

เครื่องเชื่อมแบบ อลูมิเนียม
ALUMINIUM WELDING



โดย
นาย วีระพงษ์ จักรพล
นาย ธนาพันธ์ จันทร์เฉลิม
นาย นพคุณ หงษ์สุวรรณ

๖๖.
๑๘๖๑๑
๖๕๖๖

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 46291
วัน, เดือน, ปี 2 1 ส.ค. 2546

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๐ ๓๒๐๓๒๖

เครื่องเชื่อมแบบ อลูมิเนียม

ALUMINIUM WELDING



โดย

นาย วีระพงษ์ จักรพล รหัส 42015195

นาย ธนาพันธ์ จันทร์เฉลิม รหัส 42015176

นาย นพคุณ หงษ์สุวรรณ รหัส 42015223

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.สมศักดิ์ เขียวศิริกุล

ปริญญาโท สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ ปีการศึกษา 2544

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องเชื่อมแบบอคูมิเนียม

ผู้จัดทำ

1. นาย วีระพงษ์ จักรพล รหัส 42015195

2. นาย ธนาพันธ์ จันทร์เฉลิม รหัส 42015176

3. นาย นพคุณ หงษ์สุวรรณ รหัส 42015223



อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ.สมศักดิ์ เชียรศิริกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อมแบบ อลูมิเนียม

ALUMINIUM WELDING

นาย วีระพงษ์ จักรพล รหัส 42015195

นาย ธนาพันธ์ จันทร์เฉลิม รหัส 42015176

นาย นพคุณ หงษ์สุวรรณ รหัส 42015223

โครงการนี้ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อมแบบ อลูมิเนียม

นาย วีระพงษ์ จักรพล

นาย ธนาพันธ์ จันทร์เฉลิม

นาย นพคุณ หงษ์สุวรรณ

รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2544

บทคัดย่อ

ปฏิญานិพนธ์ฉบับนี้ เป็นการนำเสนอ การออกแบบ การทดสอบการทำงาน และผลการทดลองการทำงานของเครื่องเชื่อมอลูมิเนียม โดยมีหลักการทำงานคือ ชั้นแรกจะทำการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 311 โวลต์ โดยวงจรกรองกระแสและเรียงกระแส ต่อมานำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนเป็นพัลส์ ความถี่ประมาณ 25 กิโลเฮิร์ต โดยเพาเวอร์มอสเฟตของวงจรต่อกันในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ มีไอซี SG 3526 ทำหน้าที่เป็น PWM ควบคุมความถี่ และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ตามข้อมูลที่ป้อนกลับจากเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุตของเครื่องเชื่อมในสถานะที่ไม่มีโหลด จะมีค่าอยู่ที่ 50 โวลต์ และค่ากระแสขณะทำการเชื่อมมีค่าสูงสุด 40 แอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ALUMINIUM WELDING

Weerapong Chackrapoln

Thanapan Chanchaleam

Noppakhun Hongsuwan

Somsak Cheersirikul

2001

ABSTRACT

This paper presented the design and test report for aluminium welding. Initially the rectifier and filter circuit change the alternating current 220 volts 50 Hz to direct current 310 volts. Subsequently the direct current will change to high frequency pulse (about 25 kHz) by power mosfet that it is inside of half-bridge converter, and controlled switching characteristic by SG 3526 entire frequency and pulse width it received data from output section to continue the process. Finally, output voltage of aluminium welding is 50 volts (no load) and welding current is about 40 amp.

สารบัญ

	หน้า
บทที่1 บทนำ	1
1.1 วิวัฒนาการของเครื่องเชื่อม	1
1.2 การแยกประเภทวิธีการเชื่อม	3
บทที่2 การเชื่อมทิก (TIG WELDING)	5
2.1 กรรมวิธีการเชื่อมทิก	5
2.2 ข้อดีของการเชื่อมแบบทิก	6
2.3 ส่วนประกอบของหัวเชื่อมทิก	7
2.4 ระยะเวลาของปลายลวดทั้งสแตน	8
2.5 อุปกรณ์ปรับความดันและวัดปริมาณการไหลของแก๊สปกคลุมแนวเชื่อม	8
2.5.1 รีจิวเรเตอร์ (Regulator)	8
2.5.2 ลวดเชื่อมเติม (Filler Metal)	9
2.6 กระแสเชื่อม(Welding Current)	9
2.6.1 กระแสไฟตรงต่อขั้วตรง	9
2.6.2 กระแสไฟตรงต่อกลับขั้ว	10
2.6.3 กระแส ไฟสลับ	10
2.7 ความถี่สูง (High Frequency)	11
2.8 การเชื่อมด้วยกระแสเป็นช่วง (Pulse Current Welding)	12
2.9 การปรับกระแสและเวลาสำหรับเชื่อมด้วยกระแสเป็นช่วง	13
2.10 ข้อดีของการเชื่อมแบบพัลส์	14
บทที่3 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้า	15
3.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส	16
3.1.1 ไดโอดเรียงกระแส	16
3.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส	17
3.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	18
3.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	19
3.2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	20
3.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4 ฮาร์ด-ปริคจ์คอนเวอร์เตอร์	22
3.2.5 ฟูล-ปริคจ์คอนเวอร์เตอร์	22
3.3 วงจรควบคุม	23
3.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมแรงดัน	23
3.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	25
3.4 วงจรขับ	27
3.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	27
3.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	29
3.5 วงจรสับเบอร์	32
3.5.1 วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส	32
3.5.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	34
3.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	35
3.6.1 ฟอสต์-รีคัพเวอร์และอุลตราฟอสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด	35
3.6.2 ซอกกีไดโอด	36
3.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	36
3.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต	37
บทที่ 4 หลักการทำงานของวงจร	41
4.1 ส่วนของวงจรควบคุม	41
4.1.1 วงจรป้อนกลับ	42
4.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์	42
4.1.3 วงจรขับ	46
4.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตชิง	46
4.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุท	46
4.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	47
4.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	50
บทที่ 5 การทดสอบการทำงาน	51
5.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ	51

	หน้า
5.2 ผลการทดลองวัดประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อม	53
บทที่ 6 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	56
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1 แสดงให้เห็นพัฒนาการของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าตั้งแต่อดีตถึงปัจจุบัน	1
รูปที่ 1.2 แสดงลักษณะการใช้งานในแบบต่างๆ ของเครื่องเชื่อมแบบอาร์ค	4
รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบภายในหัวเชื่อมทิก	7
รูปที่ 2.2 อุปกรณ์ปรับความดันและวัดปริมาณการไหลของแก๊ส	9
รูปที่ 2.3 แสดงกระแสเชื่อมกับเวลาของระบบเชื่อมด้วยกระแสเป็นช่วง	12
รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะของแนวเชื่อมแบบ Pulse	13
รูปที่ 3.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์	15
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	19
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	20
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์	21
รูปที่ 3.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	21
รูปที่ 3.7 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	22
รูปที่ 3.8 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมคควบคุมแรงดัน	23
รูปที่ 3.9 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม	24
รูปที่ 3.10(ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมคควบคุมกระแส	24
รูปที่ 3.10(ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมคควบคุมกระแส	25
รูปที่ 3.11 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่แบบเบเกอร์แคลมป์	27
รูปที่ 3.12 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์	28
รูปที่ 3.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ	29
รูปที่ 3.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS	30
รูปที่ 3.15 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	30
รูปที่ 3.16 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์	31
รูปที่ 3.17 แสดงวงจรสับเบอร์ดช่วยหยุดนำกระแส	32
รูปที่ 3.18 แสดงวงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน	33
รูปที่ 3.19 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	36
รูปที่ 3.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแส และหยุดนำกระแส	37
รูปที่ 3.21 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

	หน้า
รูปที่ 3.22 แสดงลักษณะของแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัสให้ นำกระแส	38
รูปที่ 4.1 แสดงลำดับการทำงานของวงจรควบคุมการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟต	41
รูปที่ 4.2 แสดงรายละเอียดของวงจรควบคุมการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์	43
รูปที่ 4.3 แสดงโครงสร้างภายในของ IC SG3526	45
รูปที่ 4.4 แสดงส่วนของเพาเวอร์สวิตชิง	48
รูปที่ 4.9 แสดงส่วนของวงจรสวิตช์ High Voltage	49
รูปที่ 5.1 แสดงสัญญาณพื้นเลื้อยซึ่งเป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์	51
รูปที่ 5.2 แสดงสัญญาณพัลส์ที่เอาต์พุต A และ B ของไอซี SG3526	52
รูปที่ 5.3 แสดงสัญญาณพัลส์ที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต	52

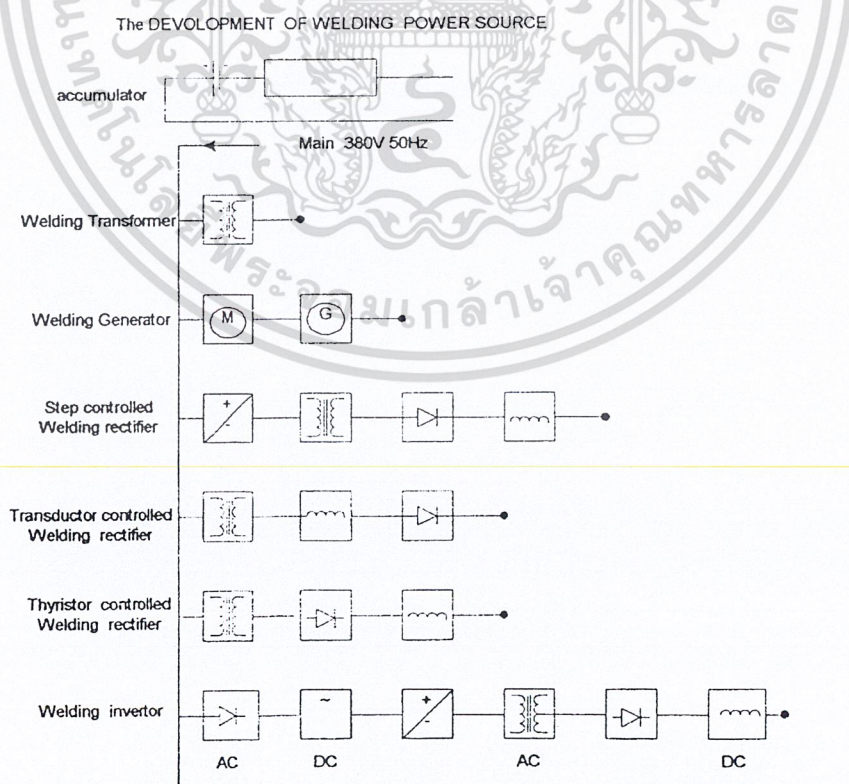


บทที่ 1

บทนำ

กระบวนการเชื่อมนี้มีหลักการพื้นฐานจากการที่ให้กระแสไฟฟ้าปริมาณมากๆ ไหลผ่านรอยต่อชิ้นงานที่ต้องการเชื่อมจนหลอมละลายติดกัน ซึ่งเมื่อพิจารณาจากหลักการแล้ว เครื่องเชื่อมก็คือแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าที่สามารถจ่ายกระแสได้เป็นปริมาณมากนั่นเอง เริ่มแรกมีการค้นพบวิธีเชื่อมจากการใช้แบตเตอรี่(battery)เป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าแต่ก็มีข้อจำกัดที่ปริมาณความจุกระแสน้อย และเมื่อใช้งานแล้วต้องมีการประจุแรงดันใหม่ ซึ่งใช้เวลานานในการประจุลดหรือการเลื่อนของขดลวดเพื่อที่จะปรับค่ากระแสที่ใช้ในการเชื่อม ต่อมาเมื่ออุปกรณ์สารกึ่งตัวนำได้ถูกนำมาใช้ในการเรียงกระแส เพื่อให้เป็นการเชื่อมแบบกระแสตรงและยังถูกใช้ในการควบคุมระดับกระแสในการเชื่อมอีกด้วย

1.1 วิวัฒนาการของเครื่องเชื่อม



รูปที่ 1.1 แสดงให้เห็นพัฒนาการของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าคั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1.1 แอคคิวมูเลเตอร์(Accumulator) เป็นการเชื่อมไฟฟ้าแบบแรกที่ถูกคิดค้นขึ้น โดยใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้า แต่มีข้อเสียคือไม่สามารถให้กระแสค่ามาก ๆ ได้ และในการใช้แต่ละครั้งต้องทำการประจุไฟฟ้าทุกครั้ง เมื่อใช้งานไปช่วงหนึ่งกระแสจากแบตเตอรี่จะมีค่าลดลงเรื่อยๆแต่การเชื่อมแบบนี้มีข้อดีคือสามารถเชื่อมได้เร็วกว่าการเชื่อมที่ใช้ไฟฟ้ากระแสสลับในการเชื่อม

1.1.2 เวลดิงทรานฟอเมอร์(Welding Transformer)เป็นการใช้หม้อแปลงเพื่อทำการส่งผ่านพลังงานไฟฟ้ามายังจุดเชื่อม โดยพลังงานไฟฟ้าดังกล่าวเป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับมีข้อเสียคือยากต่อการควบคุมซึ่งโดยปกติสามารถควบคุมกระแสในการเชื่อมได้ 4 แบบคือ แบบ เคลื่อนแกน(moving core) แบบเคลื่อนขดลวด (moving coil) แบบที่ทำให้รีแอกเตอร์อิ่มตัว (saturable reactor) และแบบสวิตช์เสียบ (tap switching) อุปกรณ์เชื่อมแบบนี้จะมีการสูญเสียพลังงานมาก แต่มีข้อดีคือไม่มีวงจรรีเลย์หรืออุปกรณ์ต่อพ่วงให้ยุ่งยาก

1.1.3 เวลดิงเจนเนอเรเตอร์ (Welding Generator) เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้มอเตอร์มาทำการหมุนเจนเนอเรเตอร์ไฟกระแสตรง (DC Generator) แล้วนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากเจนเนอเรเตอร์มาทำการเชื่อมไฟฟ้าอีกทีซึ่งจะเห็นได้ว่าเครื่องเชื่อมแบบนี้มีประสิทธิภาพต่ำเพราะเกิดการสูญเสียหลายขั้นตอน ตั้งแต่ นำไฟฟ้ามาแปลงเป็นพลังงานกล แล้วแปลงพลังงานกลกลับ ไปเป็นพลังงานไฟฟ้าอีกครั้ง แต่เครื่องเชื่อมลักษณะนี้จำเป็นต้องนำมาใช้เนื่องจากในงานเชื่อมบางประเภทจำเป็นต้องใช้กระแสไฟตรงในการเชื่อมเท่านั้น และใช้ในช่วงที่ยังไม่สามารถนำอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำมาใช้แทนได้

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

1.1.5 ทรานคอนดัคเตอร์ คอนโทรล เวลดิง เรคติกไฟเออร์ (Transductor Controlled Welding Rectifier) เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้หลักการเปลี่ยนค่าความนำของขดลวด ในการปรับค่ากระแสในการเชื่อม วิธีนี้ข้อเสียคือเกิดความสูญเสียขึ้นที่ขดลวดความนำ ในขณะที่ใช้กระแสค่าสูง ๆ

1.1.6 ไทริสเตอร์ คอนโทรล เวลดิง เรคติกไฟเออร์ (Thyristor Controlled Welding Rectifier) เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้อุปกรณ์ไทริสเตอร์ในการเรียงกระแส โดยสามารถกำหนดมุมในการนำกระแสให้กับไทริสเตอร์ ซึ่งเป็นการกำหนดกระแสที่ใช้ในการเชื่อมของเครื่องเชื่อมอีกด้วย

มีข้อดีคือ สามารถควบคุมกระแสได้อย่างละเอียดและแม่นยำ แต่มีข้อเสียคือ จะต้องเพิ่มเติมส่วนของวงจรควบคุมและมีราคาแพง

1.1.7 เวลดิง อินเวอร์เตอร์ (Welding Inverter) เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้หลักการของอินเวอร์เตอร์ในการที่จะเปลี่ยนค่าความถี่ไลน์ปกติให้สูงขึ้นก่อนที่จะส่งผ่านพลังงานด้วยหม้อแปลงความถี่สูงเป็นผลให้เครื่องมีประสิทธิภาพสูงและมีขนาดเล็กลง สามารถควบคุมปริมาณกระแสที่ใช้ในการเชื่อมได้อย่างแม่นยำ และเนื่องจากประสิทธิภาพที่มีค่าสูงเป็นผลทำให้ประหยัดพลังงานได้มากกว่าเครื่องเชื่อมชนิดอื่น

1.2 การแยกประเภทวิธีการเชื่อม

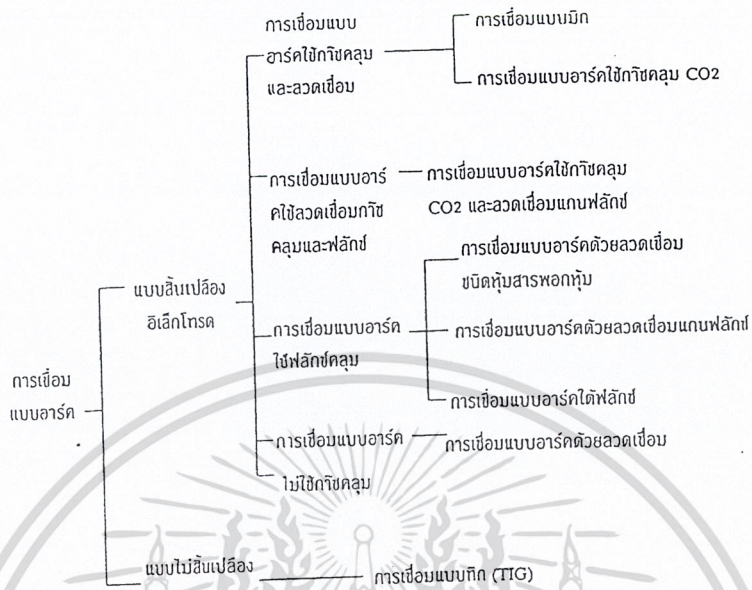
การเชื่อมโลหะสามารถทำได้หลายแบบซึ่งแต่ละแบบก็จะเหมาะสมกับงานที่แตกต่างกันไป ซึ่งสามารถจำแนกได้เป็น 3 ประเภท คือ

1.2.1 การเชื่อมโลหะหลอมละลาย การเชื่อมแบบนี้ส่วนที่เป็นรอยต่อจะถูกหลอมละลายด้วยความร้อนจากการอาร์ค (arc) หรือเปลวแก๊สติดไฟ (inflammable gas) การเชื่อมแบบนี้ไม่จำเป็นต้องใช้แรงกดกับรอยเชื่อม

1.2.2 การเชื่อมโดยใช้แรงกด การเชื่อมแบบนี้จะใช้ความร้อนรวมกับการกด เพื่อที่จะทำให้โลหะเชื่อมติดกัน

1.2.3 การบัดกรีแข็ง เป็นการประสานโลหะด้วยโลหะเจือ (alloy) ซึ่งมีจุดหลอมเหลวต่ำ เช่นตะกั่วบัดกรี (solder) ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวประสาน การประสานโลหะด้วยวิธีนี้ชิ้นงานจะไม่ถูกหลอมละลาย

เครื่องเชื่อมที่ได้จัดทำขึ้นนั้น จะถูกแยกไว้ในวิธีแรกคือ เป็นการเชื่อมที่หลอมละลายโลหะด้วยความร้อนจากการอาร์คซึ่งลักษณะการใช้งานของเครื่องเชื่อมนี้สามารถแบ่งย่อยออกตามสภาพแวดล้อมและชนิดของลวดเชื่อมที่ใช้ในการเชื่อมได้ดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 แสดงลักษณะการใช้งานในแบบต่างๆ ของเครื่องเชื่อมแบบอาร์ค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การเชื่อมทิก (TIG WELDING)

การเชื่อมทิก เกิดขึ้นตั้งแต่ปี 1890 โดยเริ่มรู้จักใช้แก๊สเป็นตัวปกคลุมแนวเชื่อม มาในปี ค.ศ. 1920 ได้พัฒนาวิธีการเชื่อมให้มีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น โดยใช้ทั้งสแตนเป็นลวดอาร์คซึ่งให้ความร้อนสูงและใช้แก๊สฮีเลียมกับแก๊สอาร์กอนปกคลุมแนวเชื่อม จนถึงปี 1930 HENRY M.HOBART และ PHILLIP K. BEVERS ได้จดทะเบียนลิขสิทธิ์การเชื่อมนี้เอาไว้

ทิก ย่อมาจาก ทั้งสแตน อินเสิร์ต แก๊ส (Tungsten Inert Gas) สมาคมการเชื่อมของอเมริกา (American Welding Society หรือ AWS.) เรียกขบวนการเชื่อมนี้ว่า แก๊ส ทั้งสแตน อาร์ค เวลด์ (Gas Tungsten-Arc Welding) โดยใช้คำย่อว่า GTAW. ซึ่งก็คือวิธีการเชื่อมที่ใช้ลวดทั้งสแตน เป็นตัวอาร์ค และใช้แก๊สเฉื่อยเป็นเกราะปกคลุมแนวเชื่อม บางตำราอาจเรียกขบวนการนี้ว่า เฮลิอาร์ค (Heliarc) หรือเฮลิเวล (Heliweld) ซึ่งเป็นชื่อดั้งเดิมของขบวนการนี้โดยใช้แก๊สฮีเลียมปกคลุมแนวเชื่อมและยังเป็นชื่อทางการค้าของบริษัทผู้ผลิตเครื่องเชื่อมทิกในประเทศสหรัฐอเมริกาอีกด้วย

2.1 กรรมวิธีการเชื่อมทิก

เป็นกรรมวิธีการเชื่อมโลหะ โดยขึ้นงานหลอมละลายด้วยความร้อนที่เกิดขึ้นจากการอาร์คระหว่างลวดทั้งสแตน (Non-consumable Electrode) กับชิ้นงานเชื่อม โดยมีแก๊สเฉื่อยปกคลุมบริเวณเชื่อม และบ่อหลอมละลายเพื่อไม่ให้บรรยากาศภายนอกเข้ามาทำปฏิกิริยากับบริเวณดังกล่าว ความร้อนที่ได้จากการอาร์ค สูงประมาณ 1,942 องศาเซลเซียส ในการเชื่อมนี้ลวดเชื่อมทั้งสแตนจะทำหน้าที่อาร์คเพื่อให้เกิดความร้อนเท่านั้น โดยมีการเติมลวดลงในแนวเชื่อม ถ้าต้องการเติมเนื้อเชื่อมลงไป

การเชื่อมทิก สามารถทำได้ทั้งระบบเชื่อมด้วยมือ (Manual) และระบบอัตโนมัติ (Automatic) ซึ่งแตกต่างกันดังนี้

