

เครื่องเชื่อมไฟฟ้า

Electrical Welding



โดย
นางสาวจรรวรณ์ พรหมขุนทอง
นาย ธนพล โตสินธุ์
ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2545

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 50384
วัน,เดือน,ปี. 1.3 พ.ค. 2547

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อมไฟฟ้า
Electrical Welding

โดย

นางสาว จารุวรรณ พรหมขุนทอง รหัส 43515907

นาย ธนพล โตสินธุ์ รหัส 43515911



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา2545

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องเชื่อมไฟฟ้า

Electrical Welding

ผู้จัดทำ

นางสาว จารุวรรณ พรหมขุนทอง รหัส 43515907

นาย ธนพล โตสินธุ์ รหัส 43515911



.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รองศาสตราจารย์ สมศักดิ์ เขียวศิริกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เรื่อง เครื่องเชื่อมไฟฟ้า

Electrical Welding

นางสาว จารุวรรณ พรหมขุนทอง รหัส 43515907

นาย ธนพล โตสินธุ์ รหัส 43515911

ปริญญานิพนธ์นี้ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมที่จะทำการสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อมไฟฟ้า

นางสาว จารุวรรณ พรหมขุนทอง

นาย ธนพล โตสินธุ์

รองศาสตราจารย์ สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2545

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็น การนำเสนอการออกแบบ การทำงานและผลการทดลองการทำงานของ เครื่องเชื่อมไฟฟ้า โดยมีการทำงานคือ ชั้นแรกจะทำการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลท์ 50 เฮิร์ต มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 311 โวลท์ โดยวงจรเรียงกระแส และวงจรกรองกระแส หลังจากนั้นจะได้ไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาทำการเปลี่ยนให้เป็นพัลส์ ความถี่ประมาณ 25 กิโลเฮิร์ต โดย IGBT ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และใช้ไอซี SG3526 มาทำการควบคุมความถี่และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตตามข้อมูลที่ส่งผ่าน ย้อนกลับจากทางเอาพุทของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าในสภาวะที่ไม่มีโหลดจะมีค่าอยู่ที่ 80 โวลท์ และค่า กระแสในขณะที่ทำการเชื่อมมีค่าสูงสุด 150 แอมแปร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL WELDING

STAFF

MISS JARUWAN PROMKUNTHONG

MR. THANAPOL TOSIN

PROJECT ADVISOR ASSOC.PROF.SOMSAK CHEERSIRIKUL

ABSTRACT

This project presents a design of ELECTRICAL WELDING. Initially, the rectifier and filter circuit converts the alternating current 220 volt, 50 Hz line to direct current 311 volts. Subsequently, the direct current is converted to high frequency pulses (about 25 KHZ) by IGBT in half bridge converter circuit and control switching characteristic by IC SG3526. It can variable frequency and pulse width which it receive data form output to continue the process. Finally, ELECTRICAL WELDING supplies output voltage 30 volts (no load) and maximum welding current is about 150 ampere.

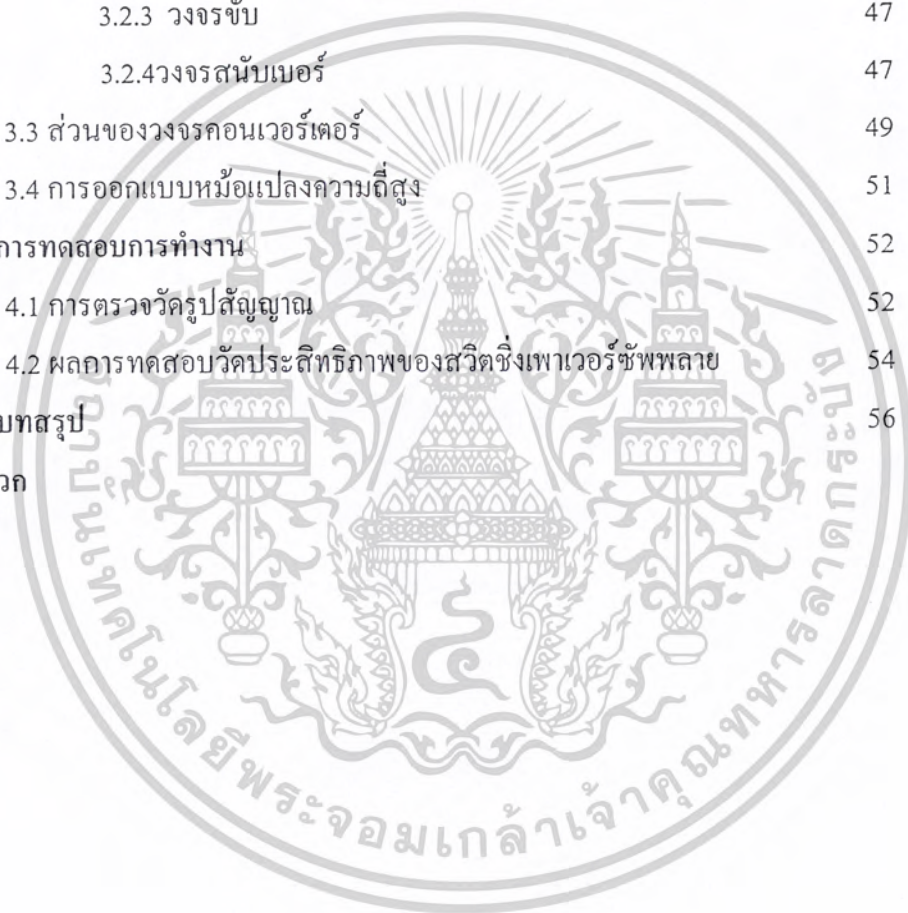
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วิวัฒนาการของเครื่องเชื่อม	2
1.2 การแยกประเภทวิธีการเชื่อม	3
บทที่ 2 ทฤษฎี	7
2.1 หลักการเบื้องต้น	7
2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	8
2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	8
2.2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	8
2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	9
2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	10
2.2.5 พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	11
2.3 วงจรควบคุม	11
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	12
2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	13
2.4 วงจรขับ	15
2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	15
2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	16
2.5 วงจรสแน็บเบอร์	19
2.5.1 วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส	19
2.5.2 วงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	21
2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	22
2.6.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด	22
2.6.2 ซอตตี้ไดโอด	23
2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	23
2.6.4 โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต	24
2.6.5 โครงสร้างพื้นฐาน ของ IGBT	39

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3 หลักการทำงานของวงจร	42
3.1 วงจรเรียงกระแส	42
3.1.1 ไดโอดเรียงกระแส	42
3.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส	43
3.2 ส่วนของวงจรควบคุม	45
3.2.1 วงจรป้อนกลับ	45
3.2.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์	46
3.2.3 วงจรขับ	47
3.2.4 วงจรสับเบอร์	47
3.3 ส่วนของวงจรคอนเวอร์เตอร์	49
3.4 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	51
บทที่ 4 การทดสอบการทำงาน	52
4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณ	52
4.2 ผลการทดสอบวัดประสิทธิภาพของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	54
บทที่ 5 บทสรุป ภาคผนวก	56



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

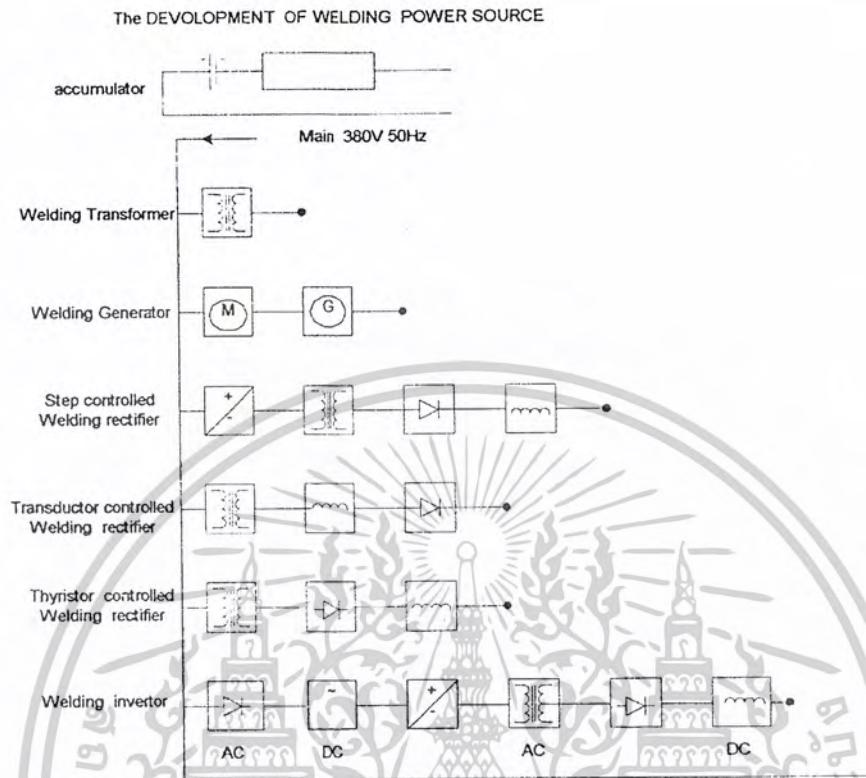
ในปัจจุบันนี้ความเจริญก้าวหน้าทางด้านเทคโนโลยีอิเล็กทรอนิกส์นั้นมีการพัฒนาก้าวหน้าไปมากและเข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวันของมนุษย์มากขึ้นไม่ว่าจะเป็น เครื่องรับโทรทัศน์ เครื่องเสียง วิทยุ คอมพิวเตอร์ ฯลฯ และเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์นี้จะทำงานได้ต้องมีแหล่งจ่ายไฟซึ่งส่วนใหญ่จะเป็นแบบแหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบเชิงเส้น แต่มีข้อเสียอยู่หลายประการ เช่น ขนาดใหญ่ เกิดความร้อน ประสิทธิภาพต่ำ ต่อมาได้มีพัฒนาแหล่งจ่ายนี้ให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น มีขนาดเล็กลง น้ำหนักเบา เกิดความร้อนน้อย เรียกว่า แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตซิ่งแต่มีข้อเสียคือ วงจรค่อนข้างซับซ้อน สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนี้มีส่วนทำให้เครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์มีขนาดเล็กลง

ส่วนรายงานนี้ได้ศึกษาเกี่ยวกับการประยุกต์วงจรสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในเครื่องเชื่อมกระบวนการเชื่อมที่ใช้นักการพื้นฐานจากการที่ให้กระแสไฟฟ้าปริมาณมากๆ ไหลผ่านรอยต่อชิ้นงานที่ต้องการเชื่อมจนหลอมละลายติดกัน ซึ่งเมื่อพิจารณาจากหลักการแล้ว เครื่องเชื่อมก็คือแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าที่สามารถจ่ายกระแสได้เป็นปริมาณมากนั่นเอง เริ่มแรกมีการค้นพบวิธีเชื่อมจากการใช้แบตเตอรี่(Battery)เป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าแต่ก็มีข้อจำกัดที่ปริมาณความจุกระแสน้อย และเมื่อใช้งานแล้วต้องมีการประจุแรงดันใหม่ ซึ่งใช้เวลานานในการประจุลดหรือการเคลื่อนของขดลวดเพื่อที่จะปรับค่ากระแสที่ใช้ในการเชื่อม ต่อมาเมื่ออุปกรณ์สารกึ่งตัวนำได้ถูกนำมาใช้ในการเรียงกระแส เพื่อให้เป็นการเชื่อมแบบกระแสตรงและยังถูกใช้ในการควบคุมระดับกระแสในการเชื่อมอีกด้วย

การทำงานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าเริ่มจากการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูง ประมาณ 311 โวลต์ โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส จากนั้นนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาสวิตซ์ที่ความถี่สูงโดยวงจรเพาเวอร์สวิตซ์ สำหรับแหล่งจ่ายที่จัดทำขึ้นจะใช้วงจรเพาเวอร์สวิตซ์แบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ฟัลส์ที่ได้จากการสวิตซ์จะยังคงมีแรงดันค่าสูงเกินกว่าแรงดันใช้งานอยู่ การลดแรงดันให้ต่ำลงสามารถทำได้โดยการส่งพลังงานผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งจะเป็นการแยกส่วนระหว่างส่วนของแรงดันสูงที่เชื่อมต่อกับไลน์กับส่วนใช้งานแรงความถี่สูง ซึ่งจะเป็นการแยกส่วนระหว่างส่วนของแรงดันสูงที่เชื่อมต่อกับไลน์กับส่วนใช้งานแรงดันต่ำได้อีกด้วยจากนั้นก็นำฟัลส์ที่ได้จากการคัปปลิ่งนี้มาผ่านหม้อแปลงเพื่อทำการเรียงกระแสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงอีกครั้ง เมื่อแหล่งจ่ายทำงานจะมีการป้อนกลับที่ค่าแรงดันจากขดลวดทุติยภูมิ มายังวงจรควบคุมการสวิตซ์ของวงจรเพาเวอร์สวิตซ์ โดยผ่านการเรียงกระแสให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเช่นกัน โดยวงจรควบคุมนี้จะทำการปรับคาบเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟสที่วงจรเพาเวอร์สวิตซ์ ให้ได้กระแสตามความต้องการของโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1 วิวัฒนาการของเครื่องเชื่อม



รูปที่ 1.1 แสดงให้เห็นพัฒนาการของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน

1.1.1 แอคลิวมูเลเตอร์ (Accumulator) เป็นการเชื่อมไฟฟ้าแบบแรกที่ถูกคิดค้นขึ้น โดยใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้า แต่มีข้อเสียคือไม่สามารถให้กระแสค่ามาก ๆ ได้ และในการใช้แต่ละครั้งต้องทำการประจุไฟฟ้าทุกครั้ง เมื่อใช้งานไปช่วงหนึ่งกระแสจากแบตเตอรี่จะมีค่าลดลงเรื่อยๆ แต่การเชื่อมแบบนี้มีข้อดีคือสามารถเชื่อมได้เร็วกว่าการเชื่อมที่ใช้ไฟฟ้ากระแสสลับในการเชื่อม

1.1.2 เวลดิงทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Welding Transformer) เป็นการใช่ม้อแปลงเพื่อทำการส่งผ่านพลังงานไฟฟ้ามายังจุดเชื่อม โดยพลังงานไฟฟ้าดังกล่าวเป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับมีข้อเสียคือยากต่อการควบคุมซึ่งโดยปกติสามารถควบคุมกระแสในการเชื่อมได้ 4 แบบคือ แบบ เคลื่อนแกน (Moving Core) แบบเคลื่อนขดลวด (Moving Coil) แบบที่ทำให้รีแอคเตอร์อิ่มตัว (Saturable Reactor) และแบบสวิตช์เสียบ (Tap Switching) อุปกรณ์เชื่อมแบบนี้จะมีการสูญเสียพลังงานมาก แต่มีข้อดีคือไม่มีวงจรรหรืออุปกรณ์ต่อพ่วงให้ยุ่งยาก

1.1.3 เวลดิงเจนเนอเรเตอร์ (Welding Generator) เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้มอเตอร์มาทำการหมุนเจนเนอเรเตอร์ไฟกระแสตรง (DC Generator) แล้วนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากเจนเนอเรเตอร์มาทำการเชื่อมไฟฟ้าอีกทีซึ่งจะเห็นได้ว่าเครื่องเชื่อมแบบนี้จะมีประสิทธิภาพต่ำเพราะเกิดการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูญเสียหลายขั้นตอน ตั้งแต่ นำไฟฟ้ามาแปลงเป็นพลังงานกล แล้วแปลงพลังงานกลกลับไปเป็นพลังงานไฟฟ้าอีกครั้ง แต่เครื่องเชื่อมลักษณะนี้จำเป็นต้องนำมาใช้เนื่องจากในงานเชื่อมบางประเภทจำเป็นต้องใช้กระแสไฟตรงในการเชื่อมเท่านั้น และใช้อยู่ในช่วงที่ยังไม่สามารถนำอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำมาใช้งานได้

1.1.4 **เสตบ คอนโทรล เวลดิง เรคติกไฟเออร์ (Step Controlled Welding Rectifier)** เป็นเครื่องเชื่อมที่มีเทคโนโลยีของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำเข้ามาใช้ในการเชื่อมที่ต้องการไฟกระแสตรงในการเชื่อม โดยสามารถปรับกระแสในการเชื่อมได้จากการปรับเปลี่ยนแทนที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง มีข้อดีคือเครื่องมีประสิทธิภาพมากขึ้น

1.1.5 **ทรานคอนดัคเตอร์ คอนโทรล เวลดิงเรคติกไฟเออร์ (Transductor Controlled Welding Rectifier)** เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้หลักการเปลี่ยนค่าความนำของขดลวด ในการปรับค่ากระแสในการเชื่อม วิธีนี้ข้อเสียคือเกิดความสูญเสียขึ้นที่ขดลวดความนำ ในขณะที่ใช้กระแสค่าสูงๆ

1.1.6 **ไทรสเตอร์ คอนโทรล เวลดิง เรคติกไฟเออร์ (Thyristor Controlled Welding Rectifier)** เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้อุปกรณ์ไทรสเตอร์ในการเรียงกระแส โดยสามารถกำหนดมุมในการนำกระแสให้กับไทรสเตอร์ ซึ่งเป็นการกำหนดกระแสที่ใช้ในการเชื่อมของเครื่องเชื่อมอีกด้วย มีข้อดีคือ สามารถควบคุมกระแสได้อย่างละเอียดและแม่นยำ แต่มีข้อเสียคือ จะต้องเพิ่มเติมส่วนของวงจรควบคุมและมีราคาแพง

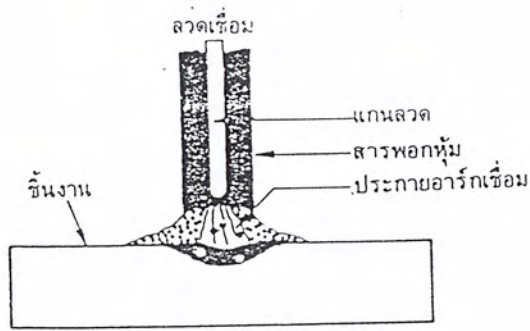
1.1.7 **เวลดิงอินเวอร์เตอร์ (Welding Inverter)** เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้หลักการของอินเวอร์เตอร์ในการที่จะเปลี่ยนค่าความถี่ไซน์ปกติให้สูงขึ้นก่อนที่จะส่งผ่านพลังงานด้วยหม้อแปลงความถี่สูงเป็นผลให้เครื่องมีประสิทธิภาพสูงและมีขนาดเล็กลง สามารถควบคุมปริมาณกระแสที่ใช้ในการเชื่อมได้อย่างแม่นยำ และเนื่องจากประสิทธิภาพที่มีค่าสูงเป็นผลทำให้ประหยัดพลังงานได้มากกว่าเครื่องเชื่อมชนิดอื่น

1.2 การแยกประเภทวิธีการเชื่อม

การเชื่อม โลหะสามารถทำได้หลายแบบซึ่งแต่ละแบบก็จะเหมาะสมกับงานที่แตกต่างกันไป ซึ่งสามารถจำแนกได้เป็น 3 ประเภท คือ

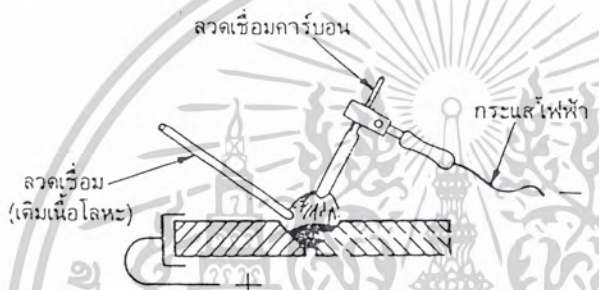
1.2.1 **การเชื่อมโลหะหลอมละลาย** การเชื่อมแบบนี้ส่วนที่เป็นรอยต่อจะถูกหลอมละลายด้วยความร้อนจากการอาร์ค (Arc) หรือเปลวแก๊สติดไฟ (Inflammable gas) การเชื่อมแบบนี้ไม่จำเป็นต้องใช้แรงกดกับรอยเชื่อม

1.2.2 **การเชื่อมโดยใช้แรงกด** การเชื่อมแบบนี้จะใช้ความร้อนรวมกับการกด เพื่อที่จะทำให้โลหะเชื่อมติดกัน

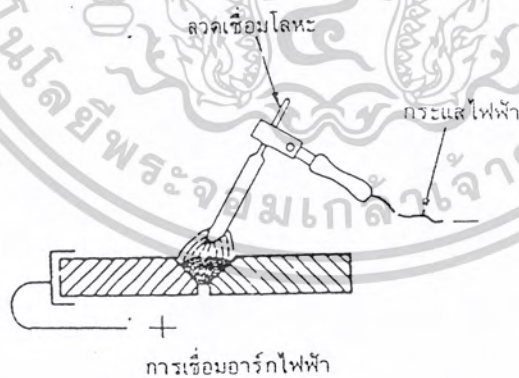


รูปที่ 1.3 การเชื่อมอาร์คไฟฟ้าแบบเปิด

การเชื่อมอาร์คแบบเปิดนั้นสามารถทำได้สองวิธีคือการเชื่อมอาร์คไฟฟ้าแบบเปิดโดยใช้ลวดคาร์บอนและการเชื่อมอาร์คไฟฟ้าแบบเปิดโดยใช้ลวดโลหะดังแสดงในรูปที่ 1.4 และ 1.5 ตามลำดับ



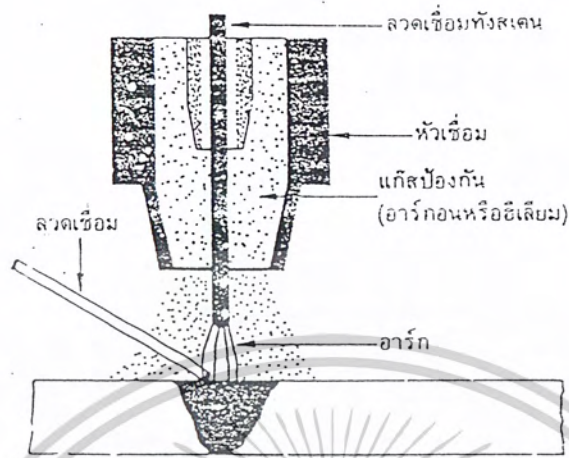
รูปที่ 1.4 การเชื่อมอาร์คไฟฟ้าแบบเปิด (หลอมละลาย) โดยใช้ลวดเชื่อมคาร์บอน



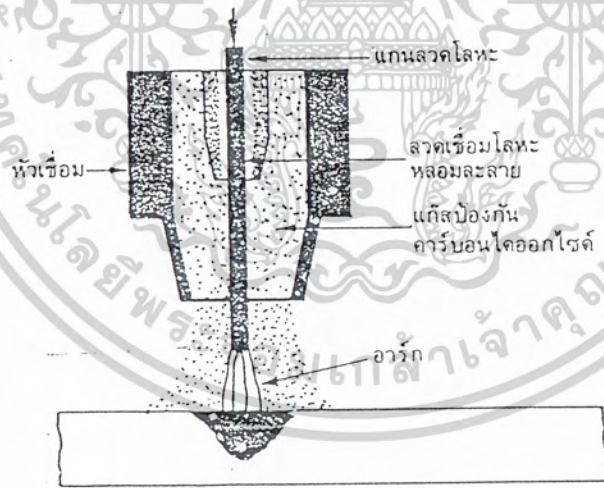
รูปที่ 1.5 การเชื่อมอาร์คไฟฟ้าแบบเปิด (หลอมละลาย) โดยใช้ลวดเชื่อมโลหะ

1.2.1.2 การเชื่อมอาร์คไฟฟ้าแบบปิด การเชื่อมแบบนี้สามารถมองเห็นประกายของการอาร์คด้วยแก๊สที่ปล่อยออกมาจากหัวเชื่อมจะทำหน้าที่เป็นม่านแก๊สปกคลุมโลหะในบ่อหลอมของการเชื่อมไม่ให้ไปทำปฏิกิริยากับอากาศแก๊สที่ใช้เฉื่อยคุณภาพสูงดังรูป 1.6 และ 1.7 ตามลำดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.6 การเชื่อมภายใต้มันแก๊สเฉื่อยโดยใช้ลวดเชื่อมทั้งสแตน



รูปที่ 1.7 การเชื่อมภายใต้มันแก๊สเฉื่อยโดยใช้ลวดเชื่อมโลหะ

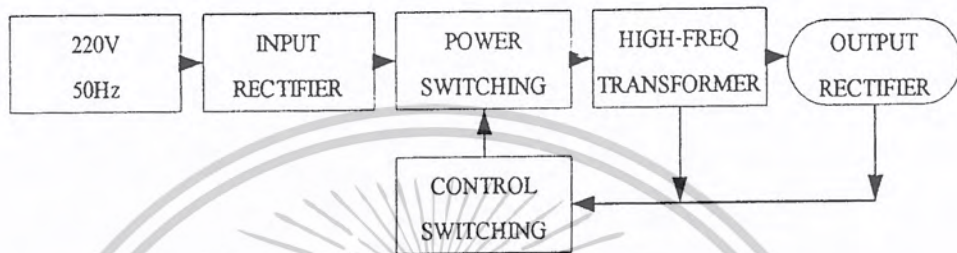
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 หลักการเบื้องต้น

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้า



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์

การทำงานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าเริ่มจากการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรท์ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูง ประมาณ 311 โวลต์ โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส จากนั้นนำไฟกระแสตรงที่ได้มาสวิทซ์ที่ความถี่สูงโดยวงจรเพาเวอร์สวิทซ์ สำหรับแหล่งจ่ายที่จัดทำขึ้นจะใช้วงจรเพาเวอร์สวิทซ์แบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ พัลส์ที่ได้จากการสวิทซ์จะยังคงมีแรงดันค่าสูงเกินกว่าแรงดันใช้งานอยู่ การลดลงแรงดันให้ต่ำลงสามารถทำได้โดยการส่งพลังงานผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งจะเป็นการแยกส่วนระหว่างส่วนของแรงดันสูงที่เชื่อมต่อกับไลน์กับส่วนใช้งานแรงดันต่ำได้อีกด้วยจากนั้นก็นำพัลส์ที่ได้จากการสับปลั๊กลี้มนี้มาผ่านหม้อแปลงเพื่อทำการเรียงกระแสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงอีกครั้ง เมื่อแหล่งจ่ายทำงานจะมีการป้อนกลับที่ค่าแรงดันจากขดลวดทุติยภูมิ มายังวงจรควบคุมการสวิทซ์ของวงจรเพาเวอร์สวิทซ์ โดยผ่านการเรียงกระแสให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเช่นกัน โดยวงจรควบคุมนี้จะทำการปรับคาบเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟสที่วงจรเพาเวอร์สวิทซ์ ให้ได้กระแสตามความต้องการของโหลด

