

เครื่องเชื่อมแบบ MMA
Manual Metal Arc Welding



โดย

นาย สราวุฒิ บริบูรณ์
นาย อติศักดิ์ มณีรัตน์

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาดำเนินหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2544

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 46210
วัน, เดือน, ปี..... 1 ส.ค. 2546

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

611290687

เครื่องเชื่อมแบบ MMA
Manual Metal Arc Welding

โดย

นาย สราวุฒิ บริบูรณ์ รหัส 42015201
นาย อติศักดิ์ มณีรัตน์ รหัส 42015203

อาจารย์ที่ปรึกษา
รศ.สมศักดิ์ เขียวศิริกุล

ปฏิญานินพนธ์นี้สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2544

ปริญญาโทปีการศึกษา 2544

ภาควิชา อีเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่องเครื่องเชื่อมแบบ MMA

ผู้จัดทำ

1. นาย สราวุฒิ บริบูรณ์ รหัส 42015201
2. นาย อติศักดิ์ มณีรัตน์ รหัส 42015203



..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.สมศักดิ์ เขียวศิริกุล)

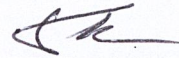
เครื่องเชื่อมแบบ MMA

MMA WELDING

นาย สราวุฒิ บริบูรณ์ รหัส 42015201

นาย อติศักดิ์ มณีรัตน์ รหัส 42015203

ปริญญานิพนธ์ที่ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมที่จะทำการสอบได้



.....
(รศ.สมศักดิ์ เข็ยศิริกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบ MMA

นาย สุราษฎร์ บรินรัมย์

นาย อติศักดิ์ มณีรัตน์

รศ.สมศักดิ์ เขียวศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นการนำเสนอ การออกแบบ ,การทำงานและ การทดสอบการทำงานของเครื่องเชื่อม โดยมีการทำงานคือ ชั้นแรกจะทำการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลท์ 50 เฮิร์ต มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 311 โวลท์โดยวงจรเรียงกระแส และวงจรกรองกระแส หลังจากนั้นจะได้ไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาทำการเปลี่ยนให้เป็นพัลส์ความถี่ประมาณ 25 กิโลเฮิร์ตโดย IGBTและตัวของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ต่อในลักษณะฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์และใช้ไอซี SG3526 มาทำการควบคุมความถี่ และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ตามข้อมูลที่ส่งผ่านย้อนกลับจากทางเอาต์พุทของเครื่องเชื่อมในสถานะที่ไม่มีโหลดจะมีค่าอยู่ที่ 75 โวลท์และค่ากระแสในขณะทำการเชื่อมมีค่าสูงสุด 60 แอมป์

MMA WELDING

Sarawut Bhoriboon
Adisak Maneerat
Somsak Cheersirikul Advisor
2001

ABSTRACT

This paper present the design and test report for electronic welding . Initially, the rectifier and filter circuit change the alternating current 220 Volts 50 Hz line to direct current 311 Volts. Subsequently, the direct current will change to high frequency pulses (about 25 KHz) by IGBTdevice which inside are half-bridge converter circuit and control switching characteristic by SG3526. It can variable frequency and pulse width which it receive data form output section to continue the process. Finally, welding electronic has output voitage 75 volts (no load) and maximum welding current is about 60 amps.

สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของ เครื่องเชื่อม	10
2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส	10
2.1.1 ไดโอดเรียงกระแส	11
2.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส	12
2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	13
2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	13
2.2.2.ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	14
2.2.3. พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	15
2.2.4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	16
2.2.5. พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	17
2.3 วงจรควบคุม	17
2.3.1. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	18
2.3.2. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	19
2.4 วงจรขับ	21
2.4.1. วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	21
2.4.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	23
2.5 วงจรสับเบอริ์	26
2.5.1. วงจรสับเบอริ์ช่วงหยุดนำกระแส	26
2.5.2 วงจรสับเบอริ์ป้องกันแรงดันเกิน	28
2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	29
2.6.1 ฟอสต-รีคัพเวอร์และอุลตราฟอสตรีคัพเวอร์ไดโอด	30
2.6.2 ซอตตีไคไดโอด	30
2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	30
2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต	32
2.6.5 IGBT	36
บทที่ 3 หลักการทำงานของวงจร	41
3.1 ส่วนของวงจรควบคุม	41
3.1.1 วงจรป้อนกลับ	42
3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์	43

	หน้า
3.1.3 วงจรขับ	45
3.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตชิง	45
3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุต	47
3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	47
3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	48
บทที่ 4 การทดสอบการทำงาน	52
4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจร	52
4.2 ผลการทดลองวัดประสิทธิภาพของ เครื่องเชื่อม	55
บทที่ 5 สรุป	60
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	
ภาคผนวก	

บทที่ 1

บทนำ

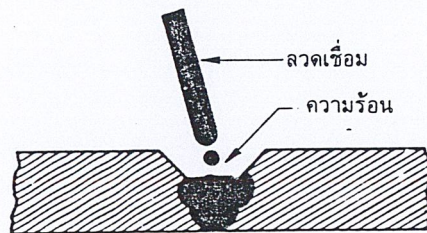
งานเชื่อมในปัจจุบันนั้นเป็นที่นิยมกันอย่างแพร่หลาย โดยจะใช้วิธีการเชื่อมในการประกอบชิ้นงานชิ้นสำเร็จรูป งานเชื่อมจึงมีทั้งลักษณะที่หายากจนถึงลักษณะงานที่ละเอียดมาก เริ่มตั้งแต่ใช้เทคโนโลยีขั้นพื้นฐานไปจนถึงการใช้เทคโนโลยีขั้นสูงเพื่อที่จะให้ได้ลักษณะงานตามที่ต้องการ การควบคุมการทำงานจึงเป็นส่วนที่สำคัญสามารถแบ่งย่อยๆ ได้เป็น การควบคุมการทำงานด้วยตัวเอง และการควบคุมการทำงานด้วยระบบอัตโนมัติ ซึ่งในปัจจุบันได้มีการนำคอมพิวเตอร์เข้ามาช่วยในการทำงานได้อีกด้วย เนื่องจากคอมพิวเตอร์ช่วยให้สามารถทำงานได้อย่างถูกต้อง และรวดเร็ว

1.1 การจำแนกประเภทของงานเชื่อม

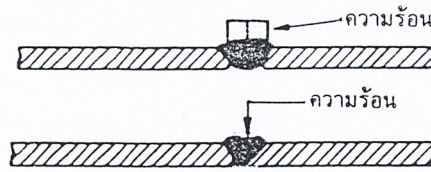
การเชื่อมโลหะ (Welding of Metal) สามารถจำแนกออกได้เป็น 2 ประเภท คือ

1.1.1 การเชื่อมหลอมเหลว (Fusion Welding)

การเชื่อมหลอมเหลว เป็นการเชื่อมโดยการใช้ความร้อนทำให้ชิ้นงานหลอมเหลวบริเวณที่จำกัด ณ อุณหภูมิค่าหนึ่ง และใช้วัสดุอย่างเดียวกันกับชิ้นงานเป็นตัวเติมรอยประสาน หรือไม่เติมก็ได้ดังแสดงในรูปที่ 1.1 และ 1.2

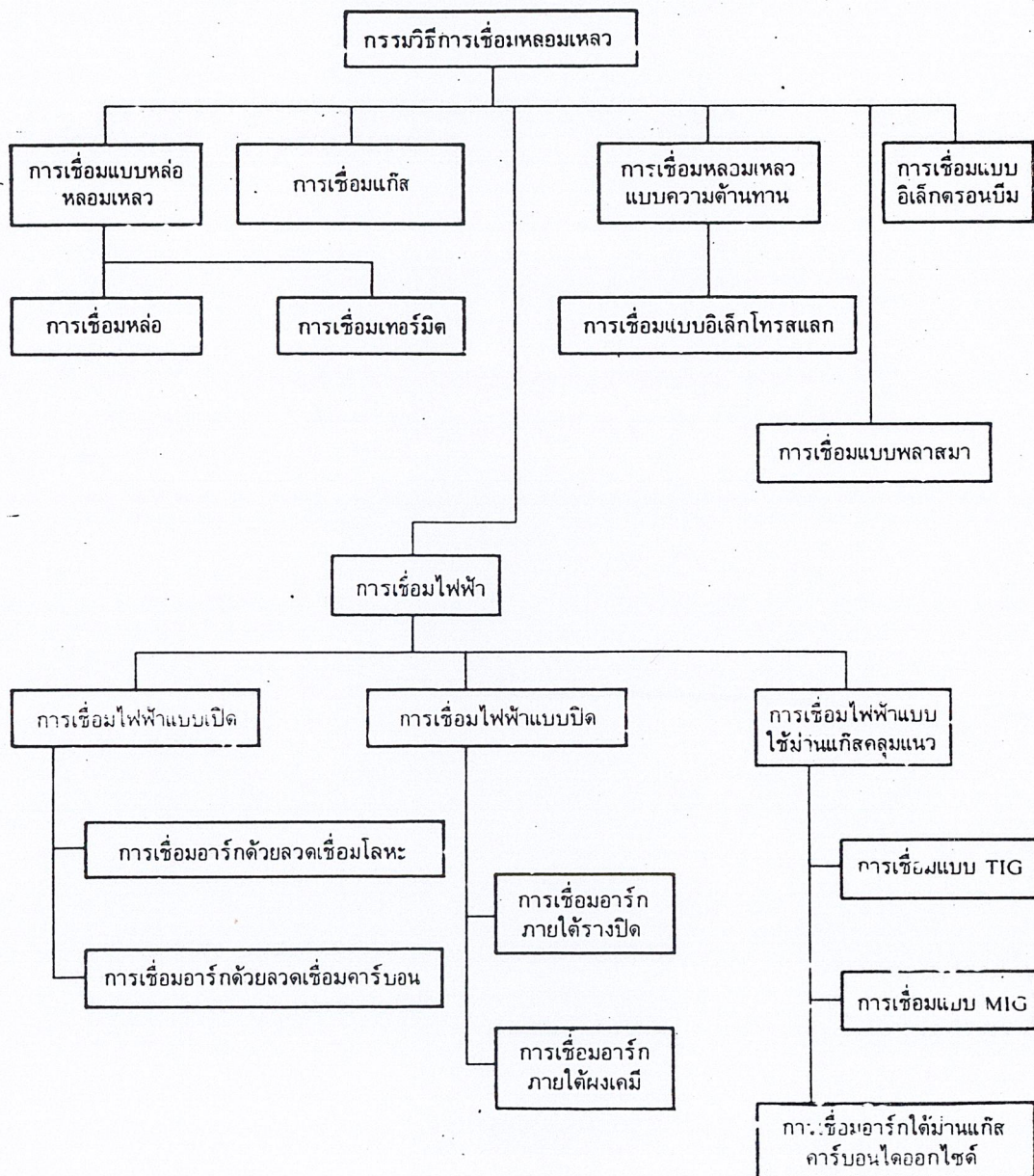


รูปที่ 1.1 การเชื่อมหลอมเหลวใช้ลวดเชื่อมเติมเนื้อประสาน



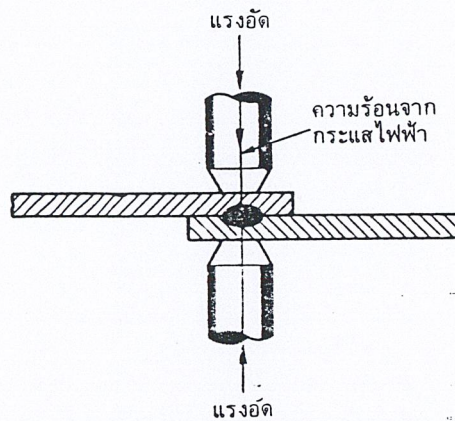
รูปที่ 1.2 การเชื่อมหลวมเหลวไม่ใช้ลวดเชื่อมเติมเนื้อประสาน

การเชื่อมหลวมเหลวในลักษณะนี้ทำได้หลายวิธีดังแสดงในแผนผังรูปที่ 1.3

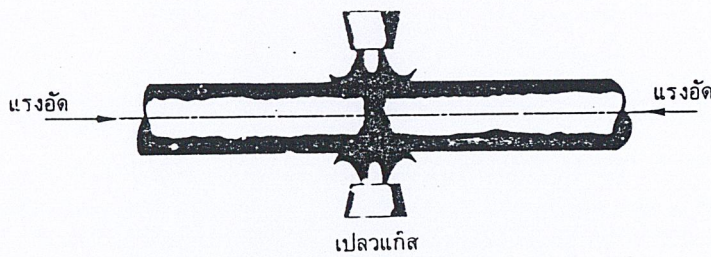


รูปที่ 1.3 แผนผังกรรมวิธีเชื่อมหลวมเหลวแบบต่างๆ

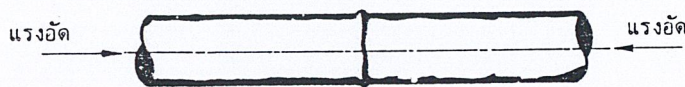
1.1.2 การเชื่อมอัด เป็นการเชื่อมโดยให้ความร้อนบริเวณที่ต้องการเชื่อมจุดใดจุดหนึ่งเป็นการเฉพาะโดยให้ความร้อนจนถึงจุดหลอมตัวหรือเกือบถึงจุดหลอมตัว จากนั้นจึงใช้แรงอัดอัดส่วนที่หลอมตัวหรือเกือบจะหลอมตัวจนผิวงานติดกันเป็นจุด หรือ รอยเชื่อมตลอดแนวดังรูปที่ 1.4 1.6



รูปที่ 1.4 การเชื่อมอัดแบบเชื่อมจุด

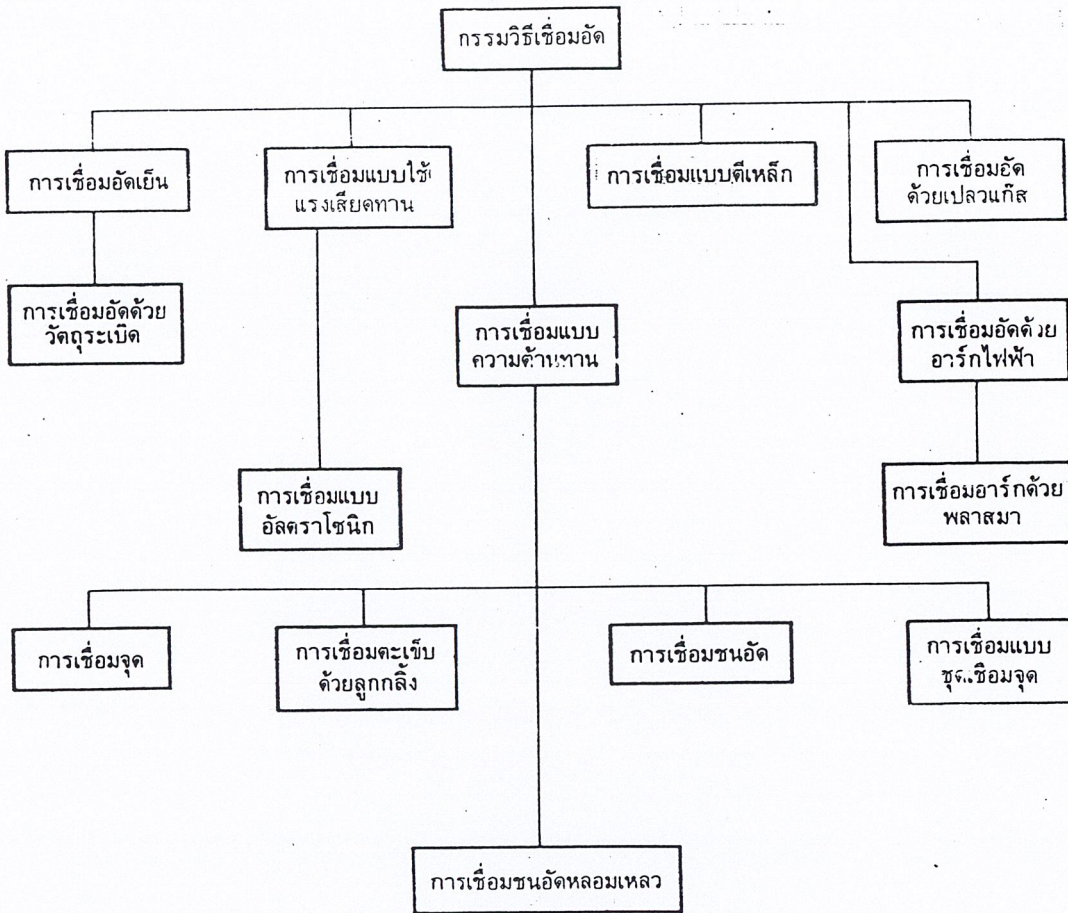


รูปที่ 1.5 การเชื่อมอัดด้วยเปลวแก๊ส



รูปที่ 1.6 การเชื่อมอัดเย็น

การเชื่อมอัดนี้สามารถทำได้หลายวิธีเช่นกันดังแผนผังรูปที่ 1.7



รูปที่ 1.7 แผนผังกรรมวิธีเชื่อมอัดแบบต่างๆ

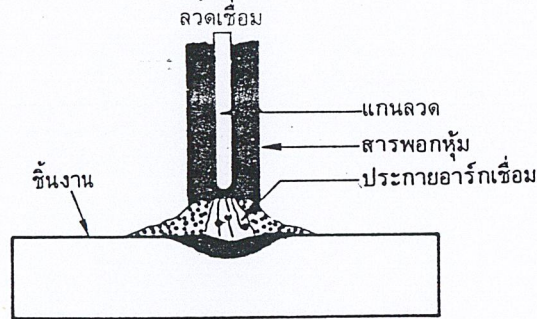
งานเชื่อมมีหลายแบบมากมายแต่เราจะมาสนใจการเชื่อมแบบหลอมเหลวซึ่งจะแบ่งได้ตามชนิด และหลักการดังต่อไปนี้

1.2 การเชื่อมอาร์กไฟฟ้าแบบหลอมเหลว

การเชื่อมอาร์กไฟฟ้าแบบหลอมเหลวนั้นสามารถทำได้หลายวิธีซึ่งแตกต่างกันตามชนิดของงาน, วัสดุที่เป็นชิ้นงาน, ความหนาของชิ้นงาน, วัสดุประสานและชนิดของวัสดุที่ใช้ทำให้เกิดการอาร์ก ส่วนด้านการออกแบบเครื่องเชื่อม จะต้องมีการออกแบบกลไกสำหรับควบคุมการเชื่อมแตกต่างกันออกไปตามลักษณะการใช้งานดังแสดงในแผนผังรูปที่ 1.8

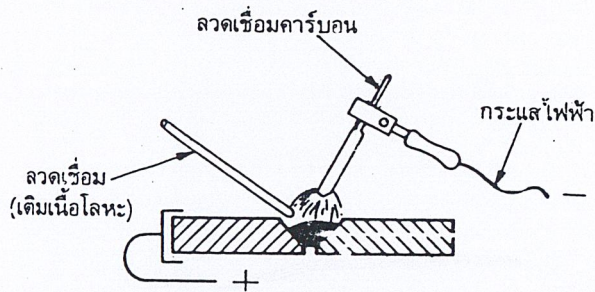
การเชื่อมอาร์กไฟฟ้าแบบหลอมเหลวสามารถแบ่งออกเป็น 2 วิธีใหญ่ๆด้วยกันคือ

1.2.1 การเชื่อมแบบเปิด เป็นการเชื่อมแบบที่สามารถมองเห็นประกายการอาร์กได้ในขณะที่มีการเชื่อมสิ่งที่ปกคลุมจุดที่ทำการเชื่อมในที่เปิด และมีอากาศไหลผ่านคือคัตวไฟ และแก๊สที่ลุกไหม้เกิดตะกั่วเชื่อมซึ่งตะกั่วเชื่อมคือสารพอกหุ้ม ซึ่งพอกหุ้มลวดเชื่อมเมื่อหลอมละลายจากการอาร์กรวมตัวกับวัสดุชิ้นงานและสิ่งสกปรก สารพอกหุ้มจะหลอมละลายปิดแนวเชื่อมไว้ดังรูปที่ 1.9

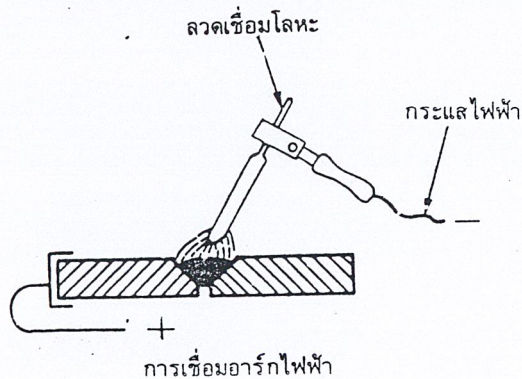


รูปที่ 1.9 การเชื่อมอาร์กไฟฟ้าแบบเปิด

การเชื่อมอาร์กแบบเปิดนั้นสามารถทำได้ 2 วิธีคือการเชื่อมอาร์กไฟฟ้าแบบเปิดโดยใช้ลวดคาร์บอน และการเชื่อมอาร์กไฟฟ้าแบบเปิดโดยใช้ลวดเชื่อมโลหะดังแสดงในรูปที่ 1.10 และ 1.11 ตามลำดับ

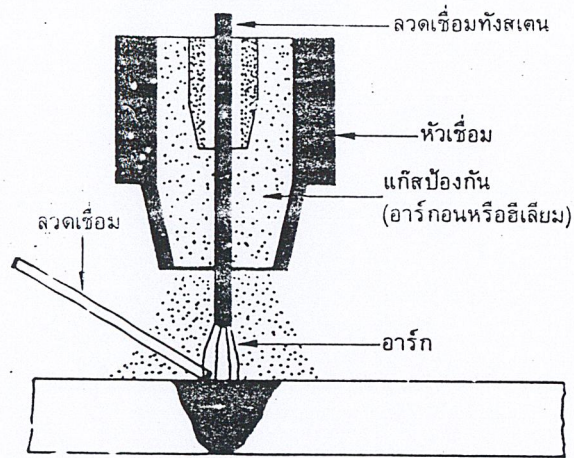


รูปที่ 1.10 การเชื่อมอาร์กไฟฟ้าแบบเปิด (หลอมเหลว) โดยใช้ลวดเชื่อมคาร์บอน

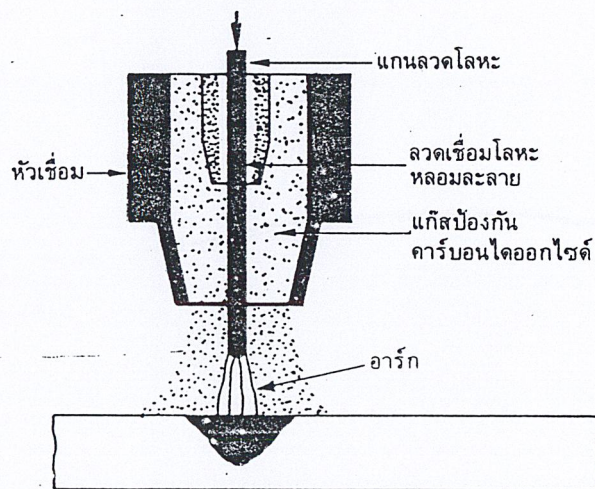


รูปที่ 1.10 การเชื่อมอาร์กไฟฟ้าแบบเปิด (หลอมเหลว) โดยใช้ลวดเชื่อมโลหะ

1.2.2 การเชื่อมแบบปิด การเชื่อมแบบนี้สามารถมองเห็นประกายของการอาร์กได้แก๊สที่ปล่อยออกมาจากหัวเชื่อมจะทำหน้าที่เป็นมันแก๊สปกคลุมโลหะในบ่อหลอมของการเชื่อมไม่ให้ไปทำปฏิกิริยากับอากาศ แก๊สที่ใช้เป็นแก๊สเชื่อมคุณภาพสูงดังรูปที่ 1.12 และ 1.13



รูปที่ 1.12 การเชื่อมภายใต้มันแก๊สเฉื่อยโดยใช้ลวดเชื่อมทั้งสแตน



รูปที่ 1.13 การเชื่อมภายใต้มันแก๊สเฉื่อยโดยใช้ลวดเชื่อมโลหะ

1.3 ชนิดของเครื่องเชื่อม

เครื่องเชื่อมสามารถแบ่งลักษณะโครงสร้างได้ดังนี้

1.3.1 เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบเจนเนอร์เรเตอร์ เป็นเครื่องเชื่อมที่ผลิตไฟฟ้ากระแสตรงให้การเชื่อมซึ่งปริมาณของกระแสจะขึ้นอยู่กับขนาดของเครื่องแต่ละเครื่องและเนื่องจากส่วนใหญ่จะมีขนาดใหญ่จึงนิยมให้ โรเตอร์เป็นชุดสนามแม่เหล็กหมุนรอบและสเตเตอร์เป็นชุดอยู่กับที่ โดยอาศัยมอเตอร์หรือเครื่องยนต์เป็นตัวขับเคลื่อนโรเตอร์ ทำให้เกิดการตัดกันของสนามแม่เหล็กและทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลได้

1.3.2 เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบทรานส์ฟอร์มเมอร์ ซึ่งอาศัยหลักการส่งผ่านพลังงานในลักษณะของสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยให้แรงดันที่ขดปฐมภูมิมีแรงดันสูงและมีกระแสต่ำ ส่วนขดทุติยภูมินั้นให้มีกระแสสูงแต่แรงดันต่ำ โดยอาศัยหลักการทางหม้อแปลง พบว่าขดทางทุติยภูมิจะมีขนาดใหญ่และมีรอบน้อยเพื่อนำกระแสได้สูง