ระบบเชื่อมด้วยมือเป็นระบบที่ช่างเชื่อม (Welder) คล้ายกับการเชื่อมด้วยแก๊สอะเซทิลีน โดยช่างเชื่อมจะใช้มือควบคุมหัวเชื่อมและการเติมลวดเชื่อม ความประณีตของงานเชื่อมขึ้นอยู่กับความชำนาญของช่างเชื่อมเป็นส่วนใหญ่ ส่วนระบบการเชื่อมอัตโนมัตินั้นเป็นระบบการเชื่อมด้วยอุปกรณ์อัตโนมัติ โดยอาศัยผู้ควบคุม (Operator) บังคับการทำงานของเครื่องเชื่อมด้วย การเปิดปิดสวิตช์ เพื่อควบคุมการเริ่มต้นและหยุดเครื่องเชื่อม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเชื่อมทิกเป็นกรรมวิธีการเชื่อมที่สามารถเชื่อมโลหะได้เกือบทุกชนิด ซึ่งรวมถึงโลหะผสมเช่น เหล็กกล้าคาร์บอน เหล็กกล้าผสม เหล็กกล้าไร้สนิม โลหะทนความร้อน อลูมิเนียมผสม ทองแดง และทองแดงผสมเป็นต้น สำหรับตะกั่วและสังกะสี ไม่ควรเชื่อมแบบ TIG เนื่องจากวัสดุทั้งสองมีจุดหลอมเหลวต่ำ

การเชื่อมทิกเป็นกรรมวิธีการเชื่อมที่สามารถเชื่อมโลหะบางชนิดได้ดี คือมีความหนาตั้งแต่ 0.005 นิ้ว – 1/8 นิ้ว แต่ถ้าโลหะมีความหนาตั้งแต่หนึ่งนิ้ว ควรเชื่อมด้วยกระบวนการเชื่อมอื่นจะประหยัดกว่าเว้นแต่ว่างานนั้นต้องการคุณภาพสูง จึงเชื่อมด้วยทิกและในการเชื่อมอาจจะเชื่อมแบบแนวซ้อนแนว (Multiple-pass) ก็ได้ ซึ่งงานที่ต้องการคุณภาพสูงได้แก่ งานอากาศยานเป็นต้น สำหรับชิ้นงานที่มีรูปร่างซับซ้อนยังสามารถเชื่อมด้วยทิกอาจเป็นระบบเชื่อมด้วยมือหรืออัตโนมัติก็ได้

2.2 ข้อดีของการเชื่อมแบบทิก

1. ไม่ต้องใช้ฟลักซ์ (flux) ดังนั้นแนวเชื่อมที่ได้จึงไม่จำเป็นต้องเคาะเสล็ด ซึ่งเป็นการตัดปัญหาในเรื่องเสล็ดฝังในแนวเชื่อม เพราะเสล็ดที่ฝังอยู่ในแนวเชื่อมทำให้แนวเชื่อมไม่แข็งแรงและผุกร่อน ทั้งนี้โดยการใช้แก๊สเฉื่อยทำหน้าที่แทนฟลักซ์สำหรับคลุมแนวเชื่อมไม่แข็งออกซิเจนและไนโตรเจนจากบรรยากาศมารวมตัวกับแนวเชื่อม หรือโลหะงานหลอมละลาย
2. ส่วนผสมทางเคมีของแนวเชื่อมที่เกิดขึ้นจะมีส่วนผสมเหมือนกับลวดเชื่อม จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงเกิดขึ้นเนื่องจากแก๊สเฉื่อยที่ปกคลุมแนวเชื่อมจะไม่รวมตัวหรือทำปฏิกิริยากับโลหะ ดังนั้นแนวเชื่อมที่ได้จากกรรมวิธีเชื่อมทิกจึงแข็งแรง ทนต่อการกัดกร่อนและเหนียวกว่าแนวเชื่อมที่ได้จากกรรมวิธีอื่น ๆ
3. สามารถเชื่อมได้ทุกท่าเชื่อม
4. สามารถมองเห็นแนวเชื่อมและบ่อหลอมละลายได้อย่างชัดเจน เนื่องจากการอาร์คที่เกิดขึ้นสะอาดไม่มีควันและเสล็ดปกคลุม
5. การเชื่อมทิกให้ความร้อนสูงและเป็นบริเวณแคบจึงไม่ทำให้ความร้อนในแนวเชื่อมแผ่กระจายกว้างเกินไป งานจึงมีโอกาสบิดตัวน้อย
6. ไม่มีเม็ดโลหะ (spatter) เกิดขึ้นที่บริเวณแนวเชื่อม เนื่องจากการเชื่อมทิกไม่มีการส่งผ่านโลหะลวดเชื่อมข้ามบริเวณแอโรคูล์บ่อหลอมละลาย
7. สามารถเชื่อมต่อเหล็กเหนียวที่มีความหนาแตกต่างกันได้
8. สามารถควบคุมแนวเชื่อมได้ง่าย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 ส่วนประกอบของหัวเชื่อมทิก

ในการเชื่อมประกวแรกจะต้องเข้าใจหลักการทำงานและวิธีการเลือกใช้ส่วนประกอบของหัวเชื่อมได้ถูกต้อง ส่วนประกอบของหัวเชื่อม TIG มีดังนี้



รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบภายในหัวเชื่อมทิก

2.3.1 ตัวทอร์ช (Torch Body) เป็นส่วนลำตัวของหัวเชื่อม ภายในทำด้วยทองแดงผสม พร้อมทั้งเป็นทางเดินของแก๊สปกคลุม น้ำระบายความร้อนและกระแสเชื่อม ซึ่งหุ้มด้วยวัสดุที่เป็นฉนวนกันความร้อนและกระแสไฟได้อย่างดี

2.3.2 ฝาครอบ (CAP) เป็นส่วนปลายสุดของหัวเชื่อม มีหน้าที่ป้องกันไม่ให้แก๊สไหลออกและยังเป็นตัวป้องกันไม่ให้อากาศไหลเข้าไปปนกับแก๊สภายในหัวเชื่อม CAP นี้จะมีหลายขนาด กำหนดตามความยาวของลวดทั้งสแตน

2.3.3 วงแหวนยาง (“O” Ring) เป็นวงแหวนยางกลมที่ประกอบอยู่ที่โคนเกลียวของฝาครอบสำหรับป้องกันการรั่วของแก๊ส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4 คอลเลท (Collet) หรือ อิเล็กโทรด คอลเลท (Electrode Collet) เป็นตัวจับลวดเชื่อม ซึ่งกำหนดตามขนาดเส้นผ่าศูนย์กลางของลวดทั้งสแตน โดยทั่วไปที่เป็นทองแดงผสมที่เป็นตัวนำความร้อนและไฟฟ้าที่ดี แต่ก็มีคอลเลท ที่ทำจากโครเมียมผสม (80-20) ผิวภายในของคอลเลท จะต้องเรียบสม่ำเสมอ ก่อนที่จะนำคอลเลท ไปใช้งาน ควรทดสอบครีป (burr) ที่อาจเกิดขึ้นกับคอลเลทเสียก่อน เนื่องจากคอลเลทที่มีครีปอยู่จะทำให้กระแสไฟเชื่อมเดินไม่สะดวก

2.3.5 คอลเลท โฮลเดอร์ (Collet Holder) ยึดติดกับตัวหัวเชื่อมด้วยเกลียวคอลเลท โฮลเดอร์ ทำด้วยทองแดงผสมทำหน้าที่บีบจับคอลเลทให้จับลวดทั้งสแตน ได้แน่น และยังมีรูเพื่อให้เกิดสปกคลุมไหลออกมาปกคลุมบ่อหลอมละลาย

2.3.6 นอซเซิล (Nozzle) ที่ใช้ในการเชื่อมทิกมีอยู่หลายชนิดได้แก่ ชนิดกระเบื้อง โลหะแก้ว และชนิดดวลชีด (Dual-shield) นอซเซิล แต่ชนิดที่เป็นเซรามิกนั้นนิยมใช้เนื่องจากว่าราคาถูก แต่สำหรับนอซเซิลโลหะที่ระบายความร้อนด้วยน้ำนั้นมียุการใช้นานกว่าแบบเซรามิก

2.4 ระยะเวลาของปลายลวดทั้งสแตน (Electrode Extension)

เป็นระยะที่ลวดทั้งสแตนยื่นออกไปจากนอซเซิล โดยทั่วไปเท่ากับ 1-2 เท่าของเส้นผ่าศูนย์กลางของลวดทั้งสแตน ถ้าระยะยื่นของปลายลวดทั้งสแตนยาวเกินไป จะทำให้ปลายลวดทั้งสแตนสัมผัสบ่อหลอมละลายหรือลวดเชื่อมเดิมได้ง่าย ๆ และต้องใช้แก๊สปกคลุมมากกว่าปกติ ถ้าระยะยื่นปลายลวดทั้งสแตนสั้น จะไม่ทำให้ปลายลวดทั้งสแตนสกปรกได้ง่ายเนื่องจากปลายลวดไม่จุ่มในบ่อหลอมละลาย แต่จะมีผลเสียต่อนอซเซิลและการเชื่อมต้องใช้ช่างที่มีความชำนาญ เพราะมองเห็นบ่อหลอมละลายได้ยาก

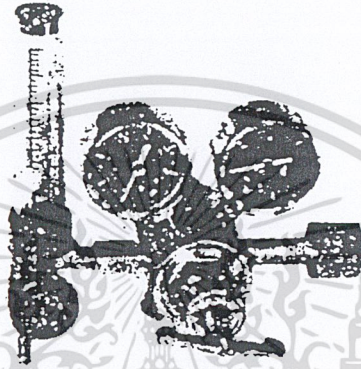
ระยะยื่นของปลายลวดทั้งสแตนขึ้นอยู่กับลักษณะของรอยต่อ สำหรับรอยต่อฟิลเลท (Filllet) ด้านในต้องการระยะยื่นปลายลวดทั้งสแตน หรือให้ปลายลวดทั้งสแตนเกือบถึงก้นของรอยต่อ จึงจะทำให้เห็นบ่อหลอมละลายได้ชัดเจน ในทางตรงกันข้ามถ้าเป็นรอยต่อขอบ (Edge flange) ต้องการระยะยื่นปลายลวดทั้งสแตนน้อยหรือไม่ต้องการเลย

2.5 อุปกรณ์ปรับความดันและวัดปริมาณการไหลของแก๊สปกคลุมแนวเชื่อม

ความดันและปริมาณการไหลของแก๊สปกคลุมมีความสำคัญต่อการเชื่อม TIG มาก ดังนั้นจึงต้องใช้ คอมบิเนชั่น เรกจิเรเตอร์ (combination regulator) และ โฟลวมิเตอร์ (flowmeter) จะต้องใช้หลอดแก้ววัดปริมาณการไหลของแก๊ส ประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้

2.5.1 เรกจิเรเตอร์ (Regulator) เป็นอุปกรณ์สำหรับวัดความดันสูงภายในถังหรือท่อแบบ (mainfold) มีหน่วยเป็น PSI และต่อผ่านไปยังโฟลวมิเตอร์ที่มีหน่วยวัดเป็นลูกบาศก์ฟุตต่อชั่วโมง

(C.F.H.) ซึ่งประกอบด้วยหลอดแก้ว พร้อมทั้งถูกกลบบรรจุอยู่ภายใน และสามารถปรับปริมาณการไหลได้ ในการประกอบโพลมิเตอร์จะต้องให้หลอดแก้ววัดปริมาณการไหลตั้งอยู่ในแนวตั้งจึงจะได้ค่าการวัดที่ถูกต้อง



รูปที่ 2.2 อุปกรณ์ปรับความดันและวัดปริมาณการไหลของแก๊ส

2.5.2 ลวดเชื่อมเติม (Filler Metal) การเลือกลวดเชื่อมเติมสำหรับการเชื่อม TIG ขึ้นอยู่กับงาน คุณสมบัติเชิงกลกายภาพ การออกแบบบรรอยต่อและคุณภาพผิวสำเร็จ การเลือกลวดเชื่อมเติมควรให้มีส่วนผสมเหมือนหรือเหมาะสมกับโลหะงาน ถ้าส่วนผสมของลวดเชื่อมเติมไม่เหมาะสมกับโลหะงานเชื่อมทำให้แนวเชื่อมไม่แข็งแรงหรือหรืออาจแตกร้าวได้ง่ายและสามารถนำเอาเศษที่ตัดออกจากโลหะงานมาใช้กับลวดเชื่อมเติมก็ได้ ลวดเชื่อมเติมที่ใช้ในขบวนการเชื่อมด้วยมือหรืออัตโนมัติจะมีทั้งชนิดที่เป็นเส้น โครงและขดเป็นม้วน

2.6 กระแสเชื่อม (Welding Current)

กระแสเชื่อมเป็นตัวควบคุมการซึมลึก ความเร็วของการเชื่อม อัตราเติมลวดเชื่อมและคุณภาพของแนวเชื่อม

กระแสเชื่อมที่คแบบพื้นฐานมีอยู่ 3 ชนิดคือ

2.6.1 กระแสไฟตรงต่อขั้วตรง(Direct current straight polarity) หรือเรียกย่อๆว่า ดีซีเอสพี(DCSP)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 กระแสไฟตรงต่อกลับขั้ว(Direct current reverse polarity) หรือเรียกย่อๆว่าดีซีอาร์พี(DCRP)

2.6.3 กระแสไฟสลับ(Alternating current)หรือเรียกย่อๆว่า (AC)

2.6.1 กระแสไฟตรงต่อขั้วตรง

กระแสไฟเชื่อมชนิดไฟตรงต่อขั้วตรง เป็นที่นิยมใช้การเชื่อมทึคมาก ซึ่งให้ผลดีแก่การเชื่อมโลหะทั่วไปและโลหะผสมยกเว้นอลูมิเนียมและแมกนีเซียม

การเชื่อมแบบนี้ลวดเชื่อมจะต่อเข้ากับขั้วลบ ส่วนชิ้นงานจะต่อเข้ากับขั้วบวก ดังนั้นอิเล็กตรอนจะไหลจากลวดเชื่อมสู่ชิ้นงาน ความร้อนเกิดขึ้นบนขั้วบวก(ชิ้นงาน) ประมาณ 70% ของความร้อนที่เกิดขึ้นทั้งหมด และความร้อนที่เกิดกับลวดเชื่อมจึงมีน้อยทำให้ลวดเชื่อมสามารถเชื่อมกับกระแสได้สูง ลดการกัดกร่อนของเปลวอาร์คและความร้อน ซึ่งเป็นการเพิ่มอายุการใช้งานของขดลวด

การเชื่อมด้วยไฟกระแสตรงต่อขั้วตรงจะทำให้แนวเชื่อมแคบและซึมลึก ไม่เหมาะกับการเชื่อมโลหะบางและไม่เกิดปฏิกิริยาทำความสะอาด (กำจัดออกไซด์) ถ้าเชื่อมอลูมิเนียมด้วยไฟกระแสตรง จะต้องใช้กัลวีธีเชื่อมพิเศษ โดยจะต้องทำความสะอาดผิวงานด้วยกัลวีธีหรือเคมีอย่างดีก่อนเชื่อม

2.6.2 กระแสไฟตรงต่อกลับขั้ว

การเชื่อมแบบกระแสไฟตรงต่อกลับขั้วนั้น ลวดเชื่อมต่อเข้ากับขั้วบวกของเครื่องเชื่อมส่วนชิ้นงานต่อเข้ากับขั้วลบ ทำให้อิเล็กตรอนไหลจากงานไปยังลวดเชื่อม ดังนั้นความร้อนจากอาร์คส่วนใหญ่จะอยู่ที่ลวดเชื่อม และความร้อนส่วนน้อยจะอยู่ที่ชิ้นงาน ถ้ากำหนดให้กระแสเชื่อมและระยะอาร์คที่เท่ากัน จะเห็นว่าการเชื่อมด้วยกระแสไฟตรงต่อกลับขั้ว จะมีแรงเคลื่อนอาร์ค(Arc Voltage) สูงกว่าการเชื่อมด้วยกระแสไฟตรงต่อตรงขั้ว ดังนั้นการเชื่อมด้วยกระแสไฟตรงต่อกลับขั้วจึงเกิดพลังงานทั้งหมดมากกว่าการเชื่อมด้วยกระแสไฟตรงต่อตรงขั้ว

2.6.4 กระแสไฟสลับ(Alternating current)

กระแสไฟที่ใช้เชื่อมเป็สัณกระแสเชื่อมที่ได้รวมเอากระแสไฟตรงต่อกลับขั้วกับกระแสไฟตรงต่อขั้วตรง โดยใน 1 Cycle จะเป็นกระแสไฟตรงต่อกลับขั้วครึ่งหนึ่ง และกระแสไฟตรงต่อขั้วตรงครึ่งหนึ่ง ดังนั้นการกระทำของอิเล็กตรอนและไอออนบวกของแก๊ส จะทำกับชิ้นงานและลวดเชื่อมในลักษณะที่สลับกันไปอย่างต่อเนื่อง จากรูปของกระแสไฟสลับ 1 Cycle จะประกอบด้วยลบบครึ่งหนึ่งและบวกอีกครึ่งหนึ่งเช่นกัน

การป้องกันไฟตรงย้อนกลับเข้าเครื่องเชื่อมคือ การต่อคาปาซิเตอร์ เข้ากับวงจร ซึ่งคาปาซิเตอร์นี้จะเป็นตัวป้องกันไฟตรงไม่ให้ไหลกลับเข้าไปในเครื่องเชื่อมได้อีก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การที่ไฟตรงย้อนกลับเข้าเครื่องเชื่อมไฟกระแสสลับ จะทำให้คลื่นของไฟสลับจากการอาร์คไม่สมดุลย์ในตำแหน่งที่คลื่นผ่านศูนย์ การอาร์คที่เกิดขึ้นจะดับลงและติดขึ้นใหม่อีก ซึ่งจุดนี้เป็นจุดที่เปลี่ยนทิศทางของกระแส

2.7 ความถี่สูง (High frequency)

การอาร์คจะเกิดขึ้นได้ง่ายและแน่นอนจะต้องใช้แรงดันไฟฟ้ามากกว่า 70 – 80 โวลต์ ด้วยเหตุนี้จึงจำเป็นต้องมีเครื่องผลิตความถี่สูง ซึ่งสามารถผลิตแรงดันได้หลายพันโวลต์ ด้วยขนาดกระแสเป็นมิลลิแอมแปร์เท่านั้น รวมเข้าไว้ในวงจรของขดทุติยภูมิในเครื่องเชื่อมด้วยเพื่อเป็นตัวผลิตแรงดันสูงชดเชยในการทำให้ครึ่งไซเคิลบวกที่หายไปบางส่วน และยังแรงพอที่จะไปขจัดออกไซด์ออกไปอีกด้วย ปกติแล้วมักจะเข้าใจกันว่าความถี่สูงทำหน้าที่ให้เกิดปฏิกิริยาทำความสะอาด แต่ที่จริงแล้วความถี่สูงเป็นตัวทำหน้าที่ช่วยจุดเปลวอาร์คให้เกิดขึ้น โดยเฉพาะในครึ่งไซเคิลบวกและเป็นผลให้เกิดการอาร์คที่สม่ำเสมอ และยังทำให้เกิดการขจัดออกไซด์เป็นไปอย่างได้ผลเท่านั้น

จุดประสงค์ของการที่ต้องมีความถี่สูงคือ จะทำให้เกิดสปกคลุมแตกตัวเป็นไอออน ซึ่งจะทำให้เกิดการไหลของกระแสเพิ่มมากขึ้น คำว่าการแตกตัวเป็นไอออน (Ionization) หมายถึงอะตอมของแก๊สที่ต้องสูญเสียอิเล็กตรอนไปหนึ่งตัวหรือมากกว่านั้น แล้งอะตอมยังคงสภาพเป็นไอออนบวก ในขณะที่เชื่อมเมื่อชิ้นงานเป็นขั้วลบ แก๊สไอออนซึ่งมีประจุเป็นบวกก็จะวิ่งเข้าชนชิ้นงานด้วยแรงที่มากพอที่จะดีออกไซด์บนผิวงานอลูมิเนียมให้แตกหลุดออกไปได้

สรุปได้ว่าความถี่สูงจะทำหน้าที่สำคัญ 3 ประการ คือ

1. ทำหน้าที่เริ่มต้นอาร์คโดยที่สวดทั้งสแตบ ไม่ต้องสัมผัสกับชิ้นงาน
2. ช่วยทำให้การอาร์คคงที่โดยการช่วยจุดกระแสไฟในช่วงไซเคิลบวกของการเชื่อมด้วยไฟกระแสสลับ
3. การแตกตัวเป็นไอออน ช่วยในการเริ่มต้นและส่งเสริมให้เกิดปฏิกิริยาทำความสะอาดขึ้น

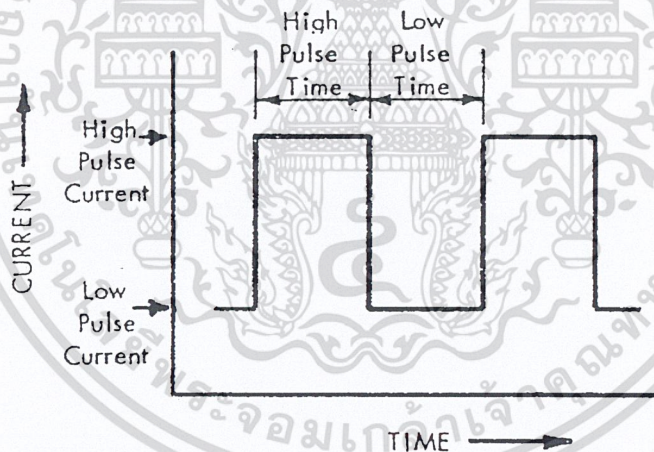
เครื่องผลิตความถี่สูงจะประกอบไปด้วยส่วนต่าง ๆ หลายส่วน เช่น หม้อแปลงไฟสูง คอนเดนเซอร์ ชุดสปาร์กเพื่อสร้างความถี่ รีโอสตาร์ทและคัปปลิงคอยล์ซึ่งทำหน้าที่เหนี่ยวนำความถี่สูงเข้าไปในวงจรเชื่อม เครื่องผลิตความถี่สูงบางครั้งจะออกแบบไว้ร่วมกับเครื่องเชื่อมบางครั้งก็แยกกัน ส่วนมากเครื่องเชื่อมที่ออกแบบสำหรับการเชื่อมทิก โดยเฉพาะมักมีเครื่องผลิตความถี่สูงอยู่ในตัว ถ้าเป็นเครื่องที่ออกแบบให้แยกกันจะสามารถนำเครื่องผลิตความถี่สูงมาต่อเข้ากับวงจรเชื่อมได้เลย

2.8 การเชื่อมด้วยกระแสเป็นช่วง (Pulse Current Welding)