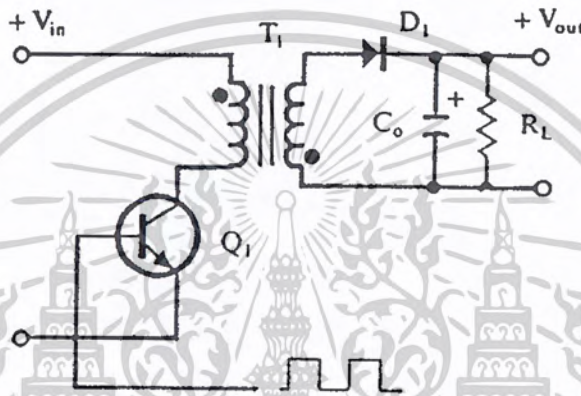
จากพื้นฐานของวงจรสวิตซิ่ง ซึ่งโครงสร้างของวงจรสวิตซิ่งนี้ก็สามารถแบ่งออกไปได้หลายชนิด เพื่อใช้งานที่แตกต่างกัน ทั้งยังมีส่วนประกอบอื่นที่สำคัญ ซึ่งรายละเอียดและข้อมูลต่าง ๆ ได้เรียบเรียงไว้ตามลำดับดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟกระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นค่าแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้คอนเวอร์เตอร์นั้นมีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

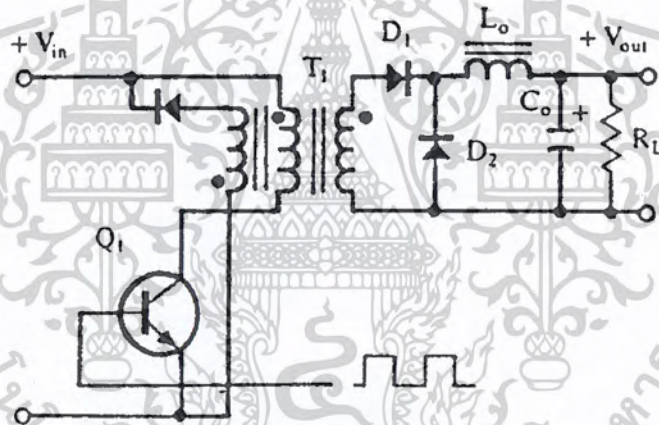
จากรูปที่ 2.2 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์จะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T_1 จะกำหนดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอส กลับและไม่นำกระแสทำให้มีการสะสมพลังงานของขดลวดที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T_1 แทนเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสสนามแม่เหล็ก T_1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมอยู่ในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดทุติยภูมิ และจะมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง และค่าของแรงดันที่อินพุตฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

2.2.2. ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในรูป 2.3 จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T_1 ในฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกันดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงแต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะที่ถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงไหลผ่านไดโอด D_1 และตัวเหนี่ยวนำ L ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C และไหลลงได้ขณะที่มีค่ากระแสไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวของมันด้วย เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน L จะยุบลงตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ไดโอด D_2 ออกไปยังโหลดได้จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแสและหยุดนำกระแสทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าค่าของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตามที่ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

2.2.3. พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

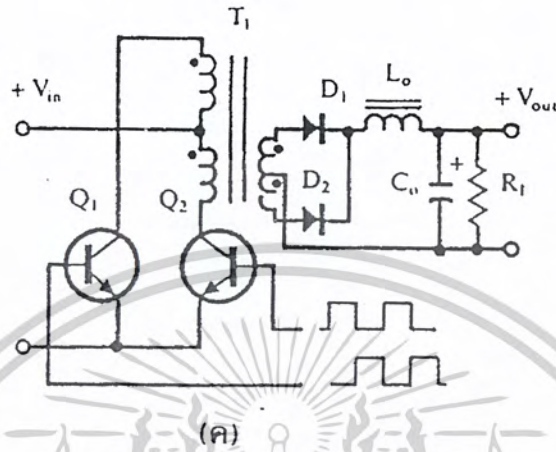
พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแส จะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจรสวิตชิ่งที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ

จากรูปที่ 2.4 Q_1 และ Q_2 จะผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q_1 นำกระแส D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับแต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

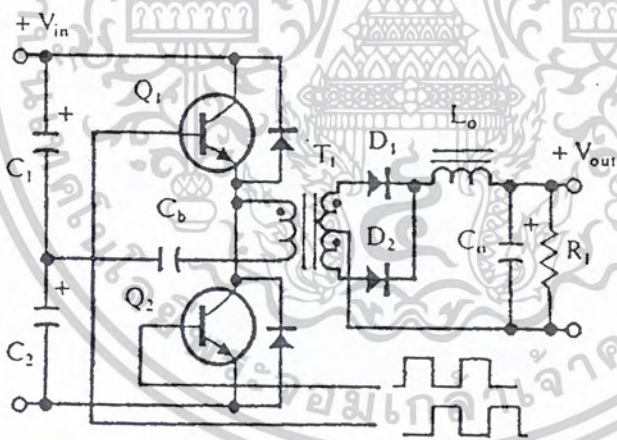
กระแสผ่าน L ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตามเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามา

จะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจร พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

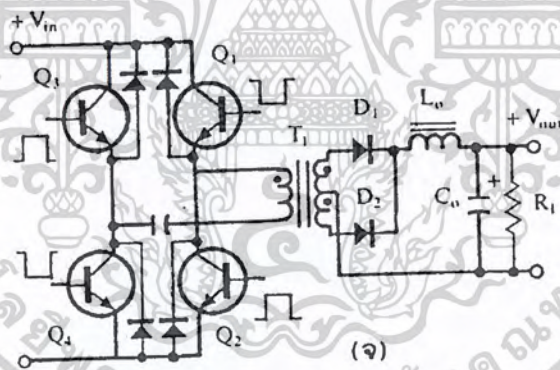
ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์และให้ค่ากำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.5 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเกี่ยวกับการทำงานของพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะที่ทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.2.5. พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 นำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของพูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่าวงจรพูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตซ์ที่ต้องการมีกำลังงานสูง ๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบพูล-บริดจ์เป็นหลัก



มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส

รูปที่ 2.6 แสดงวงจรพูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

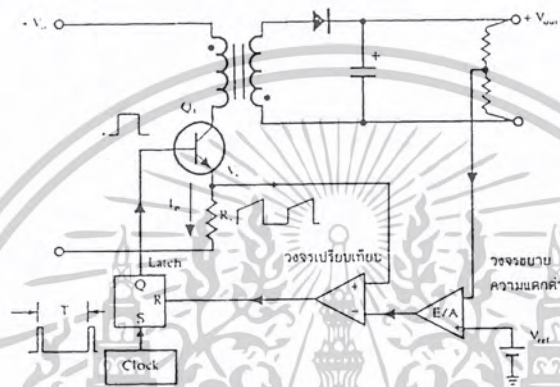
2.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชันเป็นหลัก การใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ จะสามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

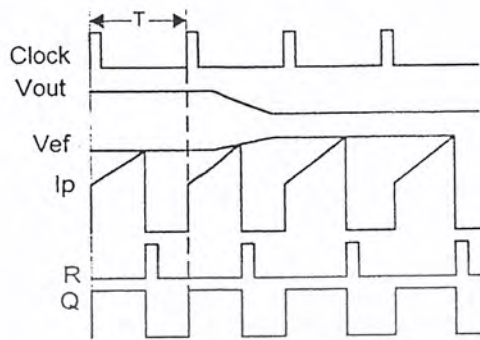
เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรถยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ตติ้ง ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรมัลติวิคท์มอดคูลเลอร์จึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงแรงดันจุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรมัลติวิคท์มอดคูลเลอร์จึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถส่งค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

2.3.2. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส



รูปที่ 2.9 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีกว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาจากรูป 2.9 การทำงานของจร เราจะแยกพิจารณาการทำงานของวงจรควบคุมโดยการตัดวงจรถยายความแตกต่าง E/A ออกก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตติ้งของวงจรมัลติวิคท์มอดคูลเลอร์ให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจรมัลติวิคท์มอดคูลเลอร์จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีความยาวคาบที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจรมัลติวิคท์มอดคูลเลอร์ Q1 จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย



รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณฟลิกอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั่นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วยทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต้องกระจายความแตกต่าง EVA เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง EVA จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลา นำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง EVA ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง EVA จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลา นำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่น และแรงดันที่วงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจกระแสมีข้อดีกว่า วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทเมื่อเกิดการทรานเซียนต์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่ต้องรอให้สัญญาณการป้อนกลับจากเอาท์พุท
2. สามารถป้องกันกระแสไหลลัดเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. สามารถต่อขนานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

2.4 วงจรขับ

2.4.1. วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

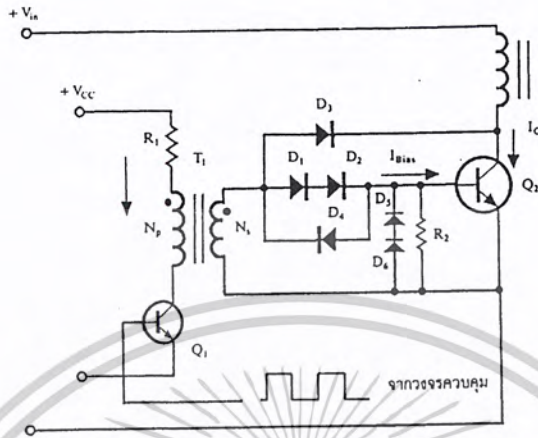
ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้มีกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบแอส นั้นทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ และวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่มีการใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักที่จะนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัว แนววิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสได้ไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ส่วนประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

2.4.1.1. วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์เคลมปี เบเกอร์เคลมปีเป็นวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์ เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสม เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้ และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอีมีเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

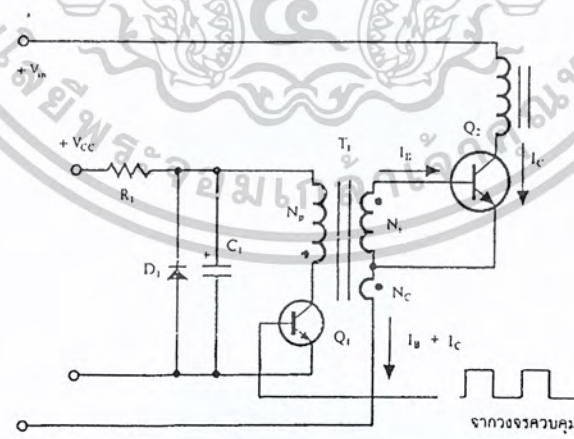
ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิ ค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.11(ก) แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่แบบเบเกอร์แคลมป์

2.4.1.2. วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

เป็นวงจรขับกระแสไบแอสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูงๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบแอสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำที่สุด ขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบแอสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์แคลมป์ที่ป้องกันไม่ให้ประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดง วงจรในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11(ข) แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

2.4.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสนั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในเพาเวอร์

ที่ผ่านตัวทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอีมีเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันคคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม แต่ต้องใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

2.4.2.1. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟต ด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว

รูปที่ 2.12 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาท์พุทเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูลอัพรีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงาน และการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้เร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลอัพรีซิสเตอร์

รูปที่ 2.12 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วยและวงจรขับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกหนึ่งตัวเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น



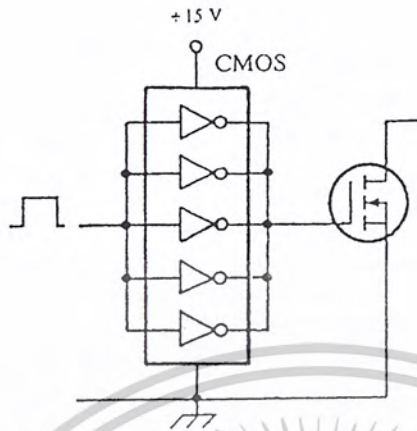
(ก)

(ข)

รูปที่ 2.12 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

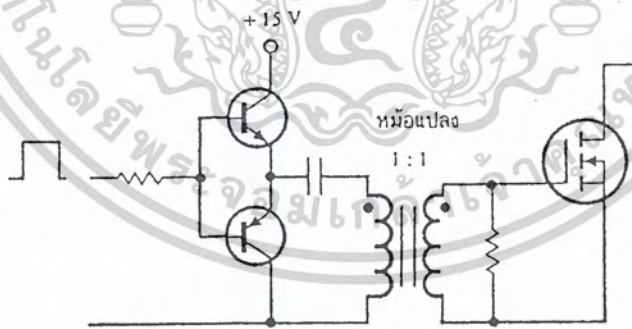


รูปที่ 2.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 8 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกัน จะทำให้สามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต เป็นไปได้รวดเร็วยิ่งขึ้น

2.4.2.3. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.14 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบน และตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรถบคุม โดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของค่าแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.14

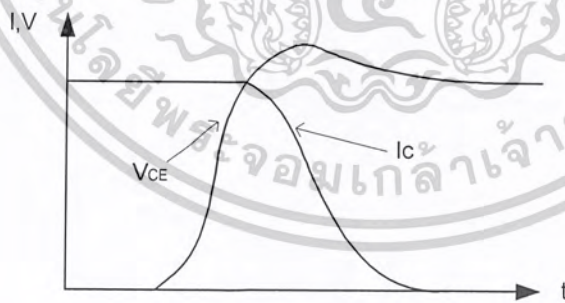
2.5 วงจรสแน็บเบอร์

วงจรสแน็บเบอร์ (Snubber Network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรสแน็บเบอร์ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส (Turnoff Snubber) และวงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (Clamp Snubber) วงจรสแน็บเบอร์โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งอาจเรียกว่า วงจร RCD สแน็บเบอร์

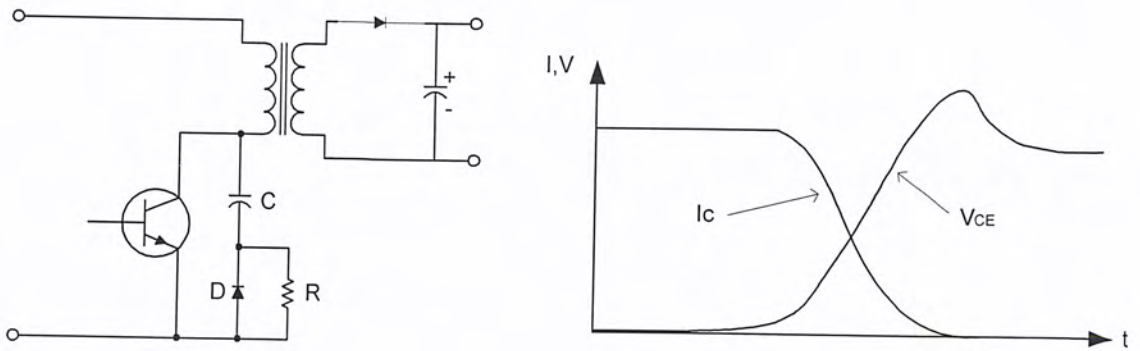
2.5.1 วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

กำลังที่สูญเสียในเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์มอสเฟตจะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจรสแน็บเบอร์เข้ากับเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่ซอสและเดรนให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์มอสเฟตลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะของการต่อวงจรสแน็บเบอร์ทำได้ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส



รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะการต่อวงจร snubber ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

การทำงานของวงจร RCD snubber ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์มอสเฟต Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาซอสจะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจร snubber ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่ซอสของเพาเวอร์มอสเฟตเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาซอสจะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกันและจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์มอสเฟตได้ ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C1 = [I_{p(pk)} * t_{OFF}] / 2V_{in}$$

$$R1 = [t_{on_{min}}] / 2.3 C1$$

เมื่อ $I_{p(pk)}$ คือค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์

t_{on} คือ ช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

การคายประจุของ C1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R1 สูง ตัวต้านทาน R1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R1 อาจหาได้จาก

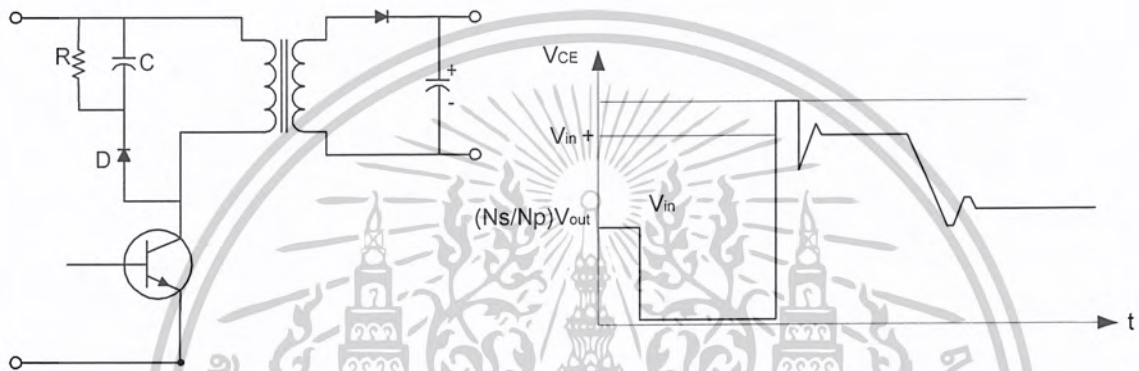
$$P_D = C1 (2V_{in})^2 / 2T \quad (\text{วัตต์})$$

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2 วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย SBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสเมื่อกำลังทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟต การต่อวงจร RCD สับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงการต่อสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่ขอสขจะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C1 จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่ขอสจะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่าวงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินนั้นทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแฝงอันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C1 แทน นั่นคือ

$$C_1 V_c^2 = L i^2 p(pk)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก V_c จะมีค่าได้ไม่เกิน $V_{ce0} - V_{clamp}$ ดังนั้น

$$C = \frac{L I_p(pk)}{(V_{ce0} - V_{clamp})^2}$$

เมื่อ L คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไฟโรมารี (Leakage Inductance)

$I_p(pk)$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

V_{ce0} คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์มอสเฟต

V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของ R อาจหาได้จาก

$$R1 = t_{off(min)} / 2.3C1$$

กำลังงานสูญเสียใน $R1$ มีค่าเท่ากับ

$$P_d = \frac{L I_p(pk)^2}{T} \quad (\text{วัตต์})$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานทั้งในขณะนำกระแสและในขณะที่ยกเลิกสถานะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดับตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

2.6.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาดับตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาทีซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาดับตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอส กลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะ

นำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 ขอตต์กีไดโอด

ขอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์แรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และการแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟอสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟอสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด ขอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของขอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าขอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

ขอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ขอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุ่มมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูงยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานเซียนด์ขณะเริ่มนำกระแสสูง

2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

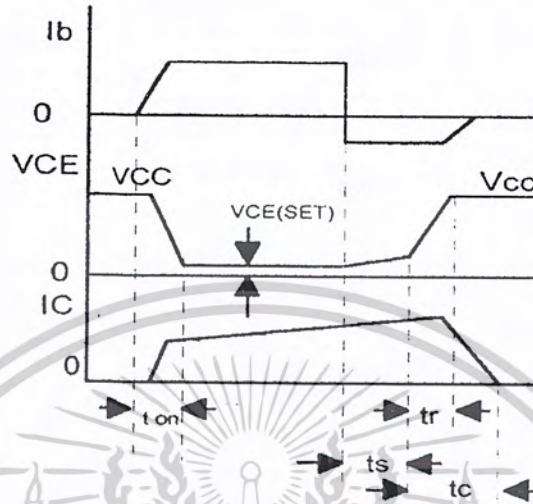
เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีความทำงานในลักษณะสวิตช์และมีผลเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อนขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือมีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูงๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ ในช่วงอิมิต สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแส ไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{ce}) จะยังคงมีค่าเท่ากับ V_{cc} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{ce}(sat)$ ดังรูป 2.18 ข้างล่างกำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตามช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ และกำลังงานสูญเสียในขณะที่เริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบแอสและป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้กับตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และขณะช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อนำกระแสขณะที่มีกระแสไบอัสอยู่

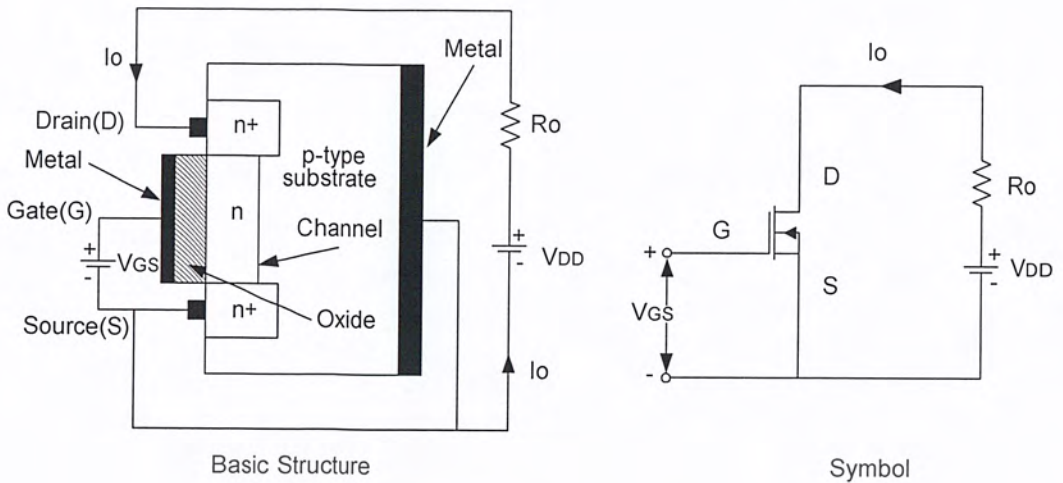


รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเลกเตอร์จะเริ่มลดลงใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสจะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา $t_r + t_f$ เรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Current)

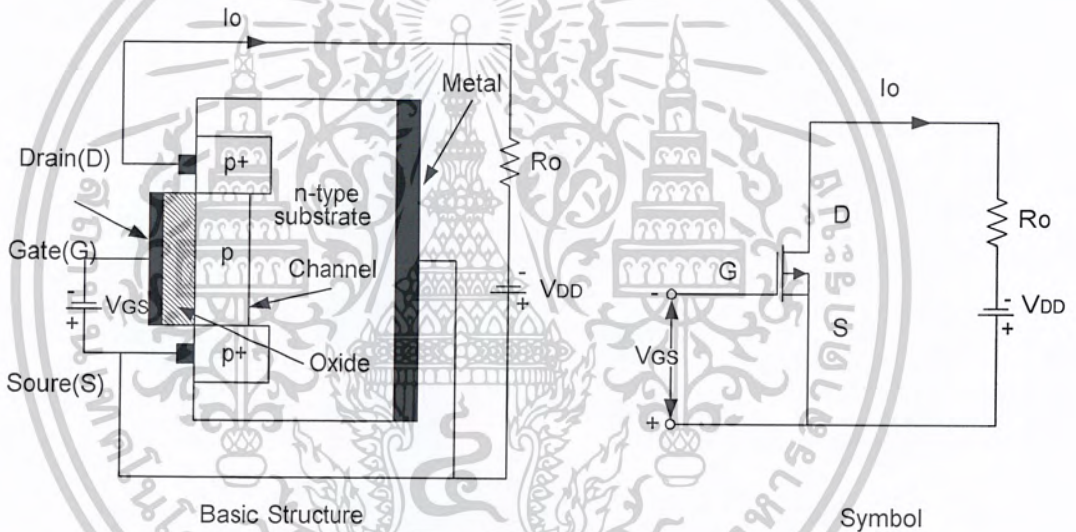
2.6.4 โครงสร้างพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

2.6.4.1 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมกระแสเอาต์พุตด้วยแรงดันที่ขาเกต และต้องการกระแสอินพุตต่ำมาก มีความเร็วในการสวิตซ์สูง เวลาในการสวิตซ์ต่ำมากเป็นนาโนวินาที เพาเวอร์มอสเฟตได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานในหลายๆด้านเนื่องจากใช้ได้ดีที่ความถี่สูง แต่ก็มีปัญหาเกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตย์และต้องการการเก็บรักษาอย่างเป็นพิเศษ