1.3.3 เครื่องเชื่อมไฟฟ้าแบบเรกติไฟเออร์ โดยใช้คุณสมบัติของสารกึ่งตัวนำซึ่งสามารถที่จะนำกระแสได้ทิศทางเดียว ทำให้เอาท์พุทที่ได้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยมีหม้อแปลงเป็นตัวส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าและมีสารกึ่งตัวนำเป็นตัวกรองกระแสอีกทีหนึ่ง

เราสามารถเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของการเลือกใช้เครื่องเชื่อมไฟฟ้าทั้ง 3 แบบได้ดังตารางที่ 1

เครื่องเชื่อมที่ได้จัดทำและค้นคว้านี้เป็นเครื่องเชื่อมอาร์กไฟฟ้าหลอมเหลวแบบเปิด ซึ่งมีโครงสร้างแบบเรกติไฟเออร์ซึ่งเครื่องเชื่อมนี้สามารถนำไปพัฒนาใช้อีกหลายประเภทชนิดของการเชื่อม

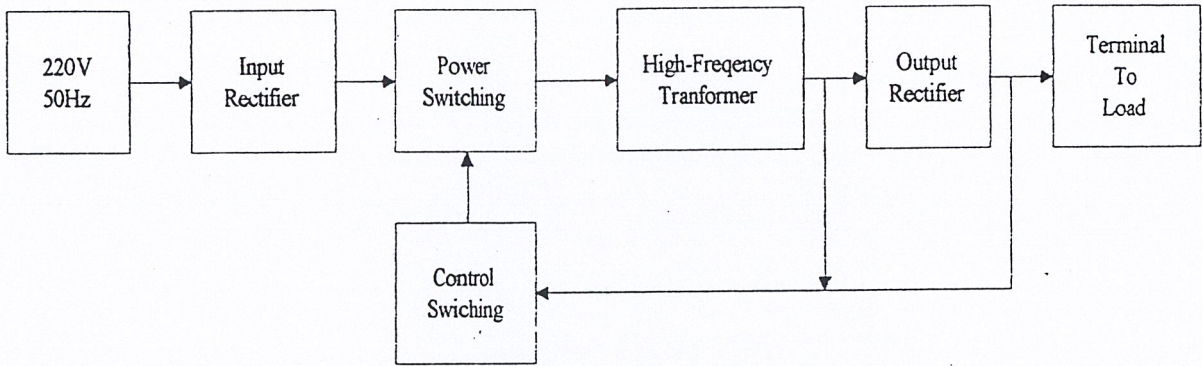
เราสามารถเปรียบเทียบลักษณะการทำงานได้ดังตาราง ต่อไปนี้

ตารางที่ 1 ตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติของเครื่องเชื่อมแต่ละชนิด

คุณสมบัติทั่วไป	เครื่องเชื่อมแบบ เยนอเรเตอร์	เครื่องเชื่อมแบบ เรกติไฟาย	เครื่องเชื่อมแบบ หม้อแปลง
ชนิดของกระแสไฟเชื่อม	กระแสไฟตรง	กระแสไฟตรง	กระแสไฟสลับ
การเลือกใช้ขั้วเชื่อม	ได้	ได้	ไม่ได้
การเกิดประกายอาร์กเชื่อม	ง่าย	ง่าย	ง่าย-ยาก
ความแรงของประกายอาร์ก	สูง	สูง	ไม่ดีพอ
ลักษณะของภาวะ	คงที่	คงที่	ไม่คงที่
$\text{Cos } \phi$ ไม่ปรับแก้	~ 1	~ 0.3	~ 0.3
$\text{Cos } \phi$ ปรับแก้แล้ว	ทำไม่ได้	0.7-0.8	0.7-0.8
ความสูญเสียกำลังขณะเปล่างาน	สูง	ปานกลาง	ต่ำ
ประสิทธิภาพ (η)	0.6	0.7-0.8	0.8-0.9
การบำรุงรักษา	สูง	ปานกลาง	ต่ำ
ราคาต้นทุน	สูง	ปานกลาง	ต่ำ

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้า



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบของพื้นฐานของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์

การทำงานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าเริ่มจากการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรตซ์ ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูง ประมาณ 311 โวลต์ โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส จากนั้นนำไฟกระแสตรงที่ได้มาสู่วิธีที่ความถี่สูงโดยวงจรเพาเวอร์สวิตช์ สำหรับแหล่งจ่ายที่จัดทำขึ้นจะใช้วงจรเพาเวอร์สวิตช์แบบฮาล์ฟไฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ พัลส์ที่ได้จากการสวิตช์จะยังคงมีแรงดันค่าสูงเกินกว่าแรงดันใช้งานอยู่ การลดแรงดันให้ต่ำลงสามารถทำได้โดยการส่งพลังงานผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งจะเป็นการแยกส่วนระหว่างส่วนของแรงดันสูงที่เชื่อมต่อกับไลน์กับส่วนใช้งานแรงดันต่ำได้อีกด้วยจากนั้นก็นำพัลส์ที่ได้จากการคัปปลิงนี้มาผ่านหม้อแปลงเพื่อทำการเรียงกระแสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงอีกครั้งเมื่อแหล่งจ่ายทำงานจะมีการป้อนกลับที่ค่าแรงดันจากขดลวดทุติยภูมิ มายังวงจรควบคุมการสวิตช์ของวงจรเพาเวอร์สวิตช์ โดยผ่านการเรียงกระแสให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเช่นกัน โดยที่วงจรควบคุมนี้จะทำการปรับคาบเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตที่วงจรเพาเวอร์สวิตช์ให้ได้กระแสตามความต้องการของโหลด

จากพื้นฐานของวงจรสวิตช์ ซึ่งโครงสร้างของวงจรสวิตช์นี้ก็สามารถแบ่งออกไปได้หลายชนิด เพื่อใช้ในงานที่แตกต่างกัน ทั้งยังมีส่วนประกอบอื่นที่สำคัญ ซึ่งรายละเอียดและข้อมูลต่าง ๆ ได้เรียบเรียงไว้ตามลำดับดังนี้

2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส นับว่าเป็นส่วนสำคัญของวงจร ในวงจรในส่วนอินพุตและเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทอนกระแสของฟิวส์ และ วงจรกรองสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์

สำคัญ 2 ตัวคือ ตัวเก็บประจุรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักๆ ในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

2.1.1 ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะกับการใช้งานควรมีข้อควรพิจารณาดังนี้

2.1.1.1 ค่ากระแสกระชาก ;I(fsm)

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

$$I_{fsm} = \frac{V_p}{(R_s + ESR)} \quad (2.1)$$

เมื่อ V_p คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท

ERS คือ ค่าความต้านทานแฝง ในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

R_s คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรียงกระแสจะมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก $I(fsm)$ ประมาณ 20 ถึง 30 เท่าของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของมัน โดยไดโอดที่ใช้จะต้องมีอัตราทนกระแสกระชากที่มากกว่าค่ากระแสที่คำนวณได้จากสมการ ค่ากระแสกระชากอาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ R_s แต่จะทำให้เครื่องมีประสิทธิภาพลดลงเนื่องจากเกิดกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน

2.1.1.2 ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง; I(frm)

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุรองกระแสนั้นได้มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุรองกระแส

2.1.1.3 ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง; I(fm)

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับในขณะที่ทำงาน การพิจารณาค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัตินั้นควรเผื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด $I(fm)$ ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่เราคำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

2.1.1.4 อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด; V(rrm)

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับของไดโอด วงจรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรเผื่อค่าแรงดันไบแอส

กลับ ให้มีค่ามากกว่าแรงดัน ยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีนี้อาจเกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟสลับ

2.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส

ตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้นและช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

2.1.2.1 อัตราทนกระแสระลอก (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุกรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเอง ซึ่งค่ากระแสจะเป็นผลให้ตัวเก็บประจุร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุกรองกระแสจะต้องให้ค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้ เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุขนาดกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

2.1.2.2. แรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส จะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุททำให้แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรจะยอมให้มีแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาท์พุท

ค่าของตัวเก็บประจุกรองกระแส สามารถคำนวณได้จาก

$$C = \frac{I_c \Delta t}{\Delta V_{ripple}} \quad (2.2)$$

เมื่อ I_c คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส

Δt คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ

ΔV_{ripple} คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อม

2.1.2.3. ช่วงเวลาโฮลด์อัป(Holdup Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัป เป็นช่วงเวลาที่ยังสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด

เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับที่มีต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้วงจรสวิตชิ่งนี้มีค่าเวลาไฮลด์อัฟ ตัวเก็บประจุที่ใช้ต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้คอนเวอร์เตอร์เมื่อมันหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

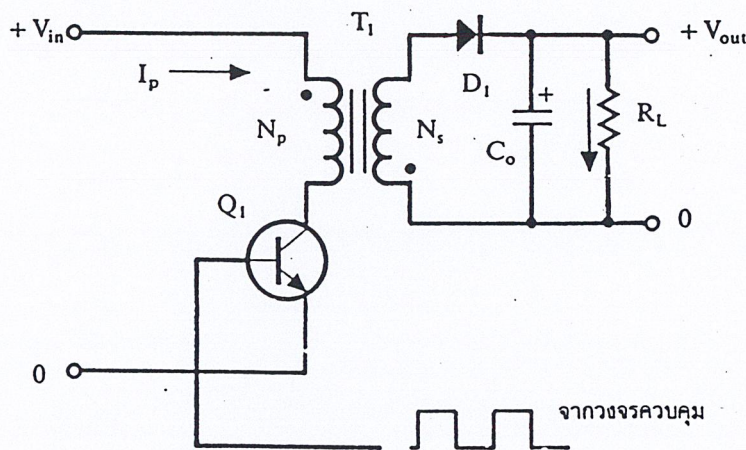
2.1.2.4. อัตราทนแรงดัน(Voltage Rating)

ตัวเก็บประจุกรองกระแสต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของวงจรคอนเวอร์เตอร์

2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์ตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟกระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นค่าแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้คอนเวอร์ตอร์นั้นมีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์ตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ จะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T_1 จะกำหนดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแสทำให้มีการสะสมพลังงานของขดลวดที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T_1 แทนเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสสนามแม่เหล็ก T_1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมอยู่ในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดทุติยภูมิ

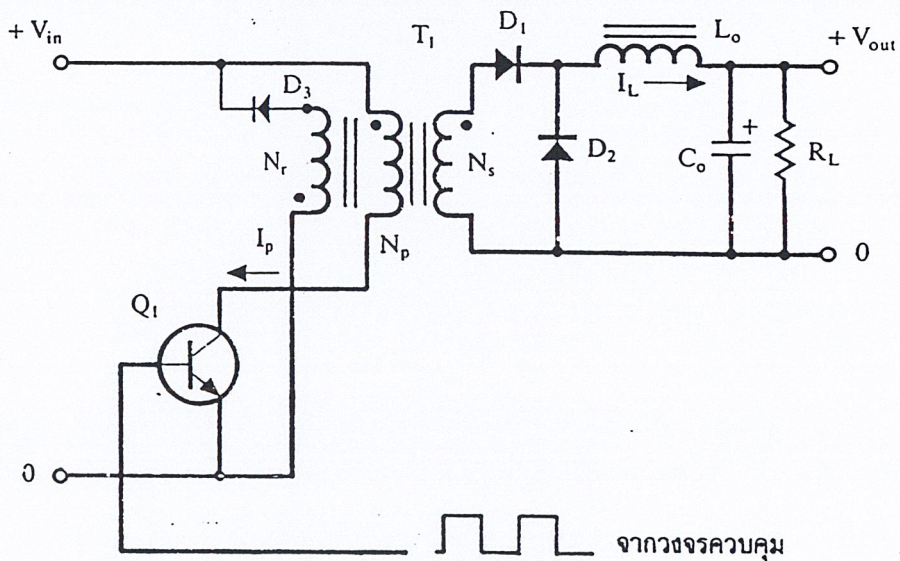
และจะมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนักโดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

2.2.2. ฟอ์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูป 2.4 จะเห็นได้ว่าฟอ์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T_1 ในฟอ์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงแต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะที่ถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D_1 และตัวเหนี่ยวนำ L ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C และไหลได้ขณะที่มีค่ากระแสไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวของมันด้วย เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน L จะยุบลงตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ไดโอด D_2 ออกไปยังโหลดได้จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแสและหยุดนำกระแสทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าค่าของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอ์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตามที่ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอ์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

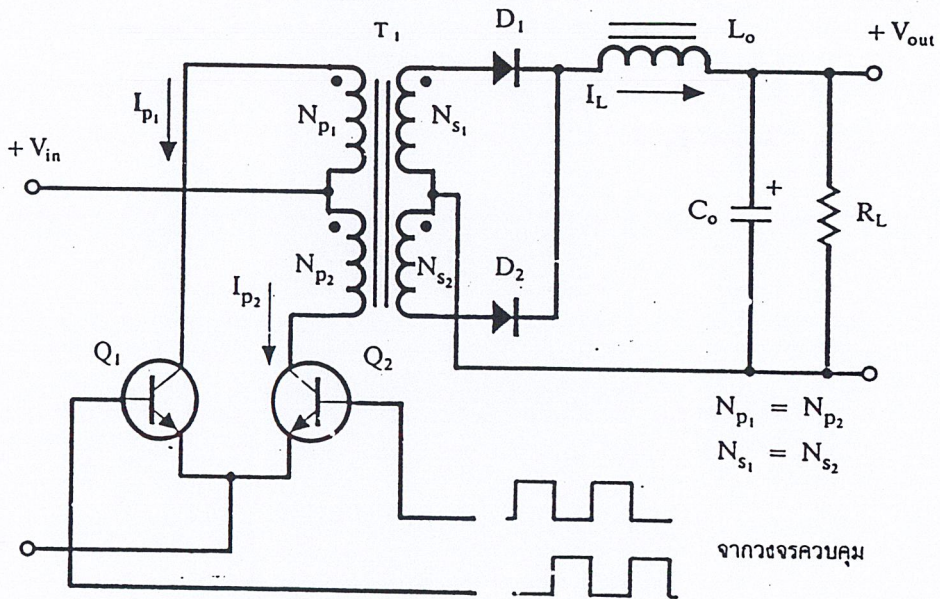


รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟอ์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

2.2.3. พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

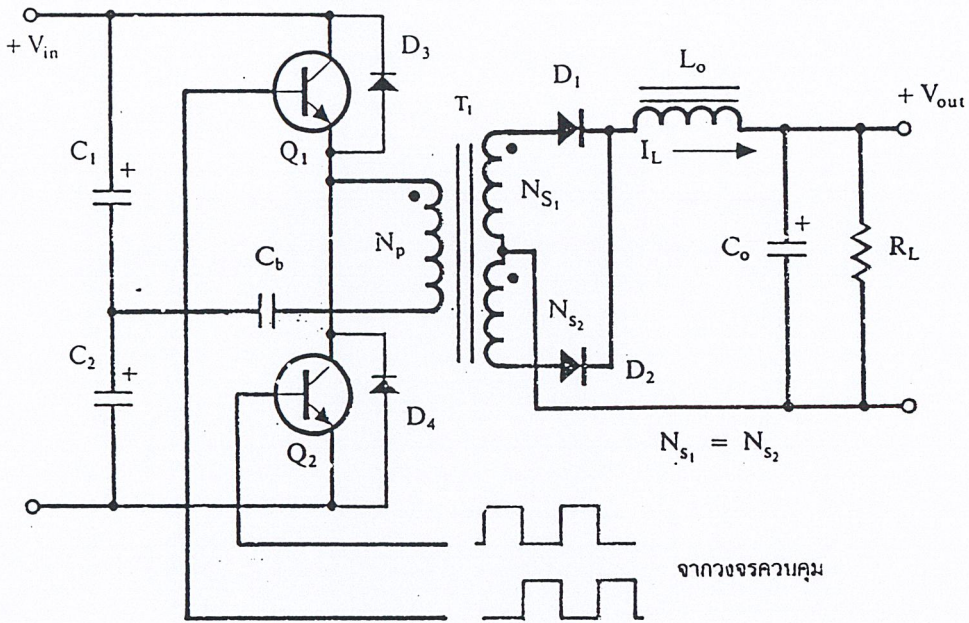
พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแส จะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจรสวิตช์ที่ต้อ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

จากรูปที่ 2.5 Q1 และ Q2 นั้นจะผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาของการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับแต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน L_o ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้นโหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตามเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจร พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน



รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

2.2.4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



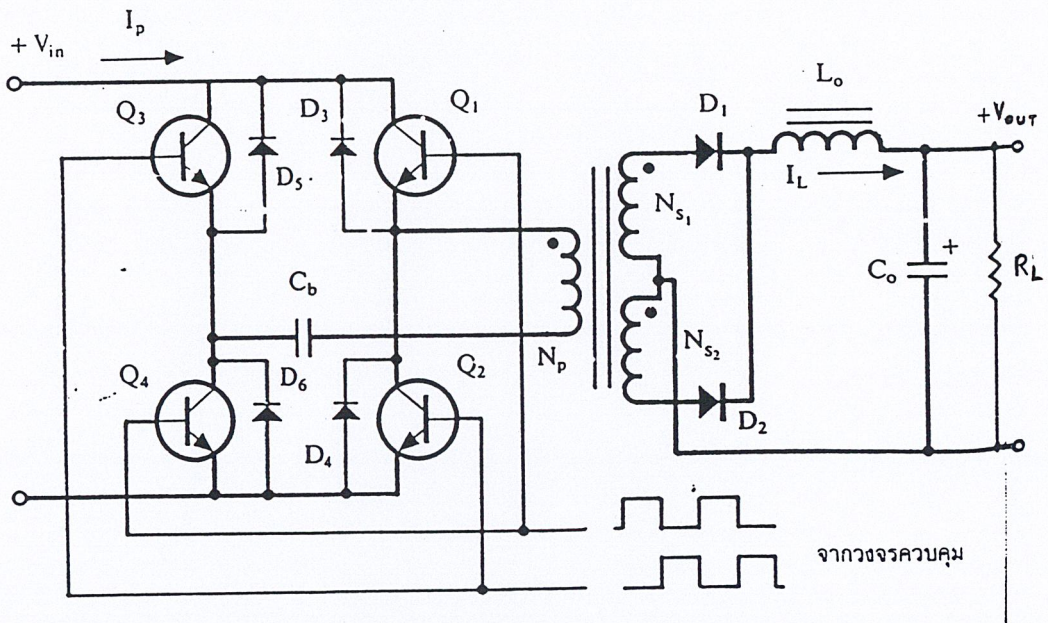
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับฟูล-พูลคอนเวอร์เตอร์และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้วและลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้นคือ เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของฟูล-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะที่ทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.2.5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 นำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุท กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่าวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตช์ที่ต้องการมีกำลังงานสูง ๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

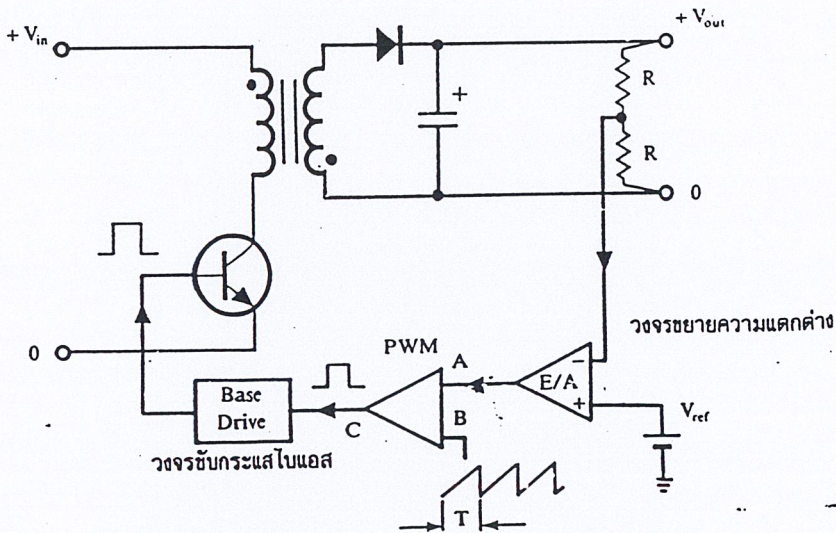
2.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชันเป็นหลักการใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ จะสามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ โหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

2.3.1. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

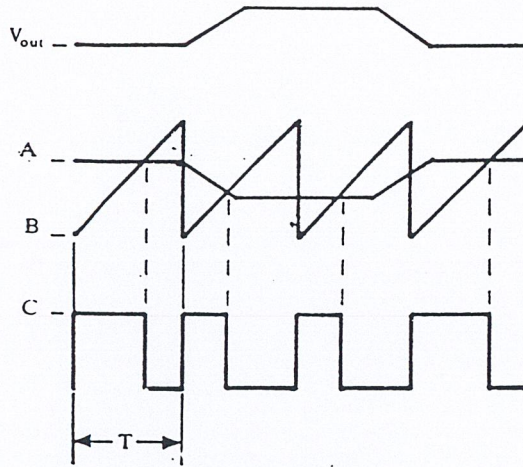
การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุต มาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป

จากรูปที่ 2.8 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่น โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาต์พุตที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่นจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีความกว้างที่เท่ากับควมเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดดูเลชั่นค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมแรงดัน

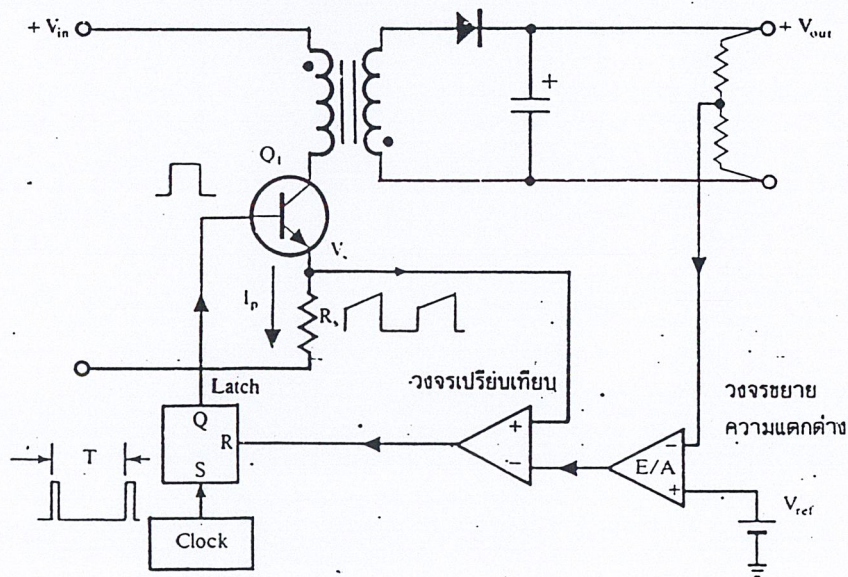
เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ตติ้ง ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์



รูปที่ 2.9 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม

พุ่มีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุทของวงจรมอดดูเลชั่นจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลงแรงดันจุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นความกว้างของพัลส์ที่เอาท์พุทของวงจรมอดดูเลชั่นจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทไว้ได้

2.3.2. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

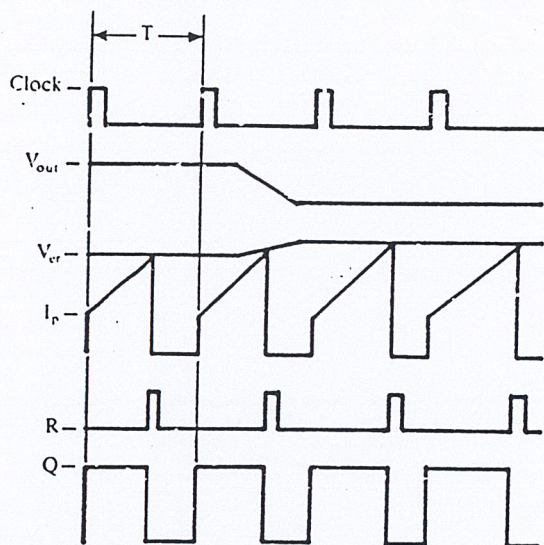


รูปที่ 2.10(ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่า โหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาจากรูป 2.10(ก) การทำงานของจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจร ควบคุมโดยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ติงของวงจรเปรียบเทียบ ให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแสไหล ผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q_1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย



รูปที่ 2.10 (ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้น เมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาต์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วยทำให้ความกว้างของเอาต์พุทพัลส์ลดลงเพาเวอร์

ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน Vs จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต้องวางจรรยาบรรณความแตกต่าง EVA เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุทมีค่าลดลง เอาต์พุทของวงจรรักษาความแตกต่าง EVA จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน Vs มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุทของวงจรรักษาความแตกต่าง EVA ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุทของวงจรรักษาความแตกต่าง EVA จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่นและแรงดันที่วงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.10(ข)

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจกกระแสมีข้อดีกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจกแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุทเมื่อเกิดทรานเซียนต์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่ต้องรอให้สัญญาณการป้อนกลับจากเอาต์พุท
2. สามารถป้องกันกระแสไหลตกลับได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. สามารถต่อขานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นและกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