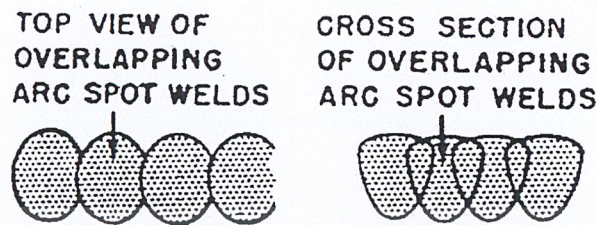
การทำงานของเครื่องเชื่อมทิก จะให้กระแสที่ใช้ในการอาร์คออกมาค่อนข้างคงที่ ซึ่งกระแสเป็นช่วงจะให้กระแสที่มีการเปลี่ยนแปลงอยู่ 2 ระดับคือระดับสูง (High Pulse Current) กับระดับต่ำ (Low Pulse Current)

ระดับสูง เป็นช่วงที่เกิดความร้อนสูงและมีการหลอมละลาย ส่วนระดับต่ำเป็นช่วงที่เกิดการเย็นตัวและโลหะแนวเชื่อมแข็งตัว

ได้มีการพัฒนาระบบการเชื่อมด้วยกระแสเป็นช่วง ที่มีสวิตช์อัตโนมัติสำหรับเปลี่ยนแปลงค่าของกระแส ที่สามารถควบคุมเวลาของกระแสแต่ละช่วงได้ แนวเชื่อมแบบนี้จะมีลักษณะเหมือนกับการเชื่อมที่เป็นจุดวางเกยทับกัน จุดเชื่อมแต่ละจุดเกิดจากช่วงที่กระแสที่สูงขึ้นซึ่งจุดเชื่อมนี้จะเกิดความร้อนและการซึมลึก และเมื่อกระแสลดสู่ระดับต่ำแนวเชื่อมจะเย็นตัวและแข็งตัว ซึ่งการเชื่อมจะเกิดขึ้นสลับกันไปตามความยาวแนวเชื่อม



รูปที่ 2.3 แสดงกระแสเชื่อมกับเวลาของระบบการเชื่อมด้วยกระแสเป็นช่วง



รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะของแนวเชื่อมแบบ pulse

การเชื่อมด้วยระบบกระแสเชื่อมเป็นช่วง จะต้องเข้าใจองค์ประกอบ 4 ประการดังนี้

1. ช่วงของกระแสที่สูงสุด (High Pulse Current) หรือ (Pulse current) เป็นช่วงที่ทำให้ความร้อนจากการอาร์คสูงสุด
2. ช่วงของกระแสที่ต่ำสุด (Low Pulse Current) หรือ (Background current) เป็นช่วงที่ให้ความร้อนต่ำสุด
3. ระยะเวลาที่เครื่องเชื่อมจ่ายกระแสช่วงสูงสุด (High Pulse Time)
4. ระยะเวลาที่เครื่องเชื่อมจ่ายกระแสช่วงต่ำสุด (Low Pulse Time)

2.8 การปรับกระแสและเวลาสำหรับการเชื่อมด้วยกระแสเป็นช่วง

การปรับช่วงของกระแสที่สูงสุดจะใช้สูงกว่ากระแสปกติเพียงเล็กน้อยเมื่อเชื่อมงานที่เหมือนกันสำหรับช่วงกระแสที่ต่ำสุดปกติจะปรับให้ต่ำกว่าช่วงของกระแสที่สูงสุดคือประมาณ 25% โดยให้อาร์คยังคงอยู่

การปรับช่วงเวลาของพัลส์ (pulse) นั้นมีความสำคัญมากโดยจะต้องปรับที่ระยะเวลาที่เครื่องเชื่อมจ่ายกระแสช่วงสูงสุดก่อน และต้องพิจารณาถึงบ่อหลอมละลายและการซึมลึกด้วย ถ้างานหนาให้ตั้งเวลามาก ส่วนระยะเวลาที่เครื่องเชื่อมจ่ายกระแสช่วงต่ำสุด ให้ตั้งเพียงพอแก่บ่อหลอมละลายจะเย็นตัวและโดยปกติจะตั้งให้ต่ำกว่าช่วงเวลาเครื่องเชื่อมจ่ายกระแสสูงสุด การตั้งค่าต่าง ๆ นั้นต้องคำนึงถึงบ่อหลอมละลาย การซึมลึก ชนิดของวัสดุงาน ตำแหน่งการเชื่อม และลักษณะของรอยต่อ เช่นถ้าบ่อหลอมละลายของงานเชื่อมโตเกินไปหรือซึกลึกเกินไปควรลดระยะเวลาที่เครื่องเชื่อมจ่ายกระแสสูงสุดลง

2.9 ข้อดีของการเชื่อมแบบ Pulse

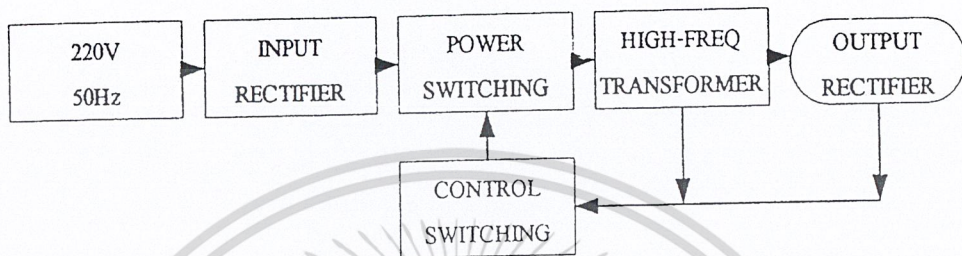
1. งานเสียรูปแลบิดงอน้อย
2. สามารถควบคุมขนาดของบ่อหลอมละลายและการละลายตัวของแนวเชื่อมได้
3. สามารถควบคุมการซึมลึกได้
4. สามารถเชื่อมได้ทุกท่าเชื่อม
5. คุณภาพแนวเชื่อมสูง
6. สามารถเชื่อมท่อและแนวเชื่อมซิกแซ็กได้ดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้า



รูปที่ 3.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์

การทำงานของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าเริ่มจากการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรท์ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูง ประมาณ 311 โวลท์ โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส จากนั้นนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาสวิทซ์ที่ความถี่สูงโดยวงจรเพาเวอร์สวิทซ์ สำหรับแหล่งจ่ายที่จัดทำขึ้นจะใช้วงจรเพาเวอร์สวิทซ์แบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ พัลส์ที่ได้จากการสวิทซ์จะยังคงมีแรงดันค่าสูงเกินกว่าแรงดันใช้งานอยู่ การลดลงแรงดันให้ต่ำลงสามารถทำได้โดยการส่งพลังงานผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งจะเป็นการแยกส่วนระหว่างส่วนของแรงดันสูงที่เชื่อมต่อกับไลน์กับส่วนใช้งานแรงความถี่สูง ซึ่งจะเป็นการแยกส่วนระหว่างส่วนของแรงดันสูงที่เชื่อมต่อกับไลน์กับส่วนใช้งานแรงดันต่ำได้อีกด้วยจากนั้นก็นำพัลส์ที่ได้จากการคัปปลิงนี้มาผ่านหม้อแปลงเพื่อทำการเรียงกระแสเป็นไฟฟ้ากระแสตรงอีกครั้ง เมื่อแหล่งจ่ายทำงานจะมีการป้อนกลับที่ค่าแรงดันจากขดลวดทุติยภูมิ มายังวงจรควบคุมการสวิทซ์ของวงจรเพาเวอร์สวิทซ์ โดยผ่านการเรียงกระแสให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเช่นกัน โดยวงจรควบคุมนี้จะทำการปรับคาบเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟสที่วงจรเพาเวอร์สวิทซ์ ให้ได้กระแสตามความต้องการของโหลด

จากพื้นฐานของวงจรสวิตซ์ ซึ่งโครงสร้างของวงจรสวิตซ์นี้ก็สามารถแบ่งออกไปได้หลายชนิด เพื่อใช้ในงานที่แตกต่างกัน ทั้งยังมีส่วนประกอบอื่นที่สำคัญ ซึ่งรายละเอียดและข้อมูลต่าง ๆ ได้เรียบเรียงไว้ตามลำดับดังนี้

3.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสเป็นส่วนสำคัญของวงจร ในวงจรในส่วนอินพุท และเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทดกระแสของฟิวส์ และ วงจรกรองสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุจะ ประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 2 ตัวคือ ตัวเก็บประจุกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

3.1.1 ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะกับการใช้งานควรมีข้อควรพิจารณาดังนี้

3.1.1.1 ค่ากระแสกระชาก ; I_{fsm}

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะเปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

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

เมื่อ V_p คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท

ERS คือ ค่าความต้านทานแฝง ในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

R_s คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรียงกระแสจะมีค่าอัตราทดกระแสกระชาก I_{fsm} ประมาณ 20 ถึง 30 เท่า ของอัตราทดกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของมัน โดยไดโอดที่ใช้จะต้องมีอัตราทดกระแสกระชากที่มากกว่าค่ากระแสที่คำนวณได้จากสมการ ค่ากระแสกระชากอาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ R_s แต่จะทำให้เครื่องมีประสิทธิภาพลดลงเนื่องจากเกิดกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน

3.1.1.2 ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง; I_{fsm}

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุกรองกระแส นั้นได้มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุกรองกระแส

3.1.1.3 ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง; $I(fm)$

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

3.1.1.4 อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด; $V(rim)$

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับของไดโอด วงจรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันขอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรเพื่อค่าแรงดันไบแอสกลับ ให้มีค่ามากกว่าแรงดันขอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่อาจเกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟสลับ

3.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส

ตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้นและช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

3.1.2.1 อัตราทนกระแสระลอก (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุกรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุนั้นเอง ซึ่งค่ากระแสจะเป็นผลให้ตัวเก็บประจุร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุกรองกระแสจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้ เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุนานกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

3.1.2.2. แรงดันกระแสเพิ่มที่เอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระแสเพิ่มที่แรงดันเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส จะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระแสเพิ่มที่แรงดันเอาต์พุททำให้แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระแสเพิ่มนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรกระแสดังกล่าวให้มีความถี่ของกระแสเพิ่มไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของตัวเก็บประจุกรองกระแส สามารถคำนวณได้จาก

$$C = \frac{I_e \Delta t}{\Delta v_{\text{ripple}}} \quad (3.2)$$

เมื่อ I_e คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส

Δt คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ

Δv_{ripple} คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อม

3.1.2.3. ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ(Holdup Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ เป็นช่วงเวลาที่สวิตซ์ยังสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทได้ตามปกติที่โหลดสูงสุดเมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับที่มีต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้วงจรสวิตซ์นี้มีค่าเวลาโฮลด์อัฟ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

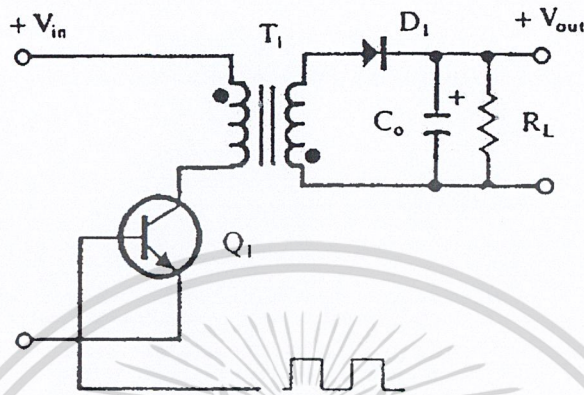
3.1.2.4. อัตราทนแรงดัน(Voltage Rating)

ตัวเก็บประจุกรองกระแสต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเพื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของวงจรคอนเวอร์เตอร์

3.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟกระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นค่าแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้คอนเวอร์เตอร์นั้นมีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

3.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



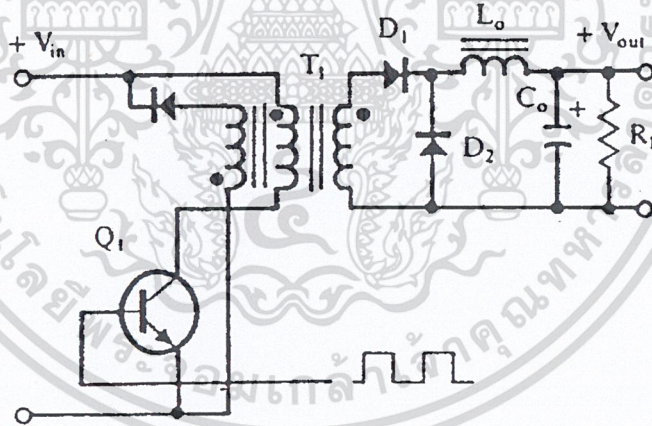
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์จะนำกระแสตามค่าตั้งของฟัลต์ดีเลย์ที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T_1 จะกำหนดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอส กลับและไม่นำกระแสทำให้มีการสะสมพลังงานของขดลวดที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T_1 แทนเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสสนามแม่เหล็ก T_1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมอยู่ในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดทุติยภูมิ และจะมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาท์พุท Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง และค่าของแรงดันที่อินพุทฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ก่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

3.2.2. ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูป 3.4 จะเห็นได้ว่าฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 ในฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงแต่ D2 จะอยู่ในลักษณะที่ถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ L ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C และโหลดได้ขณะที่มีค่ากระแสไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวของมันด้วย เมื่อ Q1 หยุดนำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน L จะยุบลงตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ไดโอด D2 ออกไปยังโหลดได้จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแสทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าค่าของฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตามที่ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า



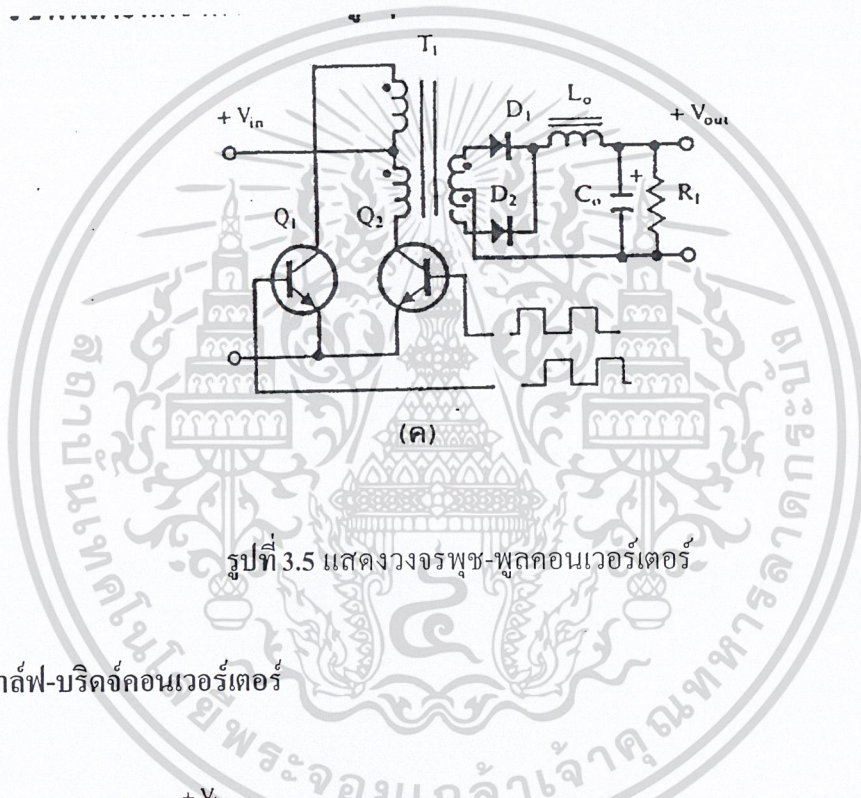
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

3.2.3. พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุม

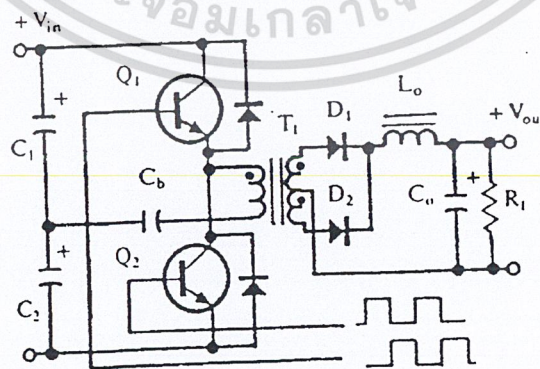
กระแส จะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจ สำหรับวงจรสวิตช์ที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ

จากรูปที่ 3.5 Q1 และ Q2 จะผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับแต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน L ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตามเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามา จะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจร พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ เช่นกัน



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

3.2.4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

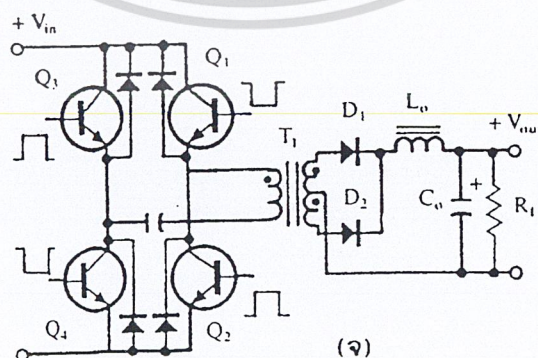
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ และให้ค่ากำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 3.6 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

3.2.5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.7 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 นำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่าวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิ่งที่ต้องการมีกำลังงานสูง ๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก



รูปที่ 3.7 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

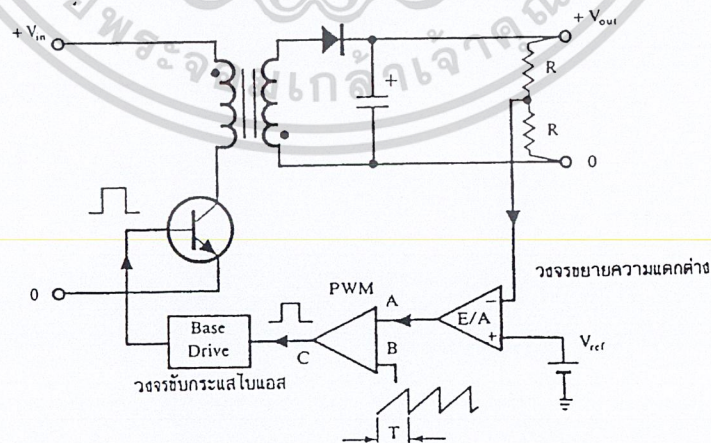
3.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลัก การใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ จะสามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

3.3.1. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป

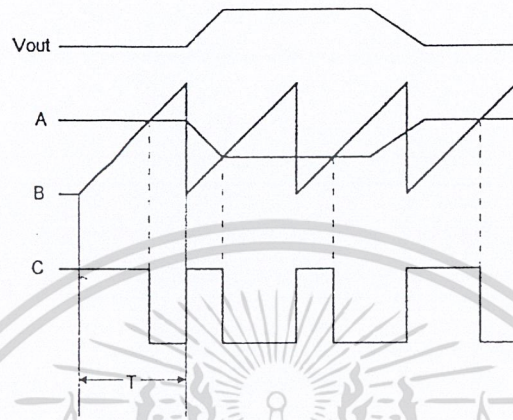
จากรูปที่ 3.8 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชัน โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาต์พุตที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดูเลชันค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการ นำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



รูปที่ 3.8 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

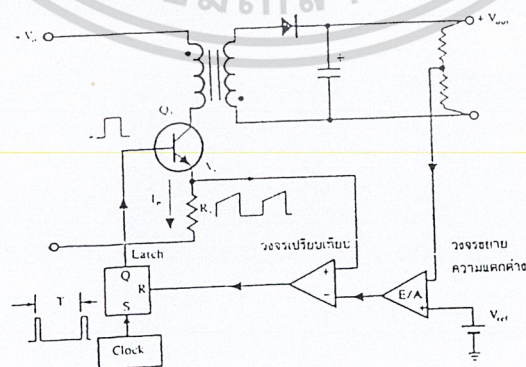
เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ต ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ



รูปที่ 3.9 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม

เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงแรงดันจุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจึงมีค่าเพิ่มขึ้น ช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

3.3.2. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส



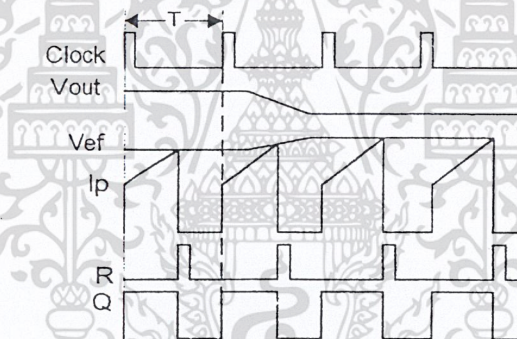
รูปที่ 3.10(ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีกว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาจากรูป 3.10(ก) การทำงานของจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมโดยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตติ้งของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R ของ ไอซี

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ ต่ออนุกรมไว้กับ Q_1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย



รูปที่ 3.10 (ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

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

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วยทำให้ความกว้างของเอาต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พวทพัลส์ลดลงเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทที่ได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต้องวางจรรยาบรรณความแตกต่าง EVA เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุทมีค่าลดลง เอาต์พุทของวงจรรายความแตกต่าง EVA จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลา นำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุทของวงจรรายความแตกต่าง EVA ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุทของวงจรรายความแตกต่าง EVA จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลา นำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่น และแรงดันที่วงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 3.10(ข)

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจกระเสมีข้อดีกว่า วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุทเมื่อเกิดทรานเซียนต์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่ต้องรอให้สัญญาณการป้อนกลับจากเอาต์พุท
2. สามารถป้องกันกระแสไหลกลับได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. สามารถต่อขนานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

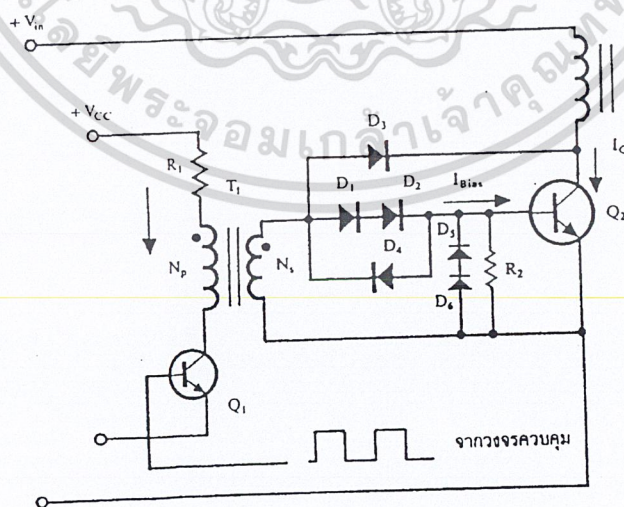
3.4 วงจรขับ

3.4.1. วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้มีกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบโอสแตต นั้นทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรขับกระแสไบโอสแตตด้วยกระแสคงที่ และวงจรขับกระแสไบโอสแตตด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่มีการใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักที่จะนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัว แต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสได้ไบโอสแตตด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ส่วนประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

