สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

# ดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์

# DC - DC CONVERTER

T046425

โดย

นายไพรินทร์ ผอมขำ

นายอาทิตย์ วาดอักษร

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมสารสนเทศ

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 46425
วัน, เดือน, ปี 1 เม.ย. 2546

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|---|---|
| หัวข้อปริญญานิพนธ์ | ดีซี - ดีซี คอนเวอร์เตอร์ |
| โดย | นายไพรินทร์ ผอมขำ รหัสประจำตัว 43015829 |
| | นายอาทิตย์ วาดอักษร รหัสประจำตัว 43015855 |
| อาจารย์ที่ปรึกษา | ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ |
| | ผศ.ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์ |
| ระดับการศึกษา | ปริญญาตรีอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต |
| | สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม |
| ภาควิชา | วิศวกรรมสารสนเทศ |
| ปีการศึกษา | 2544 |

---

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

_____ อาจารย์ที่ปรึกษา
( )

_____ อาจารย์ที่ปรึกษา
( )

_____ กรรมการ
( )

_____ กรรมการ
( )

_____ กรรมการ
( )

ลิขสิทธิ์คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|---|---|
| PROJECT REPORT | DC – DC CONVERTER |
| BY | MR. PAIRIN PHOMKAM |
| | MR. ARTIT VADAUKSORN |
| DEPARTMENT | INFORMATION ENGINEERING |
| ADVISER | ASST.PROF.UTHAI SRITEERAVIROJANA |
| | ASST.PROF.PRADIT VATCHARAPIBOOL |

---

ACCEPTED BY THE FACULTY OF ENGINEERING, KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECNOLOGY LADKRABANG IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENT FOR THE BECHELOR'S DEGREE.

PROJECT REPORT COMMITTEE

_____ CHAIRMAN
( )

_____ COMMITTEE
( )

_____ COMMITTEE
( )

_____ COMMITTEE
( )

_____ COMMITTEE
( )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|---|---|
| หัวข้อปริญญานิพนธ์ | ดีซี - ดีซี คอนเวอร์เตอร์ |
| โดย | นายไพรินทร์ ผอมขำ รหัสประจำตัว 43015829 |
| | นายอาทิตย์ วาดอักษร รหัสประจำตัว 43015855 |
| อาจารย์ที่ปรึกษา | ผศ.อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ |
| | ผศ.ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์ |
| ระดับการศึกษา | ปริญญาตรีอุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต |
| | สาขาเทคโนโลยีโทรคมนาคม |
| ภาควิชา | วิศวกรรมสารสนเทศ |
| ปีการศึกษา | 2544 |

**บทคัดย่อ**

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้กล่าวถึง การออกแบบวงจรแปลงกระแสตรงแรงดันต่ำเป็นกระแสตรงแรงดันสูง โดยไฟกระแสตรงป้อนเข้าได้จากแบตเตอรี่ 12 โวลท์ แปลงเป็นกระแสตรง +/- 45 โวลท์ 7 แอมป์ ภาคควบคุมใช้ไอ.ซี.พัลซ์วิธมอด(PWM)สร้างความถี่ 61 KHz ขับเพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งต่อแบบพุช-พูล โดยขนานกันข้างละ 3 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | |
|---|---|
| PROJECT REPORT | DC – DC CONVERTER |
| BY | MR. PAIRIN PHOMKAM |
| | MR. ARTIT VADAUKSORN |
| DEPARTMENT | INFORMATION ENGINEERING |
| ADVISER | ASST.PROF.UTHAI SRITEERAVIROJANA |
| | ASST.PROF.PRADIT VATCHARAPIBOOL |


**ABSTRACT**

The contents of thesis refer to design direct current low voltage circuit convert to direct high voltage circuit , by power supply voltage input from battery 12 volt convert to direct current voltage +/-45 volt 7 amp . In the part of control use pulse width modulation IC's(PWM) for generated frequency 61 KHz to drive power mosfet that connect push – pull configuration which parallel used is 3 in each transformator primary.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จลงด้วยความเรียบร้อย โดยได้รับการสนับสนุนและการให้คำปรึกษาจากหลายฝ่าย ฉะนั้นผู้จัดทำจึงขอขอบพระคุณ อาจารย์ อุทัย ศรีธีระวิโรจน์ และอาจารย์ประดิษฐ์ วัชรพิบูลย์ เป็นอย่างสูงในการให้คำปรึกษาชี้แนะแนวทางปฏิบัติในการทำโครงงานครั้งนี้ พร้อมทั้งขอบคุณเพื่อนๆทุกท่านที่ให้ความสนับสนุนและช่วยเหลือจนบรรลุล่วงไปด้วยดี ตามวัตถุประสงค์

ท้ายนี้ ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณ บิดา – มารดา และคณะอาจารย์ทุกท่านที่คอยให้กำลังใจและสนับสนุนมาโดยตลอดจนสำเร็จการศึกษาไปด้วยดี

คณะผู้จัดทำ

นายไพรินทร์ ผอมขำ

นาย อาทิตย์ วาดอักษร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ


| | | หน้า |
|---|---|---|
| **บทคัดย่อ** | | |
| **บทที่ 1** | บทนำ | 1 |
| **บทที่ 2** | ทฤษฎีทั่วไปของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย | 3 |
| | 2.1 วงจรส่วนอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย | 3 |
| | 2.1.1 วงจรเรียงกระแส | 4 |
| | 2.1.2 ไดโอดเรกติไฟเออร์ | 8 |
| | 2.1.3 RFI อินพุตฟิลเตอร์ | 9 |
| | 2.2 คอนเวอร์เตอร์ | 9 |
| | 2.2.1 พุช - พูลคอนเวอร์เตอร์ | 9 |
| | 2.2.2 ไดโอดในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย | 13 |
| | 2.3 หม้อแปลงสวิตชิ่ง | |
| | 2.3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิ่ง | 14 |
| | 2.3.2 อุณหภูมิของหม้อแปลงสวิตชิ่ง | 16 |
| | 2.3.3 ฉากกั้น RFI และ EMI | 16 |
| | 2.4 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย | 17 |
| | 2.4.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมแรงดัน | 17 |
| | 2.4.2 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน | 19 |
| | 2.5 เพาเวอร์มอสเฟต | 22 |
| | 2.5.1 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต | 23 |
| | 2.5.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตแบบ CMOS | 26 |
| | 2.5.3 ข้อดีของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเทียบกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ | 27 |
| | 2.6 วงจรสนับเบอร์ | 27 |
| | 2.6.1 วงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส | 27 |
| | 2.6.2 วงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน | 29 |
| **บทที่ 3** | ภาคดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ | 30 |
| | 3.1 การทำงานของวงจรดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ | |
| | 3.2 การออกแบบ DC- DC CONVERTER | 32 |
| | 3.3 การคำนวณและต่อใช้งานไอซี SG3524 | 35 |
| | 3.3.1 สมการพื้นฐานสำหรับดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ใช้ 12 Vdc เป็นอินพุต | 36 |


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ(ต่อ)


3.4 วิธีการพันขดลวดบนแกนทอร์รอยด์ 36

**บทที่ 4** การทดลองดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ 41

**บทที่ 5** บทสรุปผลการทดลองและการพัฒนา 46

**ภาคผนวก**






เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป


หน้า

**รูปที่ 1** BLOCK DIAGRAM รวมของดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ 2

**รูปที่ 2.1** วงจรส่วนอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 3

**รูปที่ 2.2** การประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ ให้มีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของค่าคาบเวลาแรงดันไฟสลับเพื่อสะดวกในการคำนวน 6

**รูปที่ 2.3** วงจรพื้นฐานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ 10

**รูปที่ 2.4** การหน่วงของช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจากประจุสะสม 11

**รูปที่ 2.5** การกำหนดค่าเวลาเผื่อ $t_D$ กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ 12

**รูปที่ 2.6** ลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D1 และ D2 13

**รูปที่ 2.7** วงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน 17

**รูปที่ 2.8** ลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผล มาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อย 18

**รูปที่ 2.9** การจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL494 ( ที่มา : Motorola) 19

**รูปที่ 2.10** รูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL494 20

**รูปที่ 2.11** ลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL494 21

**รูปที่ 2.12** ลักษณะของกระแส และแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส ในส่วน ที่แรงเงาจะเป็นส่วนที่จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความ ร้อนได้สูง 22

**รูปที่ 2.13** ตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต 23

**รูปที่ 2.14** ลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส 24

**รูปที่ 2.15** ตัวอย่างของ Gate Charge Chart 25

**รูปที่ 2.16** (ก) ลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส (ข) เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส 26



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป(ต่อ)


**รูปที่ 2.17** การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี **CMOS** 27

**รูปที่ 2.18** ลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส 28

**รูปที่ 2.19** การต่อวงจรสนับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ 28

**รูปที่ 2.20** การต่อสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส 29

**รูปที่ 3.1** วงจร ดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ 30

**รูปที่ 3.2** การทำงานของ push-pull converter 33

**รูปที่ 3.3** บล็อกไดอะแกรมของ IC SG3524 34

**รูปที่ 3.3** ขั้นตอนการการพันขดลวด 39

**รูปที่ 3.4** ขดลวดที่พันสำเร็จ 40

**รูปที่ 4.1** รูปคลื่นสัญญาณกระตุ้นเกต ขา11 และขา 14 ขณะที่ยังไม่จ่ายแรงดัน 41

**รูปที่ 4.2** รูปคลื่นสัญญาณกระตุ้นเกต ขา 11 ขณะจ่ายโหลดแรงดัน 45 V กระแส 4A 42

**รูปที่ 4.3** แสดงรูปคลื่นสัญญาณ ของขา 11 ขณะไม่จ่ายโหลด 43

**รูปที่ 4.4** แสดงรูปคลื่นสัญญาณกระตุ้นเกต ขา 11 ขณะจ่ายโหลดแรงดัน 45 V 44

**รูปที่ 4.5** รูปคลื่นสัญญาณกระตุ้นเกต ขา 11 และขา 14 ขณะโหลดจ่ายแรงดัน 45 V 46



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1
# บทนำ

## วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาระบบการทำงานของดีซี- ดีซี คอนเวอร์เตอร์
2. เพื่อสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงใช้ในการทดลอง
3. เพื่อศึกษาการทำงานของ IC ในการควบคุมการทำงานของดีซี- ดีซี คอนเวอร์เตอร์
4. สามารถนำทำงานของดีซี- ดีซี คอนเวอร์เตอร์ไปประยุกต์ใช้งานได้
5. สามารถออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

## แนวความคิดและที่มา

ต้องการทำแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงคงที่แรงดัน มีค่าบวกค่าลบ จากแบตเตอรี่ 12 โวลท์

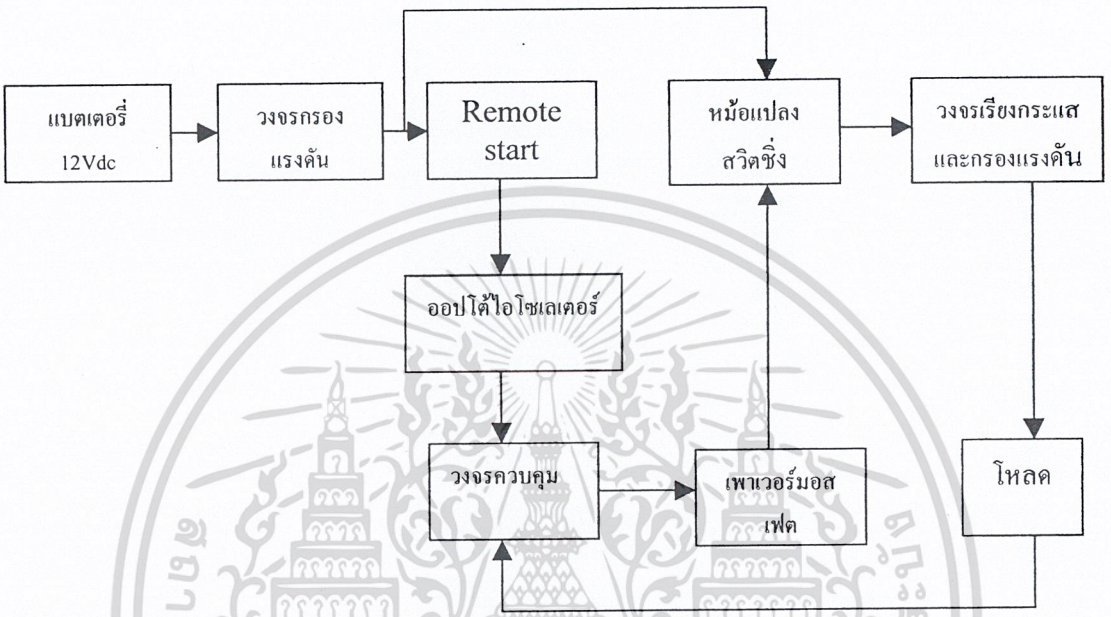
## ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้รับความรู้ความเข้าใจระบบการทำงานของดีซี- ดีซี คอนเวอร์เตอร์
2. ได้รับความรู้ความเข้าใจในการออกแบบและสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง
3. ได้รับความรู้ความเข้าใจเกี่ยวกับการทำงานของ IC ในการควบคุมการทำงานของดีซี - ดีซี คอนเวอร์เตอร์
4. มีความรู้ในการทำงานของดีซี- ดีซี คอนเวอร์เตอร์ที่จะไปประยุกต์ใช้งานต่อไปได้

## ขอบเขตของโครงงาน

1. สามารถจ่ายแรงดันไฟตรงได้ +/-45โวลต์ และที่กระแสสูงสุด 7 แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 1** BLOCK DIAGRAM รวมของดีซี- ดีซี คอนเวอร์เตอร์

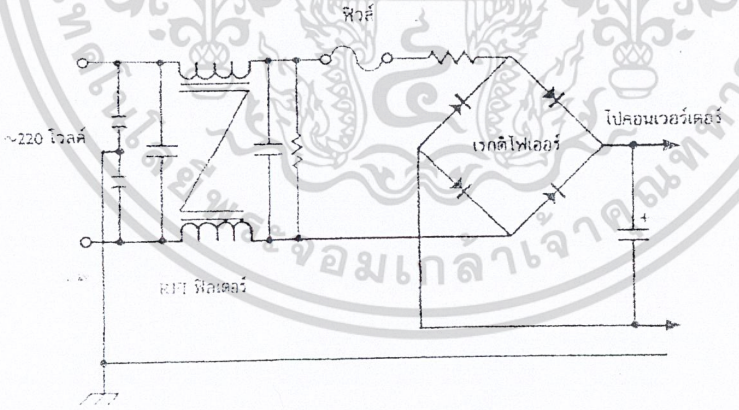
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 2
# ทฤษฎีทั่วไปของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

## 2.1 วงจรส่วนอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยส่วนใหญ่จะถูกออกแบบมาให้ใช้กับระบบไฟสลับ110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ แรงดันไฟสลับจะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรงเสียก่อนด้วยวงจรในส่วนอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย เพื่อส่งต่อไปให้คอนเวอร์เตอร์ลดทอนและคงค่าแรงดันอีกทีหนึ่ง ตัวอย่างการจัดวงจรที่อินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย อาจเป็นได้ที่ดังแสดงไว้ในรูปที่ 1 โดยวงจรส่วนอินพุตอาจแบ่งออกได้เป็นส่วนสำคัญ 3 ส่วน ดังนี้คือ

1. วงจรเรียงกระแส (Rectifier)
2. ฟิวส์ (Fuse)
3. RFI ฟิลเตอร์ (RFI Input Filer)




รูปที่ 2.1 แสดงตัวอย่างวงจรส่วนอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ประกอบด้วยเรกติไฟเออร์ ฟิวส์ และ RFI ฟิลเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.1 วงจรเรียงกระแส (Rectifier)

เรกติไฟเออร์ นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดของวงจร ในส่วนอินพุตสวิตชิ่งเพาเวาร์ซัพพลาย และจะเป็นตัวกำหนด ค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์และ RFI ฟิลเตอร์ เรกติไฟเออร์จะประกอบด้วยอุปกรณ์สำคัญ 3 ตัวคือ ตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ Cและไดโอดเรกติไฟเออร์ D1-D4 มีหน้าที่หลักคือ เปลี่ยนแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

**ตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs**

ตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs มีประโยชน์มาก ในวงจรเรกติไฟเออร์ Rs จะเป็นตัวจำกัดกระแสกระชากที่จะเกิดขึ้นในวงจร โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มเปิดเครื่องให้ทำงาน ตัวเก็บประจุขณะชาร์จประจุจะเหมือนมีการลัดวงจรขึ้น ถ้าค่าของตัวเก็บประจุสูงก็จะทำให้เกิดกระแกระชากขณะเปิดเครื่องสูงด้วย การกำหนดค่าตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs ไว้ในวงจรจะทำให้การไหลของกระแสขณะเปิดเครื่องเป็นไปได้อย่างช้าๆ และลดกระแสกระชาก ตัวต้านทาน Rs ในวงจรเรกติไฟเออร์ จำเป็นต้องมีการกำหนดค่าอย่างเหมาะสม เนื่องจากในวงจรเรกติไฟเออร์ที่มีตัวเก็บประจุฟิลเตอร์นั้น ค่าของแรงดันที่ได้จากวงจรจะขึ้นกับค่าของ Rs และกำลังงานที่วงจรเรกติไฟเออร์จะต้องจ่ายออกไป การต่อตัวต้านทานจำกัดกระแส Rs จะทำให้ประสิทธิภาพของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายลดลง เนื่องจากการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัว Rs การกำหนดค่าของ Rs จึงต้องพิจารณาจากความเหมาะสม ระหว่างการลดกระแสกระชาก และประสิทธิภาพการทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอด D1 – D4 ให้มีค่าความเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามที่คอนเวอร์เตอร์ต้องการ การทำงานของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์C ในวงจรเรกติไฟเออร์จะเป็นไปในลักษณะของการชาร์จประจุและคายประจุ ซึ่งค่ากระแสขณะชาร์จประจุ และคายประจุจะมากหรือน้อยขึ้นกับค่าความจุของตัวเก็บประจุCและภาวะของโหลดที่เอาต์พุต จะแสดงค่ากระแส RMS ที่อินพุต และค่ากระแส RMSของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C ต่อค่ากระแสประสิทธิภาพ Ieที่อินพุตของวงจรเรกติไฟเออร์ โดยที่

$$Ie = Pin / Vin,rms$$

เมื่อ Ie คือ ค่ากระแสประสิทธิภาพผลที่อินพุต เป็นอาร์เอ็มเอสแอมป์

Pin คือ กำลังงานที่จ่ายเข้าทางด้านอินพุต เป็นวัตต์

Vin,rms คือ ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสที่อินพุต เป็นอาร์เอ็มเอสโวลต์

ส่วน Rsf คือ ค่าแฟกเตอร์ของตัวต้านทาน Rs และค่า Rsf หาได้จาก

$$Rsf = Rs\ Pin$$

## การพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C สำหรับวงจรเรกติไฟเออร์

จะต้องพิจารณาปัจจัยดังต่อไปนี้ด้วยคือ

**1. อัตราทนกระแสระลอกของตัวเก็บประจุ (RMS Ripple Current Rating)**

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ เกิดจากชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุเองดังรูป 2.2 ค่ากระแสระลอกของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ทำให้ตัวเก็บประจุร้อนและลดอายุการใช้งาน อาจหาได้จากค่ากระแสประสิทธิผล Ie ของวงจรเรียงกระแส

การเลือกใช้ ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C จะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสระลอก ที่คำนวณได้เพื่อไม่ให้ตัวเก็บประจุร้อน ขณะทำงานในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูง การใช้ตัวเก็บประจุขนานกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้กับตัวเก็บประจุได้เช่นกัน

**2. แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของเรกติไฟเออร์ (Ripple Voltage)**

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตของเรกตไฟเออร์ จะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุต ทำให้แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมที่ แรงดันเอาต์พุตของเรกติไฟเออร์มีค่ามากก็ลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ลงไป และทำให้ช่วงแรงดันไฟสลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายแคบลง ปกติการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะยอมให้เรกติไฟเออร์มีค่าแรงดันกระเพื่อมได้ไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุต

ค่าของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C เพื่อให้ค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกินกำหนด อาจคำนวณได้จาก

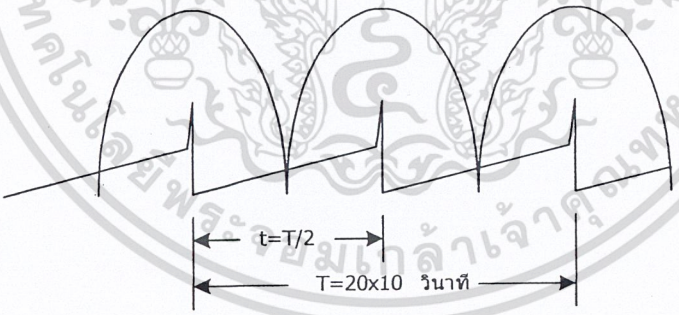
$$C = Ie \cdot \Delta t / \Delta v_{ripple}$$

เมื่อ Ie คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรกติไฟเออร์

$\Delta t$ คือ ช่วงเวลาที่ C คายประจุ

$\Delta v_{ripple}$ คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของเรกติไฟเออร์

**หมายเหตุ** เพื่อให้ง่ายในการคำนวณค่าของ C ช่วงเวลาที่คายประจุ อาจจะกำหนดจากช่วงยอดสูงสุดของคลื่นลูกหนึ่งไปอีกลูกหนึ่งของแรงดันที่ได้จากไดโอดเรกติไฟเออร์ ดังในรูปที่ 2.3ดังนั้นค่าเวลา จะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของค่าคาบเวลาของแรงดันไฟสลับนั่นเอง (10*10 วินาทีที่ความถี่ไฟสลับ 50 เฮิรตซ์)




**รูปที่ 2.2** การประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ให้มีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของค่าคาบเวลาแรงดันไฟสลับเพื่อสะดวกในการคำนวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**3. ช่วงเวลาโฮลด์อัพ (Holdup Time)**

ช่วงเวลาโฮลด์อัพ เป็นช่วงเวลาที่สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ยังสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ หรือค่าแรงดันไฟสลับต่ำกว่ากำหนด และเพื่อให้สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีค่าเวลาโฮลด์อัพ ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จะต้องมีค่ามากพอเพื่อจ่ายกระแสให้กับ คอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ ค่าของ C เพื่อให้เกิดช่วงเวลาโฮลด์อัพอาจหาได้จาก

$$C = 2P_o t_H/\gamma(v_s - v_f)$$

เมื่อ P คือ ค่ากำลังงานสูงสุดที่เอาต์พุต ของคอนเวอร์เตอร์

$\gamma$ คือ ค่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์

$v_s$ คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ก่อนหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

$v_f$ คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์หลังหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

$t_H$ คือ ค่าช่วงเวลาโฮลด์อัพที่ต้องการ (โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 20* 10 วินาที ถึง 50*10 วินาที)

**4. อัตราทนแรงดัน**

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่า แรงดันไฟตรงเอาต์พุต ของวงจรเรกติไฟเออร์ แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของคอนเวอร์เตอร์ เช่น สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่มีแรงดันไฟสลับอินพุต 187 – 260 โวลต์ ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ควรมีอัตราทนแรงดันอย่างต่ำที่ 385 โวลต์หรือ 400 โวลต์ เป็นต้น

**5. ขนาดและราคา**

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ปกติจะเป็นชนิดอิเล็กทรอไลต์ ที่อัตราทนแรงดันสูง ๆ ตัวเก็บประจุอิเล็กทรอไลต์จะมีขนาดใหญ่และมีราคาแพง การเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่มีอัตราทนแรงดันและค่าความจุสูงเกินไป จะเห็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายเกินความจำเป็น กินเนื้อที่และเพิ่มขนาดของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ขนาดและราคาจึงเป็นปัจจัยหนึ่งที่ควรพิจารณาก่อนเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ด้วยเช่นกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.2 ไดโอดเรกติไฟเออร์

การเลือกใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้

**1. ค่ากระแสกระชาก :IFSM (Maximum Surge Current)**

กระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านไดโอดเรกติไฟเออร์จะเกิดขึ้น ขณะเปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดอาจคำนวณได้จาก

$$I = V_{peak}/(Rs + ESR)$$

เมื่อ $V_{peak}$ คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุต

ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

Rs คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรกติไฟร์จะมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก ประมาณ 20 – 30 เท่าของอัตราทนกระแสเฉลี่ย ขณะถูกไบแอสตรงของมัน ไดโอดเรกติไฟร์ที่ใช้จะต้องมีค่าอัตราทนกระแสกระชากมากกว่าที่คำนวณได้จากสมการ ค่าของกระแสกระชาก อาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของแต่ประสิทธิภาพของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะลดลง เนื่องจากกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ตัวต้านทานจำกัดกระแส

**2. ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง:IFRM (Maximum Forward Curremt)**

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรกติไฟร์ จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้โหลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสของไดโอดเรกติไฟร์ จึงหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จากกราฟ นั่นเอง

**3. ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง:IFM (Maximum Average Forward Current)**

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรกติไฟร์จะได้รับขณะทำงาน การพิจารณาค่า อาจทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัติควรเพื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5 – 2 เท่าจากที่คำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอกภัยและยืดอายุการใช้งาน

**4. อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด: VRRM**

ในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ปกติเรกติไฟเออร์ต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้น อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดของไดโอด VRRM จึงต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ อย่างไรก็ตามควรพิจารณาเผื่อค่าแรงดันไบแอสกลับ ให้มากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่อาจเกิดทรานเซียนต์ขึ้นได้ในสายไฟสลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟิวส์

ฟิวส์มีหน้าที่หลัก 2 ประการคือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และเพื่อแยกส่วนวงจรออกจากตำแหน่งจ่ายไฟกรณีมีการลัดวงจรเกิดขึ้นการเลือกใช้ฟิวส์เพื่อใช้ในส่วนของวงจรเรียงกระแสในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้น จะต้องพิจารณาเกี่ยวกับค่าอัตราแรงดัน (voltage rating) และค่าอัตราทนกระแส (current rating ) ให้มีความเหมาะสมเพื่อเพิ่มอายุการใช้งานของอุปกรณ์ในวงจร

### 2.1.3 RFI อินพุตฟิลเตอร์

การทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเป็นการทำงาน ในลักษณะการเปลี่ยนแปลง ของกระแสอย่างฉับพลันที่ค่ากระแสสูงๆ สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI ได้เป็นอย่างดีดังนั้นสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจำเป็นต้องมี วงจรฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะออกไปภายนอก ให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ วิธีการลดสัญญาณรบกวน RFI ที่จะออกไปภายนอกที่ใช้กันโดยทั่วไปสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายก็คือ การต่อ LC ฟิลเตอร์คั่นที่อินพุตกับระบบแรงดันไฟสลับ เพื่อลดสัญญาณ RFI ทั้งที่สัญญาณโหมดความแตกต่าง (differential mode) และที่สัญญาณโหมดร่วม (common mode)

## 2.2 คอนเวอร์เตอร์

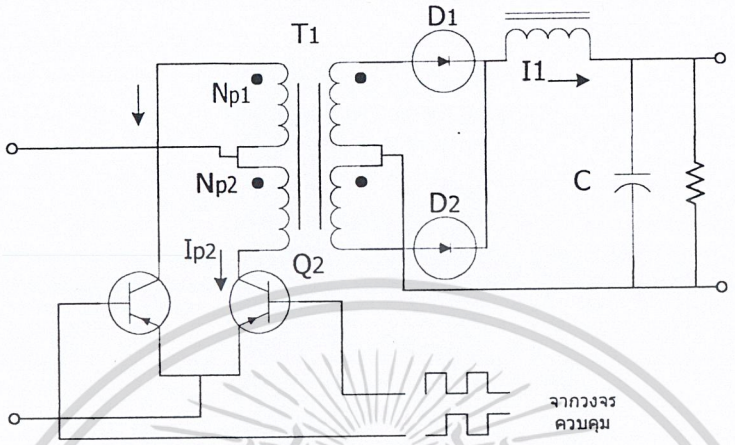
คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุด ในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ และสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบ จะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไป แต่จะขอกล่าวถึงเฉพาะคอนเวอร์เตอร์แบบที่ใช้ในโครงงานนี้เท่านั้น

### 2.2.1 พุช – พูลคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของพุช – พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push – Pull Converter) เปรียบเหมือนกับการนำฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์สองชุดมาต่อทำงานร่วมกัน โดยสลับกันทำงาน ในแต่ละครึ่งคาบเวลาในลักษณะกลับเฟสทำให้จ่ายกำลังได้ค่อนข้างสูงในช่วง 200 ถึง 1000 วัตต์ อย่างไรก็ตามเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรยังมีแรงดันตกคร่อม ขณะหยุดนำกระแสค่อนข้างสูง เช่นเดียวกับฟอร์เวิร์ดและฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ รวมทั้งปัญหาในการเกิดฟลักซ์ ไม่สมมาตรในแกนเฟอร์ไรต์ของวงจรทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**พื้นฐานการทำงานของพุช - พูลคอนเวอร์เตอร์**



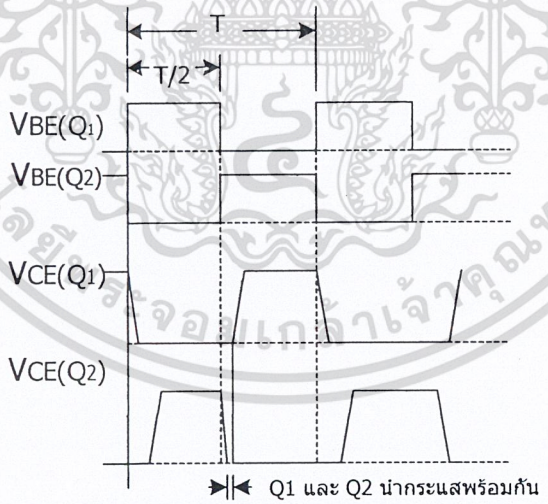

**รูปที่ 2.3** วงจรพื้นฐานของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของพุช – พูลคอนเวอร์เตอร์ แสดงไว้ในรูปที่ 2.5 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานโดยผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลา T ขณะที่ Q1 นำกระแสจะมีกระแส Ip ไหลผ่านขดไพรมารี Np1 และไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ส่วนไดโอด D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ขดไพรมารี Ns2 ผ่านไดโอด D2 และ L0 ไปยังตัวเก็บประจุ C0 และโหลด RL ได้ ในจังหวะนี้แรงดันตกคร่อม Q2 จะมีค่าเป็น 2Vin (จำนวนรอบ Np1 = Np2 และ Ns1 = Ns2) ในทำนองเดียวกันขณะที่ Q2 นำกระแส Q1 และ D2 จะไม่นำกระแส เนื่องจากถูกไบแอสกลับD1 ซึ่งอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงจะนำกระแสจากขดเซกคั่นดารี่ Ns1 ผ่าน L0 ไปยังตัวเก็บประจุ C0 และโหลด RL ขณะที่แรงดันตกคร่อม Q1 มีค่าเท่ากับ 2Vin เช่นเดียวกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ค่าเวลาเผื่อ tD สำหรับพุช – พูลคอนเวอร์เตอร์**

การกำหนดค่าเวลาเผื่อ (Dead time) เพื่อไม่ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ มีช่วงเวลานำกระแสมากเกินไป มีเหตุผลหลักสองประการ คือ ประการแรก ถ้าไม่มีการจำกัดช่วงเวลานำกระแสเอาไว้ เมื่อเกิดกรณีโหลดดึงกระแสมากขึ้น วงจรควบคุมจะสั่งงานให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าช่วงเวลานำกระแสเพิ่มขึ้น และทำให้ช่วงเวลานำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวมีค่าลดลงและเกิดฟลักซ์ไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลง แกนเฟอร์ไรต์จะเข้าสู่จุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็วทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ พังเสียหายได้ เหตุผลประการที่สอง ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน ในกรณีนี้เกิดได้จากการตอบสนองที่ช้าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ถึงแม้จะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ครึ่งหนึ่งของคาบเวลาเท่ากันแล้วก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ก็ยังไม่ปลอดภัยเพียงพอ ในกรณีนี้แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวขณะนำกระแสจะเท่ากับค่าของแรงดันอินพุต และทำให้เกิดการพังเสียหายอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 2.4 ประกอบ)



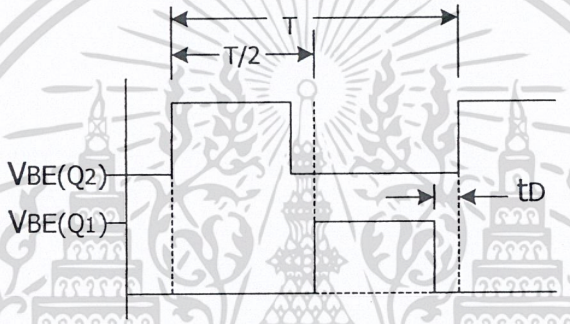

**รูปที่ 2.4** การหน่วงของช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจากประจุสะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่ม นำกระแสจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน การกำหนดค่าเวลาเผื่อ tD สำหรับช่วงเวลานำกระแสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 ดังรูปที่ 2.7 จะช่วยป้องกันปัญหาที่กล่าวมาแล้วได้ ค่าเวลาเผื่อ tD โดยทั่วไปจะกำหนดไว้ประมาณ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งคาบเวลา ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จึงไม่ควรมีค่าเกิน

$$t_{on(max)} = 0.8[T/2]$$

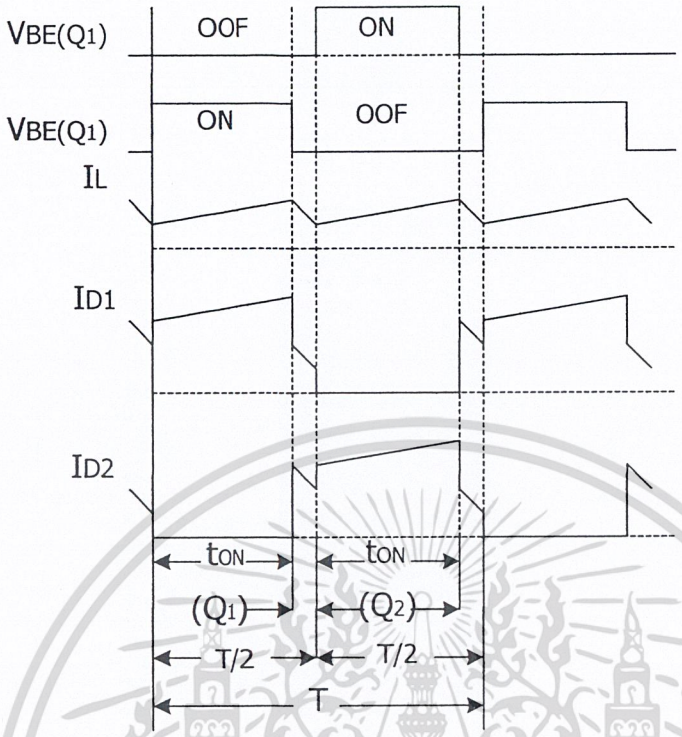
$$= 0.4T$$




**รูปที่ 2.5** การกำหนดค่าเวลาเผื่อ $t_D$ กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากรูปที่ 2.7 ในช่วงเวลาเผื่อ tD นี้ Q1 และ Q2 จะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสพร้อมกันทั้งสองตัว ซึ่งเปรียบได้กับช่วงเวลา tOFF ของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ที่เอาต์พุตโช้ค L0 จะมีการยุบตัวของสนามแม่เหล็กและกลับขั้วแรงดัน แต่เนื่องจากพุช – พูลคอนเวอร์เตอร์ ไม่มีไดโอดฟลายวิลเช่นเดียวกับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ในกรณีนี้ไดโอด D1 และ D2 ในรูปที่ 2.5 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีกระแสไหลผ่านขดเซกคั่นดารี่ Ns1 และ Ns2 เนื่องจากการถ่ายเทพลังงานสะสมใน L0 ในช่วงเวลาเผื่อ tD นี้ด้วย โดยกระแสที่ไหลจาก L0 จะถูกแบ่งครึ่งผ่านไดโอด D1 และ D2 อย่างไรก็ตาม พลังงานที่สะสมในขดไพรมารี่เนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กในช่วงเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสก็จะมีการถ่ายเทออกไปที่ขดเซกคั่นดารี่ในช่วงเวลาเผื่อ tD ด้วยเช่นกัน แต่จะมีกระแสไหลเซกคั่นดารี่ได้เพียงขดเดียว เนื่องจากไดโอดที่ต่ออยู่กับขดเซกคั่นดารี่ที่เหลือจะอยู่ในลักษณะไบแอสกลับ ทำให้มีกระแสเสริมและลดทอนกระแสที่ไหลจากเอาต์พุตโช้ค L0 ดังนั้นกระแสขอบที่เกิดขึ้นในช่วงเวลา tD ของไดโอดตัวหนึ่งจะมากกว่าของอีกตัวหนึ่งเสมอดังที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 2.6** ลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D1 และ D2

### 2.2.2 ไดโอดในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้ คือ

(1) มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ

(2) มีช่วงเวลาคืนตัวสั้น

(3) สามารถทนกำลังได้สูง

ซิลิคอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติไฟเออร์ทั่ว ๆ ไป จะไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ได้เนื่องจากมีค่าช่วงเวลาคืนตัวมาก กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงและมีประสิทธิภาพต่ำ ปกติไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้จากไดโอด 3 ชนิดดังต่อไปนี้ คือ

1. ฟาสต์ – รีคัพเวอรี่ไดโอด (Fast Recovery Didode)
2. อุลตราฟาสต์ – รีคัพเวอรี่ไดโอด (Ultra Fast Recovery Diode)
3. ชอตต์กี้ไดโอด (Schottky Diode)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ฟาสต์ – รีคัพเวอรี่และอุลตราฟาสต์ – รีคัพเวอรี่ไดโอด**

ฟาสต์ – รีคัพเวอรี่ไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัว trr ประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิคอนไดโอดมาก และฟาสต์ – รีคัพเวอรี่ไดโอด มีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์ – รีคัพเวอรี่ไดโอดจะมีช่วงเวลาคืนตัว trr ประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาทีและมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส VF ของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ในช่วงเดียวกันคือประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์ ตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสต์ – รีคัพเวอรี่ และอุลตราฟาสต์ – รีคัพเวอรี่ไดโอดมีค่าค่อนข้างสูง ไดโอดทั้งสองชนิดนี้จึงเหมาะกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตที่มีแรงดันตั้งแต่ 12 โวลต์ขึ้นไป

**ชอตต์กี้ไดโอด**

ชอตต์กี้ไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำที่ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำ ๆ และกระแสสูง เช่น ที่ค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 5 โวลต์ เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในแตกต่างจากฟาสต์ – รีคัพเวอรี่และอุลตราฟาสต์ – รีคัพเวอรี่ไดโอด ชอตต์กี้ไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมขึ้นภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัว trr ของชอตต์กี้ไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือว่าชอตต์กี้ไดโอดไม่มีกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ได้

อย่างไรก็ตาม ชอตต์กี้ไดโอดมีข้อเสียอยู่ 3 ประการ คือ

(1) ชอตต์กี้ไดโอดมีอัตราทนแรงดันขณะไบแอสกลับได้สูงสุดที่ 100 โวลต์เท่านั้น

(2) ชอตต์กี้ไดโอดมีกระแสรั่วไหลสูงขณะถูกไบแอสกลับทำให้เกิดกำลังสูญเสียค่อนข้างสูง

(3) เมื่อนำชอตต์กี้ไดโอดมาใช้ในคอนเวอร์เตอร์จะให้ทรานเซียนต์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสสูง

## 2.3 หม้อแปลงสวิตชิ่ง (Switching Transformer)

### 2.3.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิ่ง

หม้อแปลงสวิตชิ่งมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่เอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่าง แรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิ่ง โดยมีรายละเอียดดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)**

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์ จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์ แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมากเฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงประมาณ ในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิ่งจึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาทำแกนของหม้อแปลงสวิตชิ่งจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ

**บอบบิ้น (Bobbin)**

บอบบิ้นหรือแบบรองพันปกติ จะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูง และไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตาม มาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ขนาดบอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB

**ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)**

การพันลวดทั้งไพรมารีและเซกคั่นดารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดง อาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้น เพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้นขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวดความถี่และผลข้างเคียงอื่น ๆ

**เทปฉนวน (Insulation Tape)**

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิ่งและมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารี่และเซกคั่นดารี่ ด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือ โพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ระหว่าง 0.05 –0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิ่งเป็นหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.2 อุณหภูมิของหม้อแปลงสวิตชิ่ง

การออกแบบหม้อแปลงสวิตชิ่ง จะถือได้ว่าประสบความสำเร็จถ้าในขณะที่คอนเวอร์เตอร์จ่ายกำลังที่โหลดสูงสุดแล้วหม้อแปลงไม่ร้อน (อุณหภูมิของหม้อแปลงสวิตชิ่งขณะทำงานไม่ควรเกิน 80°C) หม้อแปลงจะร้อนเนื่องจากมีกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสูง ซึ่งจะเกิดจากกำลังงานสูญเสียภายในขดลวดทองแดงของหม้อแปลง และการในแกนเฟอร์ไรต์ อณหภูมิของหม้อแปลงที่เพิ่มขึ้นขณะทำงาน เนื่องจากการสูญเสียในหม้อแปลงอาจคำนวณได้จากสมการ

$$\Delta T = 23.5(P_W + P_C)/[A_e.A_w]$$

เมื่อ $\Delta T$ คือ อุณหภูมิของหม้อแปลงที่เพิ่มขึ้นจากอุณหภูมิห้อง เป็น °C

$P_W$ คือ กำลังสูญเสียภายในขดลวดทองแดง เป็น วัตต์

$P_C$ คือ กำลังสูญเสียภายในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวัตต์

$A_e$ คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร

$A_w$ คือ ขนาดช่องพันขดลวดบอบบิ้น เป็นตารางเซนติเมตร

(ค่า$\Delta T$ที่ได้จากสมการที่ เป็นค่าโดยประมาณ ซึ่งจะให้ค่าใกล้เคียงกับอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นจริง ถ้า $\Delta T$ มีค่าอยู่ในช่วง 20 ถึง 50 °C)

### 2.3.3 ฉากกั้น RFI และ EMI

ฉากกั้น RFI หรือ Fraraday Screen เพิ่มเข้ามาในหม้อสวิตชิ่ง เพื่อป้องกันการเกิดกระแส RF ไหลผ่านระหว่างขดไพรมารี่และเซกคั่นดารี่ในหม้อแปลง เนื่องจากสนามไฟฟ้าระหว่างขดลวดอาจทำให้เกิดตัวเก็บประจุแฝงคร่อมระหว่างขดไพรมารี่และเซกคั่นดารี่ ฉากกั้น RFI จะเป็นตัวผ่านทางให้กระแส RF ที่เกิดขึ้นไหลลงกราวด์

ฉากกั้น RFI สามารถทำได้โดยใช้แผ่นตัวนำบางๆ และมีขนาดความกว้างเท่ากับระยะพันขดลวดบนบอบบิ้นเพื่อให้คลุมขดลวดได้ทั้งหมด พันรอบบนแกนเพื่อแยกสนามไฟฟ้าระหว่างขดลวดไพรมารี่และขดเซกคั่นดารี่ออกจากกัน พันให้ครบรอบโดยที่ปลายของฉากกั้น RFI ต้องให้มีการเหลื่อมกันน้อยที่สุด เพื่อลดค่าตัวประจุในฉากกั้นซึ่งเกิดจากการเหลื่อมกันที่ปลายรอบ และให้ใช้ฉนวนรองระหว่างจุดเริ่มต้นและจุดปลายเอาไว้ เพื่อป้องกันการเชื่อมถึงกันทางไฟฟ้าที่จุดเริ่มต้นและจุดปลายของฉากกั้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



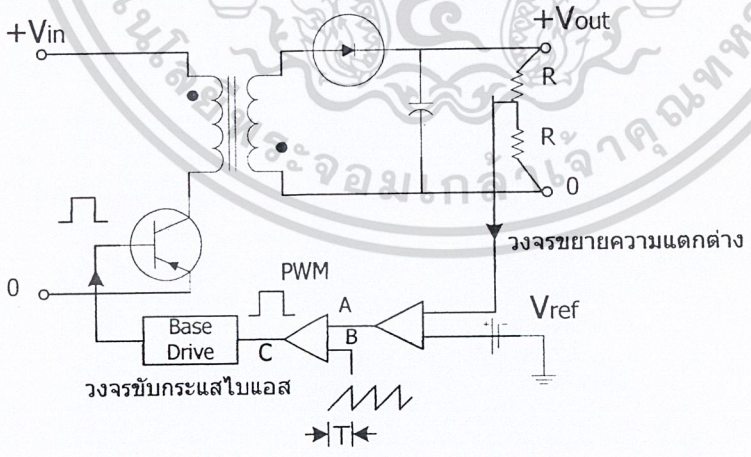
ฉากกั้น EMI (Electromagnetic Screen) จะทำไว้เพื่อลดการแพร่กระจ่ายของสัญญาณรบกวน EMI ซึ่งจุดที่ก่อให้เกิดการแพร่กระจ่ายของสัญญาณรบกวน EMI ได้มากที่สุดของหม้อแปลงสวิตชิ่งก็คือช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์ การลดสัญญาณรบกวน EMI จะทำได้โดยใช้แผ่นทองแดงที่มีความกว้างประมาณ 30 เปอร์เซ็นต์ของความกว้างของบอบบิ้น พันรอบแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อทำฉากกั้น EMI คลุมรอบช่องอากาศคั่นเอาไว้ และบัดกรีเชื่อมจุดเริ่มและจุดปลายเข้าด้วยกัน จะสามารถลดการแพร่กระจ่ายของสัญญาณรบกวน EMI ลงได้ถึง 12 dB

## 2.4 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

วงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่น (Pluse Width Modulation)หรือ PWM เป็นหลักการใช้ PWM เมื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้สองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุม คือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมกระแส

### 2.4.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุต



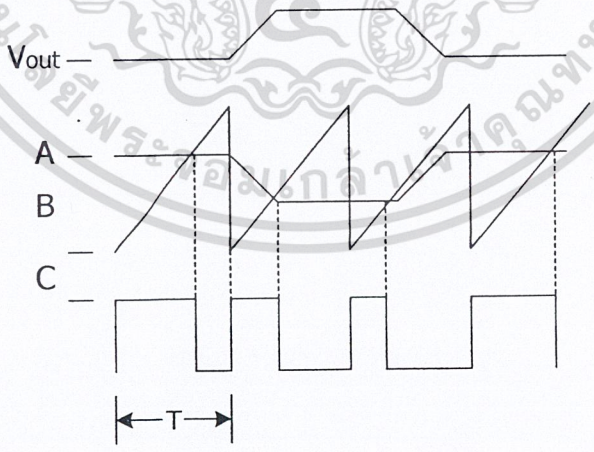

**รูปที่ 2.7** วงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

46425

จากรูป วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง Vref ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E / A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E / A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชั่นของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ของคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E / A ที่ขาอินเวอร์ติ้ง ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ $180^{\circ}$ กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t,on ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t,on ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์คือ TL494