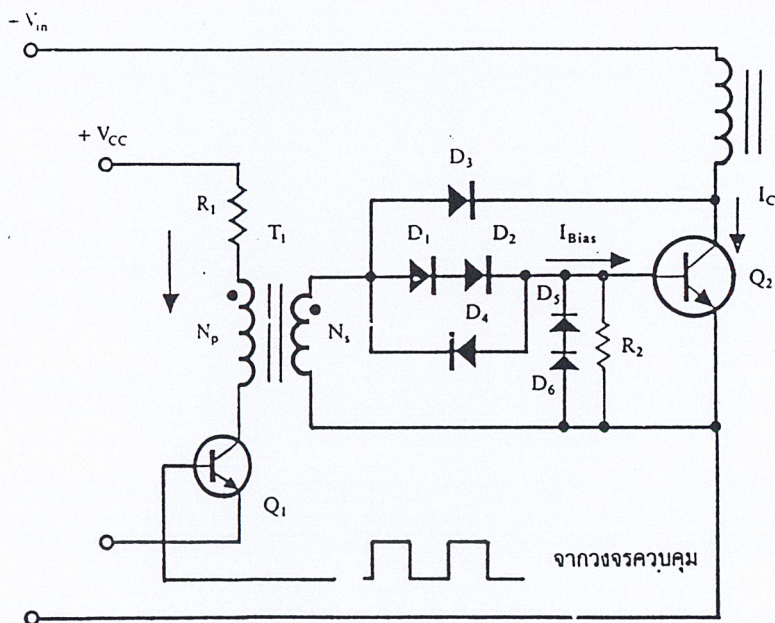
2.4 วงจรขับ

2.4.1. วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้ นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรรีบกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

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

2.4.1.1. วงจรขับกระแสไบแอสโดยที่ใช้หม้อแปลงและเบเกอร์แคลมป์ เบเกอร์แคลมป์เป็นวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์ เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสมเมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอิมิตเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.11



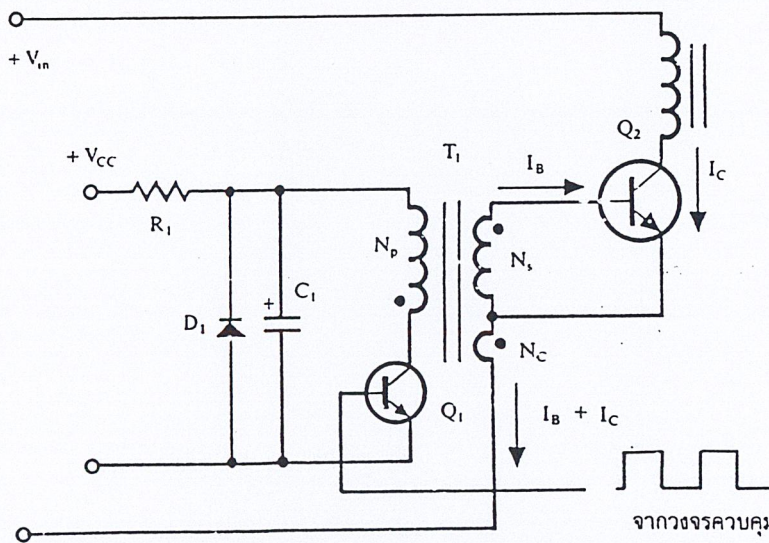
รูปที่ 2.11 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่แบบเบเกอร์แคลมป์

2.4.1.2. วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

เป็นวงจรขับกระแสไบแอสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูงๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบแอสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบแอสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์เคลมพ์ที่ป้องกันไม่ให้ประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดง วงจรในรูปที่ 2.12

2.4.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในเพาเวอร์ที่ผ่านตัวทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม แต่ต้องใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

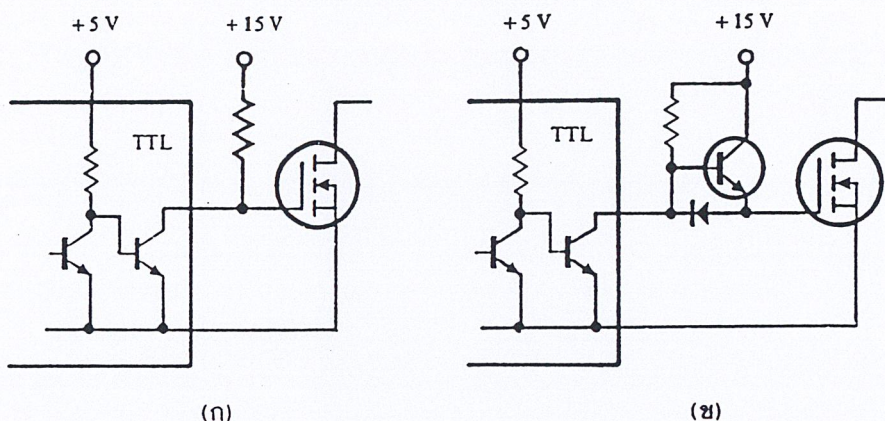
2.4.2.1. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟต ด้วยไอซี ชนิด TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและการรับกระแสที่เอาท์พุท นั้นมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอส

เฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว

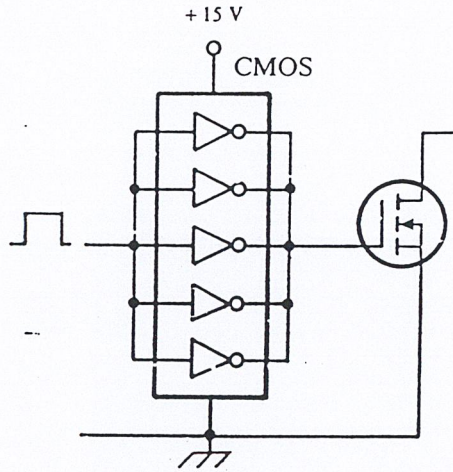
รูปที่ 2.13 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูล์อัฟฟรีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงาน และการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูล์อัฟฟรีซิสเตอร์

รูปที่ 2.13 (ข) ทหรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วยและวงจรขับจะเพิ่มทหรานซิสเตอร์เข้ามาอีกหนึ่งตัวเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น



รูปที่ 2.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

2.4.2.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

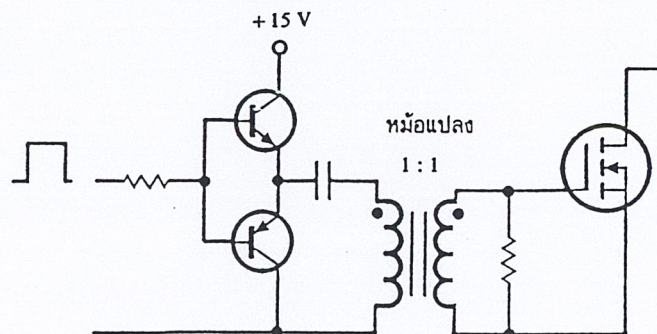


รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

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

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันจะทำให้สามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

2.4.2.3. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่าง จะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟต มากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

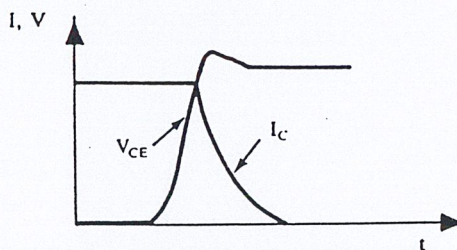
การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของค่า แรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.15

2.5 วงจรสแน็บเบอริ์

วงจรสแน็บเบอริ์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อที่ลดการเกิดกำลังสูญเสียและ ป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสแน็บเบอริ์นี้อาจ แบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสแน็บเบอริ์ช่วงหยุดนำกระแส และสแน็บเบอริ์ป้องกันแรงดันเกิน วงจร สแน็บเบอริ์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอดเรียกว่า วงจร RCD สแน็บเบอริ์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

2.5.1. วงจรสแน็บเบอริ์ช่วงหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานโดยเฉพาะอย่างยิ่ง ขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่ แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็วดังรูป 2.16

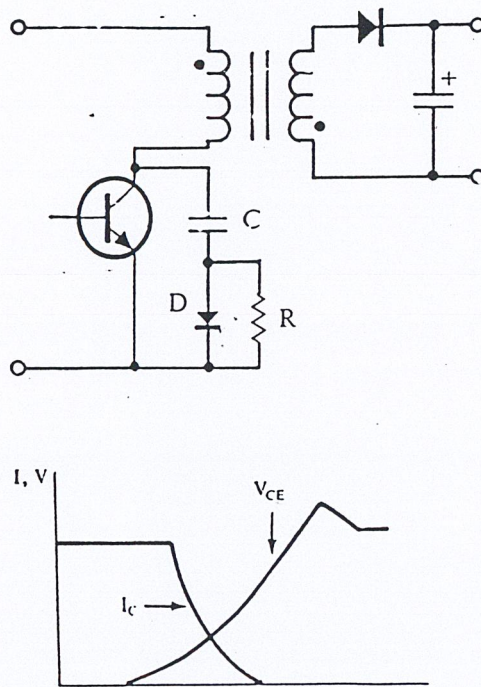


รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสแน็บเบอริ์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อจะ ควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่าน

ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกันซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับ-เบอร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.17

การทำงานของวงจรสับเบอร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบอร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์ก็จะถูก หน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นั้น ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกันและจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรสับเบอร์ช่วยหยุดนำกระแส

ขณะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ทิ้งไปแรงดันตกคร่อม C1 ก็จะลดต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไปค่าของ C1 และที่ R1 เหมาะสมหาได้จาก

$$C1 = \frac{(I_P \times t_{ON} \pi)}{2 \times V_{ir}} \quad (2.3)$$

$$R1 = \frac{t_{on} \text{ (min)}}{2 \times 3 \times C_1} \quad (2.4)$$

เมื่อ I_p คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์

t_{on} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การคายประจุของ $C1$ ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว $R1$ สูง ดังนั้นตัวต้านทาน $R1$ จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน $R1$ หาได้จาก

$$P_d = \frac{C_1 (2V_{in})^2}{2T} \quad (2.5)$$

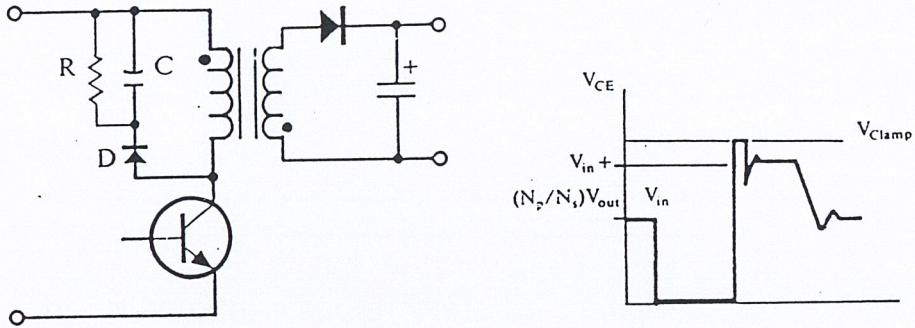
เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.5.2 วงจรสับเบอรัป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบอรัป้องกันแรงดันเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอรัสามารถต่อได้ดังรูปที่

2.18

การทำงานของวงจรสับเบอรัป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ $R1$ จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ที่ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ขณะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และ เนื่องจากที่แรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสับเบอริ์ป้องกันแรงดันเกิน

วงจรสับเบอริ์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กอินเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2}CV_c^2 = \frac{1}{2}L_iI_p^2 \quad (2.6)$$

เนื่องจาก Vc จะมีค่าได้ไม่เกิน $V_{ceo}-V_{clamp}$ ดังนั้น

$$C = \frac{L_iI_p^2}{(V_{ceo} - V_{clamp})^2} \quad (2.7)$$

- เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ
- I_c คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- V_{ceo} คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานทั้งในขณะนำกระแสและในขณะเปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดับตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

2.6.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 200 คือ 750 นาโนวินาทีซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเลาคืนตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอส กลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะที่นำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกัน คือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

2.6.2 ซอตตีไดโอด

ซอตตีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาท์แรงดันเอาท์พุทต่ำๆ และการแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดซอตตีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของซอตตีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอตตีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

ซอตตีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ซอตตีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานเซียนต์ขณะเริ่มนำกระแสสูง

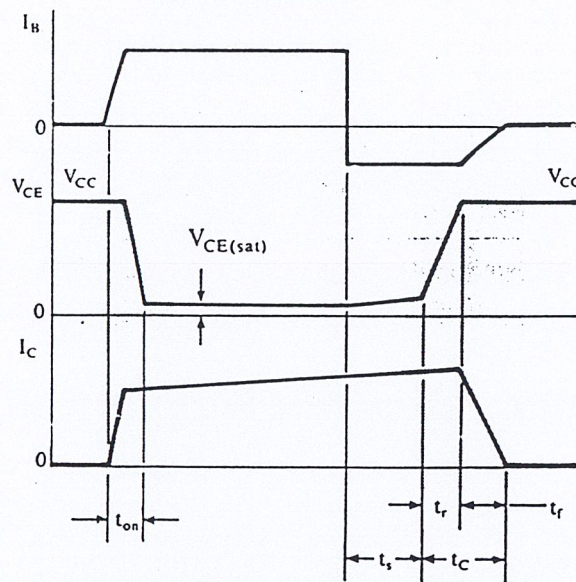
2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีดลัดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน ซึ่งที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือมีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกลงกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูงๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมิตัว สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแส ไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{cc}) จะยังคงมีค่าเท่ากับ

V_{CC} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{CE(sat)}$ ดังรูปข้างล่างกำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตามในช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำและกำลังงานสูญเสียในขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบแอสและป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้กับตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อนำกระแสขณะที่มีกระแสไบแอสอยู่



รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเลคเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเลคเตอร์จะเริ่มลดลงใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา $t_r + t_f$ จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Current)

2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงค่าประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการที่จะลดขนาดของตัวคอลเลคเตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดมอดดูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ในวงจรมีทั้งแบบที่เป็น N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุช-พูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

2.6.4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่มีการเปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

จากที่เราทราบว่าช่วงเวลาหยุดนำกระแสและนำกระแสใช้ช่วงเวลานั้นๆ แต่เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตโดยทั่วไปจะถูกใช้ที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงจะทำให้จำเป็นต้องเอาค่ากำลังงานที่สูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องด้วยช่วงหยุดนำกระแสกับนำกระแสมีช่วงเวลาใกล้เคียงกันมาก เป็นผลให้ต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลา ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงานจะมีค่าเท่ากับ

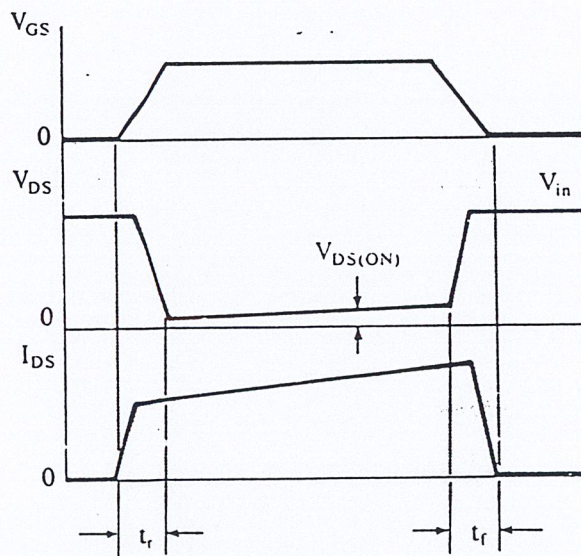
$$P_D = P_{SW(ON)} + P_{SW(OFF)} + P_C \quad (2.8)$$

$$P_{SW(ON)} = \frac{0.5 I_{pk(on)} \times V_{in} I_r}{T} \quad (2.9)$$

$$P_{SW(OFF)} = \frac{0.5 I_{pk(off)} \times V_{in} t_r}{T} \quad (2.10)$$

$$P_C = I_{Drms}^2 \times R_{DS(on)}(T_j) \quad (2.11)$$

- เมื่อ P_c คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- $P_{sw(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
- $P_{sw(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- $I_{pk(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
- I_{drms} คือ ค่ากระแส rms $R_{ds(on)}(T_j)$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิที่รอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_r คือ ช่วงเวลาขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_f คือ ช่วงเวลาขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต



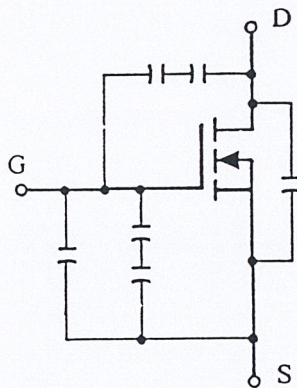
รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส

2.6.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสนั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบอัสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขในการไบอัสที่แตกต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบอัสผ่านที่ตัวเบสและอิมิตเตอร์แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

2.6.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต (Input capacitance)

เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในของเพาเวอร์มอสเฟตจะเสมือนมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆ ภายในซึ่งมักเกิดในสถานะที่ใช้กับงานความถี่สูงดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

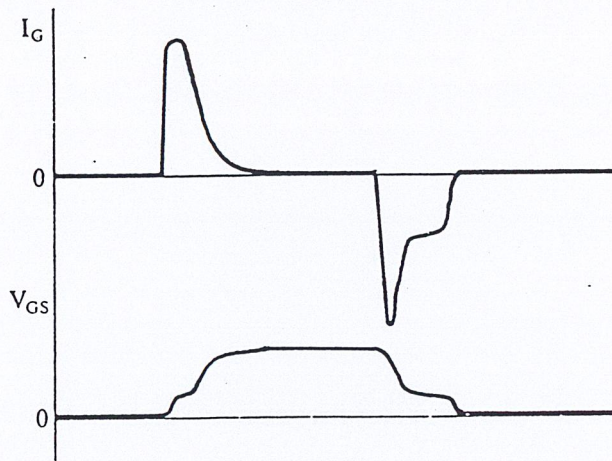
ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเหล่านี้เสียก่อนเพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงระดับแรงดันที่ขีดเริ่มเพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ดังนั้นเมื่อมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนกระทั่งแรงดันที่ตกคร่อมขา V_{gs} ลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่มเพาเวอร์มอสเฟตจึงจะหยุดทำงาน ซึ่งลักษณะรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังรูป 2.22

พบว่าค่าความจุของตัวเก็บประจุจะเป็นตัวบ่งบอกความเร็วในการเปลี่ยนแปลงสถานะของตัวเพาเวอร์ MOSFET

รูปคลื่นและลักษณะของกระแส และแรงดันที่ตกคร่อมตัวทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดงดังรูปที่ 2.22

2.6.4.4 ข้อควรพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์ MOSFET

สำหรับในกรณีของเพาเวอร์ MOSFET นั้น การเกิดเซคกันดารี เบรคดาวน์ซึ่งเกิดในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เนื่องจากค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส นั้นจะมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นจากกระแสที่ไหลผ่านระหว่างรอยต่อ ทำให้มันมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้กระแสลดลง เพาเวอร์ MOSFET จึงมีพิสัยความปลอดภัยที่อยู่ในกราฟ SOA ที่กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และเนื่องจากเพาเวอร์ MOSFET ไม่เกิดเซคกันดารี เบรคดาวน์อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น



รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะของแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์ MOSFET ถูกไบแอสให้นำกระแส

2.6.4.5 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

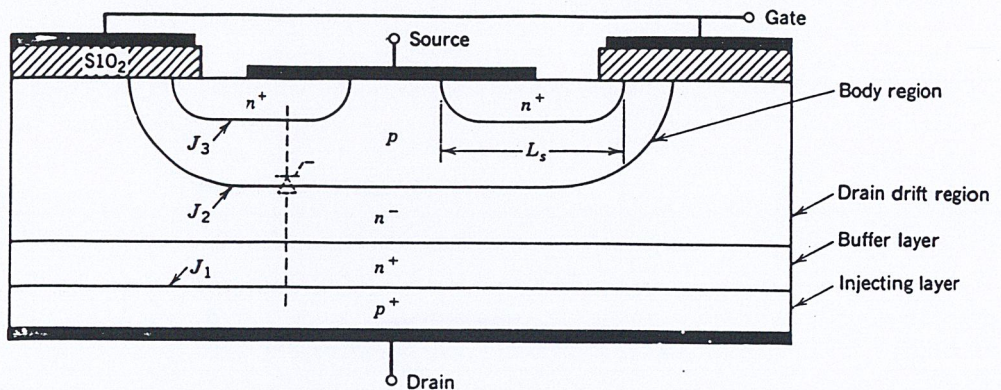
ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์ MOSFET นั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้คือ

1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{ds} สูงสุดที่สามารถทนได้
2. ค่ากระแสเดรน I_d สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย

3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานนำกระแส ($R_{ds(on)}$ Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

2.6.5 Insulated Gate Bipolar Transistors (IGBT)

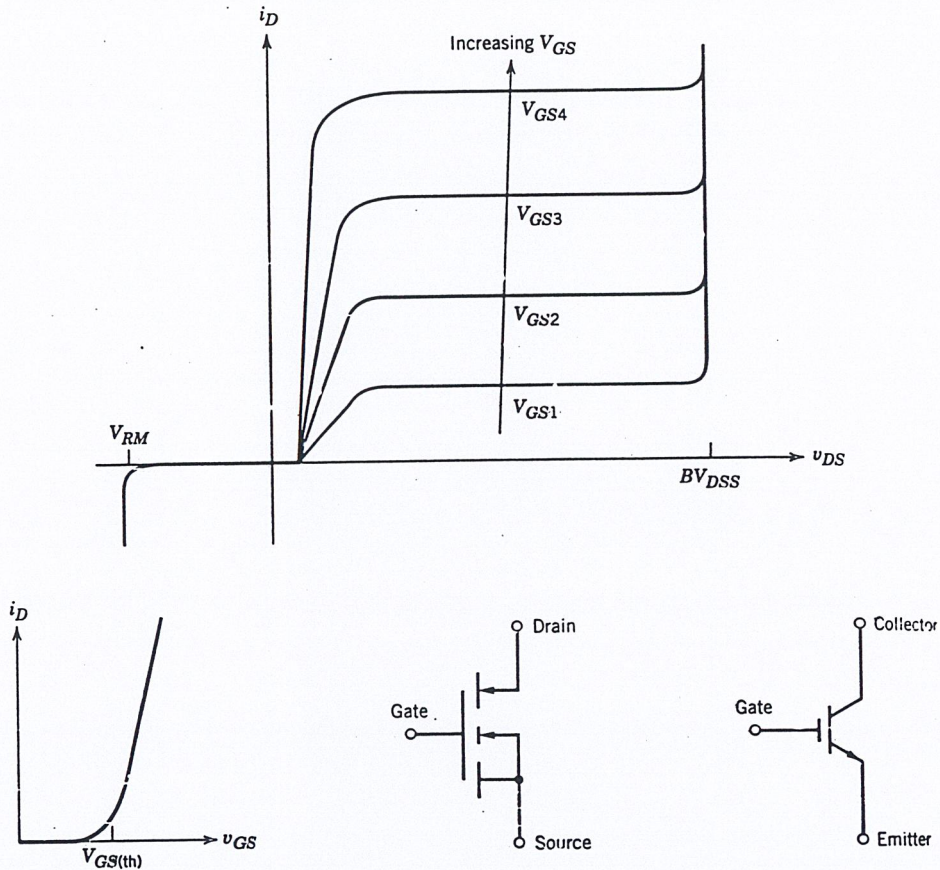
IGBT เป็นอุปกรณ์ที่สร้างจากแนวความคิดที่ว่า จากการศึกษาที่ทราบว่าทรานซิสเตอร์กำลังมีค่าการสูญเสียในขณะนำกระแสที่ต่ำ มีศักดาพังทลายที่สูงแต่มีความเร็วของกระแสที่ช้าเนื่องจากผลของการสะสมของประจุที่บริเวณปลดพาหะ ขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตมีการสูญเสียตอนนำกระแสที่สูงเนื่องจากผลของความต้านทาน R_{ds} และมีค่าแรงดันพังทลายที่ต่ำแต่มีความเร็วในการสวิตช์ที่สูง ด้วยเหตุนี้จึงมีการคิดสร้างมันขึ้นมาโดยการรวมเอาข้อดีของอุปกรณ์ทั้งสองเข้าด้วยกัน เมื่อเรามาศึกษาโครงสร้างของมันพบว่า โครงสร้างของมันเหมือนกับโครงสร้างของมอสเฟตเพียงแต่มีชั้น P^+ ที่เป็นชั้นฐานรองเพิ่มเข้ามาจะช่วยในฉีดพาหะส่วนมากเข้าไปในชั้น N^-



รูปที่ 2.23 แสดงหน้าตัดขวางของตัว IGBT

พบว่าตัว IGBT มีหลักการทำงานพื้นฐานคล้ายกับมอสเฟต คือหาก V_{gs} น้อยกว่า $V_{gs(th)}$ แล้ว มันจะอยู่ในสถานะไม่ทำงานเนื่องจากชั้นกลับไม่สามารรถถูกสร้างขึ้นได้ซึ่งเราพบว่าแรงดันที่ตกคร่อมบริเวณ drain drift region และ body region นั้นจะมีกระแสที่ไหลผ่านน้อยมากเรียกกระแสรั่วไหล ซึ่งที่สถานะนี้จะสามารถนำมาพิจารณาได้ดังจะกล่าวต่อไป