3.4.1.1. วงจรขับกระแสไบโอสแตตโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์เคลมปี เบเกอร์เคลมปีเป็นวงจรขับกระแสไบโอสแตตด้วยกระแสคงที่และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์ เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสม เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้ และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอิมิตเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 แสดงวงจรขับกระแสไบโอสแตตด้วยกระแสคงที่แบบเบเกอร์เคลมปี

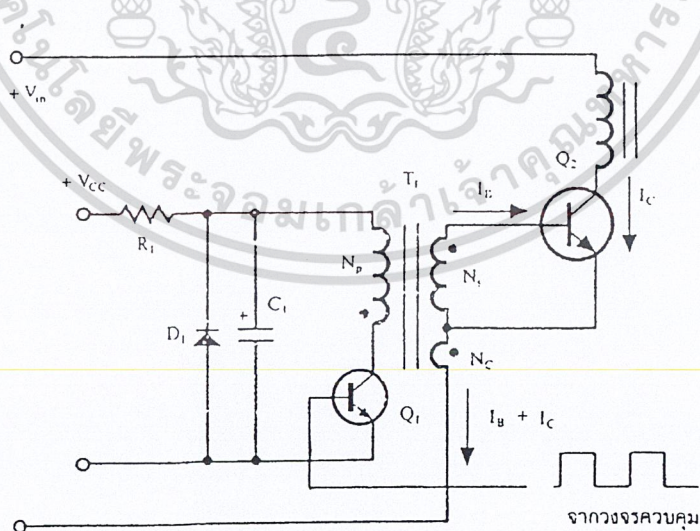
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.1.2. วงจรขับกระแสไบโอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

เป็นวงจรขับกระแสไบโอสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูงๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบโอสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันด้าที่สุด ขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบโอสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์เคลมป์ที่ป้องกันไม่ให้ประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดง วงจรในรูปที่ 3.12

3.4.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบโอสในเพาเวอร์ที่ผ่านตัวทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบโอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม แต่ต้องใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก



รูปที่ 3.12 แสดงวงจรขับกระแสไบโอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

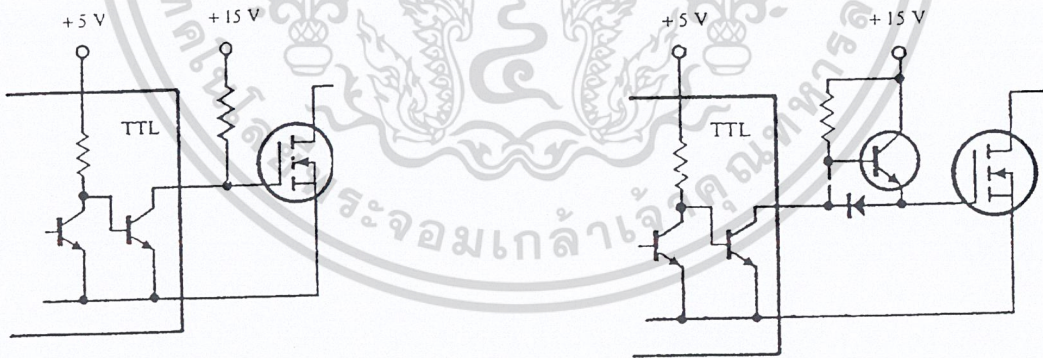
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4.2.1. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

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

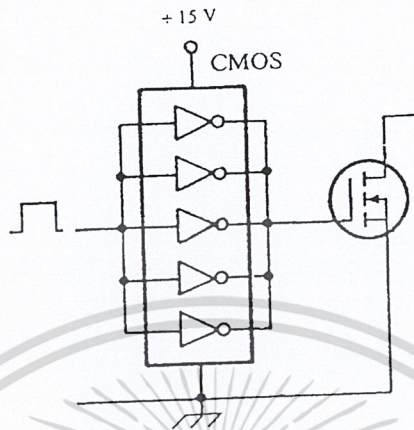
รูปที่ 3.13 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาท์พุทเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูลออัพรีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงาน และการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสนี้มีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลออัพรีซิสเตอร์

รูปที่ 3.13 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วยและวงจรขับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกหนึ่งตัวเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น



รูปที่ 3.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

3.4.2.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

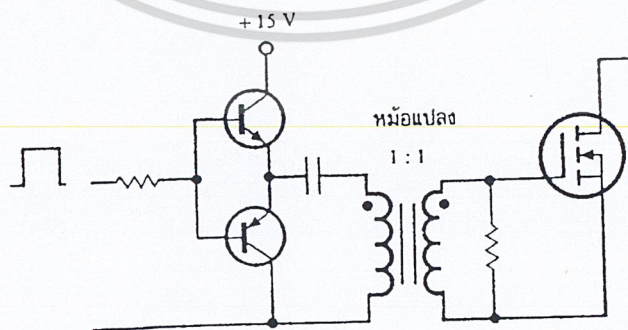


รูปที่ 3.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับ ไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของ ไอซี CMOS จะเป็นเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมตารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 8 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกัน จะทำให้สามารถเพิ่มกระแสที่ขาด และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต เป็นไปได้รวดเร็วยิ่งขึ้น

3.4.2.3. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 3.15 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบน และตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

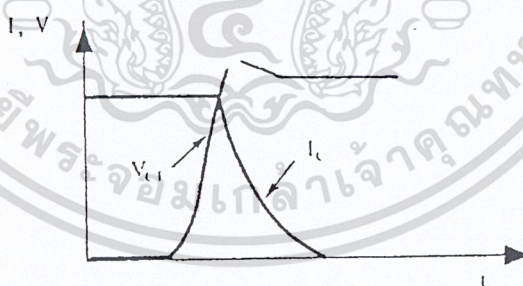
การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของค่าแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 3.15

3.5 วงจรสับเบอร์

วงจรสับเบอร์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อที่ลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสับเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน วงจร สับเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอด เรียกว่า วงจร RCD สับเบอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

3.5.1. วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็วดังรูป 3.16

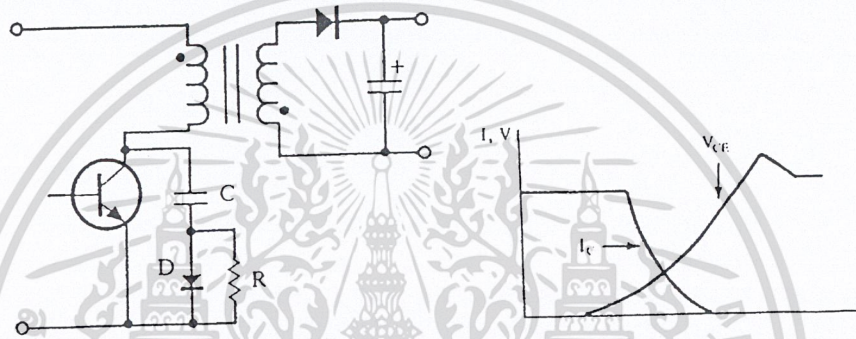


รูปที่ 3.16 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบอร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจร สับเบอร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 3.17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรสับเบอ์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และ ไดโอด D1 ของวงจรสับเบอ์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นั้นลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกันและจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้



รูปที่ 3.17 แสดงวงจรสับเบอ์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแส

ขณะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ings ไปแรงดันตกคร่อม C1 ก็จะลดต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไปค่าของ C1 และที่ R1 เหมาะสมหาได้จาก

$$C1 = \frac{(I_p \times t_{on} \pi)}{2 \times V_{in}} \quad (3.3)$$

$$R1 = \frac{t_{on} (\text{min})}{2 \times 3 \times C1} \quad (3.4)$$

เมื่อ I_p คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์

t_{on} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

toff คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การคายประจุของ C1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R1 หาได้จาก

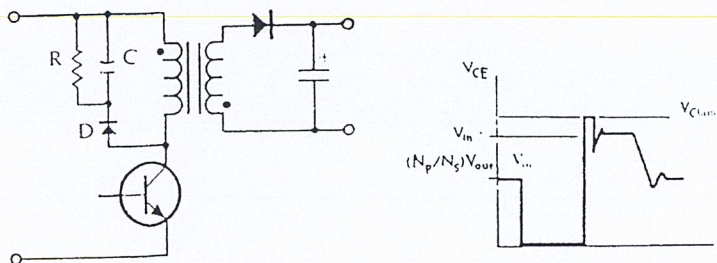
$$P_d = \frac{C_1 (2V_{in})^2}{2T} \quad (3.5)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

3.5.2 วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอร์ดสามารถต่อได้ดังรูปที่ 3.18

การทำงานของวงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ที่ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ขณะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และ เนื่องจากแรงดัน สไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ



รูปที่ 3.18 แสดงวงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสับเบอร์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2} C V_c^2 = \frac{1}{2} L_i L_p^2 \quad (3.6)$$

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

$$C = \frac{L_i L_p^2}{(V_{cc} - V_{clamp})^2} \quad (3.7)$$

เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ
 I_c คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 V_{cc} คือ อัตราทวนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

3.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานทั้งในขณะนำกระแสและในขณะที่เปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดิ้นตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

3.6.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาดิ้นตัวประมาณ 200 คือ 750 นาโนวินาทีซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทวนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลท์ ส่วนอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาดิ้นตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทวนแรงดันไบแอส กลับได้สูงถึง 1000 โวลท์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะที่นำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6.2 ขอตต์กีไดโอด

ขอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์แรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และการแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด ขอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของขอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าขอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

ขอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ขอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสูดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานเซียนต์ชณะเริ่มนำกระแสสูง

3.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

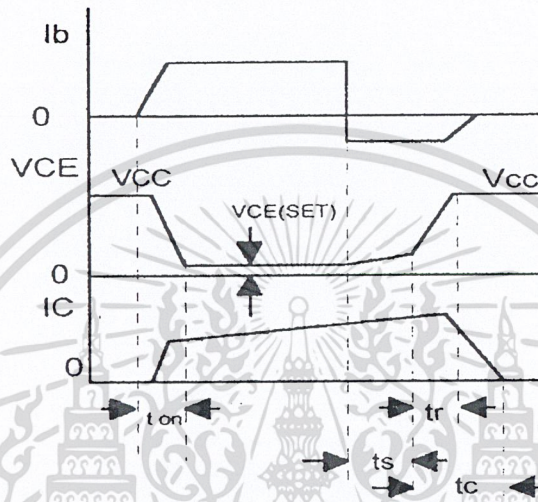
เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีผลเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อนขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือมีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูงๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมิตัว สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแส ไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{cc}) จะยังคงมีค่าเท่ากับ V_{cc} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{cc}(sat)$ ดังรูปข้างล่างกำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตามช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ และกำลังงานสูญเสียในขณะที่เริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบแอสและป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้กับตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประจวบสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อนำกระแสขณะที่มีกระแสไบอัสอยู่



รูปที่ 3.19 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

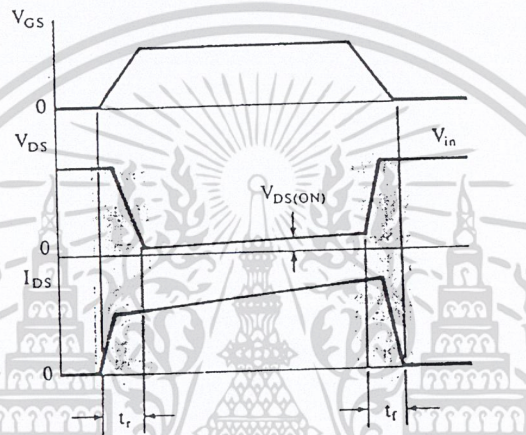
จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจวบสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเลกเตอร์จะเริ่มลดลงใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสจะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา $t_r + t_f$ จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Current)

3.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงค่าประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็ผลดีในการที่จะลดขนาดของตัว คอลเลกเตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดมอดดูเลชั่น โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ในวงจรมีทั้งแบบที่เป็น N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุช-พูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6.4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่มีการเปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก



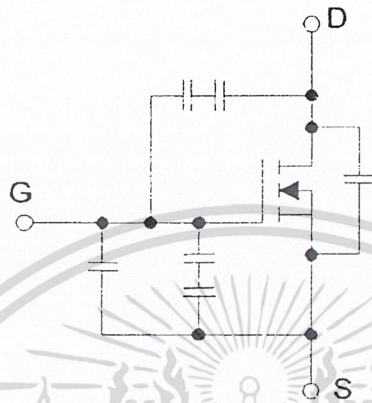
รูปที่ 3.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส

3.6.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแส นั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบอัสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขในการไบอัสที่แตกต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบอัสผ่านที่ตัวเบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

3.6.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต (Input capacitance)

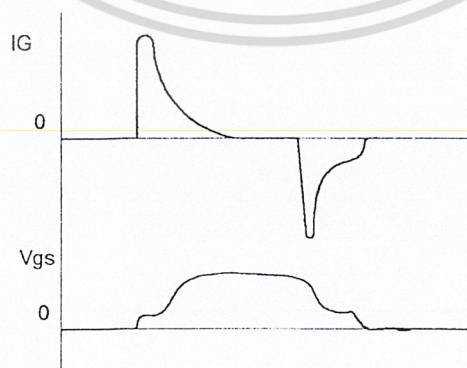
เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในของเพาเวอร์มอสเฟตจะเสมือนมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆภายในซึ่งมักเกิดในสภาวะที่ใช้กับงานความถี่สูงดังรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.21 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเหล่านี้เสียก่อนเพื่อให้แรงดันคกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงระดับแรงดันที่ขีดเริ่มเพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ดังนั้นเมื่อมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนกระทั่งแรงดันที่ตกคร่อมขา V_{gs} ลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่มเพาเวอร์มอสเฟตจึงจะหยุดทำงาน ซึ่งลักษณะรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังรูปที่ 3.22

พบว่าค่าความจุของตัวเก็บประจุจะเป็นตัวบ่งบอกความเร็วในการเปลี่ยนแปลงสถานะของตัวเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 3.22 แสดงลักษณะของแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.6.4.4 พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น สามารถแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้คือ

1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมเดรนและซอส V_{ds} สูงสุดที่สามารถทนได้
2. ค่ากระแสเดรน I_d สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานนำกระแส ($R_{ds(on)}$ Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

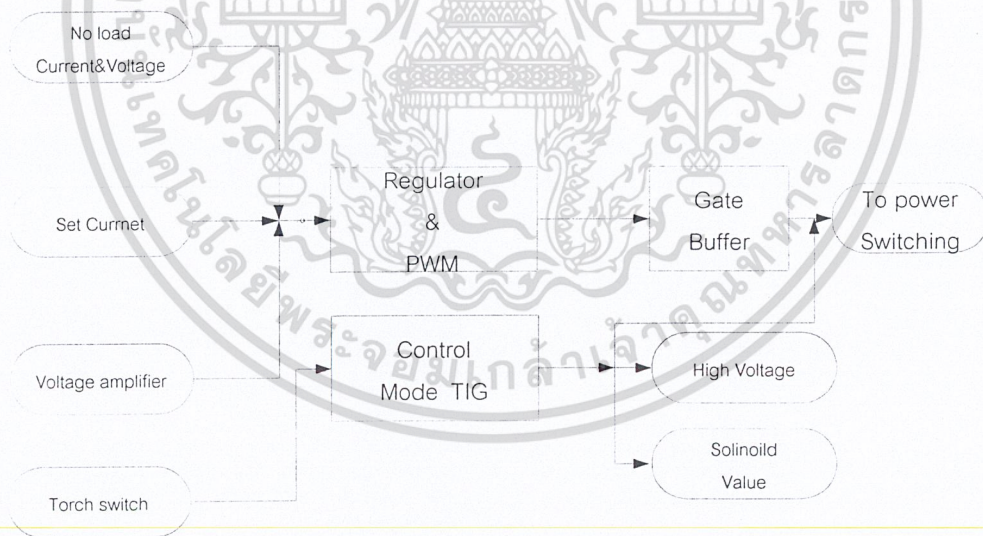
บทที่ 4

หลักการการทำงานของวงจร

การทำงานของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้จัดทำขึ้นนี้สามารถใช้ได้กับการเชื่อมแบบอาร์กได้และสามารถใช้เชื่อมแบบที่ก๊าซเฉื่อยไหลผ่านจุดเชื่อม และแบบที่ไม่มีก๊าซไหลผ่านจุดเชื่อม โดยเครื่องเชื่อมนี้จะมีส่วนประกอบที่สำคัญ 2 ส่วนคือ ส่วนของเพาเวอร์สวิทซ์ซึ่งประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางดำนินพุท และวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ และในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วย วงจรป้อนกลับ โดยการเปรียบเทียบทั้งกระแสและแรงดันจากทางดำนเอาท์พุทมาส่งเป็นข้อมูลให้กับตัวไอซี SG3526 เพื่อทำการควบคุมขนาดความกว้างของสัญญาณพัลส์ผ่านวงจรขับไปยังคอนเวอร์เตอร์ต่อไป โดยจะแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.1 ส่วนของวงจรควบคุม

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่ควบคุมการสวิทซ์ของเพาเวอร์มอสเฟต ดังรูปที่ 4.1 สามารถแบ่งเป็นส่วนย่อย ๆ ได้ 3 ส่วนดังนี้



รูปที่ 4.1 แสดงลำดับการทำงานของวงจรควบคุมการสวิทซ์ของเพาเวอร์มอสเฟต

4.1.1 วงจรป้อนกลับ

วงจรป้อนกลับทำหน้าที่แปลงค่าจากเอาต์พุตที่อยู่ในรูปต่าง ๆ เช่น กระแส แรงดันและ อุณหภูมิ ให้มาอยู่ในรูปของระดับแรงดันไฟฟ้าเพื่อทำการเปรียบเทียบกับค่าอ้างอิงที่ได้จัดตั้งค่าไว้ อุปกรณ์สำคัญในการเปรียบเทียบระดับแรงดันนี้ก็คือ ออปแอมป์ เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบของออปแอมป์ จะถูกส่งไปควบคุมการทำงานของวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชัน ให้เปลี่ยนแปลงคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ซึ่ง เป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับวงจร ส่วนของการป้อนกลับมีโครงสร้างดังรูปที่ 4.2 และจะมีรายละเอียดของวงจรดังรูปที่ 4.3 ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานดังนี้

Set Current Value วงจรในส่วนนี้รับค่าแรงดันอ้างอิงที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้จากการปรับของโวลุ่ม แล้วนำค่าแรงดันนี้มาทำการขยายระดับแรงดันให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมแล้วส่งเป็นข้อมูลให้กลับไอซี SG3526 โดยนำไปประมวลผลด้วยวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชัน เพื่อที่จะกำหนด ค่าเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป

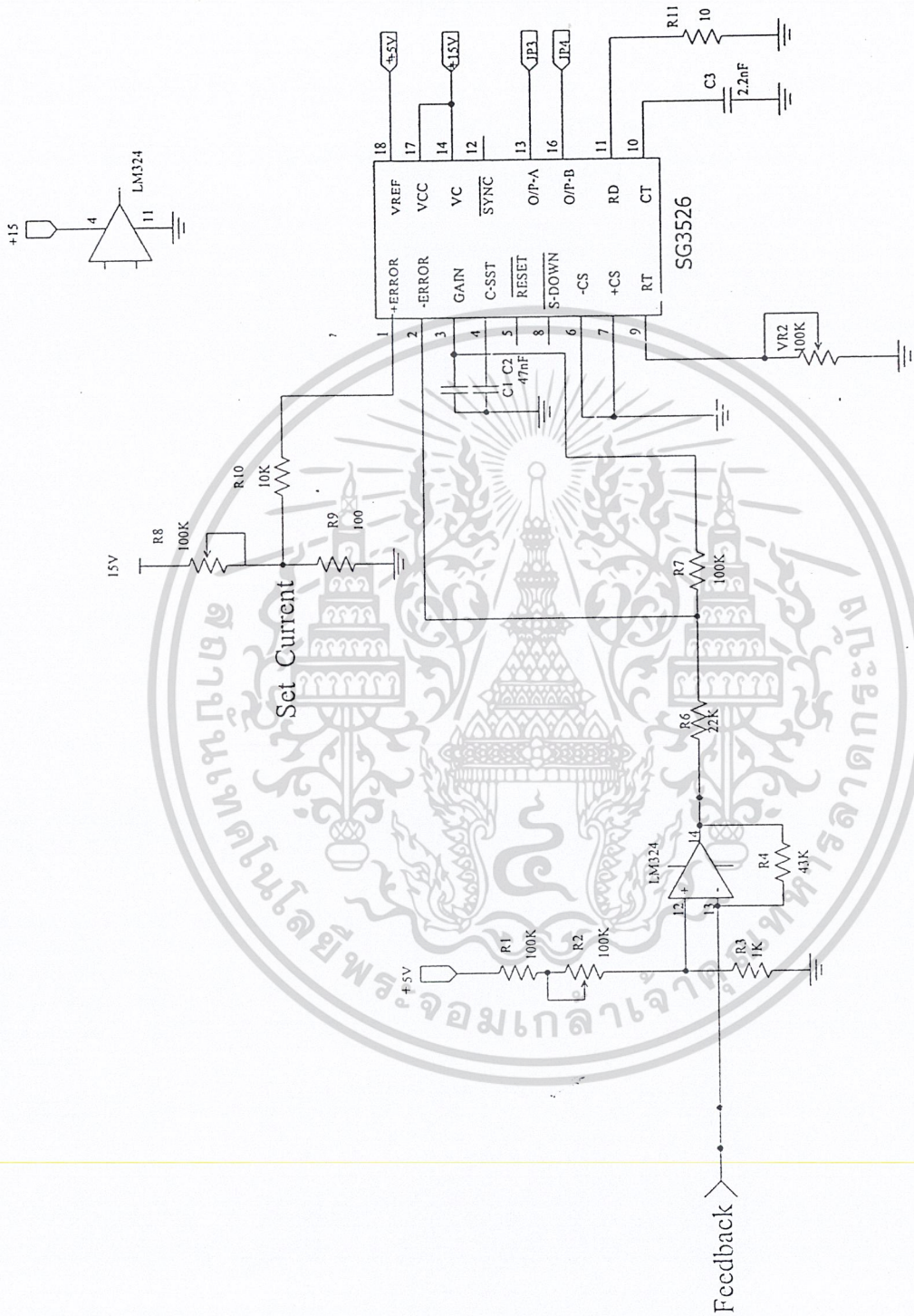
Voltage amplifier วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่วัดค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรโดยรับค่าแรงดันค่าต่ำ ๆ ที่ตกคร่อมชั้นที่เคอร์เรนท์ เมื่อมีกระแสไหลผ่าน โดยค่าแรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านชั้นเคอร์เรนท์ แรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะถูกขยายโดยวงจรออปแอมป์ให้แรงดันมีขนาดสูงขึ้นเพื่อให้เหมาะกับการเปรียบเทียบค่าแรงดัน ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะถูกส่งไปเป็นข้อมูลให้กับ ไอซี SG3526 เพื่อที่จะสั่งการเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานมากขึ้นหรือทำงานน้อยลงตามค่าแรงดันอ้างอิงที่เกิดจากส่วนการปรับตั้งค่ากระแสเอาต์พุต