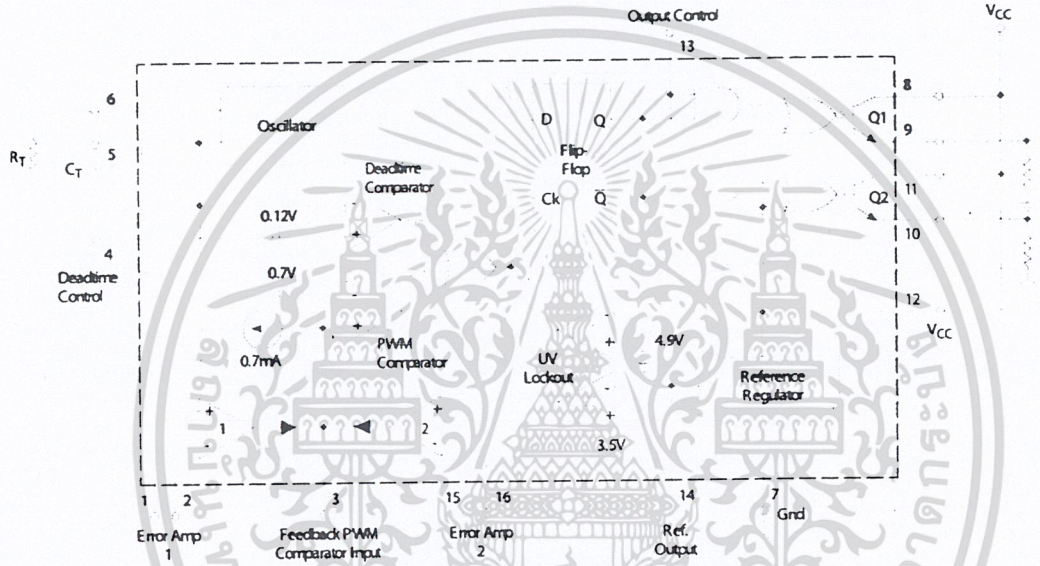



**รูปที่ 2.8** ลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผล มาจากการมอดูเลตสัญญาณ ป้อนกลับและสัญญาณฟันเลื่อยตามรูปที่ 2.8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.4.2 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมจากแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงาน สำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน




**รูปที่ 2.9** การจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL494 ( ที่มา : Motorola)

**การกำหนดควบเวลาการทำงาน**

วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์กำหนดโดยค่าของ $R_T$ และ $C_T$ จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

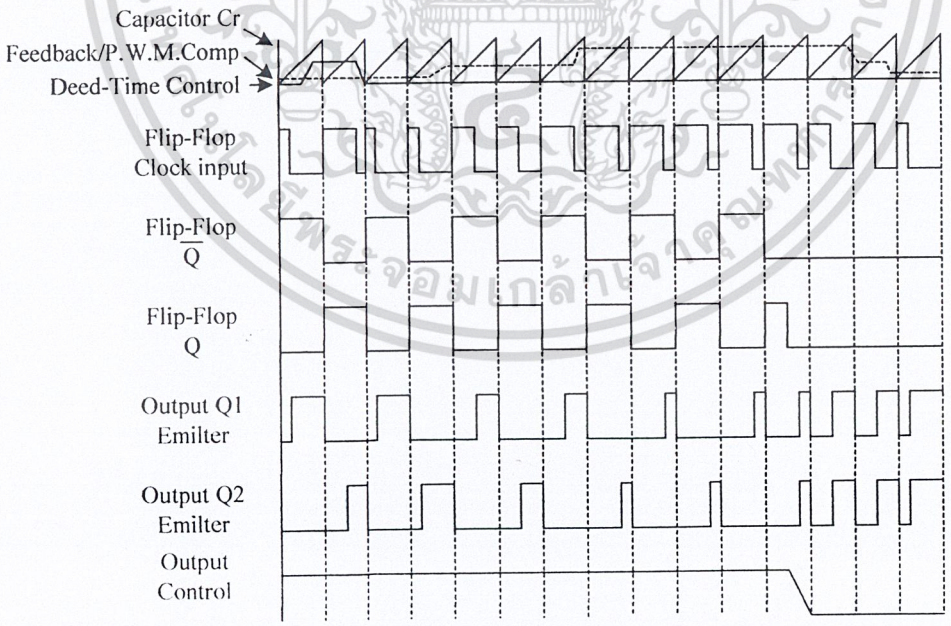
$$T = \frac{R_T C_T}{1.1}$$

**การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 3 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัว ที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต $Q_1$ และ $Q_2$ จะทำงานก็ต่อเมื่อขา $C_k$ ของ Flip-Flop อยู่ในสถาน " Low" เท่านั้น ซึ่ง $C_k$จะเป็น "Low" ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดันป้อนกลับหากมีค่าลดลงความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี้ สามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุด หรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันขาที่ 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ -0.3 ถึง ($V_{cc}$ – 2) โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดัน หรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัว จะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ high (Active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี




**รูปที่ 2.10** รูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL494

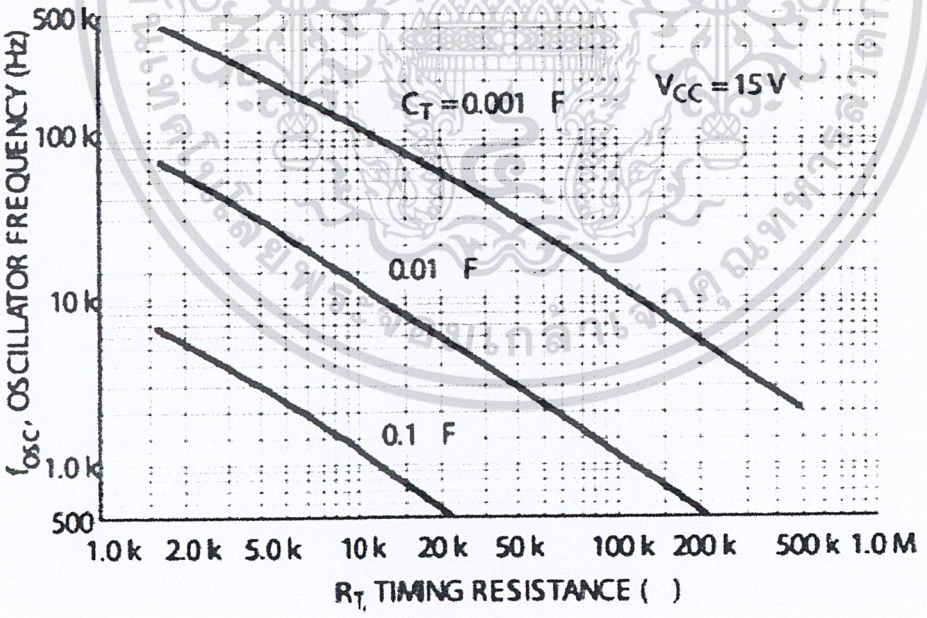
**การกำหนดค่าเวลาเผื่อ $t_D$**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL 494 สามารถกำหนดค่าเวลาเผื่อ $t_D$ ของวงจรได้ด้วย การต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซี แต่ว่าถ้า หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเผื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา $t_{ON}$ สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าค่าบเวลา เมื่อต่อขา 13 (output control) เข้ากับขา 14 ($+5V_{ref}$) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

### 2.4.3 การเลือกใช้ $Q_1$ และ $Q_2$ ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต $Q_1$ และ $Q_2$ ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือทำงานพร้อมกันหรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่ $C_T$ ดิสชาร์จเอาต์พุตของ Dead – Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา $C_k$ จะมีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 4 ($+5V_{ref}$) $Q_1$ และ $Q_2$ จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip – Flop เพื่อใช้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุช – พูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา)




**รูปที่ 2.11** ลักษณะการเลือกใช้เอาต์พุตของ TL494

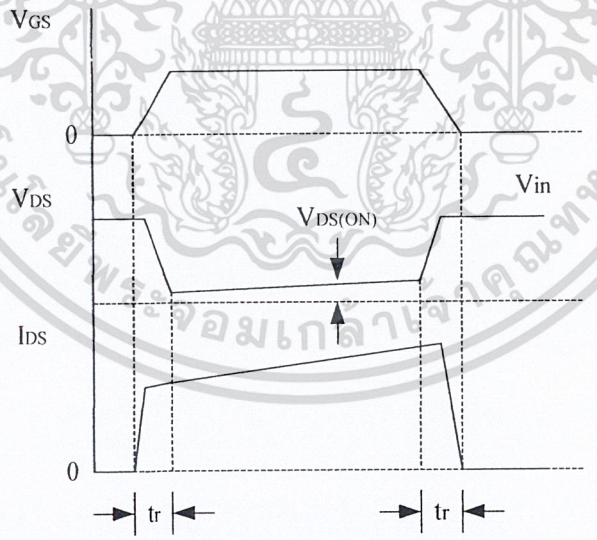
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $7 \leq V_{cc} \leq 40$ โวลต์มีแรงดันอ้างอิงภายใน Vref = 5 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์ เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้โดยมีค่าความถูกต้อง $\pm$ 1.5% ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70$^{\circ}$C

## 2.5 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET POWER TRANSISTOR) สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิรตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิรตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่ายกว่า ปัจจุบันเพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามแทนที่ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็วในการผลิตสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้ทั้งในลักษณะ N-channel และ P-channel แต่จะอธิบายเฉพาะเพาเวอร์มอสเฟตชนิด N-channel เท่านั้น




**รูปที่** 2.12 แสดงลักษณะของกระแส และแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส ในส่วนที่แรงเงาจะเป็นส่วนที่จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนได้สูง

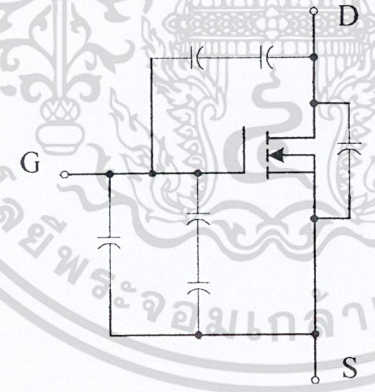
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.5.1 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสนั้น แตกต่างจาก การขับกระแสไบแอสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไข การไบแอสที่แตกต่างกันสำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหล ผ่านคอลเล็กเตอร์ และมีมิเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบส และอีมิตเตอร์ แต่เพาเวร์มอสเฟต จะมีกระแสไหลผ่านเดรน และซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต และซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

**ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input Capacitance)**

เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่อยู่รอบๆ ขาต่าง ๆ ของมันดังรูปที่ 2.13

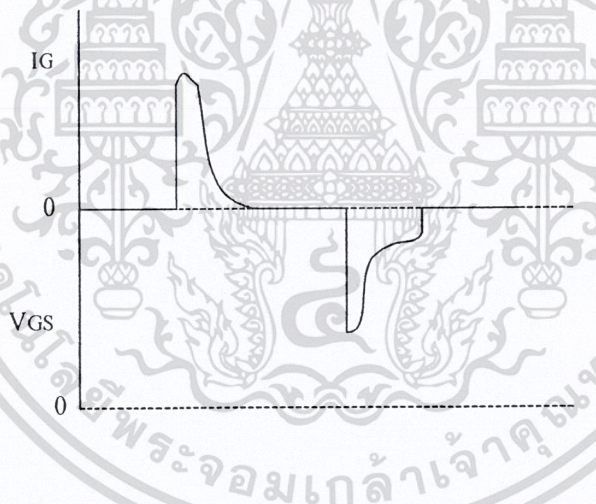



**รูปที่ 2.13** ตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุ เสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต $V_{GS}$ มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแสในทางกลับกัน การหยุดการนำกระแสเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต $V_{GS}$ มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแส และแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังในรูปที่ 2.14

โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เอง จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

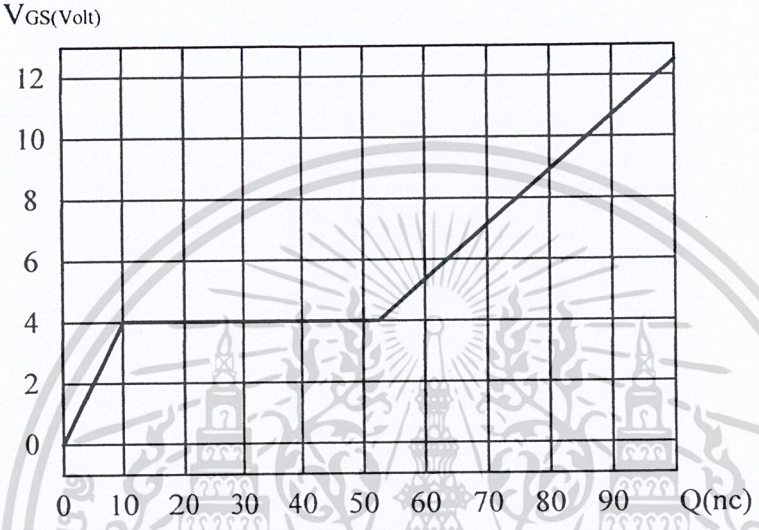



**รูปที่ 2.14** ลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน $V_{GS}$ ที่เพิ่ม ในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้นหรือที่เรียกว่า Gate Charge Chart มาในดาต้าชีทด้วย (รูปที่ 2.15) กราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกตและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต




**รูปที่ 2.15** ตัวอย่างของ Gate Charge Chart

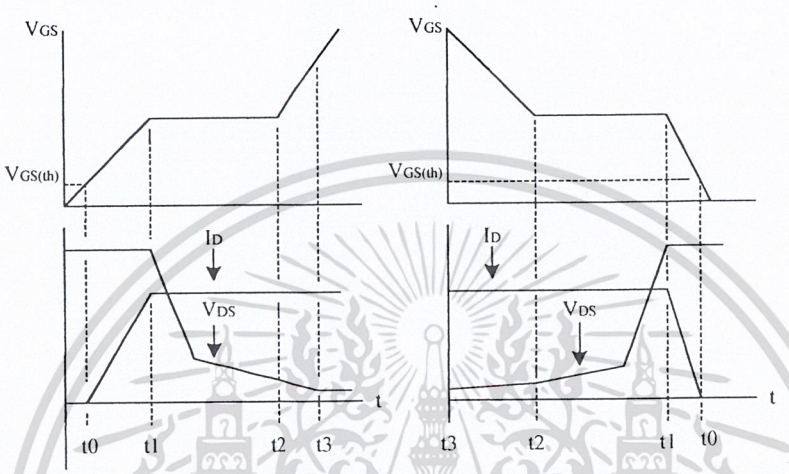
ลักษณะของกราฟจะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง ตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้น คือ

1. ช่วงเวลาหน่วยก่อนเริ่มนำกระแส (turn on delay) $t_o$
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (rise time) $t_o \rightarrow t_2$
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (excess change time) $t_2 \rightarrow t_3$

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มชาร์จประจุที่ขาเกต จนกระทั่งพ้นช่วงเวลาหน่วง ก่อนเริ่มนำกระแส เมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่า แรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงจะเริ่มมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สที่เวลา $t_o$ ค่าของแรงดันจะยังไม่ลดลงจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ $t_1$ แรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส $V_{DS}$ จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์ จนเหลือเพียง 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันตกคร่อม $V_{DS}$ สูงสุดเพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส $t_1$ ถึง $t_2$นี้เองและแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต $V_{GS}$ จะคงที่ จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ดังแสดงในรูปที่ 2.16 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างเดรน และซอร์สจะมีค่าลดลงได้เรื่อย ๆ หากปล่อยให้มีการสะสมประจุต่อไปในช่วงเวลา $t_2$ ถึง $t_3$ แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เฟตจะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไปดังนั้นการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ขาเกตด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็น จะทำให้ช่วงเวลาที่เริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย



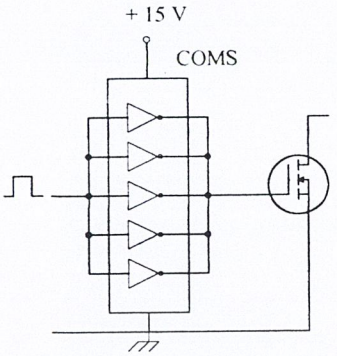

**รูปที่ 2.16** (ก) ลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส
(ข) เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

### 2.5.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีชนิด **CMOS** ได้ ไอซี **CMOS** มาตรฐาน เช่น ตระกูล 14000 จะมีเอาต์พุตเป็นเฟตในลักษณะคอมพลีเมนตารี่ N และ P channel อยู่แล้ว ไอซีตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ **CMOS** ในลักษณะขนานกันดังรูปที่ 2.17 จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้เร็วขึ้นด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 2.17** การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี **CMOS**

### 2.5.3 ข้อดีของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเทียบกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

(1) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยกระแส แต่เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน ดังนั้นในการออกแบบวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่ายกว่า ใช้กำลังไฟที่น้อยกว่าใช้อุปกรณ์ในการสร้างน้อยกว่าเมื่อเทียบกับวงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

(2) เพาเวอร์มอสเฟตมีความเร็วในการทำงานแบบสวิตชิ่งสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

(3) พื้นที่ในการทำงานที่ปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตจะมากกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากพื้นที่ในการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะถูกจำกัดด้วย Second breakdown

## 2.6 วงจรสนับเบอร์

วงจรสนับเบอร์ (Snubber Network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสีย และป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้น กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟต ในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรสนับเบอร์ในที่นี้อาจสามารถ แบ่งได้เป็น 2 ลักษณะ คือ

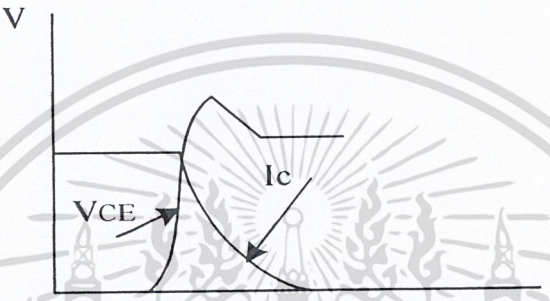
### 2.6.1 วงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส (turn off snubber)

กำลังสูญเสียที่เกิดในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ หรือเพาเวอร์มอสเฟต จะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรือเพาเวอร์มอสเฟตจะหยุดนำกระแสนั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่า

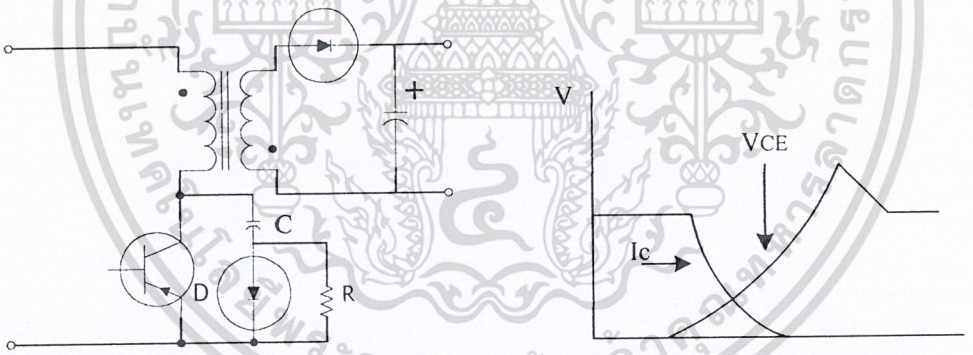
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 2.18 ประกอบ) กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้ โดยการต่อวงจรสนับเบอร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมิตเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำลักษณะของการต่อวงจรสนับเบอร์อาจทำได้ดังในรูปที่ 2.19




**รูปที่ 2.18** ลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส




**รูปที่2.19**การต่อวงจรสนับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ

การทำงานของวงจร RCD สนับเบอร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ $Q_1$ เริ่มหยุดนำกระแสแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้นทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ $C_1$ และไดโอด $D_1$ ของวงจรสนับเบอร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม $C_1$ ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม $C_1$ จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้น อย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ $C_1$ มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะถูกหน่วงออกไปเพื่อ

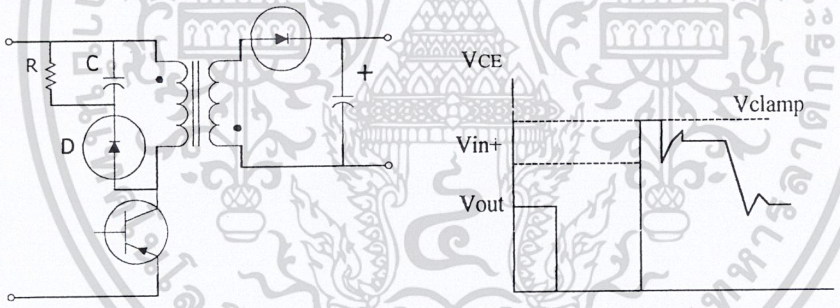
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง $C_1$ จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน $R_1$ ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม $C_1$ จึงลดต่ำลงได้อีกครั้ง และสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป การคายประจุของ $C_1$ จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว $R_1$ สูง ตัวต้านทาน $R_1$ จะต้องทนกำลังได้สูง

### 2.6.2 วงจรสบับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber)

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มัน จะทนได้และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้น ไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร RCD สนับเบอร์เพื่อป้องกันแรงดันอาจทำได้รูปที่ 2.20




**รูปที่ 2.20** แสดงการต่อสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

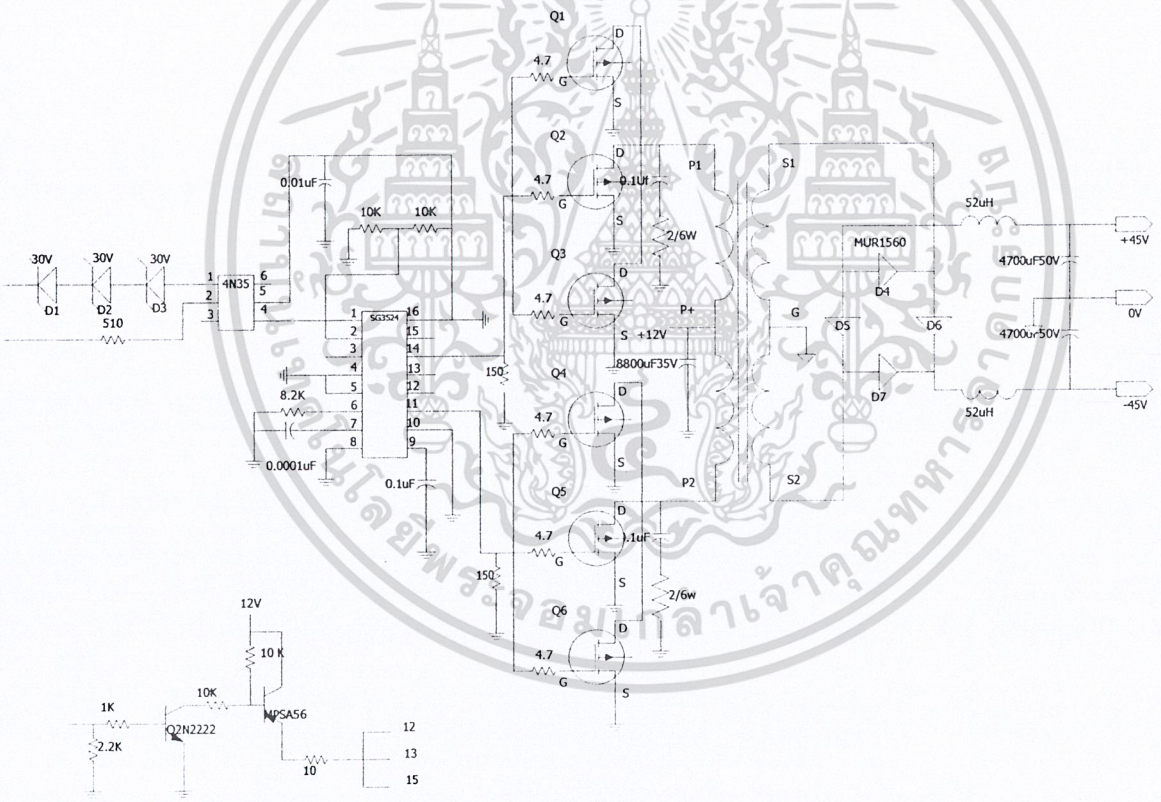
การทำงานของวงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้ คือในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ $R_1$ จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ ขณะเกิดสไปค์ จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง $C_1$ จะค่ายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์ จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 3
# ภาคดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์

## 3.1 การทำงานของวงจรดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์

เริ่มจากป้อนแรงดันไฟตรง 12 โวลท์ เข้าที่จุด P+ ขด Primary ของหม้อแปลง ผ่านไปยังตัวเก็บประจุ C1 เพื่อกรองแรงดันให้มีความราบเรียบขึ้น แรงดันส่วนหนึ่งที่ตกคร่อม C1 จะถูกแยกไปเข้าวงจร REMOTE เพื่อตัดต่อการทำงานของไอซี SG3524 ในการควบคุมการทำงานของดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์




