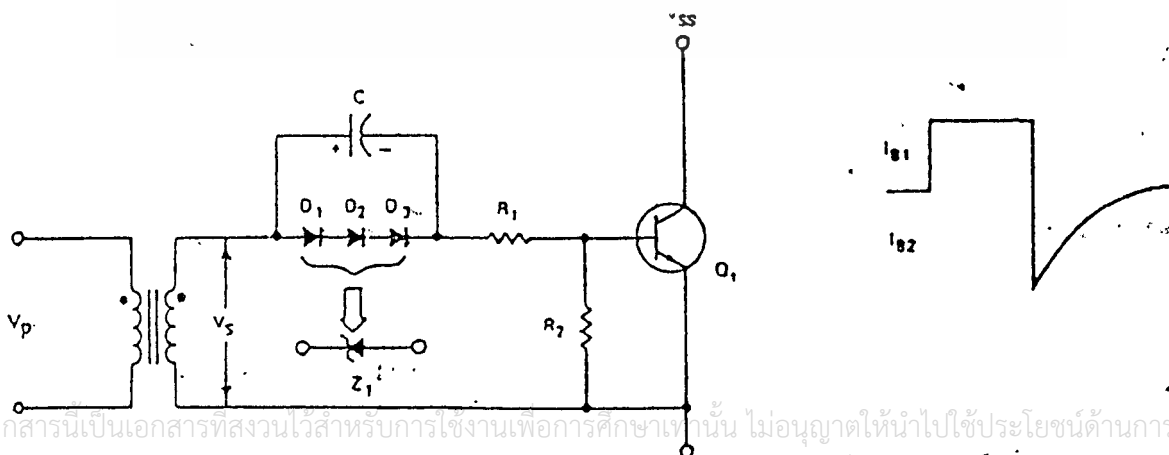
เมื่อทรานซิสเตอร์  $Q_1$  เปิดวงจร พลังงานที่เก็บสะสมในหม้อแปลง จะกลับมาเป็น  $V_{\infty}$  โดยเกิดจากขดตติยภูมิ (Tertiary) และไดโอด  $D_1$  (สังเกตว่าขั้วการพันของขดลวดตติยภูมินี้จะตรงกันข้ามกับขดปฐมภูมิ) ทำให้แรงดันพัลส์  $V_{p2}$  ที่ได้เกิดการเปลี่ยนแปลงชั่ว และเหนี่ยวนำเป็นพัลส์ลบปรากฏยังขดทุติยภูมิ เป็นผลทำให้เกิดกระแสย้อนกลับ  $I_{B2}$  ตามต้องการเพื่อให้ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  เปิดวงจรหยุดนำกระแสแน่นอนเอง

หัวใจของวงจรนี้ ขึ้นอยู่กับการออกแบบหม้อแปลง สัดส่วนการพันระหว่างขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิจะต้องเลือกไม่ให้เกิดแรงดันที่ได้มากกว่าแรงดันของ  $V_{BE}$  และ  $V_{EB}$  โดยปกติแล้วขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิจะมีจำนวนรอบที่เท่ากัน

ในทางปฏิบัติแล้วในการพันขดลวดระหว่างขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิจะต้องพันให้แน่นเพื่อหลีกเลี่ยงแรงดันสไปร์ค (Spike) ที่เกิดจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  จะต้องให้แรงดันคอลเลกเตอร์ขณะเปิดวงจรมีค่าน้อยที่สุด  $2 V_{\infty}$

สำหรับวงจรในรูป 5.7 เป็นการพัฒนาจากวงจรที่ผ่านมาที่มีการทำงานดังนี้คือ เมื่อแรงดันพัลส์  $V_p$  เป็นบวกก็จะเหนี่ยวนำเกิดเป็นพัลส์  $V_s$  ขั้วให้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  เปิดวงจร เกิดการเก็บประจุที่ C โดยมีขั้วแรงดันดังรูป 5.7 แรงดันตัวเก็บประจุขณะนี้จะมามีค่าประมาณ 2.1 V โดยเกิดจากแรงดันตกคร่อมไดโอด  $D_1, D_2$  และ  $D_3$  ซึ่งไดโอดทั้งสามตัวนี้ ทำหน้าที่เหมือนซีเนอร์ไดโอด

เมื่อแรงดันขดปฐมภูมิมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันที่ขดทุติยภูมิจึงมีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย ขณะนี้แรงดันประจุที่สะสมที่ตัวเก็บประจุ C ที่ต่อคร่อมระหว่างรอยต่อเบสกับอิมิตเตอร์มีค่ามากพอที่จะทำให้เกิดกระแสเบสย้อนกลับ  $I_{B2}$  ทำให้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  เปิดวงจร เพื่อลดเวลาสะสมที่เกิดขึ้น

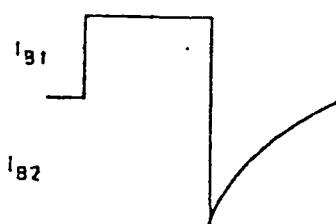
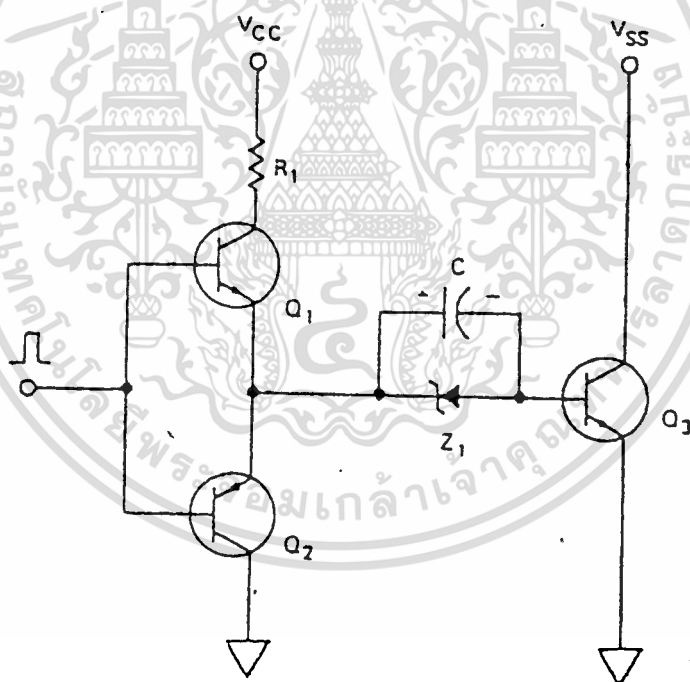


รูปที่ 5.7 แสดงวงจรขับเบสโดยไขหม้อแปลงเป็นตัวแยกระบบทางไฟฟ้าและสร้างพัลส์ขับให้

ทรานซิสเตอร์ปิดวงจร โดยใช้ตัวเก็บประจุสร้างแรงดันลบ ทำให้ทรานซิสเตอร์เปิดวงจรจากวงจรในรูป 5.7 ทำให้พบว่าสามารถนำไปขับเบสของทรานซิสเตอร์กำลังได้โดยตรงดังรูป 5.8 ซึ่งทรานซิสเตอร์  $Q_1$  กับ  $Q_2$  นั้น จะทำการสวิตซ์ตรงกันข้ามสลับกัน สร้างแรงดัน  $V_{cc}$  กับกราวด์ให้กับเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  เป็นผลทำให้ทรานซิสเตอร์  $Q_3$  ปิด และเปิดวงจร

เมื่อทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ปิดวงจรด้วย ขณะเดียวกันนั้นตัวเก็บประจุ  $C$  ก็จะเก็บประจุโดยมีซีเนอร์ไดโอด  $Z_1$  เป็นตัวจำกัดแรงดันประจุ  $C$  ซึ่งในทางปฏิบัติแล้วจะใช้แรงดัน  $V_2$  เท่ากับ  $4.3 \text{ V}$  และตัวต้านทาน  $R_1$  จะเป็นตัวกำหนดกระแสเบสตรง  $I_{B1}$

จนกระทั่งทรานซิสเตอร์  $Q_1$  เปิดวงจร และ  $Q_2$  ปิดวงจร แรงดันประจุของตัวเก็บประจุ  $C$  ที่ต่อคร่อมระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_3$  นั้นมีค่าเพียงพอที่จะทำให้เกิดกระแสเบสย้อนกลับ  $I_{B2}$  นี้จะขึ้นอยู่กับอัตราขยาย (gain) ของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ประจุของตัวเก็บประจุ  $C$  และความต้านทานของวงจร



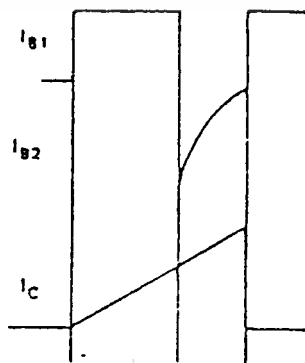
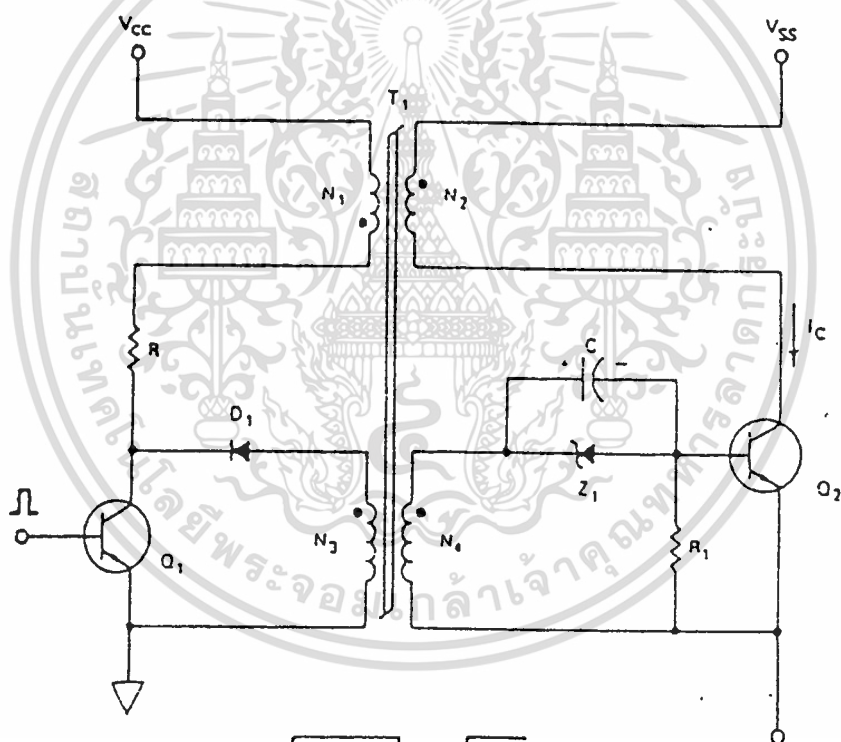
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งรูปที่ 5.8 วงจรขับเบสโดยใช้ตัวเก็บประจุเป็นตัวเชื่อมต่อดังกล่าวจะพบในเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 5.5.2 วงจรขับเบสแบบสัดส่วน ( PROPORTIONAL )

เนื่องจากวงจรขับกระแสที่ดังกล่าวในข้างต้นนั้น ยังมีข้อบกพร่องอีกหลายประการนั่นก็คือ จ่ายกระแสคอลเลคเตอร์ได้ต่ำ ช่วงเวลาสะสมของทรานซิสเตอร์ก็ยังไม่มีความเร็วเพียงพอ ทำให้ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงต่ำลง เนื่องจาก  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์เกิดการเปลี่ยนแปลง

เทคนิคในการควบคุม  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์ให้คงที่ไม่ว่าจะมีการเปลี่ยนแปลงค่าของกระแสคอลเลคเตอร์ใดๆ ก็ตาม เราจะใช้วงจรที่เรียกว่า “วงจรขับเบสแบบสัดส่วน” โดยมีจุดประสงค์เพื่อลดช่วงเวลาสะสม ขณะที่กระแสคอลเลคเตอร์ต่ำ ๆ เมื่อเทียบกับการใช้วงจรขับกระแสที่

จากวงจรขับเบสแบบสัดส่วนดังในรูปที่ 5.9 มีหลักการทำงานดังนี้ เมื่อทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ปิดวงจร  $Q_2$  เปิดวงจร ในขณะที่ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ปิดวงจรนั้น จะทำให้เกิดกระแสไหล และเก็บสะสมพลังงานในขดลวด  $N_1$  ซึ่งถูกจำกัดกระแสโดยตัวต้านทาน  $R$  จนทำให้หม้อแปลง  $T_1$  เกิดการอิ่มตัว



รูปที่ 5.9 แสดงวงจรขับเบสแบบสัดส่วน และสัญญาณรูปคลื่นของกระแสเบส  
และกระแส คอลเลคเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อทรานซิสเตอร์  $Q_1$  เปิดวงจร พลังงานที่เก็บสะสมไว้ในขดลวด  $N_1$  ก็จะเหนี่ยวนำไปยังขดลวด  $N_4$  เป็นผลทำให้เกิดกระแสไหลเข้าเบสของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  และ  $Q_2$  ปิดวงจร ในที่สุด เกิดกระแสคอลเลกเตอร์  $I_C$  ไหลผ่านขดลวด  $N_2$  ด้วย ดังนั้นขดลวด  $N_2$  และ  $N_4$  ขณะนี้จึงทำหน้าที่เสมือนเป็นหม้อแปลงที่จ่ายกระแส (Current transformer) โดยทรานซิสเตอร์  $Q_2$  จะเปิดวงจรก็ต่อเมื่อทำให้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ปิดวงจร

ดังนั้นการควบคุมให้  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  คงที่ หาได้จากสัดส่วนของสมการข้างล่าง

$$\beta = \frac{N_4}{N_2} \quad (5.4)$$

ความหนาแน่นฟลักซ์ เมื่อหม้อแปลงทำงาน  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  จะต้องเท่ากัน ดังนั้น

$$\Delta\phi t_{on} = \Delta\phi t_{off} \quad (5.5)$$

และ 
$$\Delta\phi = 2B_{max} A_c \quad (5.6)$$

เมื่อ  $B_{max}$  คือ ความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดขณะทำงาน, Gauss

$A_c$  คือ พื้นที่ของแกน,  $cm^2$

จากสมการ

$$N (\Delta\phi) = \frac{V}{2f (10^{-8})} \quad (5.7)$$

จากสมการ 4.6 และ 4.7 เมื่อขดลวด  $N_1$  และ  $N_4$  ที่ควิตซ์เกิดสูงสุด 50 %

$$N_1 = \frac{V_{cc} (10^{-8})}{2 f B_{max} A_c} \quad (4.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้  $N_4$  รับกระแส  $B_{max} (10^{-8})$  เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$N_4 = \frac{V_{cc} (10^{-8})}{2 f B_{max} A_c} \quad (4.9)$$

เมื่อ  $V_{BE}$  คือ แรงดันระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์  $Q_2$

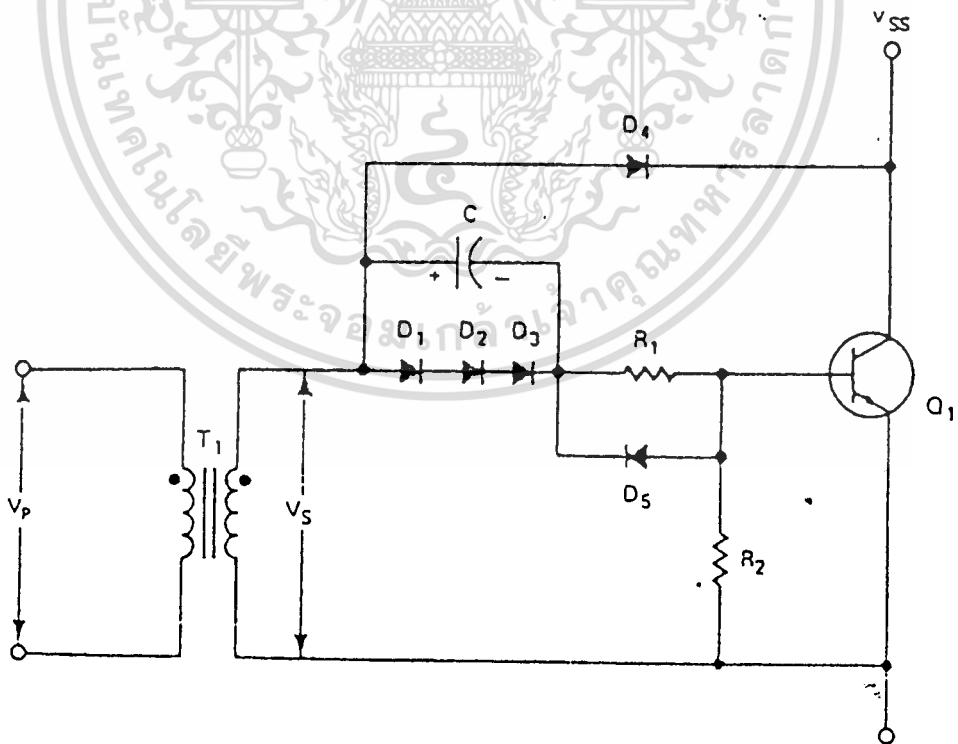
$f$  คือ ความถี่ของ CONVERTER ขณะทำงาน , kHz

จากสมการ 4.8 และสมการ 4.9 จะได้สัดส่วนการพันระหว่าง  $N_1/N_4$  เท่ากับ

$$N_1/N_4 = V_{\infty}/V_{BE} * t_{off}/t_{on} \quad (5.10)$$

### 5.5.3 วงจรป้องกันการอิ่มตัวที่ใช้ในการขับเบส ( ANTISATURATION )

ในส่วนที่ได้กล่าวถึงการป้องกันมิให้ทรานซิสเตอร์สวิตช์ของ POWER CONVERTER เกิดการอิ่มตัว เพื่อลดช่วงเวลาสะสม ดังนั้นวงจรป้องกันการอิ่มตัว จึงเป็นการแก้ปัญหานี้ได้ดีที่สุดในรูปที่ 5.10 แสดงการประยุกต์ใช้ Baker Clamp จากวงจรขับเบส พื้นฐาน และแน่นอนถ้าทรานซิสเตอร์สวิตช์นั้นคือเป็นวงจรคาร์ลิงตันด้วย ก็จะลดไดโอดป้องกันการอิ่มตัวไปได้

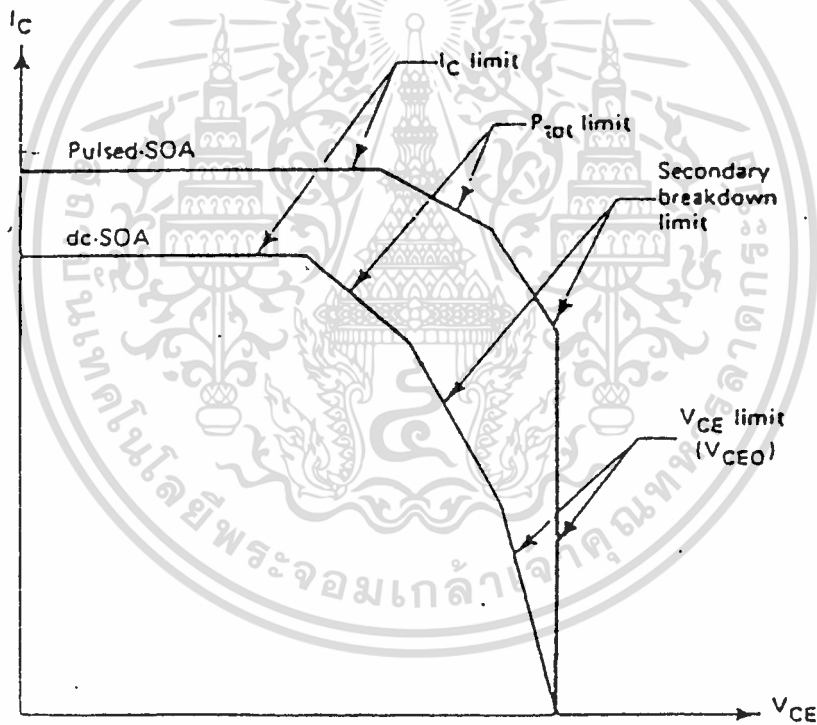


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 5.10 แสดงเทคนิคการใช้ไดโอดป้องกันการอิ่มตัว ( Baker Clamp ) ซึ่งจะช่วยลดช่วงเวลาสะสมของทรานซิสเตอร์  $Q_1$   
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ผลและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากมีการนำไปใช้

### 5.6 ปรากฏการณ์ Secondary breakdown ของทรานซิสเตอร์

Secondary breakdown เมื่อป้อนไปแอสตรง วิศวกรหรือผู้ออกแบบวงจร POWER CONVERTER ควรจะต้องพิจารณา และระมัดระวังเกี่ยวกับข้อจำกัดต่างๆ ของทรานซิสเตอร์สวิตซ์ ซึ่งให้รอบคอบเสียก่อน ไม่ว่าจะเป็นช่วงที่ทรานซิสเตอร์ปิดหรือเปิดวงจรก็ตาม ปัญหาแรกที่ผู้ออกแบบมักพบบ่อยๆ ก็คือ ปรากฏการณ์ Secondary breakdown เมื่อป้อนไปแอสตรง

โดยปกติแล้ว ทางโรงงานหรือผู้ผลิตนั้น จะกำหนดกราฟในลักษณะของพื้นที่ทำงานที่ปลอดภัย ( Safe Operating Area , SOA ) ดังแสดงในกราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแส  $I_c$  กับแรงดัน  $V_{CE}$  รูปที่ 5.11

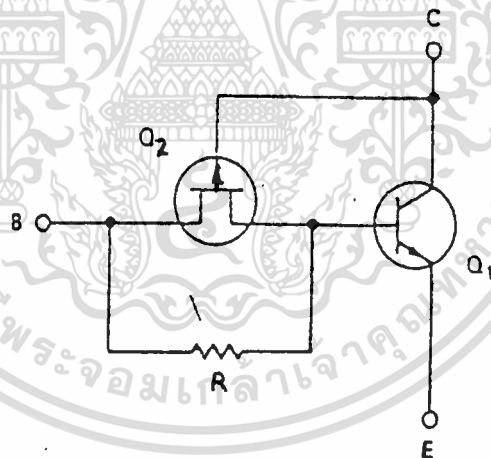


รูปที่ 5.11 แสดง SOA ของทรานซิสเตอร์

ซึ่งพื้นที่ในภาพนั้นจะบอกให้ผู้ออกแบบทราบว่าขอบเขตในการทำงานที่ปลอดภัยของทรานซิสเตอร์มีข้อจำกัดสูงสุดในย่านใดบ้าง กราฟนี้จะใช้พิจารณาเมื่อเส้น load line ขณะได้รับไบแอสตรงอยู่ในพื้นที่ SOA จึงจะปลอดภัย เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรากฏการณ์ Secondary breakdown เมื่อป้อนไบแอสตรง จะเกิดเมื่อผู้ออกแบบ กำหนดจุดการทำงานของทรานซิสเตอร์เกินนอกเหนือจากขอบเขตพื้นที่ SOA ทำให้ความร้อนที่ตัว ทรานซิสเตอร์กำลังสูงขึ้น สัมประสิทธิ์อุณหภูมิ ( temperature coefficient ) ของรอยต่อระหว่าง เบสกับอิมิตเตอร์เป็นลบ ความร้อนจะเพิ่มขึ้น เมื่อมีกระแสไหลเพิ่มขึ้นก่อให้เกิดกำลังสูญเสียสูงขึ้นตาม จนกระทั่งค่าสัมประสิทธิ์อุณหภูมิแรงดัน breakdown ระหว่างคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ หักทลายลง ส่งผลให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ เนื่องจากความร้อนที่เพิ่มขึ้นอย่างไม่มีการจำกัด

จากผลเสียที่ได้ของปรากฏการณ์ Secondary breakdown เมื่อป้อนไบแอสตรงดังที่กล่าว มาแล้ว จึงทำให้มีผู้คิดค้นวิธีที่จะหลีกเลี่ยงมิให้เกิดขึ้นเช่น โรงงาน National Semiconductor ได้ปรับปรุงขั้นตอนการผลิตทรานซิสเตอร์ให้สามารถทำงานที่ระดับกำลังงานและแรงดันคอลเลคเตอร์ สูงสุดโดยไม่เกิดความเสียหาย ในรูปที่ 5.12 แสดงวงจรภายในของทรานซิสเตอร์ที่ถูกพัฒนาขึ้น

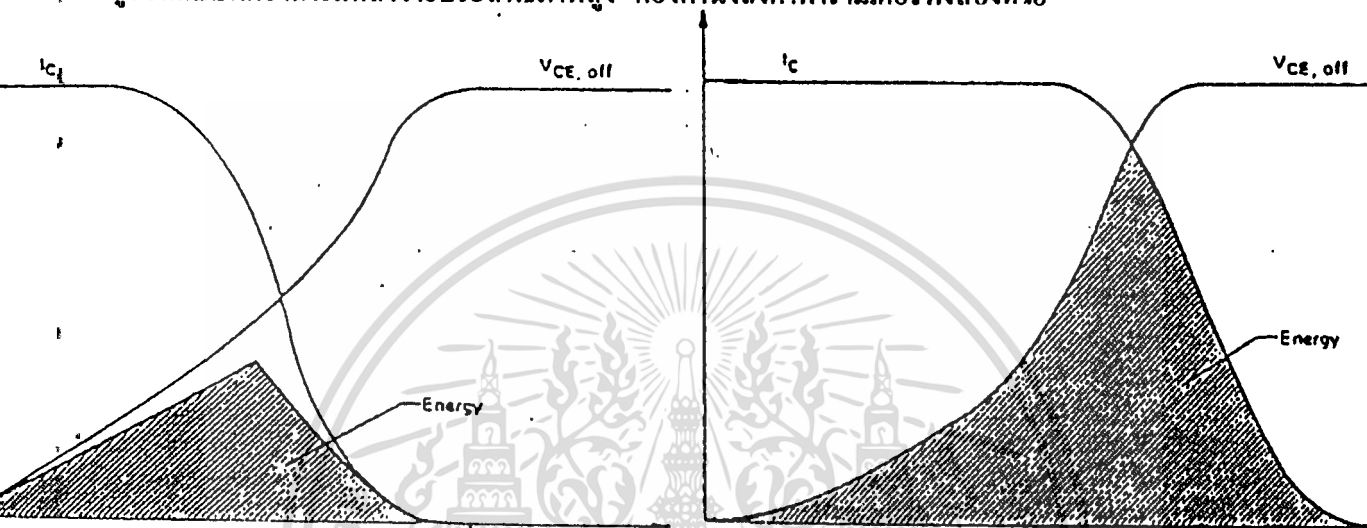


รูปที่ 5.12 การป้องกันการ Secondary breakdown โดยต่อ JFET อนุกรมกับเบสของ ทรานซิสเตอร์

เทคนิคในการแก้ไขนี้จะเพิ่ม J-FET อนุกรมกับขาเบสของทรานซิสเตอร์กำลัง โดยที่ J-FET จะทำหน้าที่เหมือนกับ ballast resistor ซึ่งค่าความต้านทานนี้จะเปลี่ยนแปลงตามแรงดัน ระหว่างคอลเลคเตอร์กับเบส ทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นคงที่ อุณหภูมิที่ตัวทรานซิสเตอร์จึงไม่สูงขึ้น ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Secondary breakdown** เมื่อป้อนไบแอสกลับจากที่ได้กล่าวมาแล้ว ในเรื่องช่วงเวลาสะสม และค่าสูญเสียเมื่อนำทรานซิสเตอร์กำลังไปใช้ในงานสวิตช์นั้น ถ้าหากช่วงเวลาสะสมมีค่ามากเกินไป จะทำให้หม้อแปลงเกิดการอิ่มตัว เป็นผลให้ขั้วการเรกกูเลตถูกจำกัดให้แคบลง

สำหรับค่าสูญเสียในการสวิตช์ซึ่งข้อมจะส่งผล โดยตรงกับประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายทำให้ ผู้ออกแบบที่ต้องการแหล่งจ่ายประสิทธิภาพสูง ต้องคำนึงถึงค่าพารามิเตอร์ทั้งสองด้วย



รูปที่ 5.13 แสดงกราฟความสัมพันธ์ของ  $I_C$  และ  $V_{CE}$

a) เมื่อโหลดแบบความต้านทาน

b) เมื่อโหลดแบบความเหนี่ยวนำ

ในรูปที่ 5.13 แสดงลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์กำลังที่แรงดันสูงขณะเปิดวงจร เมื่อใช้ กับโหลดความต้านทาน และโหลดความเหนี่ยวนำ สังเกตพบว่าเมื่อโหลดที่ใช้เป็นโหลดความเหนี่ยวนำที่จะทำให้เกิดพลังงาน (Energy) สูงกว่า เมื่อเทียบกับโหลดความต้านทาน (พิจารณาพื้นที่แรเงาแสดงถึงพลังงานที่เกิดขึ้นนั่นเอง) ซึ่งพลังงานที่เกิดขึ้นนี้จะเป็นสาเหตุทำให้เกิดปรากฏการณ์ Secondary breakdown ได้

กำลังงานขณะเกิด Secondary breakdown เมื่อป้อนไบแอสกลับ ( $E_{SB}$ ) สามารถ คำนวณได้จากสมการ

$$E_{SB} = \frac{1}{2} L_{eff} I_C^2 \quad (5.11)$$

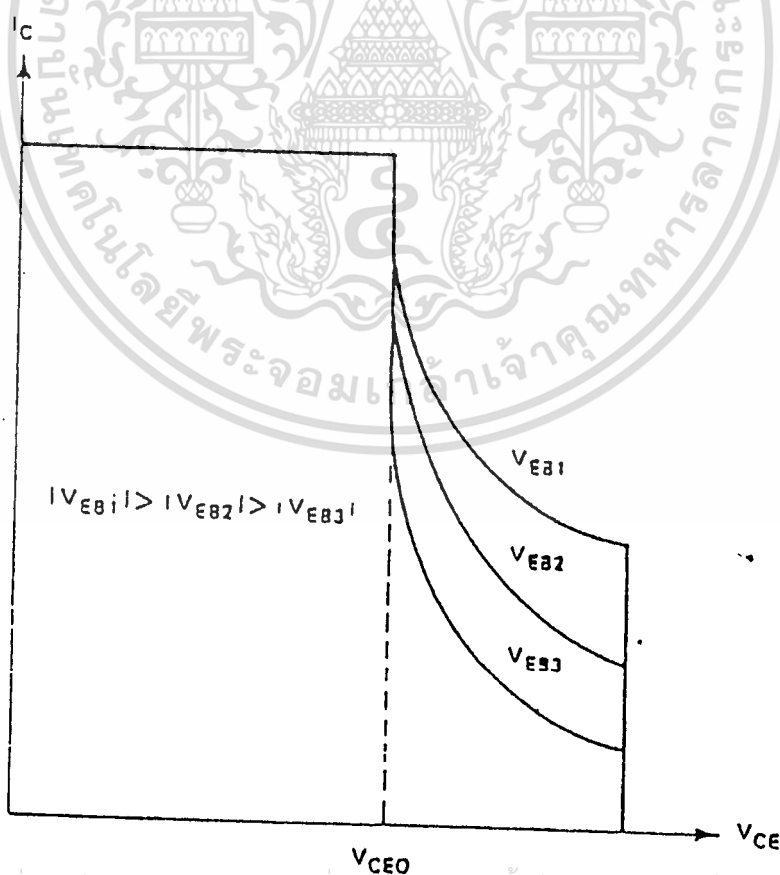
$$\text{เมื่อ } L_{eff} = \frac{V_{CEX} L}{V_{CC}} \quad (5.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $E_{SB}$  มีหน่วยเป็นจูล (Joule) ซึ่งในการทดสอบทรานซิสเตอร์จะปลดขาเบสออก หรือเพิ่มความต้านทานขาเบสให้สูงๆ และกำหนดให้ทรานซิสเตอร์ทำงานใกล้กับแรงดัน breakdown,  $V_{CEX}$  เพื่อหาความสัมพันธ์ของพารามิเตอร์  $E_{SB}$  ( $E_{SB}$  จะมีย่านกว้างมากระหว่างมิลลิจูลถึงจูล)

พื้นที่ทำงานที่ปลอดภัยเมื่อป้อนไบแอสกลับ (Reverse-Bias Safe Operating Area RBSOA) แสดงในรูป 5.14 คล้ายกับที่ได้กล่าวมาแล้วในกรณีของกราฟ SOA สำหรับกราฟของ RBSOA แสดงเมื่อแรงดัน  $V_{CE}$  ต่ำกว่าแรงดัน  $V_{CEO}$  เป็นพื้นที่ที่ปลอดภัยจากแรงดันไบแอสกลับ  $V_{EB}$  แต่ก็ยังถูกจำกัดด้วยอัตราทุนกระแสคอลเลกเตอร์  $I_C$  ของตัวทรานซิสเตอร์เอง เมื่อใดที่แรงดัน  $V_{CE}$  มีค่าสูงเกินกว่าแรงดัน  $V_{CEO}$  พบว่ากระแสคอลเลกเตอร์จะลดลงอย่างสัมพันธ์กับแรงดันไบแอสกลับที่ป้อนเข้าไป

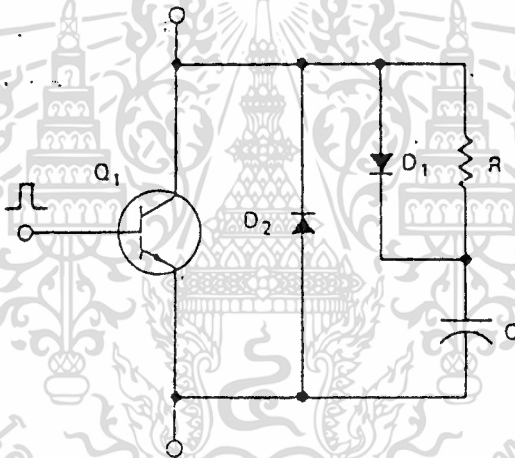
ดังนั้นจึงเป็นเหตุผลว่าแรงดันไบแอสกลับ  $V_{EB}$  ที่มีค่าสูงๆ จะเป็นสาเหตุให้เกิดการพังทลาย ของรอยต่อระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ขณะเปิดวงจร ผู้ออกแบบมักจะใช้ไดโอด หรือ วงจร snubber เป็นตัวป้องกันปรากฏการณ์ดังกล่าว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ รูปที่ 5.14 พื้นที่ทำงานที่ปลอดภัยเมื่อป้อนไบแอสกลับ RBSOA ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ย้อนกลับมาพิจารณาจรรยาบรรณอีกครั้ง . โดยปกติแล้วกระแสเบสย้อนกลับ  $I_{B2}$  นั้นถ้ายังมีค่ามากเท่าใด ก็จะทำให้ช่วงเวลาสะสมน้อยลงเท่านั้นแต่การที่ทำให้เกิดกระแสย้อนกลับมีค่ามาก ๆ นั้นย่อมส่งผลอันตรายโดยตรงกับทรานซิสเตอร์ โดยเฉพาะการพังทลาย ของรอยต่อระหว่างเบสกับอิมิตเตอร์ได้ ในทางปฏิบัติแล้วมีวิธีป้องกันมิให้เกิดปรากฏการณ์เช่นนี้ได้โดย

1. ใช้ค่าแรงดัน  $V_{CE}$  ต่ำๆ ขณะที่ทรานซิสเตอร์เปิดวงจร
2. ลดกระแสคอลเลกเตอร์ ขณะที่แรงดันคอลเลกเตอร์เพิ่มขึ้น โดยทั่วไปแล้วมักนิยมใช้วิธีที่ 2 เป็นวิธีป้องกันมากกว่าเพราะสามารถออกแบบวงจรป้องกันได้โดยไม่ต้องยุ่งยากนัก ซึ่งวงจรในการแก้ปัญหานี้ก็คือวงจรสับเบรค ดังแสดงในรูป 5.15



รูปที่ 5.15 วงจรสับเบรคต่อคร่อมทรานซิสเตอร์สวิทช์

จากรูปที่ 5.15 แสดงการใช้วงจร RC สับเบรคเพื่อป้องกันทรานซิสเตอร์สวิทช์เสียหายเมื่อเปิดวงจร การทำงานมีดังนี้ เมื่อทรานซิสเตอร์  $Q_1$  เปิดวงจรตัวเก็บประจุ C จะเก็บประจุผ่านไดโอด  $D_1$  ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุ C เท่ากับ  $V_{CC} - V_D$

เมื่อทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ปิดวงจรตัวเก็บประจุ C จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R ทำให้พลังงานสูญเสียในรูปของความร้อนจึงเกิดขึ้นที่วงจรสับเบรคแทนทรานซิสเตอร์สวิทช์ซึ่งทำให้ทรานซิสเตอร์ปลอดภัยจากความเสียหายได้

ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการออกแบบวงจรสับเบอร์ทงปฏิบัตินั้นจะใช้รูป 5.13 b เป็นรูปร่างออสซิลโลแกรมที่เกิดขึ้นระหว่างที่ทรานซิสเตอร์เปิดวงจรสามารถเขียนได้ดังนี้

$$E = \frac{C V_{CE}^2}{2} = \frac{I_c V_{CE} (t_r + t_f)}{2} \quad (5.13)$$

เมื่อ  $I_C$  คือ กระแสคอลเลคเตอร์  $I_C$  สูงสุด, A

$V_{CE}$  คือ แรงดันระหว่างคอลเลคเตอร์กับอีมีเตอร์สูงสุด, V

$t_r$  คือ เวลาขอบขาขึ้น,  $\mu s$

$t_f$  คือ เวลาขอบขาลง,  $\mu s$

แก้สมการ 5.13 เพื่อหาค่าตัวเก็บประจุ C ได้

$$C = \frac{I_c (t_r + t_f)}{V_{CE}} \quad (5.14)$$

เนื่องจากตัวเก็บประจุ C จะเก็บประจุ ขณะที่ทรานซิสเตอร์เปิดวงจร และคายประจุผ่านตัวต้านทาน R ขณะช่วงเวลาที่ทรานซิสเตอร์ปิดวงจร ( $t_{on}$ ) แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเขียนได้ดังนี้

$$V_C = V_{CE} - t_{on} / RC \quad (5.15)$$

ในทฤษฎีจะถือว่าเมื่อตัวเก็บประจุได้เก็บประจุจนเต็มทีนั้นจะมีแรงดันใกล้เคียงกับแรงดัน  $V_{CE}$  ดังนั้นจึงต้องเลือกค่า  $- t_{on} / RC$  มีค่าเข้าใกล้ 1 ซึ่งมักจะเลือกค่า RC โดยให้ตัวเก็บประจุสามารถคายประจุ ณ ช่วงเวลาสิ้นสุดของการปิดวงจร ( $t_{on}$ )

จากในการแก้ปัญหาวงจรไฟฟ้าเบื้องต้น เราทราบว่าสามารถแทนช่วงเวลาคงที่  $5\tau$  สำหรับตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุจนหมดผ่านตัวต้านทานโดย  $\tau = RC$  สมมติว่าในกรณีนี้ตัวเก็บประจุจะเริ่มคายประจุ เมื่อสิ้นสุด  $3\tau$

ดังนั้นค่าความต้านทานสูงสุดที่ไรในการคายประจุหาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 $R = \frac{t_{on}}{3C} \quad (5.16)$   
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกข้อมูลเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าความต้านทาน  $R$  ที่คำนวณได้จากสมการ 5.16 สามารถนำมาหากระแสขณะคายประจุผ่านทรานซิสเตอร์ขณะปิดวงจร โดยจำกัดค่ามิให้เกิน 25 เปอร์เซ็นต์ของกระแสคอลเลกเตอร์  $0.25 I_C$  โดยหาจากสมการ

$$I_{dis} = \frac{V_{CE}}{R} \quad (5.17)$$

ถ้าค่าความต้านทานที่คำนวณได้มีค่าต่ำเกินไป ทำให้กระแส  $I_{dis}$  มีค่าสูงกว่า  $0.25 I_C$  ดังนั้น ค่าความต้านทาน  $R$  จะต้องเลือกอีกครั้ง เพื่อให้เหมาะสมตรงกับเงื่อนไขขั้นตอนต่อไปเป็นการคำนวณหากำลังไฟฟ้าของตัวต้านทาน

$$P_R = 1/2 C V_{CE}^2 \cdot f \quad (5.18)$$

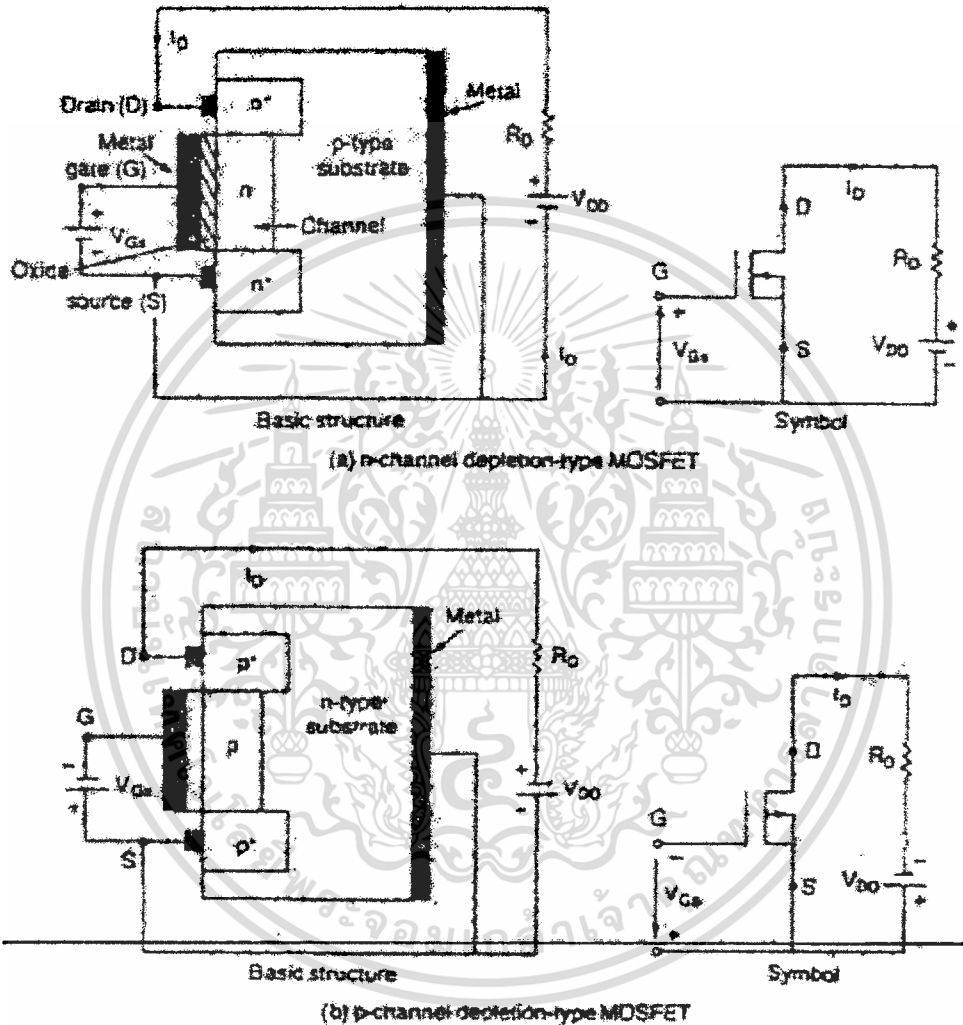
เมื่อ  $f$  คือ ความถี่ที่ใช้งานของ CONVERTER, kHz

### 5.7 มอสเฟตกำลัง ( Power MOSFET )

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน และต้องการกระแสอินพุตต่ำมาก ๆ ความเร็วในการสวิตช์สูง เวลาในการสวิตช์ต่ำมากเป็นนาโนวินาที มอสเฟตกำลังได้นำไปประยุกต์ใช้ในงานด้าน CONVERTER ที่กำลังต่ำ , ความถี่สูง มอสเฟตไม่มีปัญหาเกี่ยวกับปรากฏการณ์ Second breakdown เหมือนกับทรานซิสเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามมอสเฟตก็มีปัญหาเกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตย์ และต้องการการเก็บรักษาอย่างเป็นพิเศษ

มอสเฟตมีด้วยกัน 2 ชนิดคือ ( 1 ) depletion MOSFETs และ ( 2 ) enhancement MOSFETs depletion MOSFET แบบ n - channel จะมีโครงสร้างที่เป็นชั้นสารซิลิคอนชนิด p - type ดังรูปที่ 5.16 a และถูกได้ด้วยซิลิคอนแบบ  $n^+$  ซึ่งมีความต้านทานต่ำ เกทจะถูกแยกทางไฟฟ้าออกจาก channel ด้วยชั้นของออกไซด์บางๆ ขาทั้งสามของมอสเฟตมีชื่อเรียกว่า เกท ( gate ) เดรน ( drain ) และ ซอร์ส ( source ) แรงดันที่เกทกับซอร์ส (  $V_{GS}$  ) นั้นจะเป็นบวกหรือลบก็ได้ ถ้า  $V_{GS}$  เป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ของ n - channel จะถูกผลักออกไป และบริเวณปลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ด้านล่างของชั้นออกไซด์ เป็นผลทำให้ channel แคบลงความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์ส (  $R_{DS}$  ) จะสูงขึ้นถ้า  $V_{GS}$  มีค่าเป็นลบมากพอที่จะทำให้ channel ปลอดพาหะอย่างสมบูรณ์จึงทำให้  $R_{DS}$  มีค่าสูงขึ้นจนไม่มีกระแสไหล ไม่ว่าจะกรณีใดก็ตาม สิ่งนี้ห้ามมิให้ตัดแรงดันออกและต้องอ้างอิงถึงค่าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ จากเดรนไปยังซอร์ส  $I_{DS} = 0$  แล้ว แรงดัน  $V_{GS}$  ดังกล่าว เรียกว่า pinch - off voltage,  $V_P$

เมื่อ  $V_{GS}$  มีค่าเป็นบวก channel จะเริ่มกว้างมากขึ้น  $I_{DS}$  เพิ่มขึ้น เนื่องจาก  $R_{DS}$  ลดลง สำหรับใน depletion MOSFET แบบ p - channel จะมีขั้วของ  $V_{DS}$  ,  $I_{DS}$  ,  $V_{GS}$  และจะตรงข้ามกับ n - channel



รูปที่ 5.16 a) n-channel depletion - type MOSFET

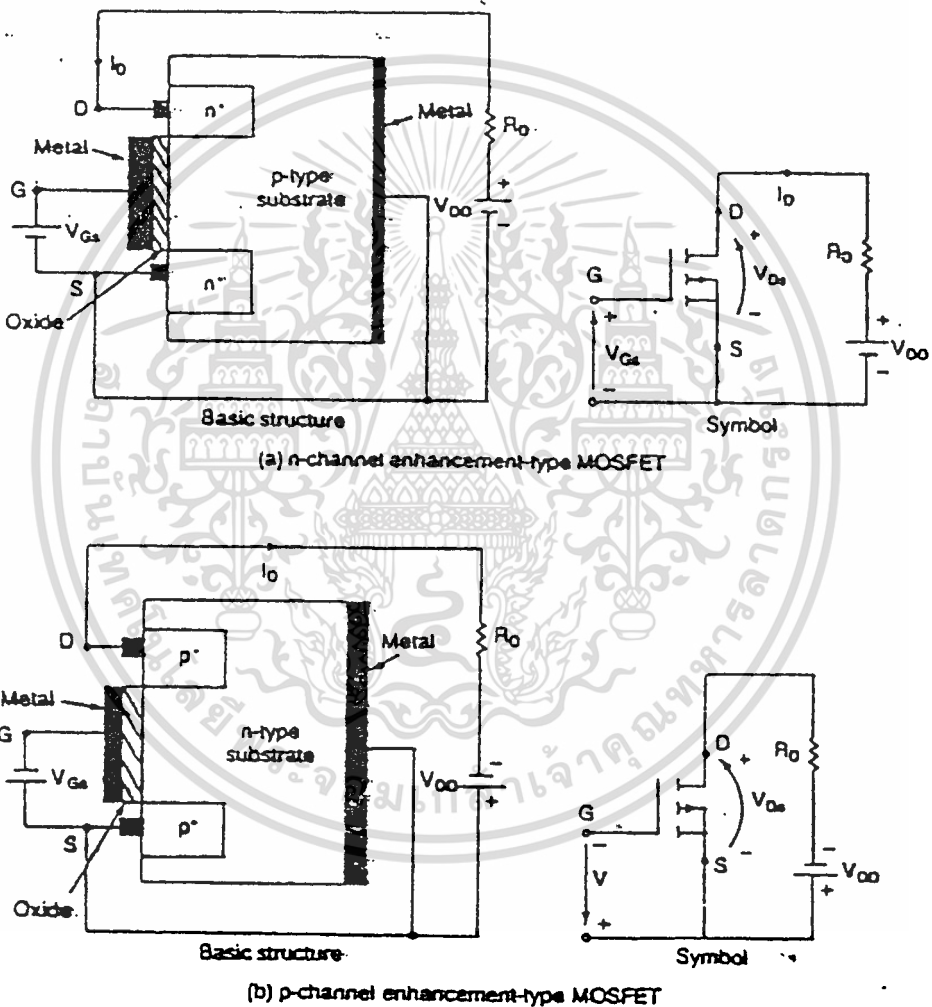
b) p-channel depletion - type MOSFET

### 5.8 ลักษณะสมบัติที่ STEADY STATE ของมอสเฟต

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดันมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมากทำให้กระแสเกตไหลต่ำมากเป็นนาโนแอมแปร์ อัตราการขยายกระแส ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเดรน  $I_D$  กับกระแสเกต  $I_G$  โดยทั่วไปแล้วจะมีค่าสูงถึง  $10^6$  อย่างไรก็ตามอัตราการขยายกระแส ไม่ได้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกระแสเดรนและแรงดันเกตจะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รวบรวมไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะสมบัติไอออนย่ายของมอสเฟตแบบ n - channel และ p - channel แสดงดังรูปที่ 5.18 รูปที่ 5.19 จะเป็นลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของ enhancement MOSFET แบบ n - channel ซึ่งจะมีการทำงานใน 3 บริเวณคือ (1) บริเวณ cut-off เมื่อ  $V_{GS} < V_T$  (2) บริเวณอิ่มตัว หรือ pinch - off เมื่อ  $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$  และ (3) บริเวณเชิงเส้นเมื่อ  $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$