รูปที่ 2.19 ดีฟลิชั่นมอสเฟตชนิดเอ็น

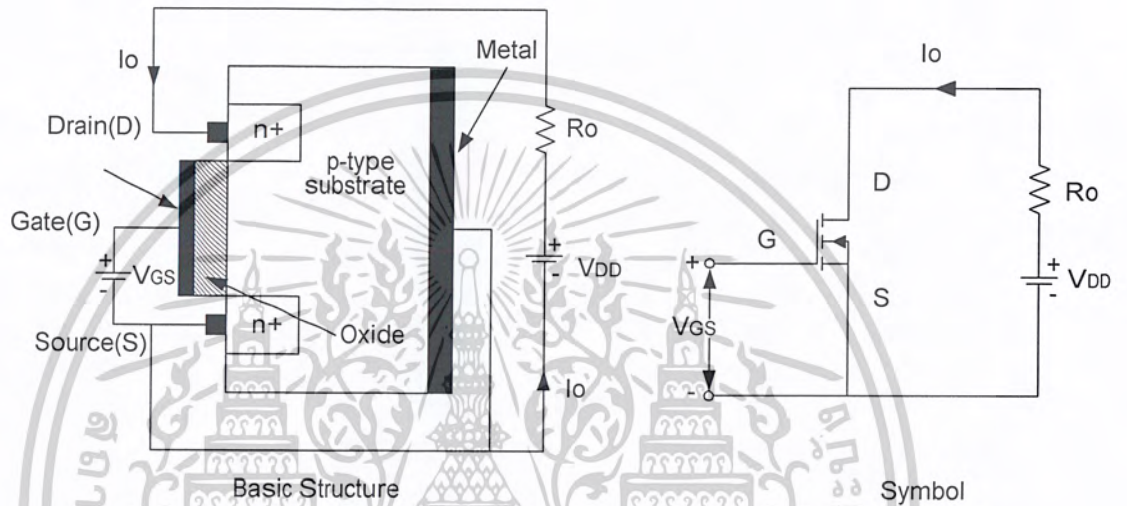


รูปที่ 2.20 ดีฟลิชั่นมอสเฟตชนิดพี

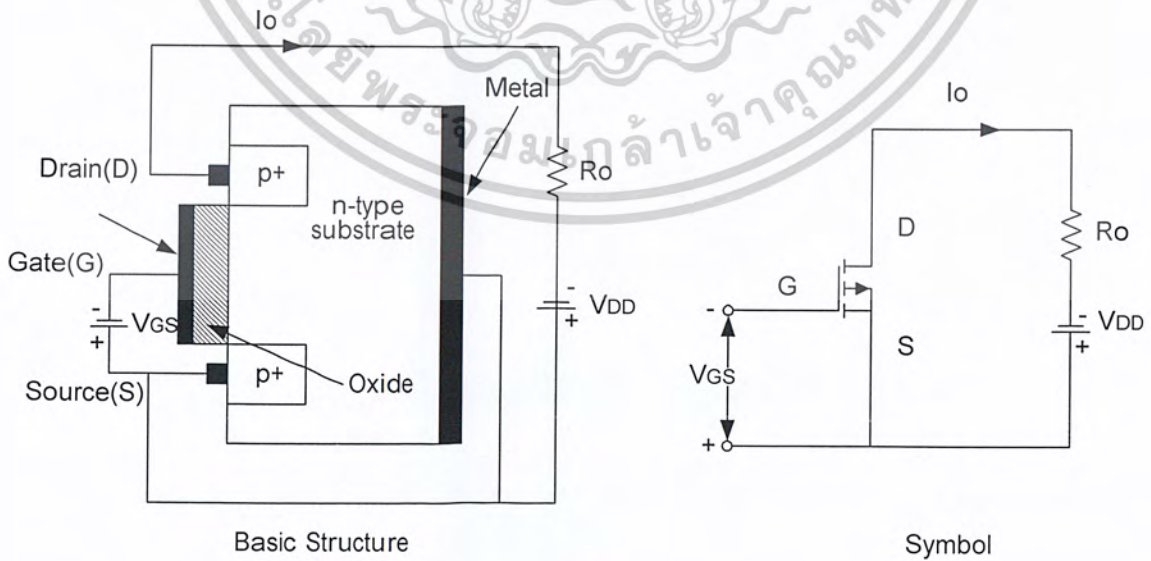
มอสเฟตมีด้วยกัน 2 ชนิดคือดีฟลิชั่นมอสเฟตและเอ็นฮานซ์เมนทึ่มอสเฟต (Depletion Mosfet And Enhancement Mosfet) ดีฟลิชั่นมอสเฟตชนิดเอ็นจะมีโครงสร้างที่เป็นชั้นสารซิลิคอนชนิดพีดังรูปที่ 2.19 และถูกโด๊ป (dope) ด้วยซิลิคอนชนิด n^+ ซึ่งมีความต้านทานต่ำ เกตถูกแยกออกจากแชนแนลด้วยชั้นของออกไซด์บางๆ ขาทั้งสามของมอสเฟตมีชื่อเรียกว่า เกต เคน และซอร์ส แรงดันที่เกตซอร์ส (V_{GS}) นั้นจะเป็นบวกหรือลบก็ได้ ถ้า V_{GS} เป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ของเอ็นแชนแนลจะถูกผลักออกไป และบริเวณปลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ด้านล่างของชั้นของออกไซด์เป็นผลทำให้แชนแนลแคบลง ค่าความต้านทานระหว่างเคนซอร์ส R_{DS} จะสูงขึ้นถ้า V_{GS} มีค่าเป็นลบมากพอที่จะทำให้แชนแนลปลอดพาหะอย่างสมบูรณ์ ซึ่งทำให้ R_{DS} มีค่าสูงขึ้น จนไม่มีกระแสไหลจากเคนไปยังซอร์ส ($I_{DS} = 0$) แรงดัน V_{GS} ดังกล่าวเรียกว่า แรงดันพินช์ออฟ (Pinch Off

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Voltage), V_D เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นบวกแทนแฉกจะเริ่มกว้างมากขึ้น และ I_{DS} จะไหลมากขึ้นเนื่องจาก R_{DS} ลดลง สำหรับในดีฟลิชั่นมอสเฟตชนิดพีจะมีขั้วของ V_{DS}, I_{DS} และ V_{GS} ที่ตรงกันข้ามกับชนิดเอ็น ในเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดเอ็นจะไม่มีแฉกแฉกดังรูปที่ 2.21 ถ้า V_{GS} เป็นบวกอิเล็กตรอนจะถูกดูดจากชั้นสเตรทชนิดพี (P-Type Substrate) ไปสะสมที่บริเวณผิวของออกไซด์ ถ้า V_{GS} มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage), V_T แล้ว อิเล็กตรอนที่สะสมจะมีปริมาณมากพอที่จะทำให้เกิดเอ็นแชนแนลเสมือนขึ้นแ และจะทำให้กระแสไหลจากเดรนไปซอร์สได้ สำหรับในเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดพี สภาพขั้วของ V_{DS}, I_{DS} และ V_{GS} จะตรงข้ามกับชนิดเอ็น



รูปที่ 2.21 เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดเอ็น



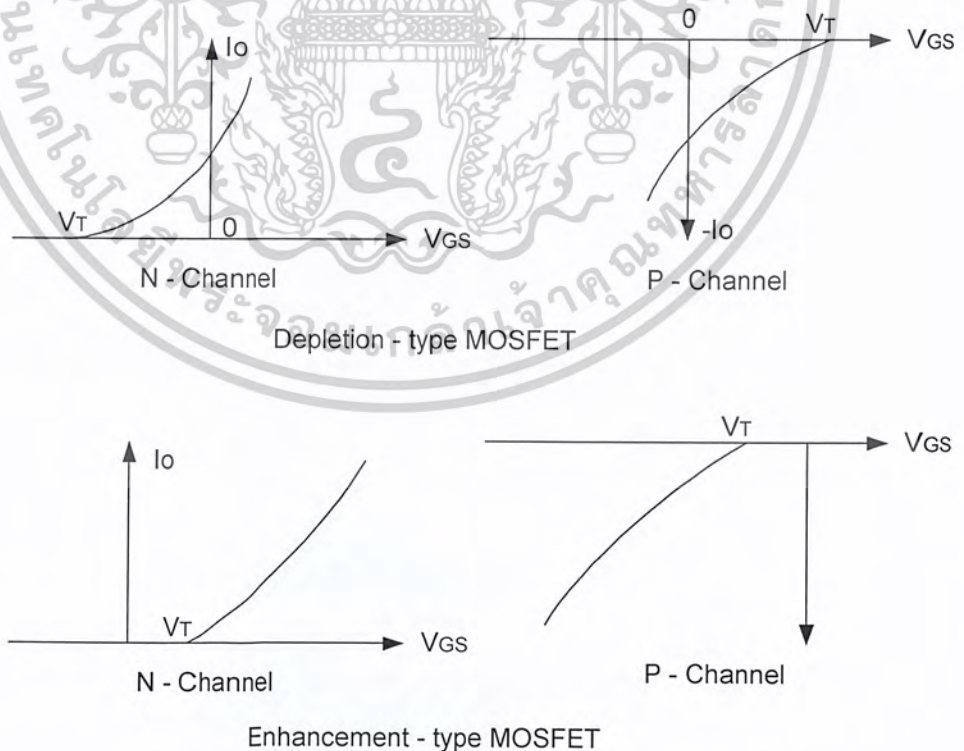
รูปที่ 2.22 เอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดพี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.4.2 ลักษณะสมบัติที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดัน มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมาก ทำให้กระแสเกตไหลต่ำมากเป็นนาโนแอมแปร์ อัตราการขยายกระแสซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างกระแสเดรน I_D กับ กระแสเกต I_G อย่างไรก็ตามอัตราการขยายกระแสไม่ได้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกระแสเดรนและแรงดันเกตจะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญกว่า

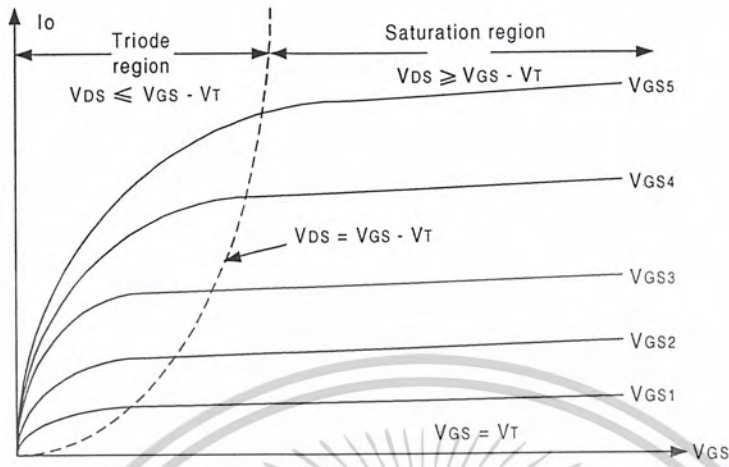
ลักษณะสมบัติไอออนย้ายของมอสเฟตชนิดเอ็นและชนิดพีแสดงดังรูปที่ 2.23 และรูปที่ 2.24 จะเป็นลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทของเอ็นชานซ์เมนต์มอสเฟตชนิดเอ็นจะมีการทำงานใน 3 บริเวณคือ บริเวณคัทออฟ (Cut Off Region) เมื่อ $V_{GS} < V_T$ บริเวณอิ่มตัวหรือพินช์ออฟ (Saturation or Pinch Off Region) เมื่อ $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$ และบริเวณเชิงเส้น (Linear Region) เมื่อ $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$ การพินช์ออฟจะเกิดขึ้นเมื่อ $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ ในบริเวณเชิงเส้น กระแส I_D จะเปลี่ยนโดยเป็นสัดส่วนกับแรงดัน V_{DS} เนื่องจากกระแสเดรนสูงและแรงดันเดรนต่ำทำให้มอสเฟตทำงานได้ในบริเวณเชิงเส้น สำหรับการสวิทซ์ชิ่งในบริเวณอิ่มตัว กระแสเดรนจะคงที่เมื่อแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้น ในบริเวณนี้มอสเฟตจะถูกนำไปใช้ขยายแรงดัน มอสเฟตทั้งชนิดดีพลีชันและเอ็นชานซ์เมนต์ จะมีโมเดลที่สภาวะคงตัวดังรูปที่ 2.11 ค่าทรานสคอนดักแตนซ์, G_m หาได้จาก $G_m = dI_D / dV_{GS}$ เมื่อ V_{DS} คงที่ และความต้านทานค่านเอาท์พุท, $r_o = R_{DS}$ หาได้จาก $R_{DS} = dV_{DS} / dI_D$ (R_{DS} ในบริเวณพินช์ออฟจะมีค่าสูงเป็นเมกกะโอห์ม และในบริเวณเชิงเส้นจะมีค่าต่ำเป็นมิลลิโอห์ม)



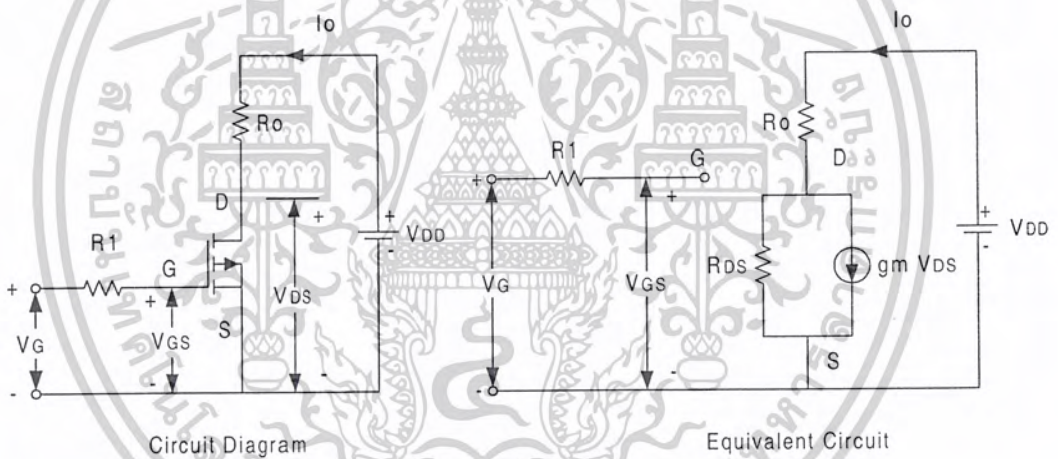
รูปที่ 2.23 ลักษณะสมบัติไอออนย้ายของมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับดีพลีชันมอสเฟตจึงทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่สำหรับเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟตจะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกเท่านั้น เพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ทั่วไปจะเป็นชนิดเอ็นฮานซ์เมนต์



รูปที่ 2.24 ลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตของเอ็นฮานซ์เมนต์มอสเฟต



รูปที่ 2.25 โมเดลการสวิตซ์ซึ่งที่สภาวะคงตัวของมอสเฟต

2.6.4.3 โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟต (Structures of Power Mosfet)

1. ผลจากความสามารททางอินพุตอิมพีแดนซ์ที่มีค่าเข้าใกล้อนันต์
 - ใช้แรงดันเป็นตัวขับ (Voltage driven input)
 - ใช้กำลังด้านอินพุตต่ำ (Low input power)
 - ใช้อุปกรณ์ในการขับขาคณน้อย (Few driver circuit components)
2. มีความเร็วในการสวิตซ์สูงมาก (Very fast switching times)
 - ไม่มีพาหะส่วนน้อย (No minority carrier)
 - มีค่าเวลาในการหยุดนำกระแสต่ำ (Minimal turn-off time)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- พื้นที่ทำงานอย่างปลอดภัยเมื่อไบอัสกลับกว้าง (Large reverse biased safe operating area)
 - มีค่าแบนวิดท์ของอัตราขยายสูง (High gain bandwidth product)
3. มีสัมประสิทธิ์บวกทางอุณหภูมิต่อความต้านทานขณะนำกระแส (Positive temperature coefficient of on resistance)

2.6.4.4 การทำงาน

แรงดันรักษาสภาพคงตัว (Threshold Voltage) , V

แรงดันรักษาสภาพคงตัวเป็นแรงดันเกณฑ์ถึงขอร์สที่ต้องการทำให้เกิดการแพร่กระจายประจุตรงข้ามบริเวณผิวของช่องในเชิงอุตสาหกรรมแรงดันรักษาสภาพคงตัวสามารถคงตัวสามารถหาได้โดยกำหนดค่ากระแส 1mA ดังนั้นแรงดันที่ทำให้เกิดกระแสไหล 1 mA คือแรงดันรักษาสภาพคงตัว ค่านี้จะขึ้นอยู่กับความหนาของชั้นเกตออกไซด์และการแพร่ภายในช่อง ค่าต่ำสุดที่อุณหภูมิห้องมีค่า 1.5 โวลต์ เป็นค่าที่แน่นอนที่ทำให้อุปกรณ์ทำงานอยู่สภาวะการทำงานที่แน่นอน จนกระทั่งอุณหภูมิของรอยต่อถึง 150 C

ความต้านทานขณะปิดวงจร (On-Resistance), $r_{DS(on)}$

ค่าความต้านทานขณะปิดวงจรสามารถหาได้จากความต้านทานรวมที่กระแสเดรนไหล กระแส เดรนจะไหลจากขาเดรนไปขาซอร์ส จากรูปที่ 2.26 $r_{DS(on)}$ ประกอบด้วยความต้านทาน 4 ตัวคือ อินเวอร์สชันแซนแนล (The inversion channel), r_{CH} , บริเวณเกต-กรีนแอคคิวลัมเลชัน (The gate-strain Accumulation region), r_{ACC} , บริเวณพินช์จันท์เฟด (The junction FET pinch region), r_{JFET} และบริเวณเดรนที่แพร่เจือจาง (The lightly doped drain region), r_D ตามสมการ

$$r_{DS(on)} = r_{CH} + r_{ACC} + r_{JFET} + r_D$$

r_{CH} ขึ้นอยู่กับความยาวของช่อง (channel)

r_{ACC} ขึ้นอยู่กับความกว้างของชั้น โพลี (Poly width)

r_{JFET} ขึ้นอยู่กับความต้านทานจำเพาะ (epi resistivity)

ทั้งสามตัวนี้จะแปรผกผันกับความกว้างของช่อง และแรงดันเกณฑ์ถึงขอร์ส

r_D ขึ้นกับสัดส่วนของความต้านทานจำเพาะความกว้างของชั้น โพลีและเป็นสัดส่วนกลับกับความกว้างของช่อง

แรงดันพังทลาย (Breakdown Voltage), $V_{(BR)DSS}$

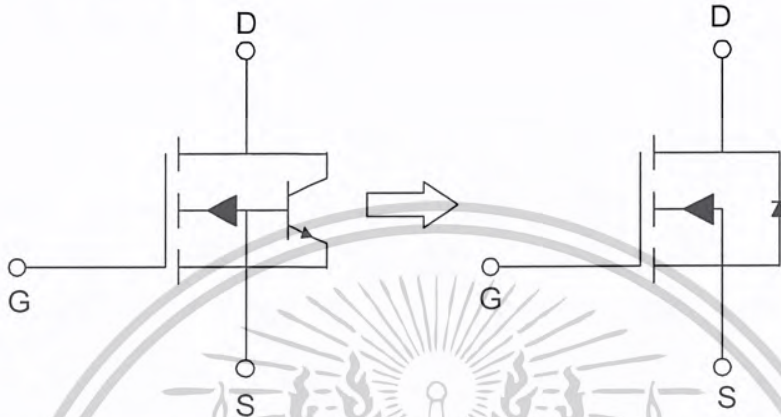
แรงดันพังทลายหรือแรงดันกลับต่อต้านของเพาเวอร์ MOSFET มีลักษณะเหมือน V ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และจะเกิดเหมือนการพังทลายแบบอะวาลานช์ (avalanche breakdown) ค่าจำกัดของแรงดันจะถึงจุดเมื่อพังทลายในบริเวณดีพลีชัน (depletion region) ขณะป้อนแรงดันไบอัสกลับให้แก่รอยต่อพีเอ็นจนได้รับพลังงานจนเพียงพอที่จะทำให้เกิดการไอออนไนเซชัน (ionization) หรือเมื่อสนามไฟฟ้าถึงจุดวิกฤต ขนาดของแรงดันสามารถพิจารณาจากพฤติกรรม

ของบริเวณที่แพร่สารเจือจางของชั้นเดรน และชนิดจุดเชื่อมต่อของ die's surface electric field

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.26 เป็นวงจรไฟฟ้าของโครงสร้างจะเห็นได้ว่าโครงสร้างเป็นทรานซิสเตอร์ประกอบอยู่ในอีพิเลเยอร์ (epi layer) จุด A จะให้เห็นว่าอิมิตเตอร์และเบสจะต่อเข้าด้วยกันดังนั้นจึงเป็นเหตุผลว่าทำไมค่า $V_{(BR)DSS}$ ของเพาเวอร์มอสเฟตจึงเท่ากับ $V_{(BR)CES}$ ของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และสังเกตที่เบสที่ต่อกับโลหะซอร์สจะใช้เป็นรอยต่อเบสซอลเลคเตอร์ นั่นคือไดโอด (diode) ที่ต่อคร่อมขาเดรนและซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 2.26 ไดโอดเกรนจอร์เทียบภายในอุปกรณ์

ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟต (POWER MOSFET Capacitances)

ค่าความเก็บประจุของเพาเวอร์มอสเฟตเกิดจากโครงสร้างของมอสและรอยต่อพีเอ็น ค่าความเก็บประจุที่เกิดจากโครงสร้างมอสประกอบด้วยค่าความเก็บประจุของเกต-ซอร์ส (gate-source capacitance), C_{gs} และค่าความเก็บประจุของเกต-เดรน (gate-drain capacitance), C_{gd} ขนาดของค่าความเก็บประจุทั้งสองขึ้นอยู่กับโครงสร้างและออกไซด์ที่ชั้นเกตที่เป็นซิลิกอนรอยต่อพีเอ็นที่มีการวางชั้นของสารกึ่งตัวนำทำให้เกิดค่าความเก็บประจุเดรนถึงซอร์ส และค่าความเก็บประจุนี้สามารถหาได้เหมือนตัวเก็บประจุทั่วไป ดังนั้นค่าของมันขึ้นอยู่กับพื้นที่ผิวและความกว้างของรอยต่อบริเวณดีพลีชันที่เกิดการป้อนไบอัสกลับ (reverse biased junction depletion region)

ฉนวนไดอิเล็กตริกของ C_{gd} และ C_{gs} มักใช้แก้ว จึงเป็นตัวประจุที่ค่อนข้างเสถียรมาก ไม่เปลี่ยนแปลงตามอุณหภูมิหรือแรงดัน ถ้าแรงดันที่ป้อนให้เขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตเกินจะทำให้เกิดการพังทลายผ่านแก้วและกลายเป็นค่าความต้านทาน นั่นคือ เพาเวอร์มอสเฟตเสียหาย

2.6.4.5 ข้อดีของเพาเวอร์มอสเฟต

ความเร็ว (Speed)

เพาเวอร์มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ใช้พาหะส่วนใหญ่ (majority carrier) ดังนั้นจึงทำให้มีความเร็วในการสวิตช์เร็ว ซึ่งต่างกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่มีพาหะส่วนน้อย (majority carrier) ค้างเหลืออยู่ที่เบส ทำให้เวลาดังค่า (storage time) มากขึ้น ทำให้เวลาดังค่า (storage time) มากขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความเร็วในการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟตจะขึ้นอยู่กับภาระและค่าความเก็บประจุภายในเพาเวอร์มอสเฟต แต่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิขณะทำงาน

คุณสมบัติทางด้านอินพุต (Input characteristics)

เกทของเพาเวอร์มอสเฟตแยกออกจากซอร์สโดยชั้นออกไซด์ สามารถแทนด้วยค่าความต้านทานมีค่ามากถึง $40 \text{ M}\Omega$ เพาเวอร์มอสเฟตสามารถจะรับไบอัสปิดวงจร (biased-on) ที่ขาเกทได้ถึง 10 โวลต์ ดังนั้นสามารถต่อมาจาก TTL หรือ CMOS ได้ เมื่อเกทแยกออกจากซอร์สจึงทำให้หุ้ดขับเกท (gate drive) ไม่เกี่ยวข้องกับความถี่ของกระแสไหล จึงทำให้ลดความยุ่งยากในการจัดวงจรขับลง มีผลทำให้ราคาของระบบลดลง

พื้นที่ทำงานปลอดภัย (Safe Operating Area)

-เพาเวอร์มอสเฟตจะไม่ต้องการอัตราความสามารถในการรับกำลังมากตามแรงดันที่จ่ายให้ ดังนั้นการเกิดการพังทลายครั้งที่สอง (secondary breakdown) จะไม่เกิดในพิกัดของอุปกรณ์ อาจทำให้ไม่ต้องใช้วงจรสับเบอร์หรือใช้ค่าตัวเก็บประจุน้อยๆ ในวงจรสับเบอร์

-ขอบเขตการทำงานปลอดภัย (safe operating boundaries) ถูกจำกัดโดยระดับกระแสสูงสุด แรงดันพังทลาย และความสามารถในการรับกำลังของอุปกรณ์

แรงดันขณะวงจรถูกเปิด (On-Voltage)

แรงดันต่ำสุดขณะวงจรถูกเปิดของเพาเวอร์เพาเวอร์มอสเฟต จะพิจารณาจากค่าความต้านขณะวงจรถูกเปิด, $r_{DS(on)}$ สำหรับงานที่แรงดันต่ำ ค่า $r_{DS(on)}$ จะต่ำมาก แต่ที่แรงดันสูง ค่า $r_{DS(on)}$ ก็เพิ่มขึ้นตามด้วย $r_{DS(on)}$ มีค่าสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นบวก เหมาะในการนำไปต่อขนานเพราะค่าสัมประสิทธิ์ทางบวกของ $r_{DS(on)}$ และค่าสัมประสิทธิ์ของทรานซิสคอนคัลเดรนซ์ทางลบ ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตแทบจะไม่เกิดอุณหภูมิเตลิด (thermal runaway)

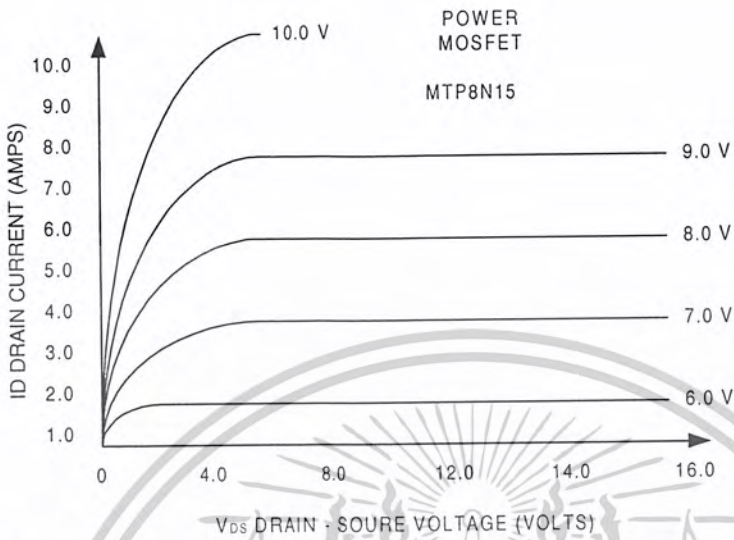
2.6.4.6 คุณลักษณะพื้นฐานของจำเพาะเพาเวอร์มอสเฟต