**รูปที่ 3.1** วงจรดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรจะเริ่มจากส่วนควบคุมการทำงานสวิตชิ่งหลัก ๆ คือ เอาท์พุตพัลส์ทางขา11และ 14 ของ IC1 เป็นคือ พัลส์กระตุ้นขาเกต สำหรับเพาเวอร์มอลเฟต Q1, Q2

ที่ขาเกตของมอสเฟต Q1 และ Q2 แต่ละตัวจะถูกขับด้วยสัญญาณกระตุ้นผ่าน R ค่า4.7 เพื่อช่วยให้การทำงานดีขึ้น ขณะที่เวลาของการสวิตชิ่งมีค่าต่ำ ๆ ส่งผลให้การแพร่กระจายของสนามแม่เหล็กลดลงได้มาก และไม่ไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์ข้างเคียง และเครื่องใช้ไฟฟ้าภายนอกขึ้น ที่ขาเดรนของมอสเฟต ZD1 และ ZD2 จะนำกระแส และทำให้มอสเฟตทำงานชั่วขณะเพื่อทำการบังคับแรงดันทรานเซียนต์ให้อยู่ในระดับที่ปลอดภัย

ส่วนควบคุมการทำงานของมอสเฟต คือ ICI จะมีวงจรออสซิลเลเตอร์อยู่ภายใน และจะทำงานที่ความถี่ประมาณ 61 กิโลเฮิรตซ์ โดยกำหนดค่าได้จากค่าของ C13, R15 ที่ต่ออยู่กับขา 6 และขา 7 ตามลำดับ โดยที่ความถี่ที่ใช้ในการขับกระตุ้นมอสเฟตจะอยู่ที่ความถี่ 61 กิโลเฮิรตซ์ในขณะจ่ายไฟเข้าสู่วงจรทั้งหมด ค่าเวลา dead time จะกำหนดจากค่าของ C14 และ R18 โดยในช่วงแรก IC1 จะยังไม่ทำงานเนื่องจาก dead time มีค่าสูงสุด และไม่มีการจ่ายไฟไปยังหม้อแปลงสวิตชิ่ง จากการทำงานของมอสเฟต จนกระทั่งค่าแรงดันที่ขา 4 ของ IC1 จะตกลงถึงศูนย์โวลท์สัมพันธ์กับช่วงเวลา dead time ในจังหวะต่อมาเพาเวอร์มอสเฟตจะเริ่มทำงานตามความสัมพันธ์ของแรงดันที่ขา 4 ที่ลด และค่าเวลา dead time ที่ลดลงถึงค่าต่ำสุดก็จะทำให้มอสเฟตทำงานเต็มที่

ที่ขา 16 ของ IC1 เป็นขา Vref +5 V สำหรับจ่ายให้กับวงจรขยายความผิดพลาดภายใน IC1 โดยแรงดันทางเอาต์พุต ของดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์จะถูกจ่ายกลับมาผ่านวงจรแบ่งแรงดัน R2, R3 แรงดันที่ถูกแบ่งแล้วจะเป็นแรงดันแสดงสภาวะค่าแรงดันทางเอาต์พุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจ่ายให้กับขา 2 ของ IC1 ของวงจรขยายความผิดพลาดที่ขา 1 ส่วนขา 2 (INV) จะต่อผ่าน R19 และต่อร่วมกับชุดคอนโทรล เพื่อทำการเลือกป้อนค่าแรงดัน ตั้งแต่ +/-45 โวลท์ ความต้านทาน R17 เป็นตัวกำหนดอัตราการขยายความผิดพลาดส่วนR16และC15 ทำหน้าที่กำหนดอัตราขยายของวงจรวงจรสวิตชิ่งจะทำงานตามความถี่ และผลิตแรงดันทางเอาต์พุตมีค่าเท่ากับแรงดันที่ขา 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

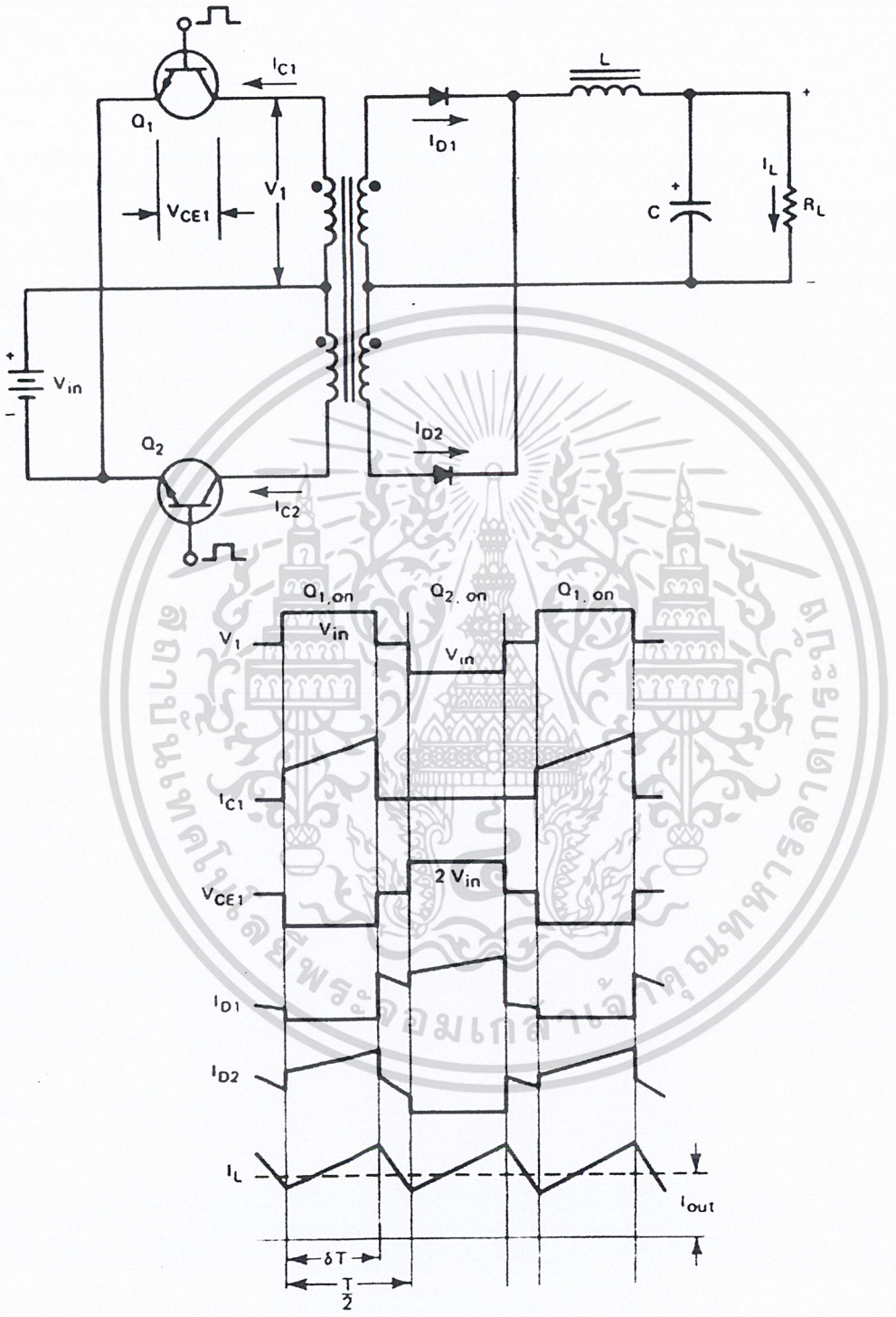
### 3.2 การออกแบบ DC –DC CONVERTER

โดยปกติสำหรับการสร้างเครื่องขยายในรถรถยนต์ เราต้องการแหล่งจ่ายพลังงาน(+, 0, -) โดยการสร้าง DC-DCCONVERTERระบบCONVERTER จะพิจารณาตามSMPS(Switch mode powersupply)ชนิด PWM ระบบนี้จะส่งแรงดันไฟฟ้าที่ออกมามีเสถียรภาพ โดยไม่คำนึงถึงแรงดันไฟฟ้าที่นำเข้า (ระบบไฟฟ้ารถยนต์จะแรงดันไฟเข้า 9-15Vdc).

เพื่ออธิบาย SMPS ชนิด PWM มีสัญญาณพัลส์แรงดัน V1 ออน – อ๊อฟ กว้าง 50% พัลส์นี้ถ้าผ่านไปยังคู่ L และ C ฟิลเตอร์ จะเป็นการแปลง ไปยังแรงดันไฟตรงของ V2 ซึ่ง V2 = V1/2 (ข้อสังเกตคือเครื่องหมายพื้นที่ข้างล่างพัลส์ V1 คือพื้นที่เดียวกันของเครื่องหมายตรง V2) ซึ่งลอจิกเหมือนกัน ถ้าความกว้างของ V1 แคบ เราจะได้ V2 ต่ำ และถ้าเราขยายความกว้างพัลส์ของ V1 เราจะได้ V2 ที่สูง เราสามารถทำ 30 Vdc จาก 12Vdcได้อย่างไร คำตอบง่ายๆ คือ ถ้าเราได้แรงดัน V1= 60Vdc ดังนั้นที่ค่าดิวตี้ไซเคิล 50% เราจะได้ 30Vdc ไฟตรง นี่คือส่วนที่หม้อแปลงเปลี่ยนพลังงานใช้ควบคุม เพื่อทำ 60Vdc จาก 12Vdc และแล้วคือ PWM นี่คือหลักการของ PWMในการออกแบบนี้ เราใช้การปรับ PWM IC, TL494, SG3524, SG3525 ICเหล่านี้ จะเปรียบเทียบเอาท์พุตของ DC – DC CONVERTER กับแรงดันอ้างอิง ดังนั้น ไอซีจะขยายความกว้างของพัลส์ แรงดันจะเลื่อนขึ้นเท่ากับตามที่ได้คำนวณ ดังนั้นเอาท์พุตของ DC- DC CONVERTER สูงกว่าแรงดันอ้างอิงไอซีจะมีความของพัลส์ที่แคบแรงดันเอาท์จะต่ำกว่าแรงดันที่คำนวณ

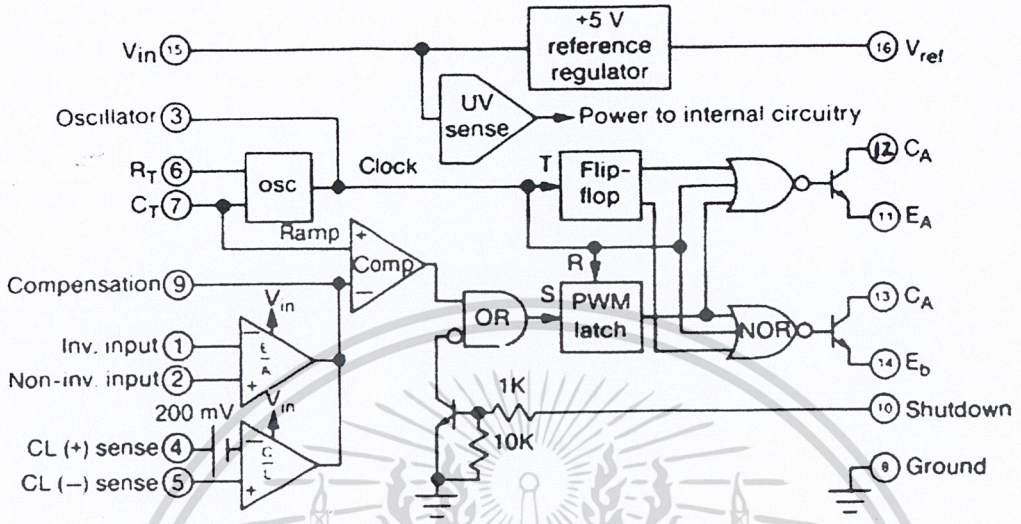
โดยทั่วไป SMPS ที่ใช้ในเครื่องขยายในรถเป็นแบบพุช-พูล ความถี่ในการสวิตชิ่งอยู่ระหว่าง 20–70Khz ในระบบพุช-พูล Q1 และ Q2 จะสลับกันนำกระแส ดังนั้นหม้อแปลงที่ใช้จะต้องให้ฟลั๊กสูงสุดเวลาสลับกันทำงาน โดยปราศจากการอิ่มตัวของแกนที่นำมาทำเป็นหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 3.2** การทำงานของ push-pull converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 3.3** บล็อกไดอะแกรมของ IC SG3524

ในการออกแบบนี้เราใช้ไอซี PWM คือ SG3524 จาก SGS THOMPSON รายละเอียดสามารถดูใน SGS THOMPSON 'S WEBSITE รูปที่ 3.3 แสดงองค์ประกอบของ 16 ขา บนไอซีนี้การออกแบบ SMPS โดยหน้าที่ของแต่ละขามีดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 การคำนวณและต่อใช้งานไอซี SG3524

1. วงจรนี้จะป้อนไฟกระแสตรง +12 โวลต์ เข้าที่ขา 12,13,15

2. ความถี่ที่ในดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ คือ 61 Khz ในที่นี้ สัญญาณคล๊อกภายในตัวไอซี SG3524 จะปรับเป็น 2×61Khz = 122Khz สัญญาณคล๊อกสามารถกำหนดไว้โดย RC ที่ขา 7(Ct) และขา 6(Rt) สามารถจะหาได้สมการ Fclk = 1/(Rt×Ct) ในที่นี้เราใช้ Ct = 1nF และ Rt = 8.2KΩ

3. ขา 2 (นอนอินเวอร์อินพุต) ในขา 2 นี้จะทำให้เอาท์พุตของดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ นี้คงที่ เราจะใช้แรงดันอ้างอิง 1/2ของแรงดันอ้างอิงจากขา16

4. ขา 1 (อินเวอร์อินพุต)เป็นตัวป้องกันแรงดันเอาท์พุต ขา 1 นี้จะต่อเข้ากับออปโต้ไอโซเลเตอร์ เบอร์ 4N35 ออปโต้ไอโซเลเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แยกกราวด์ระหว่างขดปฐมภูมิกับขดทุติยภูมิ ซึ่งจะป้องกันนอยส์ เมื่อเพาเวอร์แอมปลิไฟเออร์ถูกติดตั้งไว้ในรถ ค่าของ ซีเนอร์ไดโอดจะเป็น 2 × 45 = 90 โวลต์ เป็นการยากที่จะหาซีเนอร์ไดโอดที่มีแรงดัน 90 โวลต์ ดั้งนั้นเราจึงนำซีเนอร์ไดโอดมาต่ออนุกรมกันหลายตัวจนกว่าจะได้แรงดันคือ 90โวลต์

5. ขา( 4), ขา( 5)ไม่ได้ใช้และต่อเข้ากับกราวนด์ ขา(8),และขา(10) ต่อเข้ากับกราวนด์โดยตรง

6. ขา 9 (comp) จะกำหนดสโลปและขั้วที่ป้อนกลับจากระบบของสวิตชิ่งโหมดเพาเวอร์ซัพพลายนี้ ในการออกแบบนี้เราจะใช้เพียง คาปาซิเตอร์ 1 ตัว 100nF

7. ขา 16 (Vref)ให้แรงดันอ้างอิง 5.1Vdc และขานี้จะมีคาปาซิเตอร์ 10nF เพื่อให้แรงดันเสถียรภาพ

8. เอาท์พุตริปเปิ้ล(Vr)ของดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ นี้คำนวณได้จาก

Vr = 8×10 ×I/Co ซึ่ง I = 7A และ Vr = 0.0029 V เราจะได้ Co = 2,200uFใน + 45Vdc และ – 45Vdc หรือ 4,400uF ใน + 45Vdc และ 4,400uF ใน 0 – 45Vdc

9. สำหรับค่าคาปาซิเตอร์ที่ใช้เอาท์พุต คือ 2,200uF เราต้องเพิ่มขึ้นเป็น 4×2,200uF หรือ 8,800uF ในดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ นี้อินพุตคือ 12Vdc คาปาซิเตอร์ที่มีค่ามากๆ จะเก็บพลังงานได้มากให้กับดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์

10. อินดักเตอร์กรองเอาท์พุต Lo คำนวณได้โดย Lo = 0.5 × Vout/(I × F) ซึ่ง Vout = 2× 45V = 90V, I = 7A, F = 61Khz เราจะได้ Lo = 0.105mHหรือ 0.052mH ในแต่ละส่วนของ + และ – 45Vdc

11. ขา11 และ ขา 14 เป็นขาเอาท์พุตจะขับมอสเฟตที่ต่อกับด้านปฐมภูมิ ภายในของไอซี SG3524 ทั้งสองขาจะถูกควบคุมในโหมดพุชพูลเรียบร้อยแล้ว จำนวนของเพาเวอร์ที่ใช้ 3 ตัวในแต่ละด้านของขดปฐมภูมิ ดั้งนั้นใช้เพาเวอร์มอสเฟตทั้งหมด 6 ตัว เบอร์ BUZ11.

12. หม้อแปลงสำหรับดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ เป็นแกน เฟอร์ไรต์ทอร์รอยด์(คล้ายๆ โดนัส) มันเป็นสิ่งสำคัญมากสำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง ความถี่ที่ใช้ตั้งแต่ 20Khz เราไม่สามารถใช้แกนหม้อแปลงที่ใช้ตามบ้านได้ แกนเฟอร์ไรต์จะเป็นสีดำเหมือนกับแม่เหล็กในลำโพง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.1 สมการพื้นฐานสำหรับดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ซึ่งใช้ 12Vdc เป็นอินพุต

1. Np = 1.37×10/(F×Ae) , Np = จำนวนรอบของขดลวดด้านปฐมภูมิ , F = ความถี่สวิตชิ่ง , Ae = X×Y = พื้นที่หน้าของแกนเฟอร์ไรต์มีหน่วยเป็น ตารางเซ็นติเมตร ในการพันหม้อแปลงให้ง่ายนั้น เราควรจะเลือกแกนทอร์รอยด์ที่มีขนาดส้นผ่าศูนย์กลางอย่างน้อย 2.5 เซนติเมตร และพื้นที่หน้าอย่างน้อย 0.75 ตารางเซ็นติเมตร นี้คือสิ่งที่จำเป็นเพื่อให้ง่ายในการพัน ควรจำไว้ว่าในวงจรพุช - พูล นั้นมีขดลวดปฐมภูมิ 2 ขด
2. Ns/Np = Vo/8.8 ซึ่ง Ns คือ จำนวนรอบของขดลวดด้านทุติยภูมิ Vo คือ แรงดันเอาท์พุตด้านทุติยภูมิ
3. Ap = 0.004×Vo×Io , Ap = พื้นที่หน้าตัดของขดลวดด้านปฐมภูมิหน่วยเป็น ตารางมิลลิเมตรเมตร , Vo = แรงดันเอาท์พุต , Io = กระแสเอาท์พุต
4. As = 0.13×Io , As = พื้นที่หน้าตัดของขดลวดด้านทุติยภูมิ หน่วย ตารางมิลลิเมตรแรงดันเอาท์พุตด้านทุติยภูมิถูกเรียงกระแสโดยฟูลบริด บริดส์ไดโอดจะต้องเป็นแบบฟาสต์เร็กคัฟเวอร์รี่ สำหรับดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ไม่สามารถใช้ไดโอดเร็กติไฟเออร์ 50/60Hz สำหรับในการออกแบบนี้เราใช้ไดโอดเบอร์ BYW29-150 ซึ่งมีอัตรากระแส 8A ,150V เราสามารถใช้ไอโอดเบอร์อื่นซึ่งจะคล้ายๆกัน เช่น FE..., MUR....

### 3.4 วิธีการพันขดลวดบนแกนทอร์รอยด์

- เริ่มพันด้านทุติยภูมิ ใช้ลวดทองแดง 4 เส้น ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 0.8 mm พันทั้งหมด 21 รอบ เมื่อพันเสร็จ ตั้งชื่อเส้นลวด A,B,C และ D ถ้าเราเริ่มพันด้านบนแกน จะการพันที่ด้านล่างของแกน เพื่อความแน่ใจควรวัดปลายสายด้วยมัลติมิเตอร์ ต่อจุดเริ่มต้นของ A,Bกับจุด S1 และปลาย A,B ต่อกับจุด G จุดเริ่มต้นของ C,D ต่อเข้ากับจุด G และปลายของ C,D ต่อกับจุด S2 จุด G จะเป็นกราวนด์ด้านทุติยภูมิ ของเพาเวอร์แอมปลิไฟเออร์ และจุด S1 , S2 จะต่อบริดส์ไดโอด ของ BYW 29
- เมื่อพันด้านทุติยภูมิเสร็จแล้ว ก็เริ่มพันด้านปฐมภูมิ จะพันตรงกันข้ามกับด้านทุติยภูมิในพันด้านปฐมภูมิ จะใช้ขดลวดทองแดง 10 เส้น ขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง 0.8mm ตั้งชื่อเส้นลวด A,B,C,D,E,F,G,H,I,J ต่อจุดเริ่มของ A,B,C,D,E กับจุด P1 ปลายของ A,B,C,D,E ต่อกับจุด P+ และต่อจุดเริ่มของ F,G,H,I,J กับจุด P+ และต่อปลายของ F,G,H,I,J กับจุด P2

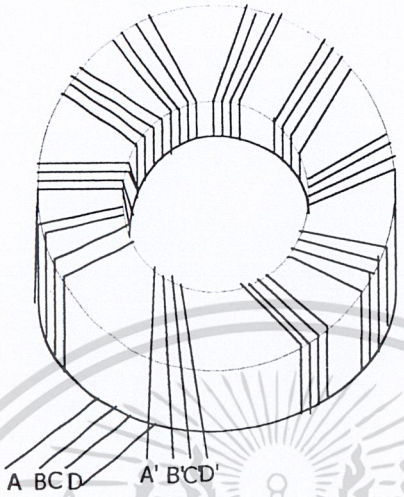
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าคุณพันขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิเสร็จแล้ว หม้อแปลงจะเหมือนรูปขดลวดที่พันสำเร็จ ต่อจุด P+ เข้ากับ +12Vdc ของแบตเตอรี่รถยนต์ จุด P1 ต่อกับขาเดรนของเพาเวอร์มอสเฟต Q1 และจุด P2 ต่อกับขาเดรนของเพาเวอร์มอสเฟต Q2

เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านส่วนภาคกำลังสูงมาก ดั้งนั้นลายปริ้นท์ของ PCB ซึ่งได้รับการเชื่อมต่อสู่หม้อแปลงต้องมีความกว้างพอเพียง และควรไหล้ตะกั่วให้หนาเพื่อที่จะให้กระแสไหลผ่านได้มาก หลังจากพันหม้อแปลงเสร็จแล้ววางอุปกรณ์ทั้งหมดและประกอบ SMPS เสร็จแล้ว สามารถทดสอบโดยต่อกับ 12Vdc ของแบตเตอรี่ อย่าลืมต่อรีโมทกับ 12 Vdc เอาต์พุตควรจะมีแรงดัน +45V, 0 , -45V โดยปราศจากการดึงกระแสในสายของ 12 Vdc มากเกินไป ตรวจสอบข้อผิดพลาดถ้าแรงดันเอาท์พุตไม่เป็นไปตามนี้หรือถ้า SMPS ดึงกระแสจาก 12Vdc มากเกินไป

ในกระบวนการติดตั้งเครื่องขยายในรถยนต์ ควรพิจารนาการติดตั้งแผ่นระบายความร้อนทั้งหมด เราต้องใช้ผิวแผ่นระบายความร้อนที่พอเพียงเพื่อที่จะไม่ทำให้เครื่องขยายชำรุด ต้องใช้แผ่นฉนวนไมก้าและซิลิคอนคริสเพื่อทำให้การถ่ายเทความร้อนได้ดี หลังเราเชื่อมต่อ SMPS สู่เครื่องขยายเสียงเราเริ่มทดสอบเครื่องขยายในรถโดย bias อย่างเต็มที่เปิด SMPS และตรวจเช็คการดึงกระแสในสายของ 12Vdc โดยใช้แอมป์มิเตอร์วัดดูจากเวลาชั่วครู่ที่คาปาซิเตอร์ทำงานหลังจากนั้นค่าของแอมป์มิเตอร์จะต้องลดลง ถ้าไม่มีปัญหาแล้วเราควรตกแต่ง bias เพื่อจุดที่ดีที่สุด โดยปกติในขณะที่ยังไม่ได้เร่งเสียงควรกินกระแสไม่เกิน 2Aจากแบตเตอรี่ 12Vdc