4.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สำหรับสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ สามารถทำได้โดยใช้ไอซีเบอร์ SG3526 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 4.3 ซึ่งมีรายละเอียดในการใช้งานได้ดังนี้

ขา 1,2 จะใช้สำหรับรับข้อมูลที่เป็นค่าแรงดัน จากการป้อนกลับ และการเซตค่าเข้ามาที่ขา อินเวอร์ตติ้ง และ นอนอินเวอร์ตติ้ง ของวงจรขยายความผิดพลาดภายในไอซี ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะส่งไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชันเพื่อที่ปรับค่าความกว้างของพัลส์ให้เปลี่ยนไปตามข้อมูลของแรงดันอินพุต

ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรขยายในกรณีเปิดลูป โดยการตัวเก็บประจุลงกับกราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตราขยายให้กับวงจรขยายความผิดพลาด โดยการต่อร่วมกันกับขา 2



รูปที่ 4.2 แสดงรายละเอียดของวงจรควบคุมความเร็วของคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ มอสเฟต เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start

ขา 5 เป็นขา รีเซ็ต เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องและตรงจังหวะหลังจากการชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่าขา รีเซ็ตจะต่ออยู่กับขา ชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการรีเซ็ตทุกครั้งหลังจาก ทำการชัตดาวน์

ขา 6,7 เป็นขาเคอร์เรนท์เซนส์ (Current Sense) ทำหน้าที่รับค่ากระแสจากหม้อแปลง กระแส (Current Tranformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแสเอาที่พู่ทด้วยวงจรเปรียบเทียบซึ่งมีความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้นวงจรเปรียบเทียบก็จะส่งเอาที่พู่ทไปทำการชดดาวน์ทันทีเพื่อ เป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจร

ขา 8 เป็นขาที่ใช้สำหรับสังชัตดาวน์จากวงจรภายนอกโดยการป้อนลอจิก “ 0 ”

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

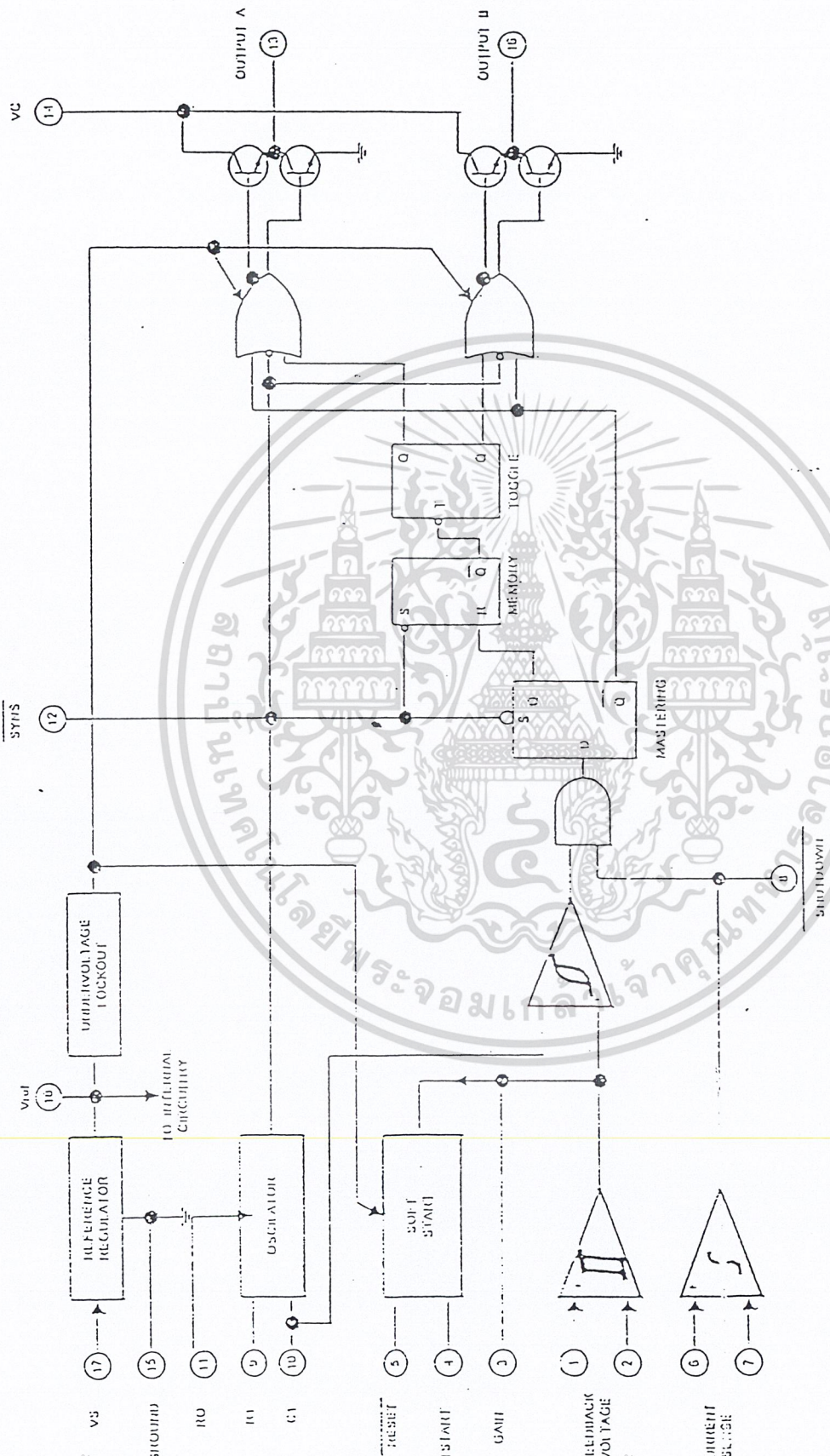
ขา 10 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ Ct ใช้เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรกำเนิด สัญญาณ

ขา 11 เป็นขาที่ใช้สำหรับกำหนดค่าเวลาหยุดนำกระแส (Dead Time) โดยการต่อตัว ต้านทาน Rd ลงกราวด์ โดยสามารถกำหนดค่า Rd ได้ตั้งแต่ 0 ถึง 22 โอห์ม ซึ่งจะให้ค่าเวลา หยุดนำกระแสอยู่ในช่วง 1.5 ถึง 9.7 ไมโครเซค

ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรกำเนิดสัญญาณ ต่อออกมายังภายนอกเพื่อนำไปใช้ กับวงจรอื่นที่ต่อร่วมที่ต้องการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน

ขา 13,16 เป็นขาเอาที่พู่ทพัลส์ A และ B ตามลำดับโดยพัลส์ที่ออกจากเอาที่พู่ททั้งสอง จะมีเฟสต่างกัน 180 องศา พัลส์ที่ได้จะถูกนำไปขับวงจรคอนเตอร์ต่อไป สามารถจ่ายกระแสได้สูง สุด 250 มิลลิแอมป์

ขา 14 เป็นขาที่ได้รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาที่พู่ทภายใน ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ ต่อกันแบบคอมพลีเมนตารี สามารถใช้ร่วมกับไฟเลี้ยงไอซีขา 17 ก็ได้



รูปที่ 4.3 แสดงโครงสร้างภายในของ IC SG3526

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขา 15 เป็นขากราวด์ของตัวไอซี

ขา 17 เป็นขาที่รับไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจรสร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อนเพื่อให้ไอซีทำงานได้คงที่

ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อจะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 50 มิลลิแอมป์

4.1.3 วงจรขับ

วงจรขับจะประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ เอ็น-เซนแนล และ พี-เซนแนลต่อกันแบบคอมพลีเมนตารีจำนวนสองชุด โดยเอาต์พุตของวงจรคอมพลีเมนตารีทั้งสองจะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงขับสวิตซ์ซึ่งเพื่อที่ส่งผ่านพลังงานไปยังขดลวดทุติยภูมิ นำไปขับเกดของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป

4.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตซ์

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนค่าความถี่จาก ไอซี ไลน์ ที่มีค่าประมาณ 50 เฮอร์ทให้มีค่าสูงขึ้น เพื่อการส่งผ่านพลังงานที่มีประสิทธิภาพสูง โดยเริ่มจากการนำไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮอร์ท มาทำการแปลงเป็นไฟกระแสตรงโดยใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสตามลำดับ จากนั้นจึงนำค่าไฟกระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนให้เป็นไฟกระแสสลับอีกครั้งในรูปของพัลส์โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตสวิตซ์ด้วยความถี่สูง โดยเรียกววงจรในส่วนนี้ว่า วงจรคอนเวอร์เตอร์พัลส์ที่ได้จากการสวิตซ์ก็จะนำไปป้อนให้กับหม้อแปลงเอาต์พุตความถี่สูงขดลวดปฐมภูมิ โดยเมื่อพลังงานถูกส่งไปทางด้านทุติยภูมิ และทำการเรียงกระแสและกรองกระแสแล้ว ก็จะได้เอาต์พุตซึ่งเป็นไฟกระแสตรงตามต้องการ

4.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุต

วงจรเรียงกระแสที่ใช้สร้างไฟกระแสตรงสำหรับป้อนให้วงจรคอนเวอร์เตอร์เป็นแบบฟลูบริดจ์เรกติไฟเออร์ โดยการเรียงกระแสแบบนี้จะทำให้พัลส์เซตติ้ง ดีซี ที่ได้มีค่าความถี่สูงกว่าที่ความถี่ของระบบแรงดันไฟสลับเป็นเท่าตัวทำให้เมื่อทำการกรองกระแสแล้วจะทำให้แรงดันริปเปิ้ลมีขนาดน้อยกว่าการกรองกระแสแบบอื่นๆ (ในขณะที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีค่าเท่ากัน)

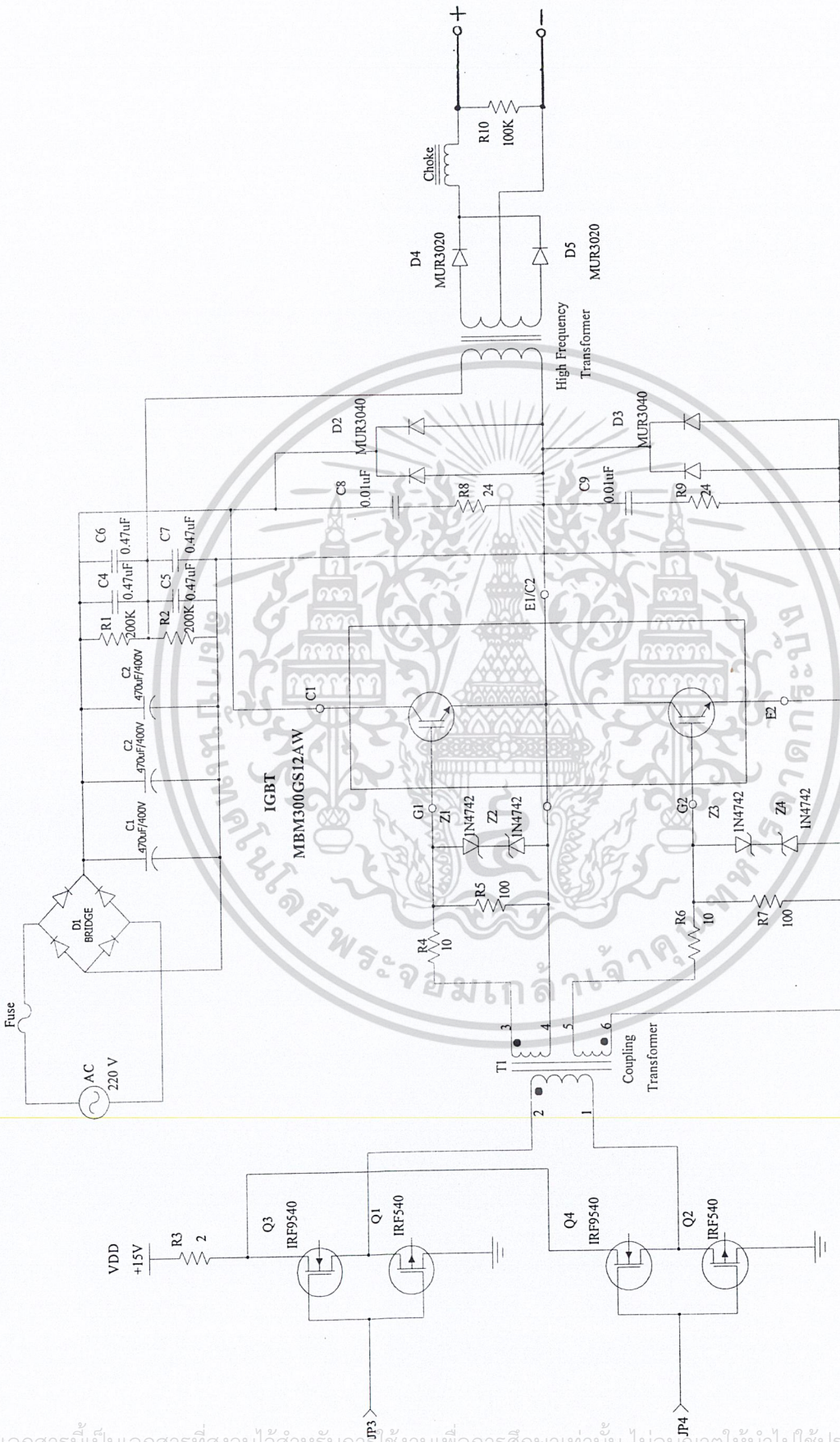
เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ จะอยู่ในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการแบ่งแรงดันกระแสตรงจากการเรียงกระแสเป็นครึ่งหนึ่งโดยใช้ตัวเก็บประจุค่าเท่าๆ กัน ต่ออนุกรมกัน ต่อเข้ากับชุดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงดังรูปที่ 4.4 และเพื่อจะให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันอย่างแท้จริง จำเป็นที่ต้องใส่ตัวต้านทานที่มีค่าเท่าๆ กันต่อคร่อมตัวเก็บประจุ ในส่วนของการกรองกระแสเป็นการกรองกระแสที่แรงดันสูงเราไม่สามารถหาตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงหรือมีค่าความจุมากและสามารถทนแรงดันสูงๆ ได้ง่าย เนื่องจากจะมีราคาสูงแล้วยังหายาก การขนานตัวเก็บประจุเพื่อเพิ่มค่าความจุ จึงเป็นวิธีที่ดีมากๆ อีกทั้งยังเป็นการลดอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย เนื่องจากความต้านทานที่แฝงภายในตัวเก็บประจุอีกด้วย

4.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้นี้เป็นแบบฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วย เพาเวอร์มอสเฟต โดยเพาเวอร์มอสเฟตชุดบนและชุดล่างจะสลับกันทำงาน

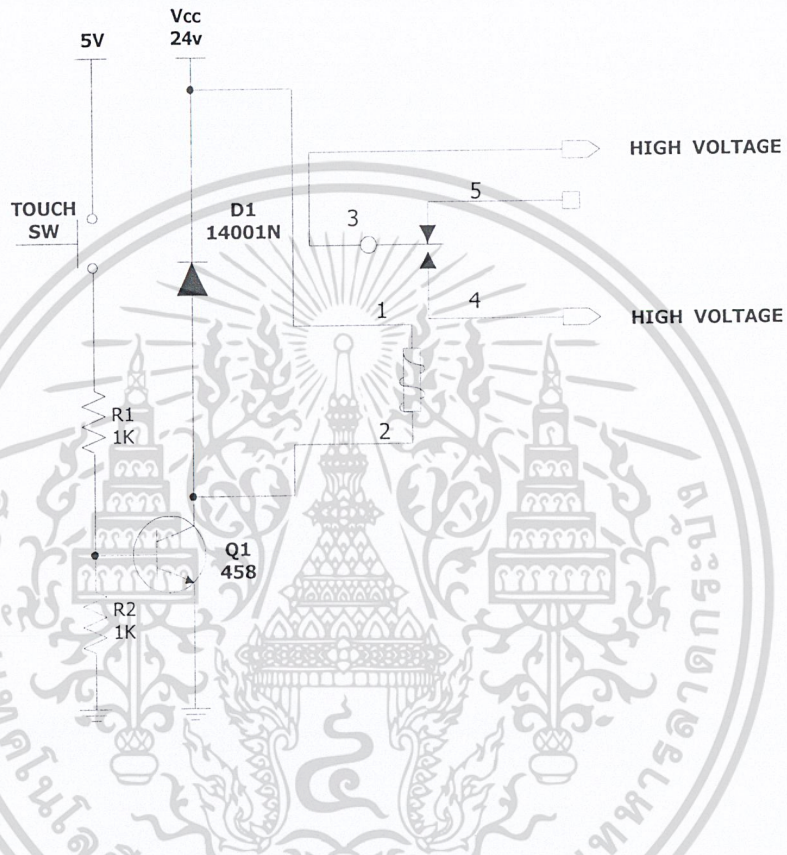
การทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปตามพัลส์ที่ส่งมาจากวงจรควบคุมซึ่งผ่านหม้อแปลงขับ โดยพัลส์จากขดลวดทุติยภูมิชุดบนจะกลับเฟสกับพัลส์ที่เกิดจากขดลวดชุดล่าง พัลส์ที่ออกจากขดลวดทุติยภูมินี้จะผ่านวงจรจำกัดแรงดันก่อนเพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าสูงมากเกินไปจนกว่าจุดที่เพาเวอร์มอสเฟตจะเกิดการอิมดับโดยวงจรดังกล่าวประกอบด้วยตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอดสองตัวที่ต่ออนุกรมกัน คือถ้าแรงดันพัลส์ทางด้านบวกและลบมีค่าสูงเกินกว่าค่าเบรกดาวน์ของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดก็จะนำกระแสทันที

ไดโอดที่ต่อคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตคือ ไดโอดฟาสต์รีคัฟเวอร์รี่ ต่อทั้งชุดบนและชุดล่าง เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ประการแรกคือ ป้องกันแรงดันสไปค์ในขณะเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากพลังงานที่สะสมในขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สองในขณะที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้น เมื่อรวมเข้ากับแรงดันครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่ายกระแสตรงแล้วจะทำให้มีแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตสูงมาก แต่ไดโอดฟาสต์รีคัฟเวอร์รี่ซึ่งต่ออยู่กับเพาเวอร์มอสเฟตอีกตัวหนึ่งจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรงดังนั้นไดโอดนี้จะทำการนำกระแสเป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 4.4 แสดงส่วนของเพาเวอร์สวิตติง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 แสดงส่วนของวงจรสวิทช์ High Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

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

กำหนดหาจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

$$NP = \frac{V_p \times 10^8}{K_x f B_{max} \times A_c}$$

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

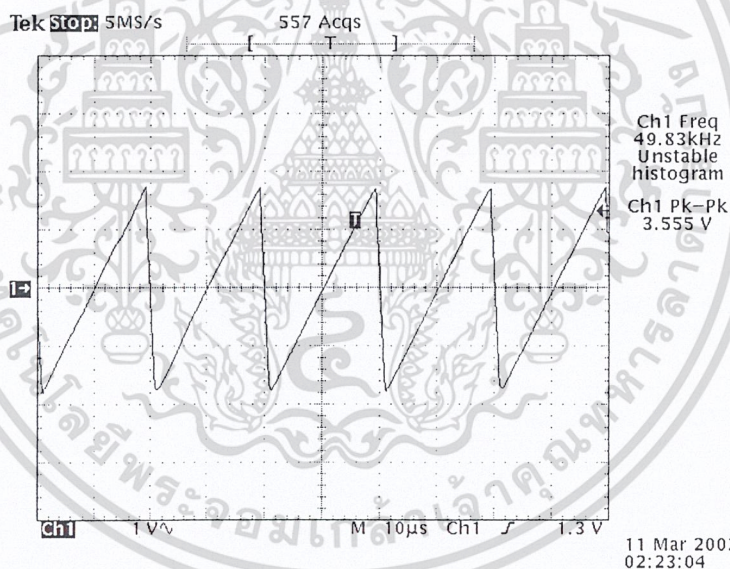
บทที่ 5

การทดสอบการทำงาน

5.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจร

เครื่องเชื่อมอลูมิเนียมมีหลักการทำงานคล้ายๆกับเครื่องเชื่อม MMA ดังนั้นสัญญาณรูปคลื่นจะมีลักษณะที่เหมือนกับเครื่องเชื่อมMMA จะแตกต่างกันก็ตรงสัญญาณที่ output ของเครื่องเชื่อมอลูมิเนียมจะเป็นสัญญาณทาง AC ดังนั้นในขณะที่ทำการทดสอบใช้งานชัฟฟลาย เมื่อได้มีการใช้ชัฟฟลายจริงนั้นสามารถที่จะวัดสัญญาณที่จุดต่างๆ ได้ดังนี้

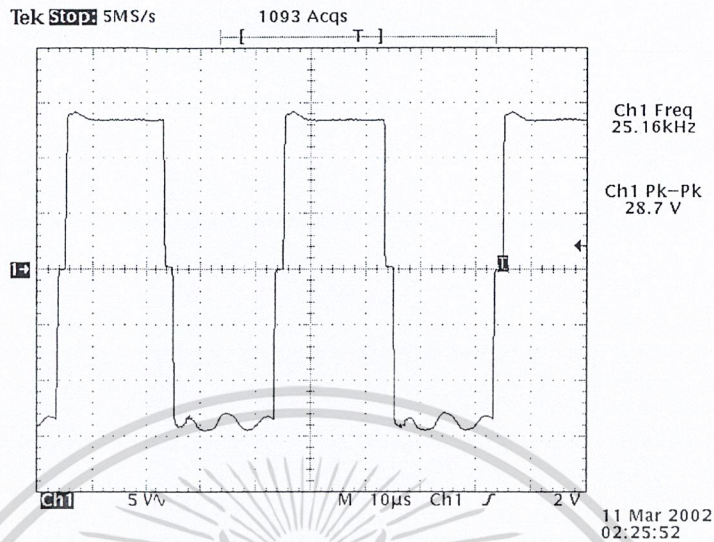
5.1.1 รูปของสัญญาณที่วัดจากขา 10 ของไอซี SG3526 มีลักษณะเป็นรูปคลื่นเอียง (Ramp Wave) ส่วนคราบเวลาที่ได้นั้นจะเป็นฐานเวลาให้กับวงจรสวิทชิง ส่วนช่วงเวลาที่ขาดสัญญาณจะเป็นตัวบอกค่าเวลาที่รอให้สวิทชิงหยุดนำกระแส (Dead Time)