กราฟของเพาเวอร์มอสเฟตและไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เมื่อเปรียบเทียบกันที่พิกัดค่าหนึ่ง กราฟคุณลักษณะทางด้านเอาต์พุตของทั้งสองสามารถแบ่งเป็น 2 อย่างเหมือนกัน โดยที่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีย่านโอมิก (Ohmic Region) และย่านแอคทีฟ (Active Region) ส่วนไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะมีย่านอิ่มตัว (Saturation Region) และย่านแอคทีฟ (active region) จากกราฟรูปที่ 2.27 และรูปที่ 2.28 จะเห็นว่ามีความแตกต่างที่เห็นได้ชัดเจน 3 ประการ คือ

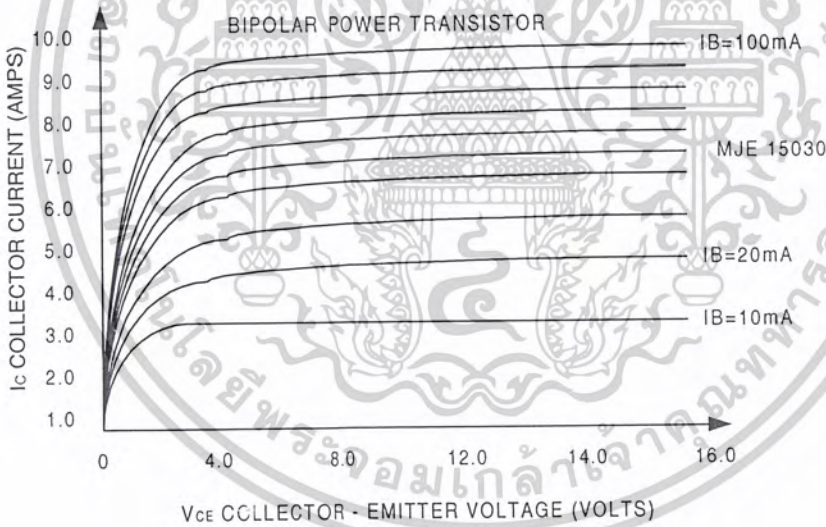
1. เพาเวอร์มอสเฟตทำให้เกิดชุดกราฟโดยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขาเกท ต่างกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงของกระแสเบส
2. ความชันของกราฟในย่านอิ่มตัวของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ จะชันมากกว่าย่านโอมิกของเพาเวอร์มอสเฟต ย่อมแสดงให้เห็นว่าค่าความต้านทานขณะปิดวงจรของเพาเวอร์มอสเฟตจะสูงกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. กราฟความชันในย่านการทำงานของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์จะชันมากกว่าเพาเวอร์มอสเฟต นั่นคือ จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ได้ดี I ของเพาเวอร์มอสเฟตจะถูกจำกัดโดยแรงดันพินช์ออฟ (Pinch Off Voltage) ที่เกิดขึ้นภายในของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 2.27 $I_D - V_{DS}$ คุณลักษณะการส่งผ่านของเพาเวอร์มอสเฟตเบอร์ MTP8N15 ย่าน



A เรียกว่า ย่านโอมิก ย่าน B เรียกว่า ย่านแอกทีฟ

รูปที่ 2.28 $I_C - V_{CE}$ คุณลักษณะการส่งผ่านของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์เบอร์ MJE15030 ย่าน A เรียกว่า ย่านอิมิต์ว ย่าน B เรียกว่า ย่านแอก

2.6.4.7 ค่าตัวแปรพื้นฐานของเพาเวอร์มอสเฟต

ค่าความต้านทานขณะวงจรปิด (On-Resistance)

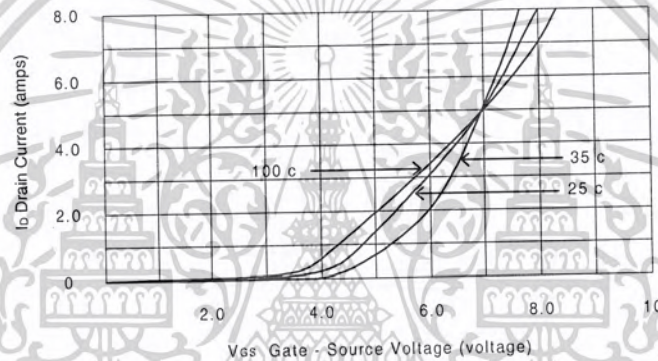
$r_{DS(on)}$ ของเพาเวอร์มอสเฟตคือคุณสมบัติสำคัญเพราะมันสามารถกำหนดปริมาณของกระแสที่ตัวอุปกรณ์สามารถรับได้โดยไม่เกิดกำลังสูญเสีย เมื่อมีการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

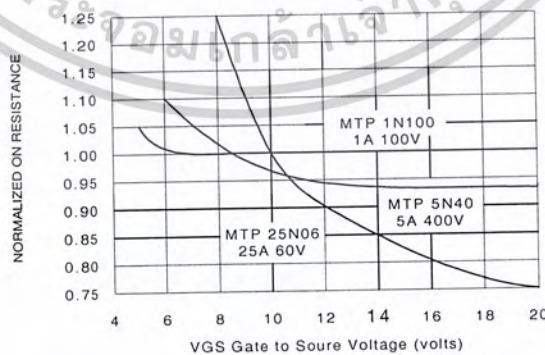
เฟดจากเปิดไปปิดวงจร ค่าความต้านทานเดรนซอร์สจะเปลี่ยนจากค่าที่สูงมากๆ มาเป็นค่าเท่ากับ $r_{DS(on)}$ ซึ่งเป็นค่าค่อนข้างต่ำมาก การทำให้ $r_{DS(on)}$ น้อยที่สุดทำได้โดยการห้อนแรงดันที่ขาเกตมากเพียงพอเพื่อให้กระแสเดรนอยู่ในย่านโอมมิก

รูปที่ 2.29 แสดงให้เห็นว่าเมื่อเพิ่มแรงดันเกตเกิน 12 โวลต์ $r_{DS(on)}$ จะเริ่มคงที่หรือลดน้อยลงที่ขาเกตแรงดันสูงนี้จะทำให้ค่าเวลาในการเปลี่ยนสถานะเป็นเปิดวงจรเพิ่มมากขึ้นเนื่องจากมีประจุค้างอยู่ในค่าความเก็บประจุทางด้านอินพุต ดังนั้นการทำงานที่เหมาะสมควรถูกให้แรงดันที่ขาเกตประมาณ 10 โวลต์

จากรูปที่ 2.30 เห็นได้ว่าเมื่อกระแสเดรนเพิ่มขึ้น ค่าความต้านทานขณะปิดวงจรก็เพิ่มขึ้นตามและ T_j , ยังมีผลต่อ $r_{DS(on)}$ ด้วย

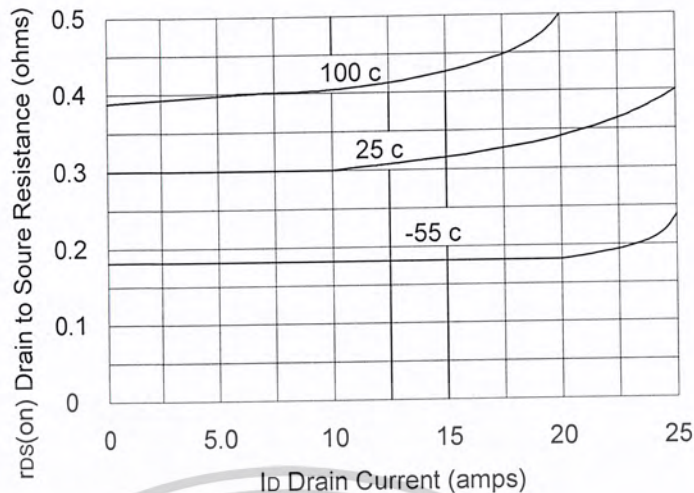


รูปที่ 2.29 กราฟแสดงคุณลักษณะส่งผ่านของ เพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 2.30 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง r_{DS} ต่อ V_{GS} และ I_D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.31 กราฟแสดงการเปลี่ยนแปลง $r_{DS(on)}$ ตามกระแสเดรนและอุณหภูมิที่รอยต่อทรานสคอนดักแตนซ์ (Trans Conductance) , G_{FS} อัตราการขยายของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นตัวแปรสำคัญ เมื่อต้องการจะทำให้อุปกรณ์ทำงานในย่านแอกทีฟหรือกระแสคงที่ (Constant Current) ค่าทรานสคอนดักแตนซ์สามารถดูได้จาก $I_D - V_{DS}$ คุณลักษณะการส่งผ่าน (Transfer Characteristics) ที่ V_{DS} เปลี่ยนแปลงแล้วมีผลต่อ G_{FS} ในทางปฏิบัติ ค่าทรานสคอนดักแตนซ์จะกำหนดที่ครึ่งหนึ่งของพิกัดกระแสเดรนต่อเนื่องและที่ $V_{DS} = 15$ โวลต์

สำหรับการออกแบบสลับสภาวะของเพาเวอร์มอสเฟต ระหว่างสภาวะปิดวงจรและสภาวะเปิดวงจร ค่าทรานสคอนดักแตนซ์จะไม่ถูกนำไปใช้ในการออกแบบ

แรงดันรักษาสภาพคงตัว (Threshold Voltage)

แรงดันรักษาสภาพคงตัว, $V_{GS(th)}$ เป็นค่าแรงดันเกทที่ต่ำที่สุดที่ทำให้มีกระแสเดรนเริ่มไหล พอดีค่าที่ผู้ผลิตกำหนดไว้เพื่อการผลิตอุปกรณ์ คือ $V_{GS(th)}$ ที่ทำให้มีกระแส $I_D = 1$ mA

2.6.4.8 การออกแบบเพื่อนำเพาเวอร์มอสเฟต ไปใช้

1. พื้นที่การทำงานปลอดภัย (Safe Operating Areas)

เขตทำงานปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตดูได้จากกราฟข้อมูลของเพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งจะมีอยู่ 2 ตำแหน่ง คือ พื้นที่ทำงานปลอดภัยเมื่อไบอัสตรง (The Forward Biased Safe Operating Area; FBSOA) และพื้นที่ทำงานปลอดภัยเมื่อมีการเปลี่ยนสภาวะ (The Switching Safe Operating Area; SSOA)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

FBSOA

กราฟ FBSOA จะบอกถึงค่าสูงสุดของแรงดันและกระแสที่อุปกรณ์สามารถจะทนได้ ขณะที่ไปอนไบอัสตรงหรือขณะนำกระแส จะมีค่าจำกัดอยู่ 4 ค่าที่อยู่ในของเขตของกราฟ FBSOA เป็นค่าสูงสุดของพิกัดแรงดันเดรนซอร์ส

ถ้าเกินพิกัดถึงแม้จะเย็นชั่วขณะก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตสามารถพังได้ ดังนั้นควรระมัดระวังการเกิดการทรานเซียน (Transients) ที่แหล่งจ่ายแรงดันให้แก่เดรน ค่ากระแสเดรนสูงสุดที่สามารถยอมได้ภายในช่วงเวลาหรือเป็นพัลส์

เมื่อความต้านทานทางอุณหภูมิชั่วขณะ (Transient Thermal Resistance) ลดลงอย่างรวดเร็วในช่วงเวลาสั้นๆ จะทำให้ความสามารถที่จะรับกำลังสูงสุดได้เพิ่มกราฟตัวอย่างตามรูปที่ 4.2 ถ้ากำหนดให้เป็นพัลส์ 100 หนึ่งลูก จะได้ค่าความต้านทานทางอุณหภูมิ (Effective Thermal Impedance) ของพัลส์ 100 หนึ่งลูก

$$\text{ค่าจำกัดความของความต้านทานทางอุณหภูมิ } R = (T_J - T_C) / P_D$$

นำขนาดของพัลส์ $T_J = 150^\circ\text{C}$ และ $T_C = 25^\circ\text{C}$ มาเข้าสมการจะได้ $P_D = 4564$ วัตต์ ดังนั้นจะเห็นว่า MTM8N40 สามารถนำกระแส 23A ที่ความกว้างพัลส์ 100 μs โดยที่ $T_{J(\text{max})}$ ไม่เกิน 150°C

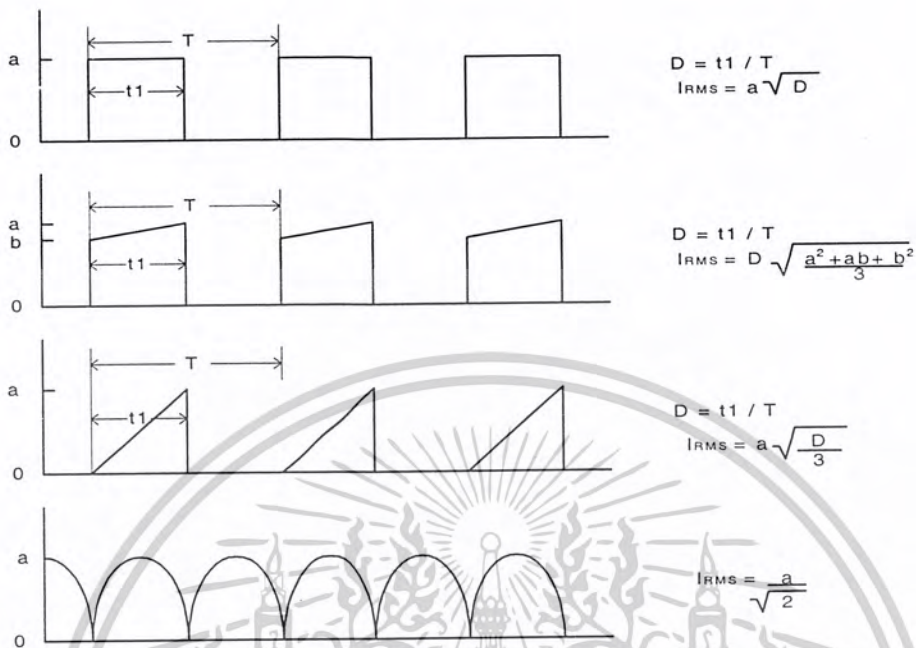
ปกติกราฟ FBSOA ที่หาได้จากข้อจำกัดของอุณหภูมิเนื่องจากตัวถัง ทำให้เรารู้ล่วงหน้าว่าสถานะต่างๆเป็นอย่างไร ถ้าเกิดแรงดันและกระแสสูงชั่วขณะที่ยาวเกิน 10 sec สถานะนี้สามารถเกิดทั้งลิเนียร์และสวิทซ์ซึ่ง อย่างเช่น โหลดเกิดข้อขัด

ขีดจำกัดของอุณหภูมิสามารถจากขอบเขตของ SOA สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ในงานทางลิเนียร์ ค่า $T_{J(\text{max})}$ จะมีผลกระทบต่อพิกัดกระแสพัลส์เมื่อนำเอาเพาเวอร์มอสเฟตไปใช้ในงานสวิทซ์ จากการสังเกต พิกัดของแรงแสเพาเวอร์มอสเฟตค่อนข้างเป็นการเรคคิไฟร์ได้ดีกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ เพราะพิกัดกระแสสูงสุดไม่ได้ถูกจำกัดโดยค่าอัตราขยายแต่ถูกจำกัดด้วยอุณหภูมิ ดังนั้นค่า $r_{DS(\text{on})}$, การสูญเสียกำลังขณะเปิดวงจร (On-State Power Dissipation), การสูญเสียสวิทซ์ซึ่ง (Switching Losses), ความกว้างพัลส์ (Pulse Width), ดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) และค่าความต้านทานทางอุณหภูมิมิระหว่างรอยต่อกับตัวถัง จะมีผลต่อ T_J

การสูญเสียกำลังด้านสวิทซ์ซึ่งทั้งหมดเกิดจากการสูญเสียขณะเปิดวงจรที่ความถี่ต่ำ การสูญเสียสวิทซ์ซึ่งของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าน้อยมากสามารถคัดออกไปได้ อย่างไรก็ตามเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น ค่าสูญเสียสวิทซ์ซึ่งจะเริ่มมากขึ้นและมีผลทำให้ T_J เพิ่มขึ้น จุดที่แบ่งความถี่ต่ำและความถี่สูงจะขึ้นอยู่กับอิมพีแดนซ์ของวงจรจับเกท วงจรจับเกทที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำจะมีค่าสูญเสียสวิทซ์ซึ่งค่อนข้างน้อยความถี่ 50 กิโลเฮิร์ต

ในผลรวมของกำลังสูญเสีย (Total Power Dissipation) ค่าสูญเสียขณะเปิดวงจรเป็นค่าที่มากที่สุด และทำให้มีผลกระทบต่อความสามารถในการรับกระแสพัลส์สูงสุด การคำนวณค่ากำลังสูญเสียขณะเปิดวงจรต้องใช้กราฟของการเปลี่ยนแปลง $r_{DS(\text{on})}$ ที่อุณหภูมิหนึ่งกระแสเดรน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.32 ค่า RMS ของรูปสัญญาณกระแสแบบต่างๆ

2.6.4.9 ข้อจำกัดของการเปลี่ยนแรงดันเทียบกับเวลาในเพาเวอร์มอสเฟต (dv/dt Limitations in POWER MOSFET)

dv/dt ที่มีค่าสูง ๆ สามารถเกิดได้ 3 สถานะ สถานะแรกจะอยู่ในรูปของการเปลี่ยนแปลงแบบสแตติก (Static dv/dt) เกิดขึ้นเมื่อเพาเวอร์มอสเฟตอยู่ในสถานะหยุดนำกระแส แรงดันชั่วขณะคร่อมเดรนซอร์ส และยังสามารถส่งผลกระทบไปที่ขาเกตโดยผ่านเกต-เดรน ค่าความเก็บประจุแฝง (Parasitic Capacitance), C_{iss} จะขึ้นอยู่กับขนาดของอิมพีแดนซ์เกต-ซอร์ส และกระแสที่ไหลเข้าขาเกต ทำให้แรงดันเกตถึงซอร์สสูงกว่า $V_{GS(th)}$ ทำให้การเกิดการนำกระแสขึ้นเองได้ การเกิด dv/dt ของเพาเวอร์มอสเฟต จะเกิดเมื่ออิมพีแดนซ์เกต-ซอร์สมีค่ามาก ๆ จึงไม่ควรเปิดวงจรที่ขาเกตถ้าอิมพีแดนซ์เกตถึงซอร์สมีค่าสูง และแรงดันชั่วขณะเกิดขึ้นระหว่างเดรนกับซอร์ส จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานผิดพลาด

สถานะที่สองเกิด dv/dt เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสแล้วมีแรงดันย้อนกลับ (Fly Back) ซึ่งจะเกิดขึ้นเมื่อมีโหลดเป็นค่าความเหนี่ยวนำและความเร็วในการสวิตช์ซึ่งสูง เพาเวอร์มอสเฟตจะได้รับกระแสเดรนสูง ค่าแรงดันสูง V_{DS} และมีกระแสเคลื่อนย้าย (Displacement) ขนาดสูงภายในค่าความเก็บประจุแฝง ดังนั้นจะอยู่ในรูปของการเปลี่ยนแปลงแบบไดนามิก (Dynamic dv/dt) เป็นผลทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานผิดพลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

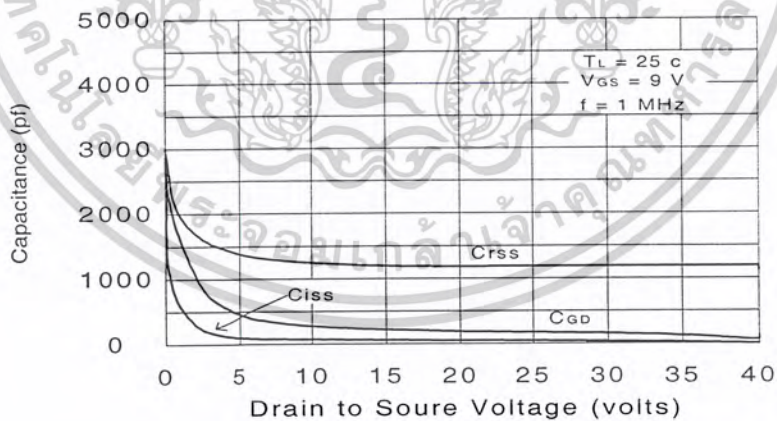
สภาวะที่สาม แรงดันครนถึงซอร์สที่มีความชันสูงจะเกิดขึ้นเมื่อวงจรต่อแบบบริดจ์ขณะที่ไดโอดที่คร่อมครนและซอร์สนำกระแส

2.6.4.10 สิ่งที่ต้องการของวงจรขับเคลื่อนเกต (Gate Drive Requirement)

การขับเคลื่อนเกตของเพาเวอร์ MOSFET เปรียบเสมือนกับการขับเคลื่อนคาร์รีแอกแดนซ์ของตัวเก็บประจุทางด้านอินพุท และจะมองเป็นค่าความเก็บประจุอินพุทซอร์สรวม (Common Source Input Capacitance, C_{iss}) หรือค่าความเก็บประจุทส่งผ่านกลับทางซอร์สรวม (Common source Reverse Transfer Capacitance, C_{rss}) ค่า C เป็นผลรวมของค่าของความเก็บประจุเกตถึงซอร์ส และค่าความเก็บประจุเกตถึงครน จากกราฟรูปที่ 2.33 จุดที่น้ำสังเกตคือที่ V_{DS} น้อยกว่า 5 โวลท์กราฟจะชันมาก

ข้อพิจารณาที่อยู่ยากในการประมาณค่าเวลาในการสวิตช์ซึ่งมีอยู่ 2 ประการคือ ค่าความเก็บประจุทางด้านอินพุทจะเปลี่ยนแปลงตาม V_{DS} ค่าเวลาคงที่ (Time Constant) จะพิจารณาจากอิมพีแดนซ์ของวงจรขับเคลื่อนเกตและ C_{iss} ดังนั้นการคำนวณเวลาไต่ขึ้น (Rise Time) ของแรงดันเกต จะใช้การกำหนดอิมพีแดนซ์ของวงจรขับเคลื่อนเกตและการประมาณค่าความเก็บประจุทางด้านอินพุท ส่วนประการที่สองเป็นผลมาจากค่าความเก็บประจุมิลเลอร์ (Miller Capacitance), C_{rss} นั่นก็คือค่า C_{GD}

เมื่อเพาเวอร์ MOSFET ที่ใช้แรงดันสูงทำงาน จะได้ V_{DS} ค่อนข้างต่ำ และ V_{GS} มีค่าประมาณ 15 โวลท์ C_{GD} จะชาร์จแรงดันจนถึง $V_{GS} - V_{DS(on)}$ เมื่อหยุดการทำงานจะมีแรงดัน V_{DS} สูง ดังนั้น C_{GD} จะถูกชาร์จจากความต่างศักย์แตกต่าง แรงดันที่ C_{GD} จะมีค่าเป็นแรงดันลบค่าสูง เมื่อ V_{GS} ประมาณ 0 โวลท์



รูปที่ 2.33 ค่าความเก็บประจุที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันครนถึงซอร์ส

การประมาณค่าของความเร็วในการสวิตช์ซึ่งอย่างแน่นอน ทำให้ได้โดยแบ่งกราฟของช่วงการสวิตช์ เป็น 3 ส่วน ตามรูปที่ 2.35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ในส่วนที่ 1 ตามรูปที่ 2.35 จาก t_0 ถึง t_1 เพาเวอร์มอสเฟตจะอยู่ในสภาวะหยุดทำงานและกระแสเดรนประมาณ 0 แอมป์ C_{iss} จะชาร์จแรงดันจนถึง $V_{GS(th)}$ อยู่ในส่วนที่ 1 และ 2 และที่ t_1 อุปกรณ์จะเริ่มนำกระแส

2. ในส่วนที่ 2 ตั้งแต่ t_1 ถึง t_2 เพาเวอร์มอสเฟตจะเปลี่ยนสถานะจากหยุดทำงานเป็นทำงาน กระแสเดรนจะจะถูกควบคุมด้วย G_{FS} แรงดันเดรนจะตกจาก V_{DD} มาเป็น $V_{DS(on)}$ ถ้านำค่า C_{GD} คูณด้วยอัตราขยายแรงดันจะได้ค่าผลกระทบ Miller ชูค้ำจะจ่ายกระแสแก่ C_{GD} ตลอดส่วนที่ 2

3. ในส่วนที่ 3 ตั้งแต่ t_2 ถึง t_3 เพาเวอร์มอสเฟตอยู่ในสภาวะทำงาน อิมพีแดนซ์เดรนถึงซอร์สเปรียบเป็นค่าความต้านทาน C_{iss} จะชาร์จแรงดันจนถึง $V_{DS(on)}$ ทั้ง 3 ส่วน

ค่า C_{iss} และ C_{iss} สามารถดูได้จากข้อมูลเฉพาะแต่ละเบอร์ของเพาเวอร์มอสเฟต ในย่าน 1 และย่าน 2 จะใช้ค่า C_{iss} และ C_{iss} ที่ $V_{DS} = V_{DD}/2$ ในย่าน 3 จะใช้ค่า C_{iss} ที่ $V_{DS} = V_{DS(on)}$



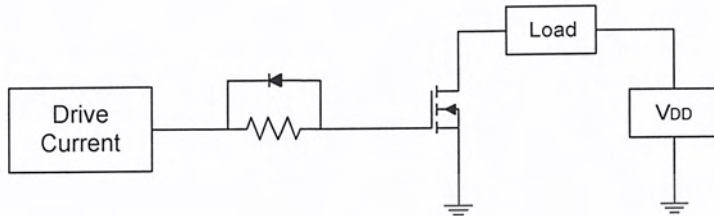
รูปที่ 2.34 กราฟฟังก์ชันการส่งผ่านในทางปฏิบัติของเพาเวอร์มอสเฟต