สำหรับคุณสมบัติทางไฟฟ้าจะเหมือนกับทรานซิสเตอร์แต่ใช้ศักดาไบแอสเป็น V_{GS} แทนนั่นคือแรงดันที่เริ่มนำกระแสที่มีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม V_T โดยพิจารณาได้จากคุณสมบัติและสัญลักษณ์ดังรูป



รูปที่ 2.24 กราฟแสดงคุณสมบัติทางกระแส-แรงดัน และสัญลักษณ์ของ IGBT

หลักการทำงานของ IGBT

จากลักษณะของชั้นสารที่แสดงดังรูปที่ 2.23 พบว่าตัวขง IGBT นั้นมีลักษณะของการเรียงชั้นสารเหมือนกับมอสเฟตดังที่ได้กล่าวไปแล้ว นั้นทำให้ลักษณะการไบอัสวงจรมีเหมือนกันกับมอสเฟตกล่าวคือเมื่อป้อนแรงดันที่ขาเกต คือ V_{GS} มากกว่าแรงดันขีดเริ่มตัวมันจะเริ่มนำกระแสแต่หาก V_{GS} ต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่มมันจะไม่ทำงานซึ่งที่สภาวะนี้จะมีกระแสรั่วไหลน้อยมาก

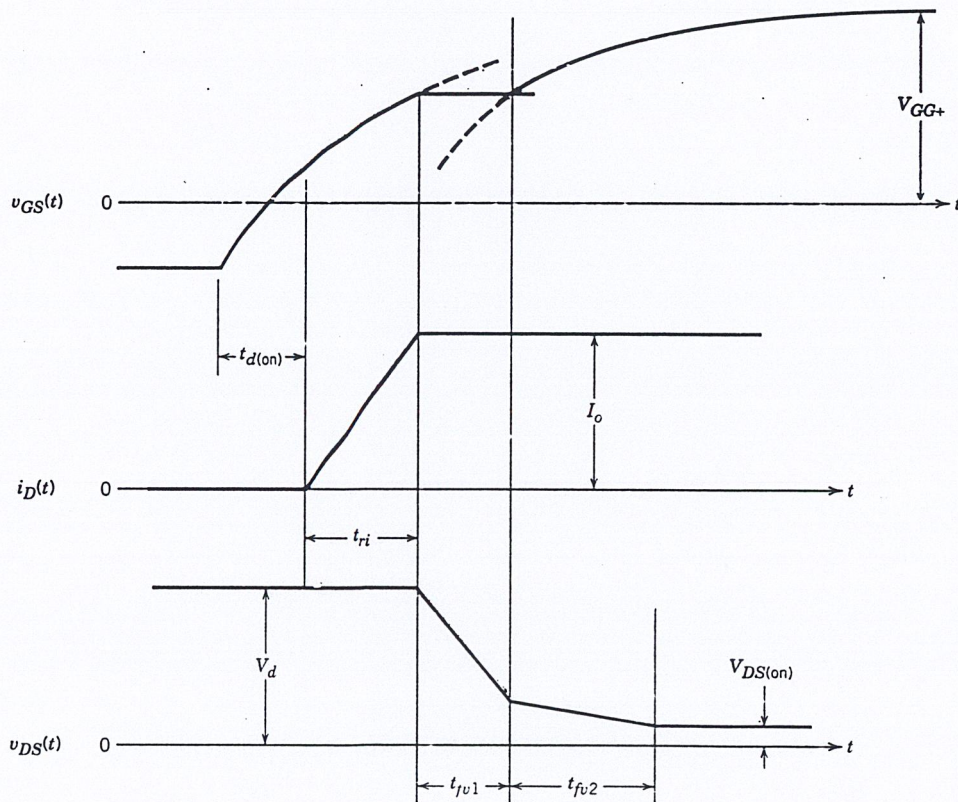
เมื่อมาพิจารณาเหตุการณ์ที่เกิดขึ้นที่ชั้นสารหลังจากต่อวงจรเรียบร้อยแล้วเรามาดูที่สภาวะทำงานแรงดันไบอัสที่ขาเกตมากกว่าแรงดันขีดเริ่มจะเกิดบริเวณชั้นกับชั้นที่บริเวณ N^- ไปจนถึง N^+ ทำให้

เกิดทางเดินของกระแสขึ้นเป็นผลให้อิเล็กตรอนจากซอร์สไหลผ่านเขตปลอดพาหะที่ชั้น N^+ และ P^+ ที่ต่อกับ
 เดรนซึ่งมีโฮลจาก P^+ ที่ถูกฉีดข้ามไปยัง N^+ เป็นผลให้เกิดกระแสไหลผ่าน

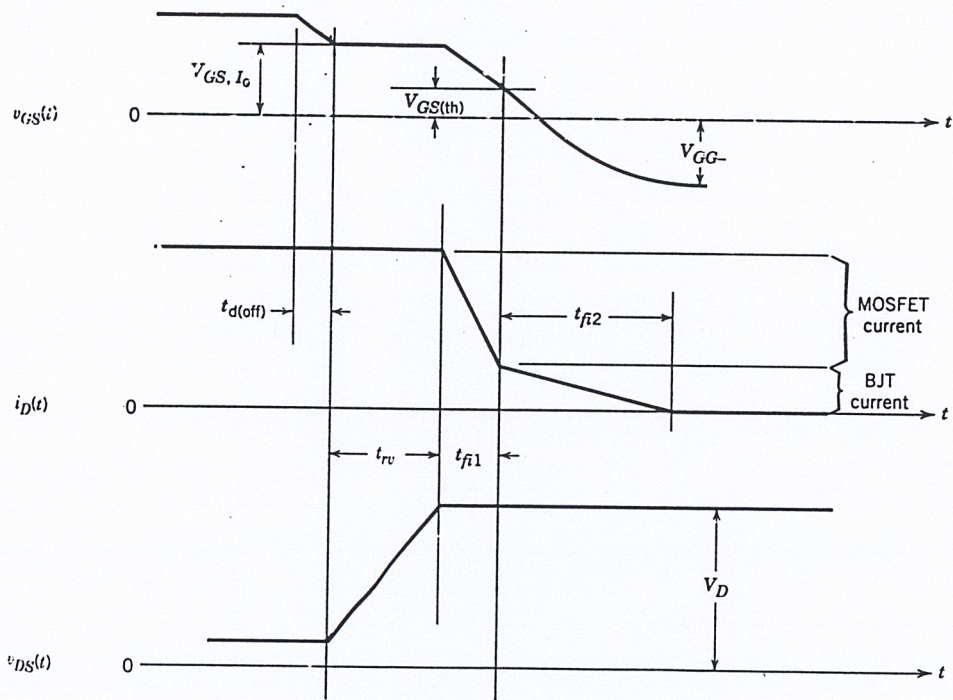
เมื่อมาสังเกตดูพบว่าจะเกิดวงจรเสมือนของตัวมอสเฟตและตัวทรานซิสเตอร์ขึ้นที่ชั้นสารรวมทั้งตัว
 ความต้านทานที่เกิดขึ้นทำให้สามารถเขียนวงจรเสมือนได้ดังรูปที่ จากรูปของวงจรเสมือนทำให้เรา
 สามารถหาแรงดันขณะ $V_{ds(on)}$ ได้จากสมการ

$$V_{DS(on)} = V_{J1} + V_{drift} + I_D R_{channel} \quad (2.15)$$

จากการที่มันมีลักษณะคล้ายมอสเฟตทำให้คุณสมบัติทางการสวิทช์ของมันคล้ายกับมอสเฟตด้วย
 ทั้งในสถานะ on state และ off state ดังแสดงดังรูปที่



รูปที่ 2.25 รูปคลื่นของ IGBT ขณะ Turn-on ในวงจรstep-down converter



รูปที่ 2.26 รูปคลื่นของ IGBT ขณะ Turn-off ในวงจร step-down converter

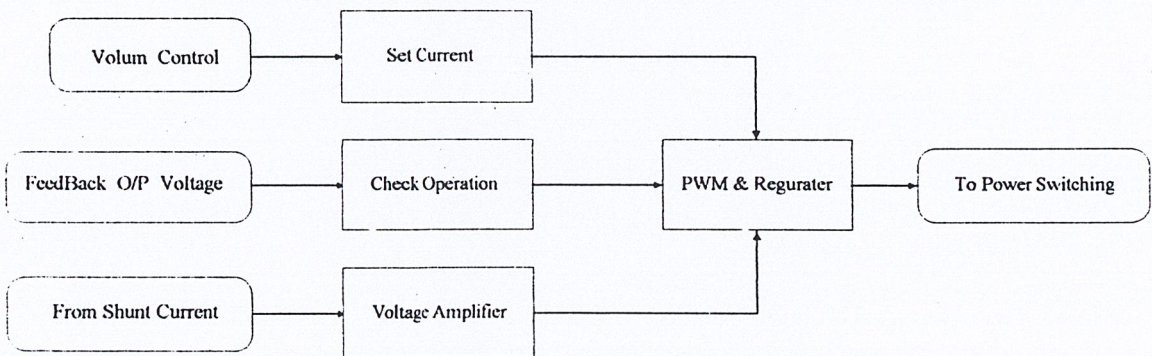
บทที่ 3

หลักการดำเนินงานของวงจร

การทำงานของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้จัดทำขึ้นนี้สามารถใช้ได้กับการเชื่อมแบบอาร์กทุกแบบสามารถใช้เชื่อมแบบที่ก๊าซเฉื่อยไหลผ่านจุดเชื่อม และแบบที่ไม่มีก๊าซไหลผ่านจุดเชื่อมโดยเครื่องเชื่อมนี้จะมีส่วนประกอบที่สำคัญ 2 ส่วนคือ ส่วนของเพาเวอร์สวิทชิงซึ่งประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุท และวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ และในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วย วงจรป้อนกลับ โดยการเปรียบเทียบทั้งกระแสและแรงดันจากทางด้านเอาต์พุทมาส่งเป็นข้อมูลให้กับตัวไอซี SG3526 เพื่อทำการควบคุมขนาดความกว้างของสัญญาณพัลส์ผ่านวงจรขับไปยังคอนเวอร์เตอร์ต่อไป โดยจะแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.1 ส่วนของวงจรควบคุม

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่ควบคุมการสวิทชิงของเพาเวอร์มอสเฟต ดังรูปที่ 3.1 สามารถแบ่งเป็นส่วนย่อย ๆ ได้ 3 ส่วนดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงลำดับการทำงานของวงจรควบคุมการสวิทชิงของ IGBT

3.1.1 วงจรป้อนกลับ

วงจรป้อนกลับทำหน้าที่แปลงค่าจากเอาต์พุตที่อยู่ในรูปต่าง ๆ เช่น กระแส แรงดัน และอุณหภูมิ ให้มาอยู่ในรูปของระดับแรงดันไฟฟ้าเพื่อทำการเปรียบเทียบกันกับค่าอ้างอิงที่ได้จัดตั้งค่าไว้ อุปกรณ์สำคัญในการเปรียบเทียบระดับแรงดันนี้ก็คือ ออปแอมป์ เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบของออปแอมป์ จะถูกส่งไปควบคุมการทำงานของวงจรพัลส์วิดมอดดูเลชั่น ให้เปลี่ยนแปลงคาบเวลาในการนำกระแสของตัว IGBT ซึ่งเป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับวงจรส่วนของการป้อนกลับมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.1 และจะมีรายละเอียดของวงจรดังรูปที่ 3.2 ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานดังนี้

Set Current Value วงจรในส่วนนี้รับค่าแรงดันอ้างอิงที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้จากการปรับขงไวลุ่ม แล้วนำค่าแรงดันนี้มาทำการขยายระดับแรงดันให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมแล้วส่งเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 โดยนำไปประมวลผลด้วยวงจรพัลส์วิดมอดดูเลชั่น เพื่อที่จะกำหนด คาบเวลาในการนำกระแสของ IGBT ต่อไป

Voltage amplifier วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่วัดค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรโดยรับค่าแรงดันค่าต่ำ ๆ ที่ตกคร่อมขั้วที่เคอร์เรนท เมื่อมีกระแสไหลผ่าน โดยค่าแรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านขั้วเคอร์เรนท แรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะถูกขยายโดยวงจรออปแอมป์ให้แรงดันมีขนาดสูงขึ้นเพื่อให้เหมาะกับการเปรียบเทียบค่าแรงดัน ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะถูกส่งไปเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 เพื่อที่จะสั่งให้ตัว IGBT ทำงานมากขึ้นหรือทำงานน้อยลงตามค่าแรงดันอ้างอิงที่เกิดจากส่วนการปรับตั้งค่ากระแสเอาต์พุต

No-Load voltage regulator การที่เราจะทราบได้ว่าเครื่องเชื่อมกำลังทำงานอยู่หรือไม่ เราสามารถตรวจสอบได้จากแรงดันเอาต์พุต ซึ่งวงจรนี้ก็จะทำหน้าที่ดังกล่าว โดยแรงดันที่จะป้อนกลับมาจากเอาต์พุตจะมีค่าแสดงสถานะ 2 ค่าเท่านั้นคือ หากเครื่องเชื่อมทำงานอยู่แรงดันที่ป้อนกลับมาจะมีค่าต่ำมากเนื่องจากเอาต์พุตเกือบลัดวงจร (ตอนที่เชื่อมอยู่) นั่นคือไม่มีข้อมูลส่งกลับมานั่นเอง แต่ถ้าหากวงจรเชื่อมอยู่ในสถานะที่ไม่ได้เชื่อมแรงดันที่ป้อนกลับมาจะมีค่าสูงนั้นแสดงว่ามีสัญญาณป้อนกลับมานั่นเอง วงจรนี้จะส่งข้อมูลไปให้กับตัวไอซี SG3526 ที่ทำหน้าที่ควบคุมการกำเนิดสัญญาณของการสวิทช์ให้มีพัลส์วิดส์กว้างหรือ แคบอันจะทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานน้อยลงทำให้เกิดการสูญเสียลดลงด้วย

3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สำหรับสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ สามารถทำได้โดยใช้ไอซีเบอร์ SG3526 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 3.3 ซึ่งมีรายละเอียดในการใช้งานได้ดังนี้

ขา 1,2 จะใช้สำหรับรับข้อมูลที่เป็นค่าแรงดัน จากการป้อนกลับ และการเซตค่าเข้ามาที่ขาอินเวอร์ตติ้ง และ นอนอินเวอร์ตติ้ง ของวงจรขยายความผิดพลาดภายในไอซี ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะส่งไปยังวงจรพัลส์วิดธ์มอดดูเลชั่นเพื่อที่ปรับค่าความกว้างของพัลส์ให้เปลี่ยนไปตามข้อมูลของแรงดันอินพุท

ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรขยายในกรณีเปิดลูป โดยการตัวเก็บประจุลงกับกราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตราขยายให้กับวงจรขยายความผิดพลาด โดยการต่อร่วมกับขา 2

ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของขมอสเฟทเพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start

ขา 5 เป็นขารีเซ็ต เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องและตรงจังหวะหลังจากการชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่าขารีเซ็ตจะต่ออยู่กับขาชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการรีเซ็ตทุกครั้งหลังจากทำการชัตดาวน์

ขา 6,7 เป็นขาเคอร์เรนทเซนส์ (Current Sense) ทำหน้าที่รับค่ากระแสจากหม้อแปลงกระแส (Current Transformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแสเอาท์พุทด้วยวงจรเปรียบเทียบซึ่งมีความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้นวงจรเปรียบเทียบก็จะส่งเอาท์พุทไปทำการชัตดาวน์ทันทีเพื่อเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจร

ขา 8 เป็นขาที่ใช้สำหรับสังชัตดาวน์จากวงจรภายนอกโดยการป้อนลอจิก " 0 "

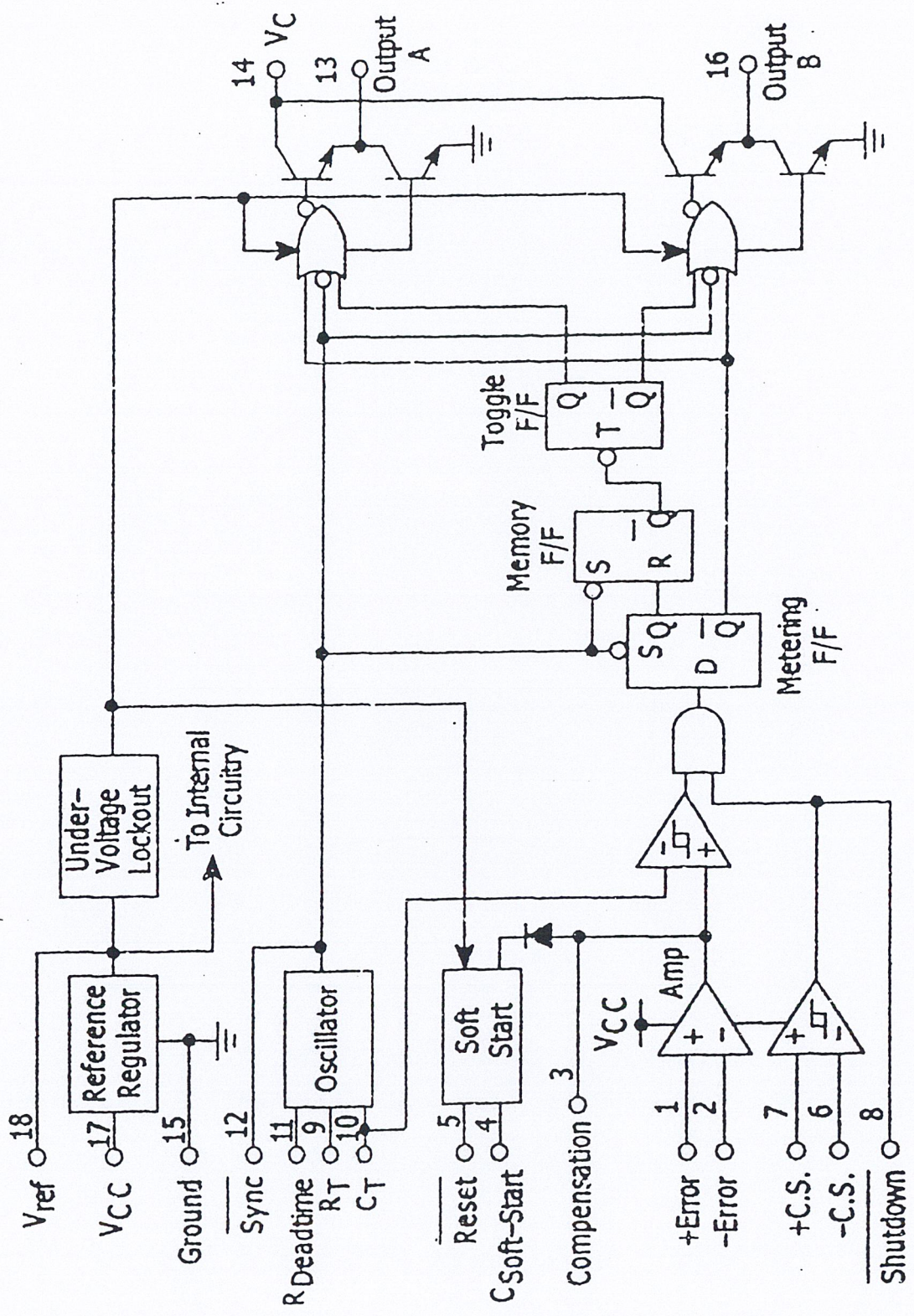
ขา 9 เป็นขาที่ต่อกับ Rt เพื่อที่จะกำหนดค่ากระแสให้กับหน่วยกำเนิดกระแสคงที่ภายในให้มีค่ากระแสที่เหมาะสมเพื่อให้วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) มีเสถียรภาพอยู่ในช่วงตั้งแต่ 1 ถึง 400 กิโลเฮิร์ต

ขา 10 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ Ct ใช้เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณ

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

ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรถูกกำเนิดสัญญาณ ต่อออกมายังภายนอกเพื่อนำไปใช้กับวงจรอื่นที่ต่อร่วมที่ต้องการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน

Representative Block Diagram



รูปที่ 3.3 แสดงโครงสร้างภายในของ IC SG3526

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

ขา 14 เป็นขาที่รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาต์พุตภายในที่ใช้ มอสเฟต ต่อกันแบบคอมพลีเมนต์ารี สามารถใช้ร่วมกับไฟเลี้ยงของไอซีขา 17 ก็ได้

ขา 15 เป็นขากาวด์ของตัวไอซี

ขา 17 เป็นขาที่รับไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจรสร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อนเพื่อให้ไอซีทำงานได้คงที่

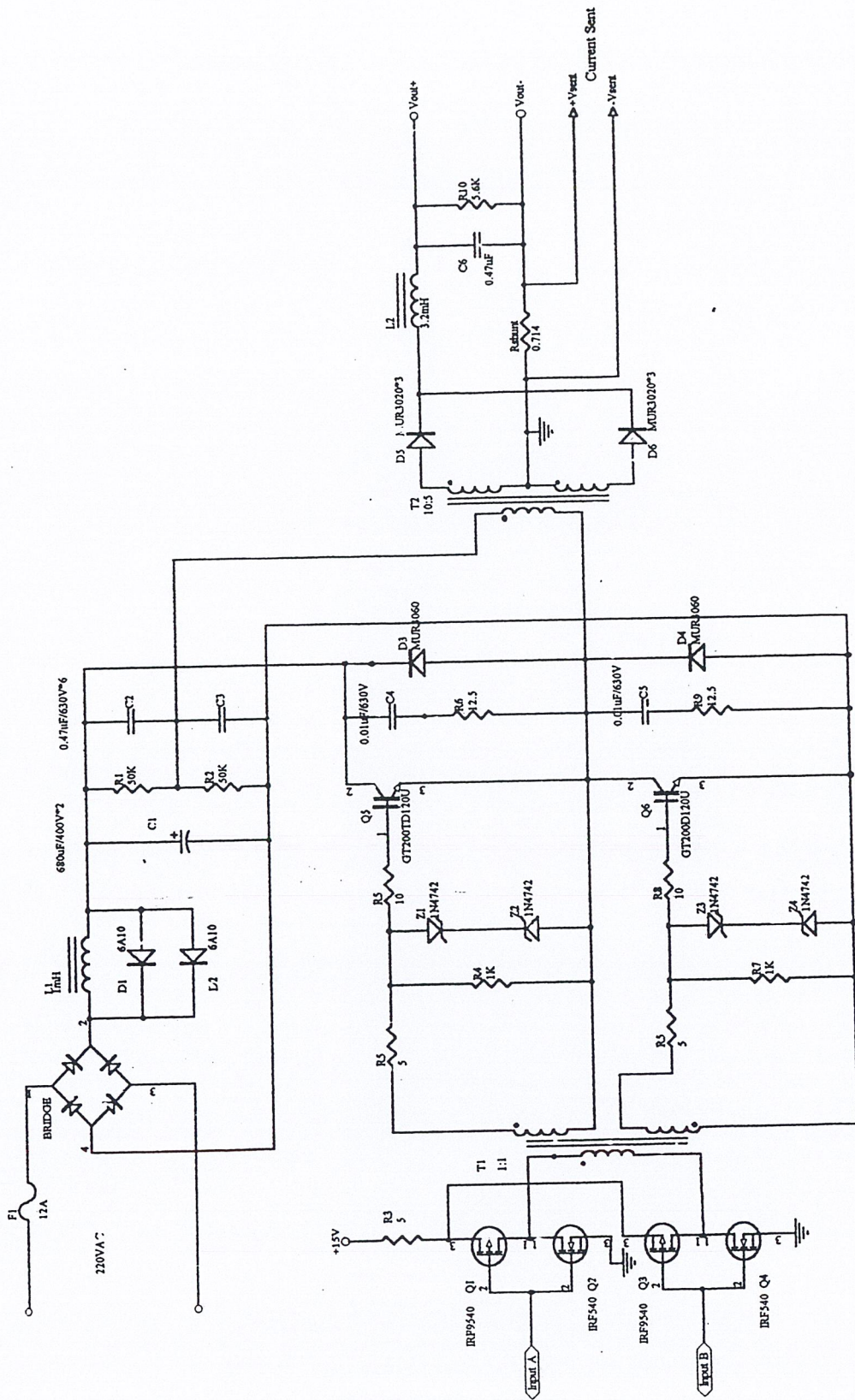
ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรถูกกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อจะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรถอนเตอร์เพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 50 มิลลิแอมป์

3.1.3 วงจรขับ

วงจรถับประกอบด้วยมอสเฟตเอ็น-เซนแนล และ พี-เซนแนลต่อกันแบบคอมพลีเมนต์ารีจำนวนสองชุด โดยเอาต์พุตของวงจรถอนเตอร์ทั้งสองนั้นจะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงขับสวิตชิงเพื่อที่ส่งผ่านพลังงานไปยังขดลวดทุติยภูมิ นำไปขับเกตของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป

3.2 ส่วนของวงจรถอนเตอร์สวิตชิง

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนค่าความถี่ไฟเอซีไลน์ที่มีค่าประมาณ 50 เฮิรท์ ให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อทำการส่งผ่านพลังงานที่มีประสิทธิภาพสูงโดยเริ่มจากการนำไฟกระแสสลับ 220 โวลท์ 50 เฮิรท์ มาทำการแปลงให้เป็นไฟกระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสตามลำดับ จากนั้นจึงนำค่าไฟกระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนให้เป็นไฟกระแสสลับอีกครั้งหนึ่งในรูปของพัลส์โดยใช้ IGBT สวิตชิงด้วยความถี่สูง โดยเรียกวงจรในส่วนนี้ว่าวงจรถอนเตอร์พัลส์ที่ได้จากการสวิตชิงก็จะนำไปป้อนให้กับหม้อแปลงเอาต์พุตความถี่สูงขดลวดปฐมภูมิ โดยเมื่อพลังงานถูกส่งไปทางด้านทุติยภูมิ และทำการเรียงกระแสและกรองกระแสจากนั้นก็จะได้เอาต์พุตซึ่งเป็นไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อนำไปใช้ในการเชื่อมต่อไป