รูปที่ 5.1 รูปแสดงสัญญาณฟันเลื่อยซึ่งเป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์

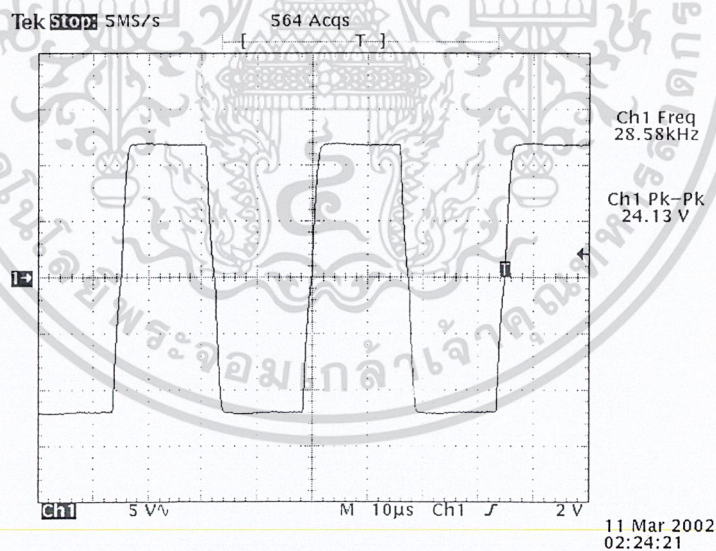
5.1.2 รูปสัญญาณที่วัดจากขา 13 และ ขา 16 ของไอซี SG3526 ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุตพัลส์ที่จะส่งไปเปรียบเทียบกับเพื่อควบคุมเวลาในการสวิทช์ของเพาเวอร์สวิทช์ โดยผ่านทางวงจรขับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่เอาท์พุท A และ B ของไอซี SG3526

5.1.3 รูปสัญญาณพัลส์จากวงจรขับที่ส่งผ่านหม้อแปลงเพื่อแยกระบบควบคุมกับระบบกำลังที่มายังขาเกิดของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 5.3 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่เกิดของเพาเวอร์มอสเฟต

5.2 ผลการทดลองวัดประสิทธิภาพของสวิทซ์ิงเพาเวอร์ซัพพลาย ผลการทดลองความสัมพันธ์ของค่ากระแสอินพุทกับกระแสเอาท์พุท ทำโดยการต่อความต้านทานภาระค่าต่างๆ แล้วคำนวณหาค่าประสิทธิภาพที่ได้เปรียบเทียบกับและเมื่อทำการเปลี่ยนความถี่ในการสวิทซ์ แล้วนำมาเปรียบเทียบกับประสิทธิภาพได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่1 ตารางประสิทธิภาพที่วัดได้เมื่อความถี่ 20 kHz

Load(Ω)	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout(W)	ประสิทธิภาพ
4	311	1.78	553.58	47.8	11.95	540.56	97.6%
3.5	311	1.9	590.9	45	12.85	598.57	97.2%
3	311	2.1	653.1	43.5	14.16	602.08	92.18%
2.5	311	2.3	715.9	40.3	16.12	649.636	90.8%
2	311	2.8	870.8	38.4	19.2	737.28	84.66%
1.8	311	3.1	964.1	37.7	20.94	789.6	81.9%
1.4	311	3.55	1104.05	35.3	25.21	890.96	80.6%
1	311	4.2	1306.2	31.9	31.9	1017.61	77.9%
0.6	311	4.8	1492.8	29.7	37.12	1102.61	73.86%

ตารางที่2 ตารางประสิทธิภาพที่วัดได้เมื่อความถี่ 25 kHz

Load(Ω)	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout(W)	ประสิทธิภาพ
4	311	1.69	525.59	44.5	11.125	495.06	94.1%
3.5	311	1.8	559.8	42.7	12.4	529.4	94.5%
3	311	1.98	615.78	40.2	13.4	538.68	87.97%
2.5	311	2.2	684.2	39.4	15.76	620.944	90.72%
2	311	2.5	777.5	37.1	18.55	688.205	88.51%
1.8	311	2.7	839.7	36.5	20.277	740.138	88.14%
1.4	311	3.2	995.2	34.2	24.42	835.45	83.94%
1	311	3.07	1057.4	30.3	30.3	978.09	79.78%
0.6	311	4.1	1275.1	23.6	39.3	928.26	72.79%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2 ตารางประสิทธิภาพที่วัดได้เมื่อความถี่ 27 kHz

Load(Ω)	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout(W)	ประสิทธิภาพ
4	311	1.67	519.37	44.6	11.15	497.29	95.7%
3.5	311	1.80	559.8	43	12.28	528.28	94.36%
3	311	1.98	615.78	40.5	13.5	596.75	88.78%
2.5	311	2.22	684.2	38.7	25.48	599.07	87.55%
2	311	2.3	744.84	35	17.5	612.5	82.23%
1.8	311	2.425	754.17	32.5	18.05	586.8	78.81%
1.4	311	2.57	799.27	29.2	20.85	609.02	76.19%
1	311	2.77	861.47	24.9	24.9	620.01	71.9%
0.6	311	3.1	964.1	20.8	27.25	594.05	64.2%

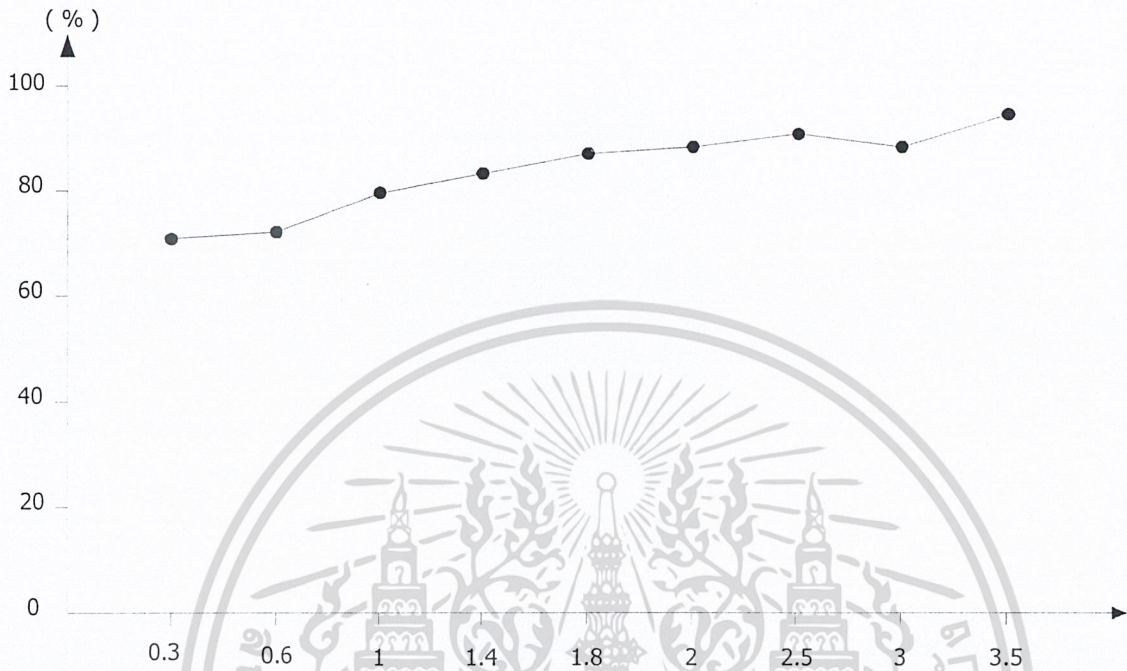
กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับความต้านทานภาระต่างๆ

กราฟที่ 1. แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับความต้านทานภาระค่าต่างๆที่ความถี่ 20 kHz

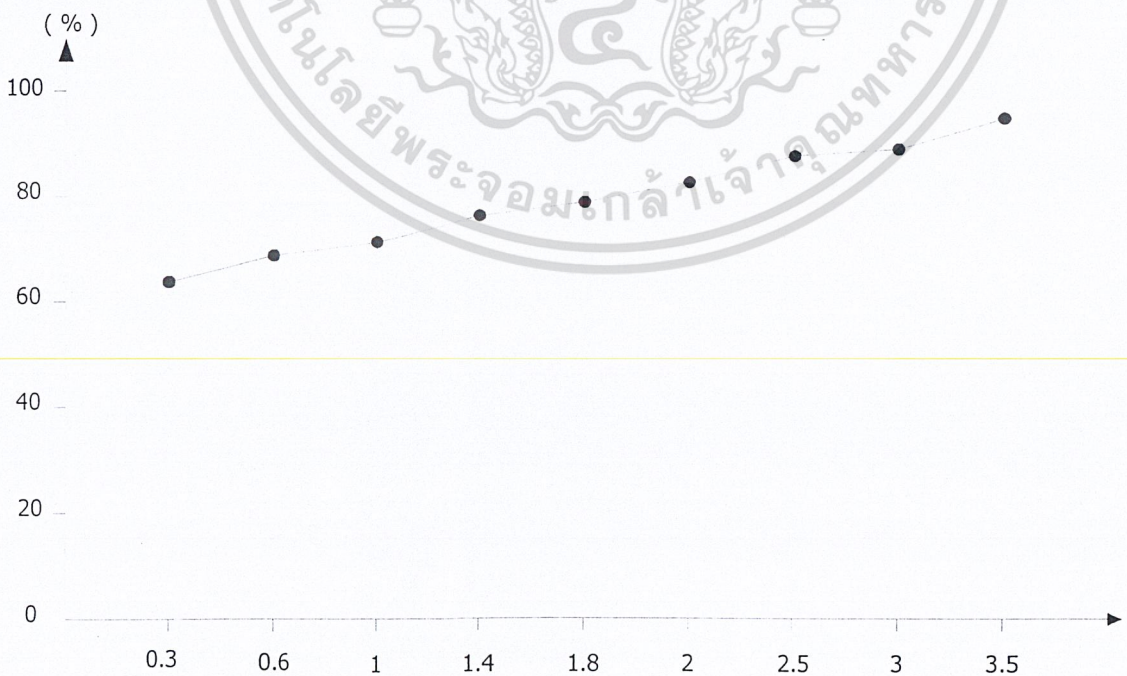


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟที่ 2. แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับความต้านทานภาระค่าต่างๆที่ความถี่ 25 kHz



กราฟที่ 3. แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับความต้านทานภาระค่าต่างๆที่ความถี่ 27 kHz



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.3 การทดสอบประสิทธิภาพขณะทำการเชื่อมทิก

การทดสอบประสิทธิภาพขณะทำการเชื่อม โดยเปรียบเทียบระหว่างพลังงานที่จ่ายออกมาและพลังงานที่เครื่องดูดกลืนเข้าไป

5.3.1 ประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมขณะทำการเชื่อมที่ความถี่ 25 kHz

ค่าเพาเวอร์เอาต์พุตสูงสุดที่เครื่องสามารถทำได้ขณะเชื่อมหาได้จาก

ค่ากระแสสูงสุดที่เครื่องสามารถจ่ายได้ขณะทำการเชื่อมคือ	50 แอมป์
แรงดันเอาต์พุตขณะทำการเชื่อมมีค่าเท่ากับ	25 โวลต์
ดังนั้นจะได้เพาเวอร์เอาต์พุตเป็น	1250 โวลต์-แอมป์

ส่วนกระแสทางคืนทางคืนอินพุตได้ 4.6 แอมป์
ดังนั้นจะได้เพาเวอร์อินพุตคือ 1430.6 โวลต์-แอมป์

สามารถคำนวณหาประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมนี้ได้โดย

$$\text{ประสิทธิภาพ} = 87.37\%$$

5.3.2 ประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมขณะทำการเชื่อมที่ 27 kHz

ค่าเพาเวอร์เอาต์พุตสูงสุดที่เครื่องสามารถทำได้ขณะเชื่อมหาได้จาก

ค่ากระแสสูงสุดที่เครื่องสามารถจ่ายได้ขณะทำการเชื่อมคือ	44 แอมป์
แรงดันเอาต์พุตขณะทำการเชื่อมมีค่าเท่ากับ	22 โวลต์
ดังนั้นจะได้เพาเวอร์เอาต์พุตเป็น	968 โวลต์-แอมป์

ส่วนกระแสทางคืนทางคืนอินพุตได้ 3.8 แอมป์

ดังนั้นจะได้เพาเวอร์อินพุตคือ 1181.8 โวลต์-แอมป์

สามารถคำนวณหาประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมนี้ได้โดย

$$\text{ประสิทธิภาพ} = 81.9\%$$

จากการคำนวณค่าประสิทธิภาพดังกล่าว คาดว่าการสูญเสียส่วนหนึ่งอาจเกิดขึ้นที่หม้อแปลงเอาต์พุตเนื่องจากมีความร้อนเกิดขึ้น

บทที่ 6

บทสรุป

จากการทดลองเชื่อมงานจริง โดยใช้เครื่องเชื่อมแหล่งจ่ายแบบสวิตชิ่งที่จัดทำขึ้นนั้น สามารถเชื่อมงานได้ตามปกติ เหมือนกับการเชื่อมที่ใช้เครื่องเชื่อมที่ใช้การเหนี่ยวนำโดยใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำ แต่เครื่องเชื่อมแหล่งจ่ายแบบสวิตชิ่งจะให้ประสิทธิภาพที่สูงกว่ามาก ซึ่งจากการทดลองวัดประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมสามารถให้ประสิทธิภาพสูงถึง 97% ที่ความถี่ 20 kHz ที่ความต้านทานภาระ 3.5 โอห์ม และ ประสิทธิภาพขณะเชื่อมประมาณ 75%-85% ที่ความต้านทานภาระอยู่ในช่วง 0.3-0.6 โอห์ม และจากตารางผลการทดลองจะพบอีกว่า ประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมจะขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งานด้วยซึ่งเราสามารถที่จะทำการปรับได้ จากผลการทดลองจะพบว่าความถี่ที่ทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมดีที่สุดคือที่ 25kHz ในขณะที่ความถี่อื่นๆ ประสิทธิภาพจะลดลงตามตารางผลการทดลอง

ปัญหาและแนวทางแก้ไข

1. การสูญเสียกำลังงานในหม้อแปลงความถี่สูง เนื่องจากขนาดขดลวดไม่เหมาะสมและพันขดลวดไม่แน่นทำให้เกิดความร้อนและเสียงรบกวน
แนวทางแก้ไข เลือกแกนของหม้อแปลงที่เหมาะสมและการพันขดลวดควรให้มีจำนวนรอบที่เหมาะสม
2. การพันหม้อแปลงความถี่สูงที่ค่าอัตราส่วน อินพุตต่อเอาต์พุต ที่ไม่เหมาะสมทำให้เกิดความเสียหายได้
แนวทางแก้ไข ทดลองพันหม้อแปลงความถี่สูงที่อัตราส่วนค่าต่างๆจนพบค่าที่เหมาะสม และในการปรับแรงดันอินพุตควรปรับแรงดันที่ค่าต่ำๆก่อนแล้วค่อยๆเพิ่มขึ้นเพื่อป้องกันความเสียหาย
3. การใช้หม้อแปลงเหนี่ยวนำเอาต์พุตที่ไม่เหมาะสม ทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมลดลง
แนวทางแก้ไข เลือกใช้ขดลวดเหนี่ยวนำเอาต์พุตที่มีค่าที่เหมาะสม



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

REGULATING PULSE WIDTH MODULATOR

DESCRIPTION

The SG1526 is a high performance monolithic pulse width modulator circuit designed for fixed-frequency switching regulators and other power control applications. Included in an 18-pin dual-in-line package are a temperature compensated voltage reference, sawtooth oscillator, error amplifier, pulse width modulator, pulse metering and steering logic, and two low impedance power drivers. Also included are protective features such as soft-start and undervoltage lockout, digital current limiting, double pulse inhibit, a data latch for single pulse metering, adjustable deadtime, and provision for symmetry correction inputs. For ease of interface, all digital control ports are TTL and B-series CMOS compatible. Active LOW logic design allows wired-OR connections for maximum flexibility. This versatile device can be used to implement single-ended or push-pull switching regulators of either polarity, both transformerless and transformer coupled. The SG1526 is characterized for operation over the full military ambient junction temperature range of -55°C to $+150^{\circ}\text{C}$. The SG2526 is characterized for operation from -25°C to $+150^{\circ}\text{C}$, and the SG3526 is characterized for operation from 0°C to $+125^{\circ}\text{C}$.

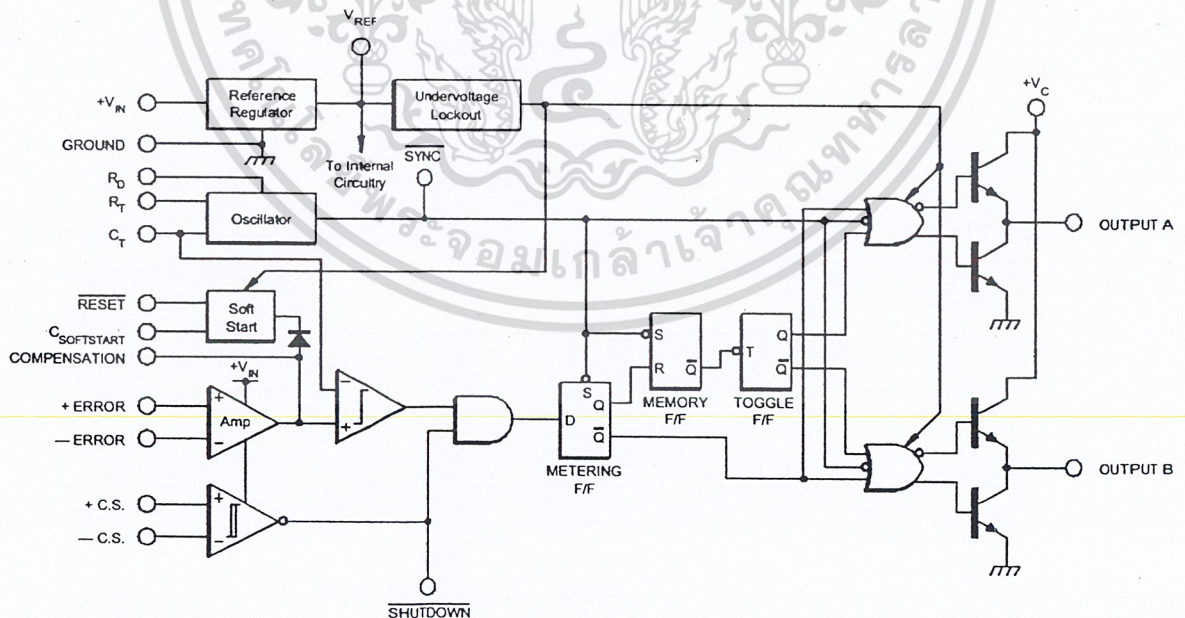
FEATURES

- 8 to 35 volt operation
- 5V reference trimmed to $\pm 1\%$
- 1Hz to 350KHz oscillator range
- Dual 100mA source/sink outputs
- Digital current limiting
- Double pulse suppression
- Programmable deadtime
- Undervoltage lockout
- Single pulse metering
- Programmable soft-start
- Wide current limit common mode range
- TTL/CMOS compatible logic ports
- Symmetry correction capability
- Guaranteed 6 unit synchronization

HIGH RELIABILITY FEATURES - SG1526

- ◆ Available to MIL-STD-883B and DESC SMD
- ◆ Radiation data available
- ◆ LMI level "S" processing available

BLOCK DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Input Voltage (V_{IN})	40V	Logic Sink Current	15mA
Collector Supply Voltage (V_C)	40V	Operating Junction Temperature	
Logic Inputs	-0.3V to 5.5V	Hermetic (J, L Packages)	150°C
Analog Inputs	-0.3V to V_{IN}	Plastic (N, DW Packages)	150°C
Source/Sink Load Current (each output)	200mA	Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Reference Load Current	50mA	Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	300°C

Note 1. Exceeding these ratings could cause damage to the device.

THERMAL DATA

J Package:	
Thermal Resistance-Junction to Case, θ_{JC}	25°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient, θ_{JA}	70°C/W
N Package:	
Thermal Resistance-Junction to Case, θ_{JC}	30°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient, θ_{JA}	60°C/W
DW Package:	
Thermal Resistance-Junction to Case, θ_{JC}	35°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient, θ_{JA}	90°C/W
L Package:	
Thermal Resistance-Junction to Case, θ_{JC}	35°C/W
Thermal Resistance-Junction to Ambient, θ_{JA}	120°C/W

Note A. Junction Temperature Calculation: $T_J = T_A + (P_O \times \theta_{JA})$.
 Note B. The above numbers for θ_{JC} are maximums for the limiting thermal resistance of the package in a standard mounting configuration. The θ_{JA} numbers are meant to be guidelines for the thermal performance of the device/pc-board system. All of the above assume no ambient airflow.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS (Note 2)

Input Voltage	8V to 35V	Oscillator Timing Capacitor	1nF to 20 μ F
Collector Supply Voltage	4.5V to 35V	Available Deadtime Range at 40KHz	3% to 50%
Sink/Source Load Current (each output)	0 to 100mA	Operating Ambient Temperature Range:	
Reference Load Current	0 to 20mA	SG1526	-55°C to 125°C
Oscillator Frequency Range	1Hz to 350KHz	SG2526	-25°C to 85°C
Oscillator Timing Resistor	2K Ω to 150K Ω	SG3526	0°C to 70°C

Note 2. Range over which the device is functional.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(Unless otherwise specified, these specifications apply over the operating ambient temperatures for SG1526 with $-55^\circ\text{C} \leq T_A \leq 125^\circ\text{C}$, SG2526 with $-25^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85^\circ\text{C}$, SG3526 with $0^\circ\text{C} \leq T_A \leq 70^\circ\text{C}$, and $V_{IN} = 15\text{V}$. Low duty cycle pulse testing techniques are used which maintains junction and case temperatures equal to the ambient temperature.)