รูปที่ 5.17 a) n - channel enhancement - type MOSFET

b) p - channel enhancement - type MOSFET

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่แบบสงวนลิขสิทธิ์และต้องขออนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

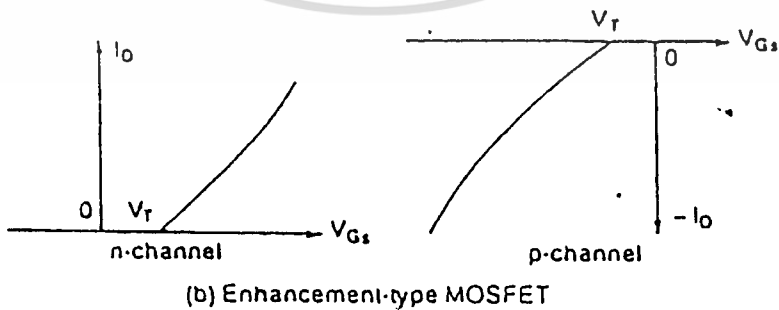
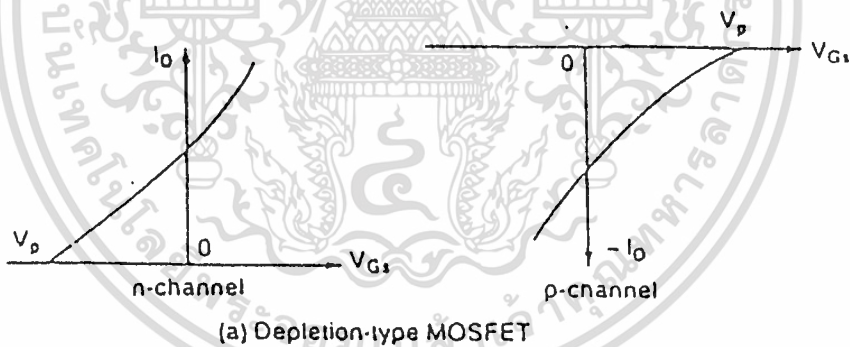
การ pinch - off จะเกิดขึ้นเมื่อ  $V_{DS} = V_{GS} - V_T$  ในบริเวณเชิงเส้น กระแส  $I_D$  จะเปลี่ยนไปโดยเป็นส่วนกับแรงดัน  $V_{DS}$  เนื่องจากกระแสที่สูงและแรงดันคร่อมต่ำ ทำให้มอสเฟทกำลังทำงานได้ในบริเวณเชิงเส้นสำหรับการสวิตชิง ในบริเวณอิมิตัวกระแสจะมีค่าคงที่เมื่อแรงดัน  $V_{DS}$  เพิ่มขึ้น ในบริเวณนั้นมอสเฟทจึงถูกนำไปใช้ในการขยายแรงดัน มอสเฟททั้ง depletion - type และ enhancement - type จะมีโมเดลที่ Steady steady ดังรูปที่ 5.20 คำนวณค่าคอนดักแตนซ์,  $g_m$  หาได้ดังนี้

$$g_m = \frac{\Delta I_{DS}}{\Delta V_{GS}} * V_{DS} = \text{constant} \quad (5.19)$$

ความต้านทานด้านเอาต์พุต,  $r_o = R_{DS}$  หาได้จาก

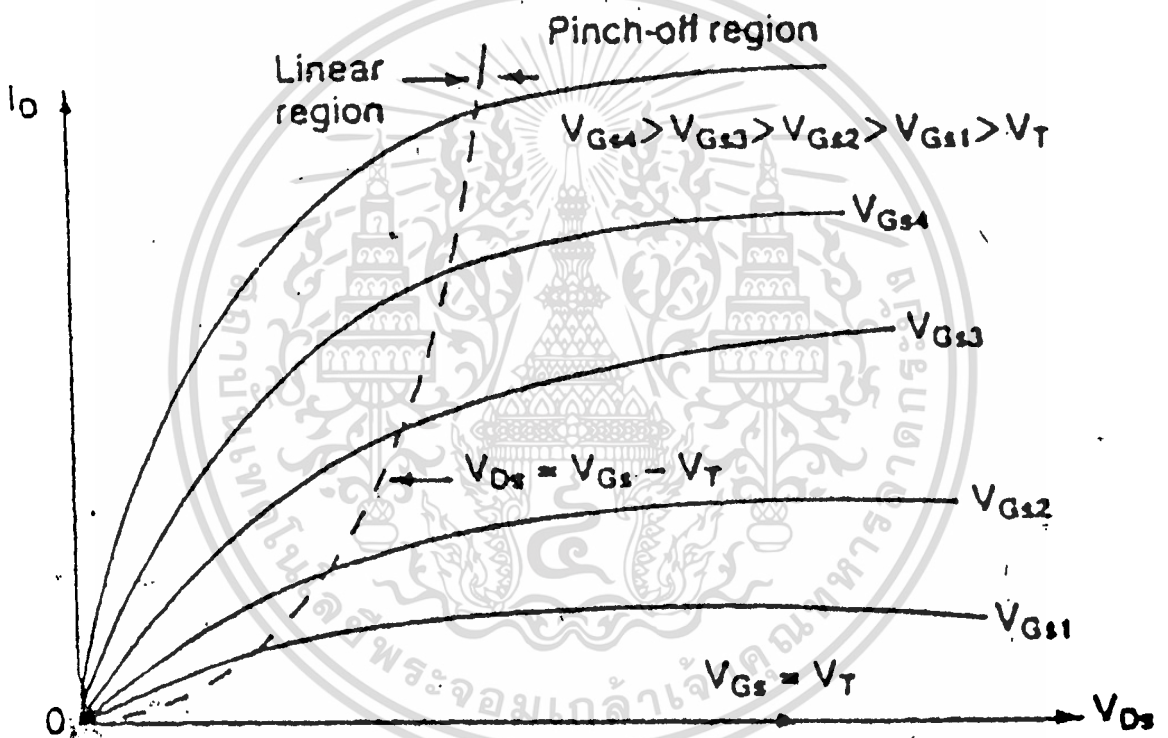
$$R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \quad (5.20)$$

$R_{DS}$  ในบริเวณ pinch - off จะมีค่าสูงเป็นเมกะโอห์ม และในบริเวณเชิงเส้นจะมีค่าต่ำเป็นมิลลิโอห์ม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับ depletion MOSFET จะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่ enhancement MOSFET จะตอบสนองที่แรงดันเกตเป็นบวกเท่านั้น มอสเฟตกำลังที่ใช้โดยทั่วไปจะเป็นชนิด enhancement - type อย่างไรก็ตาม depletion - type MOSFET ก็ยังมีการประยุกต์ใช้ ในการออกแบบทางลอจิกที่ต้องการเข้ากันได้กับสวิตช์ DC หรือ AC ซึ่งยังคงทำงานอยู่ได้ เมื่อแหล่งจ่ายลอจิกตกลงจน  $V_{GS}$  เป็นศูนย์

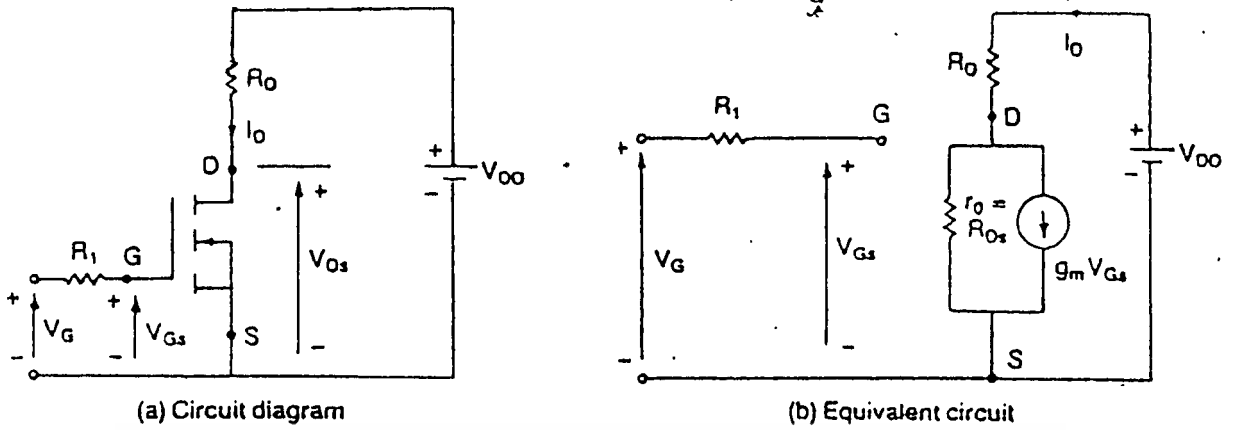


รูปที่ 5.19 ลักษณะสมบัติทางเอาทพุทของ enhancement - type MOSFET

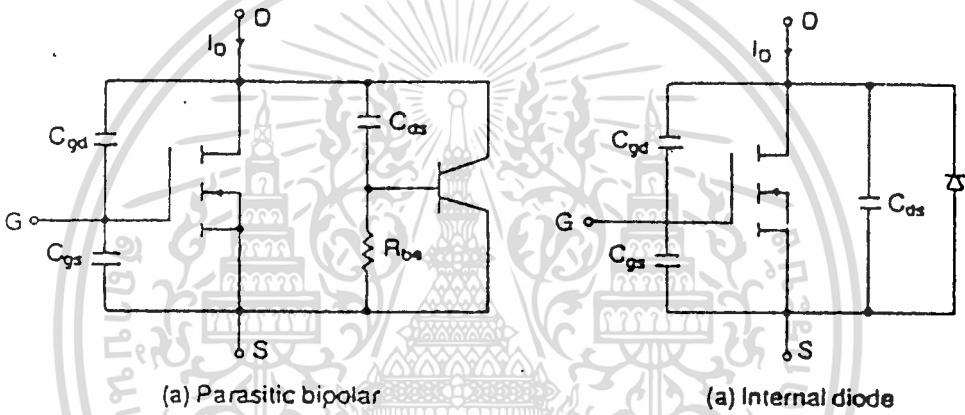
### 5.9 ลักษณะสมบัติการสวิตช์

ถ้าปราศจากสัญญาณที่ เกท enhancement -type MOSFET จะถูกพิจารณาเป็นไดโอด 2 ตัวต่อเป็นทรานซิสเตอร์ชนิด npn โครงสร้างของเกตจะมีค่าความจุไฟฟ้าแสงกับซอร์สและกับเดรน

$C_{gd}$  ทรานซิสเตอร์จะมีรอยต่อไบแอสกลับจากเดรนไปยังซอร์ส และมีค่าความจุไฟฟ้า  $C_{ds}$  เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยนิตยสารวิชาการ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

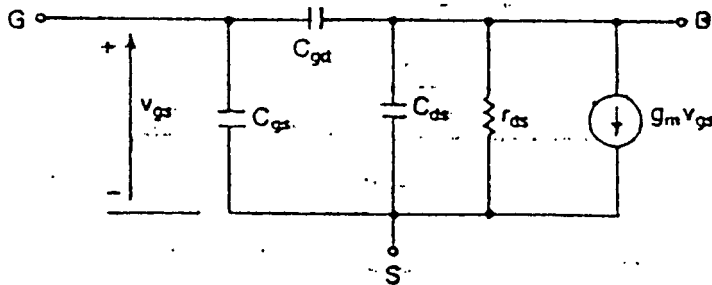


รูปที่ 5.20 โมเดลการสวิตชิงที่ Steay state ของมอสเฟต



รูปที่ 5.21 โอลเดลแฝงของ enhancement - type MOSFETs

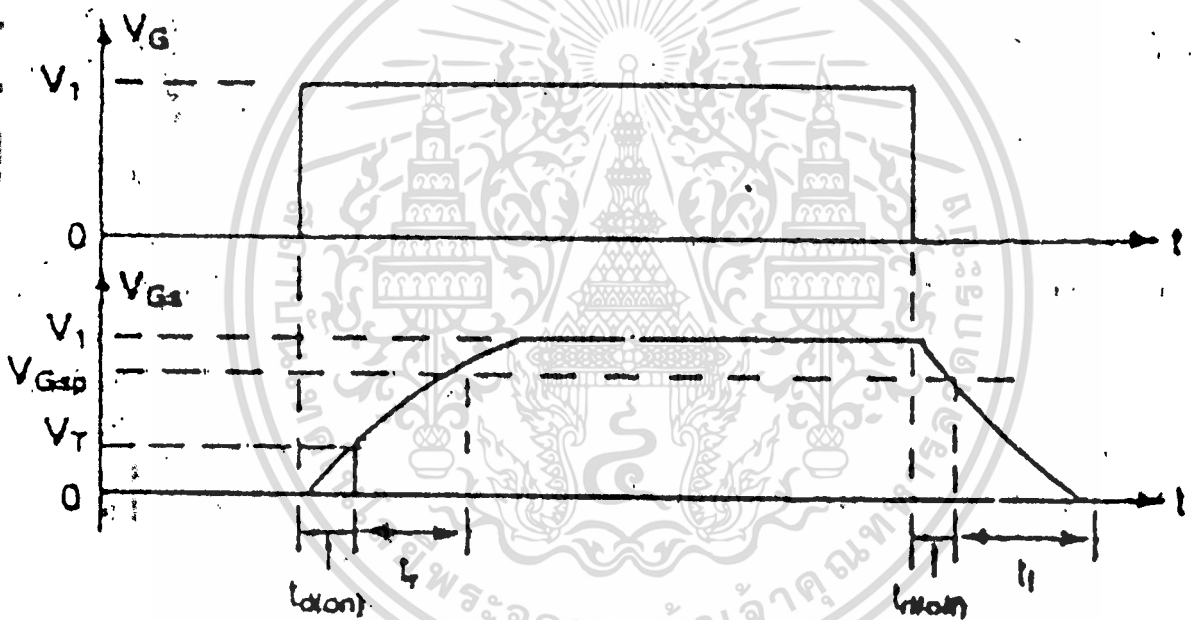
รูปที่ 5.21 แสดงวงจรเทียบเคียง ของทรานซิสเตอร์แฝงที่ขนานกับมอสเฟต  $R_{be}$  ที่บริเวณเบสกับอิมิตเตอร์นั้นมีค่าต่ำด้วยเหตุนี้มอสเฟตจึงถูกพิจารณาให้มีไดโอดอยู่ภายในโมเดลสวิตชิงของมอสเฟตแสดงดังรูปที่ 5.22 รูปสัญลักษณ์ในการสวิตชิงแสดงดังรูป



รูปที่ 5.22 โมเดลสวิตชิงของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.23 turn - on delay time ,  $t_d(\text{on})$  เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุ  $C_{gs}$  จนแรงดันถึงระดับ threshold voltage rise time ,  $t_r$  เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุเกต จากแรงดันที่ threshold voltage จนถึงแรงดันเกตสูงสุด  $V_{GS}$  ซึ่งใช้ในการขับมอสเฟตให้อยู่ในบริเวณเชิงเส้น turn - off delay time ,  $t_d(\text{off})$  เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกตจากระดับแรงดันเกต  $V_1$  จนมอสเฟตทำงานที่บริเวณ pinch - off fall time ,  $t_f$  เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกต จากบริเวณ pinch - off จนแรงดันถึงระดับ threshold - voltage ถ้า  $V_{gs} < V_T$  มอสเฟต จะหยุดนำกระแส



รูปที่ 5.23 รูปสัญญาณในการสวิตชิงของมอสเฟต

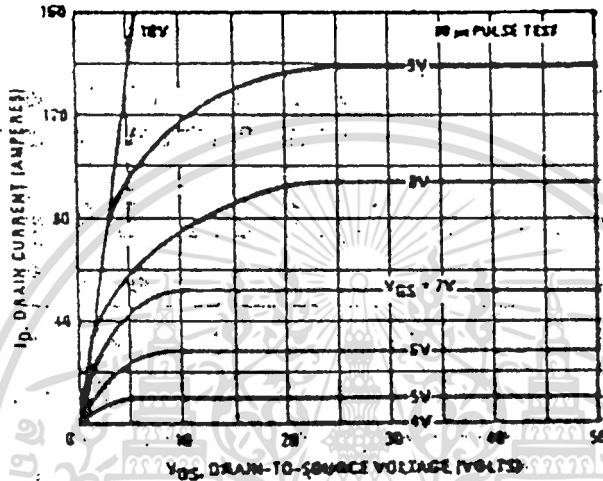
### 5.10 พารามิเตอร์ในการทำงานของมอสเฟต

Output characteristics เป็นกราฟของ  $I_D$  เทียบกับ  $V_{DS}$  ที่ค่า  $V_{GS}$  ต่างๆ กัน ดังรูปที่ 5.24 จากกราฟแรงดัน threshold voltage ,  $V_T$  มีค่าเท่ากับ 4 V และในการทำให้แรงดัน  $V_{GS}$  คงที่ไว้ทำให้กระแส  $I_D$  มีค่าเกือบจะคงที่ ที่บริเวณ pinch - off เนื่องจากความต้านทาน ในขณะที่ทำงาน on - state resistance ( $R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D}$ ) มีค่าโดยประมาณคงที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

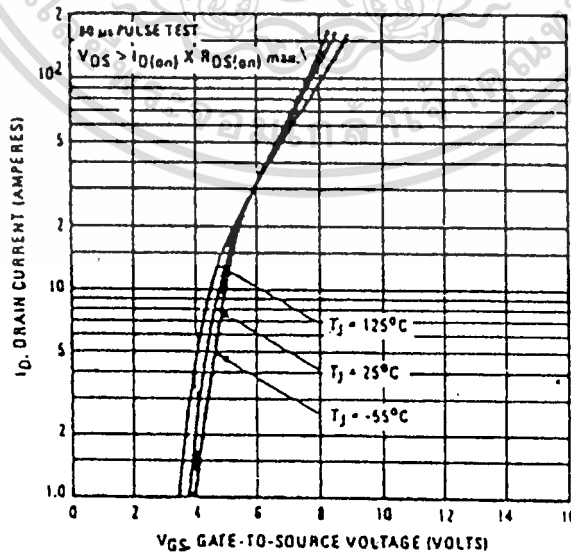
### 5.10.1 ลักษณะสมบัติเชิงเส้น Linear characteristic

เป็นลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทที่ค่า  $V_{DS}$  ต่ำๆ ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญสำหรับการนำไปใช้ในงาน สวิตซ์ิ่ง จากการที่  $V_{DS}$  มีค่าต่ำในบริเวณเชิงเส้น จึงมักจะกำหนดเป็นลักษณะสมบัติอิมิตัว Saturation Characteristics ดังรูปที่ 5.27



รูปที่ 5.24 ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุท

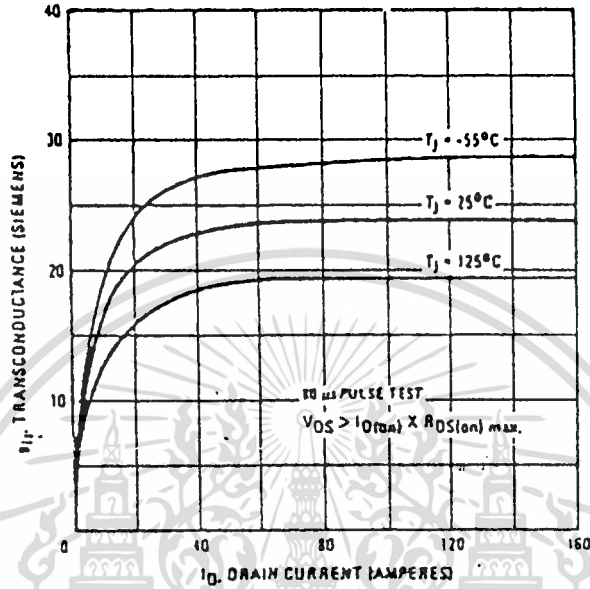
Transfer characteristic เป็นกราฟของ  $I_D$  เทียบกับ  $V_{GS}$  ซึ่งแสดงดังรูปที่ 5.25



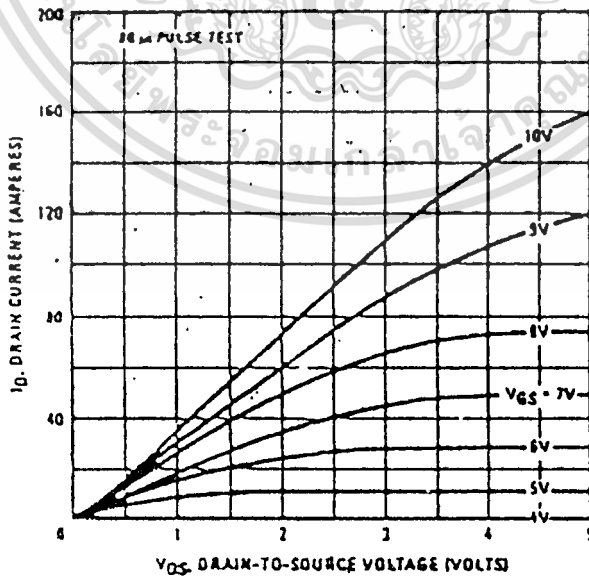
รูปที่ 5.25 ลักษณะสมบัติโอนยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

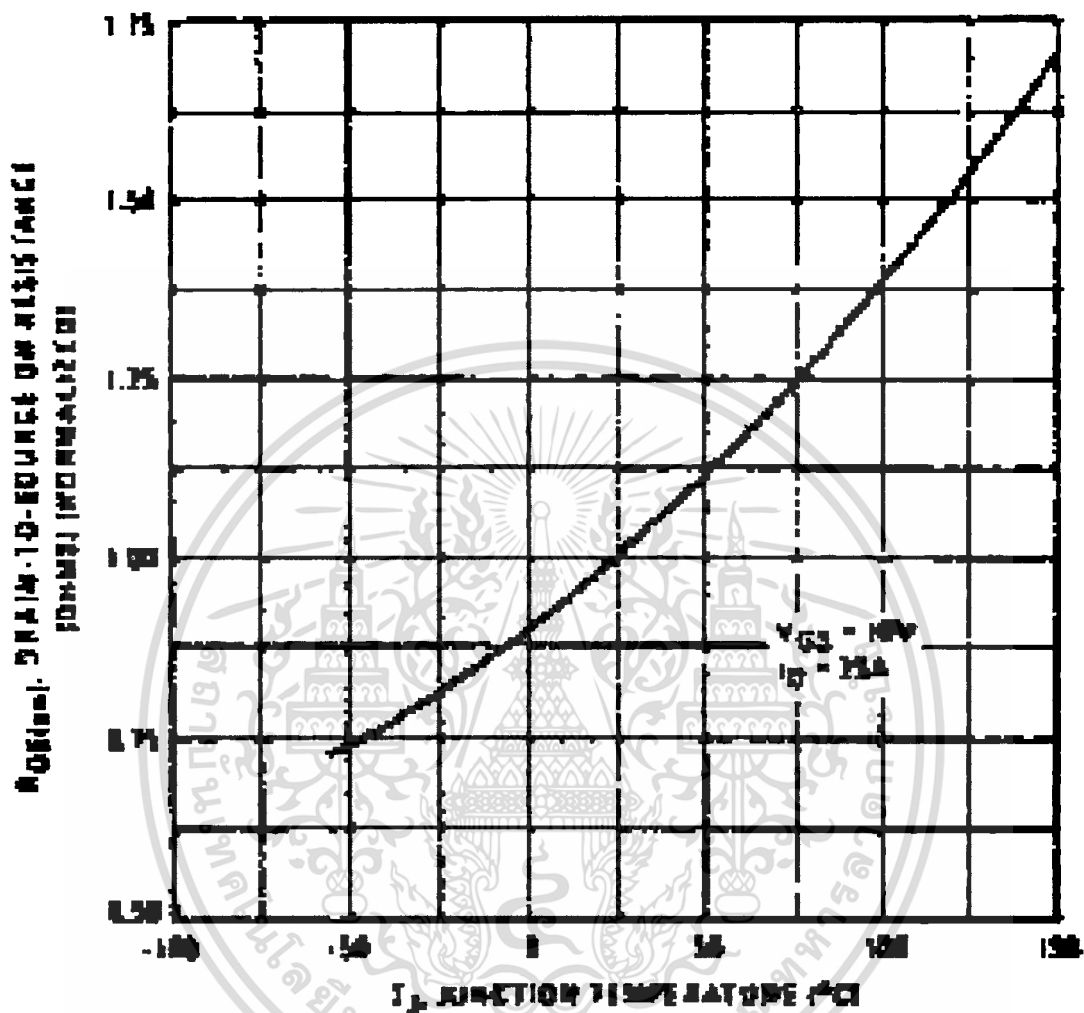
Transconductance,  $g_m$  เป็นค่าที่ได้จาก Transfer characteristic ดังรูปที่ 5.26



รูปที่ 5.26 ค่าทรานสคอนดักแตนซ์เทียบกับกระแสเดรน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้รูปที่ 5.27 นี้ ลักษณะสมบัติอิมิตัว เจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

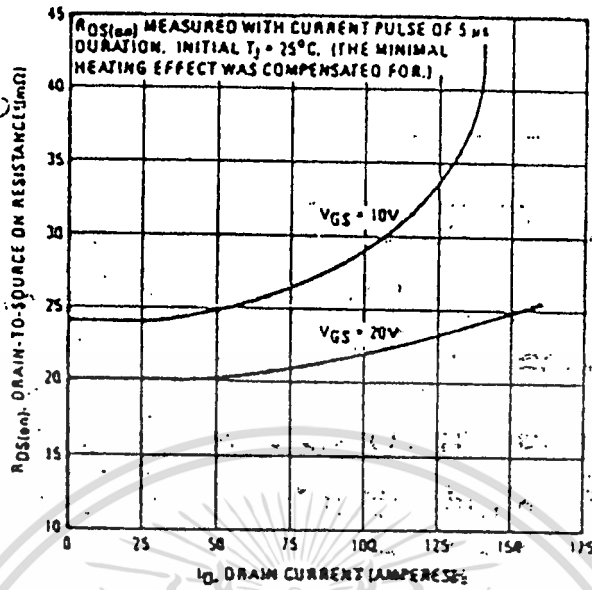


รูปที่ 5.28 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับอุณหภูมิที่รอยต่อ

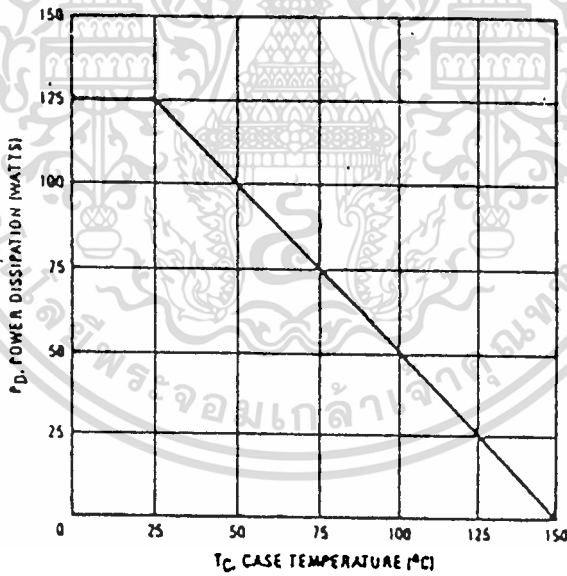
#### 5.10.2 ความต้านทานขณะทำงาน On - state resistance , $R_{DS}$ ค่า $R_{DS}$

เป็นการแสดงถึงการสิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าในกรณีที่มอสเฟตนำกระแส  $R_{DS}$  จะเพิ่มขึ้น อย่างเป็นเชิงเส้นเมื่ออุณหภูมิที่รอยต่อ ,  $T$ , เพิ่มขึ้นดังรูปที่ 5.28 การเพิ่มขึ้นของ  $R_{DS}$  ที่ค่า  $I_D$  และ  $V_{DS}$  ต่างๆ กัน ดังรูปที่ 5.29 จะไม่เป็นเชิงเส้น กำลังไฟฟ้าสิ้นเปลือง  $P_D = R_{DS} I_D^2 = V_{DS} I_D$  ซึ่งจะมีค่าลดลง เมื่ออุณหภูมิที่ตัวถังเพิ่มขึ้น ดังรูปที่ 5.30

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

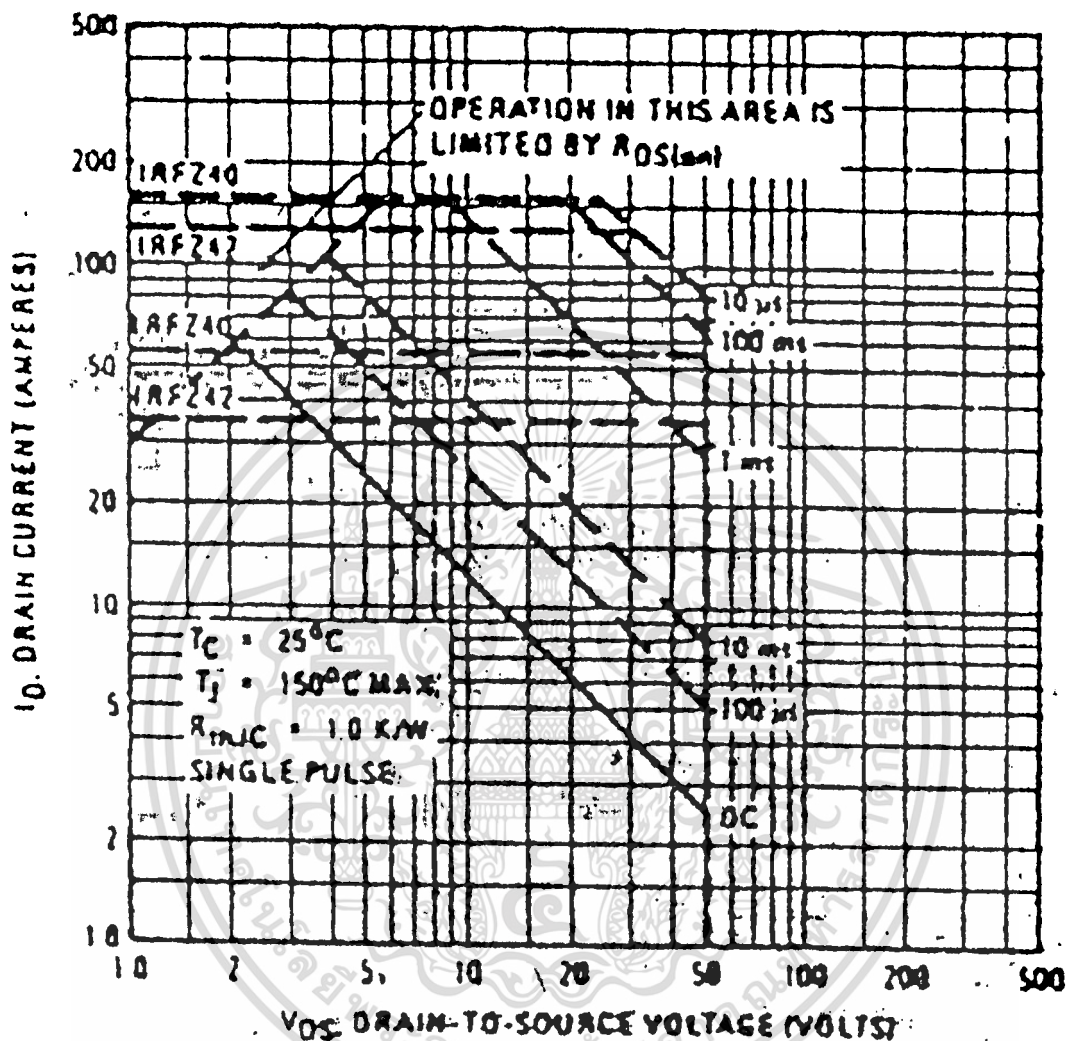


รูปที่ 5.29 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับกระแสทราน



รูปที่ 5.30 ค่ากำลังไฟฟ้สูญเสียเทียบกับอุณหภูมิที่ตัวถัง

พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย Safe operating area , SOA แสดงดังรูปที่ 5.31 ซึ่งจะแสดงถึงค่าของ  $I_D$  สูงสุดกับค่าของ  $V_{DS}$  สูงสุด ในขณะที่มอสเฟตสวิตช์ปิดวงจร และสวิตช์เปิดวงจร โดยจะเป็นขีดจำกัดทางอุณหภูมิ สำหรับมอสเฟตจะไม่มีปรากฏการณ์ Second breakdown แต่จะมีข้อจำกัดของกระแส  $I_D$  ที่ค่า  $V_{DS}$  ต่ำๆ เนื่องจากความต้านทานในขณะทำงานเพิ่มขึ้น สำหรับการทำงานในช่วงสั้นๆ ขอบเขตของ SOA จะกว้างขึ้นคือ  $V_{DS}$  และ  $I_D$  มีค่ามากขึ้นนั่นเอง โดยปกติ SOA จะกำหนดไว้ที่  $T = 150^\circ\text{C}$  มิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.31 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยสูงสุด

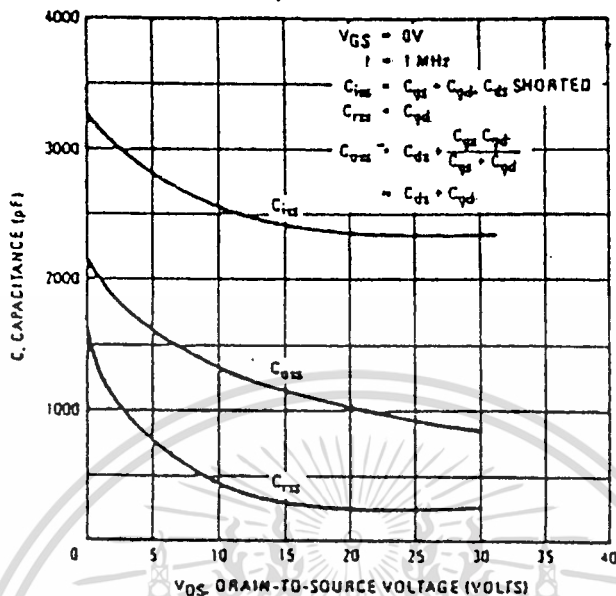
ค่าความจุไฟฟ้าทางคานอินพุทและเอาต์พุท บริษัทผู้ผลิตจะกำหนดค่าของ ( 1 ) ความจุไฟฟ้า

ใช้งานทางคานอินพุท  $C_{iss} = C_{gd} \parallel C_{gs}$  , ( 2 ) ความจุไฟฟ้าใช้งานทางคานเอาต์พุท

$C_{oss} = C_{ds} \parallel C_{gd}$  และ ( 3 ) ความจุไฟฟ้าอินช่ายกลับ  $C_{rss} = C_{gd}$  ค่าความจุไฟฟ้าเหล่านี้

ขึ้นอยู่กับแรงดัน  $V_{DS}$  ดังรูปที่ 5.32

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



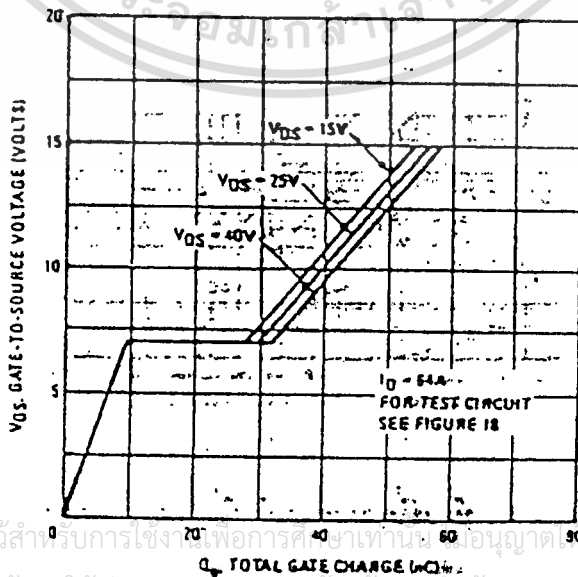
รูปที่ 5.32 ค่าความจุไฟฟ้าเทียบกับแรงดัน  $V_{DS}$

ประจุไฟฟ้าเกท  $Q_g$  ในช่วงสวิตช์ปิดวงจร และสวิตช์เปิดวงจร ความจุไฟฟ้าทางค่านินพุท

จะถูกประจุและคายประจุ การสะสมประจุไฟฟ้าที่ความจุไฟฟ้าทางอินพุท ขึ้นอยู่กับแรงดัน  $V_{GS}$

ดังรูปที่ 5.33 การสูญเสียทางสวิตช์เนื่องจากแรงดันเกทมีค่าดังนี้

$$P_G = Q_g V_{GS} f_s \quad (5.21)$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

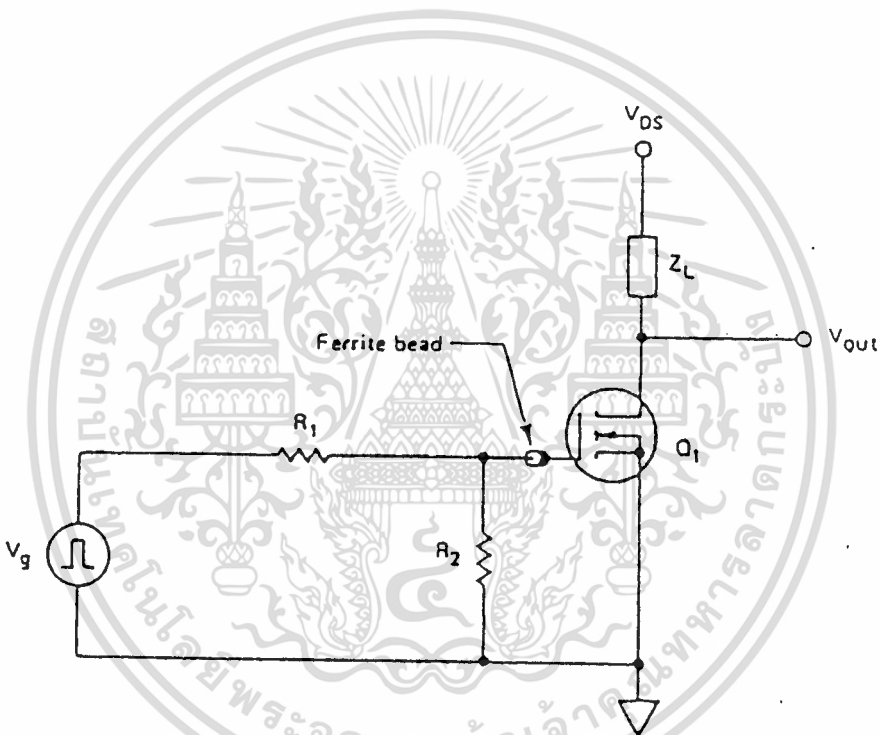
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.33 ค่าประจุไฟฟ้าเกทเทียบกับแรงดัน

### 5.11 การออกแบบวงจรขั้วเกท

จากลักษณะสมบัติในการทำงานที่ดีของมอสเฟทกำลังทำให้สามารถทำงานที่ความถี่สูงมาก ในการออกแบบต้องมีข้อระวังเกี่ยวกับปัญหาการออกซิลเลท เมื่อใช้ในงานความถี่สูงๆ 2 ประการ

ประการแรก ความยาวของตัวนำที่ต่อไปยังขั้วของมอสเฟทจะต้องสั้นที่สุด โดยเฉพาะที่ขาเกท ถ้าไม่สามารถที่จะใช้ตัวนำที่สั้นได้จะต้องใช้เฟอร์ไรต์บีด ( ferrite bead ) หรือตัวต้านทานค่าค่าๆ  $R_1$  ต่ออนุกรมกับขาเกทของมอสเฟท ดังรูปที่ 5.34



5.34 การใช้งานมอสเฟทเป็นสวิทช์ แบบคอมมอนซอร์ส

ประการที่สอง เนื่องจากมอสเฟทมีอินพุทอิมพีแดนซ์ที่สูงมาก ดังนั้นแหล่งจ่ายของวงจรจำเป็นต้องมีค่าอิมพีแดนซ์ที่ต่ำมากเพื่อป้องกันการป้อนกลับแบบบวก ซึ่งจะนำไปสู่การเกิดออสซิลเลทได้ ณ จุดนี้ ในขณะที่ที่อินพุทอิมพีแดนซ์ของมอสเฟทมีค่าสูงมาก ค่าของอินพุทอิมพีแดนซ์จะเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่ ดังนั้นเวลาขาขึ้น ( rise time ) และเวลาขาลง ( fall time ) ของมอสเฟทจึงขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายวงจรด้วย

ค่าโดยประมาณของเวลาขาขึ้นและเวลาขาลงได้จากสมการต่อไปนี้

$$t_r \text{ หรือ } t_f = 2.2 R_g C_{iss} \quad (5.22)$$

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ  $t_r$  คือ เวลาขาขึ้นของมอสเฟต , nS

$t_f$  คือ เวลาขาลงของมอสเฟต , nS

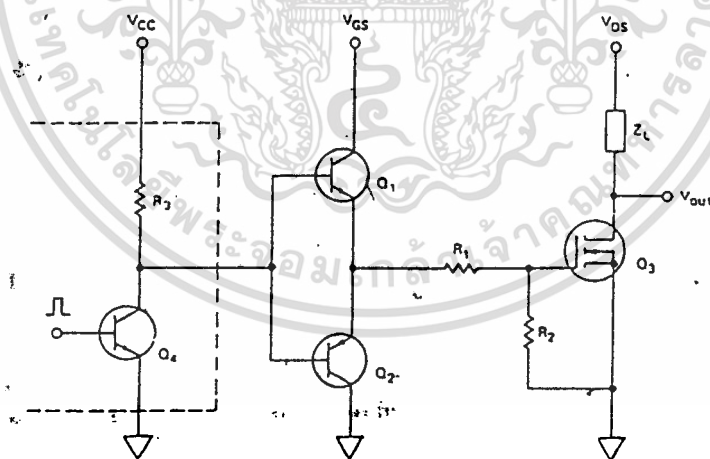
$R_g$  คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายวงจรถับ ,  $\Omega$

$C_{iss}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าทางค่านอินพุทของมอสเฟต , pF

จากสมการค่าที่ได้จะถูกต้องถ้า  $R_2 \gg R_g$  จากรายละเอียดที่ผ่านมาประกอบกับมอสเฟตที่มีค่าเวลาสะสม ( storage time ) หรือเวลาหน่วง ( delay time ) ทำให้ผู้ออกแบบสามารถที่จะปรับค่าเวลาขาขึ้นและเวลาขาลงได้ ค่าความต้านทาน  $R_1$  ในวงจรดังรูปที่ 5.34 ใช้ในการ turn - off มอสเฟต

### 5.11.1 การขับมอสเฟตด้วย TTL

แม้ว่าจะเป็นไปได้ที่จะขับมอสเฟตโดยตรง จากภาคเอาต์พุทของ TTL แต่ไม่แนะนำให้ใช้ เนื่องจากทรานซิสเตอร์ใน TTL ทำงานในบริเวณเชิงเส้นเป็นเวลานานกว่าจะถึงจุดอิ่มตัว ทำให้มอสเฟต ไม่สามารถทำงานที่จุดที่คิดที่สุดได้



รูปที่ 5.35 การขับมอสเฟตด้วย TTL

ในการปรับปรุงการทำงานเป็นสวิตช์ จะต้องเพิ่มวงจรถับเฟอ์เข้าไปเพื่อให้กระแสชอร์ส และซิงก์ไหลได้เร็วขึ้น วงจรอย่างง่ายที่ใช้คือ emitter - follower ชนิด complementary ดังรูปที่ 5.35 ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะต้องมีค่าเกทสูง เพื่อที่จะจ่ายกระแสเนื่องจากผลของ Miller effect ในขณะสวิตช์เปิดวงจรและสวิตช์ปิดวงจร ได้สมการต่อไปนี้ จะใช้ในการคำนวณค่ากระแส

ที่ไหลในทรานซิสเตอร์แต่ละตัวขณะสวิตช์เปิดวงจร ( $Q_1$ ) และขณะสวิตช์เปิดวงจร ( $Q_2$ ) กระแสประจุ  $I_{charge}$  จะได้จาก

$$I_{charge} = \frac{C_{gs}V_{GS}}{t_r} \tag{5.23}$$

และ  $C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}$

เมื่อ  $C_{gs}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าระหว่างเกตกับซอร์ส , pF

$C_{iss}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าอินพุต , pF

$C_{rss}$  คือ ค่าความจุไฟฟ้าอินพุตย้อนกลับ , pF

$V_{GS}$  คือ แรงดันระหว่างเกตกับซอร์ส , V

$t_r$  คือ เวลาขึ้นของพัลส์อินพุต , nS

ถ้าสมมติให้ความจุไฟฟ้าระหว่างเกตกับทรานซิสเตอร์ทุกตัวที่เวลาเดียวกันดังนั้น  $t_r = t_f$  กระแสคายประจุหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$I_{dis} = \frac{C_{rss} V_{DS}}{t_r} \tag{5.25}$$

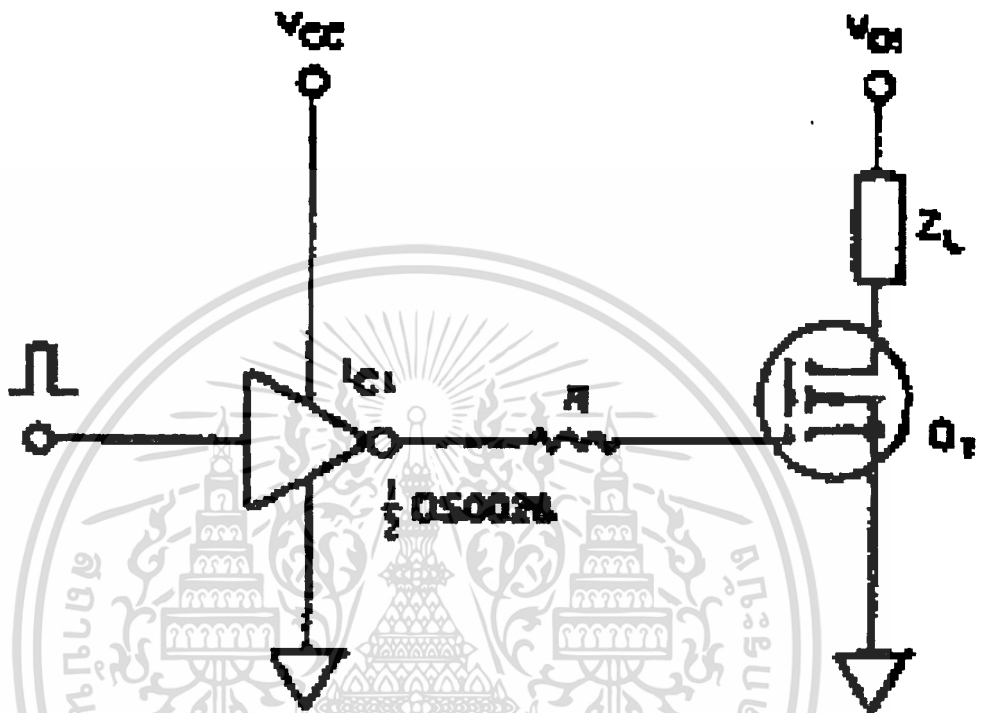
เมื่อ  $V_{DS}$  เป็นแรงดันระหว่างเดรนกับซอร์ส ( V ) ในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าสิ้นเปลืองที่ทรานซิสเตอร์ใช้สูตรดังนี้

$$P = V_{CE} I_C t_r f \tag{5.26}$$

เมื่อ  $V_{CE}$  คือ แรงดันระหว่างคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ขณะอิมิต , V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น  $I_C$  คือ กระแสคอลเลคเตอร์ , A  $f$  คือ ความถี่ในการสวิตช์ , kHz

ในการขับมอสเฟตอีกวิธีหนึ่งที่ใช้แทนทรานซิสเตอร์คือใช้ IC พิเศษที่สามารถจ่ายกระแสได้สูง ดังรูปที่ 5.86



รูปที่ 5.86 การใช้ IC ที่จ่ายกระแสได้สูงต่อระหว่าง TTL กับมอสเฟต

### 5.11.2 การขับมอสเฟตด้วย CMOS

ด้วยเหตุที่มอสเฟตมีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูง ทำให้สามารถใช้ CMOS มาขับได้โดยตรงดังรูปที่ 5.87 a ซึ่งจะได้เวลาขาขึ้นและเวลาขาลงประมาณ 60 ns ในการลดเวลาในการสวิทช์จึงต้องใช้ไบ้ฟเฟอร์ชนิด emitter - follower ดังรูปที่ 5.85 หรือใช้ CMOS ที่ขนานกันมากกว่า 1 ชุด ดังรูปที่ 5.87 b