รูปที่ 3.4 แสดงส่วนของเพาเวอร์สวิตติง

3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุต

วงจรเรียงกระแสที่ใช้สร้างไฟกระแสตรงสำหรับป้อนให้วงจรคอนเวอร์เตอร์นี้เป็นแบบฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์โดยการเรียงกระแสแบบนี้จะทำให้ได้สัญญาณขาอินพุตที่มีค่าความถี่ซีกบนหรือซีกล่างเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับสัญญาณซีกบนหรือซีกล่างของไฟสลับทำให้เมื่อทำการกรองกระแสแล้วจะทำให้แรงดันรีปเปล็ดมีขนาดน้อยกว่าการกรองกระแสแบบอื่นๆ(เมื่อเทียบกับที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีค่าเท่ากัน) เนื่องจากวงจรถอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ นั้นอยู่ในลักษณะฮาร์โมนิกคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการแบ่งค่าแรงดันกระแสตรงจากการเรียงกระแสเป็นครึ่งหนึ่งโดยใช้ตัวเก็บประจุขนาดเท่าๆ กันต่อกันแบบอนุกรม ต่อเข้ากับชุดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงดังรูปที่ 3.4 และเพื่อจะให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันอย่างแท้จริง จึงจำเป็นต้องใส่ตัวต้านทานที่มีค่าเท่าๆ กันต่อคร่อมตัวเก็บประจุ พบว่าขนาดของตัวเก็บประจุชุดที่แบ่งแรงดันนั้นจะต้องเพียงพอที่จะถ่ายเทพลังงานให้กับหม้อแปลงได้มีเช่นนั้นกระแสที่เอาที่พุทจะไม่ต่อเนื่องในส่วนของการกรองกระแสเป็นการกรองกระแสที่แรงดันสูงเราไม่สามารถหาตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงๆหรือมีค่าความจุมากและสามารถทนแรงดันสูงๆได้ง่าย เนื่องจากจะมีราคาสูงแล้วยังหายาก การขนานตัวเก็บประจุเพื่อเพิ่มความจุจึงเป็นวิธีที่ดีมากๆ อีกทั้งยังเป็นการลดค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายเนื่องจากความต้านทานที่แผงภายในตัวเก็บประจุก่อด้วย

3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรถอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้เป็นแบบฮาร์โมนิกคอนเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบด้วย IGBT โดย IGBT ชุดบนและชุดล่างจะสลับกันทำงาน

การทำงานของ IGBT จะเป็นไปตามพัลส์ที่ส่งมาจากวงจรถอบคุม ซึ่งผ่านหม้อแปลงขับโดยพัลส์จากขดลวดทุติยภูมิชุดบนจะกลับเฟสกับพัลส์ที่เกิดจากขดลวดชุดล่าง พัลส์ที่ออกจากขดลวดทุติยภูมินี้จะผ่านวงจรถอบคุมแรงดันก่อน เพื่อป้องกันไม่ให้อาการที่ขาเกตของ IGBT มีค่าสูงมากเกินไปจนกว่าจุดที่ IGBT จะเกิดการอิมิตัวโดยวงจรถอบคุมประกอบด้วยตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอดสองตัวที่ต่ออนุกรมกัน ถ้าแรงดันพัลส์ทางด้านบวกและลบมีค่าสูงเกินกว่าค่าเบรกดาวน์ของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดก็จะนำกระแสทันที

ไดโอดที่ต่อคร่อม IGBT คือ ไดโอดฟาสต์รีคัฟเวอร์รี โดยต่อทั้งที่ชุดบนและชุดล่างเป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ประการแรกเพื่อ ป้องกันแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นขณะเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสเนื่องจากพลังงานที่สะสมในขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อ-

แปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สองในขณะที่ตัว IGBT หยุดนำกระแสขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้นเมื่อรวมเข้ากับแรงดันครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่ายกระแสตรงแล้วจะทำให้มีแรงดันตกคร่อมตัว IGBT สูงมาก แต่ไดโอดฟาสต์รีคัฟเวอรีซึ่งต่ออยู่กับ IGBT อีกตัวหนึ่งจะอยู่ในลักษณะ ไบแอสตรงดังนั้นไดโอดนี้จะทำการนำกระแสเป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับตัว IGBT

3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับเครื่องเชื่อม ที่ต้องการค่ากระแสอาทพุท 150 แอมป์และใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ 60 (U-core Type) ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด 3C8 ที่มีพื้นที่หน้าตัดแกนเท่ากับ 0.7854 ตารางเซนติเมตรและมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัวประมาณ 3300 เกาส์ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส แต่ในการใช้งานจะอยู่ในช่วงอุณหภูมิปกติซึ่งจะมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัว ประมาณ 3000 เกาส์

คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

$$N_p = \frac{V_p \times 10^8}{K \times f \times B_{\max} \times A_c} \quad (3.1)$$

- โดยที่
- N_p คือจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ (รอบ)
 - V_p คือค่าแรงดันตกคร่อมขดลวด (โวลต์)
 - K คือค่าคงที่เท่ากับ 4.0 สำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม
 - f คือค่าความถี่ (เฮิรท์)
 - A_c คือค่าพื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซนติเมตร)

แทนค่า

$$N_p = \frac{(150)(10^8)}{(4)(27 \times 10^3)(3000)(0.784 \times 6)}$$

$$= 9.8$$

เพราะฉะนั้นจะใช้ขดลวดทางด้านปฐมภูมิจำนวน 10 รอบคำนวณขนาดของเส้นลวดทองแดงที่จะนำมาพันแกนหม้อแปลงได้จากสูตร

$$D = \frac{[1.47 \times f \times B \times A_c \times A_e] \times 10^{-3}}{P_{out}} \quad (3.2)$$

โดยที่ D คือ ค่าที่เปรียบเทียบกับค่า 1000 เซอร์คูล่า-มิลล์ ต่อแอมป์

Ac คือพื้นที่สำหรับการพันขดลวดบนบ็อบบิ้น (ตารางเซนติเมตร) แทนค่าจะได้

$$D = \frac{[1.47 \times 27 \times 10^3 \times 3000 \times (0.7854 \times 3) \times (9.4247 + 12)] \times 10^3}{1500}$$

$$= 4007$$

จากค่า D ที่ได้นำไปเปรียบเทียบกับตารางแสดงขนาดของลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง จะได้ตรงกับขนาดของขดลวดเบอร์ 14 AWG

สำหรับการคำนวณจำนวนรอบของขดลวดทางด้านเอาต์พุทจะใช้ความสัมพันธ์ดังข้างล่าง

$$N_s V_p = N_p V_s \quad (3.3)$$

แทนค่า

$$N_s = \frac{(10)(80)}{150} = 5$$

ตาราง แสดงข้อมูลของขดลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง

AWG	Diameter Over		Nominal Circular Mil area	Resistance Per 1000 Ft	Current capacity in milliamperes bases on	
	Insulation (inchs)				1000 c.m/A	AWG
	Min	Max				
8	0.310	0.133	16510	0.6281	16510	8
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090	9
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.130	1024	20

ดังนั้นจะได้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ 10 รอบและจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ 5 รอบ หรือจะได้อัตราส่วนจำนวนรอบเท่ากับ 2 ต่อ 1

FERRITE MATERIALS

Material characteristics

Material	Symbol	Unit	H 56 Z	H 55 Z	H 54 Z	H 53 Z	H 52 A	H 52 B	H 52 Z	H 51 A	H 51 Z
Initial permeability	μ_{iac}		11 ±20%	17 ±20%	50 ±20%	130 ±20%	250 ±20%	800 ±20%	1200 ±20%	1200 ±20%	1200 ±15%
Relative loss factor	$\frac{\tan \delta}{\mu}$	$\times 10^{-4}$	< 200 40MHz < 250 100MHz	< 160 40MHz < 220 100MHz	< 60 5 MHz < 20 10MHz	< 30 1 MHz < 120 10MHz	< 25 1 MHz < 60 5 MHz	< 20 0.5MHz < 40 1 MHz	< 5 0.1MHz < 12 0.5MHz	< 3 0.1MHz < 8 0.5MHz	< 1.5 0.1MHz < 4 0.5MHz
Temperature factor -30~20 °C 20~55 °C 20~70 °C	$\alpha_{\mu r}$	$\times 10^{-4}$			4~20	3~10 3~10	0~5	0~2	1.5~7 1.5~7	0.2~2	0.3~2 0.2~1
Saturation flux density	Bs	Gauss	2000	2100	2500	2900	3300	3900	3800	4650	4650
		mT	200	210	250	290	330	390	380	465	465
Residual flux density	Br	Gauss	1100	1200	1300	1600	2200	1700	1600	1500	1500
		mT	110	120	130	160	220	170	160	150	150
Coercive force	Hc	Oe	12	10	8.0	3.0	2.0	0.7	0.5	0.5	0.5
		A/m	960	800	640	240	160	56	40	40	40
Hysteresis material constant	η_B	$\frac{\times 10^{-4}}{mT}$						< 1.8 10kHz	< 0.5 10kHz	< 0.6 100kHz	< 0.4 100kHz
Disaccommodation factor	DF	$\times 10^{-4}$	< 50	< 50	< 30	< 20	< 10	< 20	< 10	< 6	< 4
Curie temperature	Tc	°C	> 450	> 450	> 400	> 350	> 300	> 250	> 230	> 200	> 200
Resistivity	ρ	$\Omega\text{-cm}$	10^8	10^8	10^8	10^8	10^8	500	500	500	500
Density	d	g/cm ³	4.3	4.3	4.5	4.5	4.4	4.6	4.7	4.7	4.7

- Note : 1) The values were obtained with toroidal cores (FR 25 ϕ / 15 ϕ / 5).
 2) The values were obtained at 23±2 °C unless otherwise specified.
 3) Initial permeability were measured at 10 kHz, 0.8 A/m.

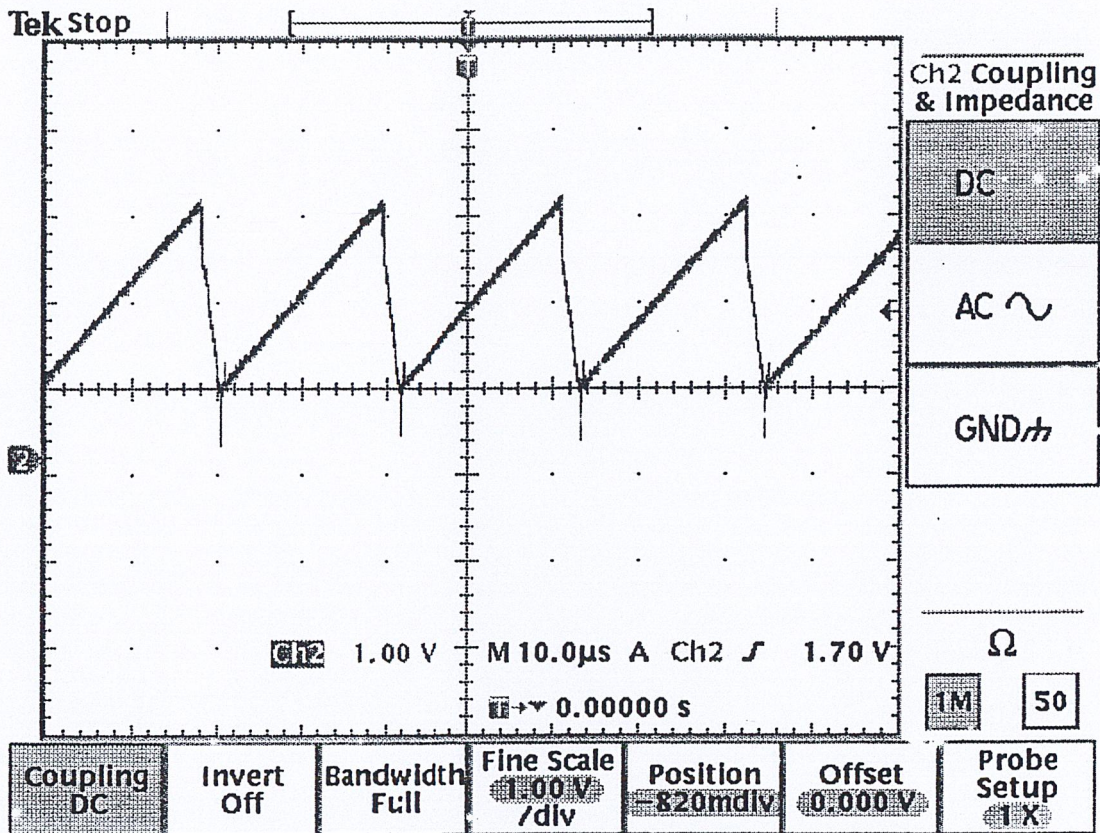
บทที่ 4

การทดสอบการทำงาน

4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจร

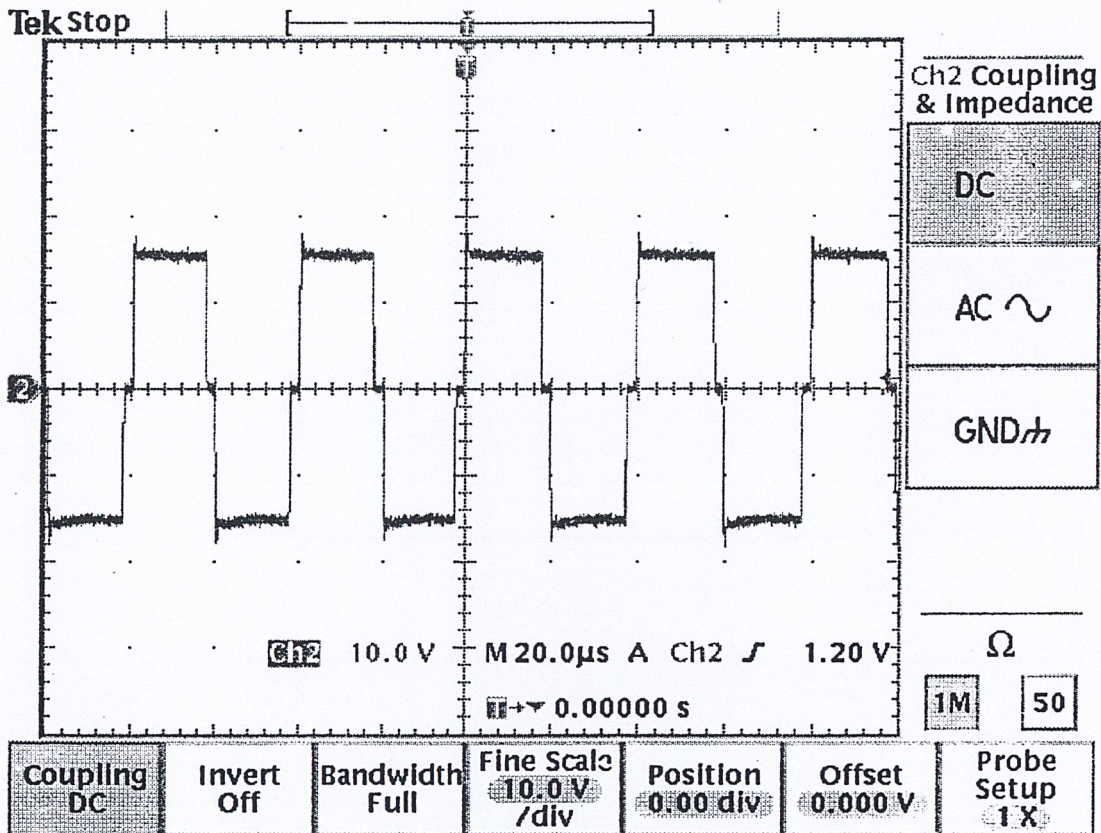
ในขณะที่ทำการทดสอบใช้งานเครื่องเชื่อม เมื่อได้มีการใช้เครื่องเชื่อมจริงนั้นสามารถที่จะวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ได้ดังนี้

4.1.1 รูปของสัญญาณที่วัดจากขา 10 ของไอซี SG3526 มีลักษณะเป็นรูปคลื่นเอียง (Ramp Wave) ส่วนคราบเวลาที่ได้นั้นจะเป็นฐานเวลาให้กับวงจรสวิตชิง ส่วนช่วงเวลาในจังหวะขาลงของรูปสัญญาณจะเป็นตัวบอกค่าเวลาที่รอให้สวิตชิงหยุดนำกระแส (Dead Time)



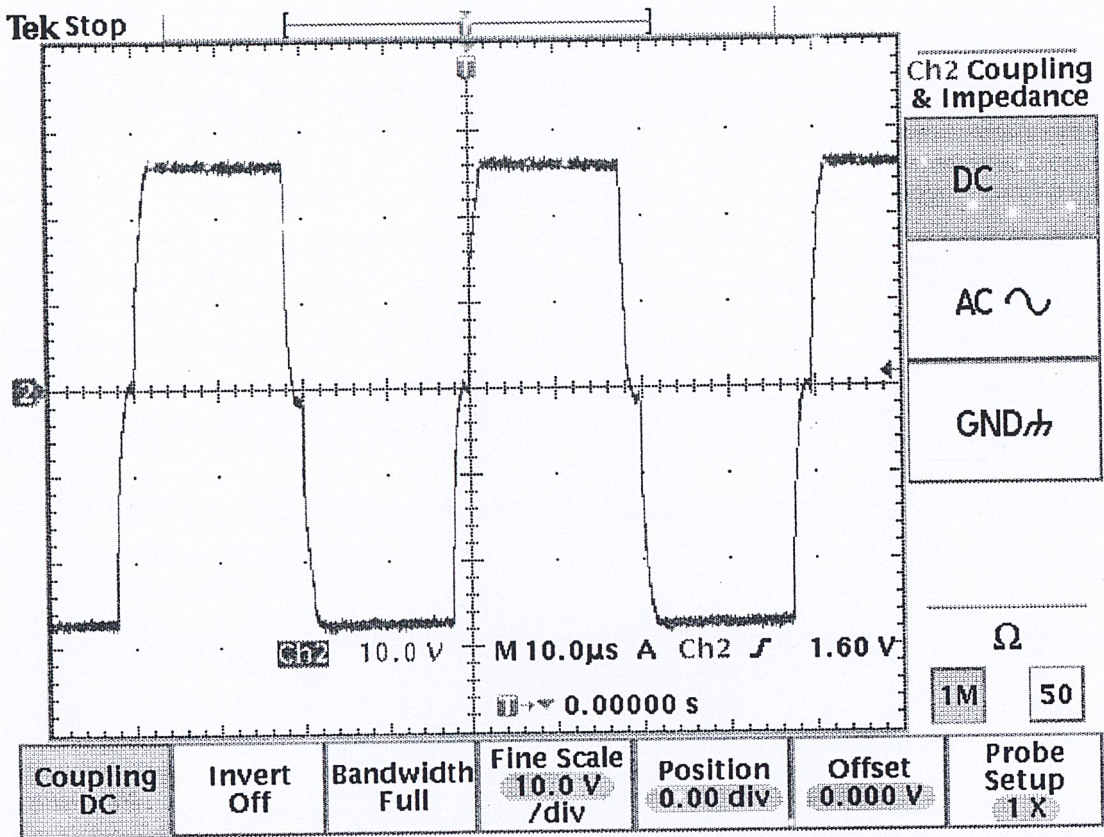
รูปที่ 4.1 รูปแสดงสัญญาณฟันเลื่อยซึ่งเป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์

4.1.2 รูปสัญญาณที่วัดจากขา 13 และ ขา 16 ของไอซี SG3526 ซึ่งเป็นสัญญาณเอ๊าท์พุทพัลส์ที่จะส่งไปเปรียบเทียบกับเพื่อควบคุมเวลาในการสวิตช์ของเพาเวอร์สวิตช์ โดยผ่านทางจรรยา



รูปที่ 4.2 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่เอ๊าท์พุท A และ B ของไอซี SG3526

4.1.3 รูปสัญญาณพัลส์จากวงจรขับที่ส่งผ่านหม้อแปลงเพื่อแยกระบบควบคุมกับระบบกำลังที่มายังขาเกตของ IGBT



รูปที่ 4.3 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่เกิดของเพาเวอร์มอสเฟต

4.2 ผลการทดลองวัดประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมสวิตซ์

ผลการทดลองความสัมพันธ์ของค่ากระแสอินพุทกับกระแสเอาต์พุท ทำโดยการต่อความต้านทานภาระค่าต่างๆ แล้วคำนวณหาประสิทธิภาพที่ได้เปรียบเทียบกับและเมื่อทำการเปลี่ยนความถี่ในการสวิตซ์ แล้วนำมาเปรียบเทียบประสิทธิภาพได้ดังนี้

ตารางที่1 ตารางประสิทธิภาพที่วัดได้เมื่อความถี่ 22 kHz

Load(Ω)	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout(W)	ประสิทธิภาพ
No load	310	0.26	80.6	76	-	-	-
1K	310	0.26	80.6	76	76m	5.77	7.17%
500	310	0.28	86.8	76	152m	11.55	13.3%
230	310	0.3	93	75	326m	24.45	26.29%
100	310	0.36	111.6	75	750m	56.25	50.4%
50	310	0.46	142.6	74	1.48	109.52	76.8%
18	310	0.91	282.1	68	3.77	256.36	90.87%
4	310	1.92	595.2	47.6	11.9	566.44	95.16%
3	310	2.28	700.6	45	15	675	96.34%
2	310	2.52	781.2	38	19	722	92.42%
1	310	4.15	1286.5	32.7	32.7	1069.29	83.11%
0.5	310	5.2	1612	25	50	1250	77.54%

ตารางที่ 2 ตารางประสิทธิภาพที่วัดได้เมื่อความถี่ 25 kHz

Load(Ω)	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout(W)	ประสิทธิภาพ
No load	310	0.28	86.8	76	-	-	-
1K	310	0.3	93	76	76m	5.77	6.2%
500	310	0.32	99.2	76	152m	11.55	11.64%
230	310	0.34	105.4	76	330m	25.08	23.79%
100	310	0.39	120.9	76	760m	57.76	47.77%
50	310	0.48	148.8	75	1.5	112.5	75.6%
18	310	0.88	272.8	56	3.67	242.22	88.79%
4	310	2.18	675.8	51	12.75	650.25	96.22%
3	310	2.5	775	47	15.67	736.3	95%
2	310	2.95	914.5	41	20.5	840.5	91.9%
1	310	3.69	1143.9	32	32	1024	89.52%
0.5	310	4.65	1441.5	25	50	1250	86.71%

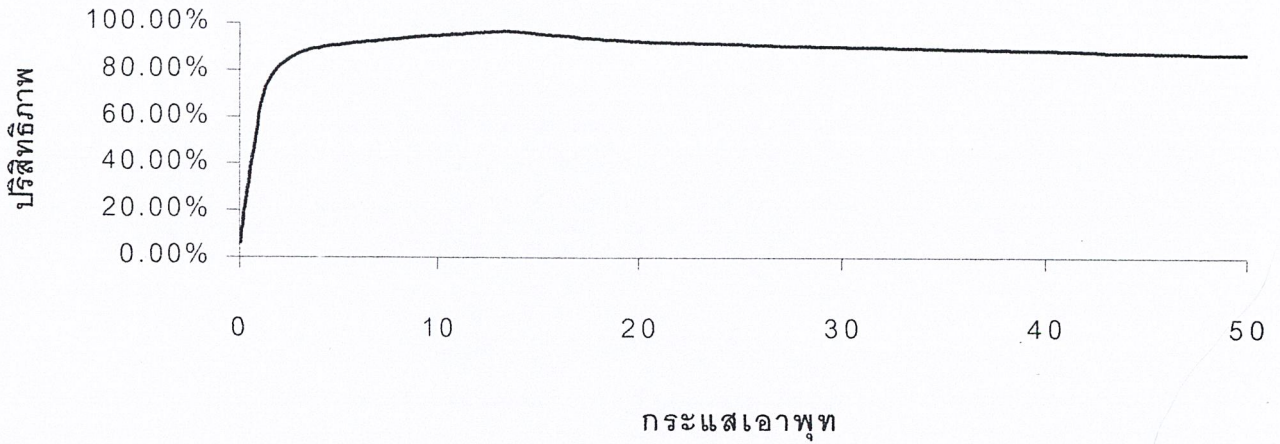
ตารางที่3 ตารางประสิทธิภาพที่วัดได้เมื่อความถี่ 27 kHz (ต่อ)

Load(Ω)	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout(W)	ประสิทธิภาพ
No load	310	260m	80.6	76	-	-	-
1K	310	280m	80.6	76	76m	5.77	6%
500	310	300m	93	76	152m	11.55	12.42%
230	310	320m	99.2	76	330m	25.04	25.24%
100	310	380m	117.8	75	750m	56.25	47.75%
50	310	460m	254.2	74	1.5	112.5	78.99%
18	310	820m	142.6	70	3.55	227.55	89.5%
4	310	2.14	663.4	49	12.25	600.25	90%
3	310	2.41	748.13	44	15.16	690	93%
2	310	2.62	812.2	37	19	722	88.89%
1	310	3.56	1105.6	27	30	900	81.4%
0.5	310	4.6	1426	23.5	47	1104.5	77.45%

กราฟแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพกับความต้านทานภาระค่าต่างๆ

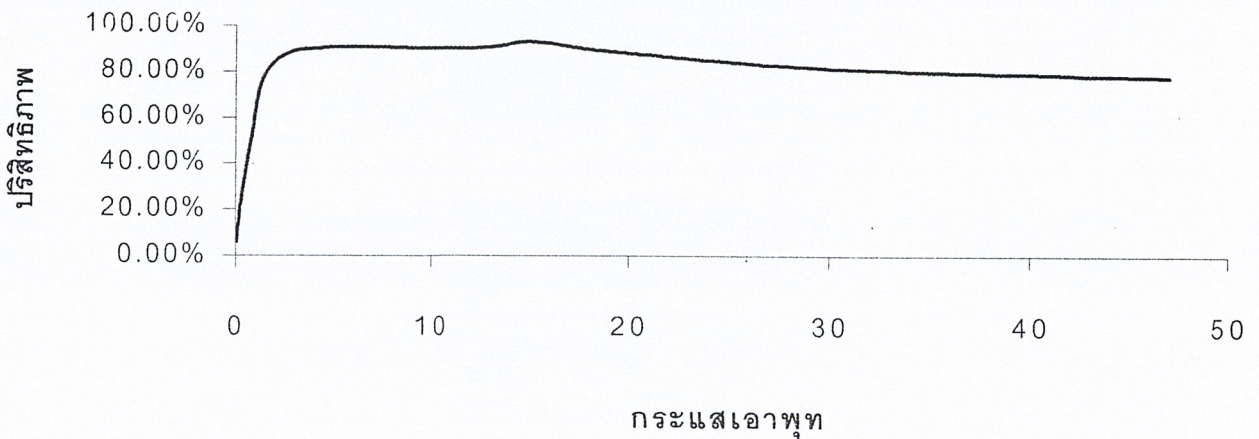
กราฟที่ 1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับค่ากระแสเอาต์พุตที่ค่าต่างๆที่ความถี่

22kHz

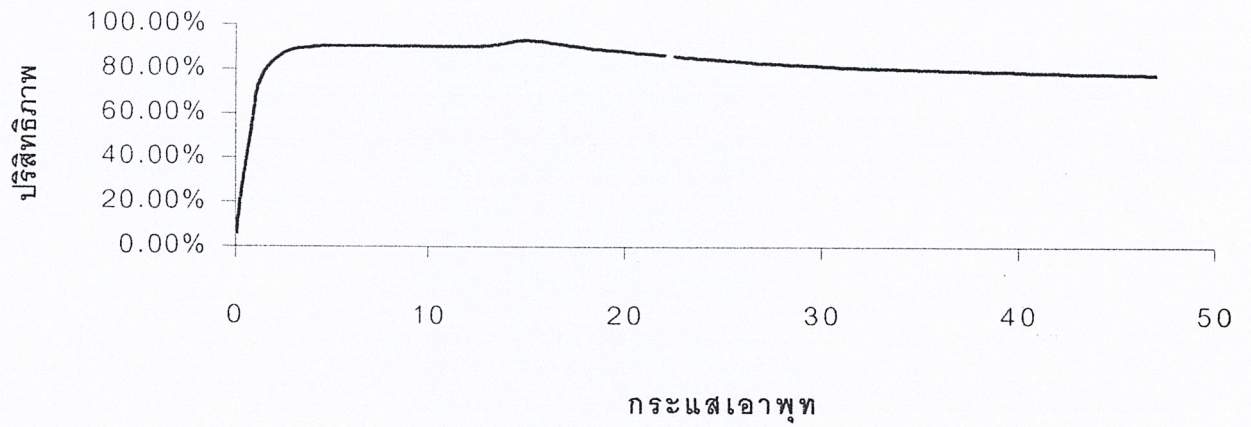


กราฟที่ 2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับค่ากระแสเอาต์พุตที่ค่าต่างๆที่ความถี่

25kHz



กราฟที่ 3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับค่ากระแสเอาต์พุตที่ค่าต่างๆที่ความถี่ 27kHz



บทที่ 5

บทสรุป

เมื่อทำการทดลองใช้เครื่องเชื่อมแบบสวิตซ์ที่จัดทำขึ้นเองกับงานจริงพบว่าสามารถเชื่อมใช้งานได้ตาม ปกติเช่นเดียวกับเครื่องเชื่อมที่อาศัยหลักการเหนี่ยวนำด้วยหม้อแปลงความถี่ต่ำที่มีขนาดใหญ่ซึ่งมีการสูญเสียสูงกว่ามาก ขณะที่ประสิทธิภาพของเครื่องสวิตซ์ซึ่งจะสูงกว่าสังเกตจากผลการวัดประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมแบบสวิตซ์ซึ่งนั้นให้ประสิทธิภาพสูงถึง 96.34 เปอร์เซ็นต์ที่ค่าความถี่ 22 กิโลเฮิร์ต ที่ความต้านทานภาระ 3 โอห์ม และประสิทธิภาพขณะเชื่อมมีค่าประมาณ 80 เปอร์เซ็นต์ โดยค่าความต้านทานขณะเชื่อมอยู่ในช่วง 0.3-0.6 โอห์ม เมื่อมาพิจารณาจากตารางประสิทธิภาพที่ค่าความถี่ใช้งานทั้ง 3 ความถี่ พบว่าที่ค่ากระแสขณะเชื่อมค่าเดียวกันที่ 45แอมป์ของแต่ละความถี่ ประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมที่ความถี่ 25กิโลเฮิร์ต ประสิทธิภาพจะมีค่าสูงสุดในขณะที่ค่าความถี่ต่ำกว่า หรือสูงกว่า 25กิโลเฮิร์ต ประสิทธิภาพจะมีค่าลดลงดังตารางประสิทธิภาพที่ได้จากการวัดทดลอง

ดังนั้นการเลือกใช้ความถี่ใช้งานที่เหมาะสมจะช่วยให้ขณะที่ทำการเชื่อมได้เพาเวอร์ที่สูงขึ้นขณะที่พบว่าที่ภาระโหลดหลายๆจะมีกระแสค่าต่ำและมีประสิทธิภาพต่ำเนื่องจากการสูญเสียที่ส่วนของวงจรสวิตซ์มากกว่าทำให้เกิดเพาเวอร์อินพุตมากกว่าเอาต์พุตมากเป็นผลให้เกิดประสิทธิภาพต่ำ สังเกตจากตารางจะพบว่าจะเกิดที่ 100 โอห์มขึ้นไป

ปัญหาและแนวทางแก้ไข

1.จากการที่ใช้มอสเฟต 6 ตัวต่อในส่วนของวงจรฮาฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์พบว่าหม้อแปลงเกิดร้องและสัญญาณที่ได้สั้นที่แรงดันอินพุต AC เพียง 170 โวลท์พบว่าเกิดจากแรงดันช็อกบน และล่างไม่เท่ากัน

แนวทางการแก้ไข โดยทำโดยการทดสอบโดยใช้มอสเฟตคู่เดียวทดสอบแรงดัน AC อินพุตที่ 220 โวลท์ พบว่าไม่มีปัญหาจึงใช้ IGBT ต่อใช้งาน

2.การสูญเสียกำลังในหม้อแปลงความถี่สูง เนื่องมาจากการเลือกใช้ขดลวดที่ไม่เหมาะสมและการพันขดลวดไม่แน่นเป็นผลให้เกิดเสียงรบกวนและความร้อนขึ้น

แนวทางการแก้ไขเลือก ใช้ขนาดขดลวดที่เหมาะสมและการพันขดลวดให้แน่น การใช้ขดลวดก็แก้ไขโดยตีเกลียวให้ได้ขนาดขดลวดที่ต้องการ

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.สมศักดิ์ เทียรศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาการทำโครงการครั้งนี้ที่ให้คำแนะนำและให้คำปรึกษาพร้อมทั้งเสนอแนะแนวทางการศึกษารวมทั้งให้แนวทางแก้ไขปัญหาและชี้แนะข้อบกพร่องที่เกิดขึ้น อีกทั้งยังให้ความเชื่อเพื่อต่าง ๆ ไม่ว่าจะเป็นอุปกรณ์สถานที่และหนังสือข้อมูลจนทำให้ชิ้นงานและปฏิญานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ได้สนับสนุนทั้งทุนทรัพย์ แรงกาย และแรงใจ ที่ให้เสมอมาจนจบจนถึงปัจจุบันนี้

ขอขอบคุณเพื่อนๆ น้องๆ ทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือทั้งทางด้านข้อมูล แรงกาย กำลังใจ ทุนทรัพย์ รวมทั้งตลอดจนการช่วยเหลือต่างๆ ที่มีเสมอมา

หนังสืออ้างอิง

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

ภาคผนวก

SG3526

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.

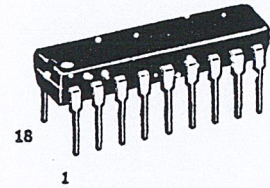
Functions included in this IC are a temperature compensated voltage reference, sawtooth oscillator, error amplifier, pulse width modulator, pulse metering and steering logic, and two high current totem pole outputs ideally suited for driving the capacitance of power FETs at high speeds.

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

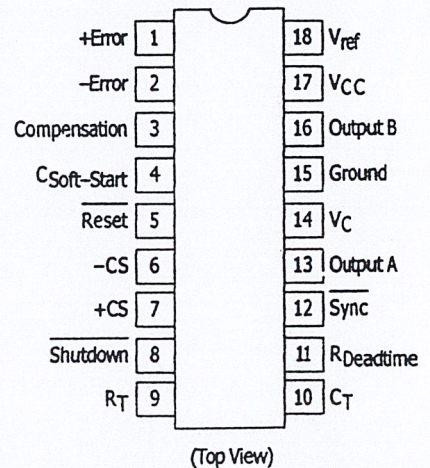
PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

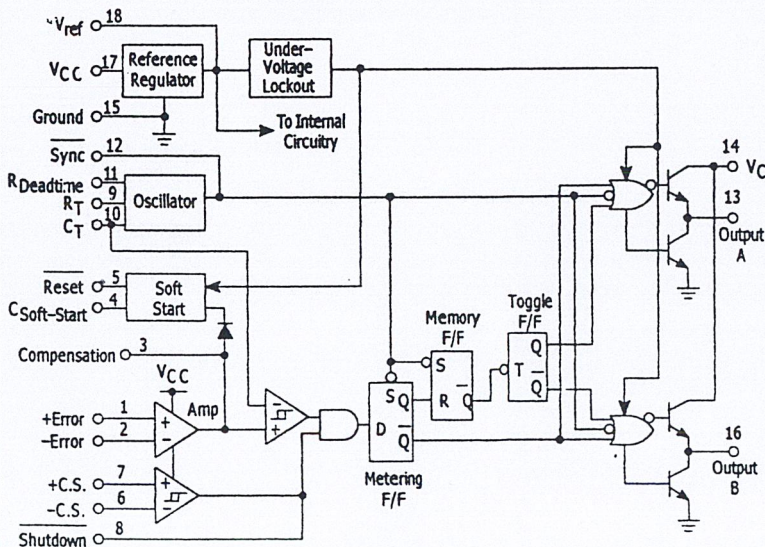


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707

PIN CONNECTIONS



Representative Block Diagram



ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
SG3526N	T _J = 0° to +125°C	Plastic DIP

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 ($V_{CC} = 40V$, Note 2)	I_{ref}	50	mA
Logic Sink Current		15	mA
Power Dissipation $T_A = +25^\circ C$ (Note 3) $T_C = +25^\circ C$ (Note 4)	P_D	1000 3000	mW
Thermal Resistance Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ C/W$
Thermal Resistance Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	42	$^\circ C/W$
Operating Junction Temperature	T_J	+150	$^\circ C$
Storage Temperature Range	T_{stg}	-65 to +150	$^\circ C$
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	T_{Solder}	± 300	$^\circ C$

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

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	k Ω
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	$^\circ C$

SG3526

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ Vdc}$, $T_J = T_{\text{low}}$ 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	$\Delta V_{\text{ref}}/\Delta T$	-	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 ($V_{\text{ref}} = 0\text{ V}$) (Note 2)	I_{SC}	25	80	125	mA

UNDERVOLTAGE LOCKOUT

Reset Output Voltage ($V_{\text{ref}} = +3.8\text{ V}$)	-	0.2	0.4	V
Reset Output Voltage ($V_{\text{ref}} = +4.8\text{ V}$)	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 ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	$\frac{\Delta f_{\text{osc}}}{\Delta V_{CC}}$	-	0.5	1.0	%
Frequency Stability over Temperature ($\Delta T_J = T_{\text{low}}$ to T_{high})	$\frac{\Delta f_{\text{osc}}}{\Delta T_J}$	-	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 ($V_{CC} = +35\text{ V}$)	$V_{\text{osc(P)}}$	-	3.0	3.5	V
Sawtooth Valley Voltage ($V_{CC} = +8.0\text{ V}$)	$V_{\text{osc(V)}}$	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 ($V_{\text{Pin 1}} - V_{\text{Pin 2}} \geq +150\text{ mV}$, $I_{\text{source}} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OH}	3.6	4.2	-	V
Low Output Voltage ($V_{\text{Pin 2}} - V_{\text{Pin 1}} \geq +150\text{ mV}$, $I_{\text{sink}} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	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. $T_{\text{low}} = 0^\circ\text{C}$ high = $+125^\circ\text{C}$

6. $I_L = 0\text{ mA}$ unless otherwise noted.

7. $f_{\text{osc}} = 40\text{ kHz}$ ($R_T = 4.12\text{ k}\Omega \pm 1\%$, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F} \pm 1\%$, $R_D = 0\text{ }\Omega$)

8. $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$.

SG3526

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------------	--------	-----	-----	-----	------

PWM COMPARATOR SECTION (Note 7)

Minimum Duty Cycle ($V_{C_{compensation}} = +0.4\text{ V}$)	DC_{min}	-	-	0	%
Maximum Duty Cycle ($V_{Compensation} = +3.6\text{ V}$)	DC_{max}	45	49	-	%

DIGITAL PORTS (SYNC, SHUTDOWN, RESET)

Output Voltage (High Logic Level) ($I_{source} = 40\text{ }\mu\text{A}$) (Low Logic Level) ($I_{sink} = 3.6\text{ mA}$)	V_{OH} V_{OL}	2.4 -	4.0 0.2	- 0.4	V
Input Current — High Logic Level (High Logic Level) ($V_{IH} = +2.4\text{ V}$) (Low Logic Level) ($V_{IL} = +0.4\text{ V}$)	I_{IH} I_{IL}	- -	-125 -225	-200 -360	μA

CURRENT LIMIT COMPARATOR SECTION (Note 9)

Sense Voltage ($R_S \leq 50\text{ }\Omega$)	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 $I_{source} = 20\text{ mA}$ $I_{source} = 100\text{ mA}$	V_{OH}	12.5 12	13.5 13	- -	V
Output Low Level $I_{sink} = 20\text{ mA}$ $I_{sink} = 100\text{ mA}$	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, $V_{CC} = +35\text{ V}$, $R_T = 4.12\text{ k}\Omega$)	I_{CC}	-	18	30	mA

NOTES: 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. $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$
 9. $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +12\text{ V}$

Figure 1. Reference Stability over Temperature

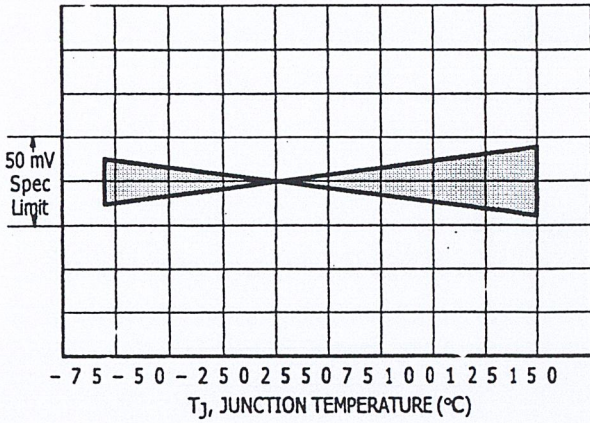


Figure 2. Reference Voltage as a Function Supply Voltage

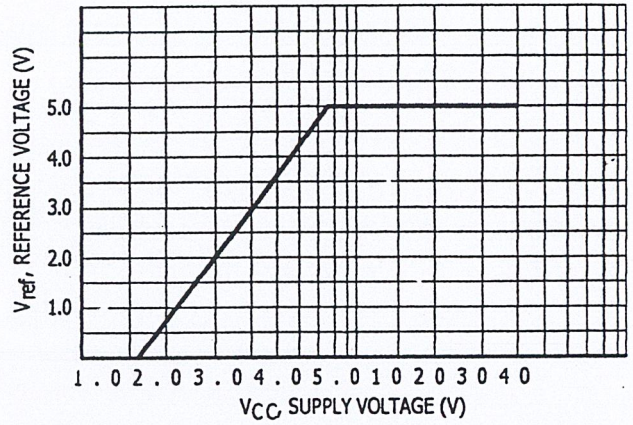


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

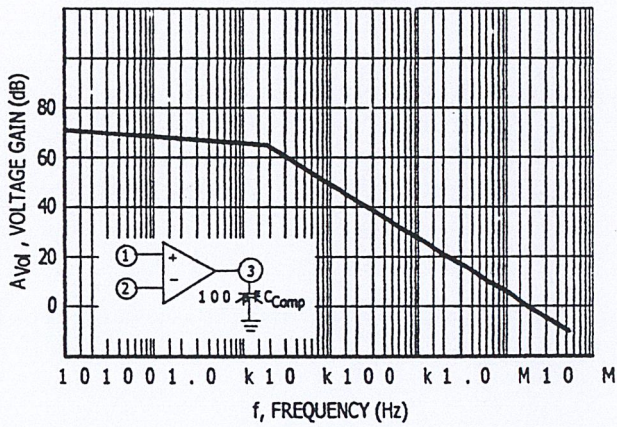


Figure 4. Current Limit Comparator Threshold

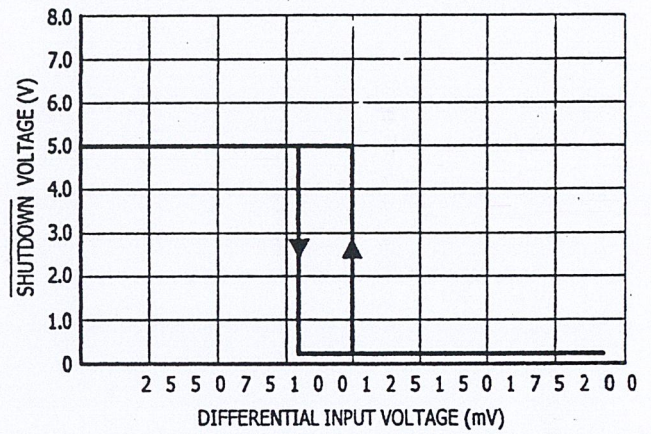


Figure 5. Undervoltage Lockout Characteristic

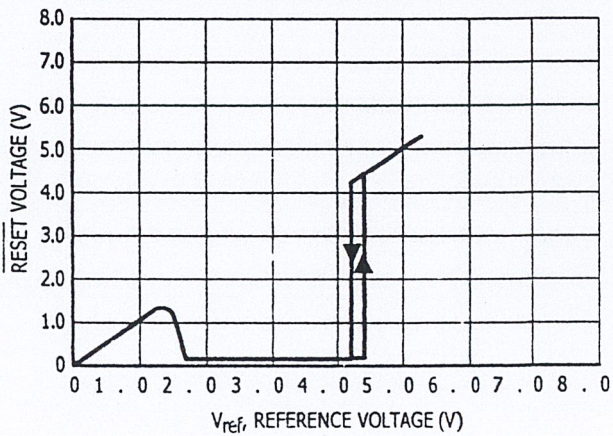


Figure 6. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current

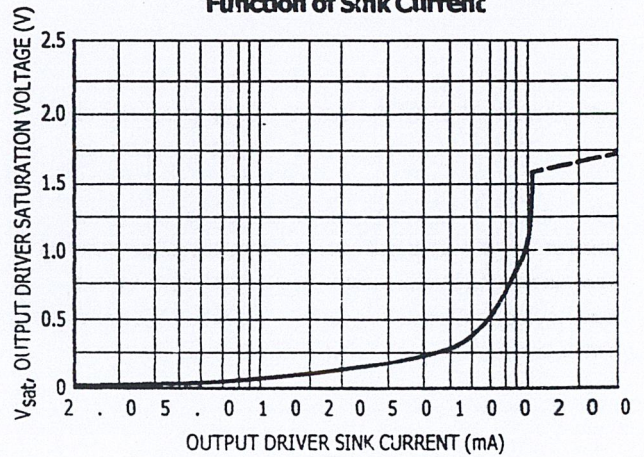


Figure 7. V_{SAT} Saturation Voltage as a Function of Sink Current

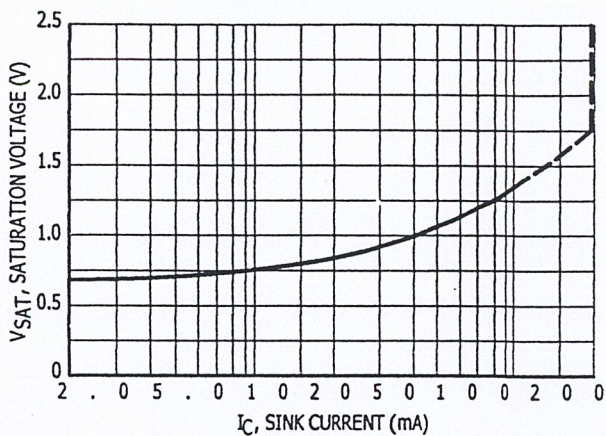


Figure 8. Oscillator Period

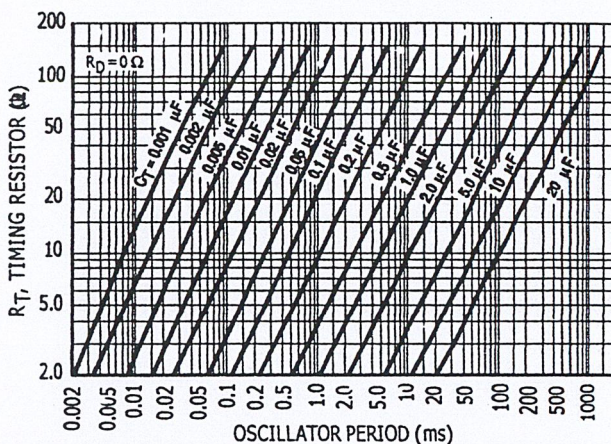


Figure 9. Error Amplifier Figure 10. Undervoltage Lockout

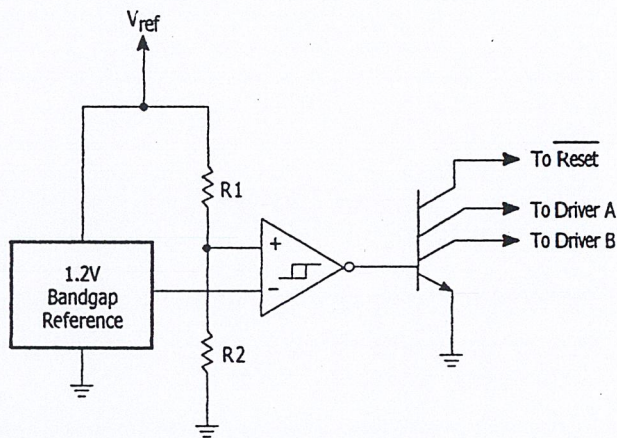
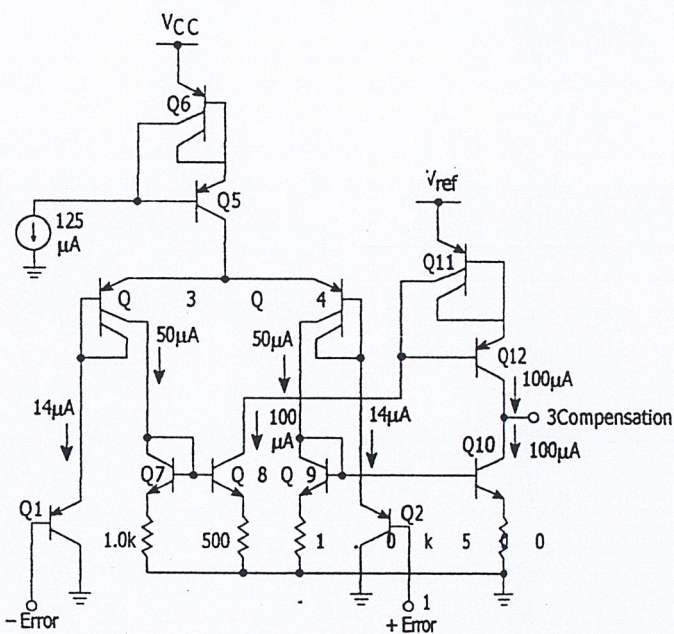
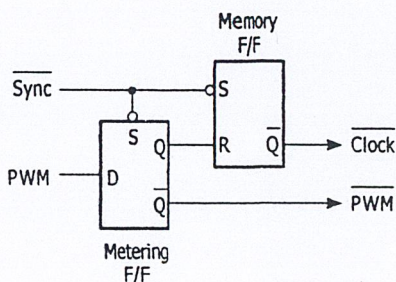