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

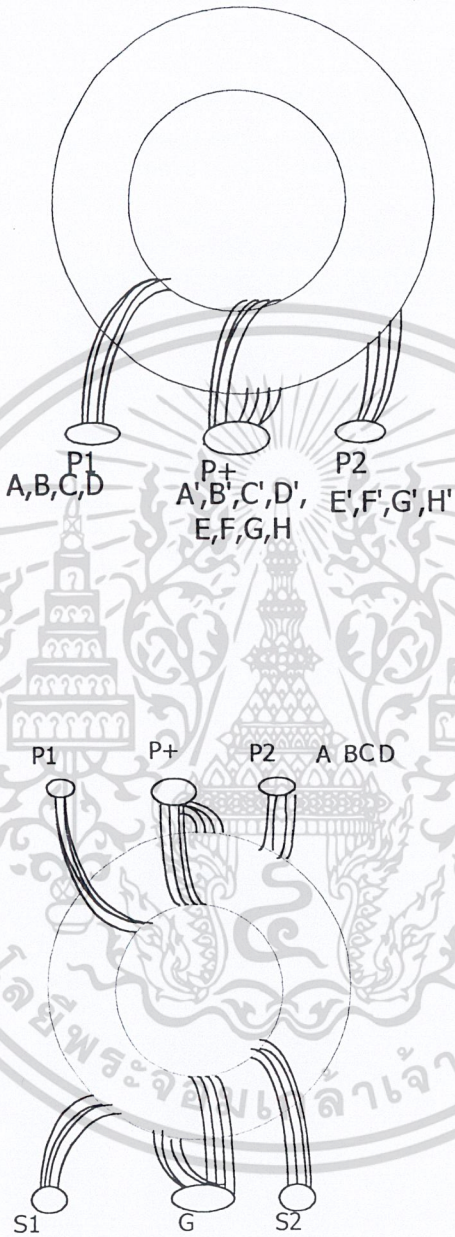



รูปที่ 1




รูปที่2

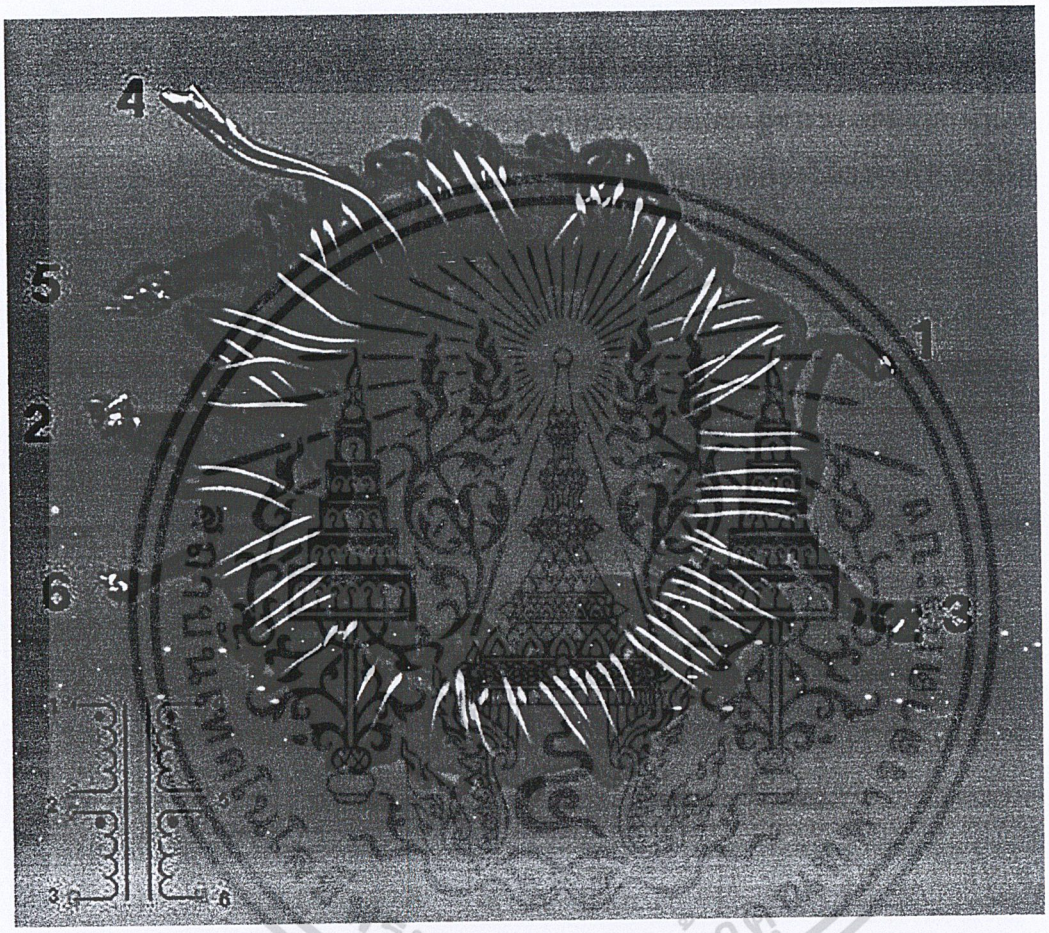
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปที่3

**รูปที่ 3.4** ขั้นตอนการการพันขดลวด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 3.4** ขดลวดที่พันสำเร็จ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 4

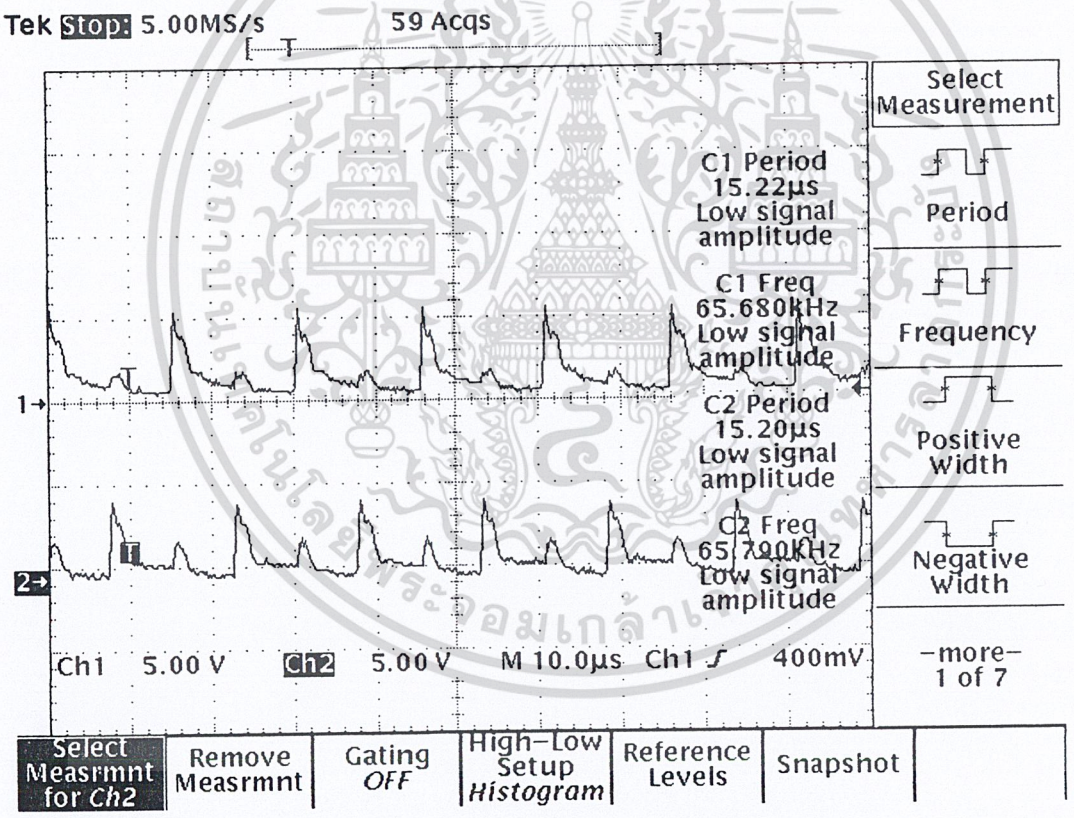
## การทดลองดีซี — ดีซี คอนเวอร์เตอร์

**การทดลอง**

ในการทดลองดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ แบ่งได้เป็น 2 กรณี

1. กรณีที่ไม่มีโหลด ขณะจ่ายแรงดัน
2. กรณีที่มีการต่อโหลดขณะจ่ายแรงดัน

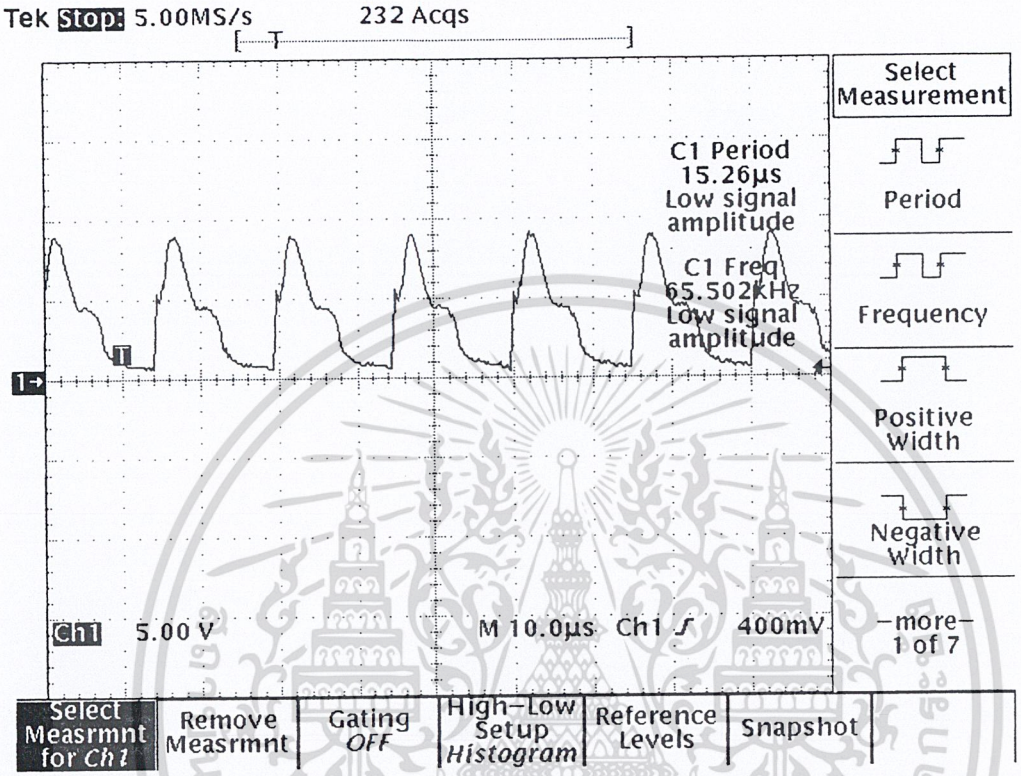
ซึ่งผลการทดลองที่ทำการทดลองได้เราจะนำการเปรียบเทียบกันระหว่างทั้ง 2 กรณีได้ดังนี้




**รูปที่ 4.1** รูปคลื่นสัญญาณกระตุ้นเกต ขา11 และขา 14 ขณะที่ยังไม่จ่ายแรงดัน

**Volts/div 5v** **Time/div 10uS**

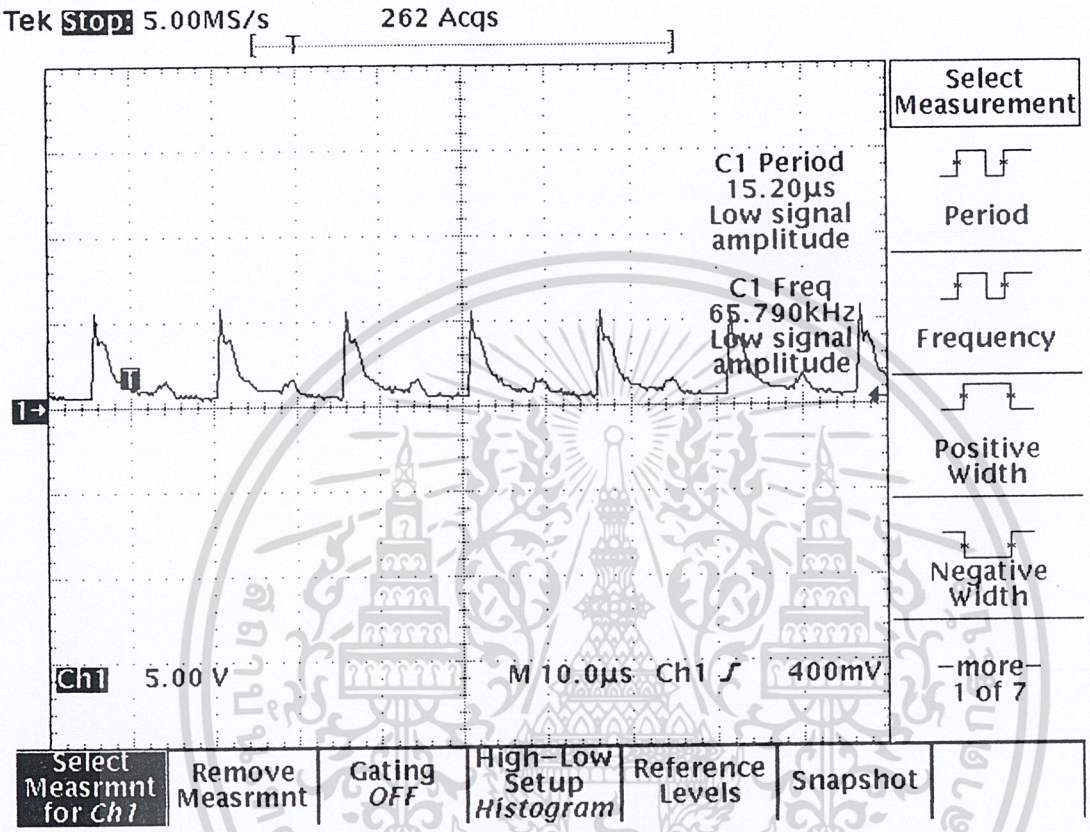
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่** 4.2 แสดงรูปคลื่นสัญญาณกระตุ้นเกต ขา 11 ขณะจ่ายโหลดแรงดัน 45 V กระแส 4 A

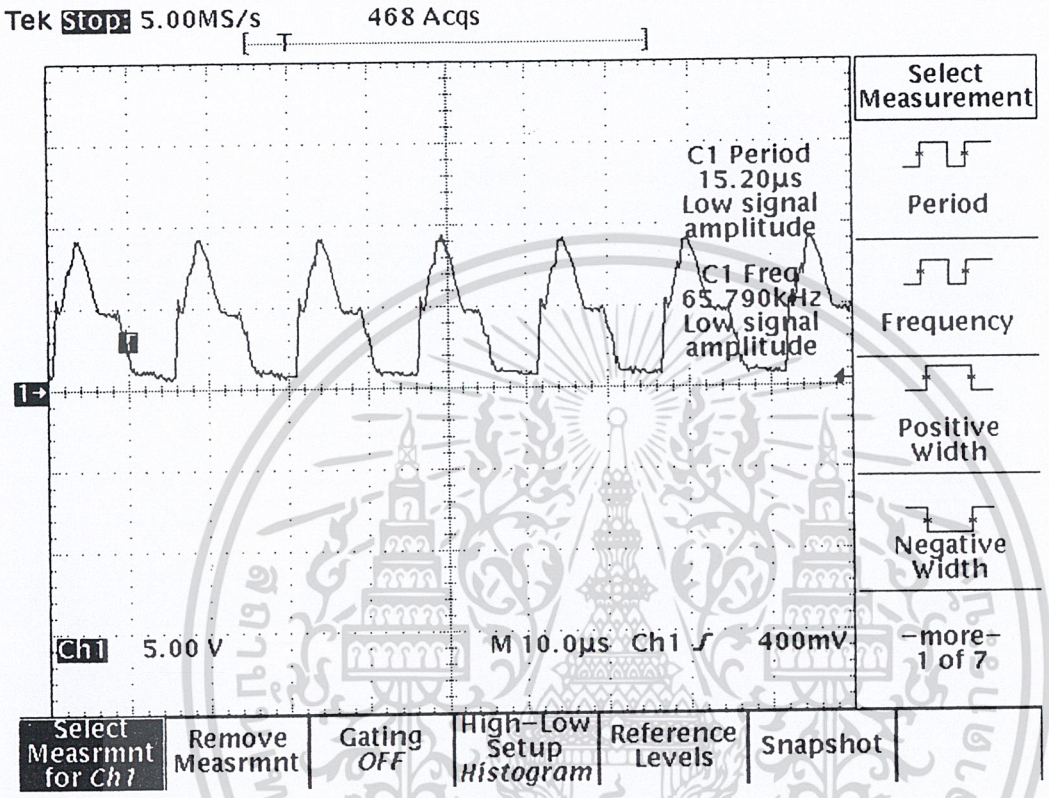
**Volts/div 5v** **Time/div 10uS**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปที่ 4.3 แสดงรูปคลื่นสัญญาณ ของขา 11 ขณะไม่จ่ายโหลด
**Volts/div 5 v Time/div 10uS**

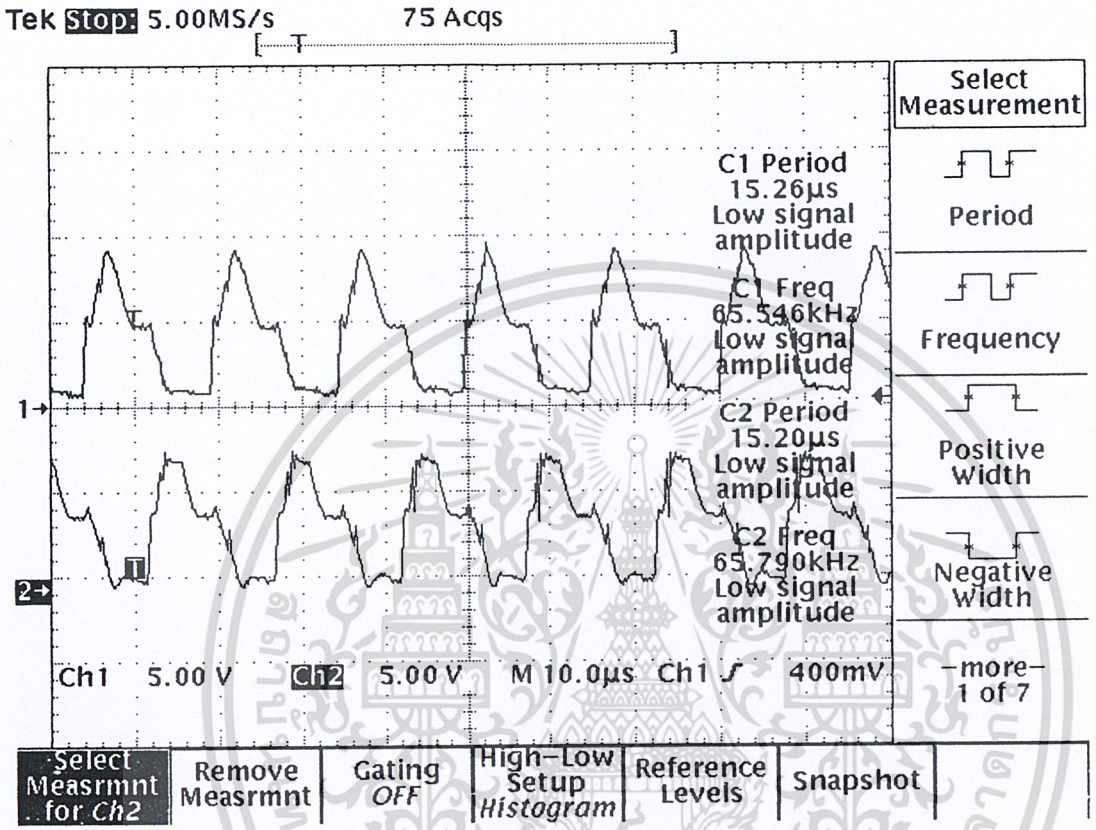
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่ 4.4** แสดงรูปคลื่นสัญญาณกระตุ้นเกต ขา 11 ขณะจ่ายโหลดแรงดัน 45 V กระแส 7 A

**Volts/div 5v** **Time/div 10uS**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**รูปที่** 4.5 รูปคลื่นสัญญาณกระตุ้นเกต ขา 11 และขา 14 ขณะโหลดจ่ายแรงดัน 45 v กระแส 7A

**Volts/div 5v** **Time/div 10uS**

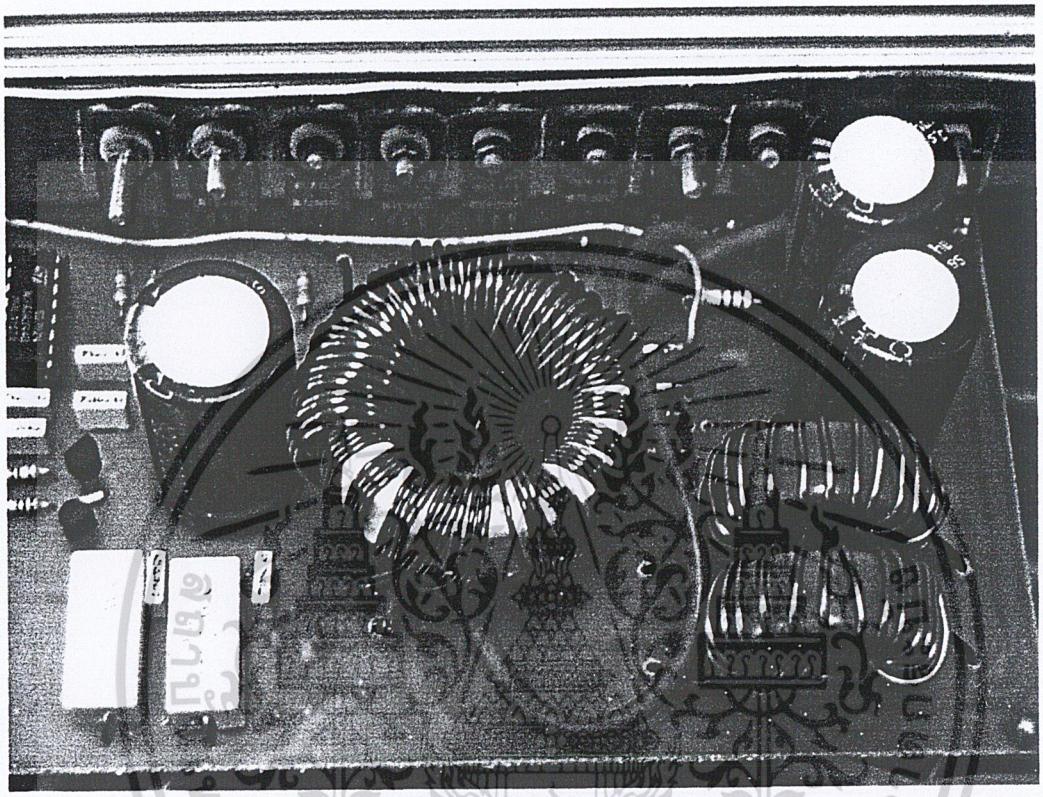
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 5
# บทสรุปผลการทดลองและการพัฒนา

จากการออกแบบ แรงดันของดีซี — ดีซี คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นว่าผลการทดลอง มีค่าแรงดันที่ผิดเพี้ยนไปบ้างเล็กน้อย โดยค่าพิกัดแรงดันทางเอาต์พุตของดีซี — ดีซี คอนเวอร์เตอร์สามารถจ่ายแรงดันได้+/-45 โวลท์ที่กระแสสูงสุด 7 แอมป์