รูปที่ 2.35 รูปสัญลักษณ์ความต้านทานขณะนำกระแสในทางอุดมคติ

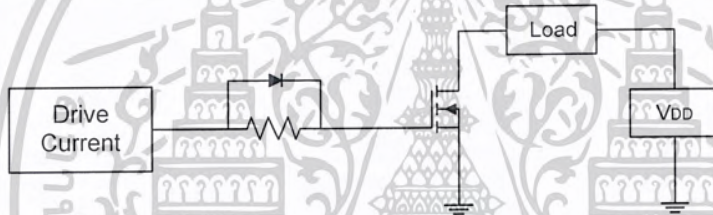
ความสัมพันธ์นี้ สมมติว่าไม่มีความต้านทานที่วงจรเกต การเพิ่มค่าความต้านทานจะทำให้เพิ่มเวลาในการสวิทซ์ซึ่ง ถ้าต้องการเพิ่มเวลาในการเริ่มนำกระแส (Turn On Time) โดยไม่ให้เกิดกระทบกับเวลาในการเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) สามารถใช้วงจรตามรูปที่ 2.36

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แต่ถ้าต้องการเพิ่มเวลาในการเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) โดยไม่ต้องการให้ กระแสต่อเวลาในการเริ่มนำกระแส (Turn Off Time) สามารถใช้วงจรตามรูปที่ 2.37



รูปที่ 2.36 แสดงการเพิ่มตัวต้านทานและไดโอด เพื่อปรับปรุงวงจร

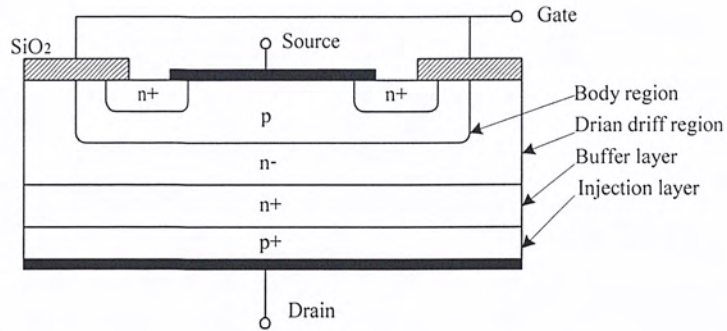


รูปที่ 2.37 แสดงการเพิ่มตัวต้านทานและไดโอด เพื่อปรับปรุงวงจร

2.6.5 โครงสร้างพื้นฐาน ของ IGBT

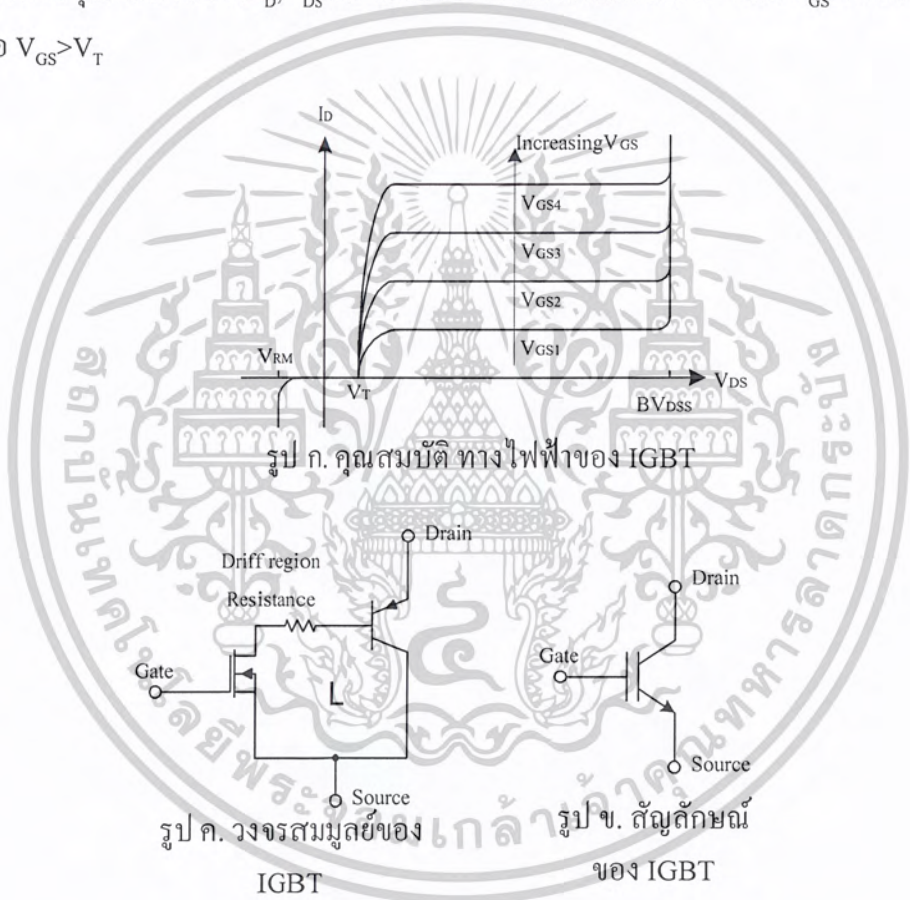
เมื่อพิจารณาในอุปกรณ์ทรานซิสเตอร์กำลังมีค่า Conduction loss ต่ำ เวลาในการสวิตช์ช้า และมีศักดาพังทลายกำลังมีค่า V_{np} สูงและสามารถเกิดศักดาพังทลายครั้งที่ 2 ได้เมื่ออุปกรณ์มี อุณหภูมิสูงขึ้น สำหรับ MOSFET กำลังจะมีค่า Conduction loss สูงซึ่งขึ้นกับค่า (R_{ds}) เวลาในการ สวิตช์ซึ่งเร็ว แต่มีค่าศักดาพังทลาย V_{BD} ต่ำ ดังนั้น IGBT กำลังจึงพัฒนาขึ้นมา โดยรวมข้อดีของ BJT และ MOSFET รวมกันเป็นตัอุปกรณ์ขึ้น ซึ่ง IGBT กำลัง โครงสร้างพื้นฐานของ IGBT นั้น เหมือนกับ MOSFET กำลังแต่เพิ่มชั้น p^+ ที่ฐานรองให้เป็นรอยต่อ p^+n^+ สำหรับการ Inject Minority Carrier เข้าไปใน Drift Region n^+

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.38 แสดงลักษณะ โครงสร้างของ IGBT

สำหรับคุณสมบัติไฟฟ้า I_D, V_{DS} จะเหมือนทรานซิสเตอร์แต่ใช้ศักดา Bias V_{GS} โดยจะเริ่มทำงานเมื่อ $V_{GS} > V_T$



รูป ก. คุณสมบัติ ทางไฟฟ้าของ IGBT
รูป ข. วงจรสมมูลย์ของ IGBT
รูป ค. สัญลักษณ์ของ IGBT

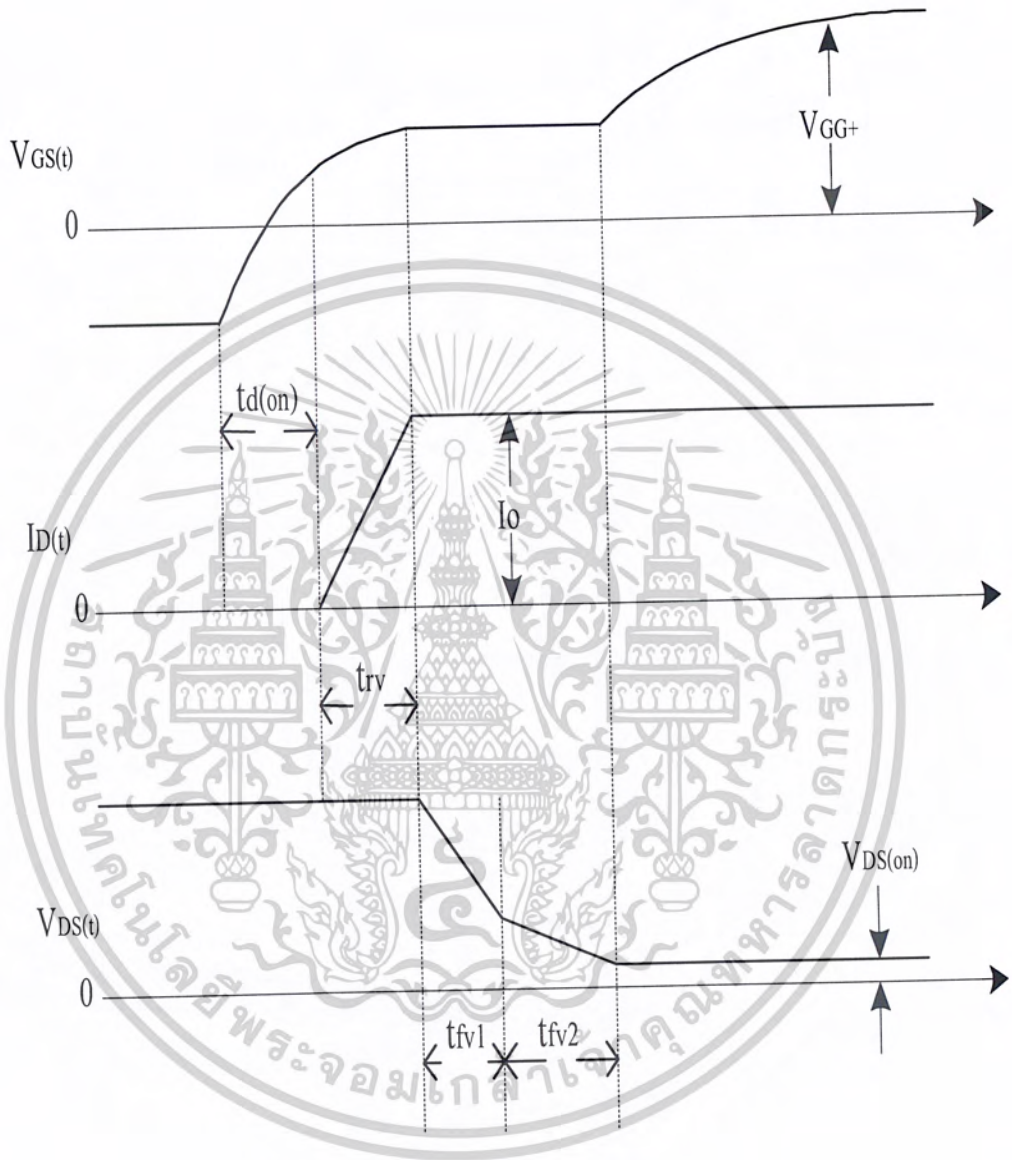
รูปที่ 2.39 แสดงกราฟคุณสมบัติทางไฟฟ้า สัญลักษณ์ และ วงจรสมมูลย์ ของ IGBT

การทำงานในสภาวะ On State

เมื่อศักดา V_{GS} มีค่าสูงกว่า V_T ทำให้เกิด Inversion Layer ที่ขาคัด ของ IGBT ดังนั้นจึงเกิดช่วงกระแสไหลผ่าน Inversion Shot ไปยัง n^- Drift Region และต่อไปยัง n^+ Source จึงทำให้อิเล็กตรอนไหล และประจุ Hole นิดจาก p^+ ไปยัง n^- ขณะเดียวกันจะเกิดช่องกระแส Hole นิด ข้าม Drift Region โดยการ Drift และ Diffusion ไปยัง P-type body region และ กับอิเล็กตรอนจาก Source Metallization ที่บริเวณ $n^+ p$ จึงทำให้กระแส Minority ไหลได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าบริเวณ Source โลหะกับ p มีศักดาตกคร่อมสูงเกินไปจะทำให้มีการฉีดอิเล็กตรอนจากโลหะไปยังชั้น p ทำให้ทรานซิสเตอร์แฝง npn เกิดทำงานขึ้น ซึ่งทำให้ทริสเตอร์แฝง turn on เรียกว่า เกิด Latch up



รูปที่ 2.40 กราฟแสดงคุณสมบัติสวิตช์ของ IGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

หลักการดำเนินงานของวงจร

การทำงานของวงจรสวิตซ์ซึ่งประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุต และวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ และในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วย วงจรป้อนกลับ โดยการเปรียบเทียบทั้งกระแสและแรงดันจากทางด้านเอาต์พุตมาส่งเป็นข้อมูลให้กับตัวไอซี SG3526 เพื่อทำการควบคุมขนาดความกว้างของสัญญาณพัลส์ผ่านวงจรขับไปยังคอนเวอร์เตอร์ต่อไป โดยจะแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

การทำงานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าเริ่มจากการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ตให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูง ประมาณ 311 โวลต์ โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแสจากนั้นนำไฟกระแสตรงที่ได้มาสวิตซ์ที่ความถี่สูงโดยวงจรเพาเวอร์สวิตซ์ สำหรับแหล่งจ่ายที่จัดทำขึ้นจะใช้วงจรเพาเวอร์สวิตซ์แบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ พัลส์ที่ได้จากการสวิตซ์จะยังคงมีแรงดันค่าสูงเกินกว่าแรงดันใช้งานอยู่ การลดลงแรงดันให้ต่ำลงสามารถทำได้โดยการส่งพลังงานผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งจะเป็นการแยกส่วนระหว่างส่วนของแรงดันสูงที่เชื่อมต่อกับไลน์กับส่วนใช้งานแรงความถี่สูง ซึ่งจะเป็นการแยกส่วนระหว่างส่วนของแรงดันสูงที่เชื่อมต่อกับไลน์กับส่วนใช้งานแรงดันต่ำ ได้อีกด้วยจากนั้นก็นำพัลส์ที่ได้จากการคัปปลิงนี้มาผ่านหม้อแปลงเพื่อทำการเรียงกระแสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงอีกครั้ง เมื่อแหล่งจ่ายทำงานจะมีการป้อนกลับที่ค่าแรงดันจากขดลวดทุติยภูมิ มายังวงจรควบคุมการสวิตซ์ของวงจรเพาเวอร์สวิตซ์ โดยผ่านการเรียงกระแสให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเช่นกัน โดยวงจรควบคุมนี้จะทำการปรับคาบเวลาการนำกระแสของ IGBT ที่วงจรเพาเวอร์สวิตซ์ ให้ได้กระแสตามความต้องการของโหลด

จากพื้นฐานของวงจรสวิตซ์ซึ่ง โครงสร้างของวงจรสวิตซ์ซึ่งนี้ก็สามารถแบ่งออกไปได้หลายชนิด เพื่อใช้ในงานที่แตกต่างกัน ทั้งยังมีส่วนประกอบอื่นที่สำคัญ ซึ่งรายละเอียดและข้อมูลต่าง ๆ ได้เรียบเรียงไว้ตามลำดับดังนี้

3.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสนับว่าเป็นส่วนสำคัญของวงจร ในวงจรในส่วนอินพุตและเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์ และ วงจรกรองสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 2 ตัวคือ ตัวเก็บประจุกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดัน ไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

3.1.1 ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะกับการใช้งานควรมีข้อควรพิจารณาดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1.1 ค่ากระแสกระชาก ;I(fsm)

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

$$I_{fsm} = \frac{VP}{(R_s + ERS)} \quad (3.1)$$

เมื่อ V_p คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท

ERS คือ ค่าความต้านทานแฝง ในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

R_s คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรียงกระแสจะมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก I(fsm) ประมาณ 20 ถึง 30 เท่า ของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของมัน โดยไดโอดที่ใช้จะต้องมีอัตราทนกระแสกระชากที่มากกว่าค่ากระแสที่คำนวณได้จากสมการ ค่ากระแสกระชากอาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ R_s แต่จะทำให้เครื่องมีประสิทธิภาพลดลงเนื่องจากเกิดกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน

3.1.1.2 ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง; I(fim)

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุรองกระแสนั้นได้มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลค ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุรองกระแส

3.1.1.3 ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง; I(fm)

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับในขณะที่ทำงาน การพิจารณา ค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัตินั้นควรเผื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด I(fm) ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่เราคำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

3.1.1.4 อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด; V(rim)

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอส กลับของไดโอด วงจรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรเผื่อค่าแรงดันไบแอส กลับ ให้มีค่ามากกว่าแรงดัน ยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่อาจเกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟสลับ

3.1.2 ตัวเก็บประจุรองกระแส

ตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้นและช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2.1 อัตราทนกระแสระลอก (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุนั่นเอง ซึ่งค่ากระแสจะเป็นผลให้ตัวเก็บประจุนั้นร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุรองกระแสจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้ เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุนานกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

3.1.2.2. แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส จะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุททำให้แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรกระแสจะยอมให้มีแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุท

ค่าของตัวเก็บประจุรองกระแส สามารถคำนวณได้จาก

$$C = \frac{I_c \Delta t}{\Delta V_{\text{ripple}}} \quad (3.2)$$

เมื่อ I_c คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส
 Δt คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ
 ΔV_{ripple} คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อม

3.1.2.3. ช่วงเวลาโฮลด์อัป(Holdup Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัป เป็นช่วงเวลาที่ยังสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุทได้ตามปกติที่โหลดสูงสุดเมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับที่มีต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้วงจรสวิตชิ่งนี้มีค่าเวลาโฮลด์อัป ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

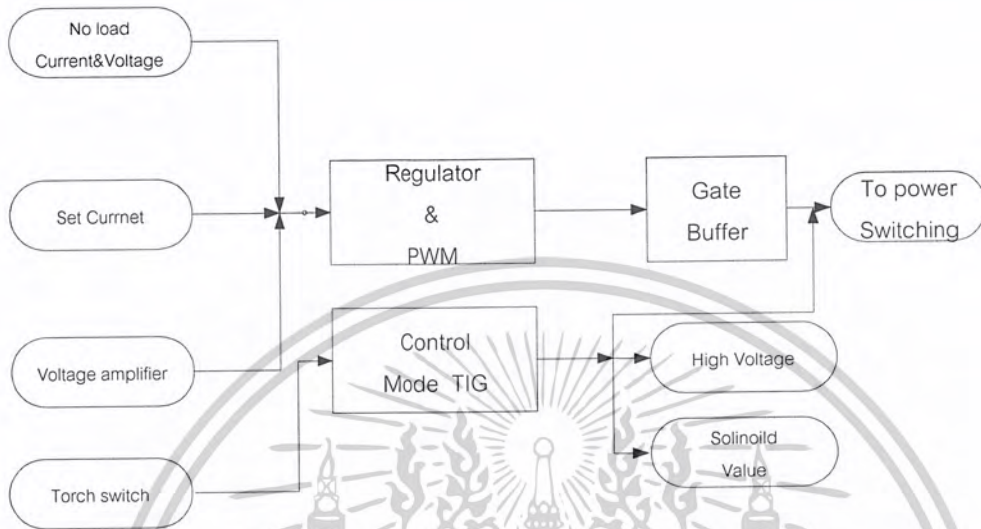
3.1.2.4. อัตราทนแรงดัน(Voltage Rating)

ตัวเก็บประจุรองกระแสต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรใช้ค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของวงจรคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 ส่วนของวงจรควบคุม

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่ควบคุมการสวิตช์ของ IGBT ดังรูปที่ 3.1 สามารถแบ่งเป็นส่วนย่อยๆ ได้ 3 ส่วนดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงลำดับการทำงานของวงจรควบคุมการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟต

3.2.1 วงจรป้อนกลับ

วงจรป้อนกลับทำหน้าที่แปลงค่าจากเอาต์พุตที่อยู่ในรูปต่างๆ เช่น กระแสแรงดันและอุณหภูมิ ให้มาอยู่ในรูปของระดับแรงดันไฟฟ้าเพื่อทำการเปรียบเทียบกับค่าอ้างอิงที่ได้จัดตั้งค่าไว้ อุปกรณ์สำคัญในการเปรียบเทียบระดับแรงดันนี้ก็คือ ออปแอมป์ เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบของออปแอมป์ จะถูกส่งไปควบคุมการทำงานของวงจรพัลส์วิดมอดดูเลชั่น ให้เปลี่ยนแปลงคาบเวลาในการนำกระแสของ IGBT ซึ่ง เป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับวงจร ส่วนของการป้อนกลับมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.2 และจะมีรายละเอียดของวงจรดังรูปที่ 3.3 ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานดังนี้

Set Current Value วงจรในส่วนนี้รับค่าแรงดันอ้างอิงที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้จากการปรับขงไวลุ่ม แล้วนำค่าแรงดันนี้มาทำการขยายระดับแรงดันให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมแล้วส่งเป็นข้อมูลให้กลับไอซี SG3526 โดยนำไปประมวลผลด้วยวงจรพัลส์วิดมอดดูเลชั่น เพื่อที่จะกำหนด ค่าเวลาในการนำกระแสของ IGBT ต่อไป

Voltage amplifier วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่วัดค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรโดยรับค่าแรงดันค่าๆ ที่ตกคร่อมชั้นที่เคอร์เรนท์ เมื่อมีกระแสไหลผ่าน โดยค่าแรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านชั้นเคอร์เรนท์ แรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะถูกขยาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยวงจรออปแอมป์ให้แรงดันมีขนาดสูงขึ้นเพื่อให้เหมาะกับการเปรียบเทียบค่าแรงดัน ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะถูก ส่งไปเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 เพื่อที่จะสั่งการ IGBT ให้ทำงานมากขึ้นหรือทำงานน้อยลงตามค่าแรงดันอ้างอิงที่เกิดจากส่วนการปรับตั้งค่ากระแสเอาต์พุท

3.2.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สำหรับสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ สามารถทำได้โดยใช้ไอซีเบอร์ SG3526 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 4.3 ซึ่งมีรายละเอียดในการใช้งานได้ดังนี้

ขา 1,2 จะใช้สำหรับรับข้อมูลที่เป็นค่าแรงดัน จากการป้อนกลับ และการเซตคั้งค่าเข้ามาที่ขาอินเวอร์ตติ้ง และ นอนอินเวอร์ตติ้ง ของวงจรถ่ายความผิดพลาดภายในไอซี ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะส่งไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่นเพื่อที่ปรับค่าความกว้างของพัลส์ให้เปลี่ยนไปตามข้อมูลของแรงดันอินพุท

ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรถ่ายในกรณีเปิดลูป โดยการตัวเก็บประจุลงกับกราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตราขยายให้กับวงจรถ่ายความผิดพลาด โดยการต่อร่วมกันกับขา 2

ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของ IGBT เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start

ขา 5 เป็นขารีเซ็ต เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องและตรงจังหวะหลังจากการชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่าขารีเซ็ตจะต่ออยู่กับขาชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการรีเซ็ตทุกครั้งหลังจากทำการชัตดาวน์

ขา 6,7 เป็นขาเคอร์เรนท์เซนซ (Current Sense) ทำหน้าที่รับค่ากระแสจากหม้อแปลงกระแส (Current Tranformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแสเอาต์พุทด้วยวงจรเปรียบเทียบซึ่งมีความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้นวงจรเปรียบเทียบก็จะส่งเอาต์พุทไปทำการชดดาวน์ทันทีเพื่อเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจร

ขา 8 เป็นขาที่ใช้สำหรับสั่งชัตดาวน์จากวงจรภายนอก โดยการป้อนลอจิก "0"

ขา 9 เป็นขาที่ต่อกับ R_t เพื่อที่จะกำหนดค่ากระแสให้กับหน่วยกำเนิดกระแสคงที่ภายในให้มีค่ากระแสที่เหมาะสมเพื่อให้วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) มีเสถียรภาพอยู่ในช่วงตั้งแต่ 1 ถึง 400 กิโลเฮิร์ต

ขา 10 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ C_t ใช้เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณ

ขา 11 เป็นขาที่ใช้สำหรับกำหนดค่าเวลาหยุดนำกระแส (Dead Time) โดยการต่อตัวต้านทาน R_d ลงกราวด์ โดยสามารถกำหนดค่า R_d ได้ตั้งแต่ 0 ถึง 22 โอห์ม ซึ่งจะให้ค่าเวลาหยุดนำกระแสอยู่ในช่วง 1.5 ถึง 9.7 ไมโครเซค

ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรกำเนิดสัญญาณ ต่อออกมายังภายนอกเพื่อนำไปใช้กับวงจรอื่นที่ต่อรวมที่ต้องการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขา 13,16 เป็นขาเอาต์พุตพัลส์ A และ B ตามลำดับโดยพัลส์ที่ออกจากเอาต์พุตทั้งสอง จะมีเฟสต่างกัน 180 องศา พัลส์ที่ได้จะถูกนำไปขับวงจรถอนเตอร์ต่อไป สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 250 มิลลิแอมป์

ขา 14 เป็นขาที่ได้รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาต์พุตภายใน ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ ต่อกันแบบคอมพลีเมนต์ารี สามารถใช้ร่วมกับไฟเลี้ยงไอซีขา 17 ก็ได้

ขา 15 เป็นขากราวด์ของตัวไอซี

ขา 17 เป็นขาที่รับไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรถอนเตอร์ในไอซี โดยผ่านวงจร สร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อนเพื่อให้ไอซีทำงานได้คงที่

ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรถอนเตอร์แรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อจะนำแรงดันอ้างอิง นี้ไปใช้กับวงจรถอนเตอร์เพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 50 มิลลิแอมป์