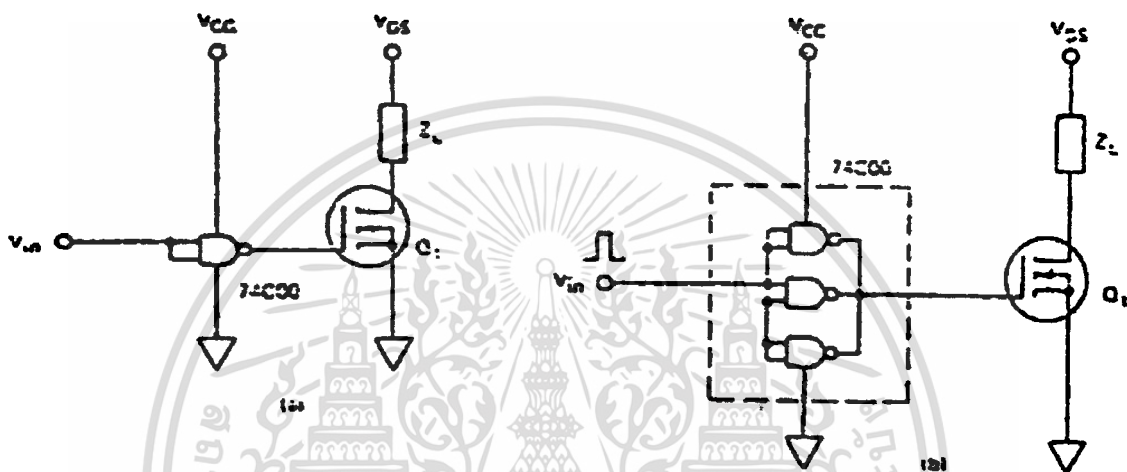
### 5.11.3 การขับมอสเฟตด้วยออปแอมป์

มอสเฟตสามารถที่จะถูกขับได้โดยตรงจากภาคเอาต์พุตของออปแอมป์ ซึ่งเป็นออปแอมป์กำลังที่สามารถจ่ายกระแสได้สูง แต่อย่างไรก็ดียังมีขีดจำกัดคือออปแอมป์กำลังมีค่าสlew rate ต่ำ ทำให้แบนด์วิดท์ในการทำงานน้อยกว่า 25 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิชาการเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ในเชิงพาณิชย์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ออกไปเผยแพร่และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
ชนิด emitter - follower วงจรขับที่ใช้ออปแอมป์ โดยทั่วไปแสดงดังรูปที่ 5.88

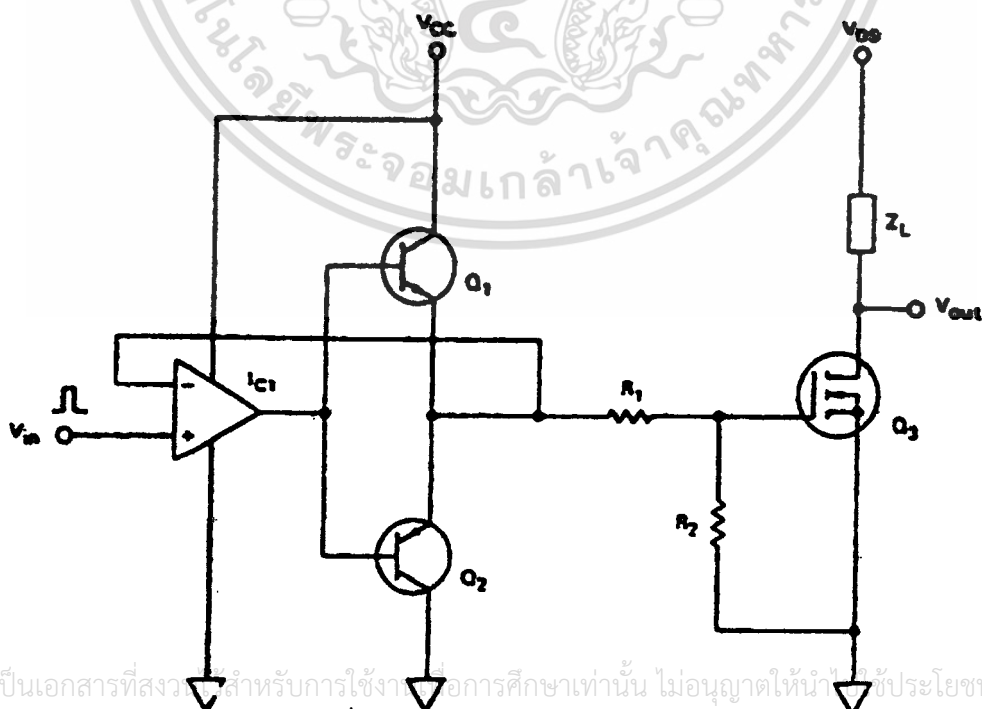
#### 5.11.4 วงจรขับที่ไม่ได้อ้างอิงกับกราวนด์

ในการขับให้มอสเฟตทำงานจนอิ่มตัวนั้น จะต้องมีความดันคร่อมระหว่างซอร์สกับกราวนด์ที่พอเพียงถ้าโหลดถูกต่อระหว่างซอร์สกับกราวนด์และวงจรถูกต่อระหว่างเกทกับกราวนด์ทำให้แรงดันระหว่างเกทกับซอร์สลดลงในขณะที่ทำการ turn-on จากเหตุผลดังกล่าวทำให้ต้องใช้วงจรถับเกทที่อ้างอิงกับซอร์ส ซึ่งมีอยู่ 3 วิธีพื้นฐานที่จะทำให้วงจรถับเกทลอยจากกราวนด์ได้ดังนี้



รูปที่ 5.37 a) การขับมอสเฟตด้วย CMOS

b) การใช้ CMOS ขนานกันเพื่อจ่ายกระแสเกทได้สูงขึ้น



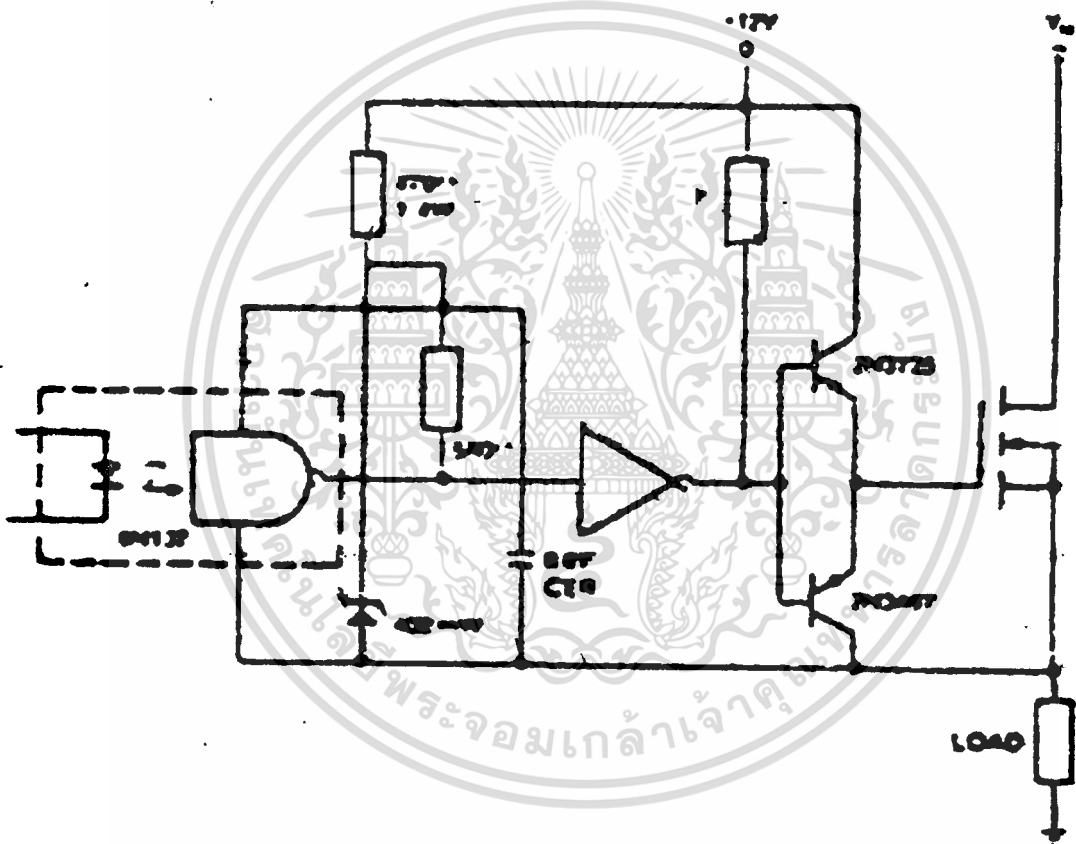
รูปที่ 5.38 การขับมอสเฟตด้วยออปแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้ทางการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและตั้งวางสิ่งอื่นไว้ข้างเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. โดยการใช้ Opto coupler
2. โดยใช้หม้อแปลงความถี่สูง
3. โดยใช้ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ที่มีหม้อแปลงแยกกันทางไฟฟ้า

Opto coupler ใช้ในการแยกกราวด์ระหว่างซอร์สกับทางด้านอินพุทของ Opto coupler ออกจากกัน Opto coupler gate ( ที่เข้ากันได้กับ TTL ) จะมีเวลาหน่วง 50 nS เวลาขาขึ้น และเวลาขาลง 25 nS ทำให้ใช้งานที่ความถี่เป็นเมกะเฮิรตซ์ได้ แต่จะต้องมีวงจรขยายที่ภาคเอาต์พุท ดังรูปที่ 5.39



รูปที่ 5.39 วงจรรับเททโดยใช้ Opto coupler

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 6

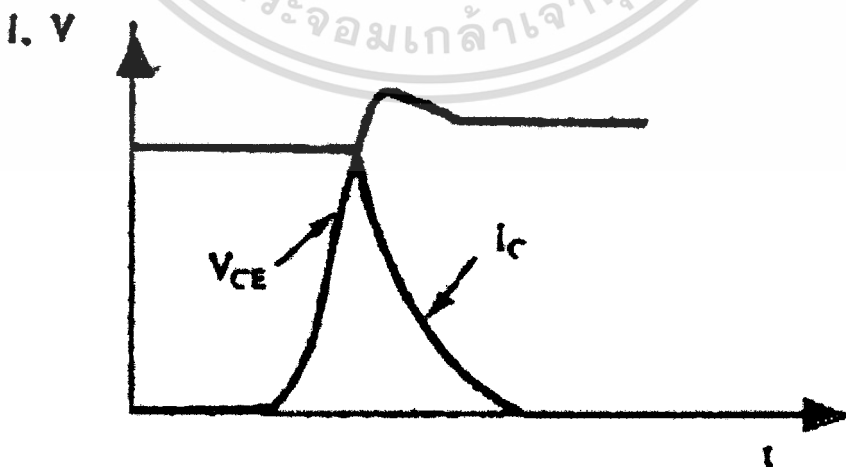
### วงจรมันเบอและสวิทชิงไดโอด

#### 6.1 วงจรมันเบอ

วงจรมันเบอ (Snubber Network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะทำงานปกติวงจรมันเบอในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะ คือ วงจรมันเบอช่วงหยุดนำกระแส และวงจรมันเบอป้องกันแรงดันเกิน วงจรมันเบอโดยทั่วไปจะประกอบด้วย ตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งเรียกว่า วงจร RCD มันเบอ

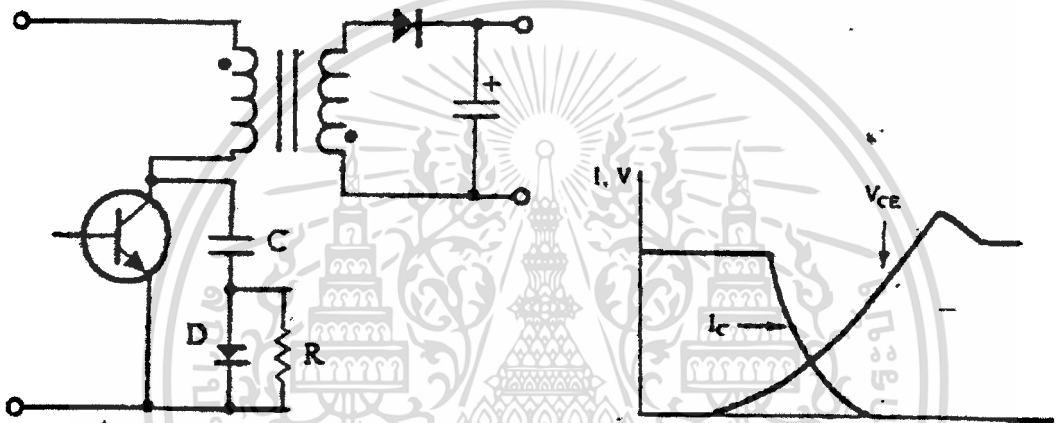
#### วงจรมันเบอช่วงหยุดนำกระแส

ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว กำลังสูญเสียที่เกิดในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้นกระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็ว ( ดูรูป 6.1 ประกอบ ) กำลังงานสูญเสียไปรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ อาจทำได้โดยการต่อวงจรมันเบอเข้ากับ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่ คอลเล็กเตอร์ และ อิมิตเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะช่วยให้กำลังงานสูญเสีย ที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำลักษณะการต่อวงจรมันเบอ อาจทำได้ ดังในรูปที่ 6.2



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเอาไปนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 6.1 แสดงการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกหนึ่งห่วงเป็นข้อเตือนเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
ขณะ เริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจร RCD สับเบอร์ท่วงที่หยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้ คือเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 วงจรสับเบอร์ท่วงทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแส ที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ไล่ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสีย ในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้



รูปที่ 6.2 แสดงการต่อวงจรสับเบอร์ท่วงช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุ R1 ทิ้งไป แรงดัน ตกคร่อม C1 จึงลดต่ำลงไปได้อีกครั้ง และสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสม อาจหาได้จาก

$$C1 = I_{P(PK)} t_{OFF} / (2 V_{IN})$$

$$R1 = t_{ON(MIN)} / (2.3C1)$$

- เมื่อ  $I_{P(PK)}$  คือค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $V_{IN}$  คือค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์  
 $t_{ON}$  คือช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $t_{OFF}$  คือช่วงเวลายุ่งนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในหน่วยงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ยืมได้เห็นว่าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

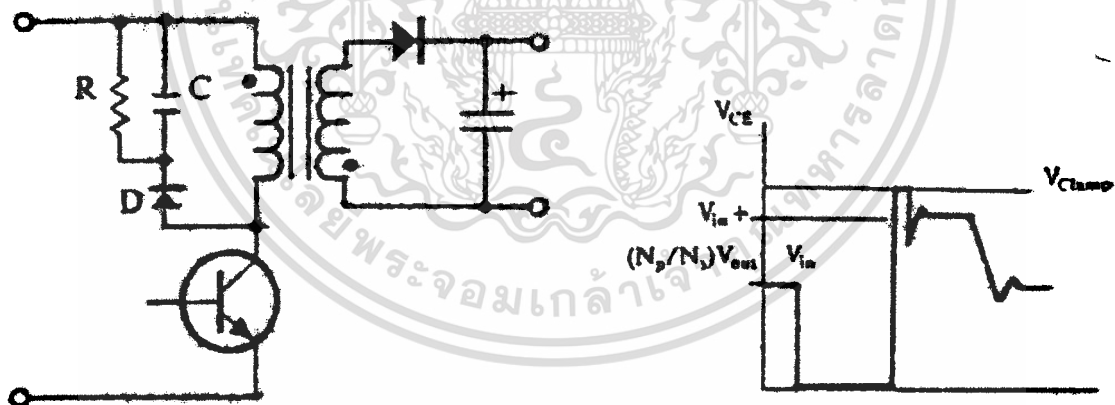
การคายประจุของ  $C_1$  จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว  $R_1$  สูง ตัวต้านทาน  $R_1$  จะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน  $R_1$  อาจหาได้จาก

$$P_D = C_1 (2V_{IN})^2 / (2T) \quad \text{วัตต์}$$

เมื่อ  $T$  คือค่าคาบเวลาการทำงานของ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

### วงจรสนับสนุนเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

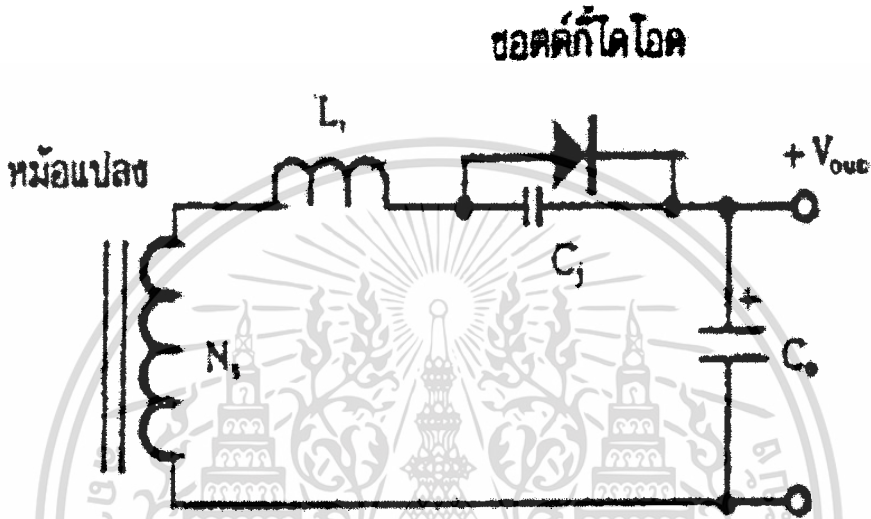
ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปร์ขั้วขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบ็ค และ ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ เกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสนับสนุนเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน จึง มีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปร์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร RCD สนับสนุนเบอร์เพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ ดังรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.3 แสดงการต่อสนับสนุนเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสนับสนุนเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ  $C$  จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด  $D$  จากค่าแรงดันสไปร์ค่าของ  $R_1$  จะทำให้แรงดันตกคร่อม  $C$  ค่าต่ำกว่าแรงดันสไปร์ และมีค่าคงที่แรงดันตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปร์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดสไปร์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม

ตัวเก็บประจุ  $C$  และเนื่องจากแรงดันสไปร์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปร์มีค่าลดลง  $C1$  จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน  $R$  แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติจากกล่าวได้ว่า วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินนั้น ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแผ่นอินเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปร์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ  $C1$  แทน



รูปที่ 6.4 แสดงวงจรสมมูลของค่าความเหนี่ยวนำแผ่นในหม้อแปลง  $L_1$  และตัวเก็บประจุที่รอยต่อ  $C_1$  ในชอตต์กีไดโอด

## 6.2 ชนิดและการเลือกไซไดโอด

เนื่องจาก จะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตขึ้นไป ไดโอดที่ไซในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้ คือ

- (1) มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ
- (2) มีช่วงเวลาคืนตัว  $t_{rr}$  สั้น
- (3) สามารถทนกำลังได้สูง

ซิลิคอนไดโอดที่ไซในวงจรเรกติไฟเออร์ต่างๆ ไปจะไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ได้ เนื่องจากมีค่าช่วงเวลาคืนตัวมาก และกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงและมีประสิทธิภาพต่ำกว่าปกติ ไดโอดที่ไซในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกไซจากไดโอด 3 ชนิดดังต่อไปนี้

1. ฟาสต์-รีคัฟเวอรี่ไดโอด (Fast Recovery Diode)

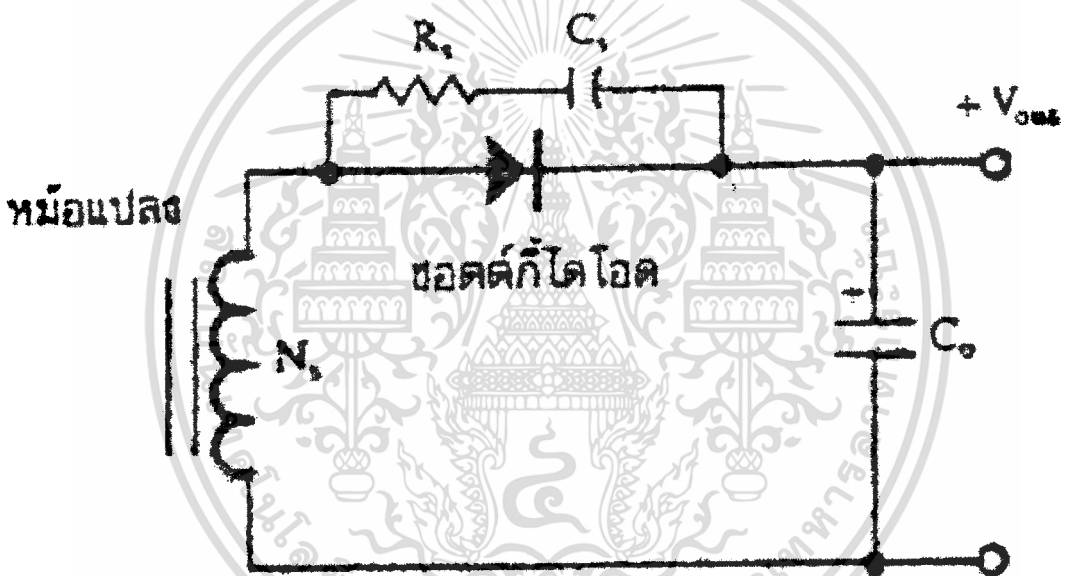
2. อุลตราฟาสต์-รีคัฟเวอรี่ไดโอด (Ultra Fast Recovery Diode)

3. ชอตต์กีไดโอด (Schottky Diode)

### สับเบอรัสำหรับขอตคักไดโอด

เพราะว่าค่าความจุที่ร่อยต่อ ภายใต้วขอตคักไดโอดนี้ ค่อนข้างสูงดังนั้นการจัดวงจรในส่วนเอาต์พุตหากขดเซคันดารีมีค่าความเหนี่ยวนำแฝงตัวเก็บประจุแฝงและตัวเหนี่ยวนำแฝงจะต่อกันอยู่ในลักษณะของวงจรจูนดังรูปที่ 6.4 และจะทำให้เกิดทรานเซียนต์ขึ้นในขณะที่ไดโอดเริ่มหยุดนำกระแส ทรานเซียนต์ที่เกิดขึ้น อาจมีค่าสูงกว่าค่าแรงดันสูงสุดที่ขอตคักไดโอดจะทนได้ทำให้เกิดการพังเสียหายขึ้นหรือมีผลต่อความเร็วของแรงดันเอาต์พุต

เพื่อลดทรานเซียนต์ จึงจำเป็นต้องต่อวงจร RC สับเบอรัคร่อมไดโอดขณะใช้งานไว้ด้วยการต่อวงจร RC สับเบอรัเพื่อลดทรานเซียนต์สามารถทำได้ ดังรูปที่ 6.5



รูปที่ 6.5 แสดงการต่อ RC สับเบอรัคร่อมขอตคักไดโอดขณะใช้งานเพื่อป้องกันการเกิดทรานเซียนต์จากตัวขอตคักไดโอด

ค่า  $R_s$  ของวงจรสับเบอรัหาได้จาก

$$R_s = (N_s / N_p) (L_l / C_j) 1 / 2$$

เมื่อ  $L_l$  คือ ความเหนี่ยวนำแฝง (Leakage Inductance)

$C_j$  คือ ค่าความจุของร่อยต่อขอตคักไดโอด

เอกสารนี้เป็น NP สารที่ คือ ใน จำนวนรอบของขดไพรมารีของหม้อแปลงสวิชิ่งให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด  $N_s$  ทั้งสิ้น คือ ทั้ง จำนวนรอบของขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิชิ่งเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนค่าของ Cs จะเป็นค่าเท่าใดก็ได้ในช่วงตั้งแต่ 0.01 ถึง 0.1 ไมโครฟารัด กำลังสูญเสียในตัวต้านทาน Rs หาได้จาก

$$PD = (1/2)(Cs/T)(V_{im}(Ns/NP))^2$$

เมื่อ  $V_{im}$  คือ ค่าแรงดันที่ขดไฟรมารีของหม้อแปลงสวิตจิ่ง  
T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์



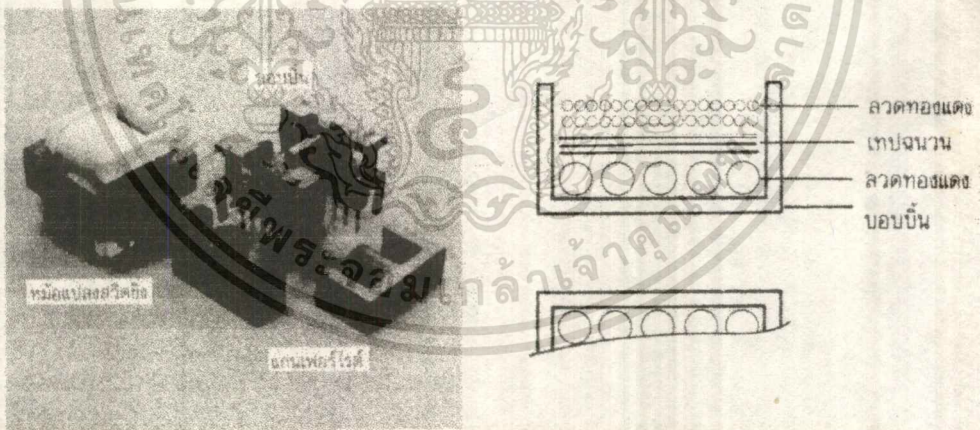
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 7 หม้อแปลงสวิตจิ่ง

หม้อแปลงสวิตจิ่ง ( Switching Transformer ) จัดเป็นอุปกรณ์ สำคัญสำหรับสวิตจิ่ง เพาเวอร์ซีพพลาซ การที่จะออกแบบสวิตจิ่งเพาเวอร์ซีพพลาซ จึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ ในลักษณะต่างๆ ของ หม้อแปลงสวิตจิ่ง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์ และขนาดลวดทองแดง รวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงาน สูญเสียในหม้อแปลงสวิตจิ่งขณะทำงานดังจะได้อธิบายไว้โดยละเอียดในบทนี้

### 7.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตจิ่ง

หน้าที่หลักของหม้อแปลงสวิตจิ่งคือทำหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค้ำที่เอาท์พุท และทำให้เกิดการแยก จากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุท และแรงดันเอาท์พุทที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตจิ่งแสดงไว้ในรูปที่ 7.1 โดยมีรายละเอียดดังนี้



รูปที่ 7.1 (ก) แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตจิ่ง  
(ข) การพันขดลวดทองแดงอบาน้ำยาบนบอบบิ้น

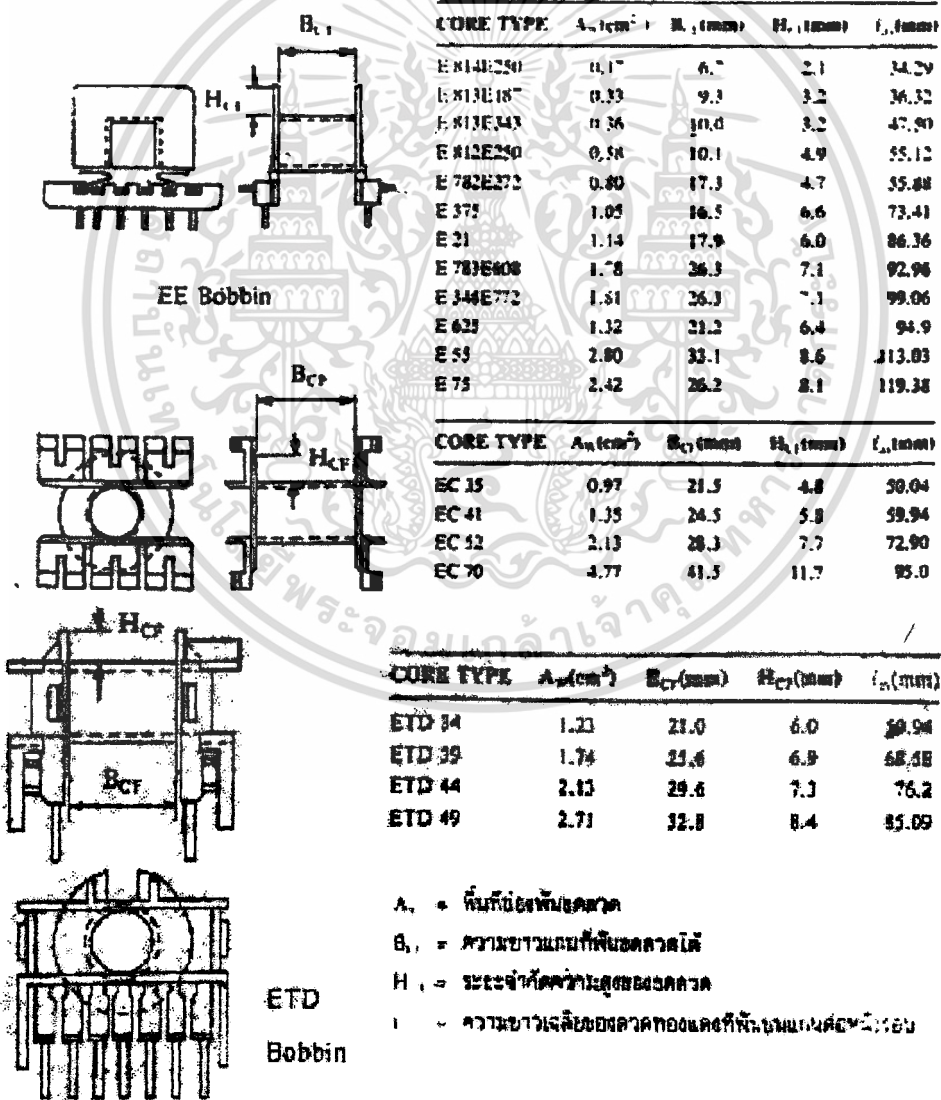
#### 7.1.1 แกนเฟอร์ไรท์ ( Ferite Core )

เฟอร์ไรท์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก ( Ferromagnetic material ) การเหนี่ยวนำ แม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรท์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันค่าที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตจิ่ง ไม่สามารถได้ทั้งต้น อีกทั้งที่มีให้เห็นแต่เพียงอย่างเดียวของขดลวดทองแดงพันบนบอบบิ้น

จึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรท์มากที่สุด เฟอร์ไรท์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตจิงจะมีรูปแตกต่างกันออกไป ขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ

7.1.2 บอบบิ้น ( Bobbin )

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูง และไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรท์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรท์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรท์ ตัวอย่างขนาดของแกนบอบบิ้นดูได้จาก รูปที่ 7.2 บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบักกรีติดกับแผ่น PCB



รูปที่ 7.2 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรท์แบบ EE, EC และ ETD

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่สามารถนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางมหาวิทยาลัย

### 7.1.3 ลวดทองแดงอบน้ำยา ( Enamelled Copper Wire )

การพันขดลวดทั้งปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงสวิตชิงที่กำลังสูง ไม่มากนักปกติจะใช้ลวดทองแดงอบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้น เพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวดความถี่ และผลข้างเคียงอื่นๆ

### 7.1.4 เทปฉนวน ( Insulation Tape )

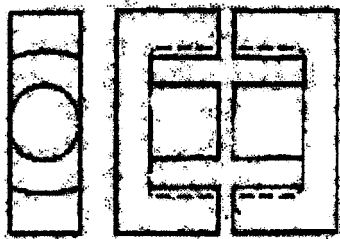
เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นฉนวนระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิด้วยวัสดุที่ไร้มวลเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ ( Mylar ) หรือ โพลีเอสเตอร์ ( Polyester ) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 - 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบ และค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิงเป็นหลัก

### 7.2 แกนเฟอร์ไรท์และการเลือกใช้

ลักษณะและแกนมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรท์แกนเฟอร์ไรท์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิง โดยทั่วไปจะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานขนาดเดียวกัน เช่น แกนแบบ EE , ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรท์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบเพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรท์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรท์มีลักษณะเป็นวงจรรอบรอบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรท์แบบต่างๆ แสดงไว้ใน รูปที่ 7.3

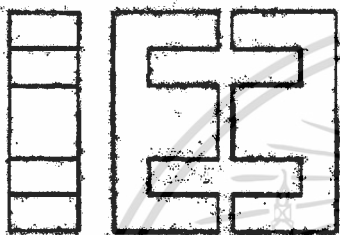
แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงที่ไม่ต้องการกำลังสูง ( ไม่เกิน 125 วัตต์ ) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI / RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูงๆ จะเป็นแกนแบบ EI , EE , และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI / RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่โดยทางบริษัทเพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นใด  
 ยังมีแกนเฟอร์ไรท์แบบอื่นๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้อีก เช่น แกนแบบ RM , PQ และ LP  
 ไม่แน่ว่า สิ่งนี้จะเป็นสิ่งที่คุณสนใจหรือไม่ แต่ขอเชิญคุณลองดูตัวอย่างของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
 แต่มักไม่ค่อยพบเห็นตามท้องตลาดทั่ว และไม่ค่อยเป็นที่นิยม



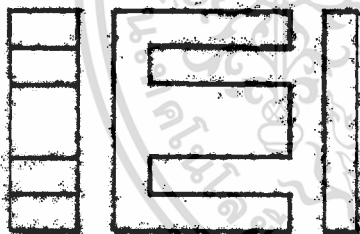
ETD

| CORE TYPE | $A_c$ (cm <sup>2</sup> ) | $A_w$ (cm <sup>2</sup> ) | $V_c$ (cm <sup>3</sup> ) | $l_c$ (mm) |
|-----------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|------------|
| ETD 34    | 0.931                    | 1.230                    | 7.64                     | 78.6       |
| ETD 39    | 1.250                    | 1.940                    | 11.50                    | 92.2       |
| ETD 44    | 1.740                    | 2.170                    | 18.00                    | 101.0      |
| ETD 49    | 2.110                    | 2.710                    | 24.30                    | 114.0      |



EE

| CORE TYPE    | $A_c$ (cm <sup>2</sup> ) | $A_w$ (cm <sup>2</sup> ) | $V_c$ (cm <sup>3</sup> ) | $l_c$ (mm) |
|--------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|------------|
| EE 10/10/1   | 0.31                     | 0.35                     | 1.34                     | 43.0       |
| EE 10/10/2   | 0.49                     | 0.78                     | 4.00                     | 66.9       |
| EE 12/12/1.5 | 1.03                     | 1.78                     | 17.6                     | 97.0       |
| EE 12/12/2   | 2.36                     | 1.78                     | 23.1                     | 97.4       |
| EE 12/14/2.0 | 2.36                     | 2.40                     | 28.8                     | 122.0      |
| EE 12/16/2.0 | 2.36                     | 3.40                     | 34.5                     | 143.0      |
| EE 15/15/2.1 | 3.94                     | 2.50                     | 43.7                     | 123.0      |
| EE 15/15/2.2 | 4.20                     | 2.50                     | 52.0                     | 123.0      |
| EE 16/16/2.2 | 5.33                     | 3.95                     | 78.2                     | 147.0      |



EI

| CORE TYPE | $A_c$ (cm <sup>2</sup> ) | $A_w$ (cm <sup>2</sup> ) | $V_c$ (cm <sup>3</sup> ) | $l_c$ (mm) |
|-----------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|------------|
| EI 19     | 0.24                     | 0.317                    | 0.950                    | 39.6       |
| EI 22/19  | 0.41                     | 0.64                     | 1.430                    | 39.3       |
| EI 25/19  | 0.42                     | 0.819                    | 2.02                     | 48.6       |
| EI 28/28  | 0.89                     | 0.725                    | 4.11                     | 48.4       |
| EI 30/25  | 1.11                     | 0.791                    | 6.45                     | 58.1       |
| EI 35/29  | 1.21                     | 1.36                     | 8.18                     | 67.6       |
| EI 40/33  | 1.48                     | 1.08                     | 11.3                     | 76.9       |
| EI 30/42  | 2.30                     | 1.7                      | 21.8                     | 94.8       |
| EI 30/44  | 2.48                     | 2.94                     | 27.2                     | 109.7      |

- $A_c$  = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์
- $A_w$  = ขนาดพื้นที่หน้าตัดความยาวขดลวด
- $V_c$  = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์
- $l_c$  = ระยะทางที่ลวดลัดผ่านในแกนเฟอร์ไรต์

รูปที่ 7.3 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD

7.2.1 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วย ถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มาเกี่ยวกับแกนเฟอร์ไรต์เหล่านั้น จะต้องมียุทธศาสตร์แสดงไว้อย่างชัดเจน ข้อมูลที่สำคัญก็คือ เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

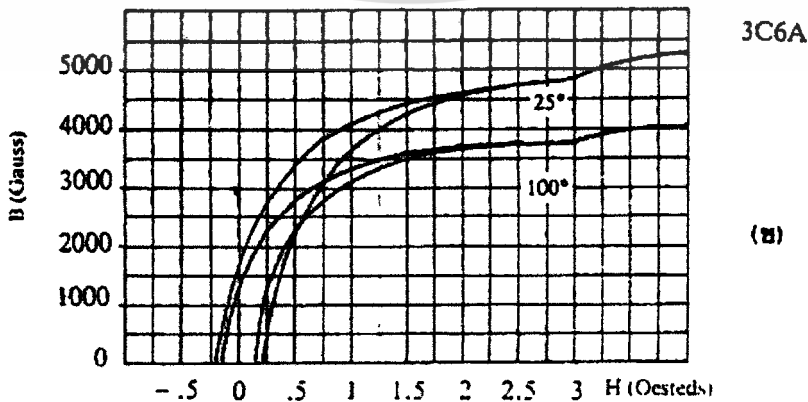
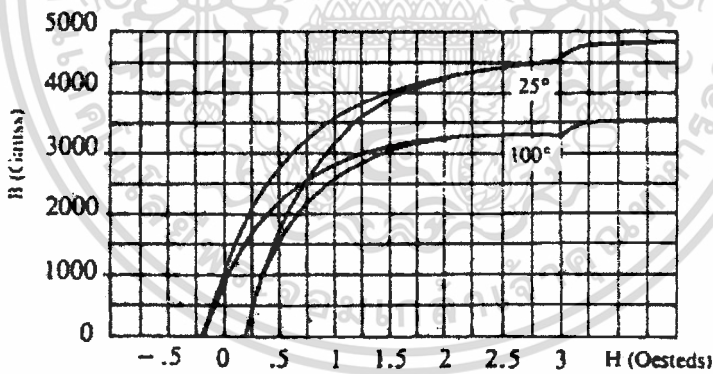
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในเชิงพาณิชย์โดยไม่ได้รับอนุญาตจากทางต้นสังกัด

## 7.2.2 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve)

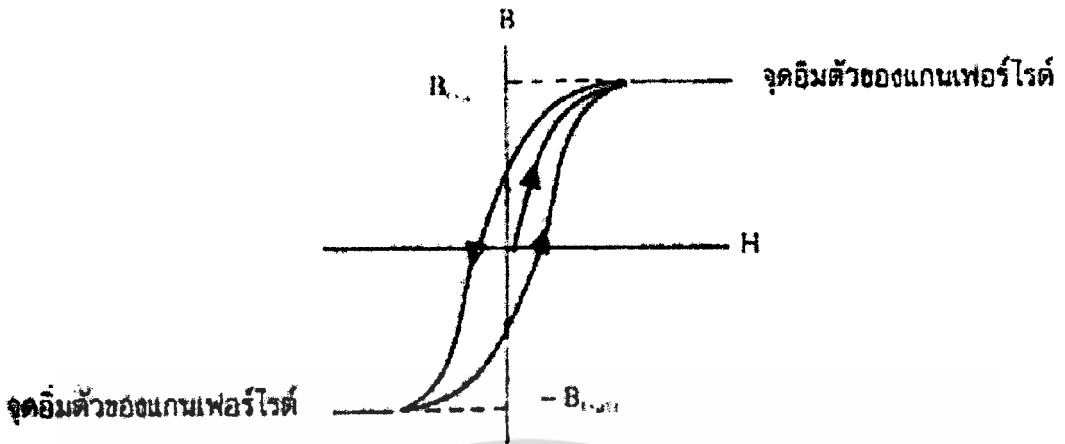
เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส จะแสดงความสัมพันธ์ ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (  $B$  ) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรท์กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (  $H$  ) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกน ในรูปที่ 7.4 ก และ 7.4 ข จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROXCUBE จากรูปจะเห็นว่าค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (  $B$  ) จะมีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็ก (  $H$  ) มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดหนึ่ง ซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (  $B$  ) มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก (  $H$  ) ก็ตาม จากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัว ของฟลักซ์แม่เหล็ก ( Saturation )

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งจะเหมือนกันทุกประการ แต่จะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น ดังแสดง ในรูปที่ 7.5

การใช้งานแกนเฟอร์ไรท์ในหม้อแปลงสวิตชิงจะต้องระวัง ไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรท์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง จึงควรกำหนดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (  $B$  ) ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรท์ เพื่อความปลอดภัย



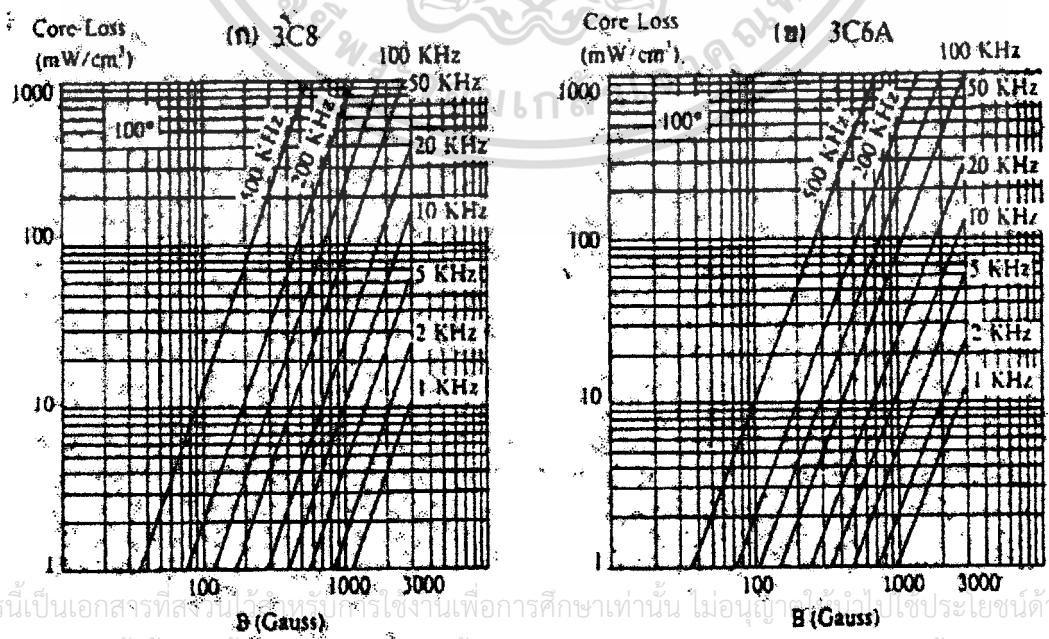
เอกสารนี้เป็น รูปที่ 7.4 แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรท์ที่เป็นเนื้อสารชนิด ( ก ) 3C8 การคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีก และ ( ข ) 3C6A ังเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.5 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส ซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซิกบนและซิกล่าง ปกติผู้ผลิตจะให้กราฟในซิกบนมาเท่านั้นดังในรูปที่ 7.4

7.2.3 ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน ซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิร์ตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อย สำหรับแกนที่มีขนาดไม่ใหญ่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จาก การสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสเพียงอย่างเดียว ตัวอย่าง กราฟแสดงค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์แสดงไว้ในรูปที่ 7.6 ก และ 7.6 ข ปกติค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นมิลลิวัตต์ ต่อหนึ่งลูกบาศก์เซนติเมตร ( $mW/cm^3$ ) และมีค่าขึ้นกับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่การใช้งานรวมถึงอุณหภูมิ ขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์



รูปที่ 7.6 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด (ก) 3C8 (ข) 3C6A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สร้างขึ้นด้วยระบบอัตโนมัติเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม อีกหนึ่งงานที่ให้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์อย่างนี้แล้วลองเอกสารพวกนี้ที่เอาไว้ไปใช้

#### 7.2.4 ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลงจะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V_p \cdot t \cdot 10^8}{N_p \cdot A_e} \quad \dots\dots\dots (1)$$

- เมื่อ  $\Delta B$  คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็นเกาส์  
 $V_p$  คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เป็นโวลต์  
 $N_p$  คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ  
 $A_e$  คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร  
 $t$  คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็นวินาที

อย่างไรก็ตาม หากความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้น จนถึงจุดอิ่มตัว จะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆ แทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอโรไรท์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อควรคำนึง 2 ประการ

1. แกนเฟอโรไรท์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงาน จะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอโรไรท์ต่ำที่สุด

ในรูปที่ 7.7 ( ก ) , ( ข ) และ ( ค ) เป็นกราฟแสดงค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เหมาะสมของแกนเฟอโรไรท์ ซึ่งแนะนำไว้โดย L. M. Bracke ไร้สำหรับ พูธ - พูล คอนเวอร์เตอร์ และฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้ได้กำลังงานสูงสุด และมีค่าการสูญเสียน้อยที่สุด การใช้กราฟนี้เพื่อกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในขั้นตอนสำหรับการออกแบบ หม้อแปลงสวิตซิ่ง ซึ่งจะทำให้เกิดความสะควกและรวดเร็วมาก การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก  $\Delta B$  ให้กำหนดเป็น 2 เท่า ของค่าที่อ่านได้จากกราฟ (  $2 \times \Delta B$  ) และค่า  $\Delta B$  ไม่ควรกำหนดเกินเส้นประในกราฟ ซึ่งแสดงขีดจำกัดของ  $\Delta B$  สำหรับคอนเวอร์เตอร์

### 7.2.5 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรท์ที่เหมาะสม

การเลือกแกนเฟอร์ไรท์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตจิ่ง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใส่แกนเฟอร์ไรท์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรท์จะร้อนกำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรท์ขนาดต่างๆพิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (Re) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น (Aw) โดยคำนวณได้จากสมการ ดังต่อไปนี้

สำหรับแกนที่ใช้หม้อแปลงของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{0.5 \Delta B (\max) \cdot f \cdot Ae \cdot Aw \cdot 10^{-3}}{D} \dots\dots\dots(2)$$

สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของทูล - ทูลคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{\Delta B (\max) \cdot f \cdot Ae \cdot Aw \cdot 10^{-3}}{D} \dots\dots\dots(3)$$

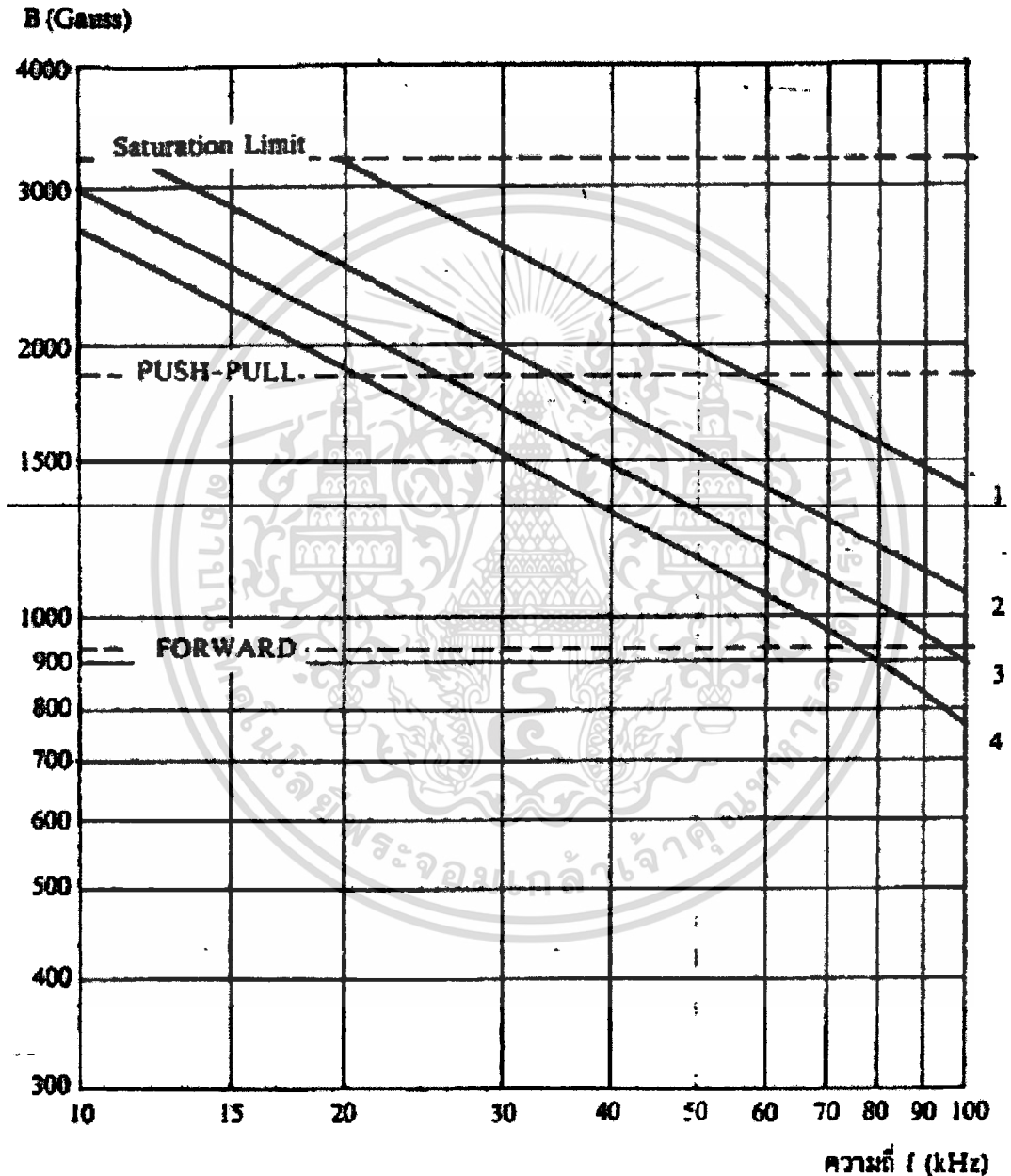
สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{1.4 \Delta B (\max) \cdot f \cdot Ae \cdot Aw \cdot 10^{-3}}{D} \dots\dots\dots(4)$$

- โดยที่  $\Delta B_{(\max)}$  = ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรท์ เป็นเกาส์
- f = ค่าความถี่การทำงานของแกนเฟอร์ไรท์ เป็นเฮิรตซ์
- Ae = พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรท์ เป็นตารางเซนติเมตร
- Aw = พื้นที่ช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น เป็นตารางเซนติเมตร
- D = ค่าความหนาแน่นกระแสในขดลวดของขดลวดเป็นเซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์
- P = กำลังงานสูงสุดที่ได้จากแกนเฟอร์ไรท์ เป็นวัตต์