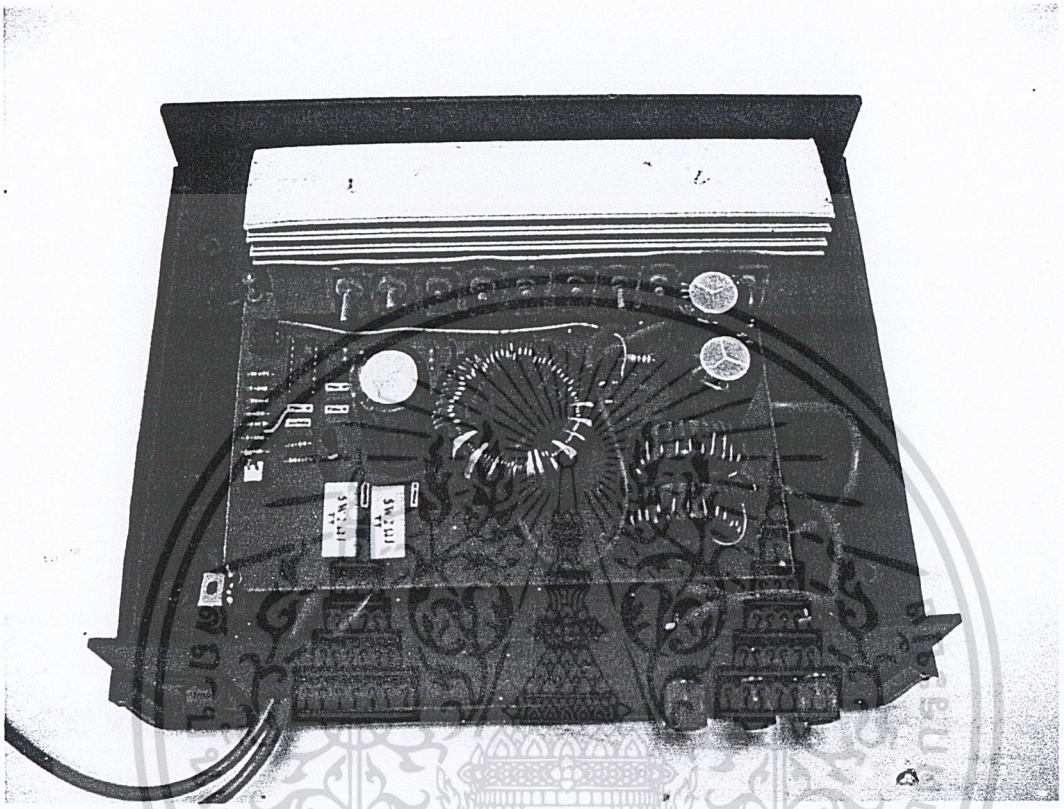
แนวทางการพัฒนา สามารถจะเพิ่มพิกัดกระแสให้กับ ดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ได้โดยการเพิ่มขนาด VA ของหม้อแปลงกำลัง ซึ่งก็คือการเพิ่มพิกัดกระแส ของหม้อแปลงกำลังให้สูงขึ้น และสามารถพัฒนาการเขียนโปรแกรมเพื่อมาควบคุมให้มีค่าความละเอียดเพิ่มขึ้นและเพิ่ม Function การทำงานของส่วนควบคุมให้สามารถตั้งเวลา ในการจ่ายแรงดันออกไปทางเอาต์พุต ได้และสามารถนำเครื่อง PC ไปใช้ควบคุมการป้อนค่าแรงดันของดีซี – ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปการติดตั้งขดลวด DC-DC CONVERTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปภายใน DC-DC CONVERTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บรรณานุกรม


เซมิคอนดัคเตอร์อิเล็กทรอนิกส์. **สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย**. กรุงเทพฯ : หจก.เม็ดทรายพริ้นติ้ง, 2538

สมบรูณ์ มาลานนท์ และคณะ .**แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง**. กรุงเทพฯ: ฟิสิกเซ็นเตอร์, 2536

สุวัฒน์ ดั่น. **เทคนิคและการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย**. พิมพ์ครั้งที่ 2. กระเทพฯ: บริษัท เอนเทลไทย จำกัด, 2538

Billings, L.H. "**Hsnd Book of Switching Power Supplies**". MCGRAW – HILL, 1989

Pressman, A.L. "**Switching Power Supply Design**". MCGRAW – HILL, 1991



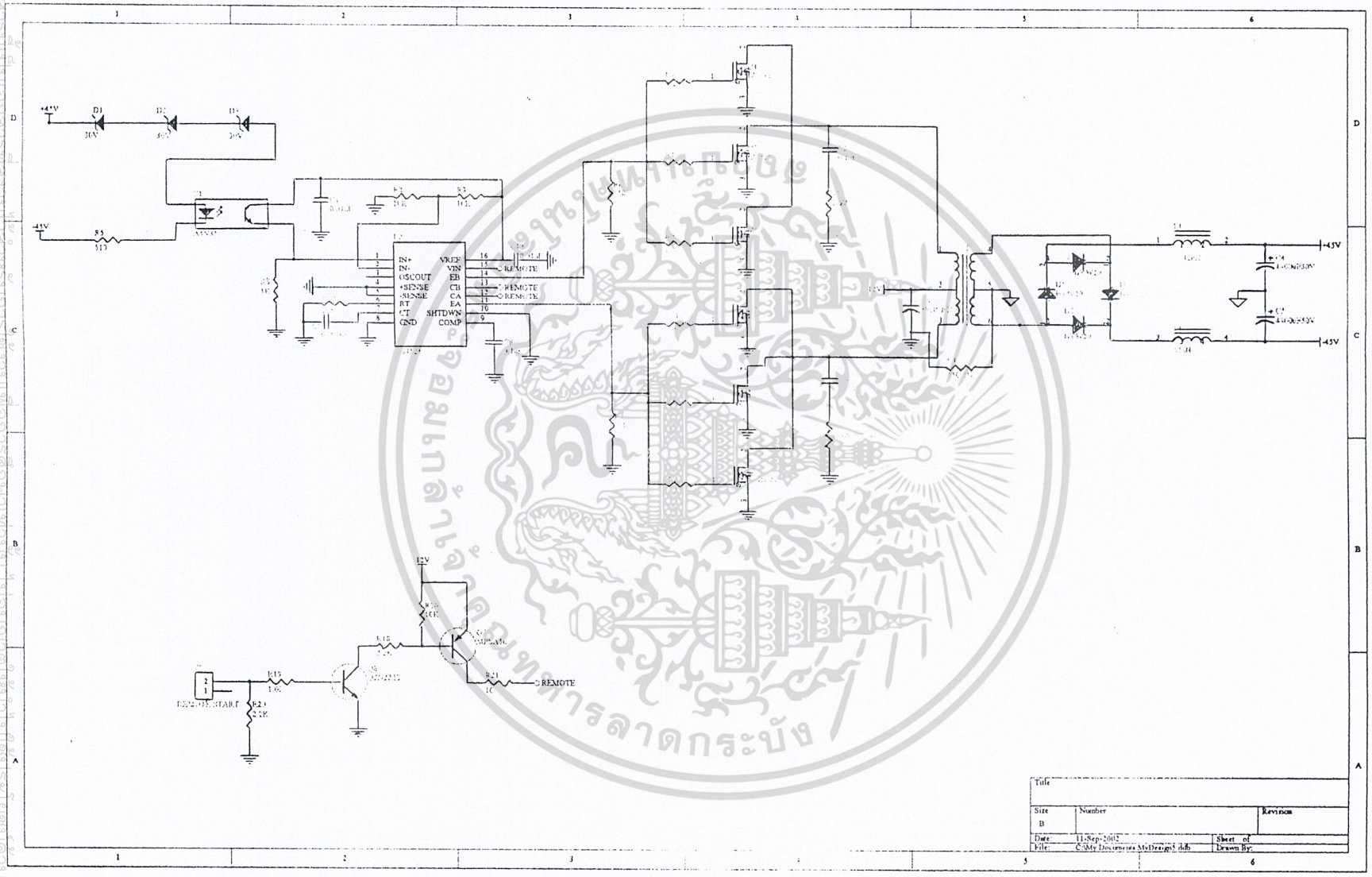
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

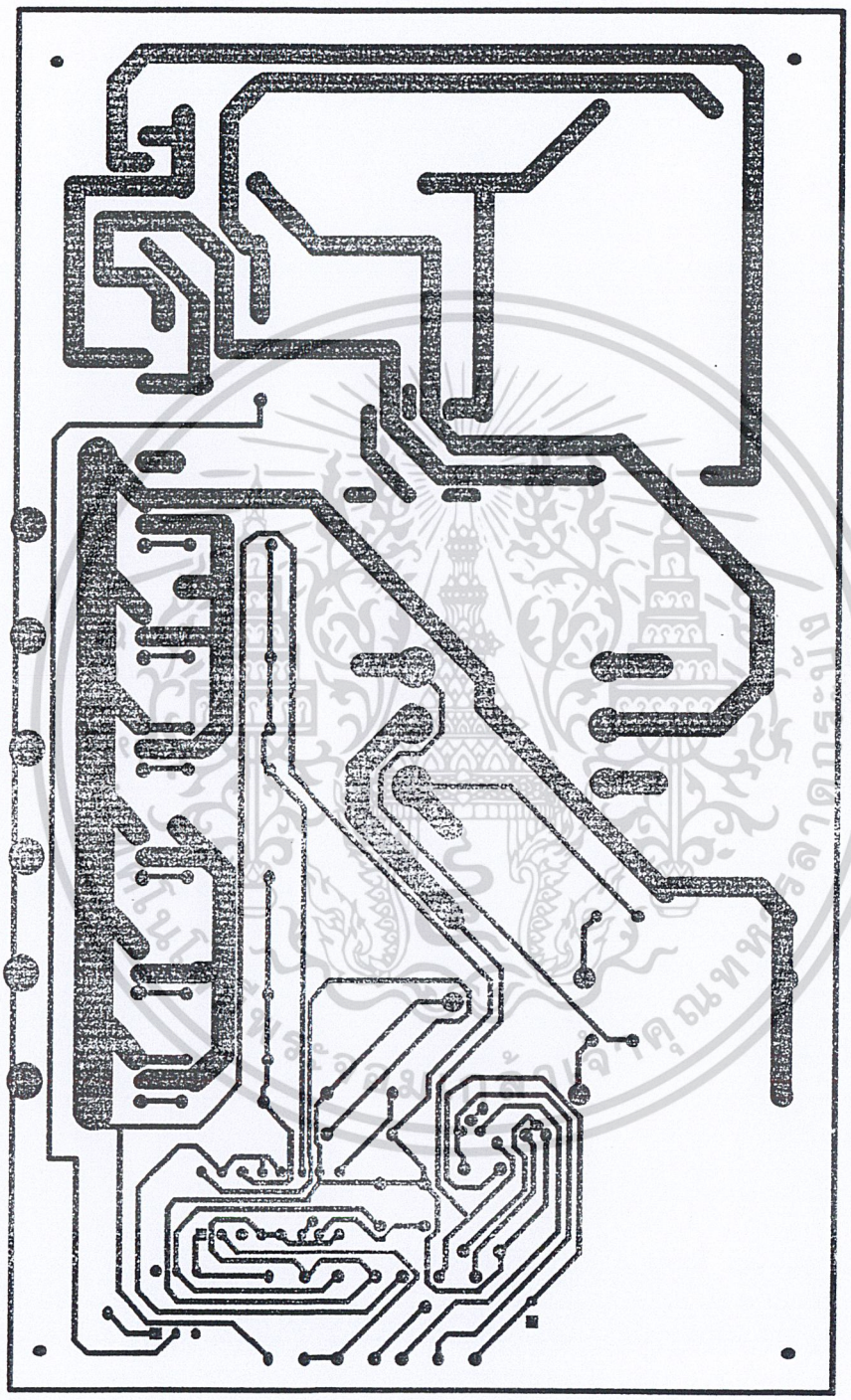
# ภาคผนวก

## วงจร,ลายปริ้นท์และการลงอุปกรณ์



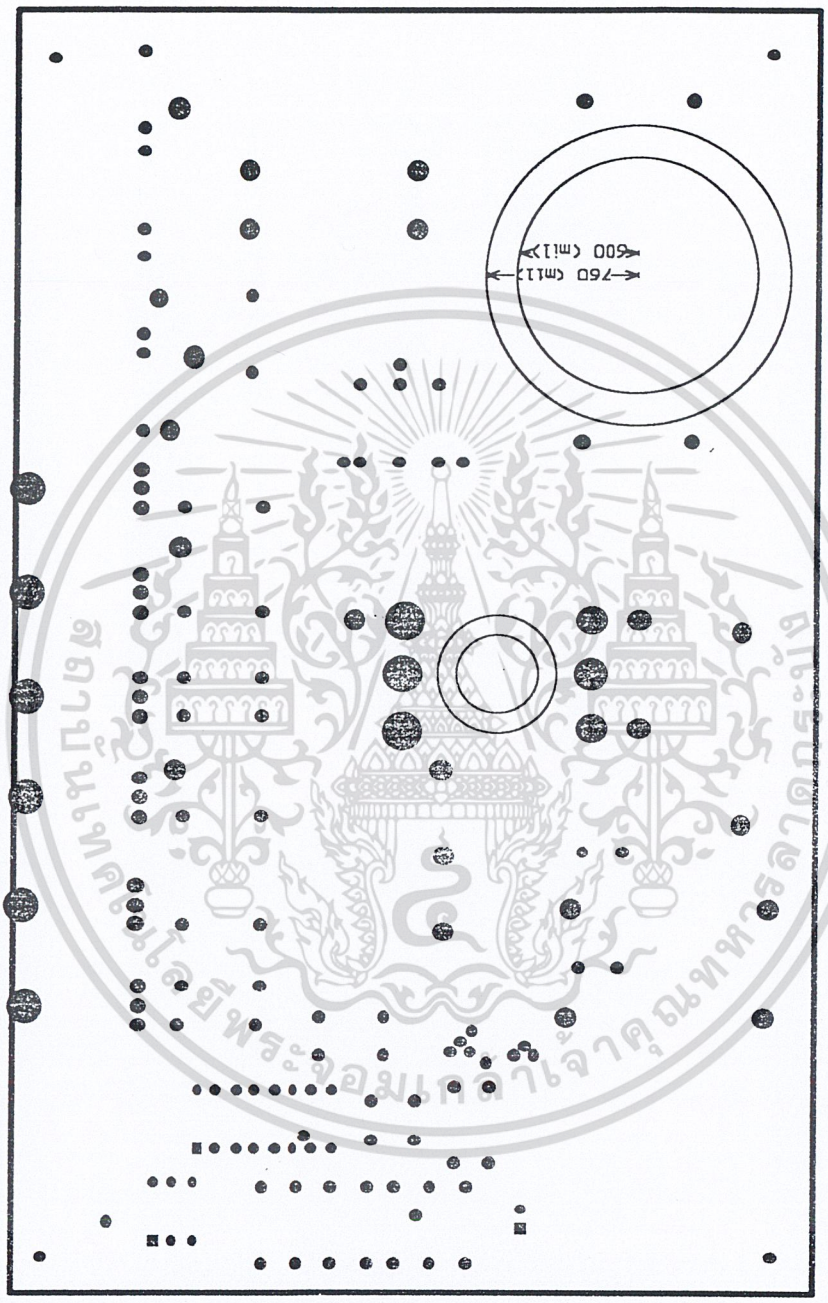

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


+43V
D1
D2
D3
IN+
IN-
OSCOUT
+SENSE
-SENSE
RT
CT
GND
VREF
VIN
EB
CB
CA
EA
SHTDWN
COMP
REMOTE
REMOTE
REMOTE
12V
REMOTE
+43V
+43V
Title
Size
B
Number
Revision
Date: 11-Sep-2012
File: C:\My Documents\MyDesign5.ddb
Sheet of
Drawn By:



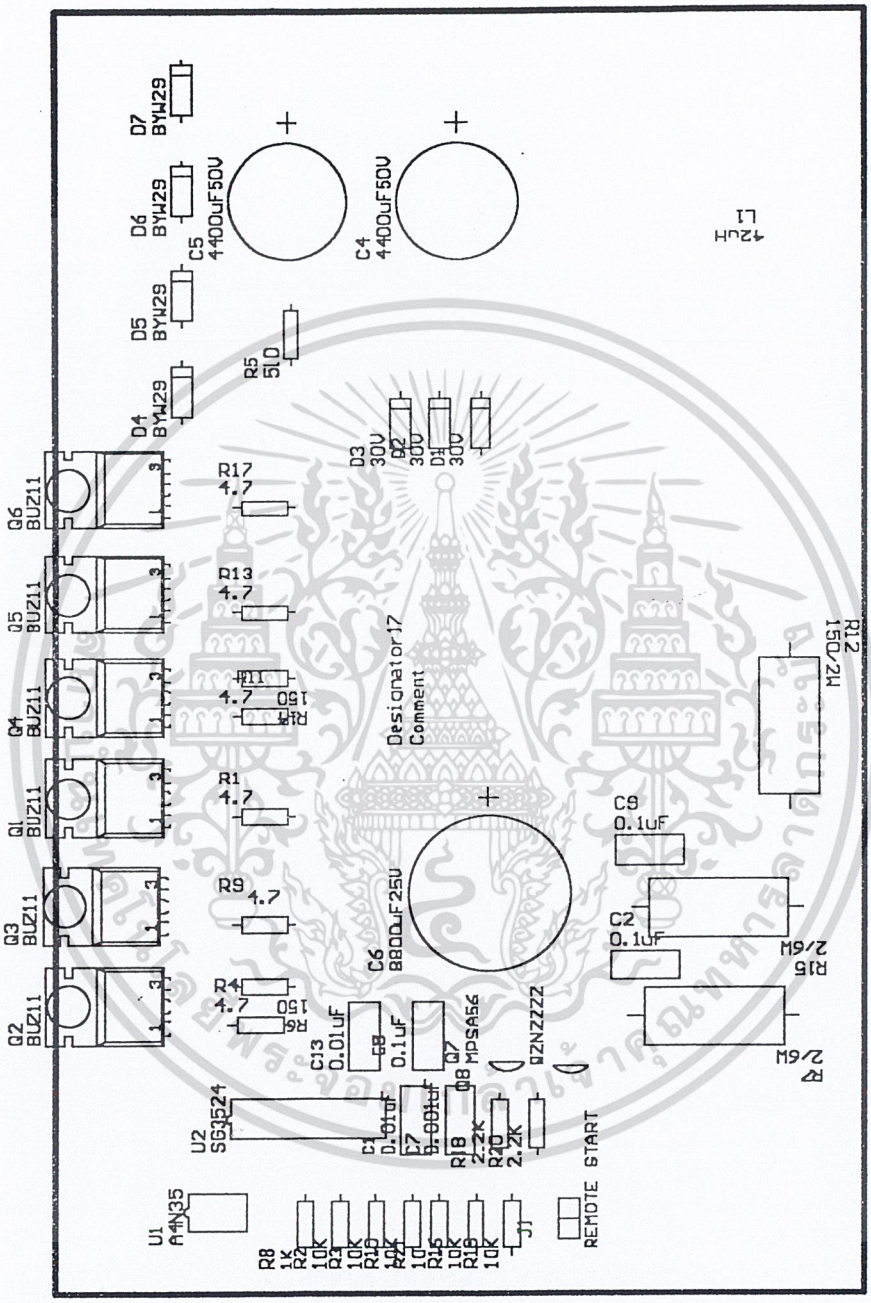
ลายทองแดงด้านล่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




ลายวงจรด้านบน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




**ตำแหน่งการวางอุปกรณ์**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ภาคผนวก

DATA SHEET

-SG3524

-BUZ11



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# SG3524

## REGULATING PULSE WIDTH MODULATORS

- COMPLETE PWM POWER CONTROL CIRCUITRY
- UNCOMMITTED OUTPUTS FOR SINGLE-ENDED OR PUSH PULL APPLICATIONS
- LOW STANDBY CURRENT 8mA TYPICAL
- OPERATION UP TO 300KHz
- 1% MAXIMUM TEMPERATURE VARIATION OF REFERENCE VOLTAGE



DIP16 SO16

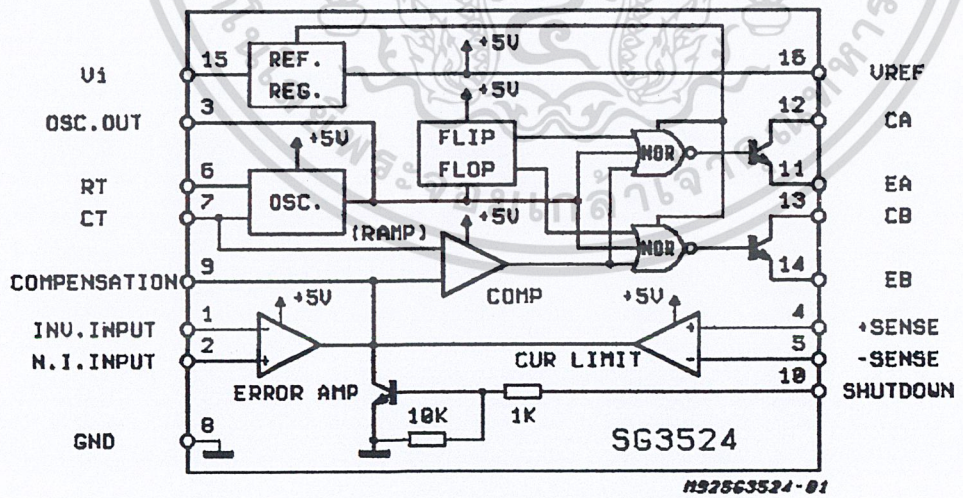
**ORDERING NUMBERS:** SG3524N (DIP16)
SG3524P (SO16)

### DESCRIPTION

The SG3524 incorporates on a single monolithic chip all the function required for the construction of regulating power suppies inverters or switching regulators. They can also be used as the control element for high power-output applications. The SG3524 family was designed for switching regulators of either polarity, transformer-coupled dc-to-dc converters, transformerless voltage doublers and polarity converter applications employing fixed-frequency, pulse-width modulation techniques. The dual alternating outputs allows either single-ended or push-pull applications.

Each device includes an on-ship reference, error amplifier, programmable oscillator, pulse-steering flip flop, two uncommitted output transistors, a high-gain comparator, and current-limiting and shut-down circuitry.