Parameter	Test Conditions	SG1526/2526			SG3526			Units
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Reference Section (Note 3)								
Output Voltage	$T_J = 25^\circ\text{C}$	4.95	5.00	5.05	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation	$V_{IN} = 8$ to 35V		10	30		10	30	mV
Load Regulation	$I_L = 0$ to 20mA		10	30		10	50	mV
Temperature Stability (Note 9)	Over Operating T_J		15	50		15	50	mV
Total Output Voltage Range (Note 9)	Over Recommended Operating Conditions	4.90	5.00	5.10	4.85	5.00	5.15	V
Short Circuit Current	$V_{REF} = 0\text{V}$		50	125		50	125	mA
Undervoltage Lockout Section								
RESET Output Voltage	$V_{REF} = 3.8\text{V}$		0.2	0.4		0.2	0.4	V
RESET Output Voltage	$V_{REF} = 4.8\text{V}$	2.4	4.8		2.4	4.8		V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

Parameter	Test Conditions	SG1526/2526			SG3526			Units
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
Oscillator Section (Note 4)								
Initial Accuracy	$T_J = 25^\circ\text{C}$		± 3	± 8		± 3	± 8	%
Voltage Stability	$V_{IN} = 8 \text{ to } 35\text{V}$		0.5	1.0		0.5	1.0	%
Temperature Stability (Note 9)	Over Operating T_J		7	10		5	10	%
Minimum Frequency (Note 9)	$R_T = 150\text{K}\Omega, C_T = 20\mu\text{F}$			1.0			1.0	Hz
Maximum Frequency	$R_T = 2\text{K}\Omega, C_T = 1.0\text{nF}$	350			350			KHz
Sawtooth Peak Voltage	$V_{IN} = 35\text{V}$		3.0	3.5		3.0	3.5	V
Sawtooth Valley Voltage	$V_{IN} = 8\text{V}$	0.5	1.0		0.5	1.0		V
Error Amplifier Section (Note 5)								
Input Offset Voltage	$R_S \leq 2\text{K}\Omega$		2	5		2	10	mV
Input Bias Current			-350	-1000		-350	-2000	nA
Input Offset Current			35	100		35	200	nA
DC Open Loop Gain	$R_L \geq 10\text{M}\Omega, T_J = 25^\circ\text{C}$	64	72		60	72		dB
High Output Voltage	$V_{PIN1} - V_{PIN2} \geq 150\text{mV}, I_{SOURCE} = 100\mu\text{A}$	3.6	4.2		3.6	4.2		V
Low Output Voltage	$V_{PIN2} - V_{PIN1} \geq 150\text{mV}, I_{SINK} = 100\mu\text{A}$		0.2	0.4		0.2	0.4	V
Common Mode Rejection	$R_S \leq 2\text{K}\Omega$	70	94		70	94		dB
Supply Voltage Rejection	$V_{IN} = 8\text{V to } 35\text{V}$	66	80		66	80		dB
PWM Comparator Section (Note 4)								
Minimum Duty Cycle	$V_{COMPENSATION} = 0.4\text{V}$			0			0	%
Maximum Duty Cycle	$V_{COMPENSATION} = 3.6\text{V}$	45	49		45	49		%
Digital Ports (SYNC, SHUTDOWN, and RESET)								
HIGH Output Voltage	$I_{SOURCE} = 40\mu\text{A}$	2.4	4		2.4	4		V
LOW Output Voltage	$I_{SINK} = 3.6\text{mA}$		0.2	0.4		0.2	0.4	V
HIGH Input Current	$V_{IH} = 2.4\text{V}$		-125	-300		-125	-300	μA
LOW Input Current	$V_{IL} = 0.4\text{V}$		-225	-500		-225	-500	μA
Current Limit Comparator Section (Note 6)								
Sense Voltage	$R_S \leq 50\Omega, T_J = 25^\circ\text{C}$	90	100	110	80	100	120	mV
Input Bias Current			-3	-10		-3	-10	μA
Soft-Start Section								
Error Clamp Voltage	RESET = 0.4V		0.1	0.4		0.1	0.4	V
C_S Charging Current	RESET = 2.4V	50	100	200	50	100	200	μA
Output Drivers (each output) (Note 7)								
HIGH Output Voltage	$I_{SOURCE} = 20\text{mA}$	12.5	13.5		12.5	13.5		V
	$I_{SOURCE} = 100\text{mA}$	12	13		12	13		V
LOW Output Voltage	$I_{SINK} = 20\text{mA}$		0.2	0.3		0.2	0.3	V
	$I_{SINK} = 100\text{mA}$		1.2	2		1.2	2	V
Collector Leakage	$V_C = 40\text{V}$		50	150		50	150	μA
Rise Time	$C_L = 1000\text{pF}$		0.3	0.6		0.3	0.6	μs
Fall Time	$C_L = 1000\text{pF}$		0.1	0.2		0.1	0.2	μs
Power Consumption Section (Note 8)								
Standby Current	SHUTDOWN = 0.4V		18	30		18	30	mA

Note 3. $I_L = 0\text{mA}$
 Note 4. $F_{OSC} = 40\text{KHz}$ ($R_T = 4.12\text{K}\Omega \pm 1\%$, $C_T = .01\mu\text{F} \pm 1\%$, $R_D = 0\Omega$)
 Note 5. $V_{CM} = 0 \text{ to } 5.2\text{V}$
 Note 6. $V_{CM} = 0 \text{ to } 12\text{V}$
 Note 7. $V_C = 15\text{V}$
 Note 8. $V_{IN} = 35\text{V}$
 Note 9. These parameters, although guaranteed over the recommended operating conditions, are not tested in production.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CHARACTERISTIC CURVES

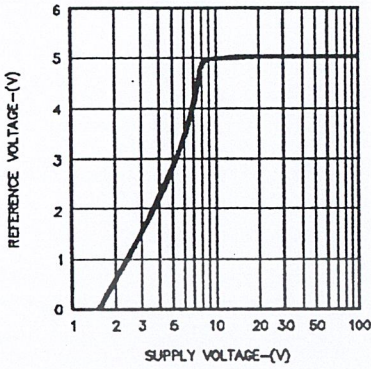


FIGURE 1. REFERENCE VOLTAGE VS. SUPPLY VOLTAGE

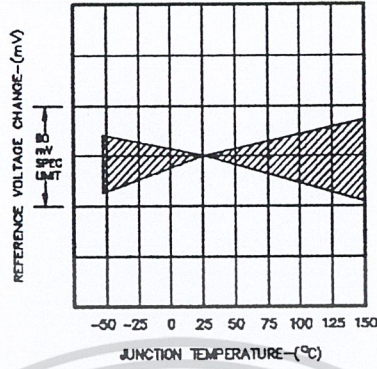


FIGURE 2. REFERENCE TEMPERATURE STABILITY

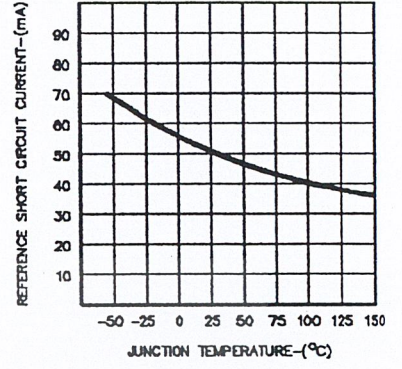


FIGURE 3. REFERENCE SHORT CIRCUIT CURRENT

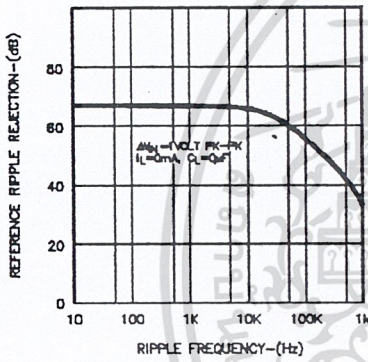


FIGURE 4. REFERENCE RIPPLE REJECTION

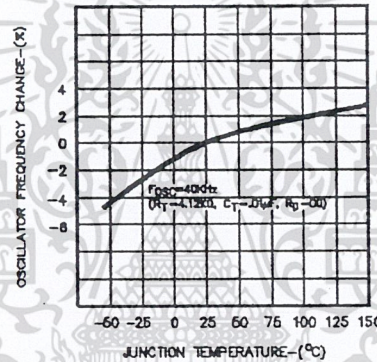


FIGURE 5. OSCILLATOR FREQUENCY TEMPERATURE STABILITY

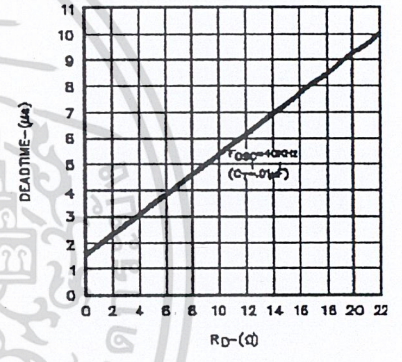


FIGURE 6. OUTPUT DRIVER DEADTIME VS. R_D VALUE

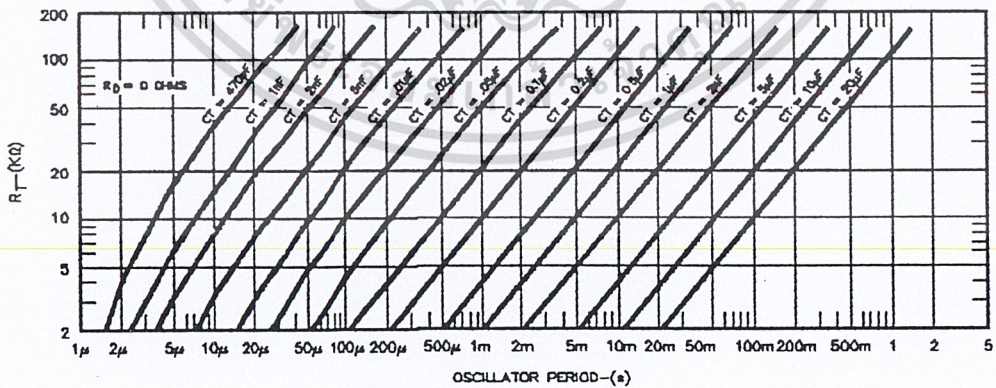


FIGURE 7. OSCILLATOR PERIOD VS. R_T AND C_T

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CHARACTERISTIC CURVES (continued)

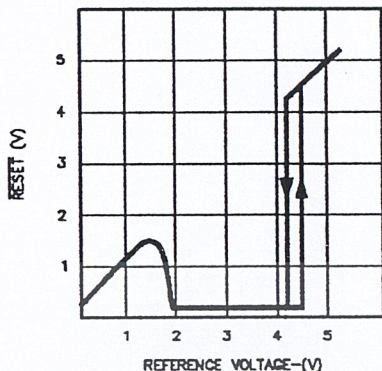


FIGURE 8. UNDERVOLTAGE LOCKOUT CHARACTERISTIC

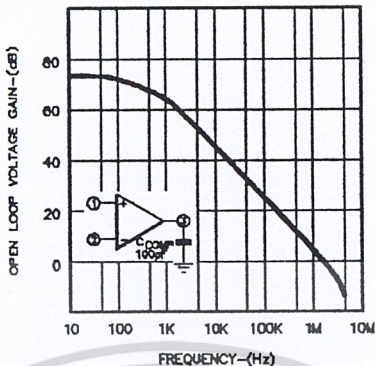


FIGURE 9. ERROR AMPLIFIER OPEN LOOP GAIN VS. FREQUENCY

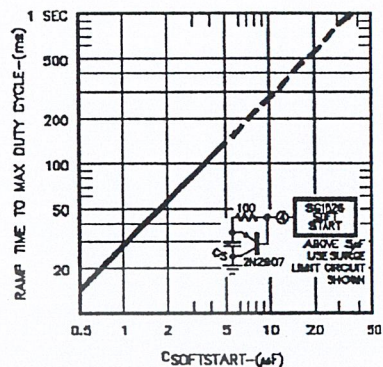


FIGURE 10. SOFTSTART TIME CONSTANT VS. C_S

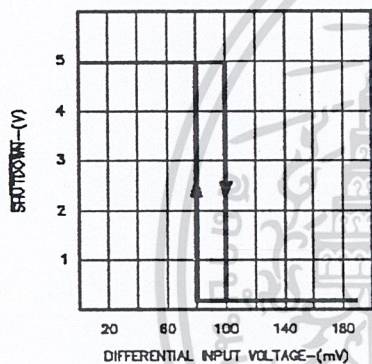


FIGURE 11. CURRENT LIMIT TRANSFER FUNCTION

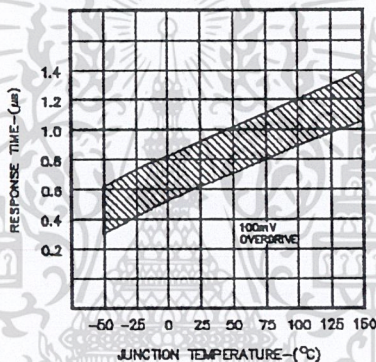


FIGURE 12. COMPARATOR INPUT TO DRIVER OUTPUT DELAY

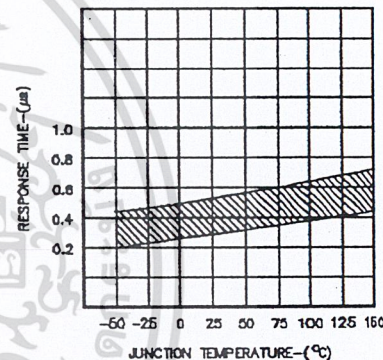


FIGURE 13. SHUTDOWN INPUT TO DRIVER OUTPUT DELAY

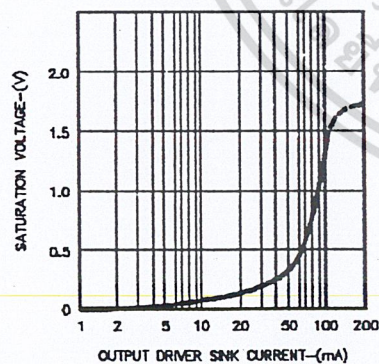


FIGURE 14. OUTPUT DRIVER SATURATION VOLTAGE VS. I_{SINK}

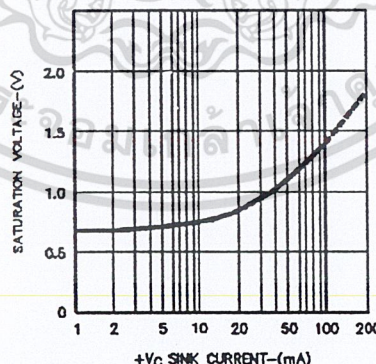


FIGURE 15. OUTPUT SUPPLY SATURATION VOLTAGE VS. I_{SINK}

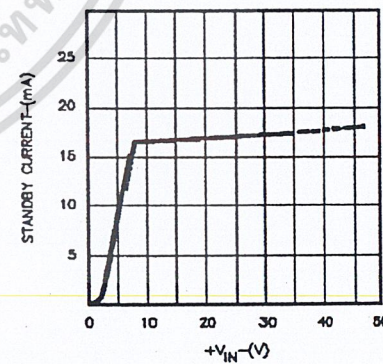


FIGURE 16. STANDBY CURRENT VS. SUPPLY VOLTAGE

APPLICATION INFORMATION

VOLTAGE REFERENCE

The reference regulator of the SG1526 is based on a temperature compensated zener diode. The circuitry is fully active at supply voltages above +8 volts., and provides up to 20mA of load current to external circuitry at +5.0 volts. In systems where additional current is required, an external PNP transistor can be used to boost the available current. A rugged low frequency audio-type transistor should be used, and lead lengths between the PWM and transistor should be as short as possible to minimize the risk of oscillations. Even so, some types of transistors may require collector-base capacitance for stability. Up to 1amp of load current can be obtained with excellent regulation if the device selected maintains high current gain.

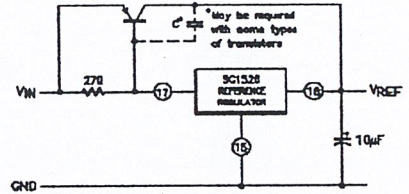


FIGURE 17. EXTENDING REFERENCE OUTPUT CURRENT

UNDERVOLTAGE LOCKOUT

The undervoltage lockout circuit protects the SG1526 and the power devices it controls from inadequate supply voltage. If +V_{IN} is too low, the circuit disables the output drivers and holds the RESET pin LOW. This prevents spurious output pulses while the control circuitry is stabilizing, and holds the soft-start timing capacitor in a discharged state.

The circuit consists of a +1.2 volt bandgap reference and comparator circuit which is active when the reference voltage has risen to 3V_{BE} or 1.8 volts at 25°C. When the reference voltage rises to approximately +4.4 volts, the circuit enables the output drivers and releases the RESET pin, allowing a normal soft-start. The comparator has 200mV of hysteresis to minimize oscillation at the trip point. When +V_{IN} to the PWM is removed and the reference drops to +4.2 volts, the undervoltage circuit pulls RESET LOW again. The soft-start capacitor is immediately discharged, and the PWM is ready for another soft-start cycle.

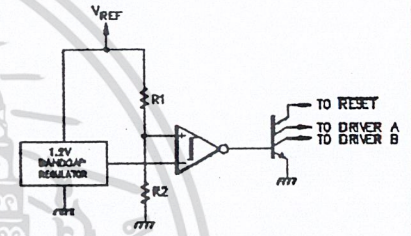


FIGURE 18. SIMPLIFIED UNDERVOLTAGE LOCKOUT

The SG1526 can operate from a +5 volt supply by connecting the V_{REF} pin to the +V_{IN} pin and maintaining the supply between +4.8 and +5.2 volts.

SOFT-START CIRCUIT

The soft-start circuit protects the power transistors and rectifier diodes from high current surges during power supply turn-on. When supply voltage is first applied to the SG1526, the undervoltage lockout circuit holds RESET LOW with Q3. Q1 is turned on, which holds the soft-start capacitor voltage at zero. The second collector of Q1 clamps the output error amplifier to ground, guaranteeing zero duty cycle at the driver outputs. When the supply voltage reaches normal operating range, RESET will go HIGH. Q1 turns off, allowing the internal 100μA current source to charge C_s. Q2 clamps the error amplifier output to 1V_{BE} above the voltage on C_s. As the soft-start voltage ramps up to +5 volts, the duty cycle of the PWM linearly increases to whatever value the voltage regulation loop requires for an error null. Figure 10 gives the timing relationship between C_s and ramp time to 100% duty cycle.

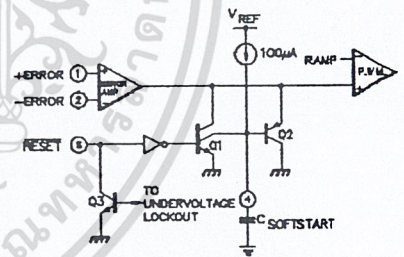


FIGURE 19. SOFT-START CIRCUIT SCHEMATIC

DIGITAL CONTROL PORTS

The three digital control ports of the SG1526 are bi-directional. Each pin can drive TTL and 5 volt CMOS logic directly, up to a fan-out of 10 low-power Schottky gates. Each pin can also be directly driven by open-collector voltage comparators; fan-in is equivalent to 1 low-power Schottky gate. Each port is normally HIGH; the pin is pulled LOW to activate the particular function. Driving SYNC LOW initiates a discharge cycle in the oscillator. Pulling SHUTDOWN LOW immediately inhibits all PWM output pulses. Holding RESET LOW discharges the soft-start capacitor. The logic threshold is +1.1 volts at 25°C. Noise immunity can be gained at the expense of fan-out with an external 2K pullup resistor to +5 volts.

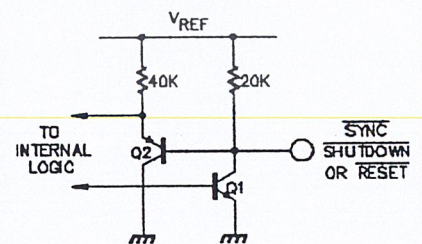


FIGURE 20. DIGITAL CONTROL PORT SCHEMATIC

APPLICATION INFORMATION (continued)

OSCILLATOR

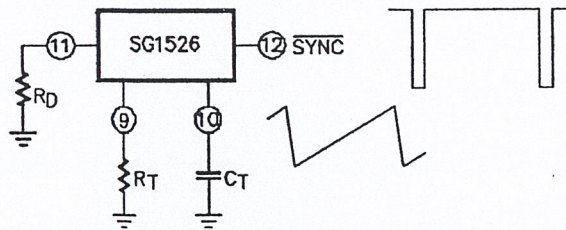


FIGURE 21 - OSCILLATOR CONNECTIONS AND WAVEFORMS

The oscillator is programmed for frequency and deadtime with three components: R_T , C_T , and R_D . Two waveforms are generated: a sawtooth waveform at pin 10 for pulse width modulation, and a logic clock at pin 12. The following procedure is recommended for choosing timing values:

1. With $R_D = 0\Omega$ (pin 11 shorted to ground) select values for R_T and C_T from Figure 7 to give the desired oscillator period. Remember that the frequency at each driver output is half the oscillator frequency, and the frequency at the $+V_C$ terminal is the same as the oscillator frequency.
2. If more dead time is required, select a larger value of R_D using Figure 6 as a guide. At 40kHz dead time increases by 400nSec/ohm.
3. Increasing the dead time will cause the oscillator frequency to decrease slightly. Go back and decrease the value of R_T slightly to bring the frequency back to the nominal design value.

The SG1526 can be synchronized to an external logic clock by programming the oscillator to free-run at a frequency 10% slower than the sync frequency. A periodic LOW logic pulse approximately 0.5 μ Sec wide at the SYNC pin will then lock the oscillator to the external frequency.

Multiple devices can be synchronized together by programming one master unit for the desired frequency, and then sharing its sawtooth and clock waveforms with the slave units. All C_T terminals are connected to the C_T pin of the master, and all SYNC terminals are likewise connected to the SYNC pin of the master. Slave R_T terminals should not be left open nor should they be tied to the +5V reference; at least 50K should be connected to each pin. Slave R_D terminals may be either left open or grounded.

ERROR AMPLIFIER

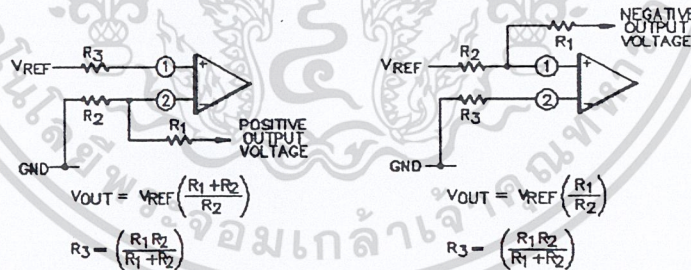


FIGURE 22A

FIGURE 22B

ERROR AMPLIFIER CONNECTIONS

The error amplifier is a transconductance design, with an output impedance of 2 megohms and an effective output capacitance of 100 pF. Since all voltage gain takes place at the output pin, the open-loop gain can be shaped with shunt reactance to ground. For unity gain stability the amplifier requires an additional external 100 pF to ground, resulting in an open-loop pole at 400 Hz.

The input connections to the error amplifier are determined by the polarity of the switching supply output voltage. For positive supplies, the common-mode voltage is +5.0 volts and the feedback connections in Figure 22A are used. With negative supplies, the common-mode voltage is ground and the feedback divider is connected between the negative output and the +5.0 volt reference voltage, as shown in Figure 22B.

APPLICATION INFORMATION (continued)

OUTPUT DRIVERS

The totem-pole output drivers of the SG1526 are designed to source and sink 100mA continuously and 200mA peak. Loads can be driven either from the output pins 13 and 16, or from the +V_C pin, as required. Curves for the saturation voltage at these outputs as a function of load current are found in Figures 14 and 15.