ค่าของ  $\Delta B (\max)$  ที่เหมาะสมหาได้จากรูปที่ 7.7 ส่วนค่าของ Ae และ Aw เป็นขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรท์ที่ใช้โดยดูได้จากข้อมูลจากผู้ผลิตที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรท์ค่าของ D จะกำหนดได้จากขนาดของขดลวดทองแดงที่ไว้พัน

รูปที่ 7.8 แสดงค่ากำลังที่เหมาะสมสำหรับแกนขนาดต่าง ๆ ในการใช้งานที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งคำนวณจากสมการที่ ( 2 ) , ( 3 ) และ ( 4 ) โดยกำหนดค่าความหนาแน่นกระแส  $D$  ไว้ที่ 500 เซอร์คูลาร์มิลต่อหนึ่งแอมป์



รูปที่ 7.7 ( ก )

(1) UU 15/22/6, E 20/20/5

(2) UU 20/32/7, EE 25/25/7, EE 30/30/7

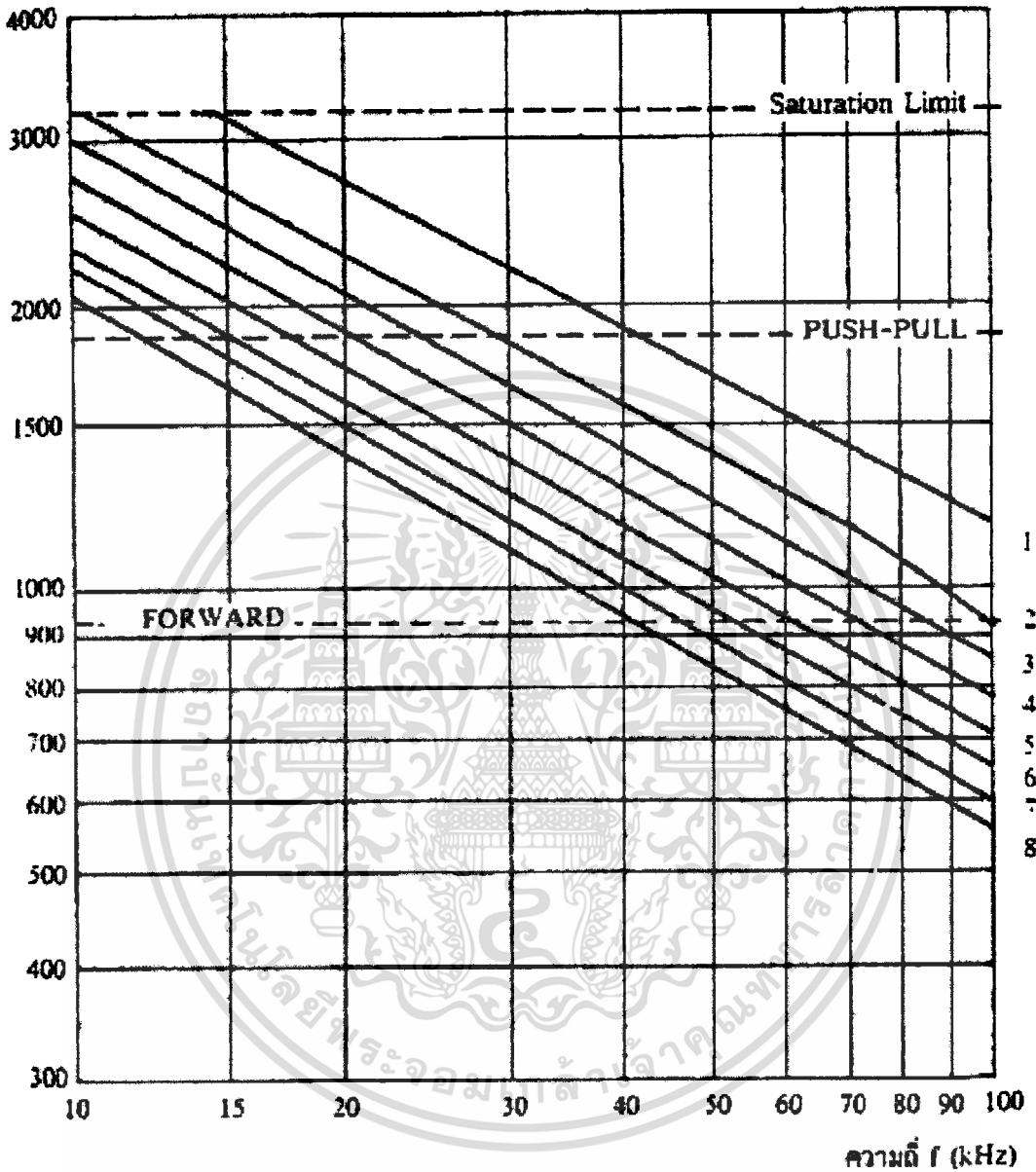
(3) UU 25/40/13

(4) UU 30/15/16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B (Gauss)

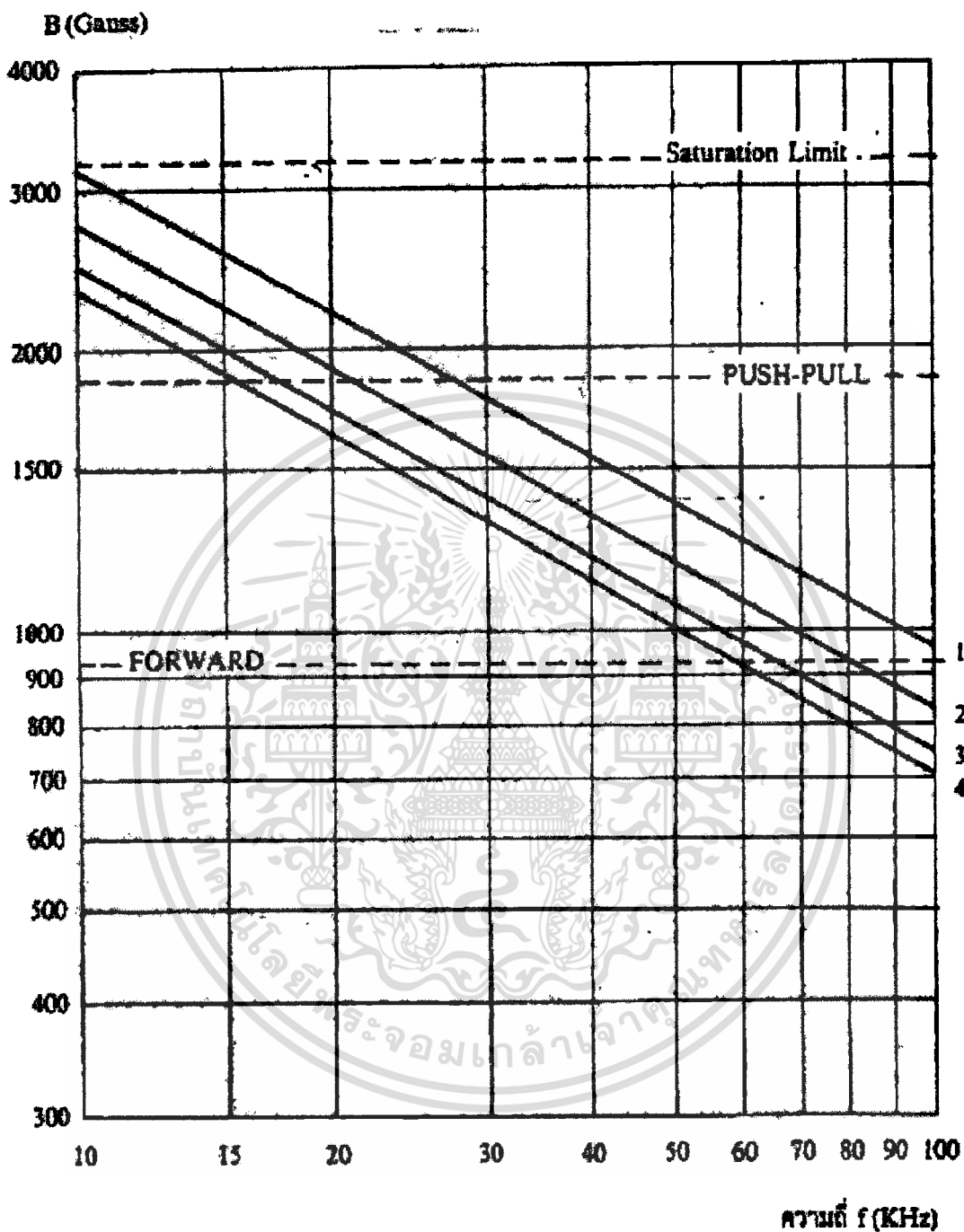


รูปที่ 7.7 ( ข )

ขนาดแกนเฟอร์ไรท์

- |   |                              |
|---|------------------------------|
| (1) EC 35                                 | (2) EC 41, EC 52             |
| (3) EC 70                                 | (4) EE 42/42/15              |
| (5) EE 42/42/20, EE 42/54/20, EE 42/66/20 |                              |
| (6) EE 55/55/21                           | (7) EE 55/55/25, UU 64/70/20 |
| (8) EE 65/66/27                           |                              |

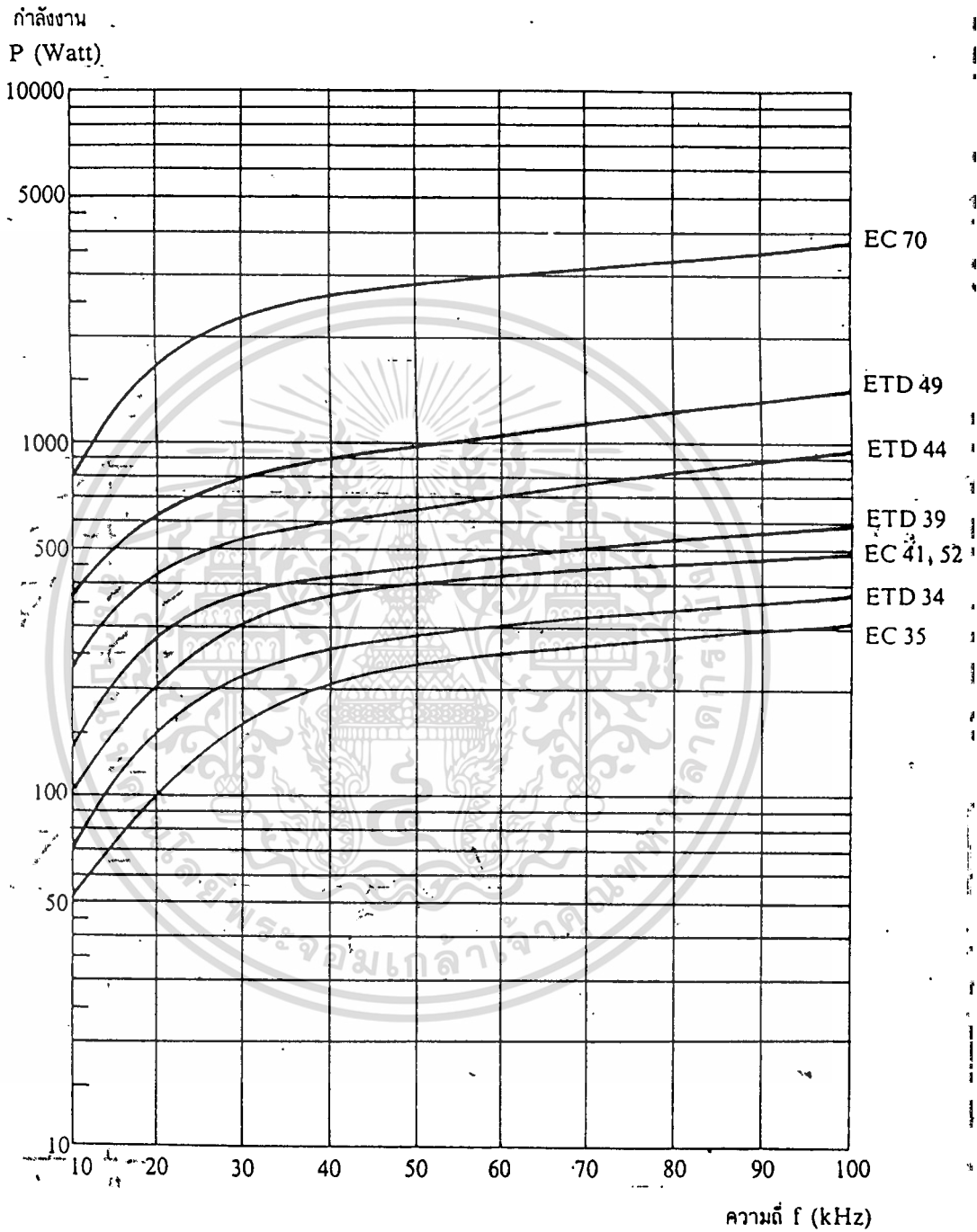
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.7 (ค) ขนาดแกนเฟอร์ไรท์

- (1) ETD 34
- (2) ETD 39
- (3) ETD 44
- (4) ETD 49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



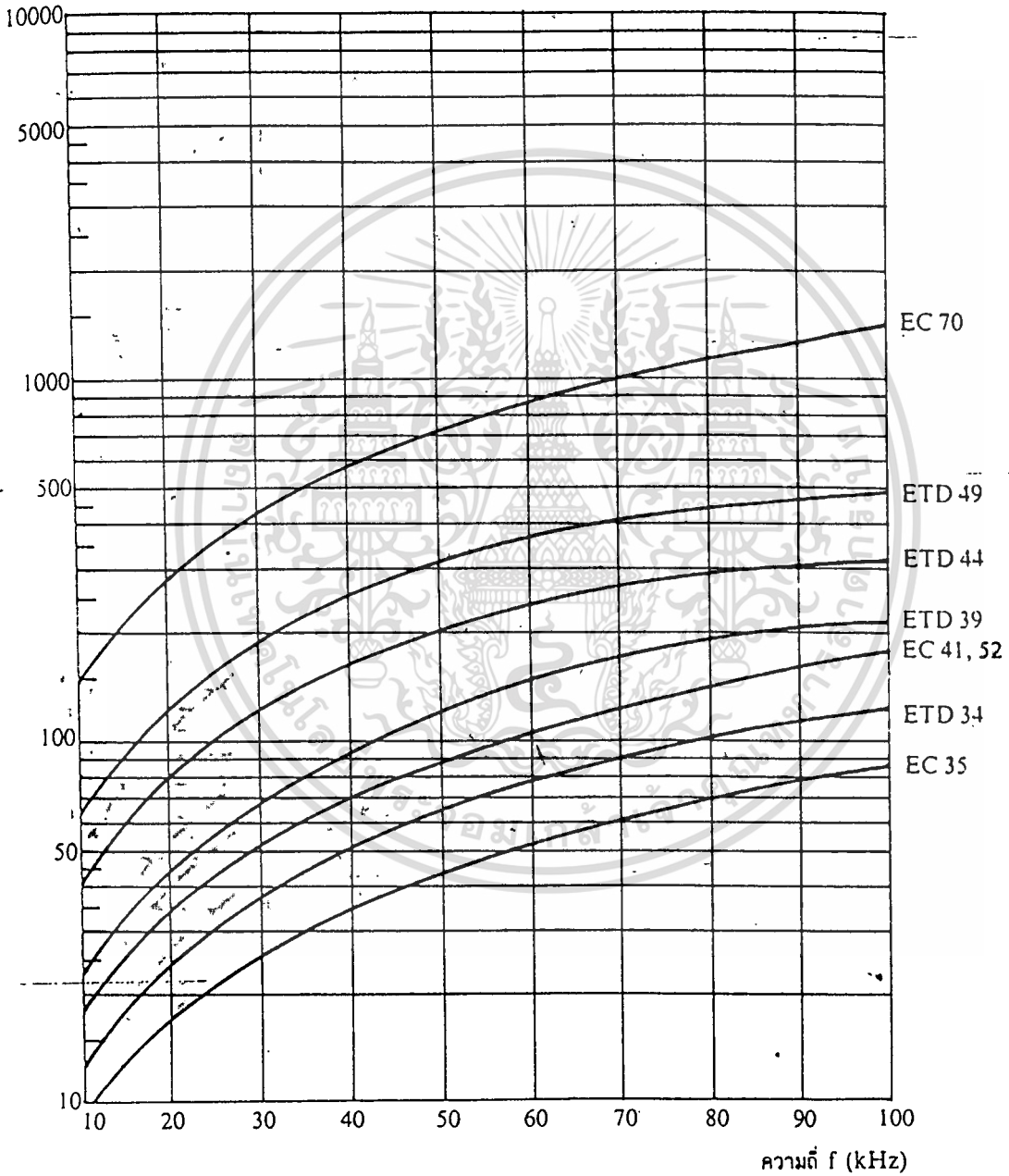
รูปที่ 7.8 (ก) แสดงค่ากำลังงานที่เหมาะสมสำหรับแกนเพอร์ไรท์ขนาดต่าง ๆ เมื่อใช้กับ

ฮาล์ฟบริดจ์ และ ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงาน  
P (Watt)

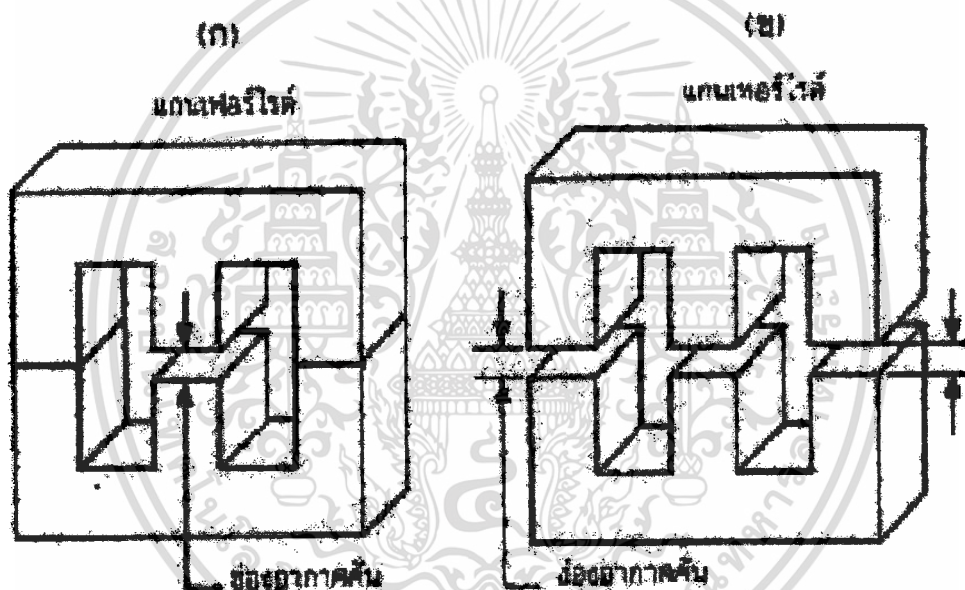


เอกสารนี้ระบุที่ 7.8 (ข) แสดงค่ากำลังงานที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรท์ขนาดต่างๆ เมื่อใช้กับการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกที่ **ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์** และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 7.2.6 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรท์ ( Air Gap )

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก ( Air Gap ) ในแกนเฟอร์ไรท์ เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ช่วยป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรท์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลง สวิตช์มีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตามช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรท์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรท์แบบ EE, EI, ETD และแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 9 ( ก ) และ ( ข ) คือ การกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



รูปที่ 7.9 ( ก ) แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น  $I_g$  ที่แกนกลาง

( ข ) แสดงการคั่นช่องอากาศ  $I_g$  ระหว่างคู่ประกบของแกนเฟอร์ไรท์

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยไขแผ่นฉนวนที่มีความหนาแน่นเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรท์หรือจัดแกนกลางออกเอง เพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ การคั่นช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ ความหนาของแผ่นฉนวนคั่นที่ใช้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องอากาศคั่นที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ควรตีพิมพ์ หรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 7.2.7 แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุตโซล

หม้อแปลงสวิตซ์ สำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และตัวเอาต์พุตโซล จะทำงานในลักษณะที่ต้องเก็บสะสมพลังงานไว้ก่อน แล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไป จึงอาจกล่าวได้ว่า กำลังที่ได้จากหม้อแปลงจะมาจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั่นเอง ในช่วงที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตโซล พลังงานที่ถูกสะสมไว้จะมีค่าเท่ากับ  $1/2 LI^2$  ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$LI_{PK}^2 = \frac{\Delta B (\max) * I_g * A_e * 10^{-3}}{0.4 \pi} \text{ (J)} \dots \dots \dots (5)$$

โดยที่  $I_g$  คือ ระยะห่างช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์ เป็นเซนติเมตร

$A_e$  คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร

$\Delta B(\max)$  คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกน เป็นเกาส์

$L$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดไฟโรมารี่ของหม้อแปลงหรือค่าความเหนี่ยวนำของเอาต์พุตโซล เป็น เฮนรี่

$I_p$  (PK) คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน  $L$  เป็น แอมป์

ค่าของ  $\Delta B(\max)$  โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ ( $B(\text{sat}) / 2$ ) จากสมการที่ (10.5) จะเห็นได้ว่า เราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสม (หรือเพิ่มกำลังของหม้อแปลง) ได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น  $I_g$  หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น ( $A_e$  เพิ่มขึ้น) ในทางปฏิบัติการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า เพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตซ์ และเอาต์พุตโซลมีขนาดเล็ก

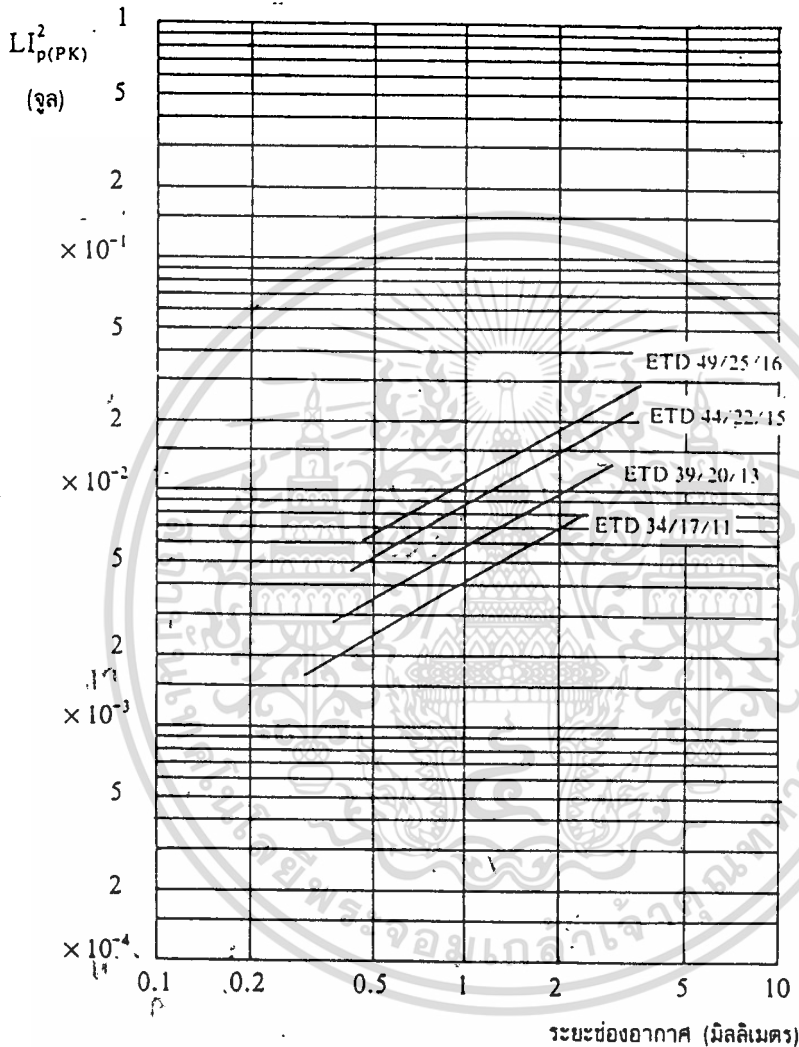
อย่างไรก็ตาม แกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดหนึ่งๆ ระยะของช่องอากาศคั่นสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวด เพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้น ดังสมการ

$$N = \frac{\Delta B (\max) I_g}{0.4 \pi I_p (\text{PK})} \dots \dots \dots (6)$$

เมื่อ  $N$  คือ จำนวนรอบของขดไฟโรมารี่ ของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตโซล

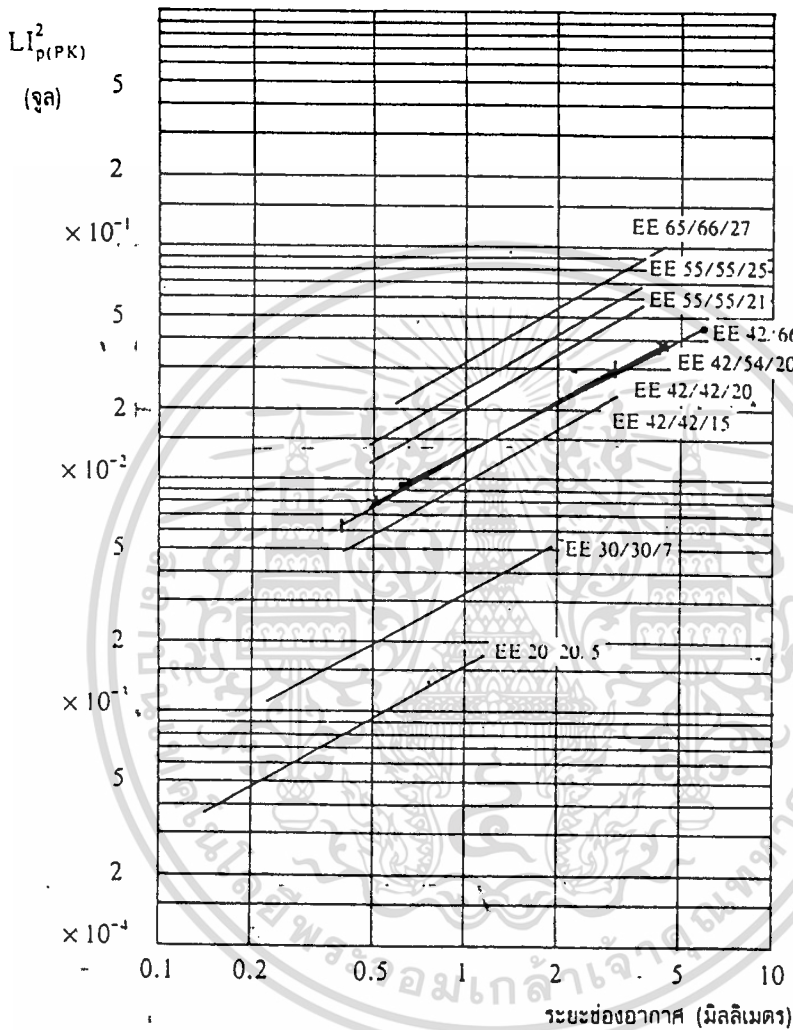
เนื่องจากระยะพันบนบอบบิ้นมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้น รวมถึงการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้น ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงหรือเอาต์พุตโซลร้อน ผู้ออกแบบจึงต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นหรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์

ไม่มีการเผยแพร่สิ่งพิมพ์นี้โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์



รูปที่ 7.10 ( ก ) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $LI^2P(PK)$  กับ ระยะห่างช่องอากาศคั่น สำหรับแกน แบบ ETD

รูปที่ 7.10 ( ก ) และ ( ข ) แสดงค่าสูงสุดของ  $LI^2P(PK)$  กับระยะห่างช่องอากาศคั่นที่เหมาะสมที่ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ต่างๆ สำหรับแกนแบบ ETD และ EE ตามลำดับ และมีข้อสังเกตคือ ที่ค่า  $LI^2P(PK)$  ค่าหนึ่งๆ อาจมีแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสมได้หลายขนาด โดยมีระยะห่างช่องอากาศคั่นที่แตกต่างกัน กรณีนี้อาจพิจารณาเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ จะขึ้นอยู่กับ การสูญเสียในขดลวด การเผื่อค่าความปลอดภัยทางไฟฟ้าและค่าใช้จ่ายเป็นหลัก



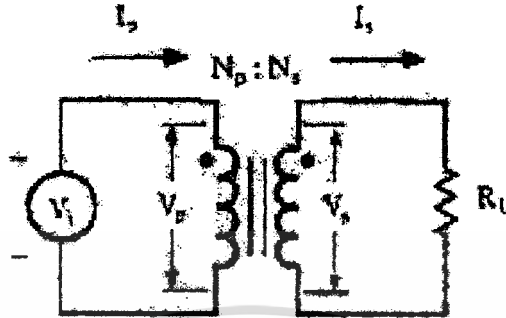
รูปที่ 7.10 (ข) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $LI^2_{p(PK)}$  กับระยะทางช่องอากาศ สำหรับแกนแบบ EE

7.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารีและขดเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 7.11 จะเป็นดังนี้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_s}{N_p} = \frac{I_s}{I_p} \dots\dots\dots(7)$$



รูปที่ 7.11 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{\sqrt{L_p}}{L_s} \dots\dots\dots(8)$$

- เมื่อ
- Np คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี
  - Ns คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารี
  - Vp คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี
  - Vs คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดเซคันดารี
  - Lp คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี
  - Ls คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคันดารี
  - Ip คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี
  - Is คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคันดารี

มีข้อสังเกตคือ แรงดัน Vp เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี ซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต Vi โดย Vp จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$V_p = N_p * A_e \left( \frac{dB}{dt} \right) \times 10^{-8} \dots\dots\dots(9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

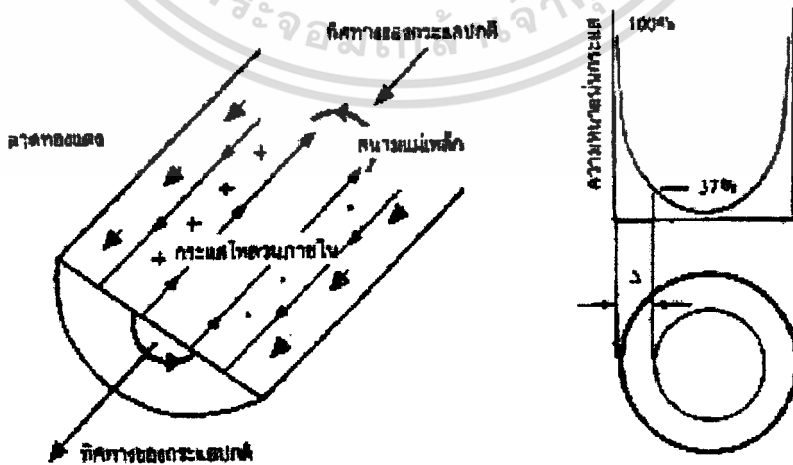
และค่า  $V_p$  ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับ  $V_i$  แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรท์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์แรงดันคคกร่อม  $V_p$  จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้องด้วย

7.4 การพันขดลวดทองแดง และการกำหนดขนาดของขดลวด

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงจะใช้ลวดทองแดงอบน้ำยา(enameled copper wire) เป็นตัวพัน ( ตารางที่ 1 จะแสดงขนาดและข้อมูลอื่นๆ ของลวดทองแดงอบน้ำยา ตามมาตรฐาน AWG ที่มีการผลิตจำหน่าย ) ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตชิง กระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูงๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสของขดลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็มีผลทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้น ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการ สูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

7.4.1 ผลจากการนำกระแสแค่เพียงผิวของลวดทองแดง ( Skin effect )

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในรอบๆ ตัวมัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน ( Eddy current ) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้ จะทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง ดังแสดงในรูปที่ 7.12



รูปที่ 7.12 แสดงลักษณะกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ใช้เฉพาะในกรณีฉุกเฉินเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ทำให้กระแสไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริมาณของกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ไกลหิวจะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวเท่านั้น การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการจำกัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน

### ตารางที่ 7.1 แสดงขนาดมาตรฐาน AWG และข้อมูลอื่นๆ ของลวดทองแดงอาบนํ้ายา

#### ตารางที่ 10.1 แสดงขนาดมาตรฐาน AWG และข้อมูลอื่นๆ ของลวดทองแดงอาบนํ้ายา

| เบอร์<br>AWG<br>(B. & S.) | ขนาดเส้นผ่าน<br>ศูนย์กลาง (d) |        | ขนาดเส้นผ่าน<br>ศูนย์กลางเมื่อ<br>รวมฉนวน (d <sub>0</sub> ) | พื้นที่หน้าตัด<br>ปกติ | ค่าความต้าน<br>ทานที่ 100°C | ระยะเย็บข<br>ชิดต่ำสุด    |
|---------------------------|-------------------------------|--------|---|------------------------|-----------------------------|---------------------------|
|                           | inch                          | mm     | mm  | mm <sup>2</sup>        | (R <sub>dc</sub> )<br>Ω/m   | (l <sub>min</sub> )<br>mm |
| 44                        | 0,00198                       | 0,0503 | 0,06604   | 0,00199                | 11,180                      | 0,071                     |
| 43                        | 0,00222                       | 0,0564 | 0,07366   | 0,00250                | 8,899                       | 0,079                     |
| 42                        | 0,00249                       | 0,0633 | 0,08128   | 0,00314                | 7,073                       | 0,087                     |
| 41                        | 0,00280                       | 0,0711 | 0,09144   | 0,00397                | 5,594                       | 0,098                     |
| 40                        | 0,00314                       | 0,0798 | 0,1041  | 0,00500                | 4,448                       | 0,111                     |
| 39                        | 0,00353                       | 0,0897 | 0,1143  | 0,00631                | 3,519                       | 0,122                     |
| 38                        | 0,00397                       | 0,1008 | 0,1295  | 0,00799                | 2,783                       | 0,138                     |
| 37                        | 0,00445                       | 0,1130 | 0,1448  | 0,01003                | 2,215                       | 0,154                     |
| 36                        | 0,00500                       | 0,1270 | 0,1626  | 0,0127                 | 1,754                       | 0,172                     |
| 35                        | 0,0056                        | 0,1422 | 0,1778  | 0,0159                 | 1,398                       | 0,188                     |
| 34                        | 0,0063                        | 0,1600 | 0,1981  | 0,0201                 | 1,105                       | 0,209                     |
| 33                        | 0,0071                        | 0,1803 | 0,2235  | 0,0255                 | 0,8700                      | 0,236                     |
| 32                        | 0,0080                        | 0,2032 | 0,2489  | 0,0324                 | 0,6853                      | 0,261                     |
| 31                        | 0,0089                        | 0,2261 | 0,2743  | 0,0401                 | 0,553                       | 0,287                     |
| 30                        | 0,0100                        | 0,2540 | 0,3048  | 0,0507                 | 0,4386                      | 0,319                     |
| 29                        | 0,0113                        | 0,2870 | 0,3404  | 0,0647                 | 0,3435                      | 0,356                     |
| 28                        | 0,0126                        | 0,3200 | 0,3759  | 0,0804                 | 0,2762                      | 0,393                     |
| 27                        | 0,0142                        | 0,3607 | 0,4191  | 0,1022                 | 0,215                       | 0,438                     |
| 26                        | 0,0159                        | 0,4039 | 0,4699  | 0,128                  | 0,1735                      | 0,491                     |
| 25                        | 0,0179                        | 0,4547 | 0,5232  | 0,162                  | 0,1369                      | 0,547                     |
| 24                        | 0,0201                        | 0,5105 | 0,5817  | 0,205                  | 0,10860                     | 0,608                     |
| 23                        | 0,0226                        | 0,5740 | 0,6502  | 0,259                  | 0,08586                     | 0,679                     |
| 22                        | 0,0253                        | 0,6426 | 0,7214  | 0,324                  | 0,06852                     | 0,754                     |
| 21                        | 0,0285                        | 0,7239 | 0,8052  | 0,412                  | 0,05399                     | 0,841                     |
| 20                        | 0,0320                        | 0,8128 | 0,8966  | 0,519                  | 0,04283                     | 0,937                     |
| 19                        | 0,0359                        | 0,9119 | 1,003   | 0,653                  | 0,03403                     | 1,048                     |
| 18                        | 0,0403                        | 1,024  | 1,118   | 0,823                  | 0,02700                     | 1,168                     |
| 17                        | 0,0453                        | 1,151  | 1,247   | 1,040                  | 0,0213                      | 1,303                     |
| 16                        | 0,0508                        | 1,290  | 1,389   | 1,308                  | 0,01699                     | 1,452                     |
| 15                        | 0,0571                        | 1,450  | 1,557   | 1,652                  | 0,01345                     | 1,627                     |
| 14                        | 0,0641                        | 1,628  | 1,737   | 2,082                  | 0,01060                     | 1,815                     |
| 13                        | 0,0720                        | 1,829  | 1,943   | 2,627                  | 0,008460                    | 2,030                     |
| 12                        | 0,0808                        | 2,052  | 2,172   | 3,308                  | 0,00671                     | 2,270                     |
| 11                        | 0,0907                        | 2,304  | 2,431   | 4,168                  | 0,005331                    | 2,540                     |
| 10                        | 0,1019                        | 2,588  | 2,720   | 5,261                  | 0,004224                    | 2,842                     |

เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัทฯ ใช้เฉพาะการศึกษาคู่ค้าเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากบริษัทฯ  
 ไม่ว่าการรั่วไหลของข้อมูลใดๆ ที่ปรากฏในเอกสารนี้ จะก่อให้เกิดผลกระทบต่อบริษัทฯ และต่อผู้ที่เกี่ยวข้องกับบริษัทฯ

จากผิวของลวดทองแดงลึกลงมาในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงมาเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดง ( Skin depth ) ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 7.13 ความหนาของผิวนำกระแสนี้มีค่าขึ้นกับความถี่และสำหรับลวดทองแดงที่ 100°C ความหนาของผิวนำกระแสจะมีค่า

$$\Delta = \frac{\sqrt{5.02}}{f} \quad (\text{มิลลิเมตร}) \quad \dots\dots\dots(10)$$

เมื่อ  $\Delta$  คือ ความหนาผิวนำกระแส เป็นมิลลิเมตร  
 $f$  คือ ความถี่ของกระแส เป็นกิโลเฮิรตซ์



รูปที่ 7.13 แสดงระยะที่ถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแส  $\Delta$  คือระยะที่ค่าความหนาแน่นกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียงแค่ 37% ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด

**7.4.2 อัตราส่วนระหว่างความต้านทานที่กระแสสลับต่อความต้านทานที่กระแสดตรงของลวดทองแดง**

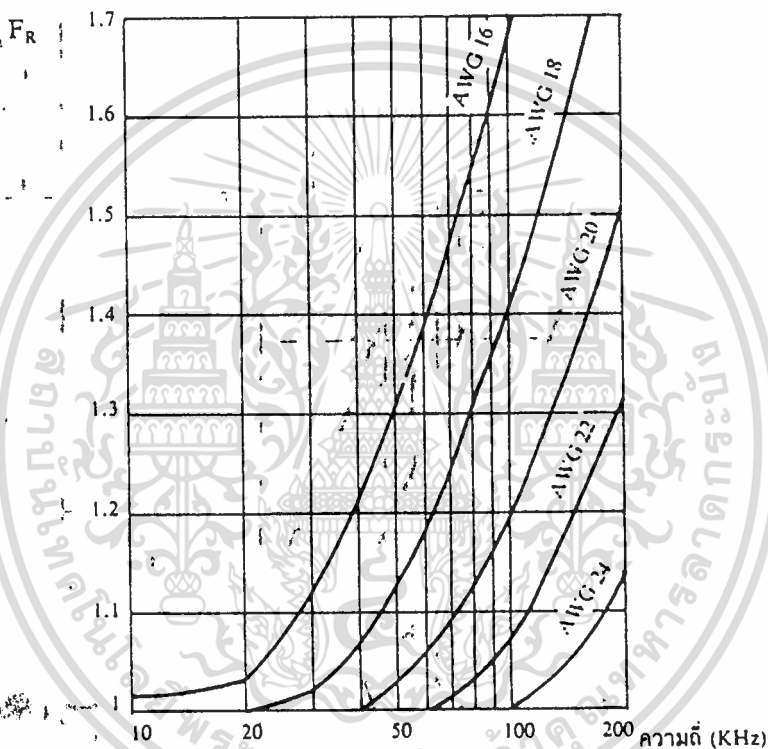
เนื่องจากความต้านทานของลวดทองแดงนั้น ขึ้นกับค่าพื้นที่หน้าตัดนำกระแสของมัน และที่กระแสสลับ พื้นที่หน้าตัดนำกระแสของลวดทองแดง จะลดลง เพราะกระแสไหลได้เฉพาะที่ผิวนำกระแส ดังนั้นความต้านทานที่กระแสสลับของลวดทองแดงจึงมีค่ามากกว่าความต้านทาน เมื่อมันนำกระแสดตรง

อัตราส่วนระหว่าง ความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับ ต่อความต้านทานของมันที่กระแสดตรง หรือ **FR (Resostance Factor)** อาจหาได้จาก

$$FR = \frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \frac{(d / 2\Delta)^2}{(d / 2\Delta - 1)^2} \quad \dots\dots\dots (11)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ **Rdc** เพื่อการคิด  $(d / 2\Delta)^2$  ไม่ใช่  $(d / 2\Delta - 1)^2$  ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเปรียบเทียบค่า  $F_R$  ของลวดทองแดงเบอร์ AWG 22 กับลวดทองแดงเบอร์ AWG 18 ที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ตามรูปที่ 7.14 จะได้ว่า ที่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ค่าความต้านทานที่กระแสดลัด (  $R_{ac}$  ) ของลวดทองแดงเบอร์ AWG18 เมื่อเทียบกับค่าความต้านทานที่กระแสดตรง (  $R_{dc}$  ) ของมันจะมีค่ามากกว่าลวดทองแดงเบอร์ AWG22 ขณะเดียวกันที่ความถี่เท่ากับ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ จะไม่มีผลต่อ ความต้านทานของลวดทองแดง



รูปที่ 7.14 แสดงค่าอัตราส่วนความต้านทานที่กระแสดลัดต่อความต้านทานที่กระแสดตรง

(  $F_R$  ) ของลวดทองแดงต่อความถี่ ที่ลวดทองแดงขนาดต่าง ๆ

ความหมายของค่าอัตราส่วน  $F_R$  ไม่ได้แสดงว่าค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสดลัดจะมีค่ามากขึ้นเมื่อขนาดของลวดทองแดงมากขึ้น โดยความเป็นจริงแล้วค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสดลัดจะมีค่าลดลงเมื่อขนาดของลวดทองแดงใหญ่ขึ้น ดังนั้นค่าอัตราส่วน  $F_R$  จึงมีค่ามากขึ้น การใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่จึงไม่เกิดประโยชน์ใดๆ ที่ความถี่สูงๆ เพราะเกิดการ สูญเสียมากกว่า เนื่องจากค่าความต้านทานที่กระแสดลัดของมันขณะที่มีกระแสไหล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าอัตราส่วน  $F_r$  จึงมีประโยชน์มากในการเลือกขนาดของลวดทองแดง การกำหนดขนาดของลวดทองแดง และวิธีการพันขดลวดที่ให้ค่า  $F_r$  น้อยที่สุด จะทำให้เกิดการสูญเสียที่เกิดขึ้นในลวดทองแดงมีค่าน้อยที่สุดด้วยเช่นกัน

#### 7.4.3 ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด (Proximity effect)

ปกคิตค่าความซึมซาบแม่เหล็ก ( permeability )  $\mu$  ( มีว ) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีมูลค่าสูงมาก แกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดคนหม้อแปลง ให้วิ่งอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้น แต่โดยความเป็นจริงแล้ว ยังมีฟลักซ์บางส่วนสามารถวิ่งออกจากแกนตัดผ่านขดลวดได้ ฟลักซ์เหล่านี้เรียกว่า ฟลักซ์รั่ว ( leakage flux ) ฟลักซ์รั่วไม่ได้เกิดจากคุณภาพที่ไม่ดีของวัสดุที่ใช้ ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวดโดยตรงดังจะไดกล่าวต่อไป

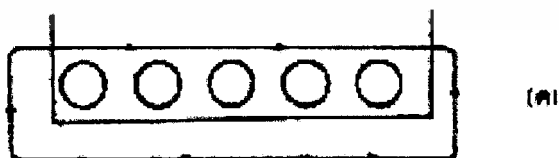
รูปที่ 7.15 แสดงภาพตัดขวางชั้นของลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กระหว่างลวด จะทำให้เกิดเส้นฟลักซ์ขนานไปกับชั้นของขดลวด ดังรูปที่ 7.15 ( ข ) เมื่อเส้นฟลักซ์ตัดแกนเฟอร์ไรต์ แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนเนื่องจากค่าซึมซาบแม่เหล็ก  $\mu$  ของแกนมีค่าสูงมาก ดังรูปที่ 15 ( ค ) และเส้นแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลาย ๆ ชั้น จะเป็น รูปที่ 7.16 ซึ่งเป็นฟลักซ์รั่ว



(ก)



(ข)

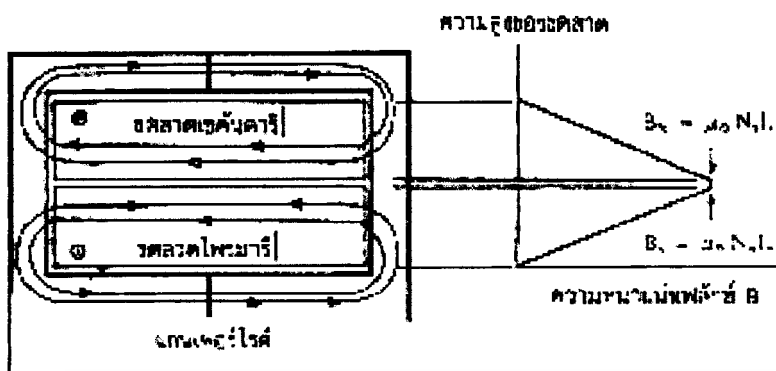


(ค)

#### รูปที่ 7.15 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงชนิดวงจิ่ง

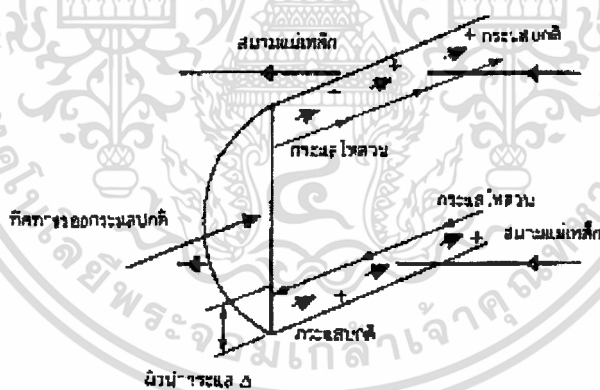
ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว ( $B_x$ ) จะเพิ่มขึ้น เมื่อจำนวนชั้นของลวดทองแดงเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 16 จะเห็นได้ว่า  $B_x$  มีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับ ฟลักซ์รั่ววางตัวขนานกับชั้นของลวดทองแดงโดยตัดผ่าน และตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลวนขึ้นในลวดทองแดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่นิยญาติให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.16 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั้วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั้ว  $B_x$  ที่ตำแหน่งต่าง ๆ ในหม้อแปลงสวิตชิง โดย  $B_x$  จะมามีค่ามากที่สุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดง

เนื่องจากมีฟลักซ์รั้วเกิดขึ้น ขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกับการนำขดลวดไปวางในสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนไหลที่บริเวณผิวหน้ากระแสของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็ก ดังรูปที่ 7.17



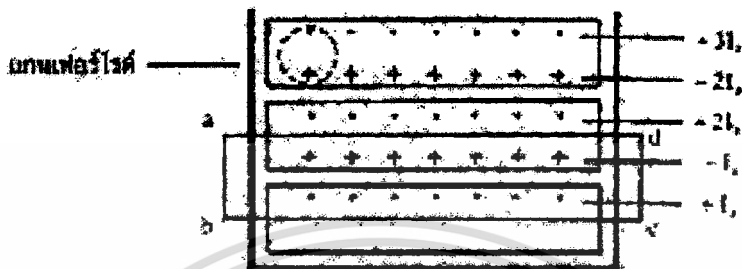
รูปที่ 7.17 แสดงผลของขดลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั้วทำให้มีกระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวด้านบนและด้านล่างของลวดทองแดง และทำให้ความหนาแน่นกระแสที่ผิวด้านบนมีค่ามากกว่าผิวด้านล่าง

ยิ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนชั้นมากขึ้น จะยิ่งมีผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย ซึ่งจะพิจารณาได้ดังต่อไปนี้ จากรูปที่ 7.18 เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจเราจะกำหนดให้ขดลวดทองแดงที่เรียงกันอยู่ในแต่ละชั้นเปรียบเสมือนแผ่นทองแดงพันอยู่รอบแกนของหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า แทนขดลวด แผ่นทองแดงนี้จึงวางอยู่ในฟลักซ์รั้ว

ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

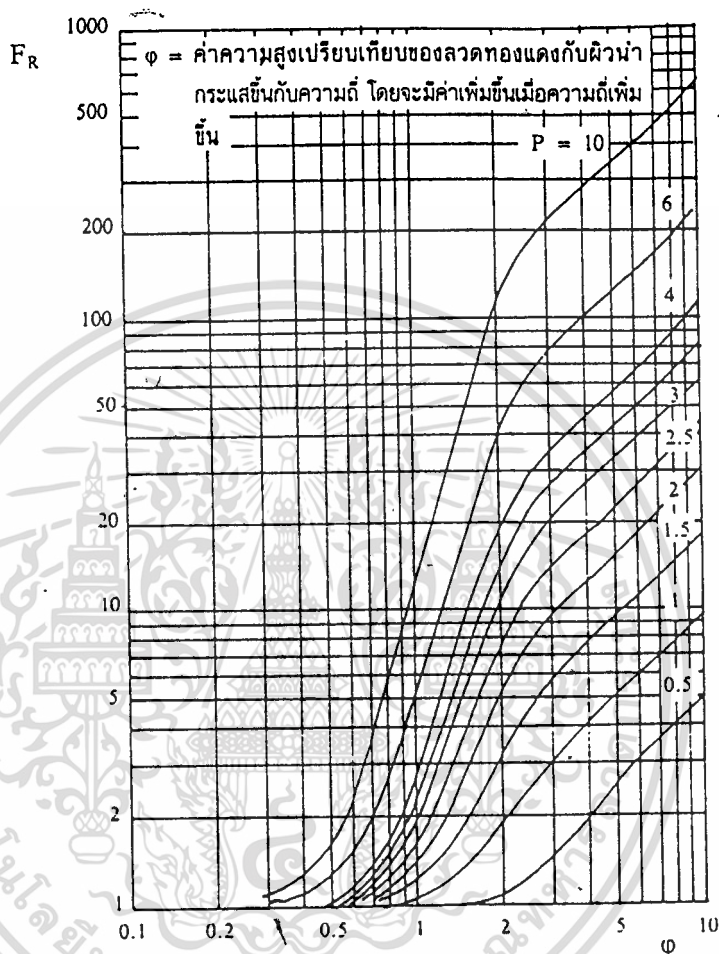
พิจารณาแผ่นทองแดงที่ชั้นแรกที่อยู่ติดกับแกน ฟลักซ์รั่วจะตัดผ่านผิวด้านบน และทำให้เกิดกระแสไหลวนที่ผิวนำกระแสของแผ่นทองแดง สำหรับผิวด้านล่างที่ติดกับแกนจะไม่มีฟลักซ์แม่เหล็กตัดผ่านผิวเนื่องจากอยู่ติดกับแกน ดังนั้นกระแสไหลวนจะไหลเฉพาะที่ผิวด้านบนเท่านั้น



รูปที่ 7.18 แสดงการเปรียบเทียบลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้เป็นลักษณะของแผ่นทองแดงที่มีความหนาเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดงเพื่อพิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น

ถ้าสมมติให้ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นลวดทองแดงในชั้นแรกนี้มีค่าเท่ากับ  $+I_u$  และเมื่อพิจารณาแผ่นทองแดงในชั้นที่สอง ผลของฟลักซ์รั่วจะทำให้กระแสไหลวน เกิดขึ้นที่ผิวนำกระแสทั้งด้านบนและด้านล่าง สำหรับที่เนื้อกลางของแผ่นทองแดงจะไม่มีกระแสไหลวน เนื่องจากสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ ( สนามแม่เหล็กสามารถทะลุผ่านตัวนำเข้ามาได้เพียงระยะผิวนำกระแสเท่านั้น ) ดังนั้นผลรวมของสนามแม่เหล็กตามทางรอบวง  $abcd$  จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ และผลรวมของกระแสภายในวงรอบ  $abcd$  จะต้องมามีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย ตามกฎของแอมแปร์ เนื่องจากค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงในชั้นแรกมีค่าเท่ากับ  $+I_u$  ดังนั้นค่ากระแสที่ผิวล่างของแผ่นทองแดงในชั้นที่สองจะต้องมีค่าเท่ากับ  $-I_u$  และไหลในทิศทางตรงกันข้าม ผลรวมของกระแส จึงจะมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่กระแสที่ไหลจริงในแผ่นทองแดงแต่ละชั้น มีค่าเท่ากัน ( แผ่นทองแดงในแต่ละชั้น เกิดจากแผ่นทองแดงขึ้นเดียวกันพันรอบแกน ) ค่ากระแสที่ไหลที่ผิวบนในแผ่นทองแดงชั้นที่สองจึงต้องมีค่าเท่ากับ  $+2I_u$  ในทำนองเดียวกัน ค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงในชั้นที่สามก็จะมีค่าเท่ากับ  $+3I_u$  และค่ากระแสที่ผิวบนในแต่ละชั้นจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ตามจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น

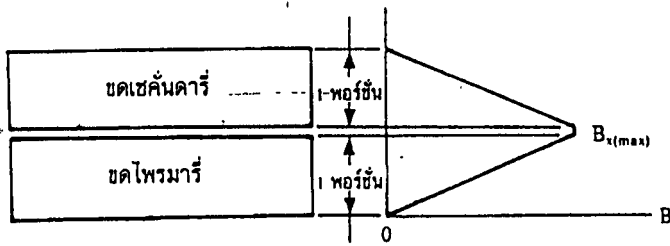
จะเห็นได้ว่า การซ้อนกันของขดลวดทองแดง จะทำให้การสูญเสียในขดลวดเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากค่าความหนาแน่นกระแสที่เพิ่มขึ้นในแต่ละชั้น รูปที่ 7.19 แสดงการเพิ่มของค่าอัตราส่วน  $F_R$  เนื่องมาจากการเพิ่มจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงในหม้อแปลง จะเห็นได้ว่า ที่ความถี่สูง ๆ การเพิ่มจำนวนชั้นให้มากขึ้น จะยิ่งเพิ่มค่าของ  $F_R$  ให้มากขึ้นตามไปด้วย และจะเกิดการสูญเสียในลวดทองแดงสูงขึ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.19 แสดงค่า  $F_R$  ซึ่งขึ้นกับจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชัน จะเห็นได้ว่าที่ความถี่สูง ๆ ยิ่งจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชันมีค่ามาก  $F_R$  จะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการสูญเสียในขดลวดจะมีค่ามากด้วย

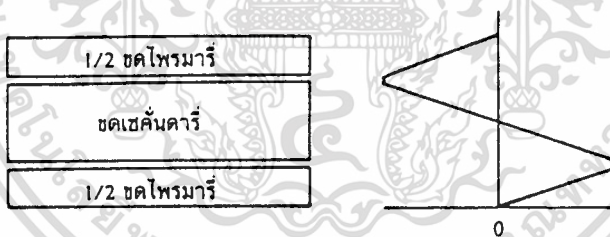
#### 7.5 เทคนิคการพันขดลวดทองแดงสำหรับหม้อแปลงฉนวนแข็ง (Winding Topology)

ก่อนศึกษาการจัดรูปแบบการพันของลวดทองแดง เราควรที่จะเข้าใจความหมาย ของคำว่า พอร์ชันเสียก่อน คำว่า "พอร์ชัน(Portion)" ในการพันขดลวดทองแดงจะมีความหมายดังนี้คือหนึ่งพอร์ชันกำหนดจากชั้นของขดลวดทองแดงชุดหนึ่งๆ ที่มีค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วน้อยที่สุดไปจนถึงชั้นที่มีค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วสูงที่สุด และจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชัน ( layer ) จะหมายถึงจำนวนชั้นของลวดทองแดงที่เรียงซ้อนกันอยู่ภายในพอร์ชันนั้นๆ จาก รูปที่ 20 จะเห็นได้ว่า จำนวนชั้นทั้งหมดของขดไฟรมาร์รี่พันอยู่ในหนึ่งพอร์ชันและจำนวนชั้นทั้งหมดของขดเซคันดารีก็พันอยู่ในหนึ่งพอร์ชันเช่นเดียวกัน

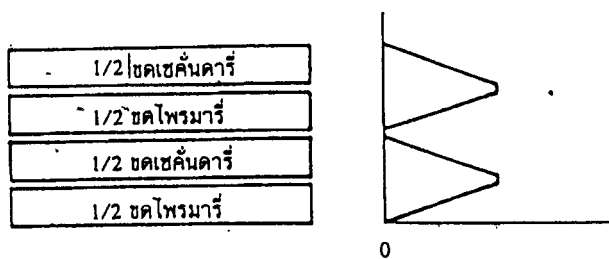


รูปที่ 7.20 แสดงการกำหนดจำนวนชั้นในพอร์ชัน รูปนี้จะเห็นว่าจำนวนชั้นของขดลวดไพรมารีทั้งหมดอยู่ในหนึ่งพอร์ชันและจำนวนชั้นทั้งหมดของขดลวดเซคันดารีก็อยู่ในอีกหนึ่งพอร์ชันเช่นกัน

ถ้าแยกขดไพรมารีออกเป็นสองส่วนดังรูปที่ 7.21 จะทำให้ความหนาแน่นสูงสุดของฟลักซ์รั่วและจำนวนชั้นต่อหนึ่งพอร์ชันลดลงครึ่งด้วย ( เนื่องจากความหนาแน่นของฟลักซ์รั่วจะขึ้นกับจำนวนชั้นของขดลวด ) ไม่ว่าจะเป็นที่ขดไพรมารีหรือขดเซคันดารีก็ตาม จากกราฟในรูปที่ 7.19 แสดงให้เห็นว่าการลดลงของจำนวนชั้นต่อหนึ่งพอร์ชันจะทำให้ค่าอัตราส่วน  $F_R$  ของขดลวดลดลง ดังนั้นหากมีการจัดรูปแบบในการพันขดลวดทองแดงที่เหมาะสม จะทำให้ลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดทองแดงได้



รูปที่ 7.21 แสดงการลดค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วได้โดยการลดจำนวนชั้นของขดลวดในหนึ่งพอร์ชันลงโดยแบ่งครึ่งพันขดลวดไพรมารี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 รูปที่ 7.22 แสดงการลดจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชันจากรูปที่ 7.21 ลงไปอีก โดยการแบ่งครึ่งพันขดเซคันดารีด้วย

7.5.1 การจัดขดลวดแบบธรรมดา ( simple winding )

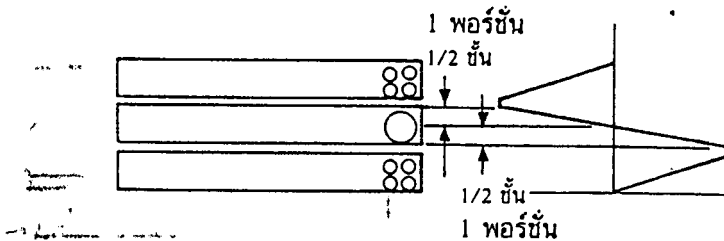
การจัดขดลวดในหม้อแปลงแบบธรรมดา คือ การพันขดลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบที่ต้องการทับซ้อนกันไปทีละชุดไปเรื่อยๆ ตัวอย่างเช่น ถ้าขดไฟโรมารี่มีจำนวนรอบเท่ากับห้าลิตรอบ และขดเซคันดารีมีจำนวนรอบเท่ากับลิตรอบ การจัดขดลวดแบบธรรมดาทำได้โดยพันขดลวดทองแดงรอบแกนให้ครบจำนวนห้าลิตรอบเพื่อให้เป็นขดไฟโรมารี่ จากนั้นจึงพันขดเซคันดารีทับไปบนขดไฟโรมารี่ให้ได้ครบจำนวนลิตรอบ การจัดขดลวดแบบธรรมดานี้จึงเป็นลักษณะ ดังรูปที่ 7.20 นั้นเอง

7.5.2 การจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพัน ( Split Winding )

การจัดขดลวดทองแดงในหม้อแปลงแบบแบ่งครึ่งพันคือ การพันขดลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบที่ต้องการ โดยแบ่งขดลวดออกเป็นสองส่วน และนำขดลวดชุดอื่นมาแทรกคั่นระหว่างกลาง การจัดขดลวดแบบนี้จะเป็นการจัดขดไฟโรมารี่ ดังในรูปที่ 7.21 ถ้าแบ่งขดที่ถูกแบ่งแล้วออกไปอีกด้วยก็จะได้อีกลักษณะ ดังในรูปที่ 7.22 การแบ่งส่วนพันจะเป็นการลดค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว และจำนวนชั้นในแต่ละพอร์ชันลงได้ หลักสำคัญของการจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพันคือจำนวนรอบของขดลวดที่ต้องการแบ่งพันจะต้องเป็นจำนวนคู่ และจำนวนชั้นทั้งหมดก่อนแบ่งพันจะต้องเป็นจำนวนคู่เพื่อความสมมาตรหลังจากแบ่งพันแล้ว

7.5.3 การจัดขดลวดแบบพันแทรกกลาง ( Sandwiched Winding )

คือการจัดขดลวดพันให้ครบตามจำนวนรอบที่ต้องการ โดยพันแทรกเข้าไประหว่างกลางของขดลวดที่พันแบบแบ่งครึ่งพัน การพันขดลวดแบบแทรกกลางนี้ถึงแม้จะมีขดลวดทองแดงเพียงแค่นั้นเดียว ก็อาจจะเกิดพอร์ชันได้ถึงสองพอร์ชัน ดังรูปที่ 7.23 โดยจำนวนชั้นต่อหนึ่งพอร์ชันจะมีค่าเท่ากับ "ครึ่งชั้น" ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าเป็นชั้นที่มีความสูงเป็นครึ่งหนึ่งของชั้นปกตินั่นเอง ในทำนองเดียวกันหนึ่งพอร์ชันที่ได้จากการพันแทรกกลางนี้อาจมีจำนวนรอบเป็นจำนวนครึ่งรอบได้ ถ้าในครึ่งชั้นของหนึ่งพอร์ชันนั้นมีจำนวนเป็นเลขคี่

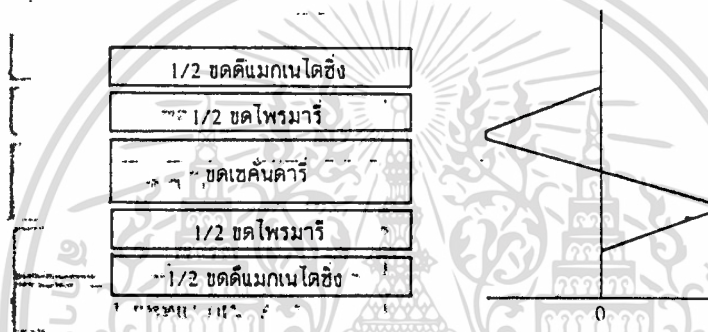


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น รูปที่ 7.23 แสดงลักษณะของพอร์ชันที่มีจำนวนชั้นเท่ากับครึ่งชั้น ครั้งที่มีการนำไปใช้

## 7.6 การจัดขดลวดทองแดงสำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ในคอนเวอร์เตอร์แบบต่าง ๆ

### 7.6.1 หม้อแปลงสำหรับฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

หม้อแปลงในฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะมีขดลวดที่สำคัญอยู่ 3 ส่วน คือ ขดไพรมารี ขดเซคันดารี และ ขดตีแมกเนโตซึ่ง การจัดขดลวดอาจทำได้ ดังรูปที่ 7.24 โดยแยกส่วนขดไพรมารี และแทรกกลางด้วยขดเซคันดารี และเพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสียในขดตีแมกเนโตซึ่งขณะที่มีมันไม่ได้นำกระแส จึงควรจัดขดลวดตีแมกเนโตซึ่งให้อยู่นอกสุด เพื่อให้เกิดการสูญเสียในขดตีแมกเนโตซึ่งขณะมันนำกระแสเท่านั้น



รูปที่ 7.24 แสดงการจัดขดลวดทองแดงสำหรับฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่เหมาะสม

### 7.6.2 หม้อแปลงสำหรับวงจรแบบพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

ในหม้อแปลงสำหรับพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์อาจแบ่งขดลวดออกได้เป็นส่วนที่สำคัญ 4 ส่วนคือ ขดไพรมารี  $N_{p1}$  และ  $N_{p2}$  กับขดเซคันดารี  $N_{s1}$  และ  $N_{s2}$  เนื่องจากการทำงานของ พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ ขดลวดทั้งหมดจะไม่นำกระแสพร้อมกันในเวลาเดียวกัน การจัดขดลวดที่ไม่เหมาะสม อาจทำให้เกิดการสูญเสียในลวดทองแดงโดยไม่จำเป็น ในขณะที่ขดลวดไม่ได้นำกระแส

เราอาจแบ่งการทำงานของหม้อแปลงใน พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ ออกได้เป็น 3 ช่วง ตามการทำงานของวงจรดังนี้คือ

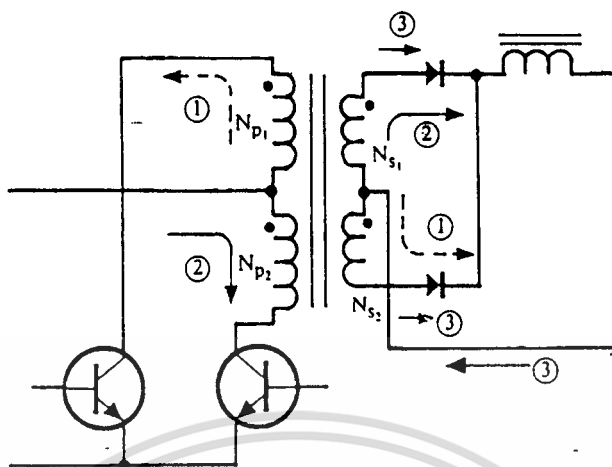
ช่วงที่ 1 : ขด  $N_{p1}$  และ  $N_{s2}$  นำกระแส ขดลวดชุดอื่นไม่นำกระแส

ช่วงที่ 2 : ขด  $N_{p1}$  และ  $N_{p2}$  นำกระแส ขดลวดชุดอื่นไม่นำกระแส

ช่วงที่ 3 : เกิดขึ้น 2 ครั้งต่อหนึ่งคาบเวลาการทำงานคือ  $N_{s1}$  และ  $N_{s2}$  นำกระแส ขณะที่

$N_{p1}$  และ  $N_{p2}$  ไม่นำกระแสพร้อมกันในช่วงเวลาเพื่อ  $t_D$  เวลา  $t_D$  มีค่าน้อย

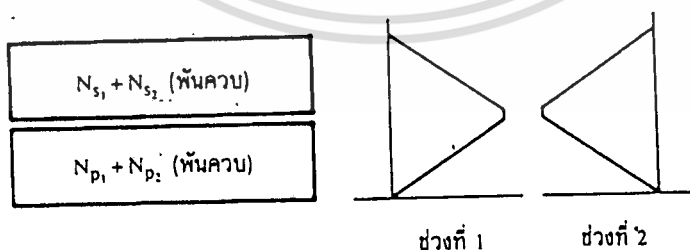
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สร้างขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
เราอาจขามการพิจารณาการสูญเสียที่เกิดขึ้นในช่วงนี้ได้  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ออกกฎหมายให้ผิดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.25 แสดงลักษณะการไหลของการทำงานต่าง ๆ ของพวง-พุดคอนเวอร์เตอร์

ที่แรงดันอินพุตต่ำ ขดไพรมารี  $N_{p1}$  และ  $N_{p2}$  กับขดเซคันดารี  $N_{s1}$  และ  $N_{s2}$  สามารถพันได้ในลักษณะการพันควบ ( bifilar winding ) เพื่อให้ผลตอบสนองและจำนวนรอบใกล้เคียงกันได้อย่างแท้จริง ถ้าจัดขดลวดในหม้อแปลงแบบธรรมดาด้วยการพันควบ ก็จะได้ ดังในรูปที่ 7.26

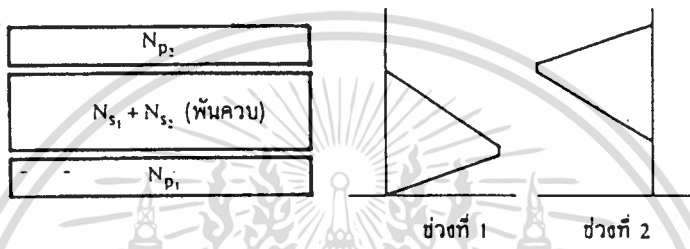
จะเห็นได้ว่า ในช่วงการทำงานที่ 1 และช่วงที่ 2 ทั้งขดลวดที่นำกระแสและไม่ได้นำกระแส จะมีการสูญเสียเกิดขึ้นทั้งสิ้นเนื่องจากค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วเกิดขึ้นทุกช่วงการทำงาน ในกรณีนี้เนื่องจากขด  $N_{s1}$  และ  $N_{s2}$  เกิดการสูญเสียในทุกช่วงอยู่แล้ว และจะมีค่าสูงกว่าการสูญเสียในช่วงที่ 3 จึงไม่จำเป็นต้องพิจารณาการสูญเสีย ในช่วงที่ 3 ก็ได้



รูปที่ 7.26 แสดงการจัดขดลวดทองแดงในหม้อแปลงพวง-พุด ในลักษณะการพันควบ และค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วในช่วงการทำงานต่าง ๆ

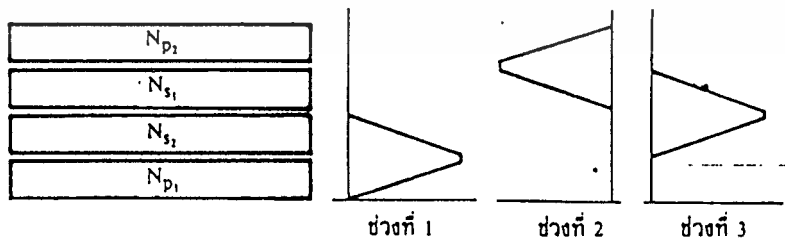
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 เมื่อคอนเวอร์เตอร์ต้องใช้งานกับระบบแรงดันไฟฟ้าสลับ 220 โวลต์จะเกิดข้อจำกัดของการพันควบ  
 ไม่ว่ากระแสที่ไหลในขดลวดจะแตกต่างกันไปหรือไม่ก็ตาม แต่เนื่องจากขดลวดทั้งสองขดพันควบกันไว้ตั้งแต่ต้น  
 เนื่องจากการพันควบอาจทำให้เกิดการลัดวงจรของขดลวดทะลุผ่านฉนวนที่เคลือบลวดทองแดง ได้จึงต้อง

แยกพันธไฟรมาตรี  $N_{p1}$  และ  $N_{p2}$  ออกจากกัน ดังนั้นจึงควรจัดขดลวดในลักษณะแบ่งส่วนและ  
 แทรกกลาง ดังรูปที่ 7.27 จะเห็นได้ว่าการพันขดลวดในลักษณะนี้ ขดลวดไฟรมาตรี  $N_{p1}$  และ  $N_{p2}$   
 แต่ละขด จะมีการสูญเสียเฉพาะเมื่อมันนำกระแสเท่านั้น ส่วนขดเซคันดารี  $N_{s1}$  และ  $N_{s2}$  จะมีการ  
 สูญเสียเกิดขึ้นทั้ง 2 ช่วง



รูปที่ 7.27 แสดงลักษณะการพันขดลวดทองแดงของหม้อแปลง พูช-พูล ในลักษณะแยกส่วน  
 และแทรกกลางแบบพันควบ

ในรูปที่ 7.28 เป็นการจัดขดลวดในหม้อแปลงโดยแยก  $N_{s1}$  และ  $N_{s2}$  ออกจากกัน ขดลวด  
 ไม่นำกระแสทั้งไฟรมาตรีและเซคันดารี จะไม่มีการสูญเสียในการทำงานในช่วงที่ 1 และช่วงที่ 2 อย่างไร  
 ก็ตาม การสูญเสียจะเกิดขึ้นที่ขดเซคันดารี  $N_{s1}$  และ  $N_{s2}$  ในช่วงที่ 3



รูปที่ 7.28 แสดงลักษณะการพันขดลวดทองแดงของหม้อแปลง พูช-พูล ในลักษณะแยกส่วนขดลวดแต่

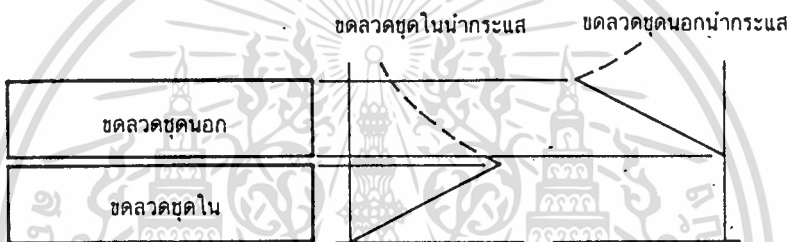
ละชุดและจัดแบบแทรกกลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.6.3 หม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

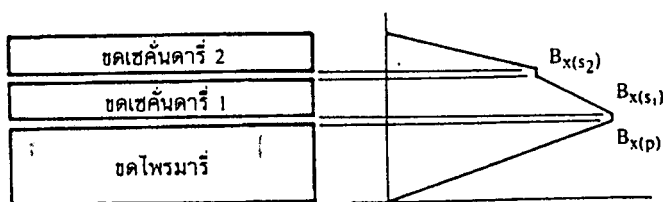
หม้อแปลงสำหรับ ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ จะมีขดลวดที่สำคัญ เพียงขดไพรมารีและขดเซคันดารี ซึ่งจะสลับกันนำกระแส คือ เมื่อขดไพรมารีนำกระแสขดเซคันดารีจะไม่นำกระแส ในทางกลับกัน เมื่อขดเซคันดารีนำกระแสขดไพรมารีจะไม่นำกระแส ลักษณะค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วจะเป็น ดังรูปที่ 7.29

เนื่องจากฟลักซ์รั่วจากขดลวดชั้นในจะทำให้เกิดการสูญเสียที่ขดลวดชั้นนอกได้ แม้ว่าขดลวดชั้นนอกจะไม่ได้นำกระแส ดังนั้นการวางขดไพรมารีหรือขดเซคันดารีจึงควรพิจารณาให้ขดลวดที่มีขนาดเล็กกว่าอยู่ด้านบนเสมอ



รูปที่ 7.29 แสดงลักษณะของค่าความหนาแน่นฟลักซ์รั่วที่มีผลต่อขดลวดชั้นนอกและชั้นในของหม้อแปลงสำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์หม้อแปลงที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตหลายค่า

กรณีที่ต้องการให้หม้อแปลงมีแรงดันเอาต์พุตหลายค่า ขดลวดเซคันดารีจะมีหลายชุดด้วยกัน ลักษณะความหนาแน่นฟลักซ์รั่วที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงที่มีแรงดันเอาต์พุตหลายค่าอาจเป็นไปได้ดังในรูปที่ 7.30 ในกรณีจะเห็นได้ว่า ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่วในตำแหน่งของขดเซคันดารีที่ 1 ไม่ได้เริ่มจากศูนย์และจะมีการสูญเสียเกิดขึ้นได้สูง การวางขดลวดทองแดงในตำแหน่งเช่นนี้ จึงควรเลือกขดลวดชุดที่มีขนาดของขดลวดเล็กที่สุด ( มีกระแสต่ำสุด ) จากขดลวดทั้งหมดในหม้อแปลง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

รูปที่ 7.30 แสดงลักษณะความหนาแน่นของฟลักซ์รั่วในหม้อแปลงที่มีขดเซคันดารีหลายชุด

7.7 การเลือกขนาดลวดทองแดงและการพันหม้อแปลงสวิตซ์ตามวิธีของ J. Jongtsma

Jongtsma ได้ให้ข้อสรุปในการพันหม้อแปลงสวิตซ์ด้วยลวดทองแดง เพื่อให้เกิดการสูญเสียในขดลวดน้อยที่สุดไว้ดังนี้คือ

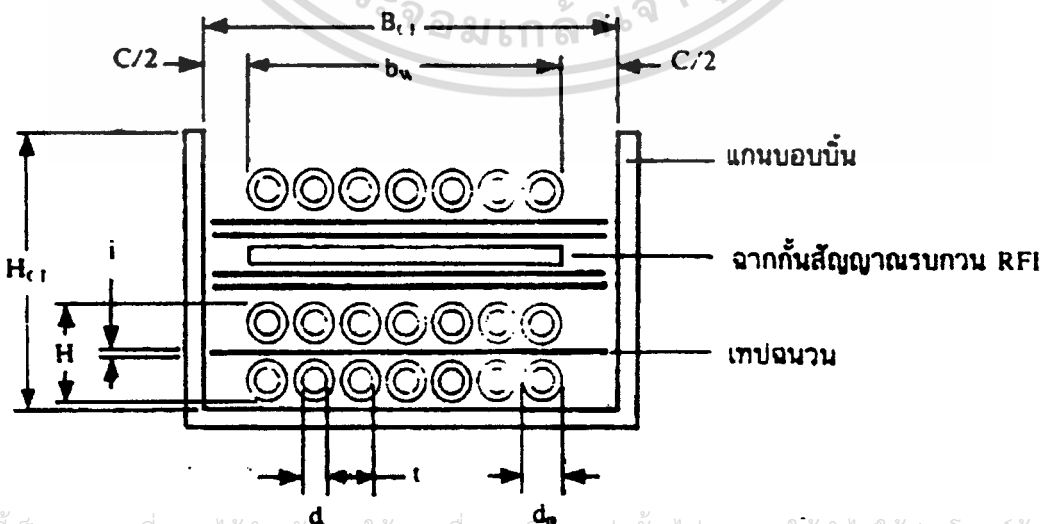
เมื่อต้องการพันหม้อแปลงด้วยลวดทองแดง ดังรูปที่ 31 โดยกำหนดให้

$$T = \frac{bw}{N} \dots\dots\dots(13)$$

N

และ 
$$\Delta = \frac{5.62}{f} \text{ ที่ } 100^\circ\text{C} \dots\dots\dots(14)$$

- เมื่อ N = จำนวนรอบของขดลวดทองแดง
- $b_w$  = ระยะที่สามารถใช้พื้นลวดทองแดงได้
- $B_{CF}$  = ความกว้างของบอบบิ้น
- C = ระยะห่างจำเป็น ( Creepage )
- d = ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง
- $d_o$  = ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางเมื่อรวมฉนวนเคลือบ
- H = ความสูงของขดลวดทองแดง
- $H_{CF}$  = ความสูงของขดลวดทองแดงทั้งหมดที่บอบบิ้นจะรับได้
- I = ความหนาของเทปฉนวน
- t = ระยะห่างระหว่างลวดทองแดง ( หน่วยเป็นมิลลิเมตร )



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 7.31 แสดงการกำหนดค่างาน ในการพันหม้อแปลงสวิตซ์ตามวิธีของ Jongtsma  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเหตุผลแบ่ลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากนำไปใช้

1. ถ้าค่าของอัตราส่วน  $T/\Delta > 2$  การพันลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบภายในชั้นเดียว ( single layer ) จะเกิดการสูญเสียในขดลวดทองแดงน้อยที่สุด แต่ในกรณีพันแทรกกลาง เมื่อค่า  $T/\Delta > 6$  การพันขดลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนภายในครึ่งชั้น ( half layer ) จะเกิดการสูญเสียในขดลวดทองแดงน้อยที่สุด

2. ถ้าค่าของอัตราส่วน  $T/\Delta < 2$  การพันลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบสามารถพันได้มากกว่าหนึ่งชั้น แต่จำนวนชั้นยิ่งน้อยการสูญเสียจะน้อยตามไปด้วย

3. กรณีที่การพันลวดทองแดงให้ได้ครบตามจำนวนรอบมีจำนวนชั้นมากกว่าหนึ่งชั้น การพันลวดทองแดงแบบเว้นระยะห่างเท่าๆ กัน ( spaced winding ) ค่าความต้านทานที่กระแสดลัดของขดลวดจะน้อยกว่าการพันลวดทองแดงให้เรียงชิดกัน แต่ในกรณีที่การพันลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบมีจำนวนชั้นเดียวหรือน้อยกว่า ต้องพันลวดทองแดงให้เรียงชิดกันเท่านั้น

**การเลือกขนาดของลวดทองแดง**

( 1 ) ให้คำนวณค่าประมาณของขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดงจาก

$$d_{id} = \frac{17.1bw^{1/3}}{N \cdot f} \text{ มิลลิเมตร} \dots\dots\dots(15)$$

เมื่อ  $d_{id}$  คือ ค่าคำนวณของขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางลวดทองแดง เป็นมิลลิเมตร

$b_w$  คือ ค่าระยะขยสำหรับพันขดลวดบนขอบบับ เป็นมิลลิเมตร

$N$  คือ จำนวนรอบของขดลวด เป็นรอบ

$f$  คือ ความถี่การทำงานของหม้อแปลง เป็นกิโลเฮิรตซ์

( 2 ) เลือกขนาดของลวดทองแดงที่มีผลิจจริงจากตารางที่ 10.1 ที่ใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณ  $d_{id}$  มากที่สุด บันทึกค่า  $d, d_0, t_{min}$  และ  $R_{dc}$  เอาไว้

( 3 ) คำนวณจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงที่จะได้ เมื่อพันครบจำนวนรอบจากค่า  $t_{min}$  ในข้อ 2 ดังนี้

$$3.1 \quad P_{id} = \frac{N}{\frac{bw}{t_{min}} - 1} \dots\dots\dots(16)$$

3.2 ถ้าค่าจำนวนชั้น  $P_{id} \leq 1$  ขนาดของลวดทองแดงที่เลือกมายังไม่พอ ให้เลือก

ขนาดของลวดทองแดงใหม่ โดยเปลี่ยนไปใช้วิธีคำนวณในกรณีที่จำนวนชั้นมีชั้นเดียวหรือครึ่งชั้นด้านการคำนวณไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 ปัดเศษของจำนวนชั้น  $P_{fd}$  ที่คำนวณได้ ( ถ้ามี ) ให้เป็นจำนวนเต็ม โดยปัดขึ้น เพื่อให้ได้จำนวนชั้นเป็นจำนวนเต็ม  $p$

( 4 ) จำนวนระยะห่างขดลวดในชั้น ( winding pitch ) จาก

$$t = \frac{p \cdot bw}{(N + P)} \quad \text{.....(17)}$$

ในการพันขดลวดระยะห่างของขดลวดระหว่างรอบจะกำหนดได้จากค่า  $t$  ที่คำนวณได้นี้

( 5 ) เลือกค่าความหนาของเทปฉนวนเพื่อรองพันขดลวดในแต่ละชั้น ความสูงของลวดบนบอบขึ้นเมื่อพันครบจำนวนรอบจะมีค่าเท่ากับ

$$H_{fd} = p (d_o + I) \quad \text{.....(18)}$$

เมื่อ  $I$  คือความหนาของเทปฉนวนที่ใช้ เป็นมิลลิเมตร

( 6 ) จำนวนค่าอัตราส่วน  $F_R$  จาก

$$F_R = 1 + 1/2 (d / d_{fd})^6 \quad \text{.....(19)}$$

( 7 ) จำนวนค่าความต้านทานที่กระแสสลับต่อหนึ่งหน่วยความยาว ( $R_{ac}$ ) จาก

$$R_{ac} = F_R R_{dc} \quad \text{.....(20)}$$

เมื่อ  $R_{dc}$  คือค่าความต้านทานที่กระแสสลับต่อหนึ่งหน่วยความยาวของลวดทองแดง ( ดูได้จากตารางที่ 1 )

( 8 ) ดังนั้นกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวด  $P_w$  จะมีค่า

$$P_w = C I_{RMS}^2 \cdot N \cdot l_{av} \cdot R_{ac} \quad (\text{วัตต์}) \quad \text{.....(21)}$$

เมื่อ  $I_{av}$  คือ ค่าเฉลี่ยของความยาวขดลวดต่อหนึ่งรอบ เป็นเมตร

$C$  คือ ค่าตัวคูณเท่ากับ 1 ( กรณีเป็นการพันขดลวดแบบธรรมดา )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ และ เท่ากับ 2 ( กรณีเป็นการพันขดลวดแบบแยกส่วนพัน ) ขนด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ล็อกทั้งห้า คือ ค่ากระแส RMS ที่ผ่านขดลวด เป็น แอมป์ เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กรณีจำนวนชั้นมีชั้นเดียวหรือมีเพียงครึ่งชั้น

(1) กำหนดจำนวนชั้น  $p$  ให้มีค่าเท่ากับ 1

(2) กำหนดระยะห่างขดลวดระหว่างรอบ  $t = p \cdot b_w$   
(N+P)

(3) เลือกขนาดของขดลวดจาก ตารางที่ 1 ให้มีค่า  $t_{\min} \leq t$  ( $t_{\min}$  ค่ามากที่สุดในการวางที่น้อยกว่าหรือเท่ากับ  $t$ ) บันทึกค่า  $d$ ,  $d_o$  และ  $R_{ac}$  และให้กำหนดค่าความหนาของเทปฉนวน  $I$  เอาไว้ด้วย

(4) คำนวณค่าความสูงของขดลวดเมื่อพันครบจำนวนรอบจาก

$$H = d_o + I \quad \text{.....(22)}$$

(5) คำนวณค่า  $\Phi$  จาก

$$\Phi = \frac{0.124 f d}{t} \quad \text{.....(23)}$$

( $f$  เป็นกิโลเฮิรตซ์,  $d$  และ  $t$  เป็นมิลลิเมตร)

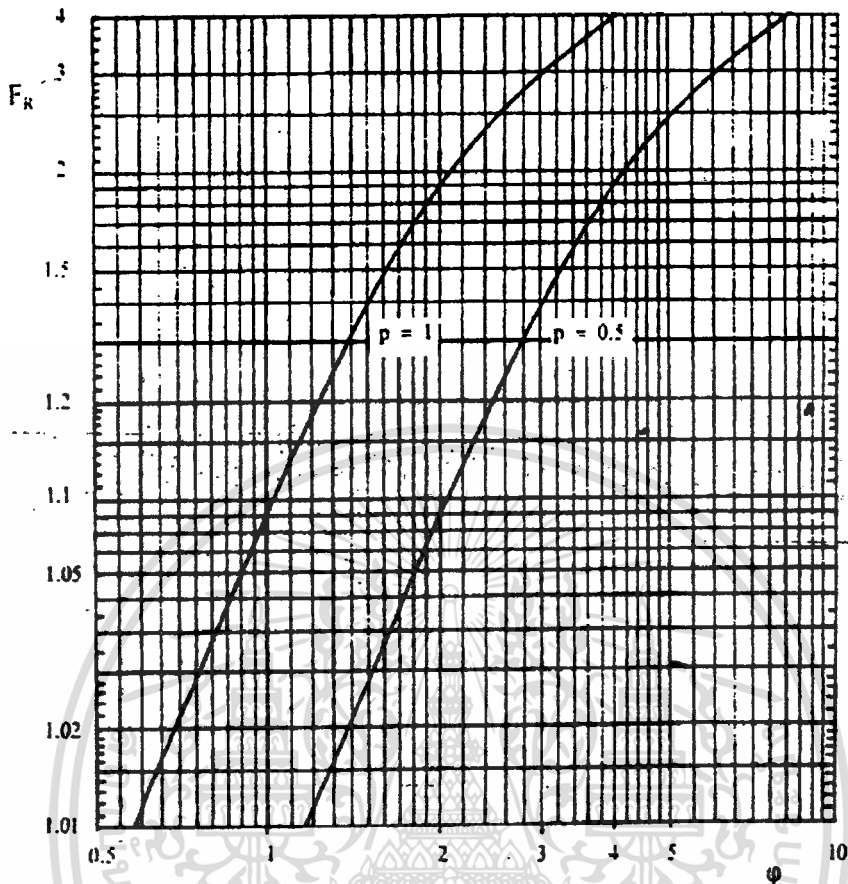
(6) หาค่าอัตราส่วน  $F_R$  ได้จากกราฟ ในรูปที่ 82 โดยใช้ค่า  $\Phi$  ที่คำนวณได้จากข้อ 5 กรณีที่ค่า  $F_R$  เกินจากที่แสดงไว้ในกราฟ ให้กำหนดค่า  $F_R = p \Phi$

(7) คำนวณ  $R_{ac}$  จาก  $R_{ac} = F_R R_{dc}$

(8) คำนวณค่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดได้จาก

$$P_w = C I_{RMS}^2 \cdot N \cdot I_{av} \cdot R_{ac} \quad \text{.....(24)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



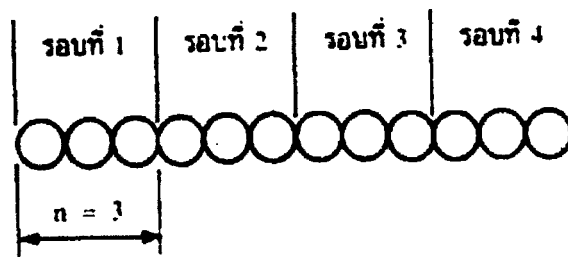
รูปที่ 7.32 แสดงค่าความสัมพันธ์ของ  $F_R$  และ  $\phi$  สำหรับการพันขดลวดในกรณีขดลวดมีจำนวนชั้นเท่ากับ 1 ชั้น และ 1/2 ชั้น ส่วนค่า  $F_2$  ที่มากกว่า 4 ให้กำหนดค่า  $F_R = p\phi$

ถ้าเป็นการพันขดลวดแบบแทรกกลาง ในกรณีที่ค่า  $\phi$  ที่คำนวณได้ในข้อ 5 มีค่าเท่ากับ 4 หรือมากกว่า อาจเลือกใช้การพันแบบครึ่งชั้นซึ่งจะให้ค่า Rac ใกล้เคียงกัน แต่ขนาดของลวดทองแดงที่ไรจะมีค่าลดลงครึ่งหนึ่ง และอาจพันขดลวดทองแดงได้ง่ายกว่า ในกรณีนี้ให้คำนวณแบบเดียวกัน โดยเริ่มจากข้อที่ 1 และเปลี่ยน  $p = 0.5$  แทน

#### 7.8 การพันขดลวดโดยใช้ลวดทองแดงขนานกัน

เพื่อลดค่าความต้านทานของลวดทองแดงลงไปอีก โดยการใช้ลวดทองแดงขนานกันแล้วพันให้ครอบคลุมจำนวนรอบนั้น สามารถทำได้ ดังแสดงในรูปที่ 7.33

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 7.33 แสดงการพันขดลวดโดยใช้ขดลวดทองแดงขนานกัน ( $n = 3$  เส้น และพัน  
ครบรอบจำนวน 4 รอบ)

การใช้ลวดทองแดงขนานกันนั้น เมื่อเปรียบเทียบกับการใช้ลวดทองแดงเพียงเส้นเดียว จะทำให้ค่าความต้านทานที่กระแสสลับของขดลวดและขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดงลดลงประมาณ  $n^{-1/3}$  แต่ความสูงจะเพิ่มขึ้นประมาณ  $n^{1/3}$  ด้วย เมื่อ  $n$  คือจำนวนเส้นของลวดทองแดงขนานกัน

โดยทั่วไปการขนานลวดทองแดง 2 เส้นจะลดค่าความต้านทานที่กระแสสลับของขดลวดลงได้ประมาณ 20 เปอร์เซ็นต์ แต่ความสูงของขดลวดจะมีค่าเพิ่มขึ้นที่ประมาณ 25 เปอร์เซ็นต์ด้วยการขนานลวดทองแดง 3 เส้นจะลดค่าความต้านทานที่กระแสสลับของขดลวดลงประมาณ 30 เปอร์เซ็นต์ แต่ความสูงของขดลวดจะมีค่าเพิ่มขึ้นประมาณ 45 เปอร์เซ็นต์ เช่นเดียวกัน การขนานลวดทองแดงมากกว่า 3 เส้นมักไม่นิยมทำกัน เพราะจะพันขดลวดได้ลำบาก หรืออาจทำให้ขดลวดสูงเกินกว่าที่จะพันบนแกนบอบบิ้นได้ การพันขดลวดทองแดงขนานกันทำได้ดังนี้

- (1) เลือกจำนวนลวดทองแดงขนาน =  $n$  เส้น (ปกติจะใช้เพียง 2 หรือ 3 เส้นเท่านั้น)
- (2) ทำตามขั้นตอนที่ได้กล่าวในหัวข้อการเลือกขนาดของลวดทองแดง โดยคิดจำนวน

รอบ  $N$  มีค่า  $N' = n N$  รอบ ถ้าจำนวนชั้น  $P_{id} = 1$  ให้ใช้วิธีเลือกขนาด

จากกรณีที่มีจำนวนชั้นมีชั้นเดียวหรือ ครึ่งชั้นแทน โดยคิดให้จำนวนรอบ  $N' = n N$  รอบเช่นกัน

- (3) ค่า  $R_{ac}$  ที่คำนวณได้ ให้หารด้วย  $n$  เพื่อให้ได้ค่า  $R_{n_{ac}}$  ของลวดทองแดงขนาน
- (4) คำนวณค่ากำลังสูญเสียในขดลวดจากค่า  $R_{n_{ac}}$  ของลวดทองแดงขนาน จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งให้ด้วย  $P_w = I_{RMS}^2 N_{lv}^2 R_{n_{ac}} / n$  เจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 7.9 อุณหภูมิของหม้อแปลงสวิตจิ่ง

การออกแบบหม้อแปลงสวิตจิ่งจะถือได้ว่าประสบความสำเร็จ ถ้าในขณะที่คอนเวอร์เตอร์จ่ายกำลังที่โหลดสูงสุดแล้วหม้อแปลงไม่ร้อน ( อุณหภูมิ ของหม้อแปลงสวิตจิ่ง ขณะทำงานไม่ควรเกิน  $80^{\circ}\text{C}$  ) หม้อแปลงจะร้อนเนื่องจากมีกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสูง ซึ่งจะเกิดจากกำลังงานสูญเสียภายในขดลวดทองแดงของหม้อแปลงและการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ อุณหภูมิของหม้อแปลงที่เพิ่มขึ้นขณะทำงาน เนื่องจากการสูญเสียในหม้อแปลงอาจคำนวณได้จากสมการ

$$\Delta T = \frac{-23.5 (P_w + P_c)}{A_e \cdot A_w} \dots\dots\dots(25)$$

เมื่อ  $\Delta T$  คือ อุณหภูมิของหม้อแปลงที่เพิ่มขึ้นจากอุณหภูมิห้อง เป็น  $^{\circ}\text{C}$

$P_w$  คือ กำลังสูญเสียภายในขดลวดทองแดง เป็น วัตต์

$P_c$  คือ กำลังสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ เป็น วัตต์

$A_e$  คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็น ตารางเซนติเมตร

$A_w$  คือ ขนาดช่องพันขดลวดของบอบบิ้น เป็น ตารางเซนติเมตร

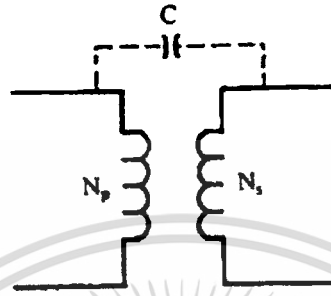
( ค่า  $\Delta T$  ที่ได้จากสมการที่ ( 25 ) เป็นค่าโดยประมาณ ซึ่งจะให้ค่าใกล้เคียงกับค่าอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นจริง ถ้า  $\Delta T$  มีค่าอยู่ในช่วง 20 ถึง  $50^{\circ}\text{C}$  )

เพื่อไม่ให้อุณหภูมิของหม้อแปลงมีค่าสูงเกินไป และเพื่อเป็นข้อพิจารณา ในการเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์กับการเลือกขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงที่เหมาะสม การกำหนดค่ากำลังงานสูญเสียสูงสุดในหม้อแปลงจึงควรทำเป็นอันดับแรกในการออกแบบหม้อแปลงสวิตจิ่ง

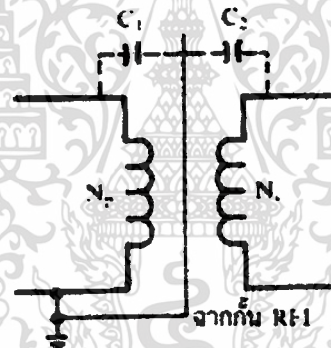
### 7.10 ฉากกัน RFI และ EMI

ฉากกัน RFI หรือ Faraday Screen เพิ่มเข้ามาในหม้อแปลงสวิตจิ่ง เพื่อป้องกันการเกิดกระแส RF ไหลผ่านระหว่างขดไฟโรมารีและเซคันดารีในหม้อแปลง เนื่องจากสนามไฟฟ้าระหว่างขดลวดอาจทำให้เกิดควมเก็บประจุแฝงคร่อมระหว่างขดไฟโรมารีและเซคันดารี ดังรูปที่ 7.34 ( ก ) ฉากกัน RFI จะเป็นตัวผ่านทางให้กระแส RF ที่เกิดขึ้นไหลลงกราวด์ โดยฉากกันจะแบ่งตัวเก็บประจุแฝงที่เกิดขึ้นออกเป็นสองส่วนแล้วต่อลงกราวด์ ดังรูปที่ 7.34 ( ข )

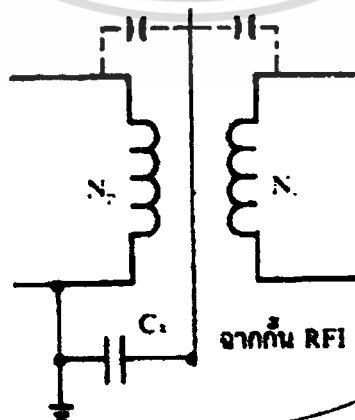
และขดเค้นคาร์รีออกจากกัน พันให้ครบรอบโดยที่ปลายของฉากกัน RFI ต้องให้มีการเหลื่อมกันให้น้อยที่สุด เพื่อลดค่าตัวเก็บประจุในฉากกันซึ่งเกิดจากการเหลื่อมกันที่ปลายรอบ และให้ไขว้จนวางระหว่างจุดเริ่มต้นและจุดปลายเอาไว้ เพื่อป้องกันการเชื่อมถึงกันทางไฟฟ้าที่จุดเริ่มต้นและจุดปลายของฉากกันด้วย



รูปที่ 7.34 ( ก ) หม้อแปลงที่ไม่มีฉากกัน RFI จะเกิดตัวเก็บประจุแฝงระหว่างขดไพรมารี และ ขดเซคันดารี และเป็นทางผ่านของกระแส RF ได้



รูปที่ 7.34 ( ข ) ฉากกัน RFI จะเป็นตัวผ่านทางให้กระแส RF ไหลลงกราวด์ โดยแบ่งครึ่งตัวเก็บประจุออกเป็นสองส่วนและต่อลงกราวด์