Figure 11. Pulse Processing Logic

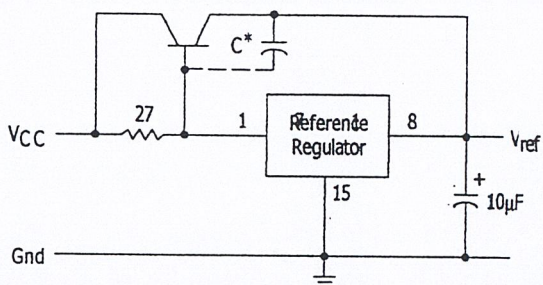


The metering Flip-Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

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

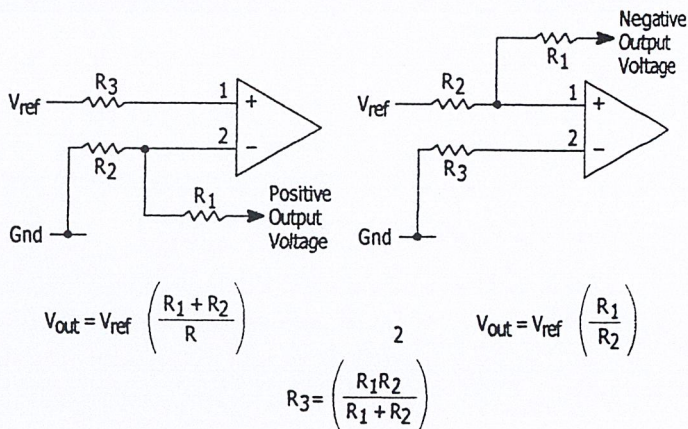


Figure 14. Oscillator Connections Figure 15. Foldback Current Limiting

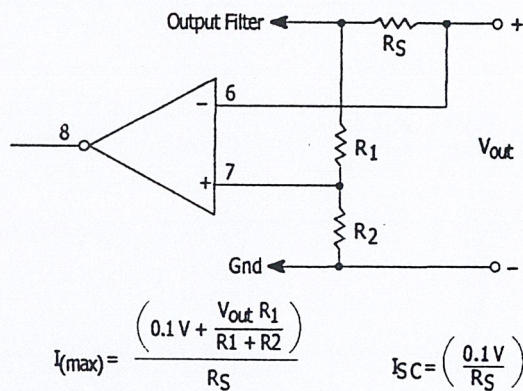
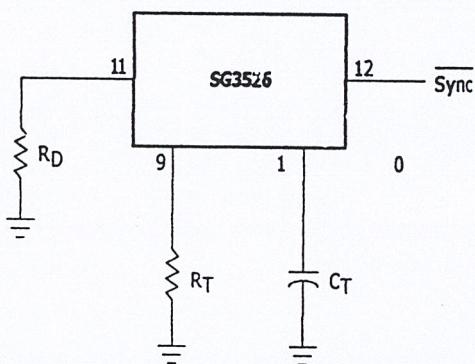
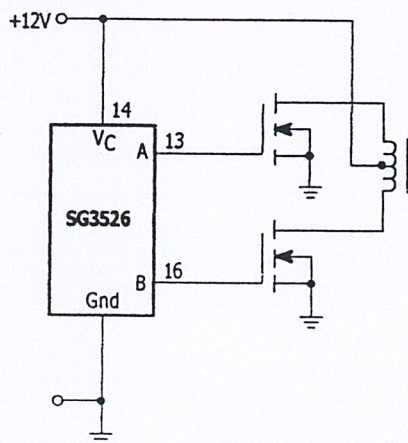
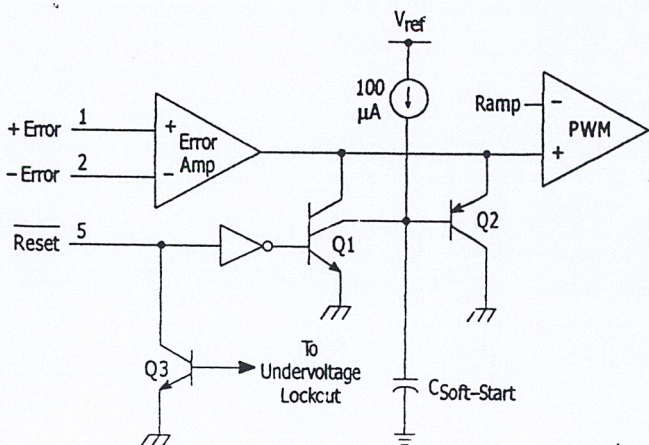


Figure 16. Soft-Start Circuitry Figure 17. Driving VMOS Power FETs



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

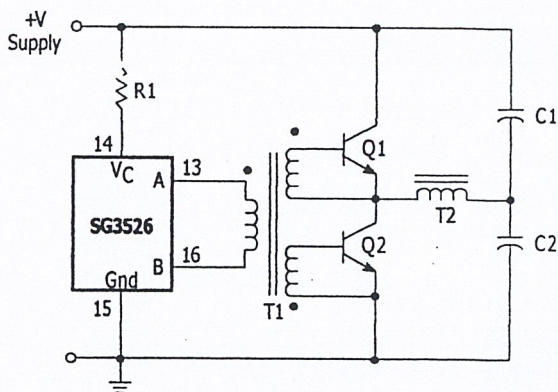
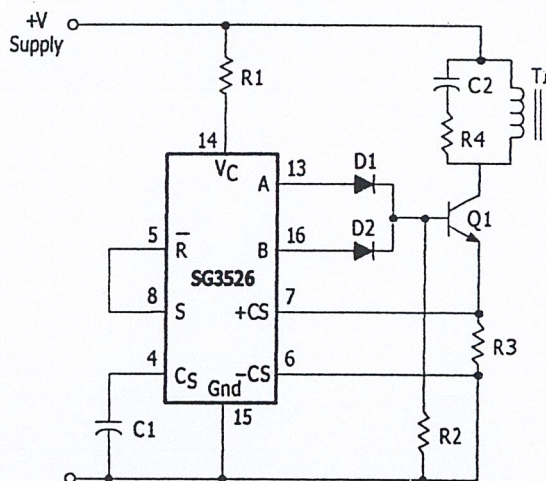
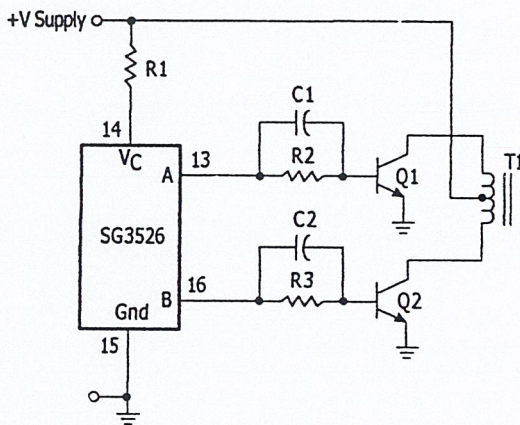
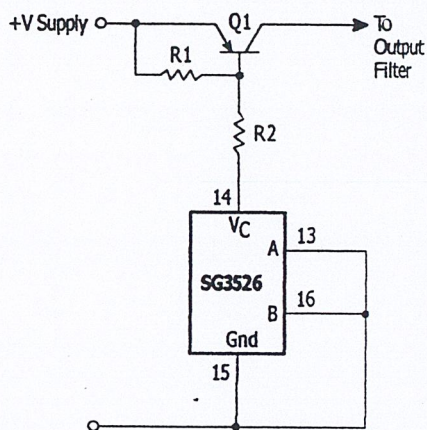


Figure 19. Flyback Converter with Current Limiting



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

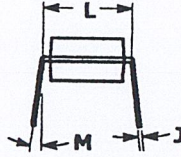
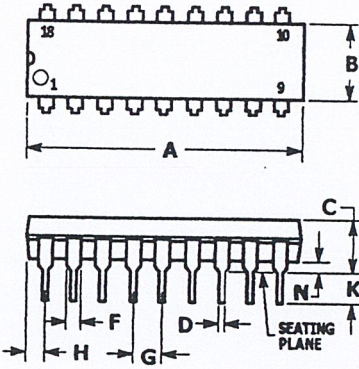
Figure 20. Single-Ended Configuration Figure 21. Push-Pull Configuration



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	0.34	0.56	0.014	0.022
F	1.27	1.78	0.050	0.070
G	2.54	BSCD.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	BSCD.300	BSC	
M	0°	15°	0°	15°
N	0.51	1.02	0.020	0.040

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

How to reach us:

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

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

MFAX: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609

ASIA/PACIFIC: Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 88 Tai Ping Industrial Park,

INTERNET: <http://Design-NET.com> 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298



15A, 400V - 600V Ultrafast Dual Diodes

MUR3040PT, MUR3050PT, MUR3060PT and RURH1540CC, RURH1550CC, RURH1560CC are ultrafast dual diodes ($t_{RR} < 55ns$) with soft recovery characteristics. They have a low forward voltage drop and are of planar, silicon nitride passivated, ion-implanted, epitaxial construction.

These devices are intended for use as energy steering/clamping diodes and rectifiers in a variety of switching power supplies and other power switching applications. Their low stored charge and ultrafast recovery with soft recovery characteristics minimizes ringing and electrical noise in many power switching circuits thus reducing power loss in the switching transistor.

Ordering Information

PACKAGING AVAILABILITY

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
MUR3040PT	TO-218AC	MUR3040PT
RURH1540CC	TO-218AC	RURH1540C
MUR3050PT	TO-218AC	MUR3050PT
RURH1550CC	TO-218AC	RURH1550C
MUR3060PT	TO-218AC	MUR3060PT
RURH1560CC	TO-218AC	RURH1560C

NOTE: When ordering, use the entire part number.

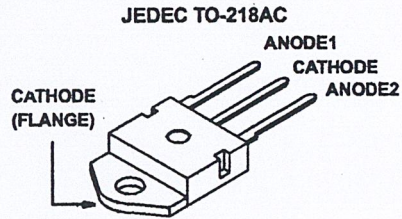
Features

- Ultrafast with Soft Recovery Characteristic ($t_{RR} < 55ns$)
- +175°C Rated Junction Temperature
- Reverse Voltage Up to 600V
- Avalanche Energy Rated

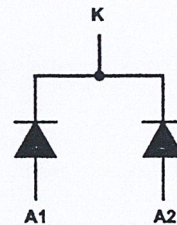
Applications

- Switching Power Supply
- Power Switching Circuits
- General Purpose

Package



Symbol



Absolute Maximum Ratings $T_C = +25^\circ C$, Unless Otherwise Specified

	MUR3040PT RURH1540CC	MUR3050PT RURH1550CC	MUR3060PT RURH1560CC
Peak Repetitive Reverse Voltage..... V_{RRM}	400V	500V	600V
Working Peak Reverse Voltage..... V_{RWM}	400V	500V	600V
DC Blocking Voltage..... V_R	400V	500V	600V
Average Rectified Forward Current..... $I_{F(AV)}$ (Total device forward current at rated V_R and $T_C = +150^\circ C$)	15A	15A	15A
Peak Forward Repetitive Current..... I_{FRM} (Rated V_R , square wave 20kHz)	42	42	30A
Nonrepetitive Peak Surge Current..... I_{FSM} (Surge applied at rated load condition halfwave 1phase 60Hz)	200A	200A	200A
Operating and Storage Temperature..... T_{STG}, T_J	-55°C to +175°C	-55°C to +175°C	-55°C to +175°C

MUR3040PT, RURH1540CC, MUR3050PT, RURH1550CC, MUR3060PT, RURH1560CC

Electrical Specifications $T_C = +25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

SYMBOL	TEST CONDITION	LIMITS									UNITS
		MUR3040PT, RURH1540CC			MUR3050PT, RURH1550CC			MUR3060PT, RURH1560CC			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_F	$I_F = 15\text{A}$ $T_C = +150^\circ\text{C}$	-	-	1.12	-	-	1.20	-	-	1.20	V
	$I_F = 15\text{A}$ $T_C = +25^\circ\text{C}$	-	-	1.25	-	-	1.50	-	-	1.50	V
I_R at $T_C = +150^\circ\text{C}$	$V_R = 400\text{V}$	-	-	500	-	-	-	-	-	-	μA
	$V_R = 500\text{V}$	-	-	-	-	-	500	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}$	-	-	-	-	-	-	-	-	500	μA
I_R at $T_C = +25^\circ\text{C}$	$V_R = 400\text{V}$	-	-	100	-	-	-	-	-	-	μA
	$V_R = 500\text{V}$	-	-	-	-	-	100	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}$	-	-	-	-	-	-	-	-	100	μA
t_{RR}	$I_F = 1\text{A}$	-	-	55	-	-	55	-	-	55	ns
	$I_F = 15\text{A}$	-	-	60	-	-	60	-	-	60	ns
t_A	$I_F = 1\text{A}$	-	20	-	-	20	-	-	20	-	ns
	$I_F = 15\text{A}$	-	30	-	-	30	-	-	30	-	ns
t_B	$I_F = 1\text{A}$	-	15	-	-	15	-	-	15	-	ns
	$I_F = 15\text{A}$	-	17	-	-	17	-	-	20	-	ns
$R_{\theta JC}$		-	-	1.5	-	-	1.5	-	-	1.5	$^\circ\text{C/W}$
E_{AVL}	see Fig. 7, 8	-	-	20	-	-	20	-	-	20	mJ

DEFINITIONS

V_F = Instantaneous forward voltage ($\text{pw} = 300\mu\text{s}$, $D = 2\%$).

I_R = Instantaneous reverse current.

t_{RR} = Reverse recovery time at $dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 2), summation of $t_A + t_B$.

t_A = Time to reach peak reverse current at $dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 2).

t_B = Time from peak I_{RM} to projected zero crossing of I_{RM} based on a straight line from peak I_{RM} through 25% of I_{RM} (See Figure 2).

$R_{\theta JC}$ = Thermal resistance junction to case.

E_{AVL} = Controlled avalanche energy (See Figures 7 and 8).

pw = pulse width.

D = duty cycle.

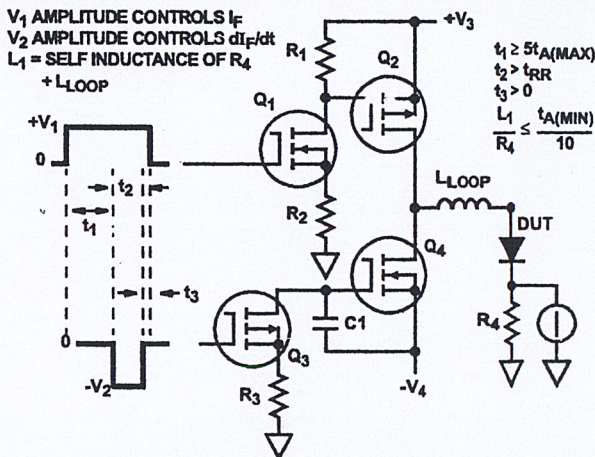


FIGURE 1. t_{RR} TEST CIRCUIT

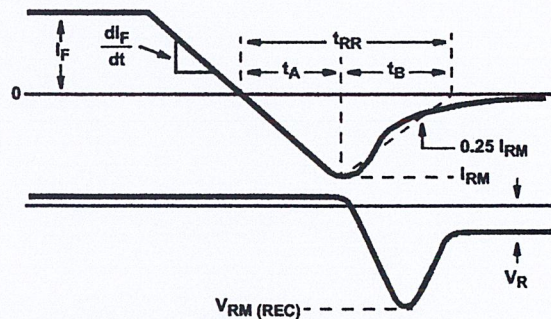


FIGURE 2. DEFINITIONS OF t_{RR} , t_A AND t_B

All Intersil semiconductor products are manufactured, assembled and tested under ISO9000 quality systems certification.

Intersil semiconductor products are sold by description only. Intersil Corporation reserves the right to make changes in circuit design and/or specifications at any time without notice. Accordingly, the reader is cautioned to verify that data sheets are current before placing orders. Information furnished by Intersil is believed to be accurate and reliable. However, no responsibility is assumed by Intersil or its subsidiaries for its use; nor for any infringements of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of Intersil or its subsidiaries.

For information regarding Intersil Corporation and its products, see web site <http://www.intersil.com>

Typical Performance Curves

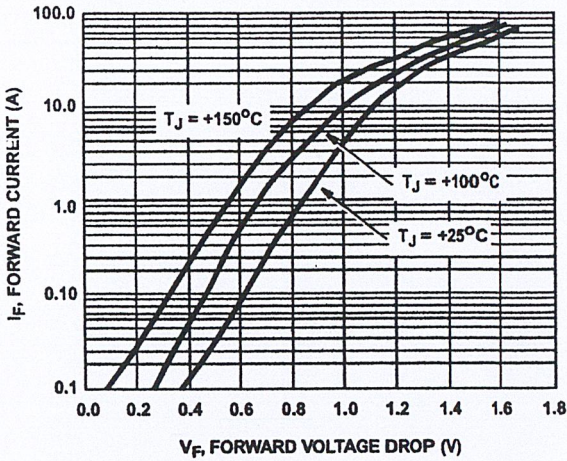


FIGURE 3. FORWARD VOLTAGE vs FORWARD CURRENT CHARACTERISTIC

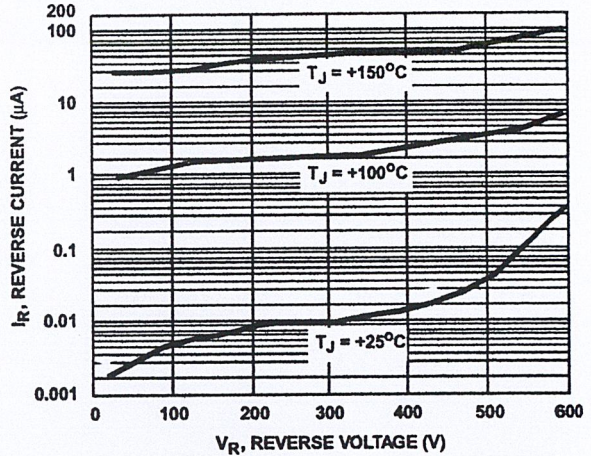


FIGURE 4. REVERSE VOLTAGE vs REVERSE CURRENT CHARACTERISTIC

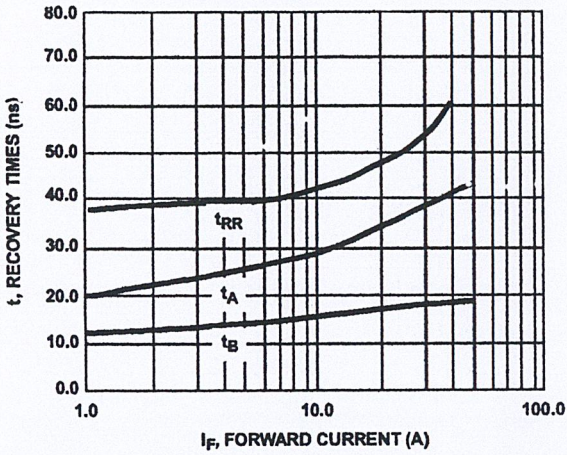


FIGURE 5. TYPICAL t_{RR} , t_A AND t_B CURVES vs FORWARD CURRENT

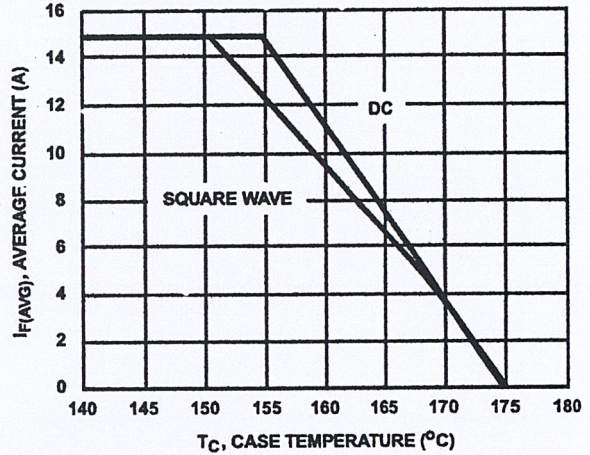


FIGURE 6. TYPICAL CURRENT DERATING CURVE vs CASE TEMPERATURE

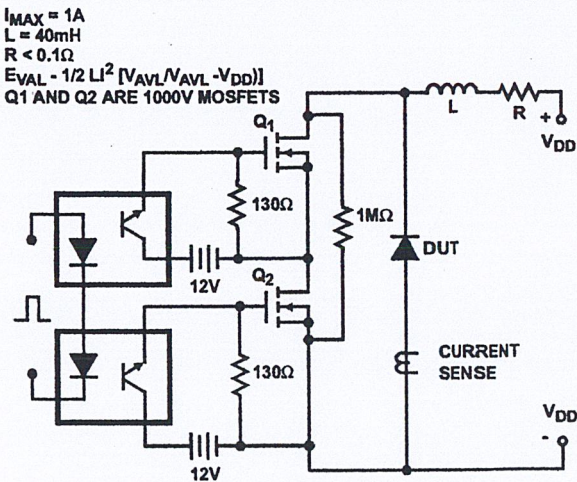


FIGURE 7. AVALANCHE ENERGY TEST CIRCUIT

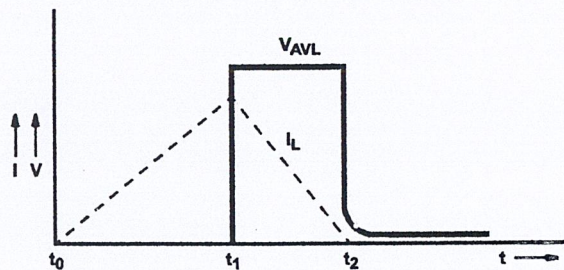
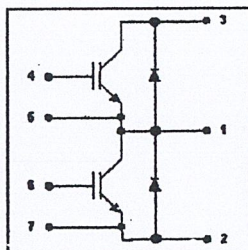


FIGURE 8. CURRENT VOLTAGE WAVEFORM

Features

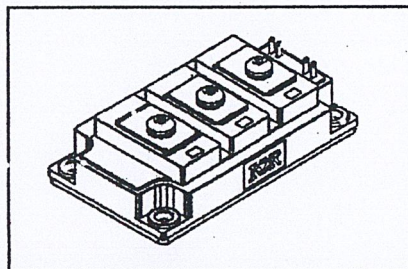
- Generation 4 IGBT technology
- UltraFast: Optimized for high operating frequencies 8-40 kHz in hard switching, >200 kHz in resonant mode
- Very low conduction and switching losses
- HEXFRED™ antiparallel diodes with ultra-soft recovery
- Industry standard package
- UL approved



$V_{CES} = 1200V$
$V_{CE(on) typ.} = 2.3V$
@ $V_{GE} = 15V, I_C = 200A$

Benefits

- Increased operating efficiency
- Direct mounting to heatsink
- Performance optimized for power conversion: UPS, SMPS, Welding
- Lower EMI, requires less snubbing



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
V_{CES}	Collector-to-Emitter Voltage	1200	V
$I_C @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Collector Current	200	A
I_{CM}	Pulsed Collector Current ^①	400	
I_{LM}	Peak Switching Current	400	
I_{FM}	Peak Diode Forward Current	400	
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	±20	V
V_{ISOL}	RMS Isolation Voltage, Any Terminal To Case, t = 1 min	2500	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	1040	W
$P_D @ T_C = 85^\circ C$	Maximum Power Dissipation	540	
T_J	Operating Junction Temperature Range	-40 to +150	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range	-40 to +125	

Thermal / Mechanical Characteristics

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction-to-Case - IGBT	—	0.12	°C/W
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction-to-Case - Diode	—	0.20	
$R_{\theta CS}$	Thermal Resistance, Case-to-Sink - Module	0.1	—	
	Mounting Torque, Case-to-Heatsink	—	4.0	N-m
	Mounting Torque, Case-to-Terminal 1, 2 & 3 ^②	—	3.0	
	Weight of Module	400	—	g

GA200TD120U

International
IR Rectifier

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)CES}$	Collector-to-Emitter Breakdown Voltage	1200	—	—	V	$V_{GE} = 0V, I_C = 1mA$
$V_{CE(on)}$	Collector-to-Emitter Voltage	—	2.3	2.8		$V_{GE} = 15V, I_C = 200A$
		—	2.1	—		$V_{GE} = 15V, I_C = 200A, T_J = 125^\circ\text{C}$
$V_{GE(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	6.0		$I_C = 2.5mA$
$DV_{GE(th)}/DT_J$	Temperature Coeff. of Threshold Voltage	—	-11	—	mV/ $^\circ\text{C}$	$V_{CE} = V_{GE}, I_C = 2.5mA$
g_{fe}	Forward Transconductance $\text{\textcircled{Q}}$	—	261	—	S	$V_{CE} = 25V, I_C = 200A$
I_{CES}	Collector-to-Emitter Leaking Current	—	—	2.0	mA	$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V$
		—	—	20		$V_{GE} = 0V, V_{CE} = 1200V, T_J = 125^\circ\text{C}$
V_{FM}	Diode Forward Voltage - Maximum	—	3.2	4.1	V	$I_F = 200A, V_{GE} = 0V$
		—	3.1	—		$I_F = 200A, V_{GE} = 0V, T_J = 125^\circ\text{C}$
I_{GES}	Gate-to-Emitter Leakage Current	—	—	500	nA	$V_{GE} = \pm 20V$