### BLOCK DIAGRAM



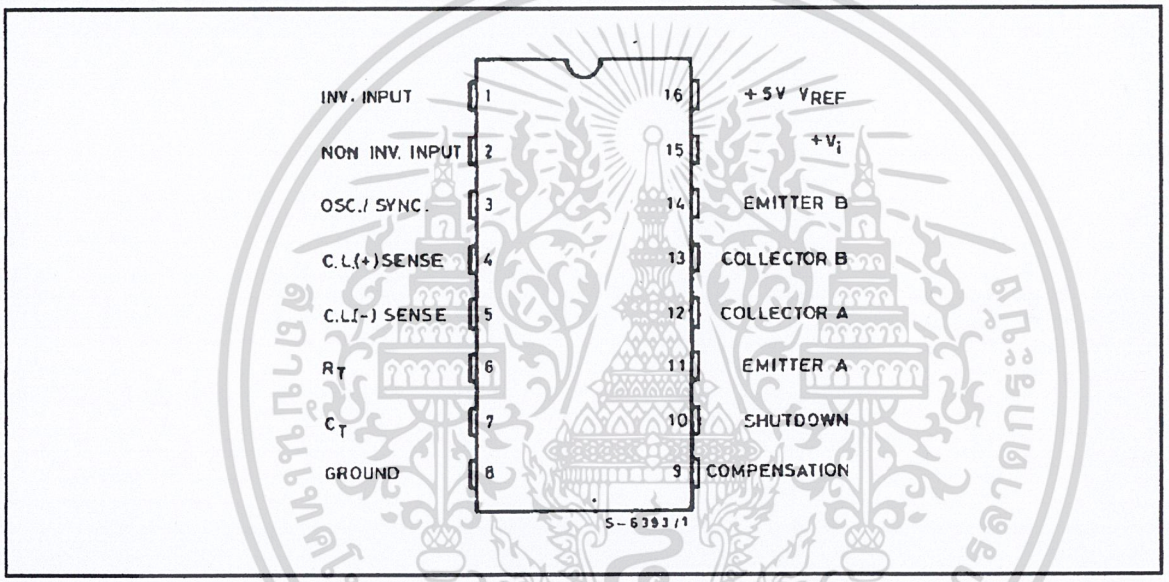



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

| Symbol | Parameter | Value | Unit |
|---|---|---|---|
| $V_{IN}$ | Supply Voltage | 40 | V |
| $I_C$ | Collector Output Current | 100 | mA |
| $I_R$ | Reference Output Current | 50 | mA |
| $I_T$ | Current Through $C_T$ Terminal | – 5 | mA |
| $P_{tot}$ | Total Power Dissipation at $T_{amb}$ = 70°C | 1000 | mW |
| $T_{stg}$ | Storage Temperature Range | – 65 to 150 | °C |
| $T_{op}$ | Operating Ambient Temperature Range: | 0 to 70 | °C |

## PIN CONNECTION (Top view)




## THERMAL DATA

| Symbol | Parameter | | DIP16 | SO16 | Unit |
|---|---|---|---|---|---|
| $R_{th\ j\text{-}amb}$ | Thermal Resistance Junction-ambient | Max. | 80 | – | °C/W |
| $R_{th\ j\text{-}alumina}$ | Thermal Resistance Junction-alumina (*) | Max. | – | 50 | °C/W |

(*) Thermal resistance junction-alumina with the device soldered on the middle of an alumina supporting substrate measuring 15 x 20mm; 0.65mm thickness with infinite heatsink.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** (unless otherwise stated, these specifications apply for Tj = 0 to 70°C, $V_{IN}$ = 20V, and f = 20KHz).

| Symbol | Parameter | Test Condition | Min. | Typ. | Max. | Unit |
|---|---|---|---|---|---|---|
| **REFERENCE SECTION** | | | | | | |
| $V_{REF}$ | Output Voltage | | 4.6 | 5 | 5.4 | V |
| $\Delta V_{REF}$ | Line Regulation | $V_{IN}$ = 8 to 40V | | 10 | 30 | mV |
| $\Delta V_{REF}$ | Load Regulation | $I_L$ = 0 to 20mA | | 20 | 50 | mV |
| | Ripple Rejection | f = 120Hz, $T_j$ = 25°C | | 66 | | dB |
| | Short Circuit Current Limit | $V_{REF}$ = 0, $T_j$ = 25°C | | 100 | | mA |
| $\Delta V_{REF}/\Delta T$ | Temperature Stability | Over Operating Temperature range | | 0.3 | 1 | % |
| $\Delta V_{REF}$ | Long Term Stability | Tj = 125°C, t = 1000Hrs | | 20 | | mV |
| **OSCILLATOR SECTION** | | | | | | |
| $f_{MAX}$ | Maximum Frequency | $C_T$ = 0.001µF, $R_T$ = 2KΩ | | 300 | | KHz |
| | Initial Accuracy | $R_T$ and $C_T$ Constant | | 5 | | % |
| | Voltage Stability | $V_{IN}$ = 8 to 40V, $T_j$ = 25°C | | | 1 | % |
| $\Delta f/\Delta T$ | Temperature Stability | Over Operating Temperature Range | | | 2 | % |
| | Output Amplitude | Pin 3, $T_j$ = 25°C | | 3.5 | | V |
| | Output Pulse Width | $C_T$ = 0.01µF, $T_j$ = 25°C | | 0.5 | | µs |
| **ERROR AMPLIFIER SECTION** | | | | | | |
| $V_{OS}$ | Input Offset Voltage | $V_{CM}$ = 2.5V | | 2 | 10 | mV |
| $I_b$ | Input Bias Current | | | 2 | 10 | µA |
| $G_V$ | Open Loop Voltage Gain | | 60 | 80 | | dB |
| CMV | Common Mode Voltage | $T_j$ = 25°C | 1.8 | | 3.4 | V |
| CMR | Common Mode Rejection | $T_j$ = 25°C | | 70 | | dB |
| B | Small Signal Bandwidth | $A_V$ = 0dB, $T_j$ = 25°C | | 3 | | MHz |
| $V_O$ | Output Voltage | $T_j$ = 25°C | 0.5 | | 3.8 | V |
| **COMPARATOR SECTION** | | | | | | |
| | Duty-cycle | % Each Output On | 0 | | 45 | % |
| $V_{IT}$ | Input Threshold | Zero Duty-cycle | | 1 | | V |
| | | Maximum Duty-cycle | | 3.5 | | V |
| $I_b$ | Input Bias Current | | | 1 | | µA |
| **CURRENT LIMITING SECTION** | | | | | | |
| | Sense Voltage | Pin 9 = 2V with Error Amp. Set for Max. Out. $T_j$ = 25°C | 180 | 200 | 220 | mV |
| | Sense Voltage T.C. | | | 0.2 | | mV/°C |
| CMV | Common Mode Voltage | | –1 | | 1 | |
| **OUTPUT SECTION**(each output) | | | | | | |
| | Collector-emitter Voltage | | 40 | | | V |
| | Collector Leackage Curr. | $V_{CE}$ = 40V | | 0.1 | 50 | µA |
| | Saturation Voltage | $I_C$ = 50mA | | 1 | 2 | V |
| | Emitter Output Voltage | $V_{IN}$ = 20V | 17 | 18 | | V |
| $t_r$ | Rise Time | $R_C$ = 2KΩ, $T_j$ = 25°C | | 0.2 | | µs |
| $t_f$ | Fall Time | $R_C$ = 2KΩ, $T_j$ = 25°C | | 0.1 | | µs |
| $I_q$ (*) | Total Standby Current | $V_{IN}$ = 40V | | 8 | 10 | mA |

(*) Excluding oscillator charging current, error and current limit dividers, and with outputs open.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Figure 1:** Open-loop Voltage Amplification of Error Amplifier vs. Frequency

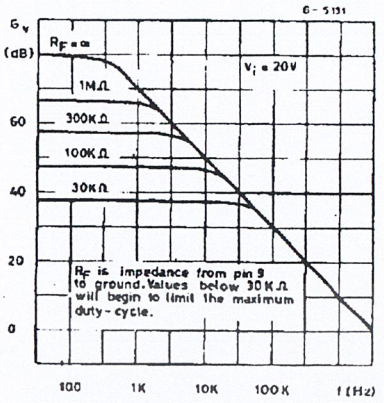



**Figure 2:** Oscillator Frequency vs. Timing Components.

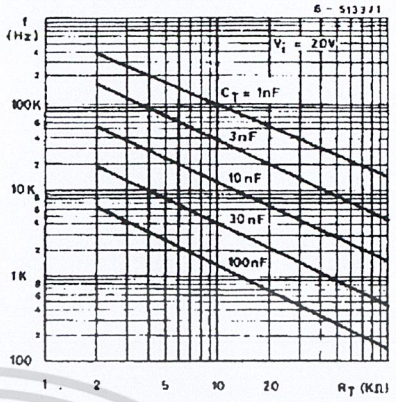



**Figure 3:** Output Dead Time vs. Timing Capacitance Value.

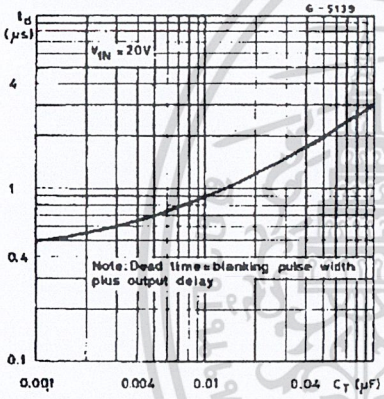



**Figure 4:** Output Saturation Voltage vs. load Current.

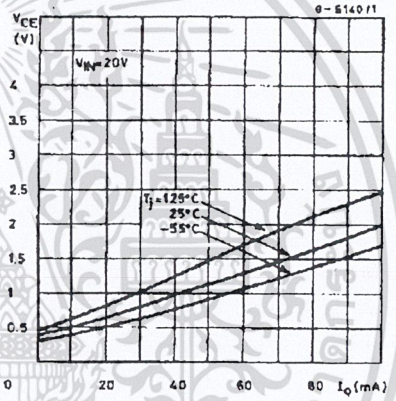
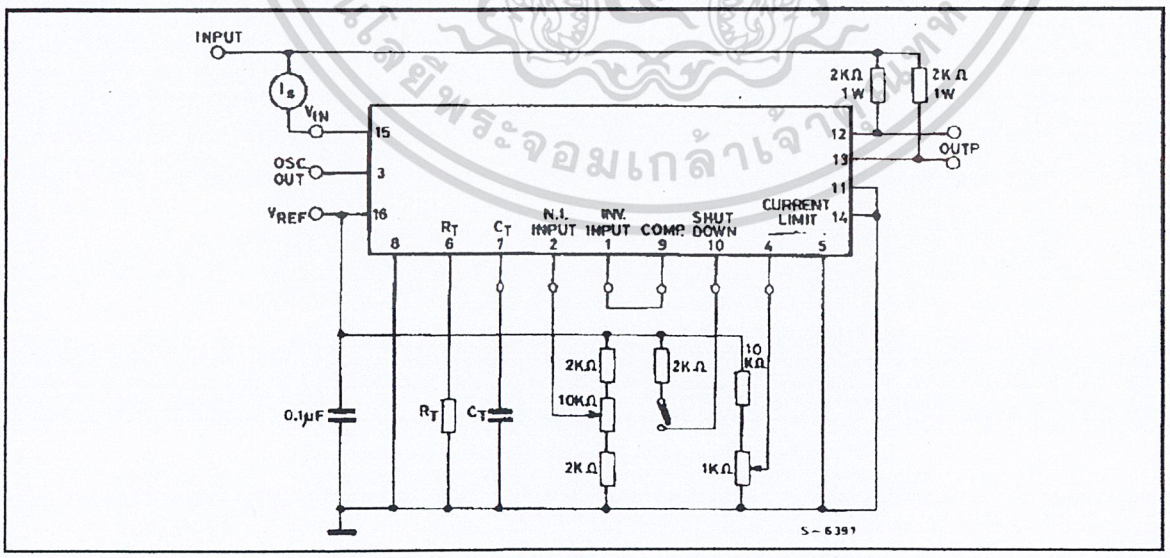



**Figure 5:** Open Loop Test Circuit.






เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## PRINCIPLES OF OPERATION

The SG3524 is a fixed frequency pulse-with-modulation voltage regulator control circuit. The regulator operates at a frequency that is programmed by one timing resistor ($R_T$) and one timing capacitor ($C_T$). $R_T$ established a constant charging current for $C_T$. This results in a linear voltage ramp at $C_T$, which is fed to the comparator providing linear control of the output pulse width by the error amplifier. the SG3524 contains, an on-board 5V regulator that serves as a reference as well as powering the SG3524's internal control circuitry and is also useful in supplying external support functions. This reference voltage is lowered externally by a resistor divider to provide a reference within the common mode range the error amplifier or an external reference may be used. The power supply output is sensed by a second resistor divider network to generale a feedback signal to error amplifier. The amplifier output voltage is then compared to the linear voltage ramp at $C_T$. The resulting modulated pulse out of the high-gain comparator is then steered to the appropriate output pass transistors ($Q_A$ or $Q_B$) by the pulse-steering flip-flop, which is synchronously toggled by the oscillator output. The oscillator output pulse also serves as a blanking pulse to assure both output are never on simultaneously during the transition times. The width of the blanking pulse is controlled by the value of $C_T$. The outputs may be applied in a push-pull configuration in which their frequency is half that of the base oscillator, or paralleled for single-ended applications in which the frequency is equal to that of the oscillator. The output of the error amplifier shares a common input to the comparator with the current limiting at shutdown circuitry and can be overridden by signals from either of these inputs. This common point is also available externally and may be employed to control the gain of, or to compensate, the error amplifier, or to provide additional control to the regulator.

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

| | |
|---|---|
| Supply voltage $V_{IN}$ | 8 to 40V |
| Reference Output Current | 0 to 20mA |
| Current trough $C_T$ Terminal | - 0.03 to -2mA |
| Timing Resistor, $R_T$ | 1.8 to 100KΩ |
| Timing Capacitor, $C_T$ | 0.001 to 0.1µF |

## TYPICAL APPLICATIONS DATA

### OSCILLATOR

The oscillator controls the frequency of the SG3524 and is programmed by $R_T$ and $C_T$ according to the approximate formula:

$$f = \frac{1.18}{R_T C_T}$$

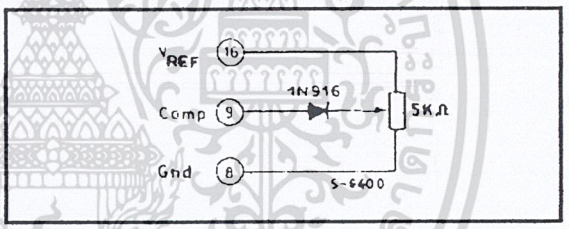
where:
$R_T$ is in KΩ
$C_T$ is in µF
f is in KHz

Pratical values of $C_T$ fall between 0.001 and 0.1µF. Pratical values of $R_T$ fall between 1.8 and 100KΩ. This results in a frequency range typically from 120Hz to to 500KHz.

### BLANKING

The output pulse of oscillator is used as a blanking pulse at the output. This pulse width is controlled by the value of $C_T$.If small values of $C_T$ are required for frequency control, the oscillator output pulse width may still be increased by applying a shunt capacitance of up to 100pF from pin 3 to ground. If still greater dead-time is required, it should be accomplished by limiting the maximum duty cycle by clamping the output of the error amplifier. This can easily be done with the circuit below:

**Figure 6.**




### SYNCRONOUS OPERATION

When an external clock is desired, a clock pulse of approximately 3V can be applied directly to the oscillator output terminal. The impedance to ground at this point is approximately 2KΩ. In this configuration $R_T$ $C_T$ must be selected for a clock period slightly greater than that the external clock.

If two more SG2524 regulators are to be operated synchronously, all oscillator output terminals should be tied together, all $C_T$ terminals connected to a single timing capacitor, and timing resistor connected to a single $R_T$ terminal. The other $R_T$ terminals can be left open or shorted to $V_{REF}$. Minimum lead lengths should be used between the $C_T$ terminals.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Figure 7**: Flyback Converter Circuit.

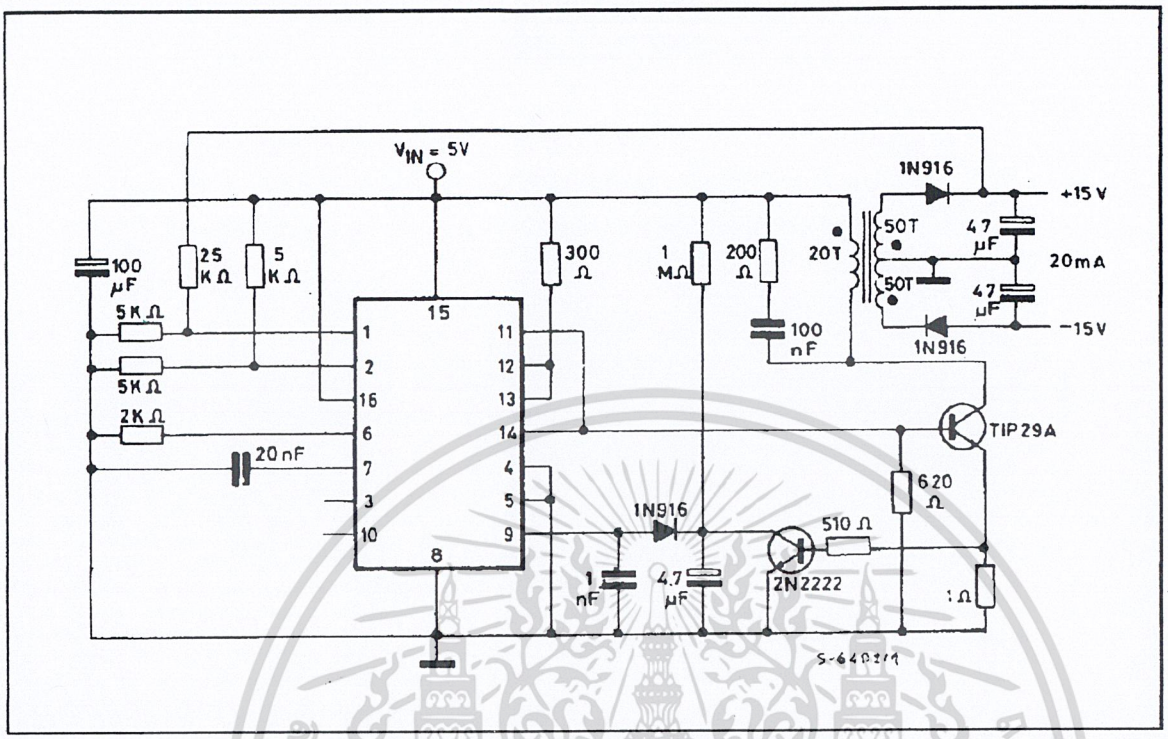
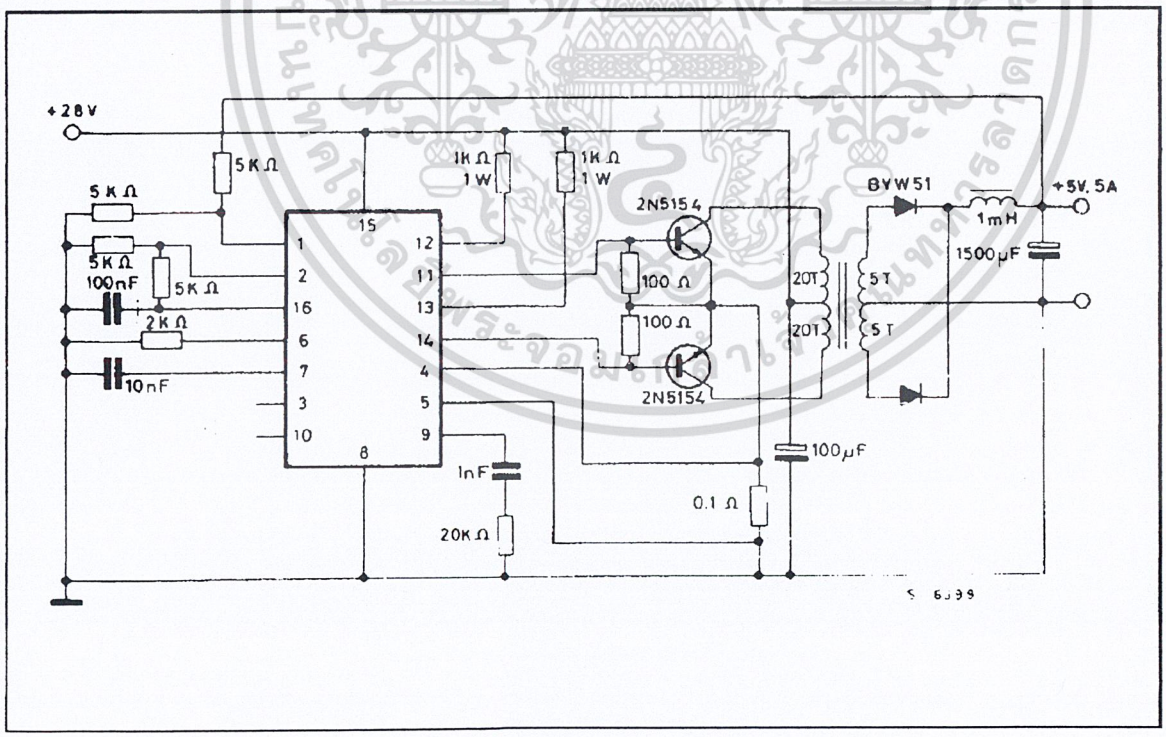



**Figure 8:** PUSH-PULL Transformer-coupled circuit.

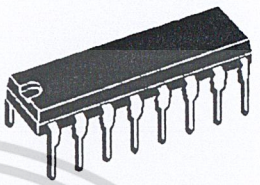




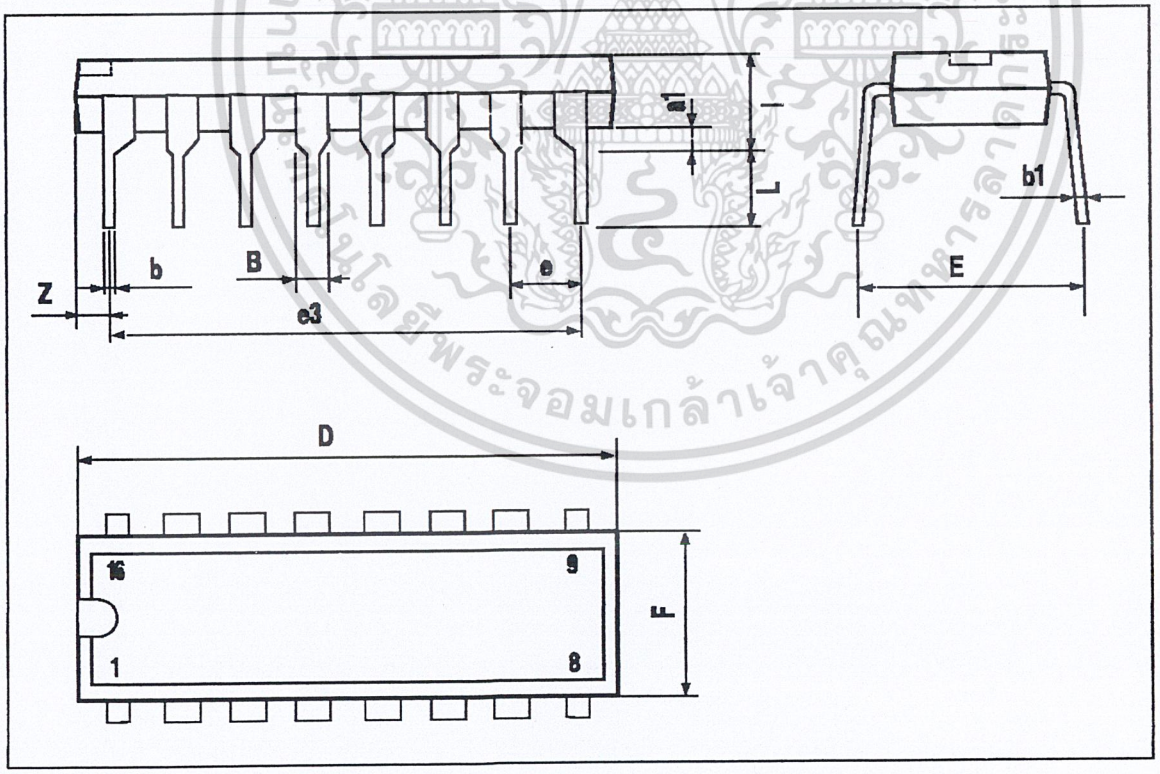

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

## OUTLINE AND MECHANICAL DATA



DIP16

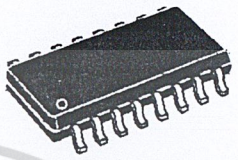





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

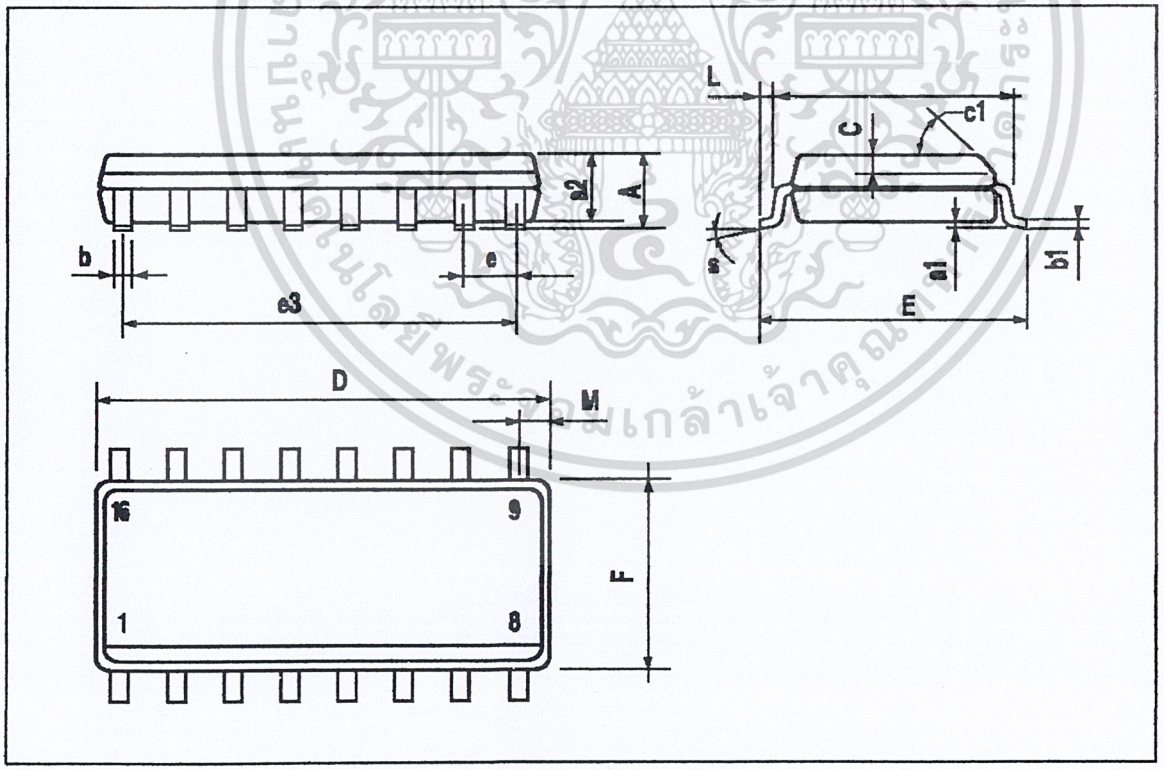
| DIM. | mm | | | inch | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| | MIN. | TYP. | MAX. | MIN. | TYP. | MAX. |
| A | | | 1.75 | | | 0.069 |
| a1 | 0.1 | | 0.25 | 0.004 | | 0.009 |
| a2 | | | 1.6 | | | 0.063 |
| b | 0.35 | | 0.46 | 0.014 | | 0.018 |
| b1 | 0.19 | | 0.25 | 0.007 | | 0.010 |
| C | | 0.5 | | | 0.020 | |
| c1 | 45° (typ.) | | | | | |
| D (1) | 9.8 | | 10 | 0.386 | | 0.394 |
| E | 5.8 | | 6.2 | 0.228 | | 0.244 |
| e | | 1.27 | | | 0.050 | |
| e3 | | 8.89 | | | 0.350 | |
| F (1) | 3.8 | | 4 | 0.150 | | 0.157 |
| G | 4.6 | | 5.3 | 0.181 | | 0.209 |
| L | 0.4 | | 1.27 | 0.016 | | 0.050 |
| M | | | 0.62 | | | 0.024 |
| S | 8°(max.) | | | | | |

## OUTLINE AND MECHANICAL DATA



**SO16 Narrow**

(1) D and F do not include mold flash or protrusions. Mold flash or potrusions shall not exceed 0.15mm (.006inch).






เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR TM

# BUZ11

Data Sheet | June 1999 | File Number 2253.2

## 30A, 50V, 0.040 Ohm, N-Channel Power MOSFET

This is an N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. This type can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA9771.

## Ordering Information

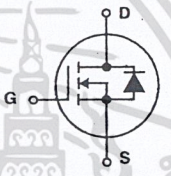
| PART NUMBER | PACKAGE | BRAND |
|---|---|---|
| BUZ11 | TO-220AB | BUZ11 |

NOTE: When ordering, use the entire part number.

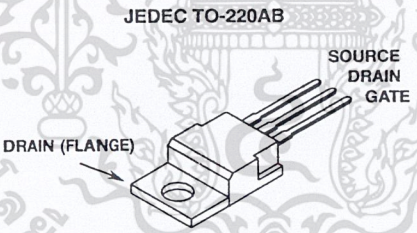
## Features

- 30A, 50V
- $r_{DS(ON)} = 0.040\Omega$
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Majority Carrier Device
- Related Literature
  - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

## Symbol




## Packaging




©2001 Fairchild Semiconductor Corporation



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^oC$, Unless Otherwise Specified

| | | BUZ11 | UNITS |
|---|---|---|---|
| Drain to Source Breakdown Voltage (Note 1) | $V_{DS}$ | 50 | V |
| Drain to Gate Voltage ($R_{GS}$ = 20kΩ) (Note 1) | $V_{DGR}$ | 50 | V |
| Continuous Drain Current $T_C = 30^oC$ | $I_D$ | 30 | A |
| Pulsed Drain Current (Note 3) | $I_{DM}$ | 120 | A |
| Gate to Source Voltage | $V_{GS}$ | ±20 | V |
| Maximum Power Dissipation | $P_D$ | 75 | W |
| Linear Derating Factor | | 0.6 | W/$^o$C |
| Operating and Storage Temperature | $T_J$, $T_{STG}$ | -55 to 150 | $^o$C |
| DIN Humidity Category - DIN 40040 | | E | |
| IEC Climatic Category - DIN IEC 68-1 | | 55/150/56 | |
| Maximum Temperature for Soldering | | | |
| Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s | $T_L$ | 300 | $^o$C |
| Package Body for 10s, See Techbrief 334 | $T_{pkg}$ | 260 | $^o$C |

*CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.*

NOTE:

1. $T_J = 25^oC$ to $125^oC$.

Electrical Specifications $T_C = 25^oC$, Unless Otherwise Specified

| PARAMETER | SYMBOL | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Drain to Source Breakdown Voltage | $BV_{DSS}$ | $I_D$ = 250μA, $V_{GS}$ = 0V | 50 | - | - | V |
| Gate Threshold Voltage | $V_{GS(TH)}$ | $V_{GS} = V_{DS}$, $I_D$ = 1mA (Figure 9) | 2.1 | 3 | 4 | V |
| Zero Gate Voltage Drain Current | $I_{DSS}$ | $T_J = 25^oC$, $V_{DS}$ = 50V, $V_{GS}$ = 0V | - | 20 | 250 | μA |
| | | $T_J = 125^oC$, $V_{DS}$ = 50V, $V_{GS}$ = 0V | - | 100 | 1000 | μA |
| Gate to Source Leakage Current | $I_{GSS}$ | $V_{GS}$ = 20V, $V_{DS}$ = 0V | - | 10 | 100 | nA |
| Drain to Source On Resistance (Note 2) | $r_{DS(ON)}$ | $I_D$ = 15A, $V_{GS}$ = 10V (Figure 8) | - | 0.03 | 0.04 | Ω |
| Forward Transconductance (Note 2) | $g_{fs}$ | $V_{DS}$ = 25V, $I_D$ = 15A (Figure 11) | 4 | 8 | - | S |
| Turn-On Delay Time | $t_{d(ON)}$ | $V_{CC}$ = 30V, $I_D \approx$ 3A, $V_{GS}$ = 10V, $R_{GS}$ = 50Ω, $R_L$ = 10Ω | - | 30 | 45 | ns |
| Rise Time | $t_r$ | | - | 70 | 110 | ns |
| Turn-Off Delay Time | $t_{d(OFF)}$ | | - | 180 | 230 | ns |
| Fall Time | $t_f$ | | - | 130 | 170 | ns |
| Input Capacitance | $C_{ISS}$ | $V_{DS}$ = 25V, $V_{GS}$ = 0V, f = 1MHz (Figure 10) | - | 1500 | 2000 | pF |
| Output Capacitance | $C_{OSS}$ | | - | 750 | 1100 | pF |
| Reverse Transfer Capacitance | $C_{RSS}$ | | - | 250 | 400 | pF |
| Thermal Resistance Junction to Case | $R_{\theta JC}$ | | ≤ 1.67 | | | $^o$C/W |
| Thermal Resistance Junction to Ambient | $R_{\theta JA}$ | | ≤ 75 | | | $^o$C/W |

## Source to Drain Diode Specifications

| PARAMETER | SYMBOL | TEST CONDITIONS | MIN | TYP | MAX | UNITS |
|---|---|---|---|---|---|---|
| Continuous Source to Drain Current | $I_{SD}$ | $T_C = 25^oC$ | - | - | 30 | A |
| Pulsed Source to Drain Current | $I_{SDM}$ | $T_C = 25^oC$ | - | - | 120 | A |
| Source to Drain Diode Voltage | $V_{SD}$ | $T_J = 25^oC$, $I_{SD}$ = 60A, $V_{GS}$ = 0V | - | 1.7 | 2.6 | V |
| Reverse Recovery Time | $t_{rr}$ | $T_J = 25^oC$, $I_{SD}$ = 30A, $dI_{SD}/dt$ = 100A/μs, $V_R$ = 30V | - | 200 | - | ns |
| Reverse Recovery Charge | $Q_{RR}$ | | - | 0.25 | - | μC |

NOTES:

2. Pulse Test: Pulse width ≤ 300ms, duty cycle ≤ 2%.
3. Repetitive rating: pulse width limited by maximum junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).

©2001 Fairchild Semiconductor Corporation



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

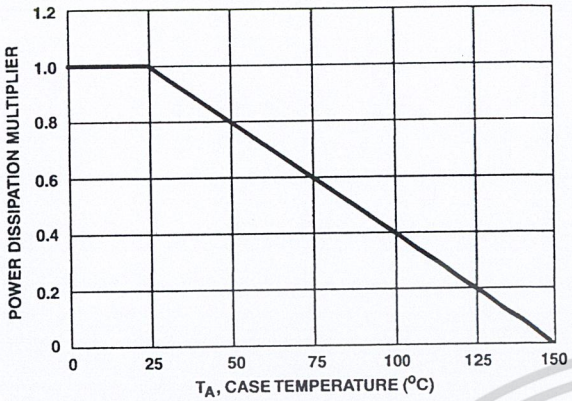



FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

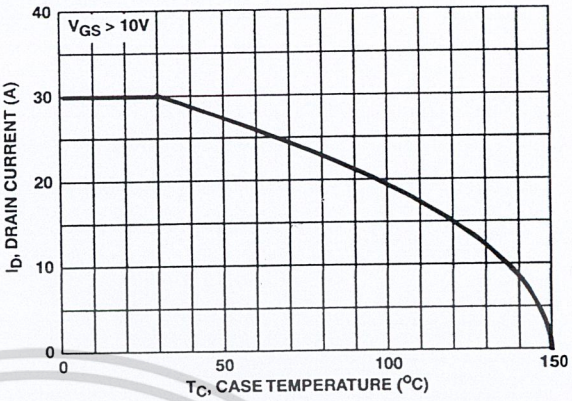



FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

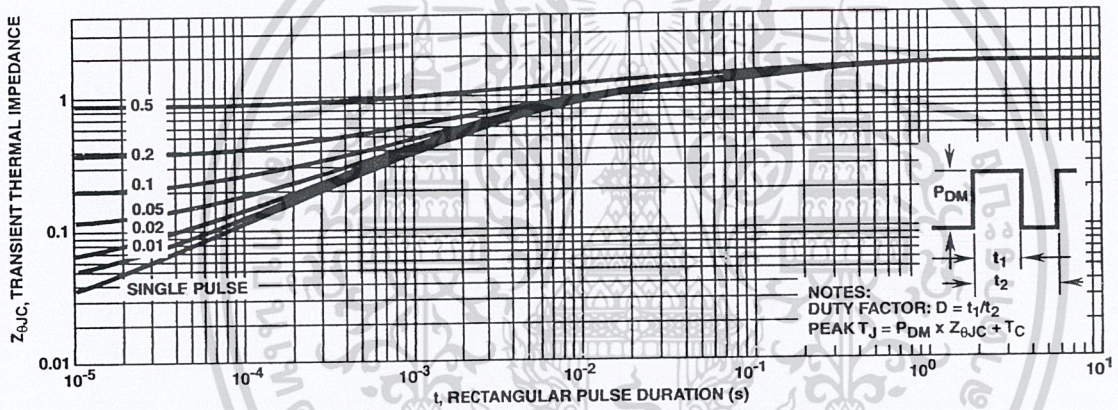



FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

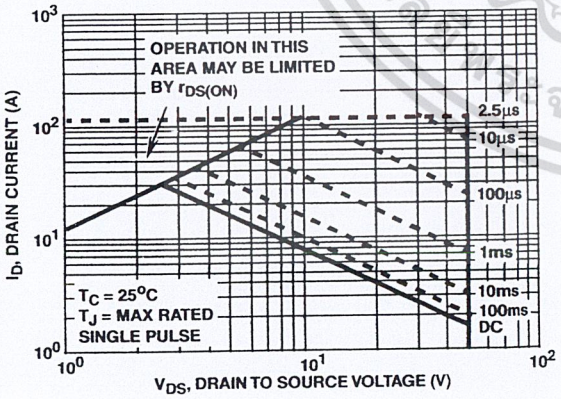



FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

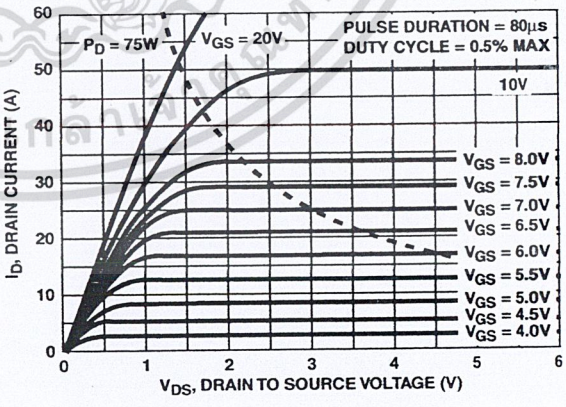



FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

©2001 Fairchild Semiconductor Corporation



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

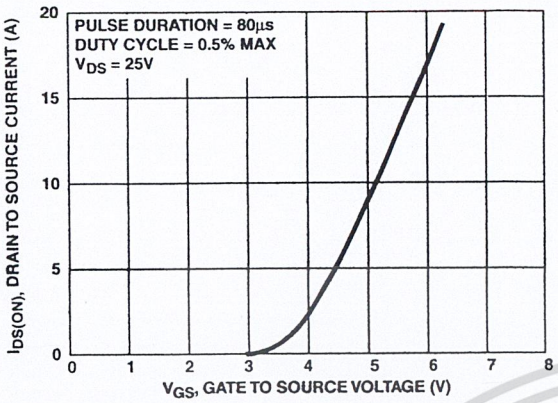



FIGURE 6. TRANSFER CHARACTERISTICS

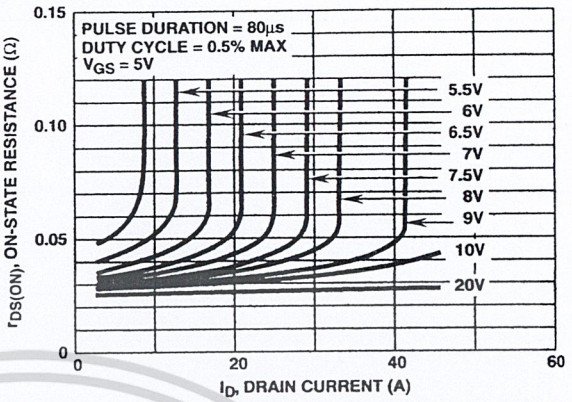



FIGURE 7. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

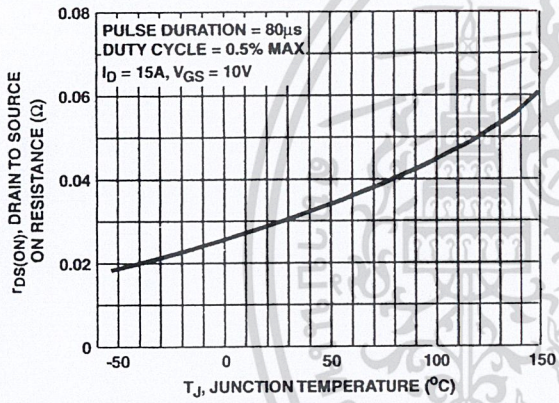



FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

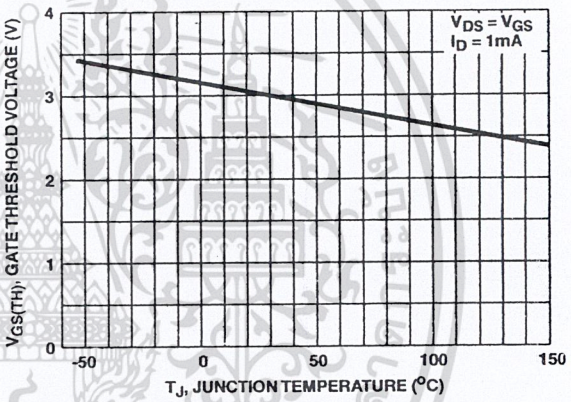



FIGURE 9. GATE THRESHOLD VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

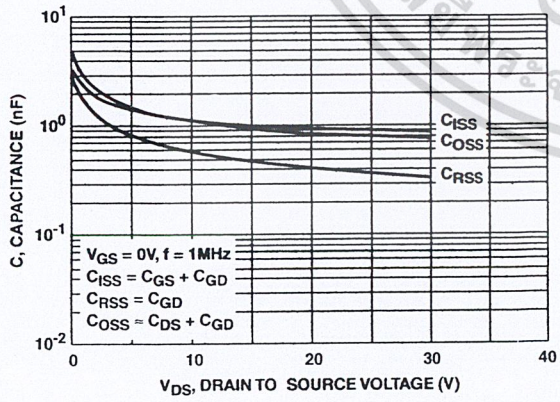



FIGURE 10. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

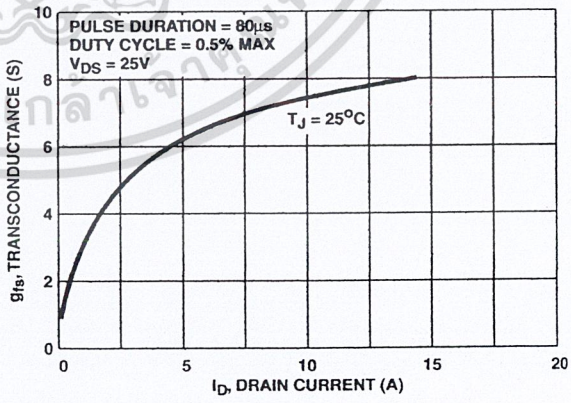



FIGURE 11. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

©2001 Fairchild Semiconductor Corporation



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

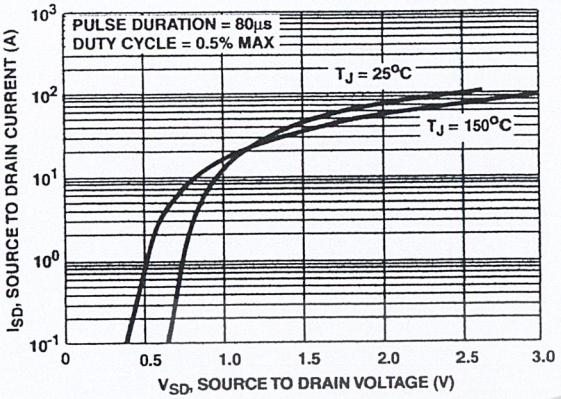



FIGURE 12. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

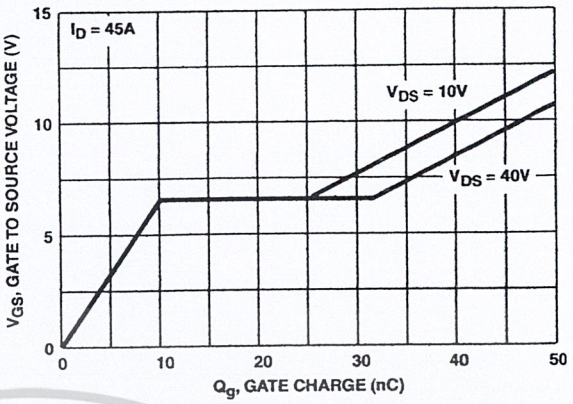



FIGURE 13. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

## Test Circuits and Waveforms

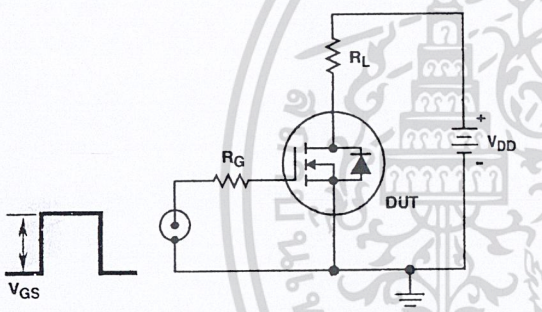



FIGURE 14. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

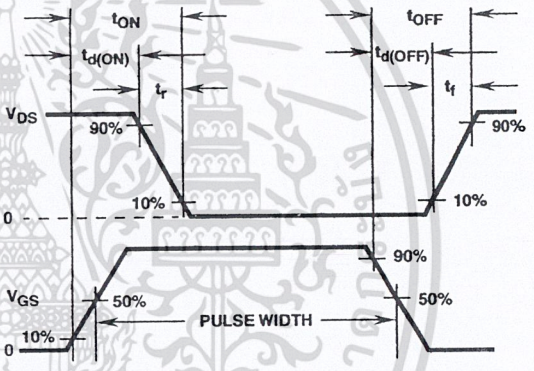



FIGURE 15. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

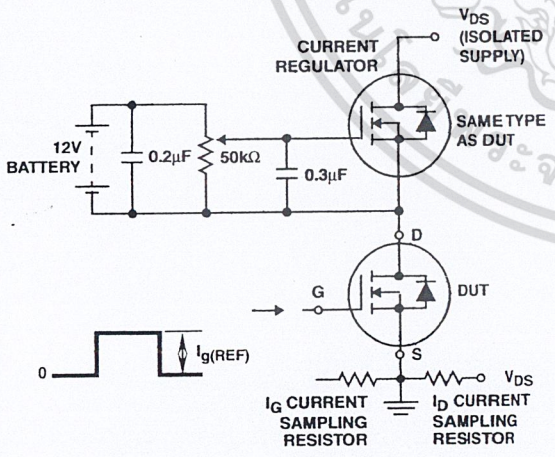



FIGURE 16. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

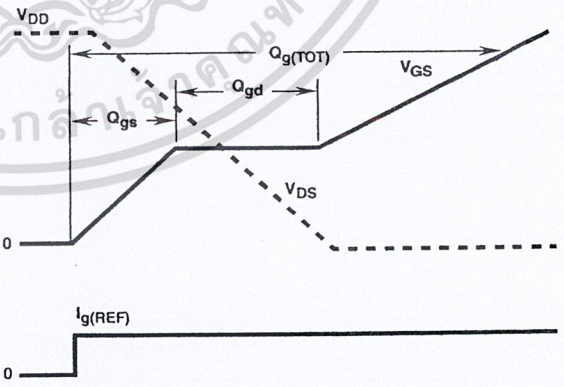



FIGURE 17. GATE CHARGE WAVEFORMS

©2001 Fairchild Semiconductor Corporation



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

| | | | |
|---|---|---|---|
| ACEx™ | FAST ® | PACMAN™ | SuperSOT™-3 |
| Bottomless™ | FASTr™ | POP™ | SuperSOT™-6 |
| CoolFET™ | GlobalOptoisolator™ | PowerTrench ® | SuperSOT™-8 |
| *CROSSVOLT*™ | GTO™ | QFET™ | SyncFET™ |
| DenseTrench™ | HiSeC™ | QS™ | TinyLogic™ |
| DOME™ | ISOPLANAR™ | QT Optoelectronics™ | UHC™ |
| EcoSPARK™ | LittleFET™ | Quiet Series™ | UltraFET™ |
| E²CMOS™ | MicroFET™ | SILENT SWITCHER ® | VCX™ |
| EnSigna™ | MICROWIRE™ | SMART START™ | |
| FACT™ | OPTOLOGIC™ | Star* Power™ | |
| FACT Quiet Series™ | OPTOPLANAR™ | Stealth™ | |

## DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

## LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.

2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

## PRODUCT STATUS DEFINITIONS

**Definition of Terms**

| Datasheet Identification | Product Status | Definition |
|---|---|---|
| Advance Information | Formative or In Design | This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice. |
| Preliminary | First Production | This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design. |
| No Identification Needed | Full Production | This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design. |
| Obsolete | Not In Production | This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only. |

Rev. H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้