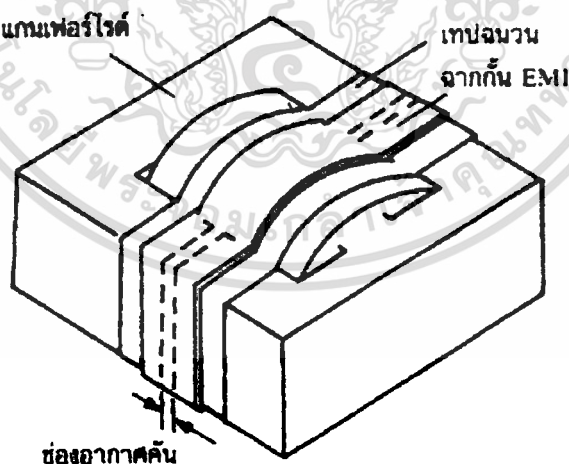
เอกสารนี้เป็นรูปที่ 7.34 ( ค ) ตัวเก็บประจุ  $C_1$  ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้า การคำนวณค่าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีระหว่างฉากกัน RFI กับกราวด์ อันถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฉากกัน RFI จะต้องต่อลงกราวด์ เพื่อไม่ให้กระแส RF ไหลข้ามระหว่างขดได้ และเป็น การลดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน RFI การแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างฉากกัน RFI และ กราวด์ เพื่อป้องกันอันตรายทางไฟฟ้า อาจทำได้ด้วยการต่อตัวเก็บประจุค่าต่ำๆ ( ประมาณ 0.01  $\mu\text{F}$  2k V ) กันไว้ระหว่างฉากกัน RFI กับกราวด์ ดังรูปที่ 7.34 (ค)

เนื่องจากฉากกัน RFI เป็นตัวนำและจะเกิดการสูญเสียขึ้นจากกระแสไหลวนขณะหม้อแปลง ทำงานได้เช่นกัน ดังนั้นฉากกัน RFI จึงควรทำจากแผ่นตัวนำที่มีค่าความต้านทานสูงๆ เช่น Phosphor bronze ( CUSn 8 ) หรือ Manganin และควรมีความหนาให้น้อยที่สุด ( แต่มาตรฐาน UL -1244 กำหนดความหนาต่ำสุดไว้ที่ 0.15 มิลลิเมตร ซึ่งจะต้องพิจารณาประกอบกันด้วย )

ฉากกัน EMI ( Electromagnetic Screen ) จะทำไว้เพื่อลดการแพร่กระจายของสัญญาณ รบกวน EMI ซึ่งจุดที่จะก่อให้เกิดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI จะทำได้โดยใช้แผ่น ทองแดงที่มีความกว้างประมาณ 30 เปอร์เซ็นต์ของความกว้างขอบบิ้นพันรอบแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อทำ ฉากกัน EMI คลุมรอบช่องอากาศคันเอาไว้ ดังรูปที่ 7.35 และบัดกรีเชื่อมจุดเริ่มต้นและจุดปลาย เข้าด้วยกัน วิธีนี้จะสามารถลดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ลงได้ถึง 12 dB

ในทางตรงกันข้ามกับฉากกัน RFI ฉากกัน EMI ควรมีค่าความต้านทานไฟฟ้าน้อยที่สุด ดังนั้นการใช้แผ่นทองแดงจึงค่อนข้างเหมาะสมและควรมีความหนาไม่ต่ำกว่า 0.25 มิลลิเมตรขึ้นไป



รูปที่ 7.35 แสดงฉากกัน EMI รอบหม้อแปลงสวิตจิ่ง เพื่อลดการแพร่กระจายของสัญญาณ รบกวน EMI เทปฉนวนพันรอบแผ่นทองแดง ไว้เพื่อป้องกันการสัมผัสกัน ระหว่างฉากกันกับแกนเฟอร์ไรต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 7.11 การออกแบบหม้อแปลงสวิตจิ่งให้มีความปลอดภัย

หม้อแปลงสวิตจิ่งจัดเป็นอุปกรณ์ที่ต้องออกแบบให้มีความปลอดภัยขณะใช้งานสูง เนื่องจากอาจเกิดความปลอดภัยจากหม้อแปลงได้ 2 ประการคือ ความไม่ปลอดภัยจากการเกิดไฟไหม้ (fire hazard) และความไม่ปลอดภัยจากการถูกไฟฟ้าช็อต (electrical shock)

### 7.11.1 การเลือกวัสดุเพื่อความปลอดภัยจากการเกิดไฟไหม้

หม้อแปลงสวิตจิ่งมีส่วนประกอบที่สามารถติดไฟได้คือ เทปฉนวนและบอบบิ้น การเลือกใช้ เทปฉนวนและบอบบิ้นที่ได้มาตรฐานความปลอดภัยจากการเกิดไฟไหม้จึงควรทำเป็นอันดับแรก

#### 1. เทปฉนวน

เทปฉนวนสามารถแบ่งออกเป็นกลุ่ม ได้ตามวัสดุที่ใช้ทำอัตราอุณหภูมิขณะใช้งานของมัน ดังแสดงใน ตารางที่ 2 การเลือกใช้เทปฉนวนไม่ว่าจะเป็นกลุ่มใด จะต้องเลือกใช้ให้มีอัตราอุณหภูมิมากกว่าอุณหภูมิสูงสุดของลวดทองแดงขณะหม้อแปลงทำงาน จะเห็นได้ว่าเทปฉนวนในกลุ่มที่มีอัตราอุณหภูมิใช้งานสูงสุดคือกลุ่ม H นั้น มีอัตราอุณหภูมิสูงสุดขณะใช้งานเพียง 180 °C อุณหภูมิสูงสุดของลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงไม่ควรเกิน 180°C ในทางปฏิบัติเพื่อความปลอดภัยควรกำหนดอุณหภูมิสูงสุดของหม้อแปลงสวิตจิ่งไว้ไม่เกิน 85°C ตามอัตราอุณหภูมิปกติ ( typical ambient temperature ) ของเทปฉนวน

อย่างไรก็ตามเพื่อความปลอดภัย ในกรณีที่หม้อแปลงหรือวงจรทำงานผิดปกติอาจทำให้เกิดความร้อนสูงในขดลวดเช่นกรณีการลัดวงจร ดังนั้นเทปฉนวนจะต้องทำจากวัสดุไม่ติดไฟ ( flame retardant ) เพื่อป้องกันการลุกติดไฟที่เทปฉนวน

| class of insulation | typical ambient temperature in °C | maximum operating temperature in °C |
|---------------------|-----------------------------------|-------------------------------------|
| 0                   | 40                                | 90                                  |
| A                   | 40                                | 105                                 |
| B                   | 75                                | 130                                 |
| F                   | 75                                | 155                                 |
| H                   | 85                                | 180                                 |

ตารางที่ 7.2 การจัดกลุ่มของเทปฉนวนตามอัตราอุณหภูมิ ( Thermal strength )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์หรือสงวนชื่อผู้แต่งและเนื้อหาเป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3. บอบบิ้น

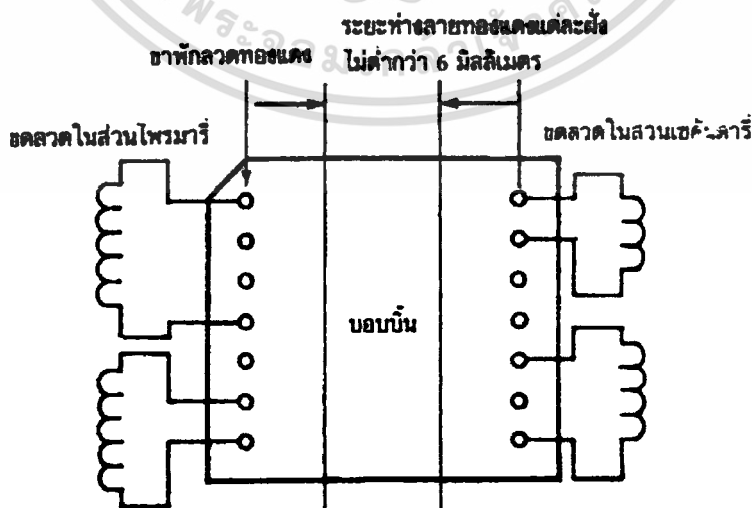
บอบบิ้นทำจากพลาสติกและสามารถถูกตีไฟได้เช่นเดียวกับกรณีของเทปฉนวน ดังนั้นตามมาตรฐานความปลอดภัยแล้ว เมื่อกดพลาสติกที่นำมาฉีกขึ้นรูปเป็นบอบบิ้นจึงต้องเป็นวัสดุที่ไม่ติดไฟ บอบบิ้นมาตรฐานสำหรับหม้อแปลงสวิตช์ควรทำจากวัสดุที่มีลักษณะการติดไฟอยู่ในกลุ่ม V-0 , V-1 หรือ V-2 ( มาตรฐาน IEC ) โดยทั่วไปผู้ผลิตบอบบิ้นมักจะใช้วัสดุที่ผ่านมาตรฐานทดสอบของ UL ( UL 94 ) เช่น วัสดุในกลุ่ม 94V-0 , 94V-2 เป็นต้น ซึ่งก็สามารถใช้ได้เช่นเดียวกัน

#### 7.11.2 การออกแบบเพื่อความปลอดภัยจากการถูกไฟฟ้าดูด

เนื่องจากหม้อแปลงสวิตช์นั้นจะต้องพันขดลวดไพรมารีและขดลวดเซคันดารี บนแกนบอบบิ้นเดียวกัน สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ถ้าไม่มีการแยกส่วนจากกันทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีแล้ว หากมีข้อบกพร่องเกิดขึ้นที่ขดลวด ผู้ใช้อาจเกิดอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดได้ ดังนั้นเพื่อความปลอดภัยทางไฟฟ้าในขั้นต้น ผู้ออกแบบควรพิจารณาออกแบบหม้อแปลงสวิตช์ให้เกิดความปลอดภัยทางไฟฟ้าดังนี้คือ

##### 1. แยกส่วนระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีที่ขาของบอบบิ้น

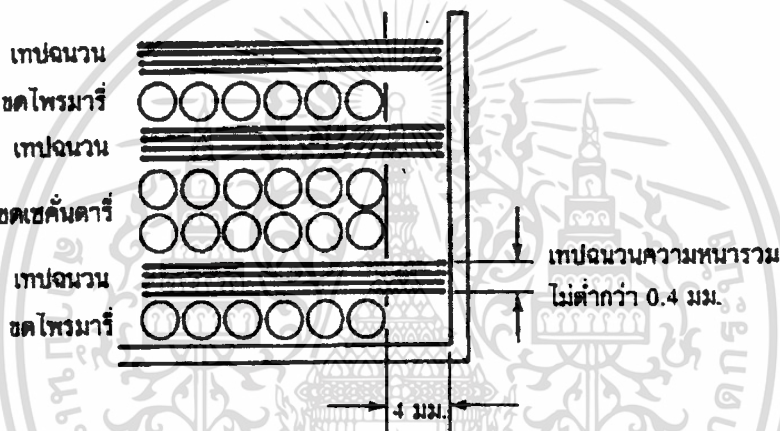
โดยทั่วไปแล้วบอบบิ้นจะมีการเรียงขาหักลวดทองแดงบนตัวมันเช่นเดียวกับขาไอซี โดยแบ่งขาออกเป็นสองแถว ในการออกแบบหม้อแปลงสวิตช์ควรแยกส่วนของขดไพรมารีและขดเซคันดารีให้แยกกันอยู่คนละแถวโดยเฉพาะไป ดังรูปที่ 7.36



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 7.36 แสดงการพันขดลวดบนบอบบิ้นในลักษณะแยกฝั่ง ขดไพรมารี และ ขดเซคันดารีไว้  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งที่ขาหักลวดของบอบบิ้น และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2. แยกส่วนระหว่างขดไพรมารีและเซคันดารีด้วยเทปฉนวน

ให้แยกส่วนระหว่างขดไพรมารีและเซคันดารีบนบอบบิ้นด้วยเทปฉนวน ความหนาของเทปฉนวนที่ใช้กันระหว่างขดต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 0.4 มิลลิเมตร ( อาจทำได้โดยใช้เทปฉนวนที่มีความหนา 0.1 มิลลิเมตร พันทับ 4 รอบ หรือ 0.05 มิลลิเมตร พันทับ 8 รอบ ให้ได้ความหนา 0.4 มิลลิเมตร ) เทปฉนวนต้องมีความกว้างเท่ากับขนาดความกว้างของบอบบิ้น และการพันขดลวดให้เหลือระยะห่างจำเป็น ( creepage ) ระหว่างขดลวดและขอบของบอบบิ้นไม่ต่ำกว่า 4 มิลลิเมตรด้วย ดังแสดงไว้ใน รูปที่ 7.37



รูปที่ 7.37 แสดงการแยกส่วนขดลวดไพรมารีและขดลวดเซคันดารีด้วยเทปฉนวนบนบอบบิ้น

และในกรณีการพันขดลวดแบบแยกพัน ต้องใช้เทปฉนวนพันกันระหว่างขด ไพรมารีและเซคันดารีทุกตำแหน่งที่มีการทับซ้อนกัน และเพื่อเพิ่มความปลอดภัย ควรพันเทปฉนวนทับขดลวดชั้นบนสุด ให้มีความหนาของเทปฉนวนไม่ต่ำกว่า 0.4 มิลลิเมตรเอาไว้ด้วย ถึงแม้ว่าขดลวดชั้นบนสุดจะเป็นขดเซคันดารีก็ตาม

## บทที่ 8 ภาคเอาต์พุต

### 8.1 บทนำ

โดยทั่วไปแล้ว ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิง สามารถออกแบบให้จ่ายแรงดันได้ไม่ว่าจะเป็นเพียงระดับเดียวหรือหลาย ๆ ระดับ ( ขึ้นอยู่กับการออกแบบหรือแปลงว่าจะจ่ายแรงดันค่านุติยคุณต้องการที่ระดับกี่ชนิดนั่นเอง ) ส่วนกำลังไฟฟ้าของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงที่พบเห็นในท้องตลาดก็มีตั้งแต่วัตต์ต่ำ ๆ จนถึงวัตต์สูง ๆ เป็นพันวัตต์เลยทีเดียวในภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงที่ต้องการคุณภาพสูง ๆ นั้นแน่นอนย่อมจะต้องใช้อุปกรณ์ที่มีคุณภาพดีเป็นพิเศษไม่ว่าจะเป็นไดโอดชนิด Schottky หรือชนิด Fast Recovery ตัวเก็บประจุแบบ ESR ตำแหน่งที่ใส่ตัวเหนี่ยวนำที่ไร้สำหรับ สะสมพลังงานในทางทฤษฎีนั้นก็เพื่อที่จะลดสัญญาณรบกวนที่จะเกิดขึ้นที่ภาคเอาต์พุตให้น้อยที่สุด

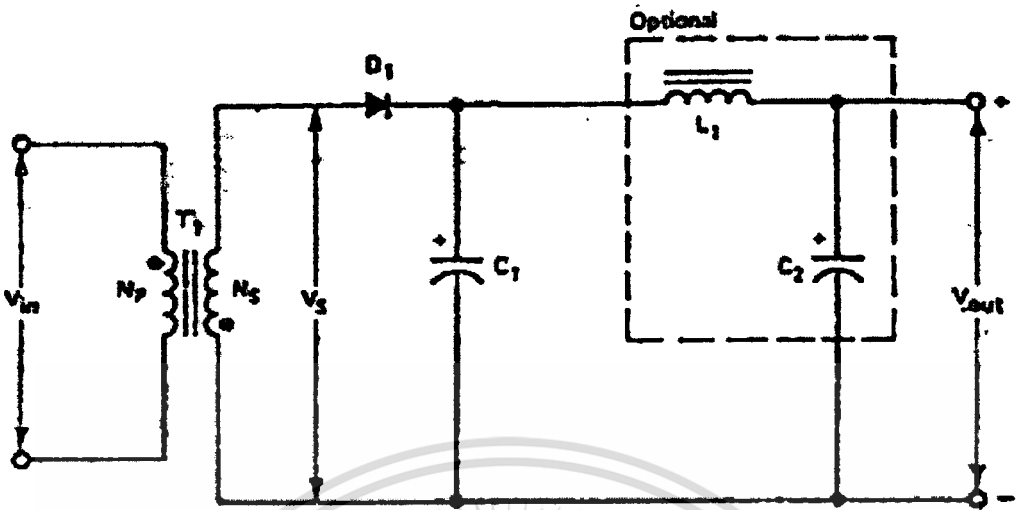
### 8.2 ลักษณะของวงจรเรียงกระแสภาคเอาต์พุต และวงจรกรองแรงดัน

การที่จะเลือกว่า แหล่งจ่ายไฟสวิตชิงจะใช้วงจรเรียงกระแส และวงจรกรองแรงดันรูปแบบใดนั้นย่อมขึ้นอยู่กับชนิดของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงนั้นด้วยเช่นแหล่งจ่ายไฟ CONVERTER แบบ FLYBACK เหมาะสมที่จะใช้ภาคเอาต์พุตดังรูป 8.1 โดยหม้อแปลง T1 ทำหน้าที่เป็นตัวเหนี่ยวนำเก็บสะสมพลังงานในตัว ไดโอด D1 กับตัวเก็บประจุ C1 เป็นตัวเรียงกระแส และกรอบสันประสีเหลี่ยมมันจะใส่เพื่อต้องการลดแรงดันกระชากจากการสวิตชิงเมื่อความถี่สูง

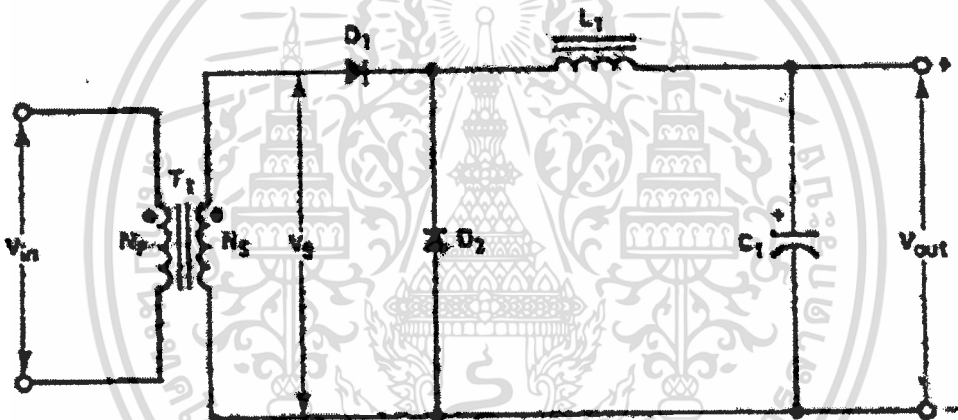
แพ็คเกจที่จำเป็นอย่างยิ่งในการออกแบบภาคเอาต์พุตที่น่าสนใจก็คือ อัตราทนแรงดัน ไฟตรงอย่างน้อยที่สุดของไดโอดเรียงกระแส ( Minmum dc bloking Voltage ) ซึ่ง CONVERTER แบบ FLYBACK นั้นไดโอดเรียงกระแส D1 ควรจะมีอัตราทนแรงดันไฟตรงย้อนกลับ (Reverse Voltage rating) เท่ากับ  $[ 1.2 V_{in} ( N_s / N_p ) ]$  เป็นอย่างน้อยส่วนภาคเอาต์พุตของ CONVERTER แบบ Forward แสดงในรูปที่ 8.2

ไดโอด D1 and D2 จะสลับกับนำกระแส จึงเป็นผลทำให้กระแสจ่ายไปยังเอาต์พุต อย่างเต็มที่ โดยอัตราทนแรงดันย้อนกลับเท่ากับ  $[ 1.2 V_{in} ( N_s / N_p ) ]$  เป็นอย่างน้อยเช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงแบบ FLYBACK แบบ PUSH-PULL, HALF-BRIDGE, FULL-BRIDGE นั้นแสดงในรูปที่ 8.3 การทำงานของวงจรเหมือนกัน CONVERTER แบบ FORWARD ทุกประการ แต่อัตราทนแรงดันย้อนกลับอย่างน้อยที่สุดเท่ากับ  $[ 2.4 V_{out} ( N_s / N_p ) ]$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.1 ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงแบบ FLYBACK



รูปที่ 8.2 ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงแบบ FORWARD

### 8.3 ลักษณะสมบัติของวงจรเรียงกระแสสำหรับการออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิง

คุณสมบัติวงจรเรียงกระแสที่ดีสำหรับแหล่งจ่ายไฟสวิตชิง คือ

1. ต้องมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำที่สุด
2. มีความเร็วในการสวิตชิงสูง
3. มี POWER HANDLING CAPABILITY เพียงพอ

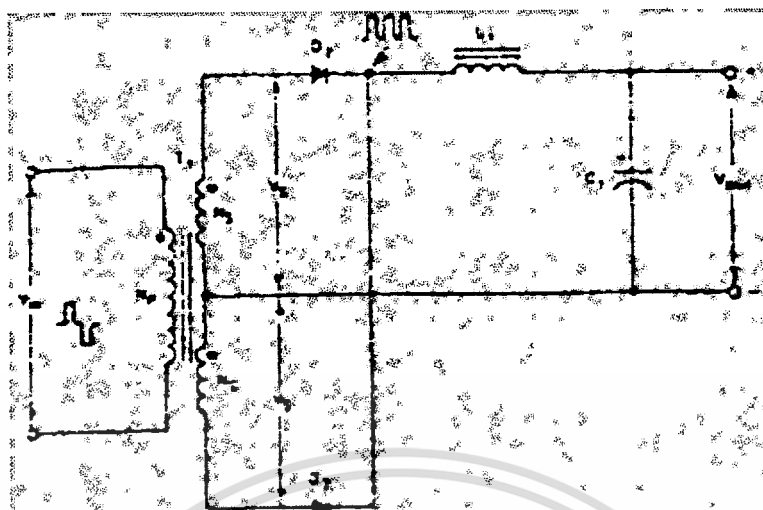
เป็นผลทำให้ไดโอดที่จะนำมาใช้เป็นวงจรเรียงกระแสจำเป็นต้องใช้ไดโอดชนิดพิเศษ ซึ่งไดโอดเรียงกระแสที่พบแพร่หลายในแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงมีอยู่หลายชนิดแต่ในที่นี้จะกล่าวเพียง 3 ชนิด ที่นิยมใช้คือ

#### 1. HIGH-EFFICIENCY FAST RECOVERY

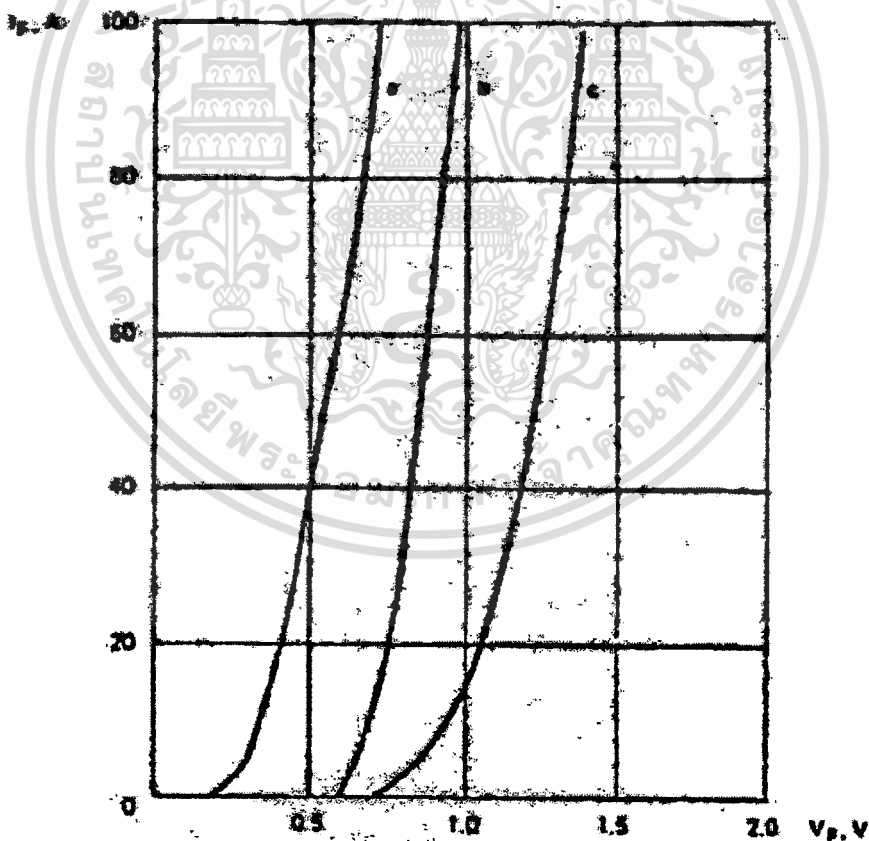
#### 2. HIGH-EFFICIENCY VERY FAST RECOVERY

#### 3. SCHOTTKY BARRIER RECTIFYERY

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังเป็นข้อมูลเบื้องต้นและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.3 ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงแบบ PUSH - PULL, HALF-BRIDGE AND FULL - BRIDGE



รูป 8.4 แสดงลักษณะสมบัติของไดโอดทั้ง 3 ชนิด ขณะนำกระแส

a) SCHOTTKY BARRIER RECTIFIERS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ b) A VERY FAST RECOVERY ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ c) A FAST RECOVERY อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟลักษณะสมบัติขณะนำกระแสของไดโอดทั้ง 3 ชนิด ในรูปที่ 8.4 สังเกตพบว่าไดโอดชนิด SCHOTTKY นั้นมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำที่สุด แต่อย่างไรก็ดีไดโอดทั้งสามชนิดก็ยังมีรายละเอียดอีกมากมายที่น่าสนใจดังจะกล่าวต่อไป

### 8.3.1 ไดโอดชนิด Fast and Very Fast Recovery

ถึงแม้ว่าไดโอดชนิด Fast and Very Fast Recovery นั้นจะมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างสูงประมาณ 0.8 - 1.2 V ก็ตามแต่ไดโอดชนิดนี้ก็มีอัตราการแรงคืนย้อนกลับสูง นิยมใช้ไดโอดชนิดนี้ในงานที่ต้องการกำลังต่ำจนถึงกำลังขนาดปานกลางให้แรงคืนเอาท์พุท 12 โวลต์ขึ้นไป เนื่องจากในปัจจุบันแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งจะต้องทำงานในย่านความถี่ ตั้งแต่ 20 KHz เป็นต้นไป การนำไดโอดชนิด Fast and Very Fast Recovery มาใช้ย่อมเป็นการช่วยลดช่วงเวลา Reverse Recovery ( trr ) ลงได้ปกติแล้วจะเลือกค่า ( trr ) ของไดโอดให้น้อยกว่าของทรานซิสเตอร์สวิตชิ่งอย่างน้อย 3 เท่าข้อดีอีกอย่างหนึ่งของไดโอดชนิดนี้คือ ช่วงลดแรงดันกระชากที่เกิดจากริปเปิ้ล ( ripple ) ของแรงคืนเอาท์พุท และทนต่ออุณหภูมิขณะใช้งานได้สูงถึงประมาณ 175°C โดยส่วนมากจะแสดงในรูปแบบของกราฟใช้งานใน DATA SHEET ซึ่งผู้ออกแบบสามารถคำนวณกระแสเอาท์พุทขณะใช้งานกับอุณหภูมิได้โดยตรง

### 8.3.2 ไดโอดชนิด SCHOTTKY BARRIER RECTIFIER

จากกราฟลักษณะสมบัติของไดโอดชนิด SCHOTIKY BARRIER RECTIFIER ในรูปที่ 8.4 มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำประมาณ 0.5 V และต้องการความเร็วในการสวิตชิ่งสูงเนื่องจากช่วงเวลา trr ของไดโอดชนิด SCHOTTKY BARRIER RECTIFIER นั้นมีค่าน้อยมาก ๆ จนสามารถตัดทิ้งไปได้ แต่ได้ไดโอดชนิด FAST AND VERY FAST RECOVERY อยู่ 2 ประการคือ

ประการแรกมีอัตราการแรงคืนย้อนกลับต่ำประมาณ 100 V

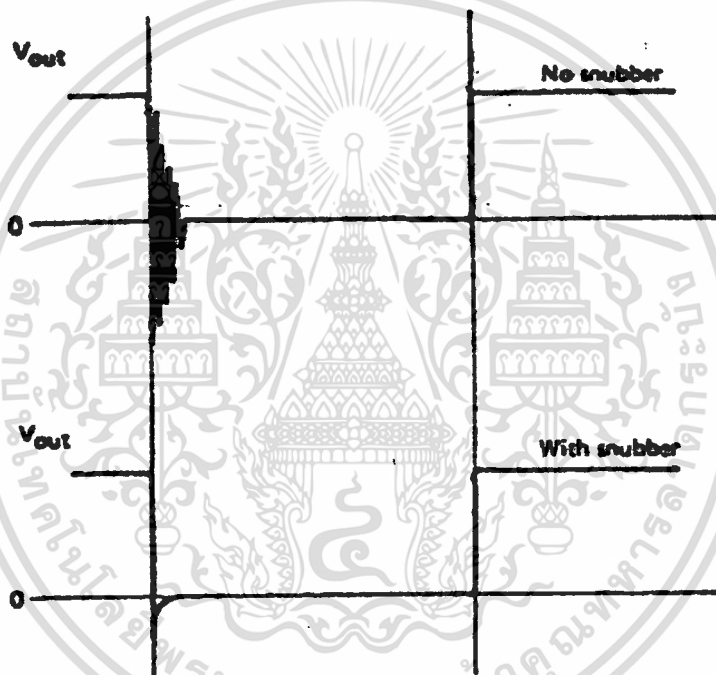
ประการที่สองมีกระแสรั่วไหลย้อนกลับค่อนข้างสูงเป็นผลให้เกิดความร้อนสูงอย่างไรก็ดีปัญหาเหล่านี้ สามารถแก้ไขได้โดยใช้อุปกรณ์ ป้องกันการโอเวอร์โวล และการเลือกอุณหภูมิ ขณะใช้งานให้เหมาะสม

### 8.3.3 การกำจัดแรงดันทรานเซียนท์ ( TRANSIENT OVERVOLTAGE SUPPRESSION )

ย้อนกลับไปพิจารณาวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นในรูปที่ 8.3 ไดโอด D1 และ D2 เป็นไดโอดชนิด SCHOTTKY แรงคืน Vs ที่ตกคร่อมแต่ละครั้งของหม้อแปลงค้ำทุติยภูมิที่แทบ

เอกสารนี้ออกมามีค่าเท่ากับ  $2 V_{out}$  เป็นอย่างน้อยดังนั้นไดโอดแต่ละตัวจะต้องสามารถทนแรงคืน ได้เท่ากับ  $2 V_s$  ขณะเปิดวงจรหรือ  $V_{out}$  ไม่ว่าจะเปิดหรือปิดก็จะต้องป้องกันและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากภายในหม้อแปลงความถี่สูงนั้นจะประกอบด้วยความเหนี่ยวนำรั่วไหล LEAKAGE INDUCTANCE รวมกับค่าความเก็บประจุระหว่างรอยต่อของไดโอดเสมือนเป็นวงจรจูน tuned circuit เป็นผลทำให้เกิดแรงดันของไดโอดก็จะเป็นอันตรายกับไดโอดได้เทคนิคหนึ่งที่จะช่วยแก้ปัญหานี้ได้ คือ การเพิ่มวงจร RC สแน็บเบอร์จะช่วยลดแอมพลิจูดของแรงดันให้อยู่ในระดับที่ปลอดภัย ดังในรูปที่ 8.5 การต่อเพิ่มวงจร RC สแน็บเบอร์ สามารถทำได้ 2 วิธี คือ ต่อคร่อมไดโอดแต่ละตัว เมื่อต้องการกระแสเอาต์พุตสูง ๆ ดังรูป 8.6 A หรือใช้วงจร RC สแน็บเบอร์เพียงชุดเดียวต่อคร่อมที่ขั้วทุติยภูมิของหม้อแปลงเมื่อต้องการกระแสเอาต์พุตต่ำ ๆ ดังรูป 8.6 B อีกวิธีหนึ่งโดยการใช้ ซีเนอร์ไดโอดต่อคร่อม ดังในรูป 8.6 C เพื่อป้องกันมิให้แรงดันเกินกว่าระดับที่ปลอดภัย



รูปที่ 8.5 รูปสัญญาณรูปบนแสดงสัญญาณระหว่างช่วงเวลาทีไดโอดเปิดวงจรโดยปราศจากการป้องกันของวงจรสแน็บเบอร์ และรูปล่างแสดงสัญญาณเพื่อใช้วงจรสแน็บเบอร์แล้ว

ค่าความต้านทานสแน็บเบอร์  $R_s$  หาได้จาก

$$R_s = \sqrt{\frac{L_t / C_j}{n}}$$

เมื่อ  $L_t$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง  $\mu\text{H}$

$C_j$  คือ ค่าความเก็บประจุของรอยต่อไดโอด  $\text{pF}$

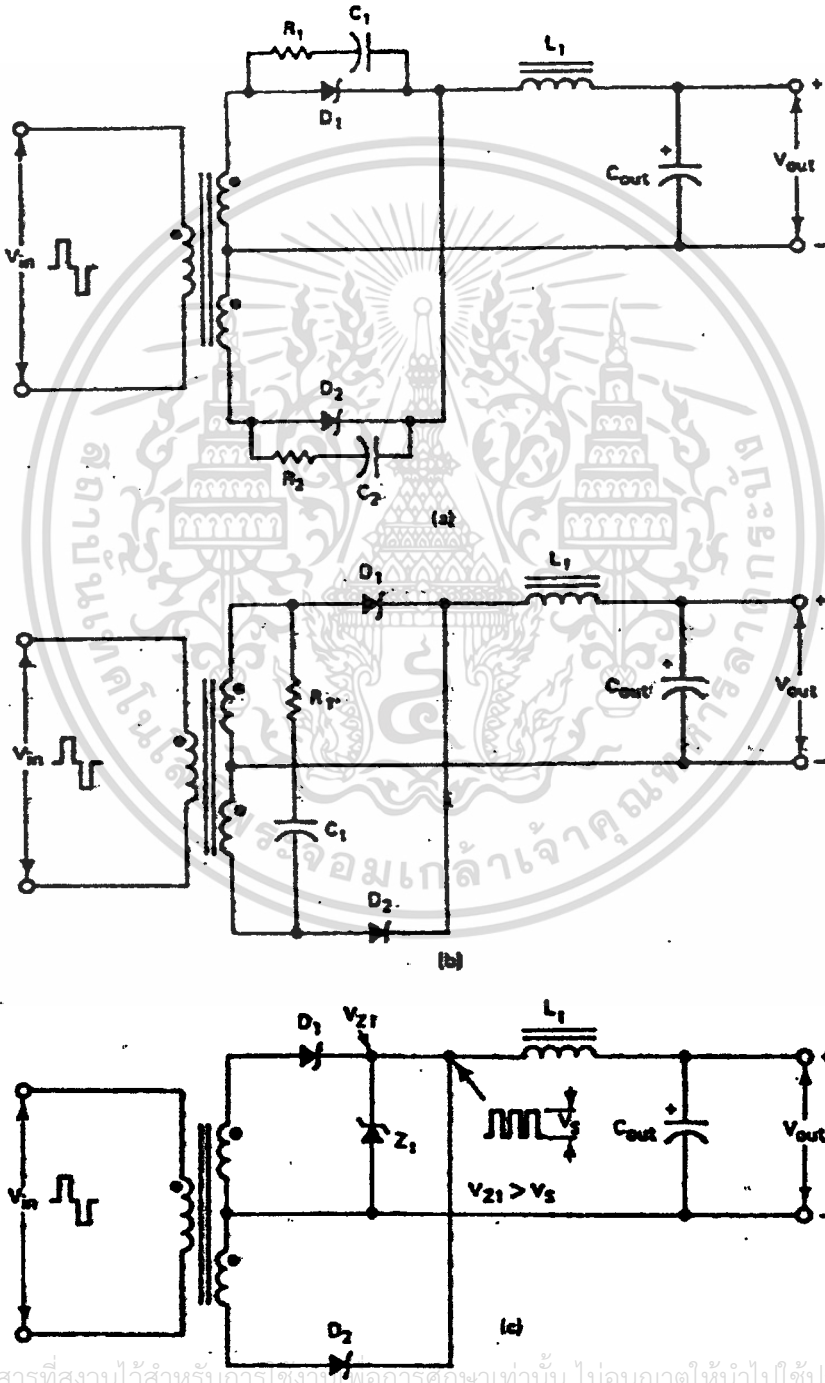
$n$  คือ สัดส่วนการพันระหว่างขดปฐมภูมิกับทุติยภูมิ ( $N_p / N_s$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่เปลี่ยนแปลงเนื้อหาและดัดแปลงข้อมูลของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ค่าของตัวเก็บประจุสับเบอรัสามารถเลือกได้ตามต้องการตั้งแต่ 0.01 ถึง 0.1  $\mu\text{F}$  กำล้างไฟฟ้าสถิตย์ที่เกิดขึ้นที่ตัวต้านทานหาได้จาก

$$Pr = 1/2 Cs (VIN/n)^2 f$$

เมื่อ  $f$  คือ ความถี่ของ CONVERTER ขณะทำงาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น รูปที่ 8.8 การป้องกันไดโอดเรียงกระแสขณะเปิดวงจรของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 8.3.4 ความสามารถในการทนกระแสของไดโอดเรียงกระแสสำหรับ CONVERTER แบบ FLYBACK, FORWARD AND PUSH - PULL FLYBACK CONVERTER

$$I_{FM} = 2I_{OUT} / 1 - \delta_{max}$$

เมื่อ  $\delta_{max}$  คือ ดิวตี้แฟกเตอร์สูงสุดของ CONVERTER

สมมติ  $\delta_{max}$  ของ CONVERTER แบบ FLYBACK เท่ากับ 0.45 ดังนั้น

$$I_{FM} = 3.61 I_{OUT}$$

ตัวอย่างที่ 8.1 จำนวนหาอัตราทนกระแสของวงจรเรียงกระแสที่ทุกของ CONVERTER แบบ FLYBACK ขนาด 100 W ซึ่งจ่ายแรงดันไฟตรได้ 5 V กระแส 20 A ดิวตี้แฟกเตอร์ และ ความถี่ขณะใช้งานเท่ากับ 0.45 และ 20 KHZ ตามลำดับ

วิธีการแก้ปัญหา สามารถใช้สมการที่ 6.4 หาอัตราทนกระแสของไดโอดได้ทันที

$$\begin{aligned} I_{FM} &= 3.6 I_{out} \\ &= 3.6 (20) = 72 \text{ A} \end{aligned}$$

### FORWARD CONVERTER AND PUSH - PULL CONVERTER

$$I_{FM} = I_{out}$$

เมื่อ  $\delta_D$  คือ ดิวตี้แฟกเตอร์ของไดโอดเรียงกระแสและไดโอด Free wheeling

ตัวอย่างที่ 8.2 จำนวนหาอัตราทนกระแสของไดโอดโดย CONVERTER เป็นแบบ FORWARD โดยให้เงื่อนไขต่าง ๆ จากตัวอย่าง ที่ 8.1 และแรงดันไฟสับอินพุตอยู่ในย่าน 90 ถึง 130 V

วิธีแก้ปัญหา จากสมการที่ 8.5 หาอัตราทนกระแสของไดโอดเรียงกระแส

$$I_{FM} = I_{out} \delta_D$$

$$= 20 (0.45) = 9 \text{ A}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสขนาด 10 A ที่ควิตซ์เกิด 45 เปอร์เซ็นต์ โดยที่ควิตซ์แพกเตอร์สูงสุดของไดโอด Free Wheeling เท่ากับ

$$\delta_{DF} = 1 - \min$$

หา  $V_{in \min} = 90\sqrt{2} - 20 \text{ dc}$   
 $= 160 \text{ V dc}$

เลือก  $V_{in \min} = 100 \text{ V dc}$

และหา  $V_{in \max} = 130\sqrt{2}$   
 $= 182 \text{ V dc}$

เลือก  $V_{in \max} = 190 \text{ V dc}$

ดังนั้นสมการ 8.6

$$\delta_{DF} = 1 - 0.45 (100 / 190)$$

$$= 0.76$$

และอัตราทนกระแสของไดโอด Free Wheeling จะเท่ากับ

$$I_{FM} = 20(0.76) = 15.2 \text{ A}$$

เลือกไดโอดขนาด 20 A ที่ควิตซ์เกิด 76 เปอร์เซ็นต์

ตัวอย่างที่ 8.3 จำนวนอัตราทนกระแสสูงสุดของไดโอดแต่ละตัวของ CONVERTER แบบ HALF-BRIDGE โดยใช้เงื่อนไขต่าง ๆ จากตัวอย่างที่ 8.1

วิธีการแก้ปัญหา หากคาบเวลาการสวิตซ์ของ CONVERTER

$$T = 1/f = 1/20 \text{ kHz} = 50 \mu\text{s}$$

สมมติว่า DEADTIME ของ CONVERTER ในแต่ละครึ่งไซเคิลเท่ากับ 50  $\mu\text{s}$  เพราะฉะนั้น

ควิตซ์แพกเตอร์ของไดโอดแต่ละตัวจะได้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\delta_{DR} = 20 / 50 = 0.4$$

จากสมการจะได้

$$I_{FM} = 20 (0.4) = 8 \text{ A}$$

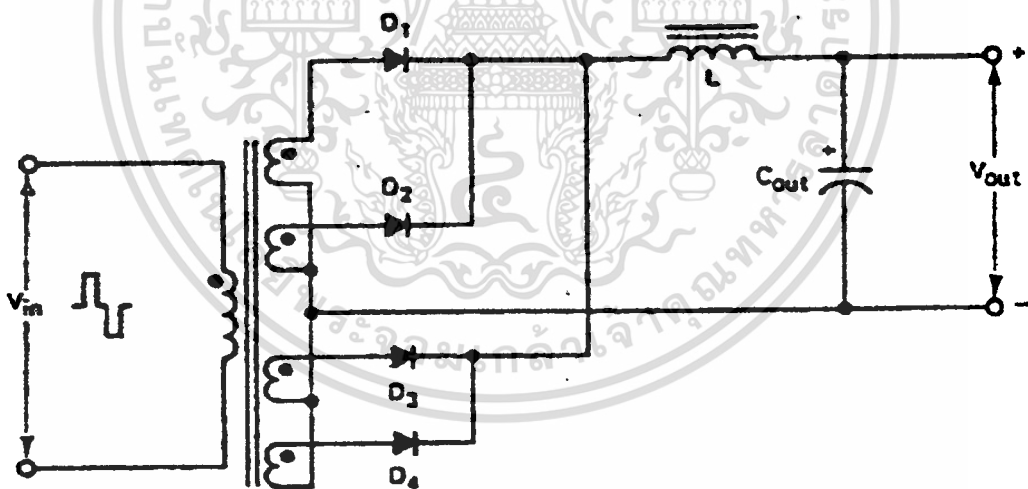
ดังนั้นไดโอดเรียงกระแสจึงมีอัตราทนกระแสเท่ากับ 8 A ที่ควัดไซเกิล 40 % ( ในทางปฏิบัติ จะเลือกไดโอดเรียงกระแสขนาด 10 A )

จากที่กล่าวมาแล้วใน CONVERTER แบบ PUSH-PULL ไดโอดเรียงกระแสตัวหนึ่งจะทำหน้าที่เป็นไดโอด FREE WHEELING ด้วยในขณะที่ไดโอดเรียงกระแสตัวอื่นเปิดวงจร ในกรณีนี้ เมื่อให้อิโอดแต่ละตัวใช้เวลาในการนำกระแสเมื่อเป็น FREE WHEELING จะเท่ากับ 5  $\mu$ S

$$\text{ดังนั้น} \quad \delta_{DF} = 5 / 50 = 0.1$$

$$\text{เพราะฉะนั้น} \quad I_{FDM} = 20 (0.1) = 2 \text{ A}$$

ในกรณีที่ต้องการกระแสเอาต์พุตสูง ๆ สามารถทำได้โดยนำไดโอดมาต่อขนานกันเพื่อแบ่งกระแสโหลด ดังรูปที่ 8.7 แสดงลักษณะการต่อขนานไดโอด



รูปที่ 8.7 เทคนิคการจ่ายกระแสโหลดได้สูงขึ้นโดยการขนานไดโอด

#### 8.4 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุต ( OUTPUT POWER INDUCTOR )

ในส่วนของการออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลังด้านเอาต์พุตนั้น มีลักษณะคล้ายกับการออกแบบภาคกรองแรงดัน โดยตัวเหนี่ยวนำที่จะกล่าวต่อไปนี้มีหน้าที่อยู่ 2 หน้าที่คือ

1. เป็นตัวเก็บสะสมพลังงานในช่วงเวลาเปิดวงจร ในทางทฤษฎีแล้วก็เพื่อเป็นตัวรักษาให้มี

การจ่ายกระแสเอาต์พุตไปยังโหลดอย่างต่อเนื่อง

2. เพื่อกรองแรงดันให้เรียบ และลดแรงดันรบกวนที่เอาท์พุทให้อยู่ในระดับแรงดันที่ยอมรับได้ ในปัจจุบัน การเลือกใช้แกนตัวเหนี่ยวนำ ก็เป็นส่วนสำคัญควบคู่กับการออกแบบ ที่เกี่ยวข้องกับ ความถี่สูง วัสดุที่นิยมนำมาใช้เป็นแกนตัวเหนี่ยวนำมากได้แก่ แกนเฟอร์ไรต์ แกนไอรอนเพาเตอร์ (IRON POWDER) และแกนมอลิเพอร์มอลลอย (MOLYPERMALLOY, MPP) ซึ่งแกนทั้งหมด ที่กล่าวมานี้ล้วนแต่มีคุณสมบัติที่ดีเหมาะสมกับงานด้านการออกแบบตัวเหนี่ยวนำกำลัง โดยมีตัวแปร เช่น ราคา น้ำหนัก ขนาด รูปร่าง ตลาด แม้กระทั่งโรงงานผู้ผลิตจะเป็นส่วนช่วยในการเลือกและการตัดสินใจอีกครั้ง

แกนไอรอนเพาเตอร์และ MMP ส่วนใหญ่จะผลิตมาในรูปแบบทอริอย (TORIOD) เนื่องจาก มีคุณสมบัติดังนี้

1. ความหนาแน่นฟลักซ์อิ่มตัวสูง  $B_{sat}$  ถึง 8000 G
2. เก็บสะสมพลังงานได้มากกว่า
3. มีขนาดให้เลือกใช้มาก

พิจารณาภาคเอาท์พุทของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งแบบ HALF-BRIDGE จากรูปที่ 8.8 B รูปสัญญาณ  $E_{in}$  และ  $E_{out}$  แสดงในรูป 8.8 B

จากทฤษฎีไฟฟ้าพื้นฐาน แรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ

$$V_L = L \frac{di}{dt}$$

ซึ่ง

$$V_L = E_{in} - E_{out}$$

และ

$$\frac{di}{dt} = \frac{\Delta I_L}{\Delta t}$$

ดังนั้นสมการ 8.7 แก้มการ เพื่อหาค่า  $L$  ได้ดังนี้

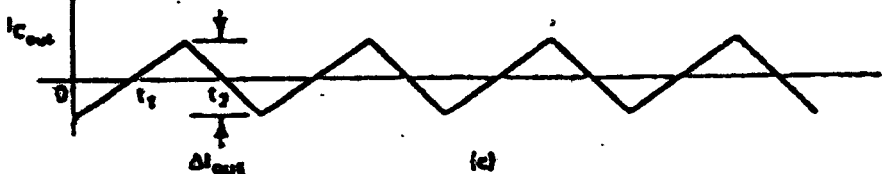
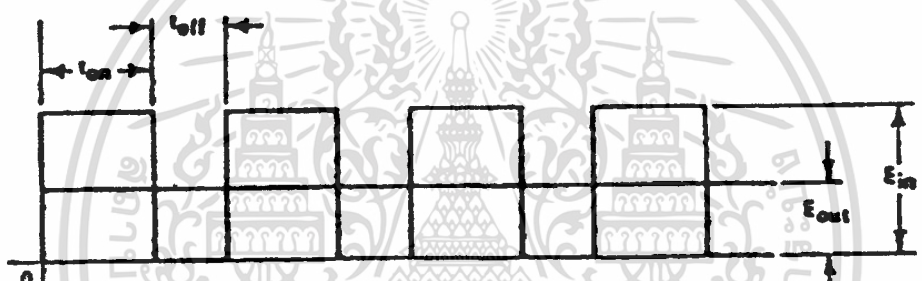
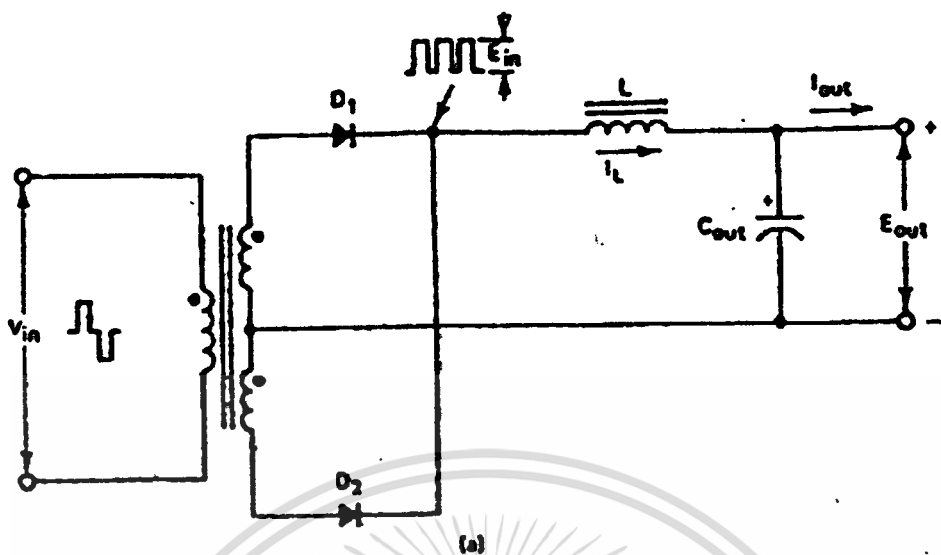
$$L = \frac{(E_{in} - E_{out}) \Delta t}{\Delta I_L}$$

ในกรณีของ CONVERTER แบบ HALF-BRIDGE OR FULL-BRIDGE แรงดันอินพุท

$E_{in}$  จะมีค่าเป็นสองเท่าของแรงดันเอาท์พุท  $E_{out}$  ที่แรงดันด้านขดปฐมภูมิสูงสุด  $V_{in}$