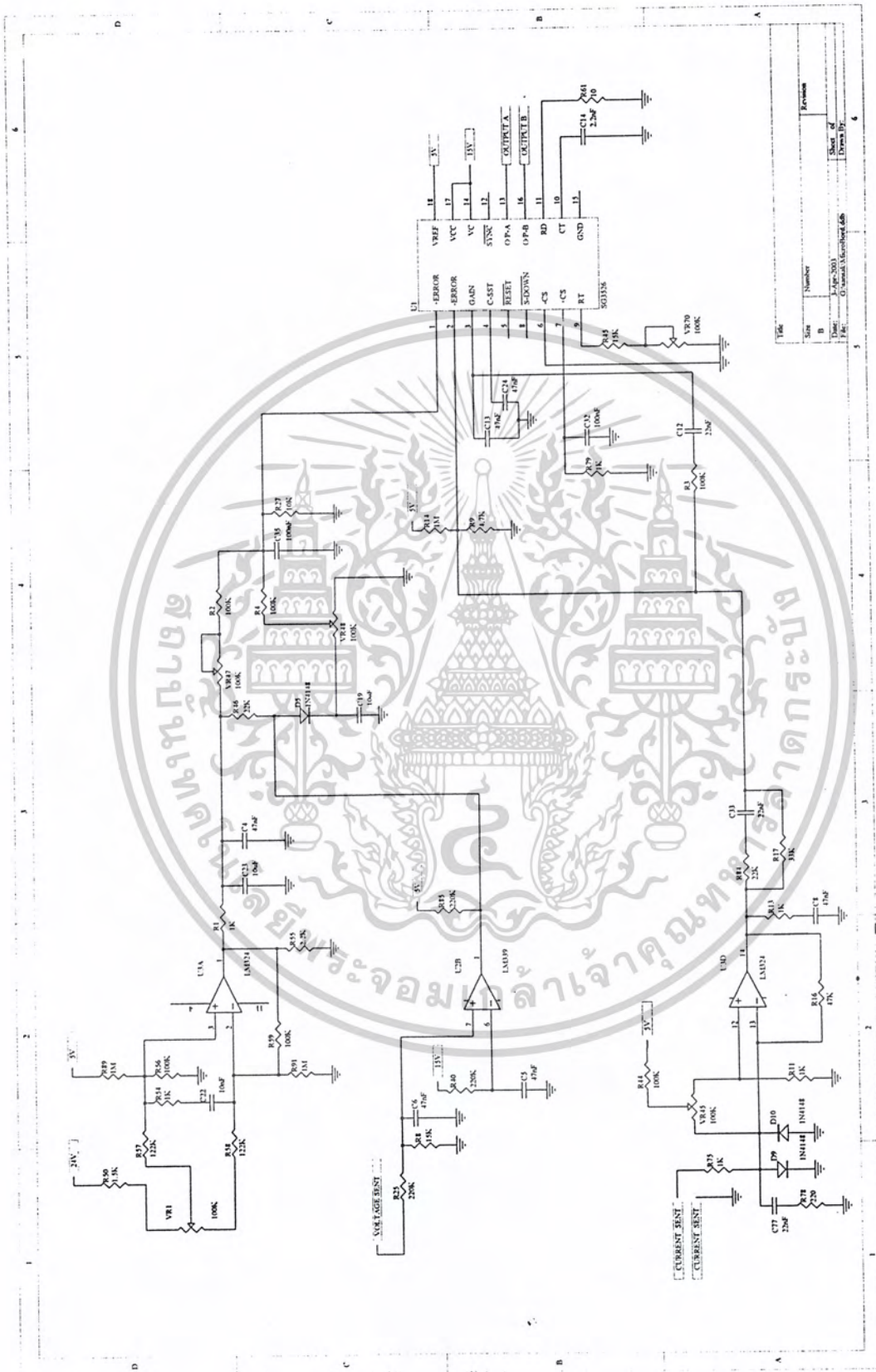
3.2.3 วงจรขับ

วงจรถอนเตอร์จะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ เอ็น-เซนแนล และ พี-เซนแนลต่อกันแบบคอมพลีเมนต์ารีจำนวนสองชุด โดยเอาต์พุตของวงจรถอนเตอร์ทั้งสองจะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของตัว หม้อแปลงขับสวิตช์ซึ่งเพื่อที่ส่งผ่านพลังงานไปยังขดลวดทุติยภูมิ นำไปขับเกตของ IGBT ต่อกัน

3.2.4 วงจรสแนบเบอร์

วงจรถอนเตอร์ (Snubber network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์เพื่อลดการ เกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับ IGBT ในวงจรถอนเตอร์ทำงานปกติ วง จรสแนบเบอร์ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรถอนเตอร์ช่วงหยุดนำกระแส (Turn off snubber) และวงจรถอนเตอร์ป้องกันแรงดันเกิน (Clamp snubber) วงจรถอนเตอร์โดยทั่วไปจะ ประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งอาจเรียกว่า วงจร RCD สแนบเบอร์ ซึ่งทำหน้าที่ในวงจรถอนเตอร์

ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ขณะที่ IGBT เริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากความเหนี่ยวนำ แฉงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฉงนี้จะถูกถ่ายทอดออกไปยังภาคอิน พุทด้วยวงจรถอนเตอร์ จึงไม่เกิดแรงดันสไปค์เมื่อ IGBT เริ่มหยุดนำกระแส

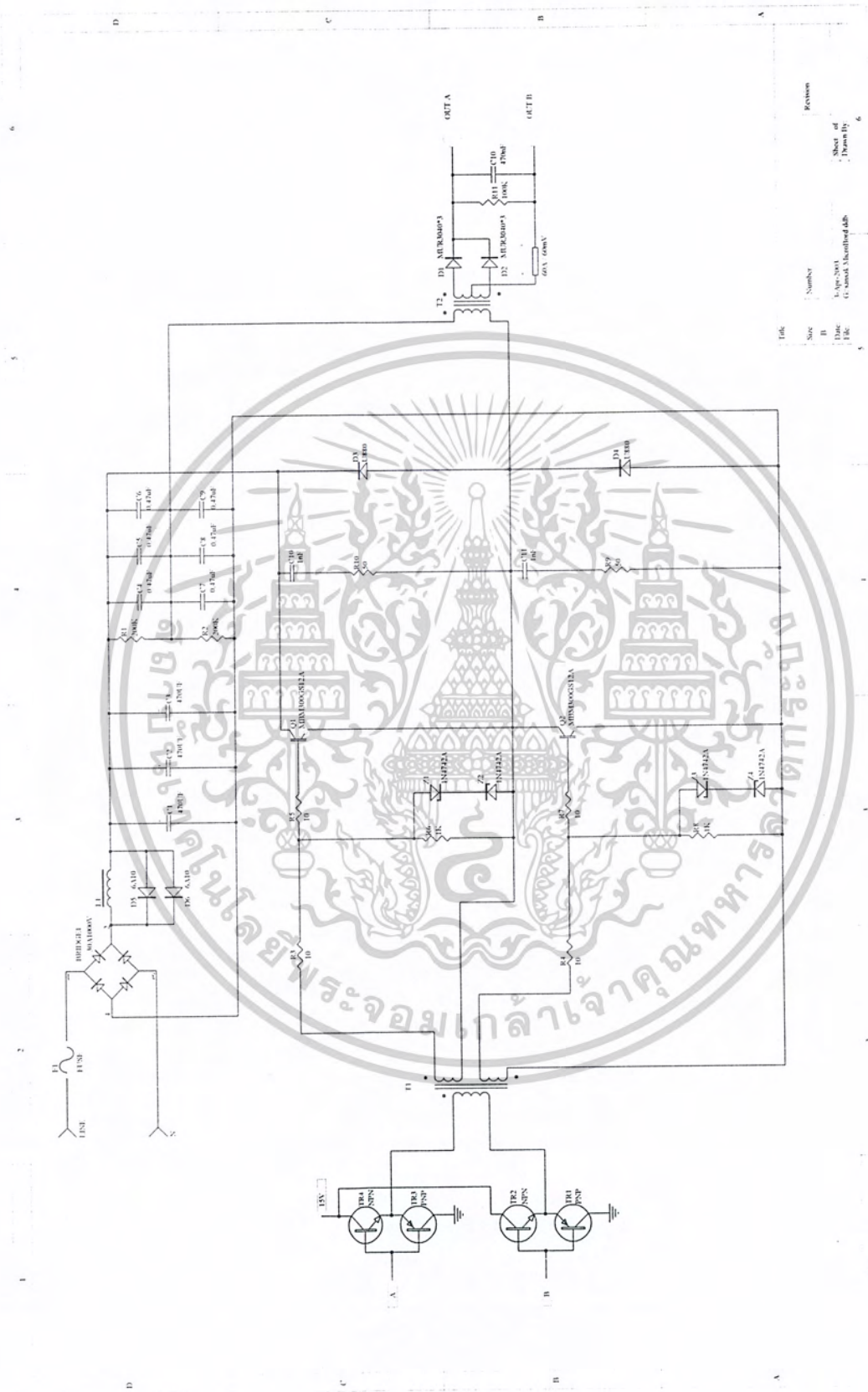


รูปที่ 3.2 แสดงรายละเอียดของวงจรควบคุมการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 ส่วนของวงจรถอนเวอร์เตอร์

วงจรถอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้นี้เป็นแบบฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์โดย IGBT เสมือนประกอบด้วย เพาเวอร์มอสเฟตสองตัว โดยเพาเวอร์มอสเฟตชุดบนและชุดล่างจะสลับกันทำงาน การทำงานของ IGBT จะเป็นไปตามพัลส์ที่ส่งมาจากวงจรถวนคุมซึ่งผ่านหม้อแปลงขับ โดยพัลส์จากขดลวดทุติยภูมิชุดบนจะกลับเฟสกับพัลส์ที่เกิดจากขดลวดชุดล่าง พัลส์ที่ออกจากขดลวดทุติยภูมินี้จะผ่านวงจรถวนคุมแรงดันก่อนเพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันที่ขาเกต 1,2 ของ IGBT มีค่าสูงมากเกินไปจนกว่าจุดที่ IGBT จะเกิดการอิมิตัวโดยวงจรถวนคุมประกอบด้วยตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอดสองตัวที่ต่ออนุกรมกัน คือถ้าแรงดันพัลส์ทางด้านบวกและลบมีค่าสูงเกินกว่าค่าเบรคดาวน์ของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดก็จะนำกระแสทันที ไดโอดที่ต่อคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตคือ ไดโอดฟาสต์รีคัพเวอร์รี่ ต่อทั้งชุดบนและชุดล่างเป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ประการแรกคือ ป้องกันแรงดันสไปค์ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากพลังงานที่สะสมในขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สองในขณะที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้น เมื่อรวมเข้ากับแรงดันครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่ายกระแสตรงแล้วจะทำให้มีแรงดันคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตสูงมาก แต่ไดโอดฟาสต์รีคัพเวอร์รี่ซึ่งต่ออยู่กับเพาเวอร์มอสเฟตอีกตัวหนึ่งจะอยู่ในลักษณะ ไบแอสตรงดังนั้น ไดโอดนี้จะทำการนำกระแสเป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับ IGBT



รูปที่ 3.3 แสดงรายละเอียดของวงจรจ่ายไฟฟ้าบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับเครื่องเชื่อม ที่ต้องการค่ากระแสเอาต์พุต 150 แอมป์ และใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ 60 (U-core Type) ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด 3C8 ที่มีพื้นที่หน้าตัดแกนเท่ากับ 0.7854 ตารางเซนติเมตร และมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัวประมาณ 3300 เกาส์ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส แต่ในการใช้งานจะอยู่ในช่วงอุณหภูมิปกติซึ่งมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัว ประมาณ 3000 เกาส์

คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

$$N_p = \frac{V_p \times 10^8}{K \times f \times B_{max} \times A_e}$$

โดยที่

N_p คือจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ (รอบ) V_p คือค่าแรงดันตกคร่อมขดลวด (โวลต์)

K คือค่าคงที่เท่ากับ 4.0 สำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม f คือค่าความถี่ (เฮิรต์)

A_e คือค่าพื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซนติเมตร)

เพราะฉะนั้น

$$N_p = \frac{150 \times 10^8}{(4)(25 \times 1000)(3000)(0.784 \times 6)} = 11 \text{ รอบ}$$

คำนวณหาจำนวนรอบของขดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

$$N_s V_p = N_p V_s$$

และ

$$N_s I_s = N_p I_p$$

โดยที่ N_p คือจำนวนรอบของขดปฐมภูมิ V_p คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวด

I_s คือ กระแสทางทุติยภูมิ I_p คือ กระแสทางอินพุต

เพราะฉะนั้น

$$N_s = \frac{(11)(80)}{80} = 6 \text{ รอบ}$$

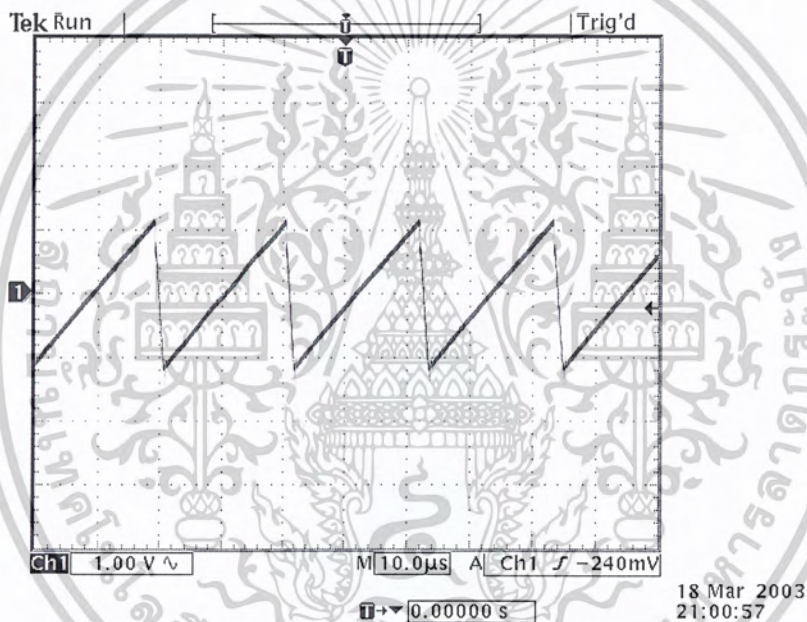
บทที่ 4

การทดสอบการทำงาน

4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจร

เครื่องเชื่อมไฟฟ้ามีหลักการทำงานตรงสัญญาณที่ output ของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าจะเป็นสัญญาณทาง DC ดังนั้นในขณะที่ทำการทดสอบใช้งานชัฟฟลาย เมื่อได้มีการใช้ชัฟฟลายจริงนั้นสามารถที่จะวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ได้ดังนี้

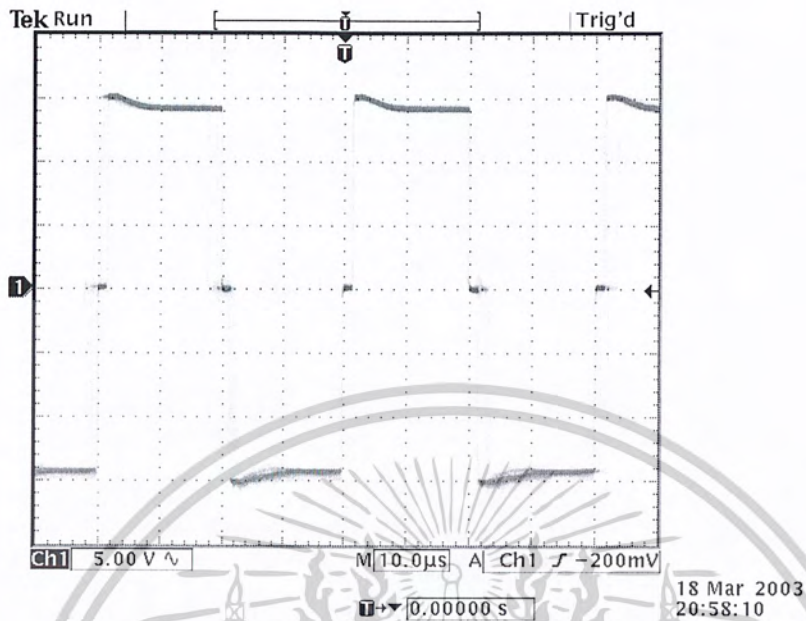
4.1.1 รูปของสัญญาณที่วัดจากขา 10 ของไอซี SG3526 มีลักษณะเป็นรูปคลื่นเอียง (Ramp Wave) ส่วนคราบเวลาที่ได้นั้นจะเป็นฐานเวลาให้กับวงจรสวิทซ์ ซึ่งส่วนช่วงเวลากลางสัญญาณจะเป็นตัวบอกค่าเวลาที่รอให้สวิทซ์หยุดนำกระแส (Dead Time)



รูปที่ 4.1 รูปแสดงสัญญาณฟันเลื่อยซึ่งเป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์

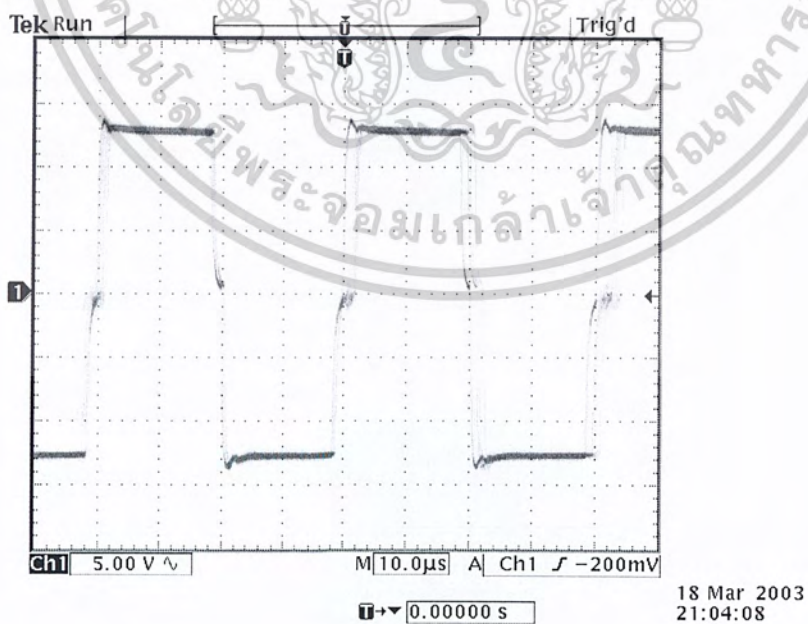
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 รูปสัญญาณที่วัดจากขา 13 และ ขา 16 ของไอซี SG3526 ซึ่งเป็นสัญญาณเอาท์พุทพัลส์ที่จะส่งไปเปรียบเทียบกับเพื่อควบคุมเวลาในการสวิทช์ของเพาเวอร์สวิทช์ โดยผ่านทางวงจรถับ



รูปที่ 4.2 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่เอาท์พุท A และ B ของ ไอซี SG3526

4.1.3 รูปสัญญาณพัลส์จากวงจรถับที่ส่งผ่านหม้อแปลงเพื่อแยกระบบควบคุมกับระบบกำลังที่มา ยังขาเกตของIGBT



รูปที่ 4.3 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่เกิดของIGBT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 ผลการทดลองวัดประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมสวิตซ์

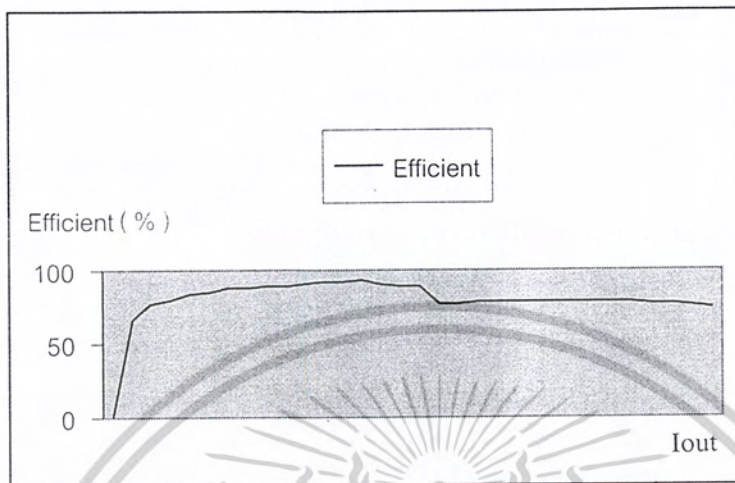
ผลการทดลองความสัมพันธ์ของค่ากระแสอินพุตกับกระแสเอาต์พุต ทำโดยการต่อความต้านทานภาระค่าต่างๆ แล้วคำนวณหาประสิทธิภาพที่ได้เปรียบเทียบกับและเมื่อทำการเปลี่ยนความถี่ในการสวิตซ์ แล้วนำมาเปรียบเทียบประสิทธิภาพได้ดังนี้

ตารางที่ 1 ตารางประสิทธิภาพที่วัดได้เมื่อความถี่ 25 kHz

Load (Ω)	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout (W)	ประสิทธิภาพ (%)
No load	310	0.058	17.98	61	-	-	-
503	310	0.086	26.66	60.8	0.120	7.349	27.56
299.5	310	0.1	31	60.3	0.201	12.140	39.16
99.2	310	0.17	52.7	59	0.594	35.090	66.58
61.8	310	0.23	71.3	58.1	0.940	54.621	76.60
19.8	310	0.58	179.8	54.5	2.752	150.012	83.43
9.8	310	1.04	322.4	52.5	5.357	281.25	87.23
7.8	310	1.26	390.6	51.9	6.653	345.334	88.41
4	310	1.90	589	46.6	11.65	542.89	92.17
2.5	310	2.12	657.2	38.2	15.28	583.696	88.81
2	310	2.2	682	32.5	16.25	528.125	77.43
0.9	310	2.5	775	23.07	25.633	591.360	76.30
0.5	310	1.96	607.6	15	30	450	74.06

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับกระแสเอาพุท



กราฟที่ 1. แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับค่ากระแสเอาพุทที่ความถี่ 25 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุป

จากการทดลองเชื่อมงานจริง โดยใช้เครื่องเชื่อมแหล่งจ่ายแบบสวิตซ์ที่จัดทำขึ้นนั้น งานเชื่อมเหมือนกับการเชื่อมที่ใช้เครื่องเชื่อมที่ใช้การเหนี่ยวนำโดยใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำ แต่เครื่องเชื่อมแหล่งจ่ายแบบสวิตซ์ที่จัดทำขึ้นจะให้ประสิทธิภาพไม่มากสูงเท่าที่ควรเนื่องจากการทดลองวัดประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมสามารถให้ประสิทธิภาพสูงถึง 92% ที่ความถี่ 25 kHz ที่ความต้านทานภาระ 3.5 โอห์ม และ ประสิทธิภาพขณะเชื่อมประมาณ 75%-85% ที่ความต้านทานภาระอยู่ในช่วง 0.3-0.6 โอห์ม และจากสามารถที่จะทำการปรับได้ จากผลการทดลองจะพบว่าความถี่ที่ทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมดีสุดก็คือที่ 25kHz ในขณะที่ความถี่อื่นๆ ประสิทธิภาพจะลดลงตามตารางผลการทดลอง

ปัญหาและแนวทางแก้ไข

1. การสูญเสียกำลังงานในหม้อแปลงความถี่สูง เนื่องจากขนาดขดลวดไม่เหมาะสมและพื้นที่ขดลวดไม่แน่นทำให้เกิดความร้อนและเสียงรบกวน

ต้องเลือกแกนของหม้อแปลงที่เหมาะสมและการพันขดลวดควรมีจำนวนรอบที่เหมาะสมทดลองพันหม้อแปลงความถี่สูงที่อัตราส่วนค่าต่างๆจนพบค่าที่เหมาะสม

หนังสืออ้างอิง

1. Pressman,A.I., “ Switching Power Supply Design “,McGraw-Hill,1991
2. Cheryssis,G.,” High-Frequency Switching Power Supplies Theory and design “
,McGraw-Hill,1989
3. สุวัฒน์ ดัน. “ เทคนิคและการออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย “บ.เอนเทลไทย,2537



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

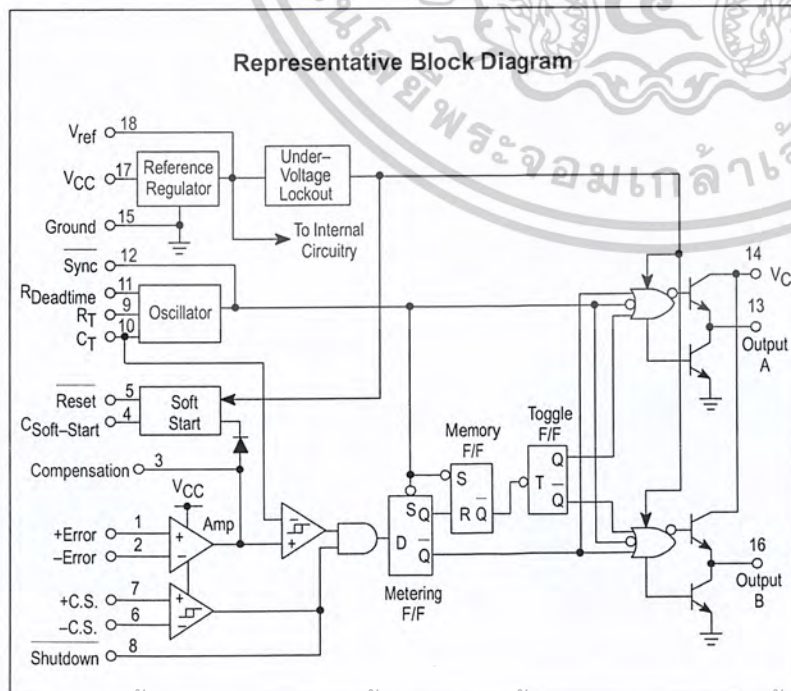
Pulse Width Modulation Control Circuit

The SG3526 is a high performance pulse width modulator integrated circuit intended for fixed frequency switching regulators and other power control applications.

Functions included in this IC are a temperature compensated voltage reference, sawtooth oscillator, error amplifier, pulse width modulator, pulse metering and steering logic, and two high current totem pole outputs ideally suited for driving the capacitance of power FETs at high speeds.

Additional protective features include soft start and undervoltage lockout, digital current limiting, double pulse inhibit, adjustable dead time and a data latch for single pulse metering. All digital control ports are TTL and B-series CMOS compatible. Active low logic design allows easy wired-OR connections for maximum flexibility. The versatility of this device enables implementation in single-ended or push-pull switching regulators that are transformerless or transformer coupled. The SG3526 is specified over a junction temperature range of 0° to +125°C.

- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.0 V $\pm 1\%$ Trimmed Reference
- 1.0 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Dual Source/Sink Current Outputs: ± 100 mA
- Digital Current Limiting
- Programmable Dead Time
- Undervoltage Lockout
- Single Pulse Metering
- Programmable Soft-Start
- Wide Current Limit Common Mode Range
- Guaranteed 6 Unit Synchronization



SG3526

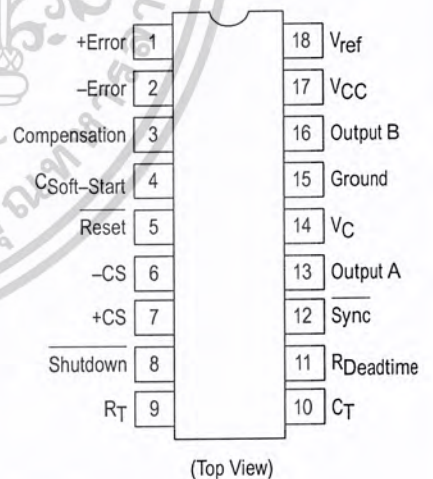
PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA



N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707

PIN CONNECTIONS



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
SG3526N	$T_J = 0^\circ \text{ to } +125^\circ\text{C}$	Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ใช้ในเชิงพาณิชย์โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Motorola, Inc. 1996 Rev 2

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3526

MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V _{CC}	+40	Vdc
Collector Supply Voltage	V _C	+40	Vdc
Logic Inputs		-0.3 to +5.5	V
Analog Inputs		-0.3 to V _{CC}	V
Output Current, Source or Sink	I _O	±200	mA
Reference Load Current (V _{CC} = 40 V, Note 2)	I _{ref}	50	mA
Logic Sink Current		15	mA
Power Dissipation T _A = +25°C (Note 3) T _C = +25°C (Note 4)	P _D	1000 3000	mW
Thermal Resistance Junction-to-Air	R _{θJA}	100	°C/W
Thermal Resistance Junction-to-Case	R _{θJC}	42	°C/W
Operating Junction Temperature	T _J	+150	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	T _{Solder}	±300	°C

- NOTES:** 1. Values beyond which damage may occur.
 2. Maximum junction temperature must be observed.
 3. Derate at 10 mW/°C for ambient temperatures above +50°C.
 4. Derate at 24 mW/°C for case temperatures above +25°C.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristics	Symbol	Min	Max	Unit
Supply Voltage	V _{CC}	8.0	35	Vdc
Collector Supply Voltage	V _C	4.5	35	Vdc
Output Sink/Source Current (Each Output)	I _O	0	±100	mA
Reference Load Current	I _{ref}	0	20	mA
Oscillator Frequency Range	f _{osc}	0.001	400	kHz
Oscillator Timing Resistor	R _T	2.0	150	kΩ
Oscillator Timing Capacitor	C _T	0.001	20	μF
Available Deadtime Range (40 kHz)	-	3.0	50	%
Operating Junction Temperature Range	T _J	0	+125	°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

SG3526

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ Vdc}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 5], unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
REFERENCE SECTION (Note 6)					
Reference Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_{ref}	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	Reg_{line}	–	10	30	mV
Load Regulation ($0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$)	Reg_{load}	–	10	50	mV
Temperature Stability	$\Delta V_{ref}/\Delta T$	–	10	–	mV
Total Reference Output Voltage Variation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$, $0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$)	ΔV_{ref}	4.85	5.00	5.15	V
Short Circuit Current ($V_{ref} = 0\text{ V}$) (Note 2)	ISC	25	80	125	mA

UNDERVOLTAGE LOCKOUT

Reset Output Voltage ($V_{ref} = +3.8\text{ V}$)		–	0.2	0.4	V
Reset Output Voltage ($V_{ref} = +4.8\text{ V}$)		2.4	4.8	–	V

OSCILLATOR SECTION

 (Note 7)

Initial Accuracy ($T_J = +25^\circ\text{C}$)		–	± 3.0	± 8.0	%
Frequency Stability over Power Supply Range ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta V_{CC}}$	–	0.5	1.0	%
Frequency Stability over Temperature ($\Delta T_J = T_{low}$ to T_{high})	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta T_J}$	–	2.0	–	%
Minimum Frequency ($R_T = 150\text{ k}\Omega$, $C_T = 20\text{ }\mu\text{F}$)	f_{min}	–	0.5	–	Hz
Maximum Frequency ($R_T = 2.0\text{ k}\Omega$, $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$)	f_{max}	400	–	–	kHz
Sawtooth Peak Voltage ($V_{CC} = +35\text{ V}$)	$V_{osc(P)}$	–	3.0	3.5	V
Sawtooth Valley Voltage ($V_{CC} = +8.0\text{ V}$)	$V_{osc(V)}$	0.45	0.8	–	V

ERROR AMPLIFIER SECTION

 (Note 8)

Input Offset Voltage ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Bias Current	I_{IB}	–	–350	–2000	nA
Input Offset Current	I_{IO}	–	35	200	nA
DC Open Loop Gain ($R_L \geq 10\text{ M}\Omega$)	A_{VOL}	60	72	–	dB
High Output Voltage ($V_{Pin\ 1} - V_{Pin\ 2} \geq +150\text{ mV}$, $I_{source} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OH}	3.6	4.2	–	V
Low Output Voltage ($V_{Pin\ 2} - V_{Pin\ 1} \geq +150\text{ mV}$, $I_{sink} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OL}	–	0.2	0.4	V
Common Mode Rejection Ratio ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$)	CMRR	70	94	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($+12\text{ V} \leq V_{CC} \leq +18\text{ V}$)	PSRR	66	80	–	dB

- NOTES:** 2. Maximum junction temperature must be observed.
 5. $T_{low} = 0^\circ\text{C}$ $T_{high} = +125^\circ\text{C}$
 6. $I_L = 0\text{ mA}$ unless otherwise noted.
 7. $f_{osc} = 40\text{ kHz}$ ($R_T = 4.12\text{ k}\Omega \pm 1\%$, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F} \pm 1\%$, $R_D = 0\text{ }\Omega$)
 8. $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

SG3526

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
PWM COMPARATOR SECTION (Note 7)					
Minimum Duty Cycle ($V_{\text{Compensation}} = +0.4 \text{ V}$)	DC _{min}	–	–	0	%
Maximum Duty Cycle ($V_{\text{Compensation}} = +3.6 \text{ V}$)	DC _{max}	45	49	–	%
DIGITAL PORTS (SYNC, SHUTDOWN, RESET)					
Output Voltage (High Logic Level) ($I_{\text{source}} = 40 \mu\text{A}$) (Low Logic Level) ($I_{\text{sink}} = 3.6 \text{ mA}$)	V _{OH} V _{OL}	2.4 –	4.0 0.2	– 0.4	V
Input Current — High Logic Level (High Logic Level) ($V_{\text{IH}} = +2.4 \text{ V}$) (Low Logic Level) ($V_{\text{IL}} = +0.4 \text{ V}$)	I _{IH} I _{IL}	– –	–125 –225	–200 –360	μA
CURRENT LIMIT COMPARATOR SECTION (Note 9)					
Sense Voltage ($R_S \leq 50 \Omega$)	V _{sense}	80	100	120	mA
Input Bias Current	I _{IB}	–	–3.0	–10	μA
SOFT-START SECTION					
Error Clamp Voltage (Reset = +0.4 V)		–	0.1	0.4	V
C _{Soft-Start} Charging Current (Reset = +2.4 V)	I _{CS}	50	100	150	μA
OUTPUT DRIVERS (Each Output, $V_C = +15 \text{ Vdc}$, unless otherwise noted.)					
Output High Level $I_{\text{source}} = 20 \text{ mA}$ $I_{\text{source}} = 100 \text{ mA}$	V _{OH}	12.5 12	13.5 13	– –	V
Output Low Level $I_{\text{sink}} = 20 \text{ mA}$ $I_{\text{sink}} = 100 \text{ mA}$	V _{OL}	– –	0.2 1.2	0.3 2.0	V
Collector Leakage, $V_C = +40 \text{ V}$	I _{C(leak)}	–	50	150	μA
Rise Time ($C_L = 1000 \text{ pF}$)	t _r	–	0.3	0.6	μs
Fall Time ($C_L = 1000 \text{ pF}$)	t _f	–	0.1	0.2	μs
Supply Current (Shutdown = +0.4 V, $V_{\text{CC}} = +35 \text{ V}$, $R_T = 4.12 \text{ k}\Omega$)	I _{CC}	–	18	30	mA

NOTES: 7. $f_{\text{osc}} = 40 \text{ kHz}$ ($R_T = 4.12 \text{ k}\Omega \pm 1\%$, $C_T = 0.01 \mu\text{F} \pm 1\%$, $R_D = 0 \Omega$)
 8. $0 \text{ V} \leq V_{\text{CM}} \leq +5.2 \text{ V}$
 9. $0 \text{ V} \leq V_{\text{CM}} \leq +12 \text{ V}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Figure 1. Reference Stability over Temperature

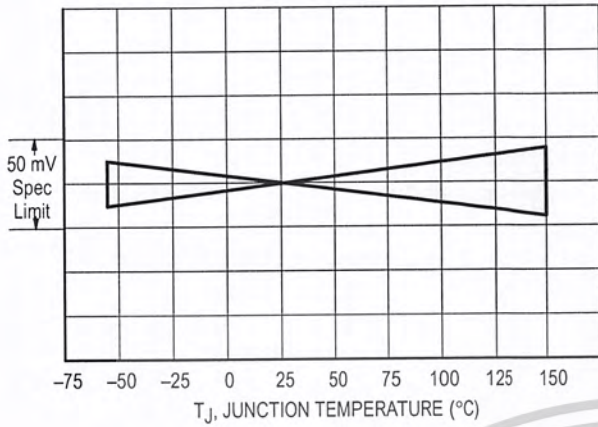


Figure 2. Reference Voltage as a Function Supply Voltage

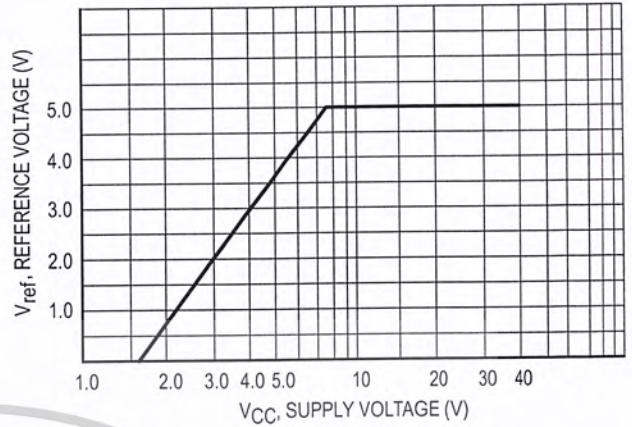


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

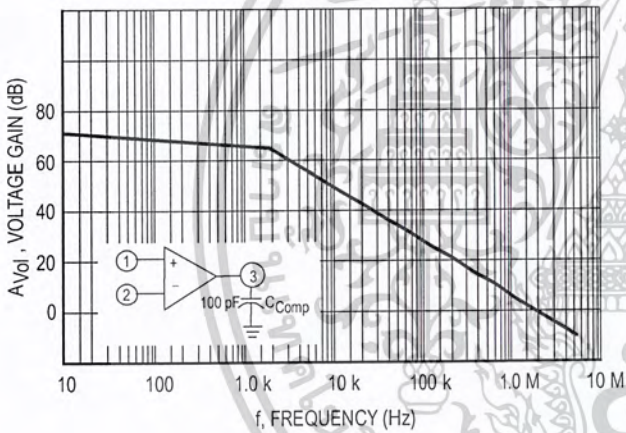


Figure 4. Current Limit Comparator Threshold

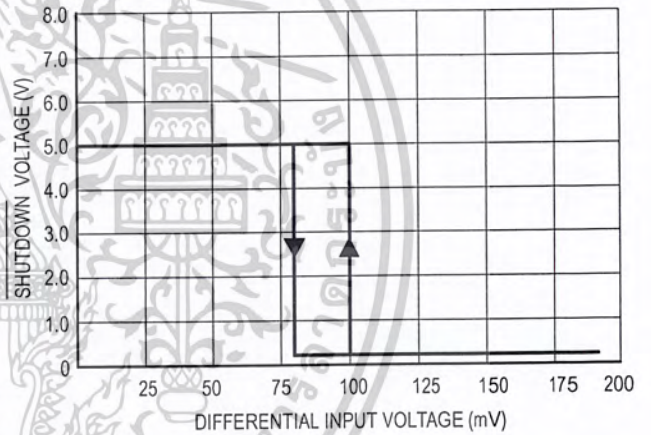


Figure 5. Undervoltage Lockout Characteristic

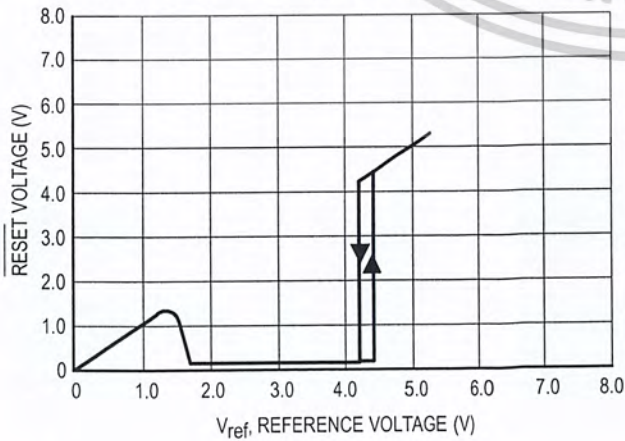
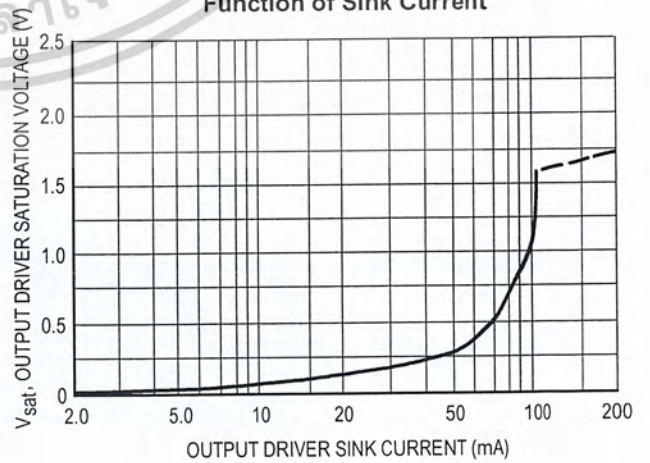


Figure 6. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

Figure 7. V_{C} Saturation Voltage as a Function of Sink Current

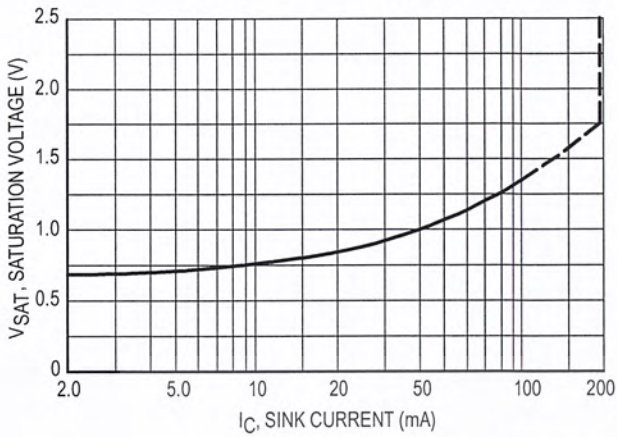


Figure 8. Oscillator Period

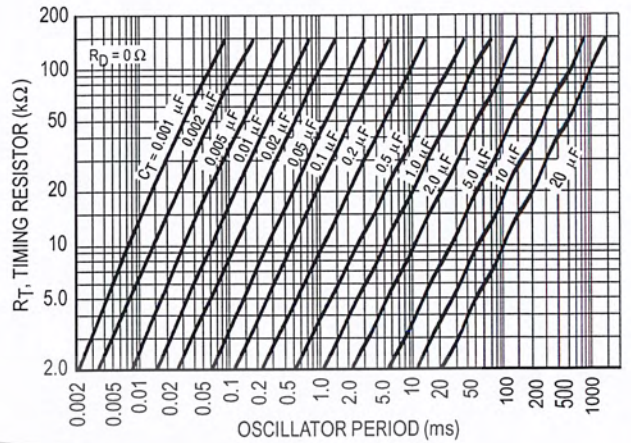


Figure 9. Error Amplifier

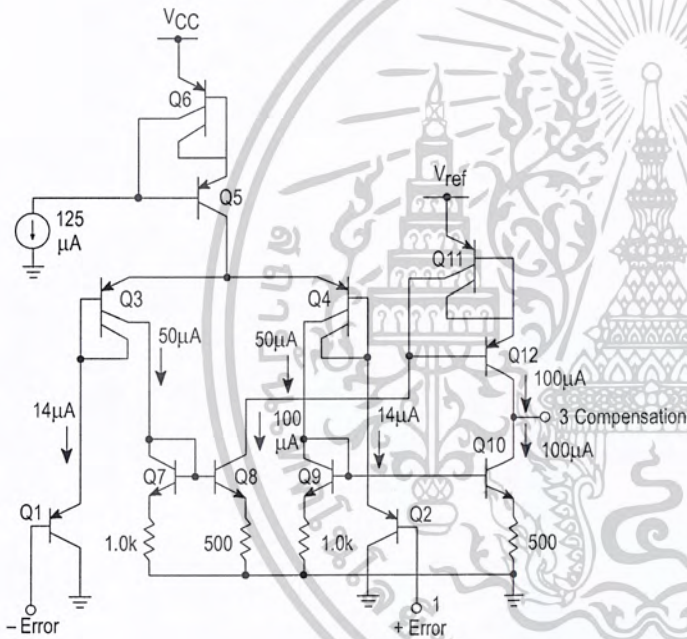


Figure 10. Undervoltage Lockout

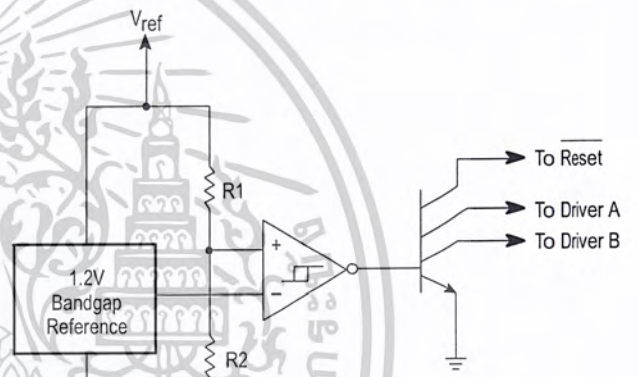
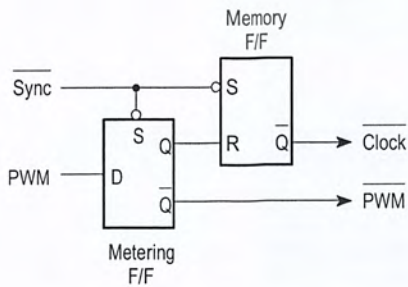


Figure 11. Pulse Processing Logic

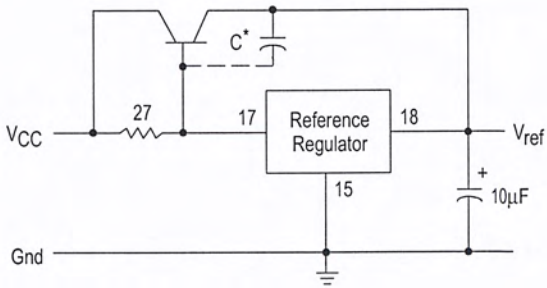


The metering Flip-Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

The memory Flip-Flop prevents double pulsing in a push-pull configuration by remembering which output produced the last pulse.

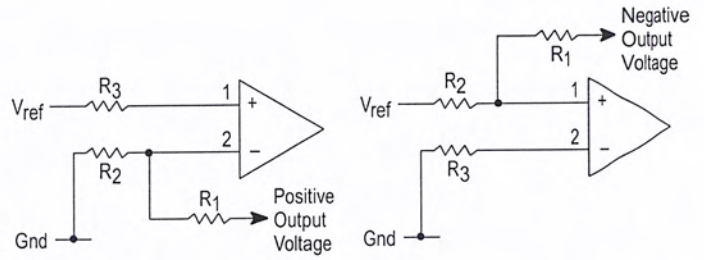
APPLICATIONS INFORMATION

Figure 12. Extending Reference Output Current Capability



* May be required with some types of transistors

Figure 13. Error Amplifier Connections



$$V_{out} = V_{ref} \left(\frac{R_1 + R_2}{R_2} \right)$$

$$V_{out} = V_{ref} \left(\frac{R_1}{R_2} \right)$$

$$R_3 = \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \right)$$

Figure 14. Oscillator Connections

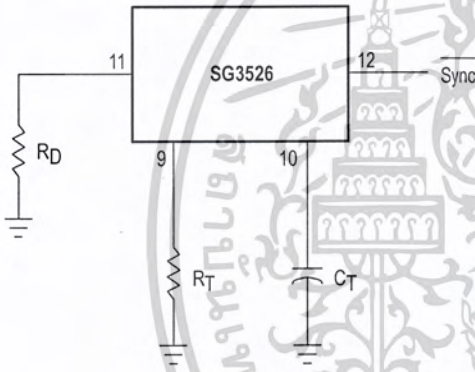


Figure 15. Foldback Current Limiting

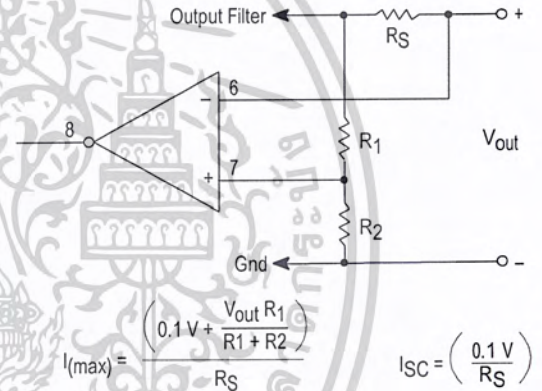


Figure 16. Soft-Start Circuitry

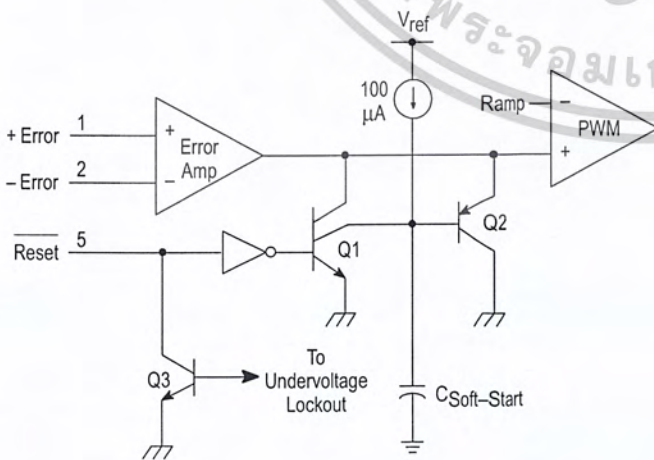
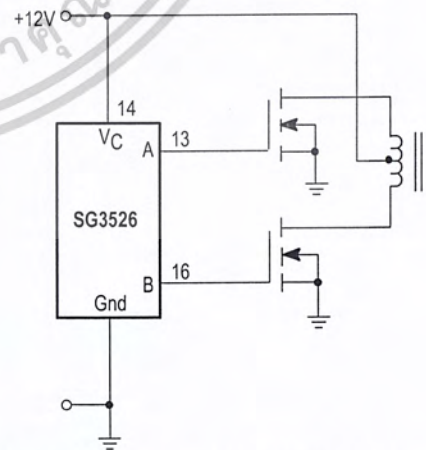


Figure 17. Driving VMOS Power FETs



The totem pole output drivers of the SG3526 are ideally suited for driving the input capacitance of power FETs at high speeds.

Figure 18. Half-Bridge Configuration

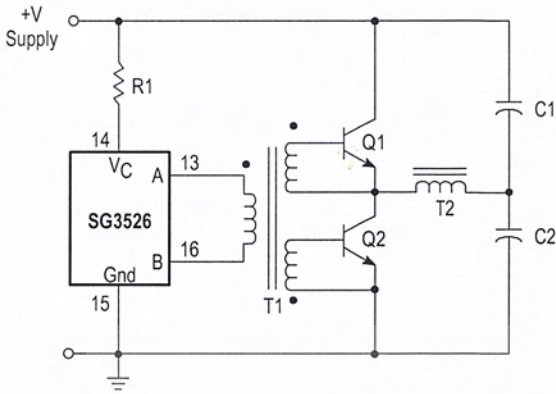
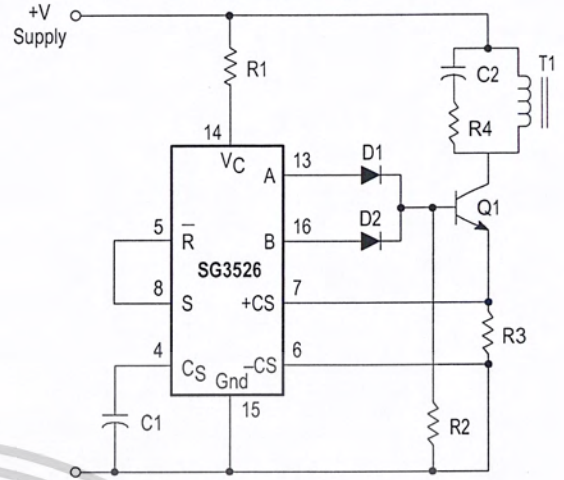


Figure 19. Flyback Converter with Current Limiting



In the above circuit, current limiting is accomplished by using the current limit comparator output to reset the soft-start capacitor.