Dynamic Characteristics - $T_J = 125^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
Q_g	Total Gate Charge (turn-on)	—	1660	2490	nC	$V_{CC} = 400V, V_{GE} = 15V$
Q_{ge}	Gate - Emitter Charge (turn-on)	—	280	420		$I_C = 249A$
Q_{gc}	Gate - Collector Charge (turn-on)	—	550	825		$T_J = 25^\circ\text{C}$
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	636	—	ns	$R_{G1} = 15\Omega, R_{G2} = 0\Omega,$
t_r	Rise Time	—	201	—		$I_C = 200A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	650	—		$V_{CC} = 720V$
t_f	Fall Time	—	341	—		$V_{GE} = \pm 15V$
E_{on}	Turn-On Switching Energy	—	44	—		mJ
$E_{off (1)}$	Turn-Off Switching Energy	—	44	—		
$E_{ts (1)}$	Total Switching Energy	—	88	130		
C_{ies}	Input Capacitance	—	37343	—	pF	$V_{GE} = 0V$
C_{oes}	Output Capacitance	—	1660	—		$V_{CC} = 30V$
C_{res}	Reverse Transfer Capacitance	—	322	—		$f = 1\text{ MHz}$
t_{rr}	Diode Reverse Recovery Time	—	196	—	ns	$I_C = 200A$
I_{rr}	Diode Peak Reverse Current	—	131	—	A	$R_{G1} = 15\Omega$
Q_{rr}	Diode Recovery Charge	—	12833	—	nC	$R_{G2} = 0\Omega$
$di_{(rec)M}/dt$	Diode Peak Rate of Fall of Recovery During t_b	—	1740	—	A/ μs	$V_{CC} = 720V$ $di/dt = 1294A/\mu\text{s}$

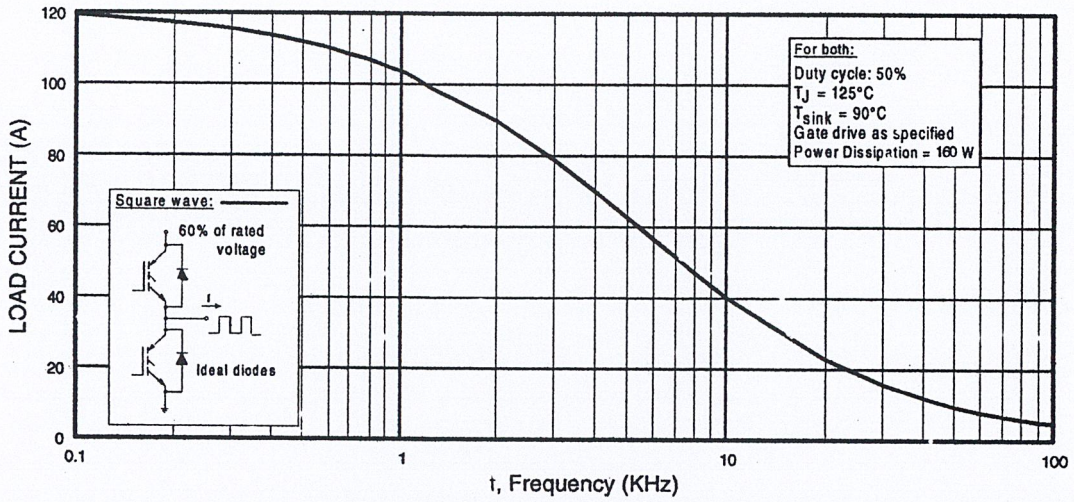


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
(Load Current = I_{RMS} of fundamental)

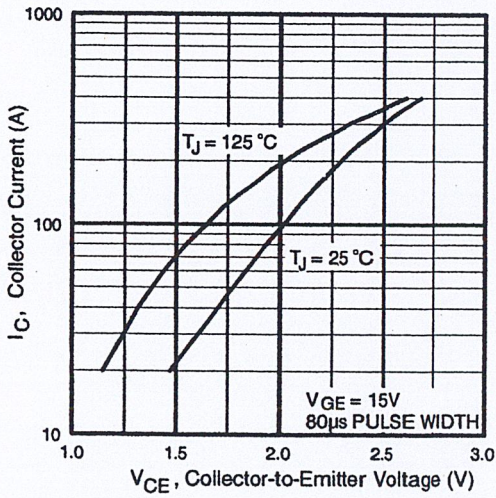


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

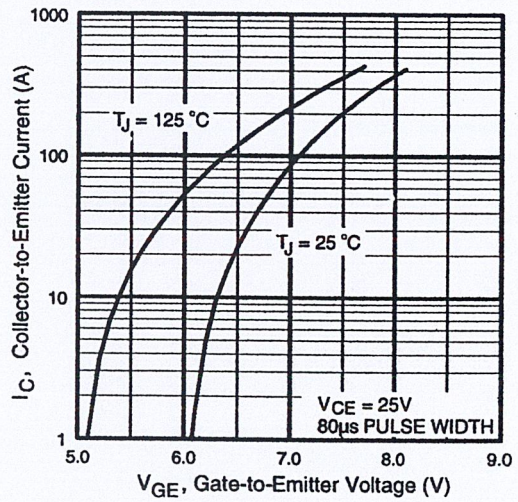


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

GA200TD120U

International
IRF Rectifier

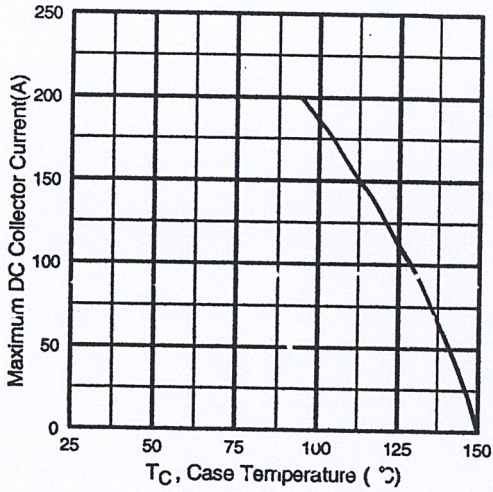


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

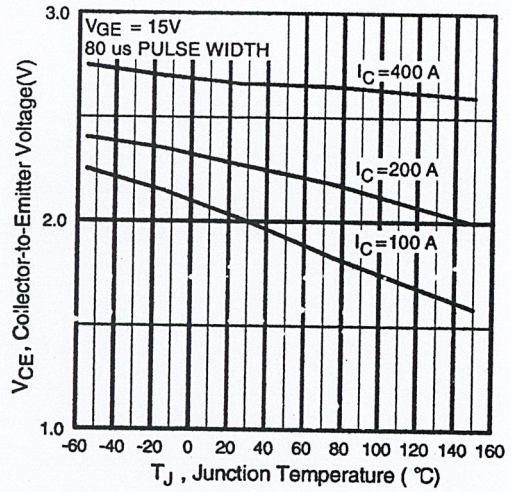


Fig. 5 - Typical Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

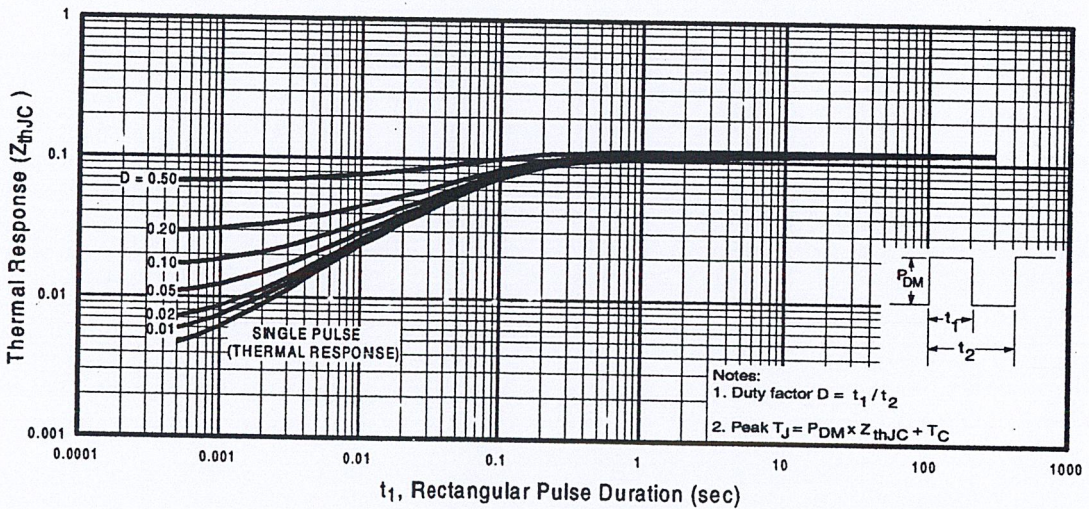


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance. Junction-to-Case

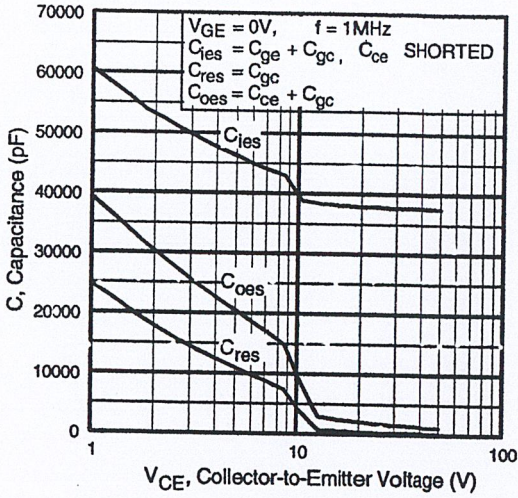


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

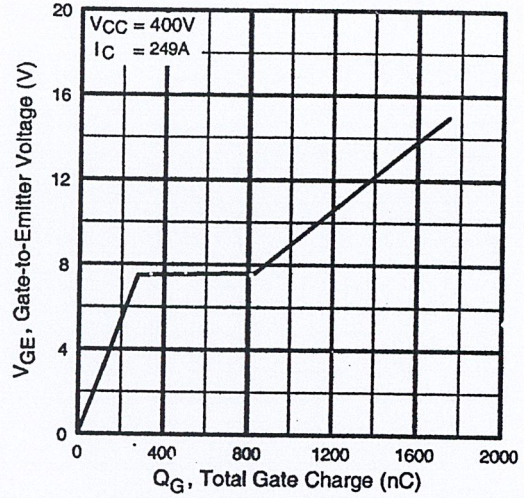


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

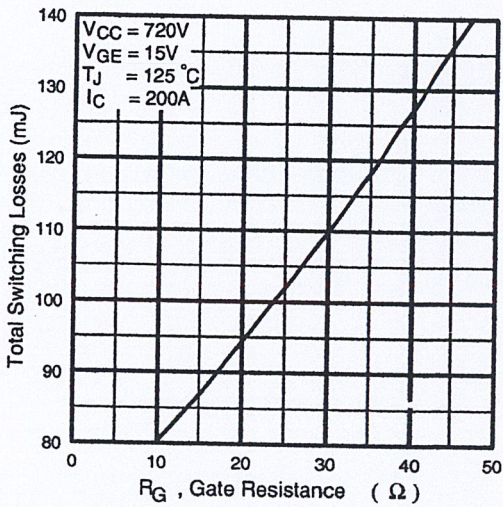


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

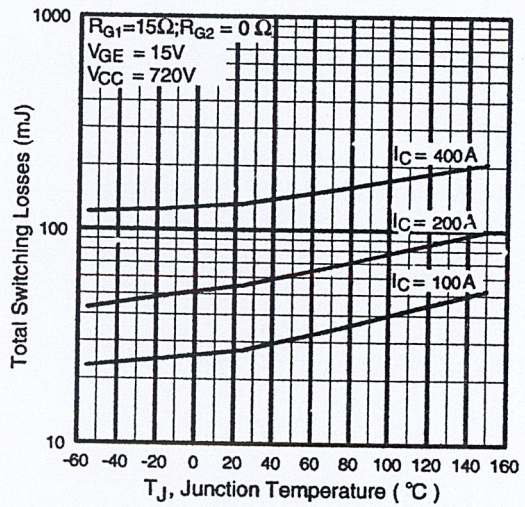


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

GA200TD120U

International
IGBT Rectifier

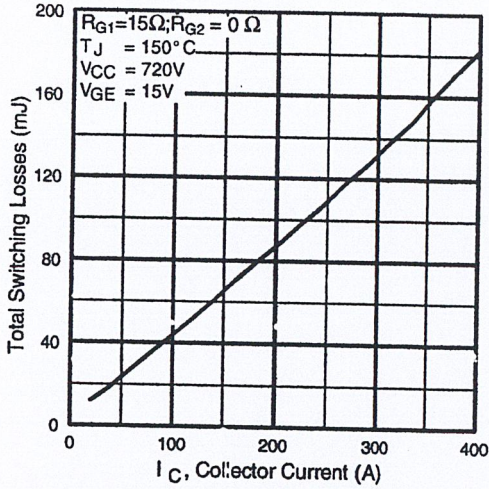


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

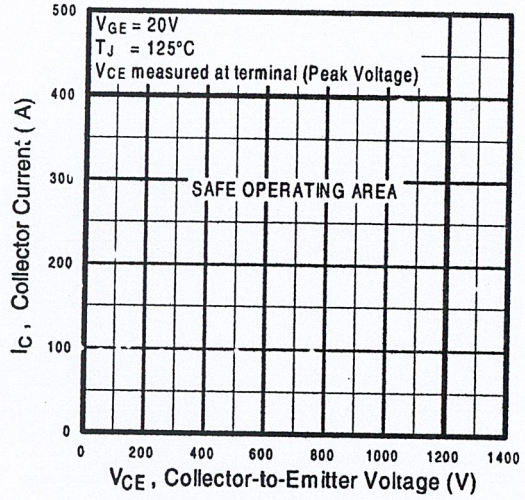


Fig. 12 - Reverse Bias SOA

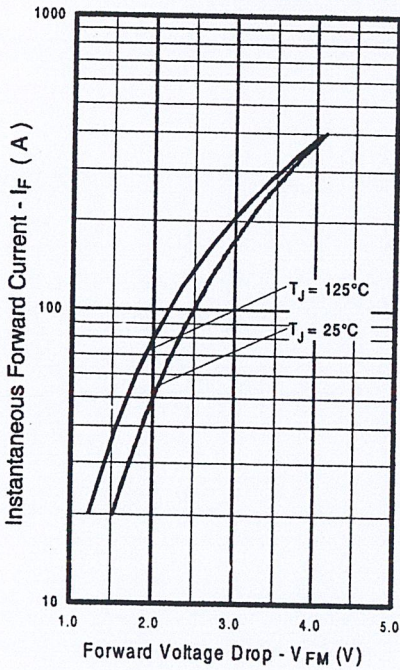


Fig. 13 - Typical Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current

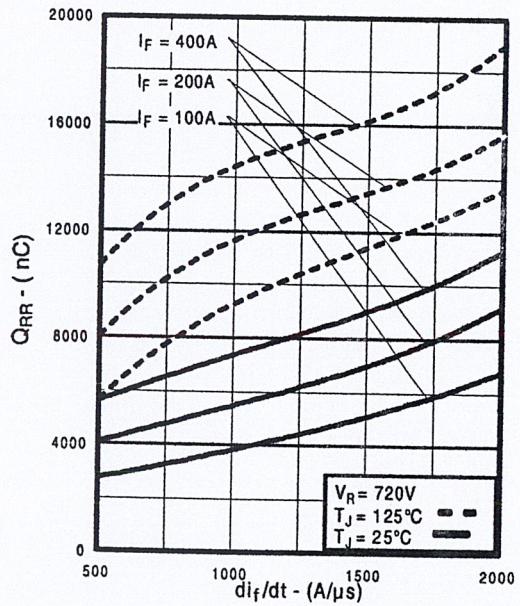


Fig. 14 - Typical Stored Charge vs. di_f/dt

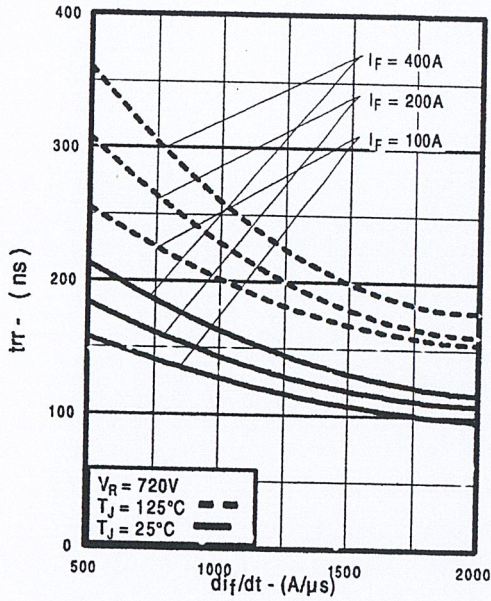


Fig. 15 - Typical Reverse Recovery vs. dI_F/dt

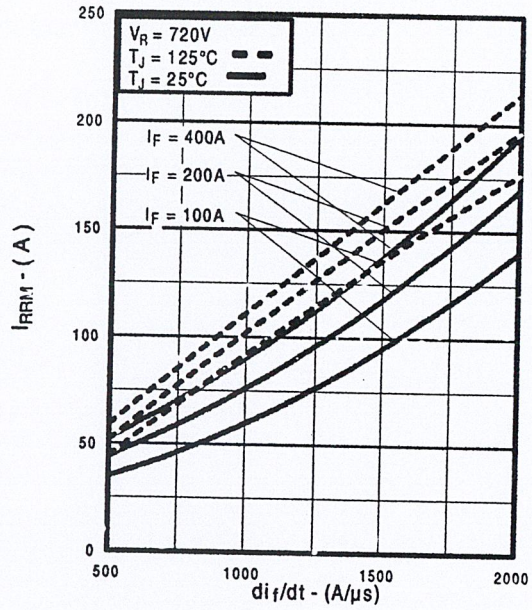


Fig. 16 - Typical Recovery Current vs. dI_F/dt

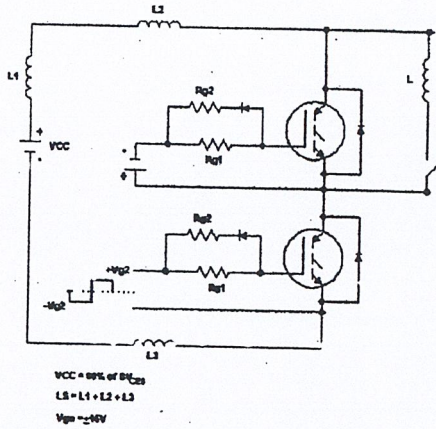


Fig. 17a - Test Circuit for Measurement of I_{LM} , E_{on} , $E_{off}(\text{diode})$, t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr} , $t_{d(on)}$, t_r , $t_{d(off)}$, t_f

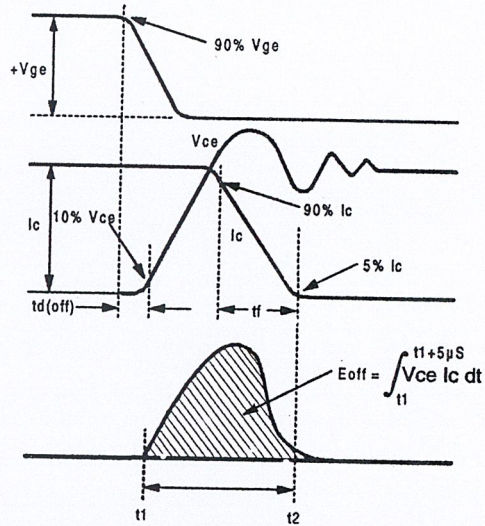


Fig. 17b - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{off} , $t_{d(off)}$, t_f

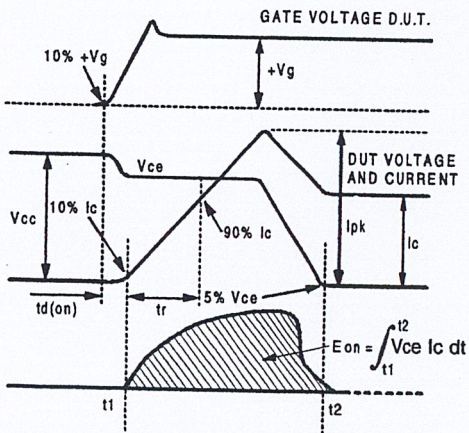


Fig. 17c - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{on} , $t_{d(on)}$, t_r

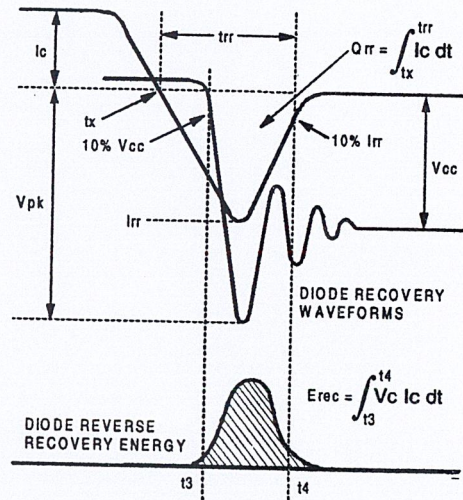


Fig. 17d - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{rec} , t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr}

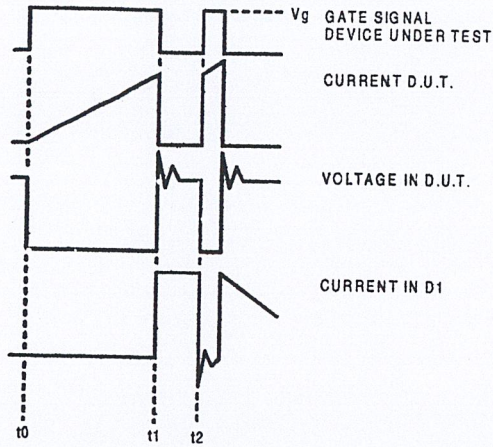


Figure 17e. Macro Waveforms for Figure 18a's Test Circuit

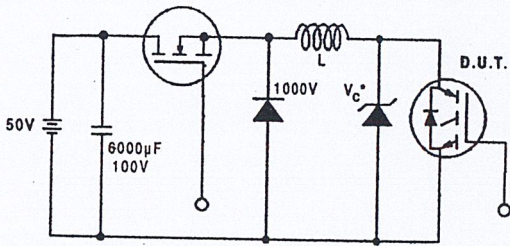


Figure 18. Clamped Inductive Load Test Circuit

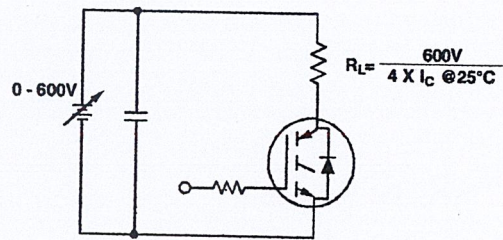


Figure 19. Pulsed Collector Current Test Circuit

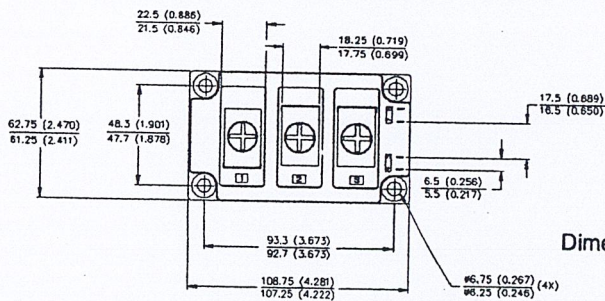
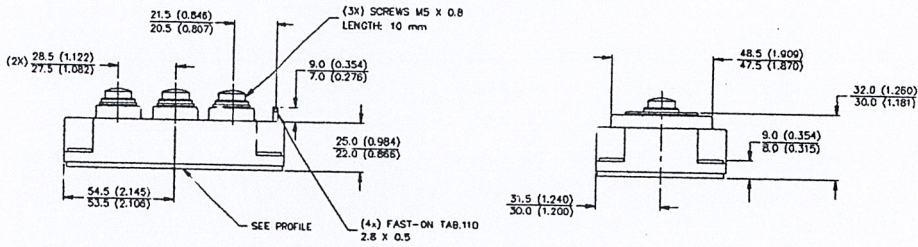
GA200TD120U

International
IR Rectifier

Notes:

- ① Repetitive rating; $V_{GE} = 20V$, pulse width limited by max. junction temperature.
- ② See fig. 17
- ③ For screws M5x0.8
- ④ Pulse width 50 μ s; single shot.

Case Outline — DOUBLE INT-A-PAK



Dimensions are shown in millimeters (inches)

International
IR Rectifier

IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105
IR EUROPEAN REGIONAL CENTRE: 439/445 Godstone Rd, Whyteleafe, Surrey CR3 OBL, UK Tel: ++ 44 (0)20 8645 8000
IR CANADA: 15 Lincoln Court, Brampton, Ontario L6T3Z2, Tel: (905) 453 2200
IR GERMANY: Saalburgstrasse 157, 61350 Bad Homburg Tel: ++ 49 (0) 6172 96590
IR ITALY: Via Liguria 49, 10071 Borgaro, Torino Tel: ++ 39 011 451 0111
IR JAPAN: K&H Bldg., 2F, 30-4 Nishi-Ikebukuro 3-Chome, Toshima-Ku, Tokyo 171 Tel: 81 (0)3 3983 0086
IR SOUTHEAST ASIA: 1 Kim Seng Promenade, Great World City West Tower, 13-11, Singapore 237994 Tel: ++ 65 (0)838 4630
IR TAIWAN: 16 Fl. Suite D. 207, Sec. 2, Tun Haw South Road, Taipei, 10673 Tel: 886-(0)2 2377 9936
Data and specifications subject to change without notice. 4/00

www.irf.com