ดังรูปที่ 8.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 คำนวณ  $E_{out} = E_{in} - E_{out}$   
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 8.8 a) ภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟสวิทช์แบบ HALF - BRIDGE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ b),c) แสดงรูปสัญญาณของแรงดันและกระแสที่นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่วงเวลา  $\Delta t$  จึงเท่ากับช่วงเวลา DEAD TIME สูงสุด หรือ ช่วง  $t_{off}$  ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างการทำงานสลับกันในแต่ละครึ่งไซเคิลของสวิตช์แต่ละตัว ดังนั้นหน้าที่ของไข้คจึงอยู่ในช่วงนี้ คือ ถ่ายกระแสเอาต์พุตอย่างต่อเนื่องในช่วงเวลา DEADTIME โดยช่วงเวลานี้สามารถหาได้จาก

$$T = t_{off} = \frac{1}{2} \left[ \frac{(1 - E_{OUT} / E_{IN})}{f} \right]$$

เมื่อ  $f$  คือ ความถี่ของ CONVERTER ขณะทำงาน kHz ในทางปฏิบัติเพื่อให้ได้เอาต์พุตที่ราบเรียบ  $I_L$  จะต้องมีค่าไม่เกิน  $0.25 I_{OUT}$  ดังนั้นสมการ 8.7 สามารถเขียนได้ใหม่ดังนี้

$$L = \frac{(E_{OUT} t_{off})}{0.25 I_{OUT}}$$

ตัวอย่างที่ 8.4 ต้องการแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตช์แบบ HALF-BRIDGE ขนาด 100 W, 20 KHZ จ่ายแรงแดันเอาต์พุต 5 V, 20 A คำนวนหาความเหนี่ยวนำเอาต์พุต  $L$  กำหนดให้ใช้แกนเฟอร์ไรต์

วิธีการแก้ปัญหา คำนวนหา  $T_{off}$  สูงสุดจากสมการ 8.9

$$T_{off} = \frac{1 - (E_{OUT} / E_{IN})}{2f}$$

แทนค่า

$$T_{off} = \frac{1 - (5 / 10)}{40 * 10^3}$$

$$= 12 \mu S$$

หาค่า  $L$  จากสมการ 8.10

$$L = \frac{E_{OUT} t_{off}}{0.25 I_{OUT}}$$

แทนค่า

$$L = \frac{5 * 20 * 10^{-6}}{0.25 * 20}$$

$$= 12 \mu H$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลือกขนาดของแกนที่เล็กที่สุดจากสมการข้างล่าง

$$A_e A_c = \frac{(5.067) 10^8 (L_{OUT} D^2)}{k B_{max}}$$

เมื่อ K คือ ค่าคงที่ ( 0.4 สำหรับทอรอยด์ และ 0.8 สำหรับบอบบิ้น )

D คือ เส้นผ่าศูนย์กลางของเส้นลวดที่ไข

Ae คือ พื้นที่ของแกน

Ac คือ พื้นที่หน้าตัดบอบบิ้น

เลือกค่าความหนาแน่นกระแสเท่ากับ 400 Cm/A จากโจทย์ต้องการกระแส 20 A ดังนั้นขนาดของเส้นลวดที่ไขเท่ากับ  $400 * 20 = 8000$  cm ตรงกับเส้นลวดเบอร์ 11 AWG จากตาราง ได้เส้นผ่าศูนย์กลางเท่ากับ 0.948 นิ้ว เลือกค่า  $B_{max}$  เท่ากับ 2000 G ดังนั้น

$$A_e A_c = \frac{5.067 * 10^8 * 12 * 10^{-6} * 20 * 0.0948^2}{0.8 * 2000} = 0.683 \text{ cm}$$

จากแผ่นข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์แบบ POT ระบุว่า  $A_e = 1.38$  cm และ  $A_c = 0.587$  cm ดังนั้น  $A_e A_c = 0.81$  cm คำนี้อาจใช้ได้ แต่ปกติแล้วจะเลือกแกนที่ใหญ่กว่านี้เล็กน้อยเพื่อสวมได้พอดี ในทางปฏิบัติแล้วอาจจะแนะนำให้พันเส้นลวดชิดกันมากที่สุด เพื่อเพิ่มพื้นที่หน้าตัดตัวนำ และลดผลสูญเสียจาก SKIN-EFFECT

เนื่องจากการที่ขดลวดโซลิดได้รับไฟตรงไบแอสค่อนข้างสูง แกนที่ไขจึงจำเป็นต้องมีช่องว่างอากาศเพื่อหลีกเลี่ยงการอิ่มตัว โดยระยะห่างของช่องว่างอากาศหาได้จาก

$$I_g = \frac{(0.4 \pi L_{OUT})^2 10^8}{A_E B_{max}}$$

แทนค่า

$$I_g = \frac{0.4 * 3.14 * 12 * 10^{-6} * 20^2 * 10^3}{2.02 * 2000^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และสัดส่วนการพันคำนวณได้จาก

$$N = \frac{B_{\max} I_g}{0.4 I_{\text{OUT}}}$$

$$N = 2000 * 0.0746$$

$$= 5.94 \text{ รอบ}$$

ดังนั้นใช้เส้นลวดเบอร์ 11 AWG พัน 6 รอบ ปกติการเลือกไซ้ขนาดของเส้นลวดจะใช้เส้นลวดที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางเล็กกว่าเท่าตัวพันคู่กันไป เพื่อเพิ่มจำนวนรอบการพันทำให้การกรองแรงดันดีขึ้น และลดผลสูญเสียของ SKIN EFFECT ทั้งยังเป็นการเพิ่มจำนวนตัวนำเพื่อลดการสูญเสียในรูปของความร้อนลงด้วย

#### 8.5 การออกแบบตัวเก็บประจุทางเอาท์พุท

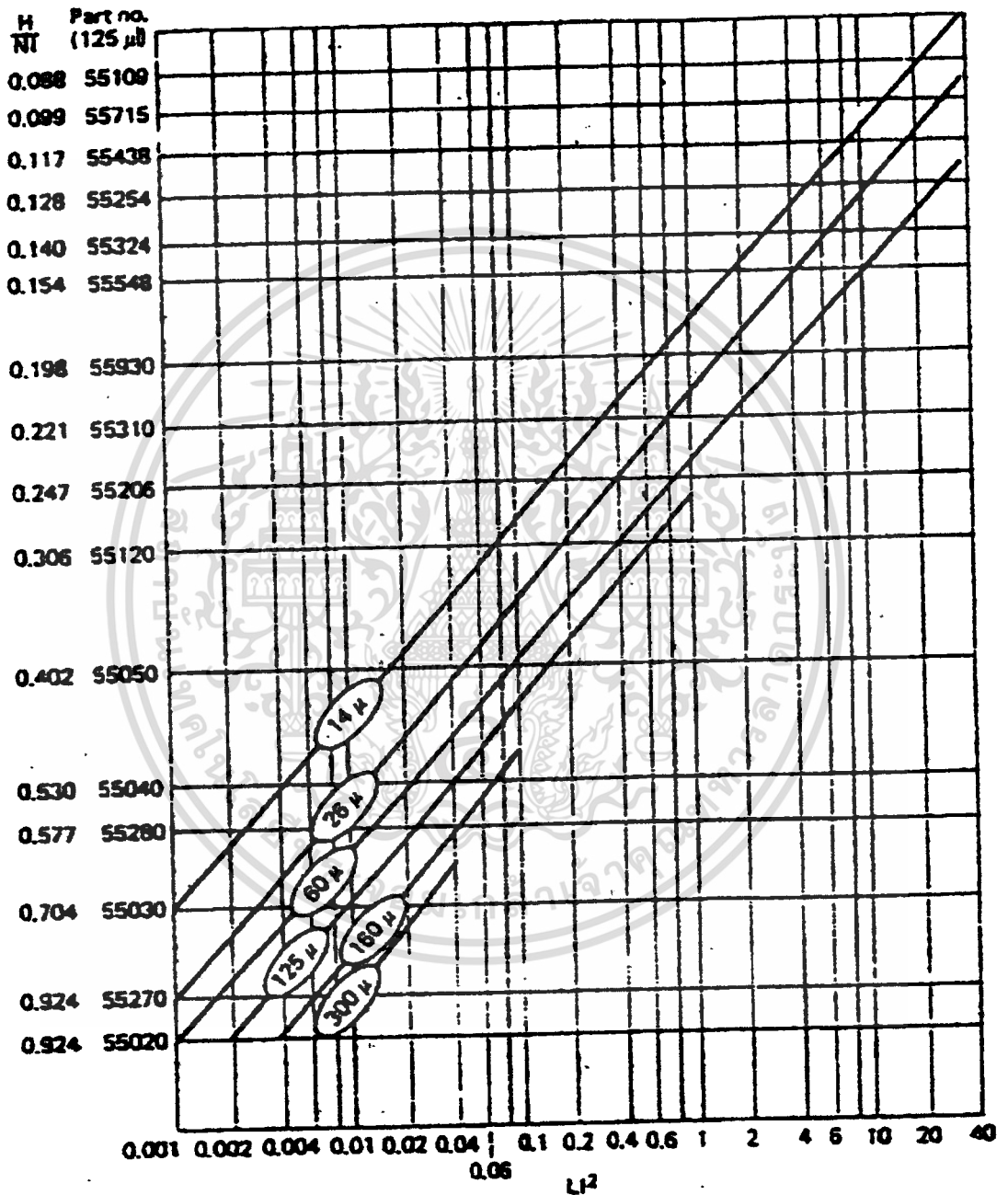
ในการเลือกไซ้ตัวเก็บประจุทางเอาท์พุทนั้น สิ่งที่มีผู้ออกแบบจะต้องคำนึงถึงเป็นอย่างมากก็คือ อัตราทนกระแสขณะใช้งานสูงสุด ความถี่การสวิตชิงและชนิด CONVERTER ที่ใช้ปัจจุบันนิยมใช้ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติก (ELECTROLYTIC CAPACITOR) ซึ่งมีค่าความต้านทานอนุกรมเสมือน (ESR) ต่ำ ซึ่งค่า ESR นี้ จะส่งผลโดยตรงกับการกระเพื่อมของแรงดันเอาท์พุทและอายุการใช้งานของตัวเก็บประจุด้วย ถ้าค่า ESR ของตัวเก็บประจุที่ใช้มีความสูง ๆ จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเก็บประจุสูงขึ้นเสียในตัวเก็บประจุสูงขึ้นตามเป็นผลทำให้เกิดความร้อนและอายุการใช้งานสั้นลง

ปัจจุบันตัวเก็บประจุมีขีดจำกัดอุณหภูมิสูง ถึง 105 C และค่า ESR ต่ำที่ความถี่สวิตชิงสูง ๆ ตั้งแต่ 20 KHZ ขึ้นไป ยิ่งไปกว่านั้นผู้ผลิตบางรายยังรับประกันการทำงานของตัวเก็บประจุที่ตนผลิตนั้นสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงถึง 100 KHZ ที่เดียว

ยังมีตัวเก็บประจุนีชนิดหนึ่งที่จะกล่าวถึงคือตัวเก็บประจุนีฟิล์ม(FILMCAPACITOR) จากความก้าวหน้าทางเทคโนโลยี ได้พัฒนาตัวเก็บประจุนีนี้ ให้มีอัตราทนกระแสได้สูงและ ค่า ESR ต่ำกว่าตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติก ผู้ผลิตบางรายจะบอกถึงอัตราทนกระแสของตัวเก็บประจุแบบฟิล์ม เช่น 2 A /  $\mu\text{F}$  ที่ความถี่ 100 KHZ หรือสูงกว่านั้น ในการคำนวณหาค่าของตัวเก็บประจุทางเอาท์พุท จะอ้างอิงจาก รูป 8.8 C แสดงรูปสัญลักษณ์กระแสที่ตัว เก็บประจุเอาท์พุท

เอกสารนี้...  $C_{\text{out}}$  ...  $T_1$  ...  $T_2$  ...

เปลี่ยนแปลงของกระแสในลักษณะดังกล่าว จึงเป็นผลให้เกิดแรงดัน กระเพื่อม ( $\Delta V_0$ ) มีค่าดัง  
สมการข้างล่าง



รูปที่ 8.9 การแสดงความสัมพันธ์ของขนาดแกน ค่าความขี้มขาบ  $H/N$  และ  $L^2$  เมื่อ

$L$  = ค่าความเหนี่ยวนำ เมื่อป้อนไฟตรง mH,  $I$  = กระแส (A)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่โดยกระโษนด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{out} = \frac{1}{C_{OUT}} \int_{t1}^{t2} i dt$$

กระแสเฉลี่ยระหว่างช่วงเวลา  $t1$  และ  $t2$  เท่ากับ  $(\Delta I_{out} / 2) / 2$  หรือ  $I_{out} / 4$   
 ดังนั้นจากสมการ 8.12 จะได้

$$\begin{aligned} V_{out} &= \frac{I_{OUT} T}{4 C_{OUT} 2} \\ &= \frac{(\Delta I_{OUT}) T}{8 C_{OUT}} \\ &= \frac{\Delta I_{OUT}}{8 f C_{OUT}} \end{aligned}$$

เมื่อ  $T$  คือ คาบเวลาทั้งหมดของ  $T_{on}$  และ  $T_{off}$  จัดรูปแบบของสมการใหม่ เพื่อหาค่า  
 ตัวเก็บประจุเอาต์พุตต่ำสุดคือ

$$C_{out} = \frac{\Delta I_{OUT}}{8 f \Delta V_{out}}$$

เมื่อ  $I_{out}$  เท่ากับ  $0.25 I_L$

$I_L$  คือ กระแสเอาต์พุต

$out$  คือ แรงดันกระเพื่อมจากยอดถึงยอด (Peak to peak)

$f$  คือ ความถี่ใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อที่จะให้ค่าแรงดันกระเพื่อมมีค่าต่ำ อาจคำนวณหาค่า ESR ของตัวเก็บประจุได้จากสมการ

$$ESR_{\max} = \frac{\Delta V_{\text{OUT}}}{\Delta I_{\text{OUT}}}$$

แต่ยังมีอีกสิ่งหนึ่งที่จะต้องคำนึง อีกประการก็คือ การเลือกค่า LC ฟิลเตอร์ เพราะอาจส่งผลกระทบต่อการทำงานของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งโดยตรงอยู่ 2 ประการคือ ประการแรกการใช้ L และ C ร่วมกันนั้นอาจส่งผลโดยตรงกับเสถียรภาพการทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่ง และประการที่สองถ้าเลือกค่า L น้อย และ ค่า C มาก จะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ช่วงขณะของเอาต์พุตฟิเตอร์มีค่าต่ำ ซึ่งหมายความว่า การตอบสนองต่อทรานเซียนท์ (Transient reponse) ของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดดีขึ้นนั่นเอง

ในการพิจารณาการตอบสนองต่อทรานเซียนท์ของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งนั้น องค์ประกอบที่สำคัญมิได้อยู่ที่ระยะเวลาที่แรงดันเอาต์พุตสามารถกลับคืนสู่ระดับปกติเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลันแต่จะให้ความสำคัญว่าเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างฉับพลันแล้วนั้น ระดับแรงดันเอาต์พุต จะมีการเปลี่ยนแปลงสูงสุดเท่าใด เพราะถ้าแรงดันเปลี่ยนแปลงมากเกินไป อาจจะทำให้การทำงานของอุปกรณ์ผิดพลาด

## สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

### ผลการทดลอง

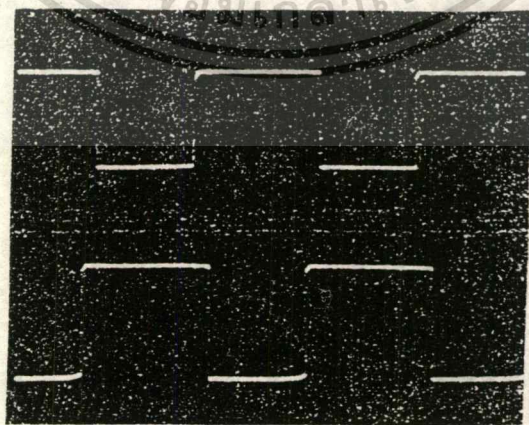
จากการทดลองสร้างระบบสวิทซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูง ซึ่งได้ทำการทดลองดังนี้

#### **RFI INPUT FILTER AND INPUT RECTIFIER**

วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟสลับ 220 V ให้เป็นแรงดันไฟตรง ประมาณ 310 V วงจรนี้จะใช้ Bridge rectifier เป็นตัวแปลงไฟสลับเป็นไฟตรง ซึ่งสามารถทดลองวัดผลของการแปลงไฟได้ประมาณ 310 V. ตามต้องการได้หลังจากผ่านวงจร FILTER แล้ว

#### **วงจรสร้างสัญญาณควบคุม PWM**

การสร้างสัญญาณควบคุม ได้ใช้ IC TL 494 ซึ่งเป็น IC สำเร็จรูปที่มีการสร้างสัญญาณ ฟันเลื่อยอยู่ภายในตัวเอง และทำการเปรียบเทียบภายในตัว IC สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณ output ออกเป็นลักษณะของ PWM ก็จะมีความกว้างของพัลส์ที่ต่าง ๆ กันไป สัญญาณ PWM 2 สัญญาณที่กลับเฟสกัน 2 สัญญาณนี้จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรขับมอเตอร์ ซึ่งจากการทดลองวงจร สามารถสร้างสัญญาณพัลส์ที่เหลี่ยมได้ โดยในการทดลองวงจรเราสามารถปรับเปลี่ยนค่าความถี่ ของสัญญาณพัลส์ที่เหลี่ยมได้ตามต้องการโดยการเปลี่ยนค่าความต้านทานและยังสามารถตั้งค่า  $t_d$  ได้โดยการเปลี่ยนค่าความต้านทานเช่นเดียวกัน ในการทดลองสร้างวงจรสร้างสัญญาณควบคุม PWM จะใช้สัญญาณพัลส์ที่เหลี่ยมที่ความถี่ 50 KHz โดย ตั้งค่า  $t_d$  ไว้ที่ 40% ซึ่งจากการทดลอง จะได้รูปสัญญาณดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีเนื้อหาและข้อมูลอ้างอิงของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

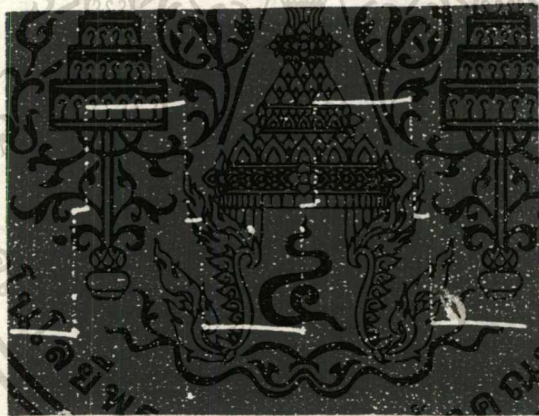
**รูปแสดงสัญญาณ PWM ที่สร้างขึ้นจาก TL 494**

### วงจร Sense Voltage

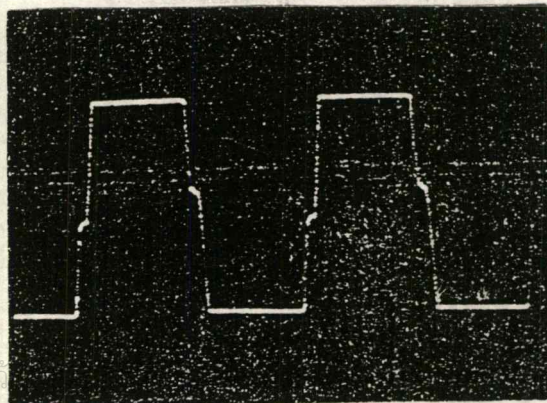
ตัดจากส่วน Converter ที่ป้อนแรงดันเข้าสู่ Variable Resister ตัวรับจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับศักดาจากส่วน Converter และกระแสนี้จะไหลเป็นการให้ไบอัสกับ ป้อนเข้าสู่ TL 494 เพื่อทำการควบคุมแรงดันเอาต์พุต ซึ่งในการทดลองพบว่าสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้ตามต้องการ

### วงจรขับมอสเฟต (Gate Drive Circuit)

วงจรขับมอสเฟตจะมี IC 4049 เป็นตัว Drive current ที่ออกมาจาก IC ควบคุม TL 494 โดยจะขนานตัวเกทภายใน IC 4049 เพื่อให้สามารถขับกระแสได้สูงขึ้นไปป้อนเข้าสู่ ขาเบสของตัวทรานซิสเตอร์ที่ต่อแบบคาร์ริงตันเพื่อขยายกระแสไปขับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งให้ไปขับมอสเฟต ซึ่งจากการทดลอง พบว่าวงจรสามารถป้อนแรงดันพัลซ์ไปทำการขับมอสเฟตได้ดี มอสเฟตสามารถให้แรงดันสวิตซ์ซึ่งออกมาได้ ดังรูป



รูปแสดงรูปพัลซ์ที่ใช้ขับมอสเฟตก่อนเข้าหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่ง



รูปแสดงรูปพัลซ์ที่ใช้ขับมอสเฟตที่ออกมาจากหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่ง

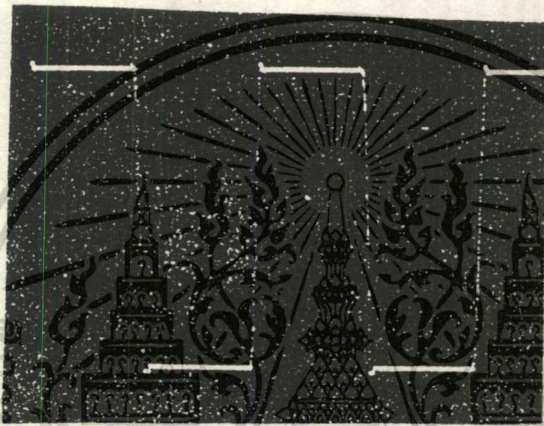
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ภาคเอาต์พุต

เมื่อสัญญาณที่ได้จากส่วนของวงจร Switch ซึ่งผ่าน Power Mosfet มาแล้ว นำมาเข้าสู่หม้อแปลงซึ่งจะใช้แกนเฟอไรท์มาทำหม้อแปลง เพราะว่ามีค่าความสูญเสียต่ำเมื่อถูกนำไปใช้งานที่มีความถี่สูงๆ คลื่น Squarewave ความถี่สูงนี้ เราจึงต้องใช้อุปกรณ์พิเศษในการทำงาน Rectify และ Filter

คือ ไดโอด Fast recovery capacitor ที่มีค่า ESR (Equivalent ServiceResistanc)



รูปแสดงรูปสัญญาณเอาต์พุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

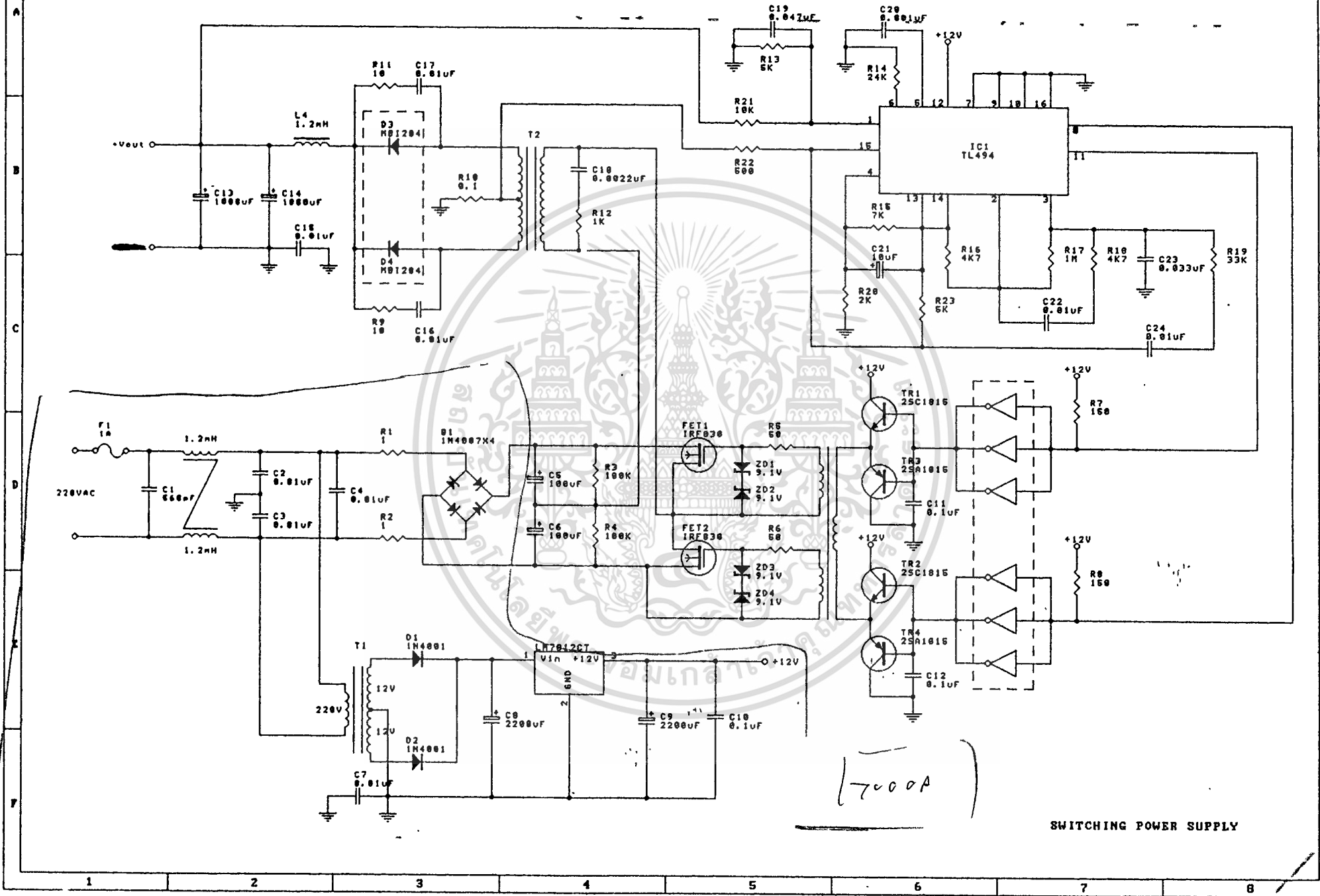
| Load ( Lamp 48 V.) | V out (V.) | I out (A.) | P out (W.) | V in 310 V. , I in (A.) | P in (W.) | Eff (%) | Remark |
|--------------------|------------|------------|------------|-------------------------|-----------|---------|--------|
| 50 w.              | 54         | 0.98       | 52.4       | 0.24                    | 74.4      | 70.4    |        |
| 70 w.              | 54         | 1.38       | 74.5       | 0.34                    | 105.4     | 70.7    |        |
| 100 w.             | 54         | 1.95       | 105.3      | 0.46                    | 142.6     | 73.8    |        |
| 120 w.             | 54         | 2.35       | 126.9      | 0.56                    | 173.6     | 73.1    |        |
| 140 w.             | 54         | 2.75       | 148.5      | 0.65                    | 201.5     | 73.7    |        |
| 170 w.             | 54         | 3.34       | 180.4      | 0.79                    | 244.9     | 73.7    |        |
| 190 w.             | 54         | 3.72       | 200.9      | 0.89                    | 275.9     | 72.8    |        |
| 240 w.             | 54         | 4.68       | 252.8      | 1.11                    | 344.1     | 73.5    |        |

ประสิทธิภาพของเครื่อง

$$\text{ประสิทธิภาพของเครื่อง} = (P_{\text{OUT}} / P_{\text{IN}}) * 100 \%$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



SWITCHING POWER SUPPLY



MOTOROLA

TL494  
TL495

### Specifications and Applications Information

#### SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

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

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

#### SWITCHMODE PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS

TL494



N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 548-05



J SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 520-02

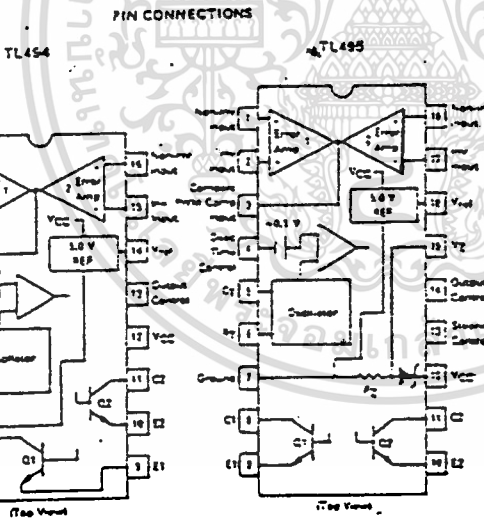
TL495



N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 707-02



J SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 726-01



#### ORDERING INFORMATION

| Device  | Temperature Range | Package     |
|---------|-------------------|-------------|
| TL494CN | 0 To 70°C         | Plastic DIP |
| TL494CJ | 0 To 70°C         | Ceramic DIP |
| TL494N  | -25 To 85°C       | Plastic DIP |
| TL494J  | -25 To 85°C       | Ceramic DIP |
| TL494MJ | -55 To 125°C      | Ceramic DIP |
| TL495CN | 0 To 70°C         | Plastic DIP |
| TL495CJ | 0 To 70°C         | Ceramic DIP |
| TL495N  | -25 To 85°C       | Plastic DIP |
| TL495J  | -25 To 85°C       | Ceramic DIP |

The TL494C, 495C are specified over the commercial operating range of 0°C to 70°C. The TL494N/495N are specified over the industrial range of -25°C to 85°C. The TL494M is specified over the full military range of -55°C to 125°C.

# TL494, TL495

## Description

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

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

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

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

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

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

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

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

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

FIGURE 3 — FUNCTIONAL TABLE

| Inputs         |                  | Output Function                  | $\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$ |
|----------------|------------------|----------------------------------|-----------------------------|
| Output Control | Steering Control |                                  |                             |
| Grounded       | Open             | Single-ended P.W.M. at Q1 and Q2 | 1                           |
| At $V_{ref}$   | Open             | Push-pull operation              | 0.5                         |
| At $V_{ref}$   | $V_1 < 0.4 V$    | Single-ended P.W.M. at Q1 only   | 1                           |
| At $V_{ref}$   | $V_1 > 2.4 V$    | Single-ended P.W.M. at Q2 only   | 1                           |

See Engineering Bulletin EB100 for further information.

# TL494, TL495

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

| Rating                                     | Symbol                            | TL494M                | TL494/TL495I          | TL494C/TL495C         | Unit |
|--|-----------------------------------|-----------------------|-----------------------|-----------------------|------|
| Power Supply Voltage                       | V <sub>CC</sub>                   | 42                    | 42                    | 42                    | V    |
| Collector Output Voltage                   | V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub> | 42                    | 42                    | 42                    | V    |
| Collector Output Current (each transistor) | I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub> | 250                   | 250                   | 250                   | mA   |
| Amplifier Input Voltage                    | V <sub>in</sub>                   | V <sub>CC</sub> - 3.0 | V <sub>CC</sub> - 3.0 | V <sub>CC</sub> + 3.0 | V    |
| Power Dissipation @ T <sub>A</sub> = 45°C  | P <sub>D</sub>                    | 1000                  | 1000                  | 1000                  | mW   |
| Operating Junction Temperature             | T <sub>J</sub>                    | 150                   | 150                   | 150                   | °C   |
| Operating Ambient Temperature Range        | T <sub>A</sub>                    | -55 to 125            | -25 to 85             | 0 to 70               | °C   |
| Storage Temperature Range                  | T <sub>STG</sub>                  | -65 to -150           | -65 to -150           | -65 to -150           | °C   |

## THERMAL CHARACTERISTICS

| Characteristics                         | Symbol           | J Suffix Ceramic Package | N Suffix Plastic Package | Unit  |
|---|------------------|--------------------------|--------------------------|-------|
| Thermal Resistance, Junction to Ambient | R <sub>θJA</sub> | 100                      | 80                       | °C/W  |
| Power Derating Factor                   | RA <sub>JA</sub> | 10.0                     | 12.5                     | mW/°C |
| Operating Ambient Temperature           | T <sub>A</sub>   | 50                       | 45                       | °C    |

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

| Condition/Value                            | Symbol                            | TL494/TL495 |     |                       | Unit |
|--|-----------------------------------|-------------|-----|-----------------------|------|
|  |                                   | Min         | Typ | Max                   |      |
| Power Supply Voltage                       | V <sub>CC</sub>                   | 7.0         | 15  | 40                    | V    |
| Collector Output Voltage                   | V <sub>C1</sub> , V <sub>C2</sub> | —           | 30  | 40                    | V    |
| Collector Output Current (each transistor) | I <sub>C1</sub> , I <sub>C2</sub> | —           | —   | 200                   | mA   |
| Amplifier Input Voltage                    | V <sub>in</sub>                   | -0.5        | —   | V <sub>CC</sub> - 2.0 | V    |
| Current into Feedback Terminal             | I <sub>fb</sub>                   | —           | —   | 0.3                   | mA   |
| Reference Output Current                   | I <sub>ref</sub>                  | —           | —   | 10                    | mA   |
| Timing Resistor                            | R <sub>T</sub>                    | 1.3         | 30  | 500                   | kΩ   |
| Timing Capacitor                           | C <sub>T</sub>                    | 0.47        | 1.0 | 10,000                | nF   |
| Oscillator Frequency                       | f <sub>osc</sub>                  | 1.0         | 40  | 200                   | kHz  |

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 15 V, f<sub>osc</sub> = 10 kHz unless otherwise noted.)

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

| Characteristic | Symbol | TL494M |     |     | TL494C, (TL495C) |     |     | Unit |
|----------------|--------|--------|-----|-----|------------------|-----|-----|------|
|                |        | Min    | Typ | Max | Min              | Typ | Max |      |

## REFERENCE SECTION

|  |                        |      |     |      |      |     |      |    |
|--|------------------------|------|-----|------|------|-----|------|----|
| Reference Voltage (I <sub>Q</sub> = 1.0 mA)                                  | V <sub>ref</sub>       | 4.75 | 5.0 | 5.25 | 4.75 | 5.0 | 5.25 | V  |
| Reference Voltage Change with Temperature (ΔT <sub>A</sub> = Min to Max)     | ΔV <sub>ref</sub> (ΔT) | —    | 0.2 | 2.0  | —    | 1.3 | 2.5  | %  |
| Input Regulation (V <sub>CC</sub> = 7.0 V to 40 V)                           | Reg <sub>line</sub>    | —    | 2.0 | 25   | —    | 2.0 | 25   | mV |
| Output Regulation (I <sub>Q</sub> = 1.0 mA to 10 mA)                         | Reg <sub>load</sub>    | —    | 3.0 | 15   | —    | 3.0 | 15   | mV |
| Short-Circuit Output Current (V <sub>ref</sub> = 5 V, T <sub>A</sub> = 25°C) | I <sub>SC</sub>        | 10   | 35  | 50   | —    | 35  | —    | mA |

# TL494, TL495

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

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

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

| Characteristic  | Symbol    | TL494/TL495 |      |                | Unit          |
|---|-----------|-------------|------|----------------|---------------|
|   |           | Min         | Typ  | Max            |               |
| <b>ERROR AMPLIFIER SECTIONS</b>   |           |             |      |                |               |
| Input Offset Voltage<br>( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)  | $V_{IO}$  | —           | 2.0  | 10             | mV            |
| Input Offset Current<br>( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)  | $I_{IO}$  | —           | 5.0  | 250            | nA            |
| Input Bias Current<br>( $V_O$ (Pin 3) = 2.5 V)  | $I_{IB}$  | —           | 0.1  | 1.0            | $\mu\text{A}$ |
| Input Common-Mode Voltage Range<br>( $V_{CC} = 7.0\text{ V}$ to $40\text{ V}$ )   | $V_{ICR}$ | -0.3        | —    | $V_{CC} - 2.0$ | V             |
| Open-Loop Voltage Gain<br>( $\Delta V_O = 3.0\text{ V}$ , $V_O = 0.5$ to $1.5\text{ V}$ ,<br>$R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ ) | $A_{VOL}$ | 78          | 95   | —              | dB            |
| Unity-Gain Crossover Frequency<br>( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )                          | $f_c$     | —           | 350  | —              | kHz           |
| Phase Margin at Unity-Gain<br>( $V_O = 0.5$ to $3.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )                              | $\phi_m$  | —           | 55   | —              | deg.          |
| Common-Mode Rejection Ratio<br>( $V_{CC} = 40\text{ V}$ )   | CMRR      | 65          | 90   | —              | dB            |
| Power Supply Rejection Ratio<br>( $\Delta V_{CC} = 33\text{ V}$ , $V_O = 2.5\text{ V}$ , $R_L = 2.0\text{ k}\Omega$ )     | PSRR      | —           | 100  | —              | dB            |
| Output Sink Current<br>( $V_O$ (Pin 3) = 0.7 V)   | $I_{O-}$  | 0.1         | 0.7  | —              | mA            |
| Output Source Current<br>( $V_O$ (Pin 3) = 3.5 V)   | $I_{O+}$  | -2.8        | -4.0 | —              | mA            |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494, TL495

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V<sub>CC</sub> = 15 V, f<sub>osc</sub> = 10 kHz unless otherwise noted.)

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

| Characteristic  | Symbol                 | TL494/TL495 |      |     | Unit |
|---|------------------------|-------------|------|-----|------|
|   |                        | Min         | Typ  | Max |      |
| <b>PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 12)</b>  |                        |             |      |     |      |
| Input Threshold Voltage<br>(Zero duty cycle)  | V <sub>TH</sub>        | —           | 3.5  | 4.5 | V    |
| Input Sink Current<br>(V <sub>in</sub> (Pin 3) = 0.7 V)   | I <sub>—</sub>         | 0.3         | 0.7  | —   | mA   |
| <b>DEAD-TIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 12)</b>   |                        |             |      |     |      |
| Input Bias Current (Pin 4)<br>(V <sub>in</sub> = 0 to 5.25 V)   | I <sub>IB</sub> (OT)   | —           | -2.0 | -10 | μA   |
| Maximum Duty Cycle, Each Output, Push-Pull Mode<br>(V <sub>in</sub> = 0 V, C <sub>T</sub> = 0.1 μF, R <sub>T</sub> = 12 kΩ)<br>(V <sub>in</sub> = 0 V, C <sub>T</sub> = 0.001 μF, R <sub>T</sub> = 30 kΩ) | DC <sub>max</sub>      | 45          | 48   | 50  | %    |
| Input Threshold Voltage (Pin 4)<br>(Zero Duty Cycle)<br>(Maximum Duty Cycle)  | V <sub>TH</sub>        | 0           | 2.8  | 3.3 | V    |
| <b>OSCILLATOR SECTION</b>   |                        |             |      |     |      |
| Frequency<br>(C <sub>T</sub> = 0.001 μF, R <sub>T</sub> = 30 kΩ)  | f <sub>osc</sub>       | —           | 40   | —   | kHz  |
| Standard Deviation of Frequency*<br>(C <sub>T</sub> = 0.001 μF, R <sub>T</sub> = 30 kΩ)   | σ <sub>osc</sub>       | —           | 1.0  | —   | %    |
| Frequency Change with Voltage<br>(V <sub>CC</sub> = 7.0 V to 40 V, T <sub>A</sub> = 25°C)   | Δf <sub>osc</sub> (ΔV) | —           | 0.1  | —   | %    |
| Frequency Change with Temperature<br>(ΔT <sub>A</sub> = T <sub>low</sub> to T <sub>high</sub> ) (T = 0.01 μF, R <sub>T</sub> = 12 kΩ)   | Δf <sub>osc</sub> (ΔT) | —           | —    | 12  | %    |

| Characteristic   | Symbol           | TL495 |     |      | Unit |
|--|------------------|-------|-----|------|------|
|  |                  | Min   | Typ | Max  |      |
| <b>STEERING CONTROL</b>  |                  |       |     |      |      |
| Input Current Low<br>(V <sub>in</sub> (Pin 13) = 0.4 V)  | I <sub>STL</sub> | —     | -25 | -200 | μA   |
| Input Current High<br>(V <sub>in</sub> (Pin 13) = 2.4 V)<br>(V <sub>in</sub> (Pin 13) = V <sub>CC</sub> )  | I <sub>STH</sub> | —     | 25  | 200  | μA   |
| <b>ZENER CHARACTERISTICS</b>   |                  |       |     |      |      |
| Zener Breakdown Voltage<br>(I <sub>Z</sub> = 2.0 mA)   | V <sub>Z</sub>   | —     | 38  | —    | V    |
| Sink Current<br>(V <sub>in</sub> (Pin 15) = 1.0 V)   | I <sub>RZ</sub>  | —     | 0.3 | —    | mA   |
| <b>TOTAL DEVICE</b>  |                  |       |     |      |      |
| Standby Supply Current<br>(Pin 6 at V <sub>ref</sub> , All Other Inputs and Outputs Open)<br>(V <sub>CC</sub> = 15 V)<br>(V <sub>CC</sub> = 40 V)        | I <sub>CC</sub>  | —     | 5.5 | 10   | mA   |
| Average Supply Current<br>(V <sub>in</sub> (Pin 4) = 2.0 V) (See Figure 12.)<br>(C <sub>T</sub> = 0.001, R <sub>T</sub> = 12 kΩ, V <sub>CC</sub> = 15 V) | I <sub>A</sub>   | —     | 7.0 | —    | mA   |

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

FIGURE 4 — OSCILLATOR FREQUENCY  
versus TIMING RESISTANCE

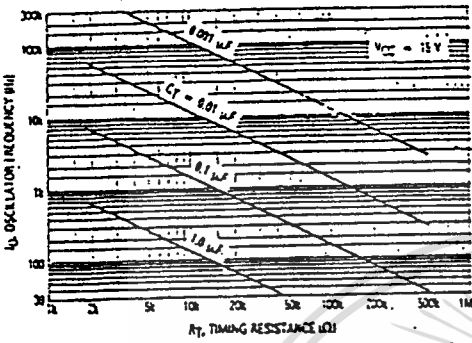


FIGURE 5 — OPEN LOOP VOLTAGE GAIN AND PHASE  
versus FREQUENCY

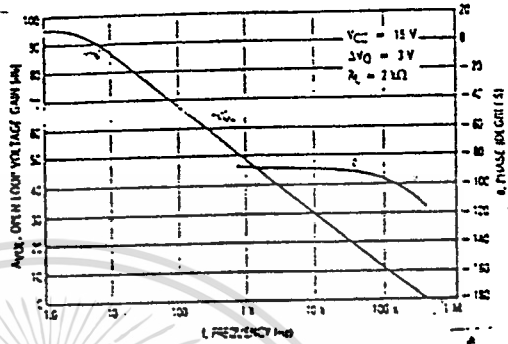


FIGURE 6 — PERCENT DEAD TIME versus  
OSCILLATOR FREQUENCY

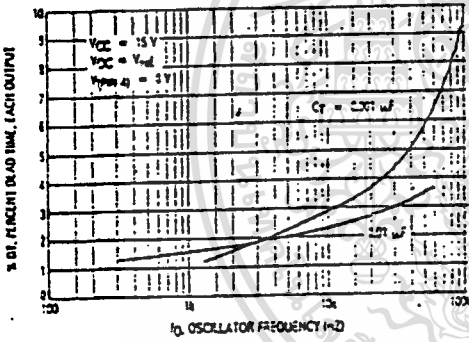


FIGURE 7 — PERCENT DUTY CYCLE versus  
DEAD-TIME CONTROL VOLTAGE

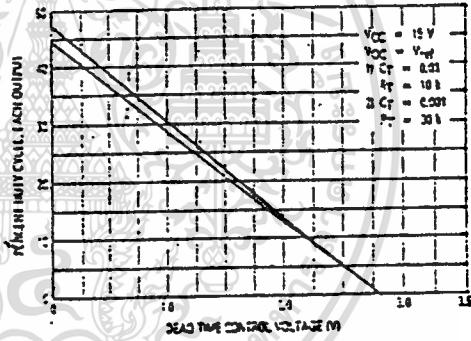


FIGURE 8 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION,  
OUTPUT-SATURATION VOLTAGE  
versus EMITTER CURRENT

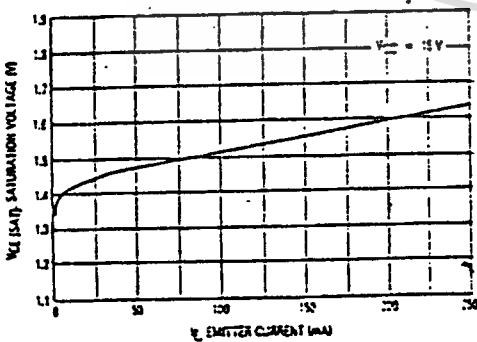


FIGURE 9 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION  
OUTPUT-SATURATION VOLTAGE  
versus COLLECTOR CURRENT

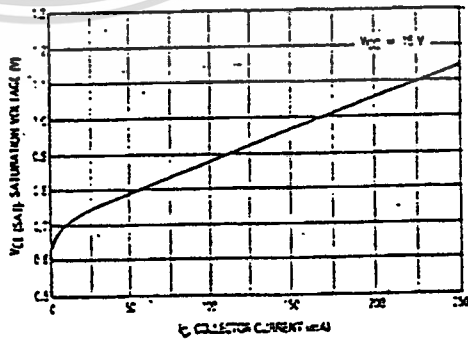


FIGURE 10 — STANDBY-SUPPLY CURRENT  
versus SUPPLY VOLTAGE

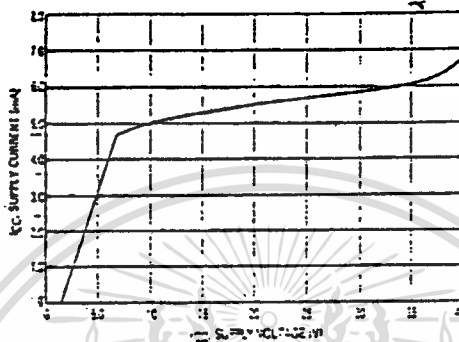


FIGURE 11 — ERROR AMPLIFIER CHARACTERISTICS

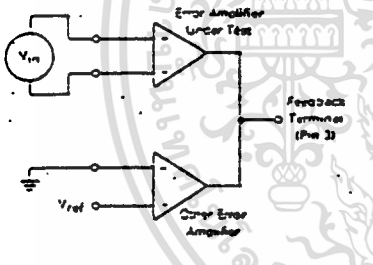


FIGURE 12 — DEAD-TIME AND FEEDBACK CONTROL  
TEST CIRCUIT

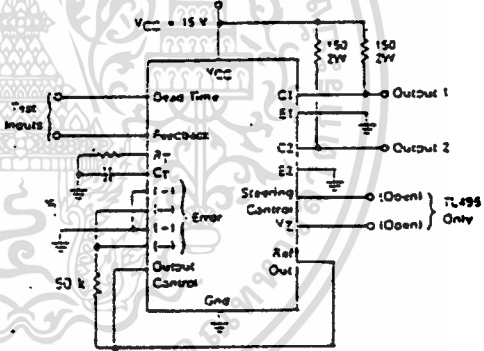


FIGURE 13 — COMMON-EMITTER CONFIGURATION  
TEST CIRCUIT AND WAVEFORM

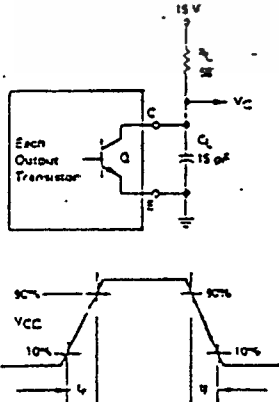
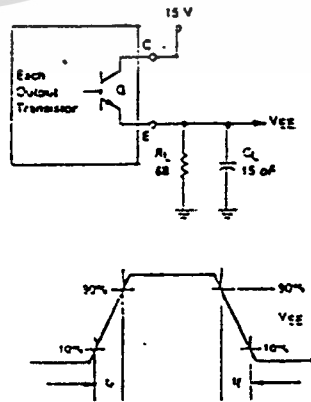


FIGURE 14 — EMITTER-FOLLOWER CONFIGURATION  
TEST CIRCUIT AND WAVEFORM



TL494, TL495

FIGURE 15 — ERROR-AMPLIFIER SENSING TECHNIQUES

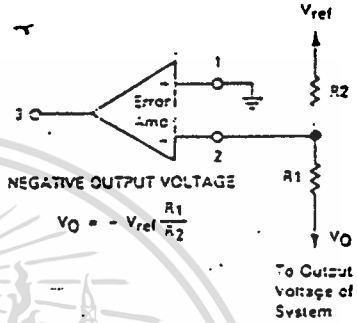
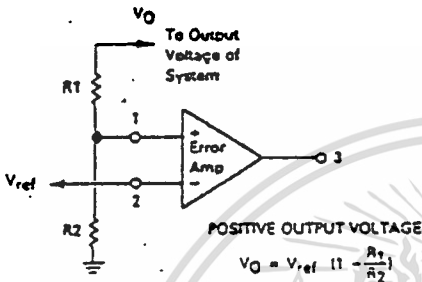


FIGURE 16 — DEAD-TIME CONTROL CIRCUIT

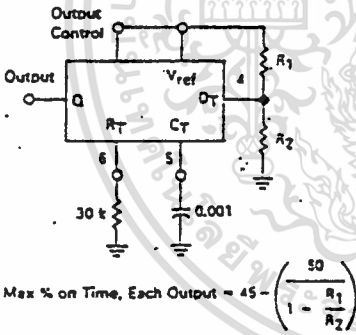


FIGURE 17 — SOFT-START CIRCUIT

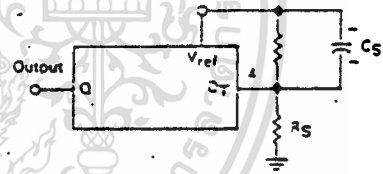
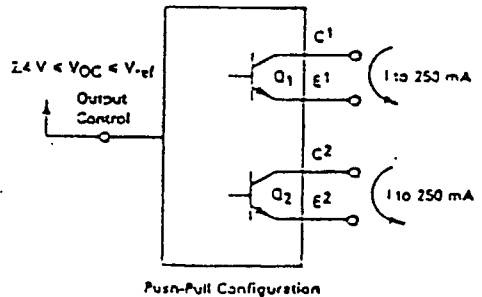
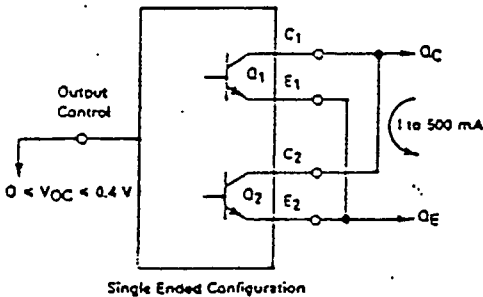


FIGURE 18 — OUTPUT CONNECTIONS FOR SINGLE-ENDED AND PUSH-PULL CONFIGURATIONS



# TL494, TL495

FIGURE 19 — SLAVING TWO OR MORE CONTROL CIRCUITS

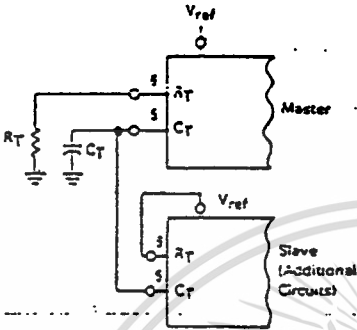


FIGURE 20 — OPERATION WITH  $V_{IN} > 40$  V USING INTERNAL ZENER (TL495 ONLY)

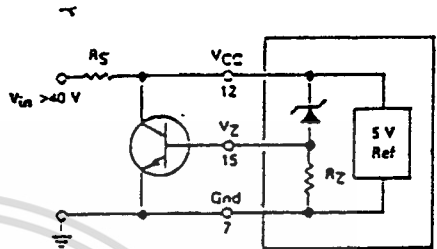
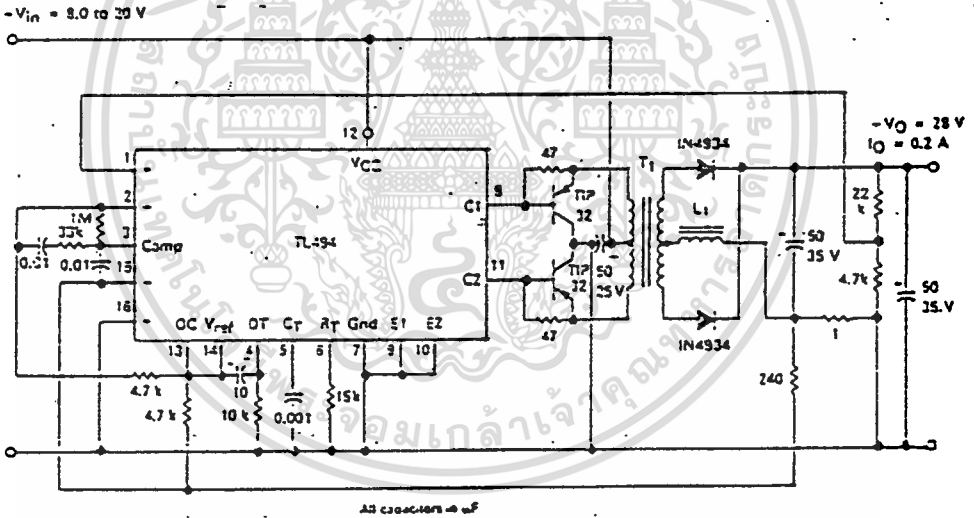


FIGURE 21 — PULSE-WIDTH MODULATED PUSH-PULL CONVERTER



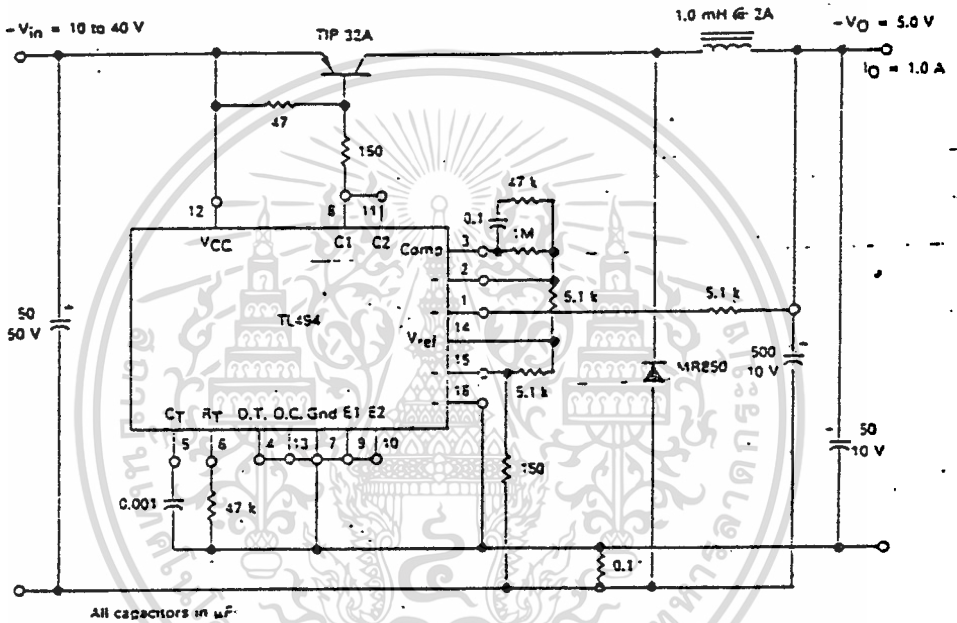
- L1 — 3.5 mH @ 0.3 A
- T1 — Primary: 20T C.T. #23 AWG  
Secondary: 120T C.T. #36 AWG  
Core: Ferroxcube 14CSP-100-3C3

| TEST                  | CONDITIONS                                 | RESULTS             |
|-----------------------|--|---------------------|
| Line Regulation       | $V_{IN} = 3.0$ to $20$ V                   | 3.0 mV 0.01%        |
| Load Regulation       | $V_{IN} = 12.5$ V, $I_O = 0.2$ to $200$ mA | 5.0 mV 0.02%        |
| Line Transients       | $V_{IN} = 12.5$ V, $I_O = 200$ mA          | 43 mV P.P. P.A.R.D. |
| Short Circuit Current | $V_{IN} = 12.5$ V, $R_L = 0.1 \Omega$      | 250 mA              |
| Efficiency            | $V_{IN} = 12.5$ V, $I_O = 200$ mA          | 72%                 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# TL494, TL495

FIGURE 22 — PULSE-WIDTH MODULATED STEP-DOWN CONVERTER



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



# MC14049B MC14050B

## HEX BUFFER

The MC14049B Hex Inverter Buffer and MC14050B Noninverting Hex Buffer are constructed with MOS P-Channel and N-Channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. These complementary MOS devices find primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. These devices provide logic level conversion using only one supply voltage,  $V_{DD}$ .