Figure 20. Single-Ended Configuration

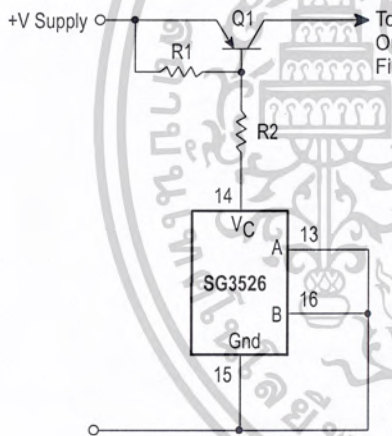
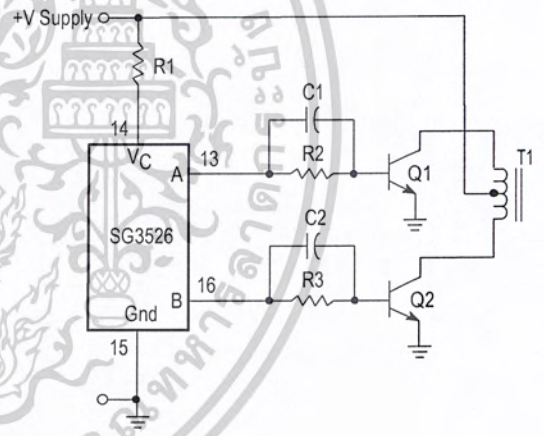


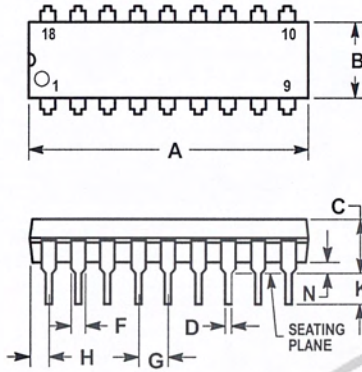
Figure 21. Push-Pull Configuration



SG3526

OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707-02
ISSUE C



NOTES:

1. POSITIONAL TOLERANCE OF LEADS (D), SHALL BE WITHIN 0.25 (0.010) AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION, IN RELATION TO SEATING PLANE AND EACH OTHER.
2. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
3. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	22.22	23.24	0.875	0.915
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	3.56	4.57	0.140	0.180
D	0.36	0.56	0.014	0.022
F	1.27	1.78	0.050	0.070
G	2.54 BSC		0.100 BSC	
H	1.02	1.52	0.040	0.060
J	0.20	0.30	0.008	0.012
K	2.92	3.43	0.115	0.135
L	7.62 BSC		0.300 BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.51	1.02	0.020	0.040



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาต



Complementary Silicon Plastic Power Transistors

... designed for use in general purpose amplifier and switching applications.

- Collector-Emitter Saturation Voltage —
 $V_{CE(sat)} = 1.5 \text{ Vdc (Max) @ } I_C = 6.0 \text{ Adc}$
- Collector-Emitter Sustaining Voltage —
 $V_{CEO(sus)} = 60 \text{ Vdc (Min) — TIP41A, TIP42A}$
 $= 80 \text{ Vdc (Min) — TIP41B, TIP42B}$
 $= 100 \text{ Vdc (Min) — TIP41C, TIP42C}$
- High Current Gain — Bandwidth Product
 $f_T = 3.0 \text{ MHz (Min) @ } I_C = 500 \text{ mAdc}$
- Compact TO-220 AB Package

*MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	TIP41A TIP42A	TIP41B TIP42B	TIP41C TIP42C	Unit
Collector-Emitter Voltage	V_{CEO}	60	80	100	Vdc
Collector-Base Voltage	V_{CB}	60	80	100	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EB}		5.0		Vdc
Collector Current — Continuous Peak	I_C		6 10		Adc
Base Current	I_B		2.0		Adc
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D		65 0.52		Watts W/ $^\circ\text{C}$
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C	P_D		2.0 0.016		Watts W/ $^\circ\text{C}$
Unclamped Inductive Load Energy (1)	E		62.5		mJ
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}		-65 to +150		$^\circ\text{C}$

THERMAL CHARACTERISTICS

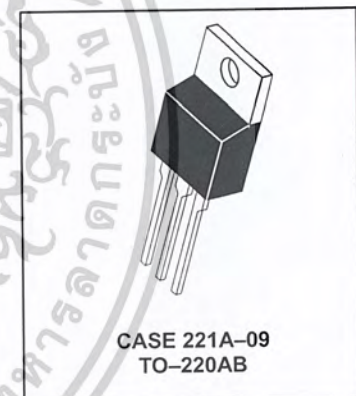
Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.92	$^\circ\text{C/W}$

(1) $I_C = 2.5 \text{ A, L} = 20 \text{ mH, P.R.F.} = 10 \text{ Hz, } V_{CC} = 10 \text{ V, } R_{BE} = 100 \Omega.$

NPN
TIP41A
TIP41B*
TIP41C*
PNP
TIP42A
TIP42B*
TIP42C*

*ON Semiconductor Preferred Device

6 AMPERE
POWER TRANSISTORS
COMPLEMENTARY
SILICON
60-80-100 VOLTS
65 WATTS



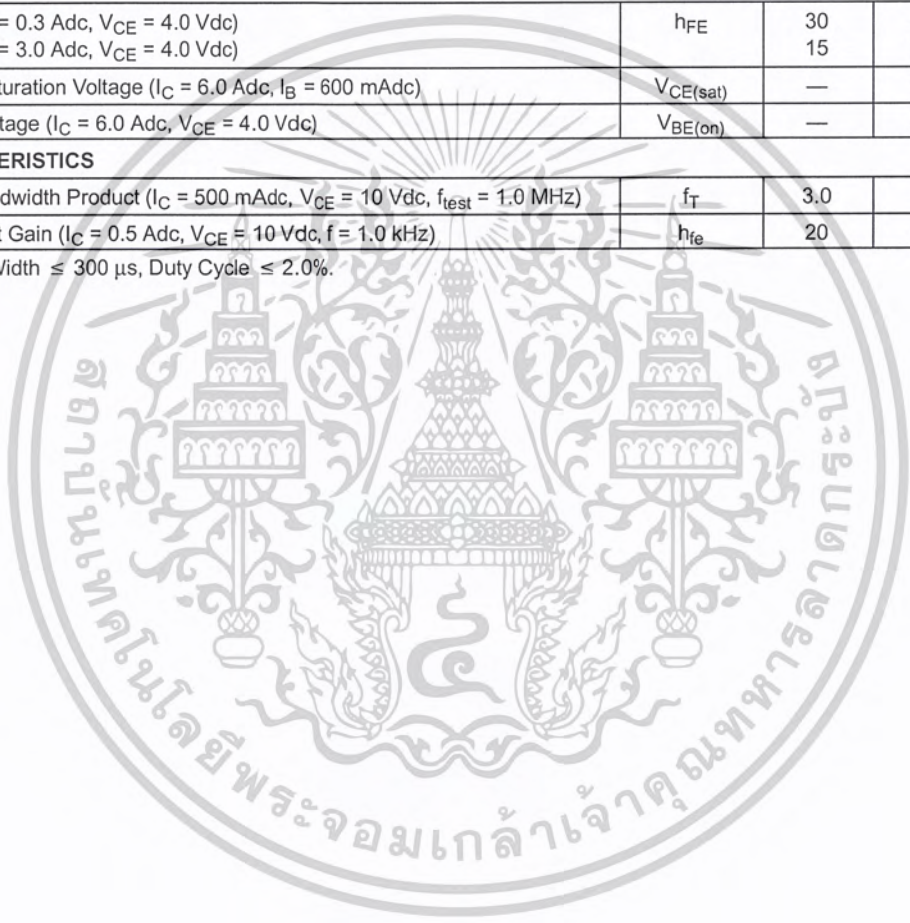
Preferred devices are ON Semiconductor recommended choices for future use and best overall value.

TIP41A TIP41B TIP41C TIP42A TIP42B TIP42C

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit	
OFF CHARACTERISTICS					
Collector–Emitter Sustaining Voltage (1) ($I_C = 30\text{ mAdc}$, $I_B = 0$)	TIP41A, TIP42A TIP41B, TIP42B TIP41C, TIP42C	$V_{CE(sus)}$	60 80 100	— — —	Vdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 30\text{ Vdc}$, $I_B = 0$) ($V_{CE} = 60\text{ Vdc}$, $I_B = 0$)	TIP41A, TIP42A TIP41B, TIP41C TIP42B, TIP42C	I_{CEO}	— — —	0.7 0.7 0.7	mAdc
Collector Cutoff Current ($V_{CE} = 60\text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$) ($V_{CE} = 80\text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$) ($V_{CE} = 100\text{ Vdc}$, $V_{EB} = 0$)	TIP41A, TIP42A TIP41B, TIP42B TIP41C, TIP42C	I_{CES}	— — —	400 400 400	μAdc
Emitter Cutoff Current ($V_{BE} = 5.0\text{ Vdc}$, $I_C = 0$)		I_{EBO}	—	1.0	mAdc
ON CHARACTERISTICS (1)					
DC Current Gain ($I_C = 0.3\text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$) ($I_C = 3.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$)		h_{FE}	30 15	— 75	—
Collector–Emitter Saturation Voltage ($I_C = 6.0\text{ Adc}$, $I_B = 600\text{ mAdc}$)		$V_{CE(sat)}$	—	1.5	Vdc
Base–Emitter On Voltage ($I_C = 6.0\text{ Adc}$, $V_{CE} = 4.0\text{ Vdc}$)		$V_{BE(on)}$	—	2.0	Vdc
DYNAMIC CHARACTERISTICS					
Current–Gain — Bandwidth Product ($I_C = 500\text{ mAdc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f_{test} = 1.0\text{ MHz}$)		f_T	3.0	—	MHz
Small–Signal Current Gain ($I_C = 0.5\text{ Adc}$, $V_{CE} = 10\text{ Vdc}$, $f = 1.0\text{ kHz}$)		h_{fe}	20	—	—

(1) Pulse Test: Pulse Width $\leq 300\ \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2.0\%$.



TIP41A TIP41B TIP41C TIP42A TIP42B TIP42C

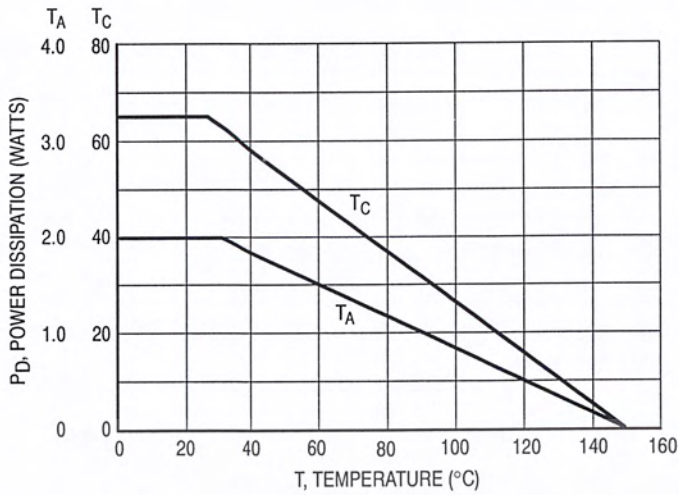


Figure 1. Power Derating

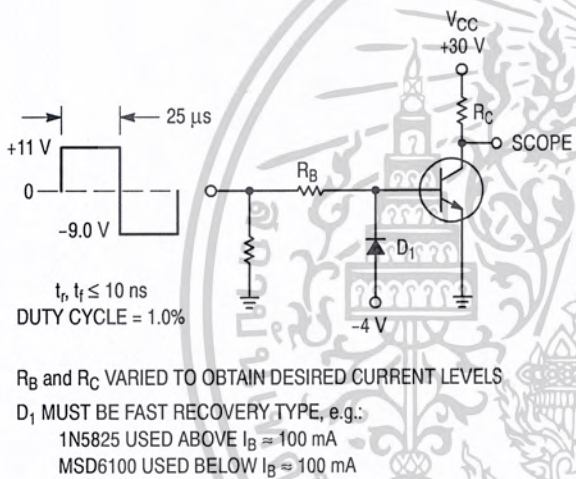


Figure 2. Switching Time Test Circuit

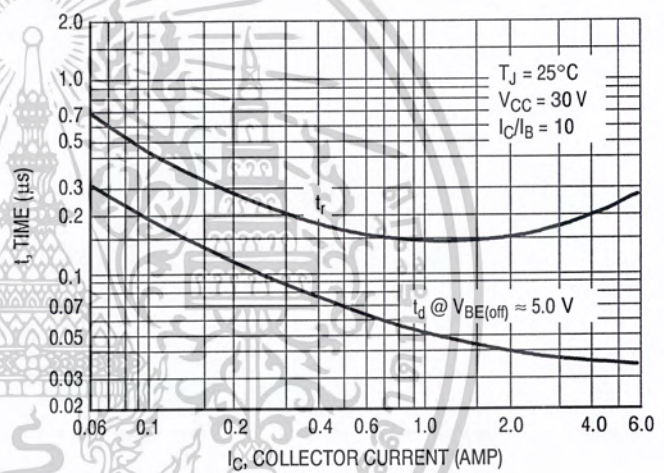


Figure 3. Turn-On Time

TIP41A TIP41B TIP41C TIP42A TIP42B TIP42C

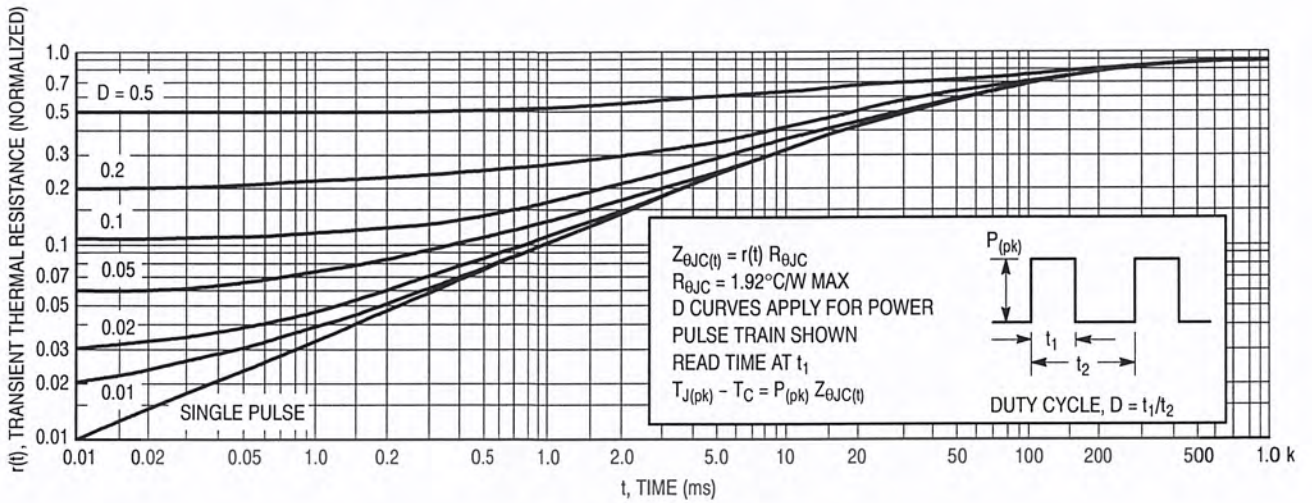


Figure 4. Thermal Response

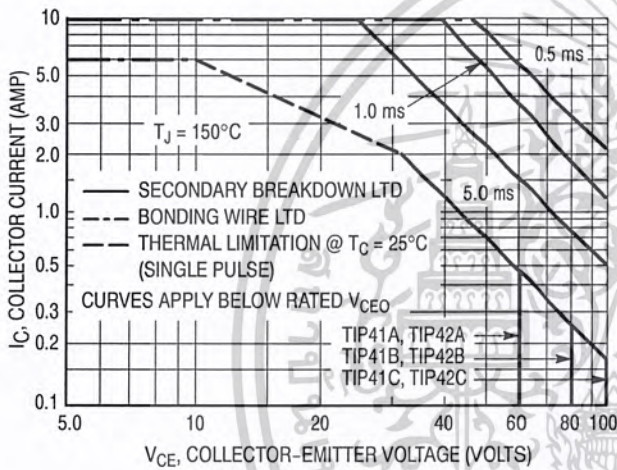


Figure 5. Active-Region Safe Operating Area

There are two limitations on the power handling ability of a transistor: average junction temperature and second breakdown. Safe operating area curves indicate $I_C - V_{CE}$ limits of the transistor that must be observed for reliable operation; i.e., the transistor must not be subjected to greater dissipation than the curves indicate.

The data of Figure 5 is based on $T_{J(pk)} = 150^\circ\text{C}$; T_C is variable depending on conditions. Second breakdown pulse limits are valid for duty cycles to 10% provided $T_{J(pk)} \leq 150^\circ\text{C}$. $T_{J(pk)}$ may be calculated from the data in Figure 4. At high case temperatures, thermal limitations will reduce the power that can be handled to values less than the limitations imposed by second breakdown.

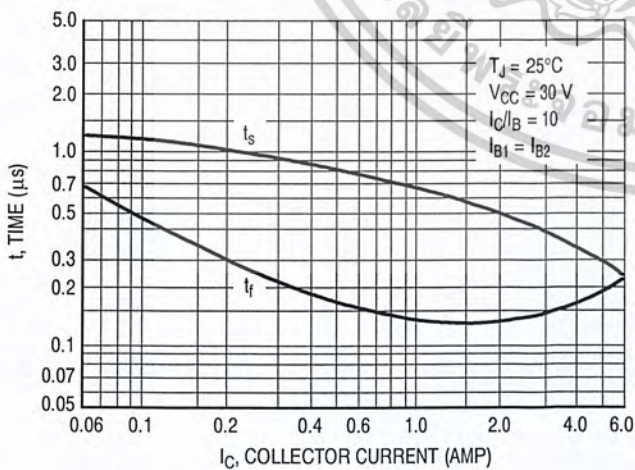


Figure 6. Turn-Off Time

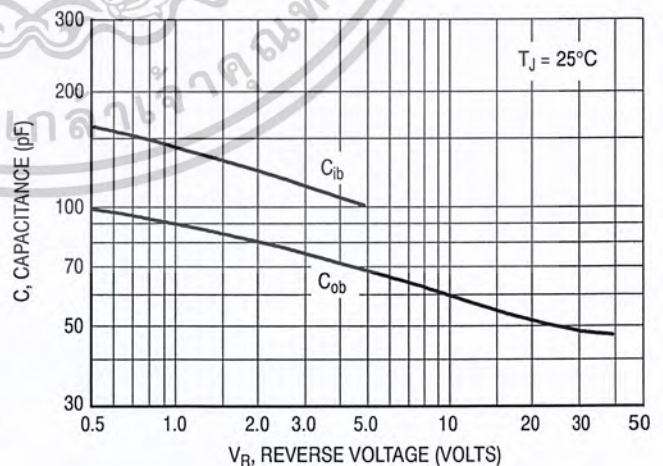


Figure 7. Capacitance

TIP41A TIP41B TIP41C TIP42A TIP42B TIP42C

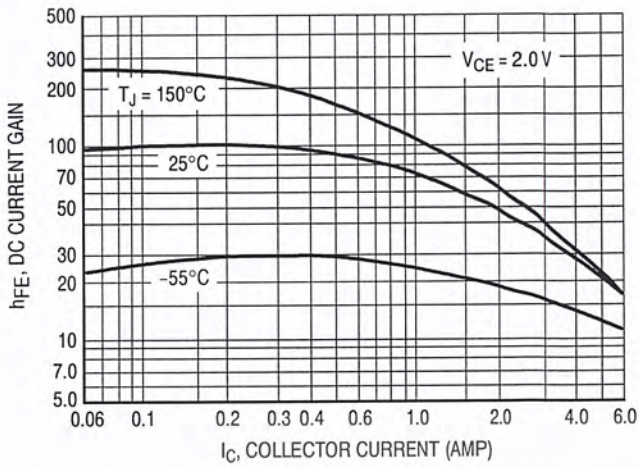


Figure 8. DC Current Gain

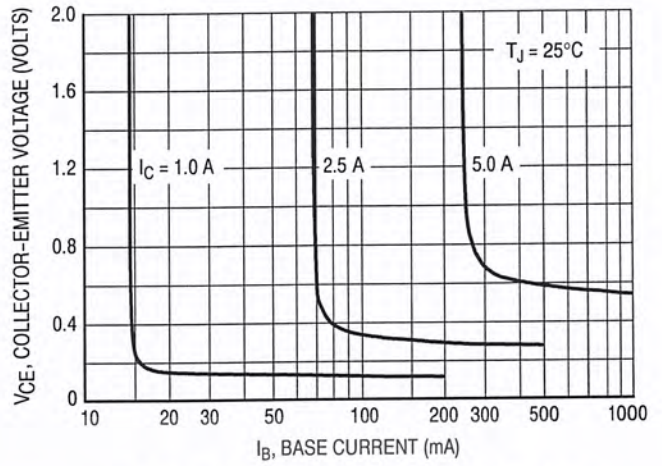


Figure 9. Collector Saturation Region

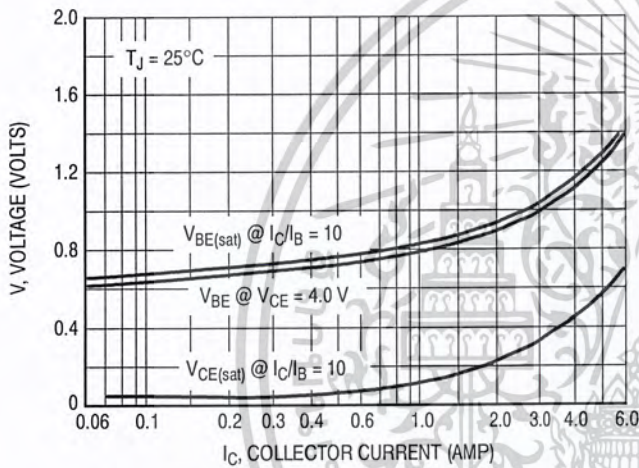


Figure 10. "On" Voltages

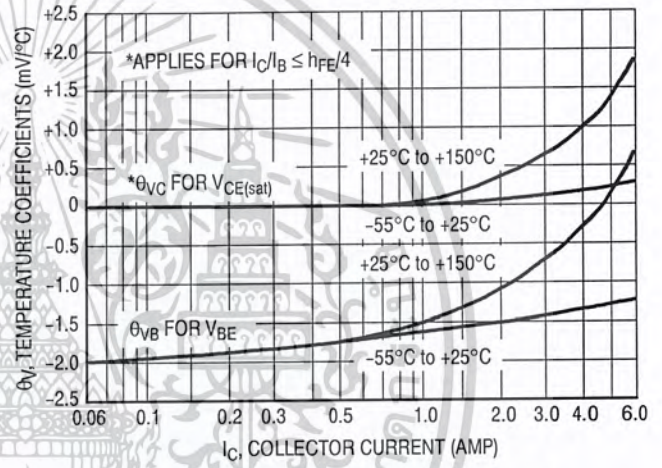


Figure 11. Temperature Coefficients

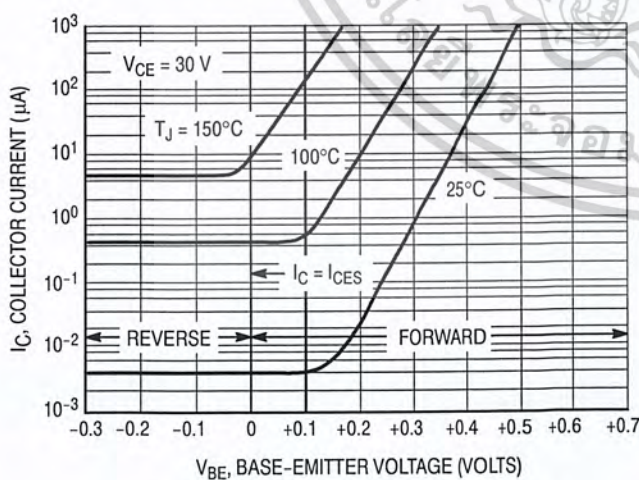


Figure 12. Collector Cut-Off Region

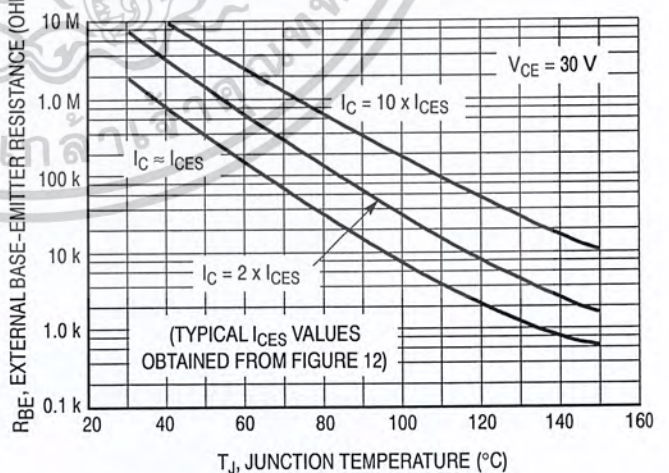
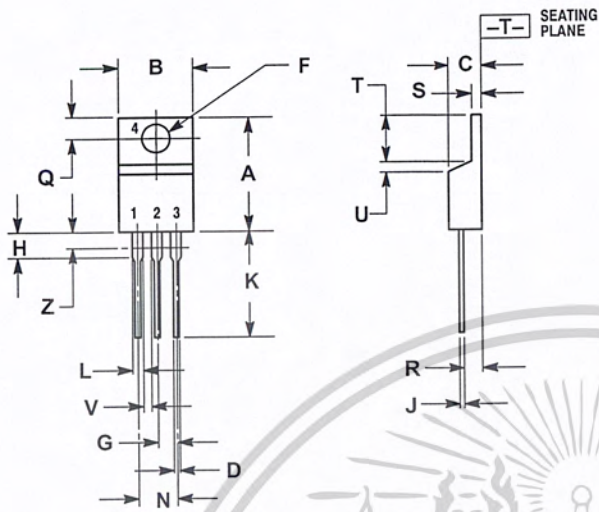


Figure 13. Effects of Base-Emitter Resistance

TIP41A TIP41B TIP41C TIP42A TIP42B TIP42C

PACKAGE DIMENSIONS

TO-220AB
CASE 221A-09
ISSUE AA



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.570	0.620	14.48	15.75
B	0.380	0.405	9.66	10.28
C	0.160	0.190	4.07	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.88
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.095	0.105	2.42	2.66
H	0.110	0.155	2.80	3.93
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.15	1.52
N	0.190	0.210	4.83	5.33
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.15	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.47
U	0.000	0.050	0.00	1.27
V	0.045	---	1.15	---
Z	---	0.080	---	2.04