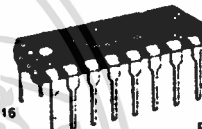
The input-signal high level ( $V_{IH}$ ) can exceed the  $V_{DD}$  supply voltage for logic level conversions. Two TTL DTL loads can be driven when the devices are used as a CMOS-to-TTL DTL converter ( $V_{DD} = 5.0$  V,  $V_{OL} \leq 0.4$  V,  $I_{OL} \geq 3.2$  mA).

Note that pins 13 and 16 are not connected internally on these devices; consequently connections to these terminals will not affect circuit operation.

- High Source and Sink Currents
- High-to-Low Level Converter
- Supply Voltage Range = 3.0 V to 18 V
- $V_{IH}$  can exceed  $V_{DD}$
- Meets JEDEC B Specifications
- Improved ESD Protection On All Inputs



L SUFFIX  
CERAMIC  
CASE 620



P SUFFIX  
PLASTIC  
CASE 648



D SUFFIX  
SOIC  
CASE 7518

### MAXIMUM RATINGS<sup>1</sup> (Voltages referenced to $V_{SS}$ )

| Characteristic   | Symbol    | Value                   | Unit |
|--|-----------|-------------------------|------|
| DC Supply Voltage  | $V_{DD}$  | - 0.5 to + 18           | Vdc  |
| Input Voltage (DC or Transient)  | $V_{IH}$  | - 0.5 to + 18           | Vdc  |
| Output Voltage (DC or Transient)   | $V_{OH}$  | - 0.5 to $V_{DD} - 0.5$ | Vdc  |
| Input Current (DC or Transient), per pin                                   | $I_{in}$  | $\pm 10$                | mA   |
| Output Current (DC or Transient), per pin                                  | $I_{OH}$  | - 45                    | mA   |
| Power Dissipation, per Package <sup>2</sup><br>(Plastic-Ceramic)<br>(SOIC) | $P_D$     | 825<br>740              | mW   |
| Storage Temperature  | $T_{STG}$ | - 65 to + 150           | °C   |
| Lead Temperature (8-Second Soldering)                                      | $T_L$     | 260                     | °C   |

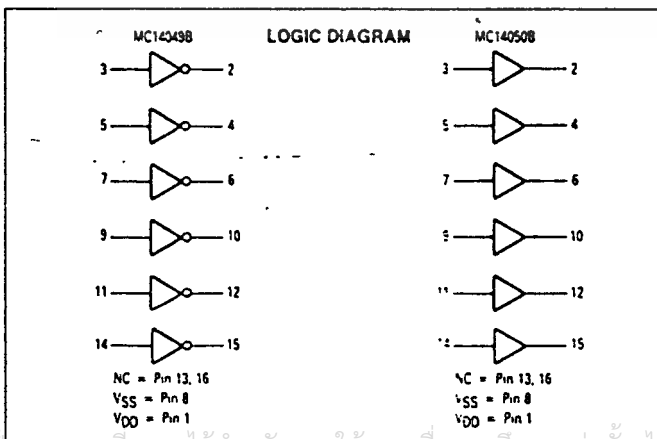
<sup>1</sup>Maximum Ratings are those values beyond which damage to the device may occur

<sup>2</sup>Temperature Derating See Figure 3.

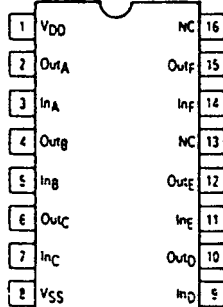
### ORDERING INFORMATION

MC14XXXBCL Ceramic  
MC14XXXBCP Plastic  
MC14XXXBD SOIC

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



### PIN ASSIGNMENT



## MC14049B • MC14050B

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (Voltages referenced to  $V_{SS}$ )

| Characteristic   | Symbol  | $V_{DD}$<br>Vdc       | -55°C  |       | +25°C |                  |      | +125°C |       | Unit             |                  |
|--|---|-----------------------|--|-------|-------|------------------|------|--------|-------|------------------|------------------|
|  |   |                       | Min  | Max   | Min   | Typ <sup>1</sup> | Max  | Min    | Max   |                  |                  |
| Output Voltage<br>$V_{in} = V_{DD}$  | "0" Level<br>$V_{OL}$   | 5.0                   | —  | 0.05  | —     | 0                | 0.05 | —      | 0.05  | Vdc              |                  |
|  |   | 10                    | —  | 0.05  | —     | 0                | 0.05 | —      | 0.05  |                  |                  |
|  |   | 15                    | —  | 0.05  | —     | 0                | 0.05 | —      | 0.05  |                  |                  |
|  | $V_{in} = 0$  | "1" Level<br>$V_{OH}$ | 5.0  | 4.95  | —     | 4.95             | 5.0  | —      | 4.95  | —                | Vdc              |
|  |   |                       | 10   | 9.95  | —     | 9.95             | 10   | —      | 9.95  | —                |                  |
|  |   |                       | 15   | 14.95 | —     | 14.95            | 15   | —      | 14.95 | —                |                  |
| Input Voltage<br>( $V_O = 4.5$ Vdc)<br>( $V_O = 9.0$ Vdc)<br>( $V_O = 13.5$ Vdc)   | "0" Level<br>$V_{IL}$   | 5.0                   | —  | 1.5   | —     | 2.25             | 1.5  | —      | 1.5   | Vdc              |                  |
|  |   | 10                    | —  | 3.0   | —     | 4.50             | 3.0  | —      | 3.0   |                  |                  |
|  |   | 15                    | —  | 4.0   | —     | 6.75             | 4.0  | —      | 4.0   |                  |                  |
|  | "1" Level<br>( $V_O = 0.5$ Vdc)<br>( $V_O = 1.0$ Vdc)<br>( $V_O = 1.5$ Vdc)     | $V_{IH}$              | 5.0  | 3.5   | —     | 3.5              | 2.75 | —      | 3.5   | —                | Vdc              |
|  |   |                       | 10   | 7.0   | —     | 7.0              | 5.50 | —      | 7.0   | —                |                  |
|  |   |                       | 15   | 11    | —     | 11               | 8.25 | —      | 11    | —                |                  |
| Output Drive Current<br>( $V_{OH} = 2.5$ Vdc)<br>( $V_{OH} = 9.5$ Vdc)<br>( $V_{OH} = 13.5$ Vdc)   | Source<br>$I_{OH}$  | 5.0                   | -1.6   | —     | -1.25 | -2.5             | —    | -1.0   | —     | mA <sub>dc</sub> |                  |
|  |   | 10                    | -1.6   | —     | -1.30 | -2.6             | —    | -1.0   | —     |                  |                  |
|  |   | 15                    | -4.7   | —     | -3.75 | -10              | —    | -3.0   | —     |                  |                  |
|  | Sink<br>( $V_{OL} = 0.4$ Vdc)<br>( $V_{OL} = 0.5$ Vdc)<br>( $V_{OL} = 1.5$ Vdc) | $I_{OL}$              | 5.0  | 3.75  | —     | 3.2              | 6.0  | —      | 2.6   | —                | mA <sub>dc</sub> |
|  |   |                       | 10   | 10    | —     | 8.0              | 16   | —      | 6.6   | —                |                  |
|  |   |                       | 15   | 30    | —     | 24               | 40   | —      | 19    | —                |                  |
| Input Current  | $I_{in}$  | 15                    | —  | ±0.1  | —     | ±0.00001         | ±0.1 | —      | ±1.0  | μA <sub>dc</sub> |                  |
| Input Capacitance ( $V_{in} = 0$ )   | $C_{in}$  | —                     | —  | —     | —     | 10               | 20   | —      | —     | pF               |                  |
| Quiescent Current (Per Package)  | $I_{DD}$  | 5.0                   | —  | 1.0   | —     | 0.002            | 1.0  | —      | 30    | mA <sub>dc</sub> |                  |
|  |   | 10                    | —  | 2.0   | —     | 0.004            | 2.0  | —      | 60    |                  |                  |
|  |   | 15                    | —  | 4.0   | —     | 0.006            | 4.0  | —      | 120   |                  |                  |
| Total Supply Current <sup>2,3</sup><br>(Dynamic plus Quiescent,<br>per package)<br>( $C_L = 50$ pF on all outputs, all<br>buffers switching) | $I_T$   | 5.0                   | $I_T = (1.8 \mu A/kHz) f + I_{DD}$<br>$I_T = (3.5 \mu A/kHz) f + I_{DD}$<br>$I_T = (5.3 \mu A/kHz) f + I_{DD}$ |       |       |                  |      |        |       | μA <sub>dc</sub> |                  |
|  |   | 10                    |  |       |       |                  |      |        |       |                  |                  |
|  |   | 15                    |  |       |       |                  |      |        |       |                  |                  |

<sup>1</sup> Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance

<sup>2</sup> The formulas given are for the typical characteristics only at +25°C

<sup>3</sup> To calculate total supply current at loads other than 50 pF

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) \text{ V/k}$$

Where  $I_T$  is in μA (per Package),  $C_L$  in pF,  $V = (V_{DD} - V_{SS})$  in volts,  $f$  in kHz is input frequency and  $k = 0.002$ .

This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields referenced to the  $V_{SS}$  pin only. Extra precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than the maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, the ranges  $V_{SS} \approx V_{in} \approx 18$  V and  $V_{SS} \approx V_{out} \approx V_{DD}$  are recommended.

Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level (e.g., either  $V_{SS}$  or  $V_{DD}$ ). Unused outputs must be left open.

## MC14049B • MC14050B

### AC SWITCHING CHARACTERISTICS<sup>1</sup> (C<sub>L</sub> = 50 pF, T<sub>A</sub> = +25°C)

| Characteristic  | Symbol           | V <sub>DD</sub><br>Vdc | Min         | Typ <sup>2</sup> | Max             | Unit |
|---|------------------|------------------------|-------------|------------------|-----------------|------|
| <b>Output Rise Time</b><br>$t_{rLH} = (0.7 \text{ ns pF}) C_L + 65 \text{ ns}$<br>$t_{rLH} = (0.25 \text{ ns pF}) C_L + 37.5 \text{ ns}$<br>$t_{rLH} = (0.2 \text{ ns pF}) C_L + 30 \text{ ns}$           | t <sub>rLH</sub> | 5.0<br>10<br>15        | —<br>—<br>— | 100<br>50<br>40  | 160<br>80<br>60 | ns   |
| <b>Output Fall Time</b><br>$t_{fHL} = (0.2 \text{ ns pF}) C_L + 30 \text{ ns}$<br>$t_{fHL} = (0.06 \text{ ns pF}) C_L + 17 \text{ ns}$<br>$t_{fHL} = (0.04 \text{ ns pF}) C_L + 13 \text{ ns}$            | t <sub>fHL</sub> | 5.0<br>10<br>15        | —<br>—<br>— | 40<br>20<br>15   | 60<br>40<br>30  | ns   |
| <b>Propagation Delay Time</b><br>$t_{pLH} = (0.33 \text{ ns pF}) C_L + 63.5 \text{ ns}$<br>$t_{pLH} = (0.19 \text{ ns pF}) C_L + 30.5 \text{ ns}$<br>$t_{pLH} = (0.06 \text{ ns pF}) C_L + 27 \text{ ns}$ | t <sub>pLH</sub> | 5.0<br>10<br>15        | —<br>—<br>— | 80<br>40<br>30   | 140<br>80<br>60 | ns   |
| <b>Propagation Delay Time</b><br>$t_{pHL} = (0.2 \text{ ns pF}) C_L + 30 \text{ ns}$<br>$t_{pHL} = (0.1 \text{ ns pF}) C_L + 15 \text{ ns}$<br>$t_{pHL} = (0.05 \text{ ns pF}) C_L + 12.5 \text{ ns}$     | t <sub>pHL</sub> | 5.0<br>10<br>15        | —<br>—<br>— | 40<br>20<br>15   | 80<br>40<br>30  | ns   |

<sup>1</sup> The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

<sup>2</sup> Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

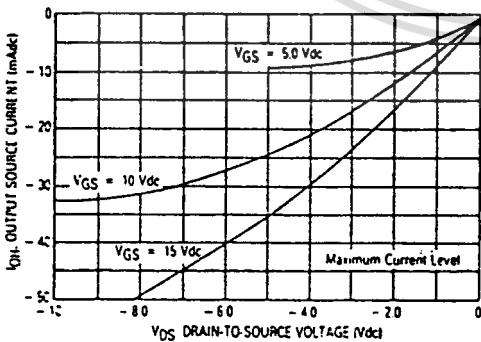
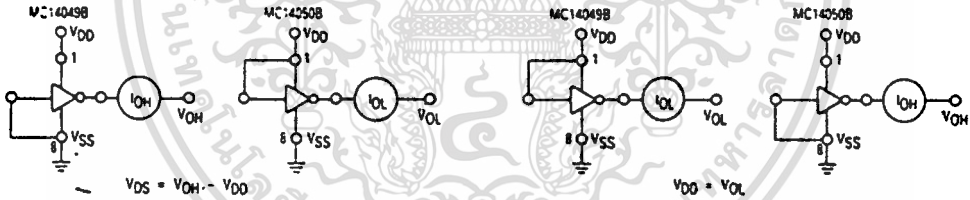


FIGURE 1 — TYPICAL OUTPUT SOURCE CHARACTERISTICS

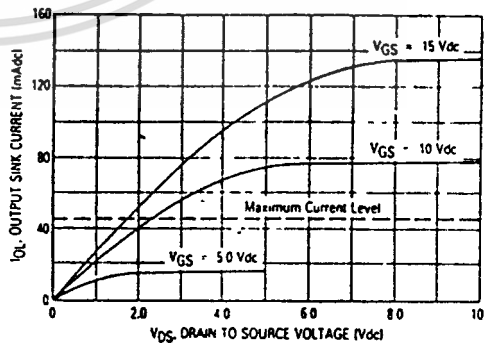


FIGURE 2 — TYPICAL OUTPUT SINK CHARACTERISTICS

## MC14049B • MC14050B

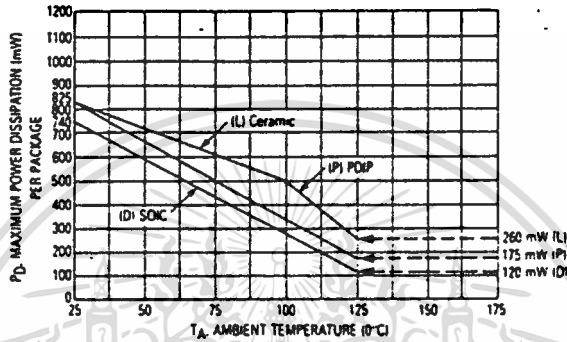


FIGURE 3 — AMBIENT TEMPERATURE POWER DERATING

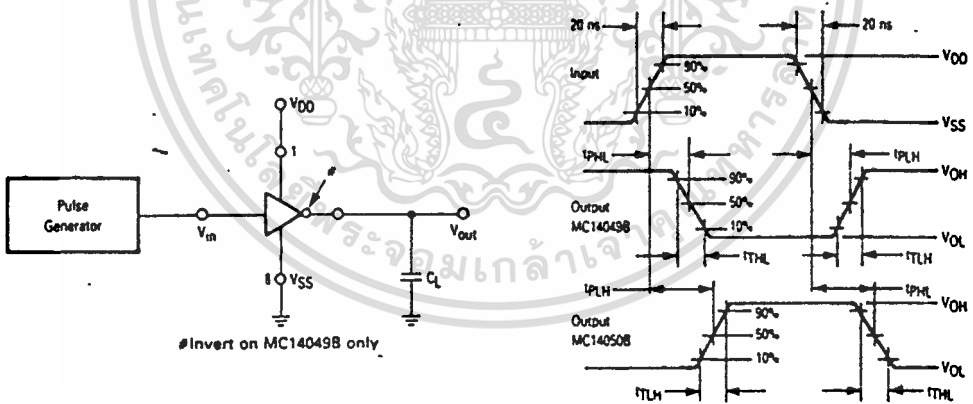


FIGURE 4 — SWITCHING TIME TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS



# MC14049UB

## HEX BUFFERS

The MC14049UB hex inverter/buffer is constructed with MOS P-channel and N-channel enhancement mode devices in a single monolithic structure. This complementary MOS device finds primary use where low power dissipation and/or high noise immunity is desired. This device provides logic-level conversion using only one supply voltage,  $V_{DD}$ . The input-signal high level ( $V_{IH}$ ) can exceed the  $V_{DD}$  supply voltage for logic-level conversions. Two TTL/DTL Loads can be driven when the device is used as CMOS-to-TTL/DTL converters ( $V_{DD} = 5.0\text{ V}$ ,  $V_{OL} = 0.4\text{ V}$ ,  $I_{OL} \geq 3.2\text{ mA}$ ). Note that pins 13 and 16 are not connected internally on this device; consequently connections to these terminals will not affect circuit operation.

- High Source and Sink Currents
- High-to-Low Level Converter
- Supply Voltage Range = 3.0 V to 18 V
- Meets JEDEC UB Specifications
- $V_{IH}$  can exceed  $V_{DD}$
- Improved ESD Protection on All Inputs

### MAXIMUM RATINGS\* (Voltages referenced to $V_{SS}$ )

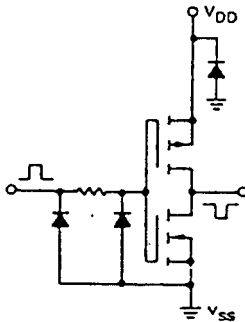
| Rating                                    | Symbol    | Value                   | Unit |
|---|-----------|-------------------------|------|
| DC Supply Voltage                         | $V_{DD}$  | - 0.5 to + 18           | V    |
| Input Voltage (DC or Transient)           | $V_{in}$  | - 0.5 to + 18           | V    |
| Output Voltage (DC or Transient)          | $V_{out}$ | - 0.5 to $V_{DD} + 0.5$ | V    |
| Input Current (DC or Transient), per Pin  | $I_{in}$  | $\pm 10$                | mA   |
| Output Current (DC or Transient), per Pin | $I_{out}$ | + 45                    | mA   |
| Power Dissipation, per Package†           | $P_D$     | 825                     | mW   |
|   |           | 740                     |      |
| Storage Temperature                       | $T_{stg}$ | - 65 to + 150           | °C   |
| Lead Temperature (8-Second Soldering)     | $T_L$     | 260                     | °C   |

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

†Temperature Derating: All Packages: See Figure 4.

### CIRCUIT SCHEMATIC (1/6 OF CIRCUIT 5-HOWN)

#### MC14049UB



L SUFFIX  
CERAMIC  
CASE 620



P SUFFIX  
PLASTIC  
CASE 648



D SUFFIX  
SOIC  
CASE 751B

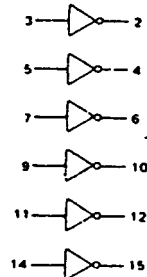
### ORDERING INFORMATION

MC14XXXBCP Plastic  
MC14XXXBCL Ceramic  
MC14XXXBD SOIC

$T_A$  = - 55 to 125 C for all packages.

### LOGIC DIAGRAM

#### MC14049UB



NC = Pin 13, 16  
 $V_{SS}$  = Pin 8  
 $V_{DD}$  = Pin 1

# MC14049UB

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

| Characteristic   | Symbol          | V <sub>DD</sub><br>Vdc | -55°C   |      | 25°C  |          |      | 125°C |      | Unit             |
|--|-----------------|------------------------|---|------|-------|----------|------|-------|------|------------------|
|  |                 |                        | Min   | Max  | Min   | Typ      | Max  | Min   | Max  |                  |
| Output Voltage<br>V <sub>in</sub> = V <sub>DD</sub> or 0   | V <sub>OL</sub> | 5.0                    | —   | 0.05 | —     | 0        | 0.05 | —     | 0.05 | Vdc              |
|  |                 | 10                     | —   | 0.05 | —     | 0        | 0.05 | —     | 0.05 |                  |
| V <sub>in</sub> = 0 or V <sub>DD</sub>   | V <sub>OH</sub> | 5.0                    | 4.95  | —    | 4.95  | 5.0      | —    | 4.95  | —    | Vdc              |
|  |                 | 10                     | 9.95  | —    | 9.95  | 10       | —    | 9.95  | —    |                  |
| Input Voltage<br>(V <sub>O</sub> = 4.5 Vdc)<br>(V <sub>O</sub> = 9.0 Vdc)<br>(V <sub>O</sub> = 13.5 Vdc)                                   | V <sub>IL</sub> | 5.0                    | —   | 1.0  | —     | 2.25     | 1.0  | —     | 1.0  | Vdc              |
|  |                 | 10                     | —   | 2.0  | —     | 4.50     | 2.0  | —     | 2.0  |                  |
| (V <sub>O</sub> = 0.5 Vdc)<br>(V <sub>O</sub> = 1.0 Vdc)<br>(V <sub>O</sub> = 1.5 Vdc)   | V <sub>IH</sub> | 5.0                    | 4.0   | —    | 4.0   | 2.75     | —    | 4.0   | —    | Vdc              |
|  |                 | 10                     | 8.0   | —    | 8.0   | 5.50     | —    | 8.0   | —    |                  |
| Output Drive Current<br>(V <sub>OH</sub> = 2.5 Vdc)<br>(V <sub>OH</sub> = 9.5 Vdc)<br>(V <sub>OH</sub> = 13.5 Vdc)                         | Source          | 5.0                    | -1.6  | —    | -1.25 | -2.5     | —    | -1.0  | —    | mA <sub>dc</sub> |
|  |                 | 10                     | -1.6  | —    | -1.3  | -2.6     | —    | -1.0  | —    |                  |
| (V <sub>OL</sub> = 0.4 Vdc)<br>(V <sub>OL</sub> = 0.5 Vdc)<br>(V <sub>OL</sub> = 1.5 Vdc)  | Sink            | 5.0                    | 3.75  | —    | 3.2   | 6.0      | —    | 2.6   | —    | mA <sub>dc</sub> |
|  |                 | 10                     | 10  | —    | 8.0   | 16       | —    | 6.6   | —    |                  |
|  |                 | 15                     | 30  | —    | 24    | 40       | —    | 19    | —    |                  |
| Input Current  | I <sub>in</sub> | 15                     | —   | ±0.1 | —     | ±0.00001 | ±0.1 | —     | ±1.0 | μA <sub>dc</sub> |
| Input Capacitance<br>(V <sub>in</sub> = 0)   | C <sub>in</sub> | —                      | —   | —    | —     | 10       | 20   | —     | —    | pF               |
| Quiescent Current<br>(Per Package)   | I <sub>DD</sub> | 5.0                    | —   | 1.0  | —     | 0.002    | 1.0  | —     | 30   | μA <sub>dc</sub> |
|  |                 | 10                     | —   | 2.0  | —     | 0.004    | 2.0  | —     | 60   |                  |
|  |                 | 15                     | —   | 4.0  | —     | 0.006    | 4.0  | —     | 120  |                  |
| Total Supply Current**†<br>(Dynamic plus Quiescent,<br>Per Package) ~<br>(C <sub>L</sub> = 50 pF on all outputs, all<br>buffers switching) | I <sub>T</sub>  | 5.0                    | I <sub>T</sub> = (1.8 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub> |      |       |          |      |       |      | μA <sub>dc</sub> |
|  |                 | 10                     | I <sub>T</sub> = (3.5 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub> |      |       |          |      |       |      |                  |
|  |                 | 15                     | I <sub>T</sub> = (5.3 μA/kHz) f + I <sub>DD</sub> |      |       |          |      |       |      |                  |

\*Data labeled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

\*\*The formulas given are for the typical characteristics only at 25°C.

†To calculate total supply current at loads other than 50 pF:

$$I_T(C_L) = I_T(50 \text{ pF}) + (C_L - 50) V/k$$

where: I<sub>T</sub> is in μA (per package), C<sub>L</sub> in pF, V = (V<sub>DD</sub> - V<sub>SS</sub>) in volts, f in kHz is input frequency, and k = 0.002.

# MC14049UB

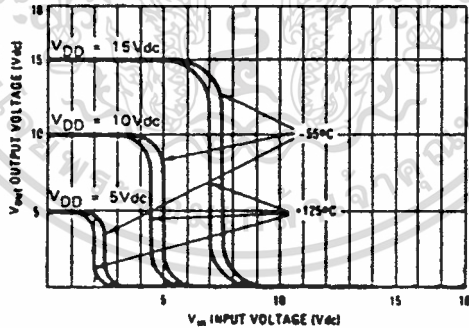
## SWITCHING CHARACTERISTICS\* $C_L = 50 \text{ pF}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$

| Characteristic   | Symbol    | $V_{DD}$<br>Vdc | Min         | Typ #           | Max              | Unit |
|--|-----------|-----------------|-------------|-----------------|------------------|------|
| Output Rise Time<br>$t_{TLH} = (0.8 \text{ ns/pF}) C_L + 60 \text{ ns}$<br>$t_{TLH} = (0.3 \text{ ns/pF}) C_L + 35 \text{ ns}$<br>$t_{TLH} = (0.27 \text{ ns/pF}) C_L + 26.5 \text{ ns}$         | $t_{TLH}$ | 5.0<br>10<br>15 | -<br>-<br>- | 100<br>60<br>40 | 180<br>100<br>60 | ns   |
| Output Fall Time<br>$t_{THL} = (0.3 \text{ ns/pF}) C_L + 25 \text{ ns}$<br>$t_{THL} = (0.12 \text{ ns/pF}) C_L + 14 \text{ ns}$<br>$t_{THL} = (0.1 \text{ ns/pF}) C_L + 10 \text{ ns}$           | $t_{THL}$ | 5.0<br>10<br>15 | -<br>-<br>- | 40<br>20<br>15  | 60<br>40<br>30   | ns   |
| Propagation Delay Time<br>$t_{PLH} = (0.38 \text{ ns/pF}) C_L + 61 \text{ ns}$<br>$t_{PLH} = (0.20 \text{ ns/pF}) C_L + 30 \text{ ns}$<br>$t_{PLH} = (0.11 \text{ ns/pF}) C_L + 24.5 \text{ ns}$ | $t_{PLH}$ | 5.0<br>10<br>15 | -<br>-<br>- | 80<br>40<br>30  | 120<br>65<br>50  | ns   |
| Propagation Delay Time<br>$t_{PHL} = (0.38 \text{ ns/pF}) C_L + 11 \text{ ns}$<br>$t_{PHL} = (0.12 \text{ ns/pF}) C_L + 9 \text{ ns}$<br>$t_{PHL} = (0.11 \text{ ns/pF}) C_L + 4.5 \text{ ns}$   | $t_{PHL}$ | 5.0<br>10<br>15 | -<br>-<br>- | 30<br>15<br>10  | 60<br>30<br>20   | ns   |

\*The formulas given are for the typical characteristics only at  $25^\circ\text{C}$

#Data labelled "Typ" is not to be used for design purposes but is intended as an indication of the IC's potential performance.

FIGURE 1 - TYPICAL VOLTAGE TRANSFER CHARACTERISTICS versus TEMPERATURE



# MC14049UB

FIGURE 2 - TYPICAL OUTPUT SOURCE CHARACTERISTICS

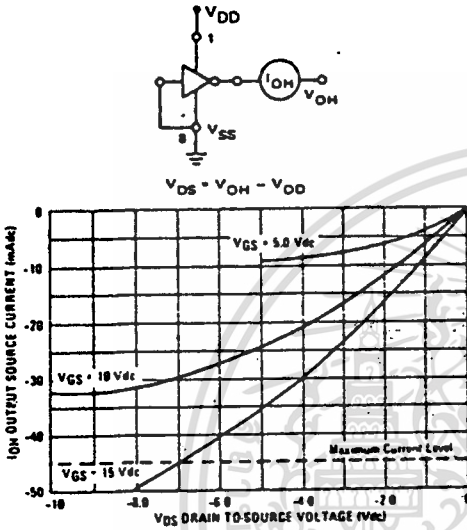


FIGURE 3 - TYPICAL OUTPUT SINK CHARACTERISTICS

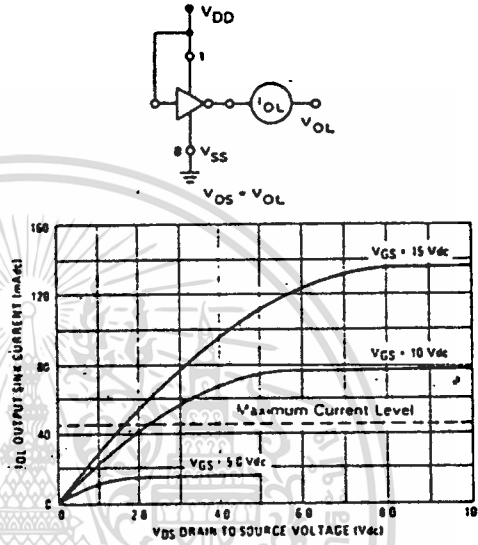


FIGURE 4 - AMBIENT TEMPERATURE POWER DERATING

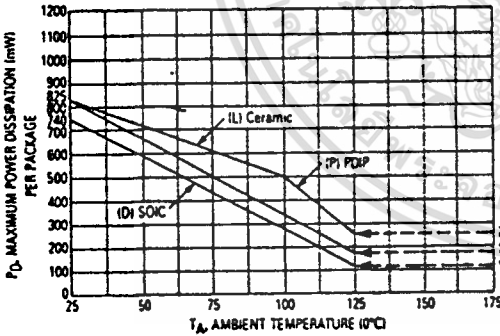
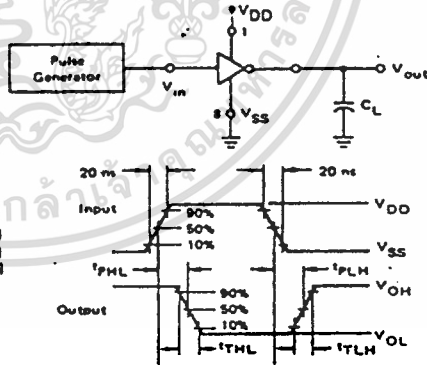
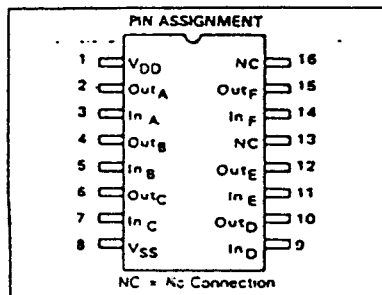


FIGURE 5 - SWITCHING TIME TEST CIRCUIT AND WAVEFORMS



This device contains circuitry to protect the inputs against damage due to high static voltages or electric fields referenced to the VSS pin, only. Extra precautions must be taken to avoid applications of any voltage higher than the maximum rated voltages to this high-impedance circuit. For proper operation, the ranges  $V_{SS} \leq V_{in} \leq 18\text{ V}$  and  $V_{SS} \leq V_{out} \leq V_{DD}$  are recommended. Unused inputs must always be tied to an appropriate logic voltage level; (e.g., either VSS or VDD). Unused outputs must be left open.



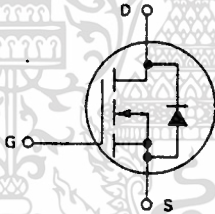
**MOTOROLA**  
**SEMICONDUCTOR**  
**TECHNICAL DATA**

**IRF450**  
**IRF451**  
**IRF452**

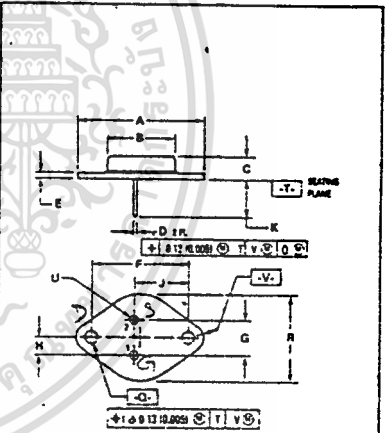
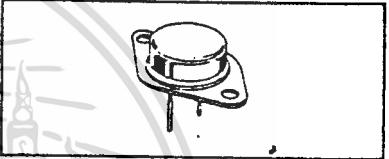
**N-CHANNEL ENHANCEMENT-MODE SILICON GATE**  
**TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR**

These TMOS Power FETs are designed for high voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds
- Low  $r_{DS(on)}$  to Minimize On-Losses. Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads



| Part Number | V <sub>DS</sub> | r <sub>DS(on)</sub> | I <sub>D</sub> |
|-------------|-----------------|---------------------|----------------|
| IRF450      | 500 V           | 0.4 Ω               | 13 A           |
| IRF451      | 450 V           | 0.4 Ω               | 13 A           |
| IRF452      | 500 V           | 0.5 Ω               | 12 A           |



STYLE 1:  
PIN 1 GATE  
2 EMITTER  
CASE COLLECTOR

- NOTES:  
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.3M, 1982.  
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.  
3. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH REFERENCED TO-244AA OUTLINE SHALL APPLY.

| DIM | MILLIMETERS |       | INCHES |       |
|-----|-------------|-------|--------|-------|
|     | MIN         | MAX   | MIN    | MAX   |
| A   | —           | 28.37 | —      | 1.150 |
| B   | —           | 21.08 | —      | 0.830 |
| C   | 0.25        | 0.75  | 0.020  | 0.320 |
| D   | 0.67        | 1.09  | 0.026  | 0.043 |
| E   | 1.48        | 1.77  | 0.058  | 0.070 |
| F   | 28.15       | —     | 1.107  | —     |
| G   | 18.82       | —     | 0.742  | —     |
| H   | 5.48        | —     | 0.215  | —     |
| J   | 16.80       | —     | 0.665  | —     |
| K   | 11.18       | 12.19 | 0.440  | 0.480 |
| L   | 2.84        | 4.19  | 0.151  | 0.165 |
| M   | —           | 26.67 | —      | 1.050 |
| N   | 4.83        | 5.71  | 0.190  | 0.226 |
| V   | 1.84        | 4.19  | 0.073  | 0.166 |

CASE 1-06  
TO-204AA

**MAXIMUM RATINGS**

| Rating  | Symbol                            | IRF        |          |          | Unit         |
|---|-----------------------------------|------------|----------|----------|--------------|
|   |                                   | 450        | 451      | 452      |              |
| Drain-Source Voltage  | V <sub>DS</sub>                   | 500        | 450      | 500      | Vdc          |
| Drain-Gate Voltage<br>(R <sub>GS</sub> = 1.0 MΩ)                        | V <sub>DGR</sub>                  | 500        | 450      | 500      | Vdc          |
| Gate-Source Voltage   | V <sub>GS</sub>                   | ±20        |          |          | Vdc          |
| Drain Current<br>-Continuous<br>Pulsed                                  | I <sub>D</sub><br>I <sub>DM</sub> | 13<br>52   | 12<br>48 | 12<br>48 | Adc.         |
| Total Power Dissipation<br>@ T <sub>C</sub> = 25°C<br>Derate above 25°C | P <sub>D</sub>                    | 150<br>1.2 |          |          | Watts<br>W/C |
| Operating and Storage<br>Temperature Range                              | T <sub>J</sub> , T <sub>stg</sub> | -55 to 150 |          |          | °C           |

**THERMAL CHARACTERISTICS**

| Parameter  | Symbol           | Value | Unit |
|--|------------------|-------|------|
| Thermal Resistance<br>Junction to Case                                     | R <sub>θJC</sub> | 0.83  | °C/W |
| Junction to Ambient  | R <sub>θJA</sub> | 30    | °C/W |
| Maximum Lead Temp. for Soldering<br>Purposes, 1/8" from Case for 5 Seconds | T <sub>L</sub>   | 300   | °C   |

See the MTH13N45 Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for the product on this data sheet.  
The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.

## IRF450-452

### ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T<sub>C</sub> = 25°C unless otherwise noted)

| Characteristic   | Symbol   | Min                  | Max                         | Unit         |      |
|--|--|----------------------|-----------------------------|--------------|------|
| <b>OFF CHARACTERISTICS</b>   |  |                      |                             |              |      |
| Drain-Source Breakdown Voltage<br>(V <sub>GS</sub> = 0, I <sub>D</sub> = 0.25 mA)  | IRF451<br>IRF450, IRF452   | V <sub>(BR)DSS</sub> | 450<br>500                  | —<br>—       | Vdc  |
| Zero Gate Voltage Drain Current<br>(V <sub>GS</sub> = 0, V <sub>DS</sub> = Rated V <sub>DSS</sub> , V <sub>GS</sub> = 0)<br>(V <sub>DS</sub> = 0.8 Rated V <sub>DSS</sub> , V <sub>GS</sub> = 0, T <sub>J</sub> = 125°C) |  | I <sub>DSS</sub>     | —<br>—                      | 0.25<br>1.00 | mAdc |
| Gate-Body Leakage Current, Forward<br>(V <sub>GSF</sub> = 20 Vdc, V <sub>DS</sub> = 0)   |  | I <sub>GSSF</sub>    | —                           | 100          | nAdc |
| Gate-Body Leakage Current, Reverse<br>(V <sub>GSR</sub> = 20 Vdc, V <sub>DS</sub> = 0)   |  | I <sub>GSSR</sub>    | —                           | 100          | nAdc |
| <b>ON CHARACTERISTICS*</b>   |  |                      |                             |              |      |
| Gate Threshold Voltage<br>(V <sub>DS</sub> = V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> = 0.25 mA)   |  | V <sub>GS(th)</sub>  | 2.0                         | 4.0          | Vdc  |
| Static Drain-Source On-Resistance<br>(V <sub>GS</sub> = 10 Vdc, I <sub>D</sub> = 7.0 Adc)  | IRF450, IRF451<br>IRF452   | r <sub>DS(on)</sub>  | —<br>—                      | 0.4<br>0.5   | Ohm  |
| On-State Drain Current (V <sub>GS</sub> = 10 V)<br>(V <sub>DS</sub> ≥ 5.2 Vdc)<br>(V <sub>DS</sub> ≥ 6.0 Vdc)  | IRF450, IRF451<br>IRF452   | I <sub>D(on)</sub>   | 13<br>12                    | —<br>—       | Adc  |
| Forward Transconductance<br>(V <sub>DS</sub> ≥ 5.2 V, I <sub>D</sub> = 7.0 A)<br>(V <sub>DS</sub> ≥ 6.0 V, I <sub>D</sub> = 7.0 A)   | IRF450, IRF451<br>IRF452   | g <sub>FS</sub>      | 6.0<br>6.0                  | —<br>—       | mhos |
| <b>DYNAMIC CHARACTERISTICS</b>   |  |                      |                             |              |      |
| Input Capacitance  | (V <sub>DS</sub> = 25 V, V <sub>GS</sub> = 0,<br>f = 1.0 MHz)  | C <sub>iss</sub>     | —                           | 3000         | pF   |
| Output Capacitance   |  | C <sub>oss</sub>     | —                           | 600          |      |
| Reverse Transfer Capacitance   |  | C <sub>rss</sub>     | —                           | 200          |      |
| <b>SWITCHING CHARACTERISTICS*</b>  |  |                      |                             |              |      |
| Turn-On Delay Time   | (V <sub>DD</sub> = 200 V, I <sub>D</sub> = 7.0 Apt,<br>R <sub>gen</sub> = 4.7 Ohms)                                  | t <sub>d(on)</sub>   | —                           | 35           | ns   |
| Rise Time  |  | t <sub>r</sub>       | —                           | 50           |      |
| Turn-Off Delay Time  |  | t <sub>d(off)</sub>  | —                           | 150          |      |
| Fall Time  |  | t <sub>f</sub>       | —                           | 70           |      |
| Total Gate Charge  | (V <sub>GS</sub> = 10 V, V <sub>DS</sub> = 0.8 ×<br>Rated V <sub>DSS</sub> , I <sub>D</sub> = Rated I <sub>D</sub> ) | Q <sub>g</sub>       | 110 (Typ)                   | 120          | nC   |
| Gate-Source Charge   |  | Q <sub>gs</sub>      | 50 (Typ)                    | —            |      |
| Gate-Drain Charge  |  | Q <sub>gd</sub>      | 80 (Typ)                    | —            |      |
| <b>SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*</b>   |  |                      |                             |              |      |
| Forward On-Voltage   | (I <sub>S</sub> = Rated I <sub>D</sub> ,<br>V <sub>GS</sub> = 0)   | V <sub>SD</sub>      | —                           | 1.3(1)       | Vdc  |
| Forward Turn-On Time   |  | t <sub>on</sub>      | Limited by stray inductance |              |      |
| Reverse Recovery Time  |  | t <sub>rr</sub>      | 1200 (Typ)                  | —            | ns   |
| <b>INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE</b>   |  |                      |                             |              |      |
| Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on the header closer to the source pin and the center of the die)   | L <sub>d</sub>   | 5 (Typ)              | —                           | nH           |      |
| Internal Source Inductance (Measured from the source pin 0.25" from the package to the source bond pad)  | L <sub>s</sub>   | 12.5 (Typ)           | —                           | nH           |      |

\*Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.  
(1) Add 0.1 V for IRF450 and IRF451.

## กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยความอนุเคราะห์จากบุคคลหลาย ๆ ท่าน โดยเฉพาะอย่างยิ่ง อาจารย์ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้กรุณาให้คำแนะนำที่ดีและเป็นประโยชน์ต่อโครงการมาก ๆ และขอขอบคุณอาจารย์และเจ้าหน้าที่ ห้องปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ และภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่และเครื่องมือต่างๆ ในการทำโครงการ สุดท้ายขอขอบคุณ คุณพ่อ คุณแม่ พี่ๆ เพื่อนๆ และ น้องๆ ทุกคนที่ให้อำลัใจ กำลังทรัพย์เครื่องมือ อุปกรณ์ ที่ทำนักพักพิง อาหาร เครื่องดื่ม และ คำแนะนำที่ดีๆ เสมอมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



1. แผนกหนังสือพิเศษด้านอิเล็กทรอนิกส์, “สวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย,” แหล่งจ่ายไฟสำหรับนักอิเล็กทรอนิกส์, 2538, 71 หน้า.
2. สมบูรณ์ มาลานนท์, สมคิด วิริยประสิทธิ์ชัย, “แหล่งจ่ายไฟแบบสวิทซ์ซิ่ง, หจก. สำนักพิมพ์ฟิสิกส์เซ็นเตอร์, 2538 , 246 หน้า.
3. สุวัฒน์ คั่น, สวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ในเครื่องรับโทรทัศน์สี, บริษัท เอนเทลไทย, 2521, 95 หน้า.
4. สุวัฒน์ คั่น, เทคนิคและการออกแบบสวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย, บริษัท เอนเทลไทย, 2537, 245 หน้า.
5. นายวิรัตน์ อุทยานรวัฒน์, นายสมจิต เอียดโรม, นายสัมพันธ์ หงษ์ศรี, แหล่งจ่ายไฟแรงสูงแบบสวิทซ์ซิ่ง, ปรินูญานิพนธ์สำหรับปรินูญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิตสาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2538, 83 หน้า.
6. ครรชิต เดชวายุกุล, ณรงค์ จันทร์แจ่มศรี, ศุภวัชร กลิ่นสัมพันธ์, “อินเวอร์เตอร์รูปคลื่นซายด์ ไซโอจีบีที”, ปรินูญานิพนธ์สำหรับปรินูญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมการวัดคุมทางอุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2538.
7. อุคมศักดิ์ ชัยยืน. “การทำงานของอินเวอร์เตอร์,” Power Electronics 1, คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า ธนบุรี, 2528 , 205 หน้า.
8. MOTOROLA, “MOTOROLA LINEAR AND INTERFACE ICs”, SERIESE , PREVIOUS EDITION, MOTOROLA INC., 1985.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้