Since the bottom transistor of the totem-pole is allowed to saturate, there is a momentary conduction path from the +V_C terminal to ground during switching. To limit the resulting current spikes a small resistor in series with pin 14 is always recommended. The resistor value is determined by the driver supply voltage, and should be chosen for 200mA peak currents, as shown in Figure 25.

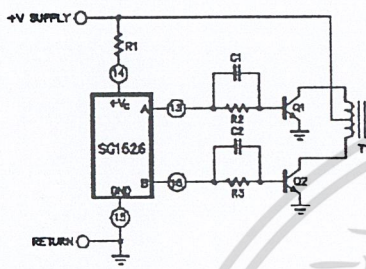


FIGURE 23. PUSH-PULL CONFIGURATION

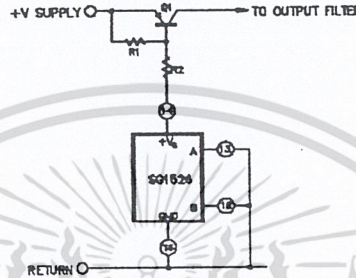


FIGURE 24. SINGLE-ENDED CONFIGURATION

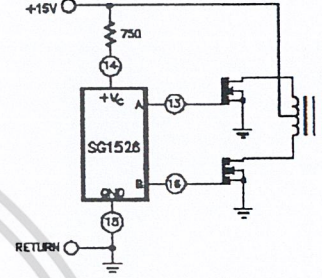
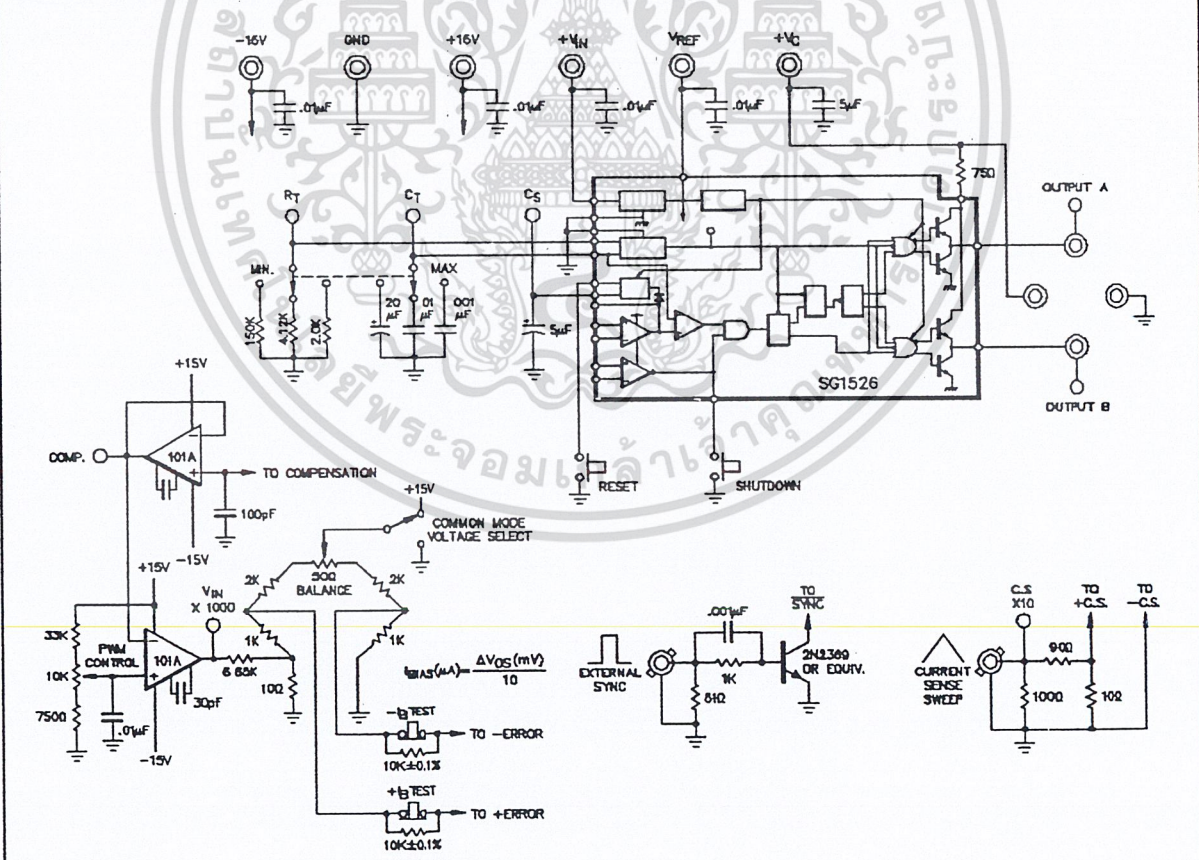


FIGURE 25. DRIVING N-CHANNEL POWER MOSFETS

SG1526 LAB TEST FIXTURE



CONNECTION DIAGRAMS & ORDERING INFORMATION (See Notes Below)

Package	Part No.	Ambient Temperature Range	Connection Diagram
18-PIN CERAMIC DIP J - PACKAGE	SG1526J/883B SG1526J SG2526J SG3526J	-55°C to 125°C -55°C to 125°C -25°C to 85°C 0°C to 70°C	
18-PIN PLASTIC DIP N - PACKAGE	SG2526N SG3526N	-25°C to 85°C 0°C to 70°C	
18-PIN WIDE BODY PLASTIC S.O.I.C. DW - PACKAGE	SG2526DW SG3526DW	-25°C to 85°C 0°C to 70°C	
20-PIN CERAMIC LEADLESS CHIP CARRIER L - PACKAGE	SG1526L/883B SG1526L	-55°C to 125°C -55°C to 125°C	

Note 1. Contact factory for JAN and DESC product availability.
 2. All parts are viewed from the top.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

International IR Rectifier

"HALF-BRIDGE" IGBT DOUBLE INT-A-PAK

PD - 50061C

GA200TD120U

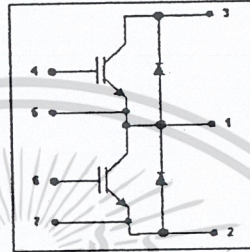
Ultra-Fast™ Speed IGBT

Features

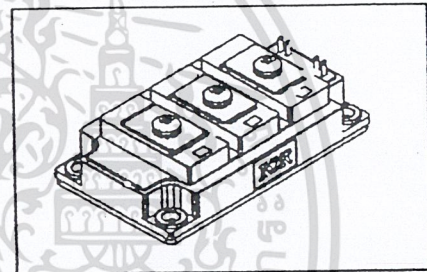
- Generation 4 IGBT technology
- UltraFast: Optimized for high operating frequencies 8-40 kHz in hard switching, >200 kHz in resonant mode
- Very low conduction and switching losses
- HEXFRED™ antiparallel diodes with ultra-soft recovery
- Industry standard package
- UL approved

Benefits

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



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



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 [Ⓞ]	400	
I_{LM}	Peak Switching Current	400	
I_{FM}	Peak Diode Forward Current	400	V
V_{GE}	Gate-to-Emitter Voltage	± 20	
V_{ISOL}	RMS Isolation Voltage, Any Terminal To Case, $t = 1 \text{ min}$	2500	W
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Maximum Power Dissipation	1040	
$P_D @ T_C = 85^\circ C$	Maximum Power Dissipation	540	$^\circ C$
T_J	Operating Junction Temperature Range	-40 to +150	
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	$^\circ C/W$
$R_{\theta JC}$	Thermal Resistance, Junction-to-Case - Diode	—	0.20	
$R_{\theta CS}$	Thermal Resistance, Case-to-Sink - Module	0.1	—	N·m
	Mounting Torque, Case-to-Heatsink	—	4.0	
	Mounting Torque, Case-to-Terminal 1, 2 & 3 [Ⓞ]	—	3.0	g
	Weight of Module	400	—	

www.irf.com

4/24/2000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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 @	—	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	$V_{CC} = 720V$ $di/dt = 1294A/\mu\text{s}$

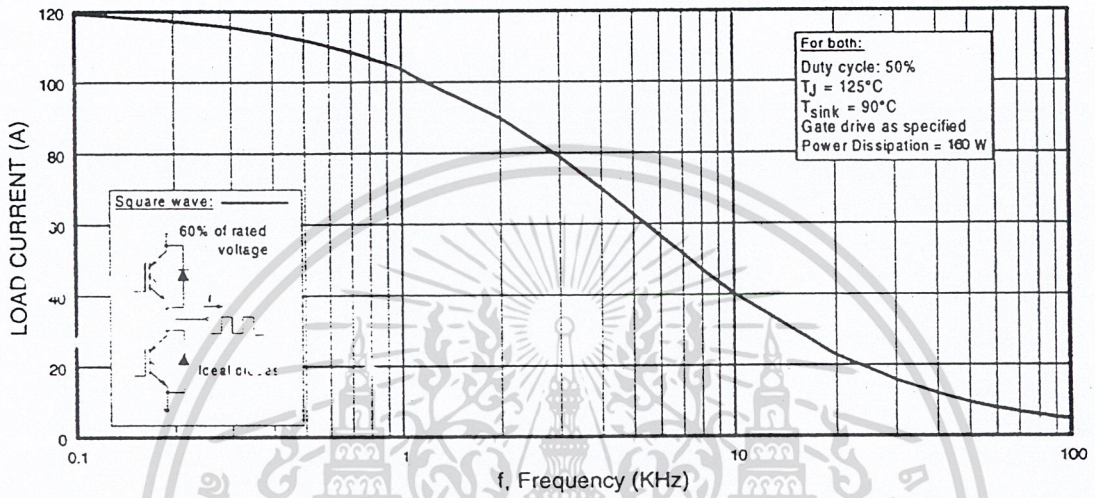


Fig. 1 - Typical Load Current vs. Frequency
(Load Current = I_{RMS} of fundamental)

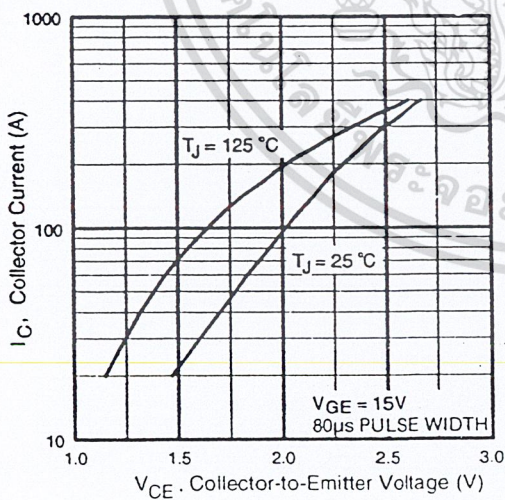


Fig. 2 - Typical Output Characteristics

www.irf.com

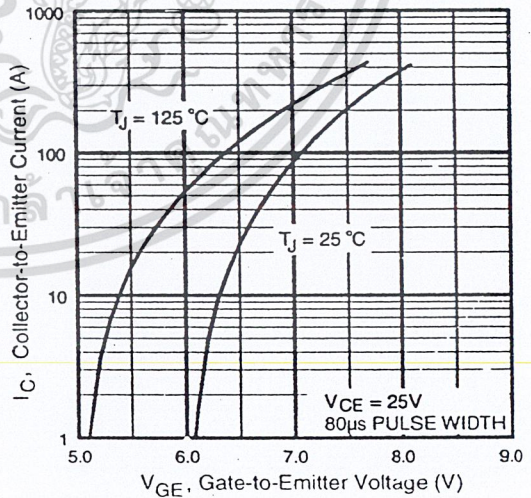


Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

GA200TD120U

International
IRF Rectifier

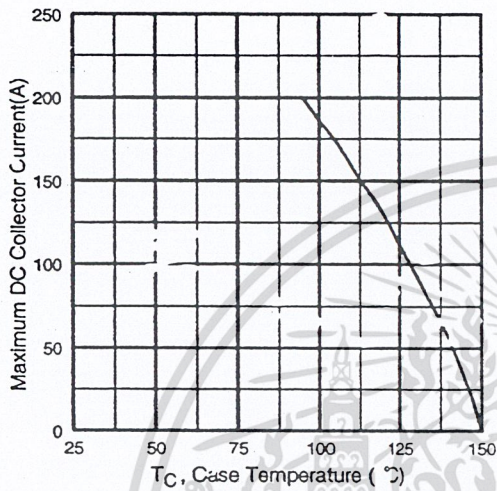


Fig. 4 - Maximum Collector Current vs. Case Temperature

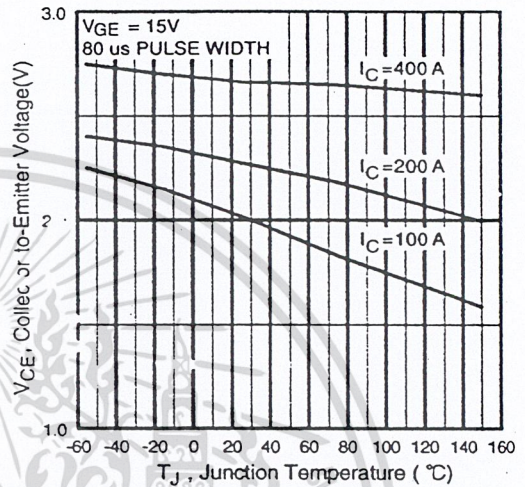


Fig. 5 - Typical Collector-to-Emitter Voltage vs. Junction Temperature

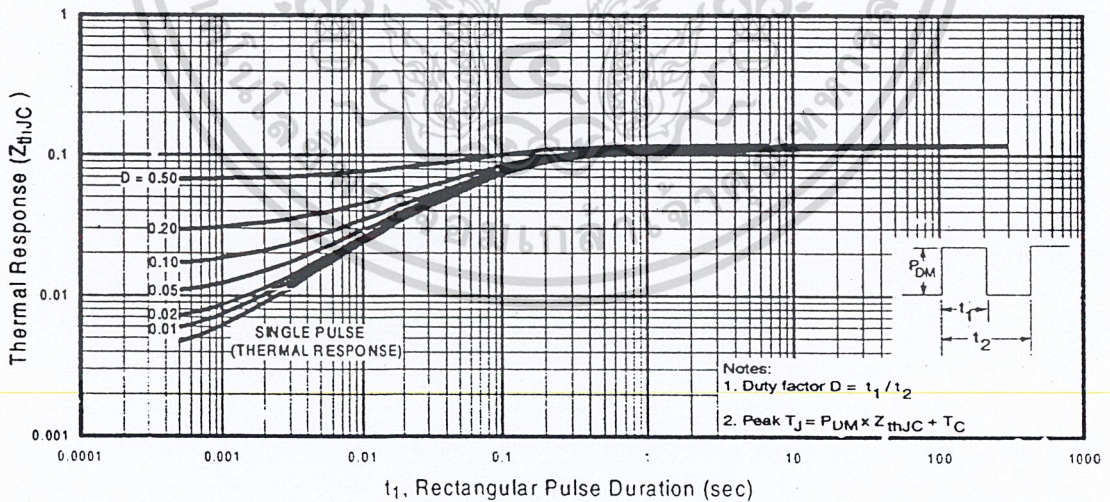


Fig. 6 - Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

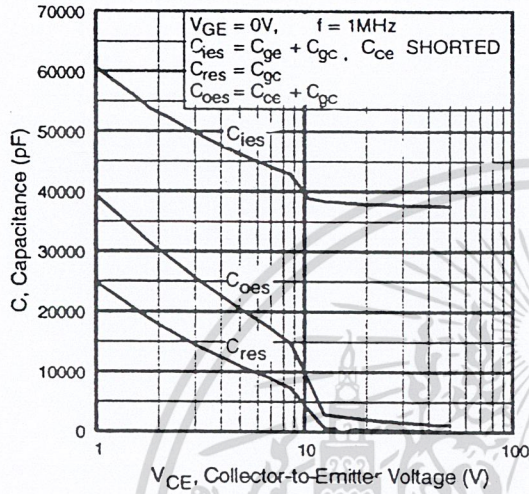


Fig. 7 - Typical Capacitance vs. Collector-to-Emitter Voltage

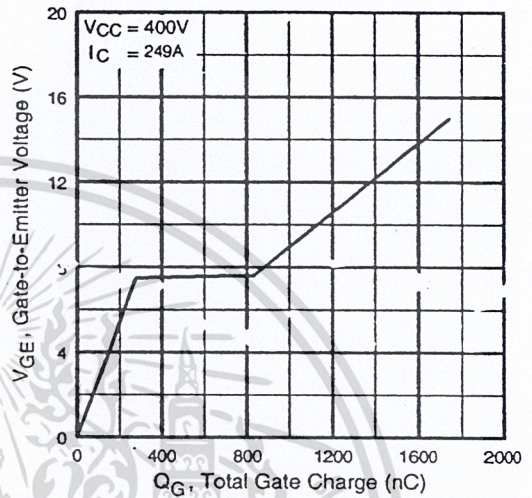


Fig. 8 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Emitter Voltage

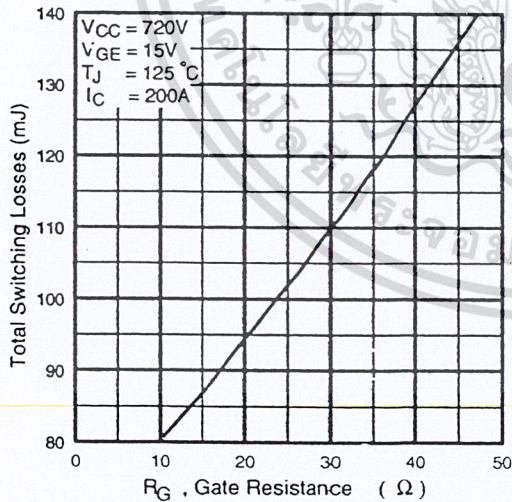


Fig. 9 - Typical Switching Losses vs. Gate Resistance

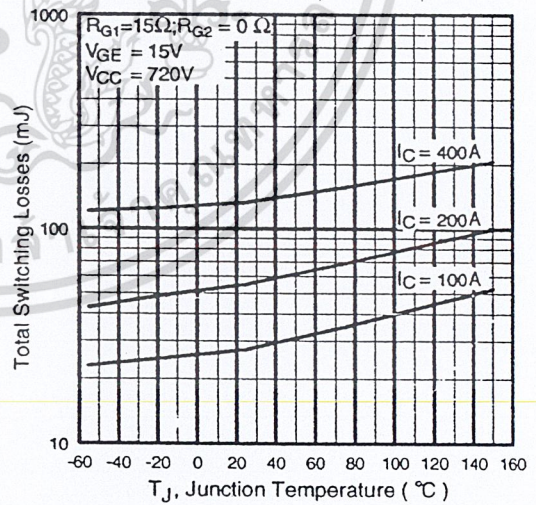


Fig. 10 - Typical Switching Losses vs. Junction Temperature

GA200TD120U

International
IGR Rectifier

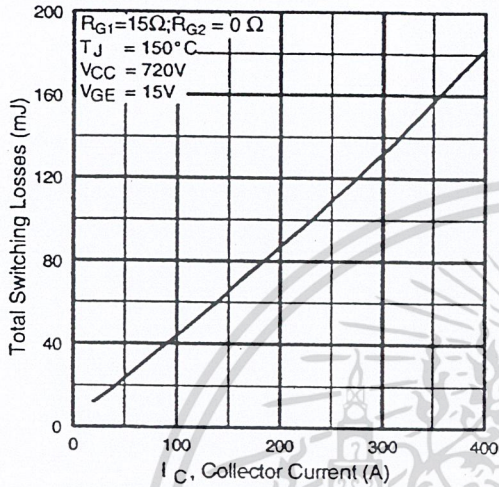


Fig. 11 - Typical Switching Losses vs. Collector-to-Emitter Current

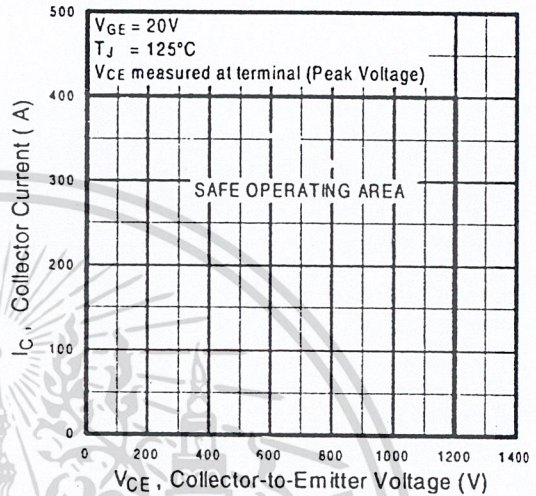


Fig. 12 - Reverse Bias SOA

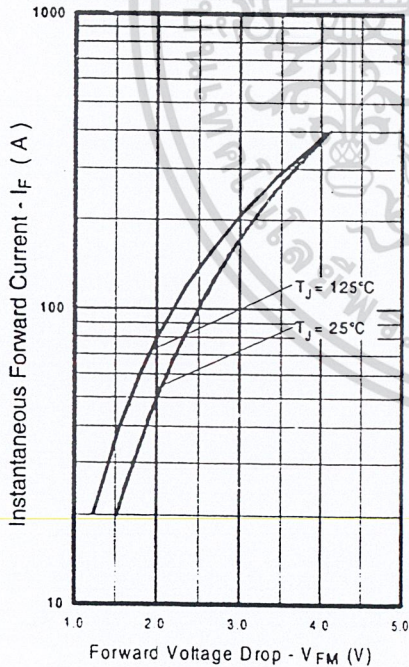


Fig. 13 - Typical Forward Voltage Drop vs. Instantaneous Forward Current

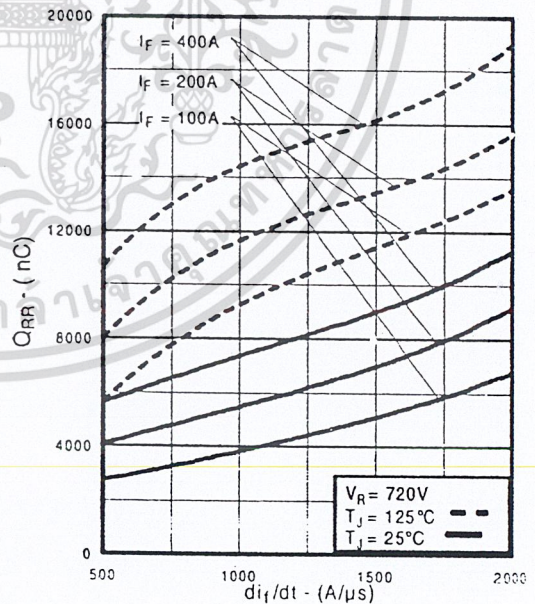


Fig. 14 - Typical Stored Charge vs. di/dt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

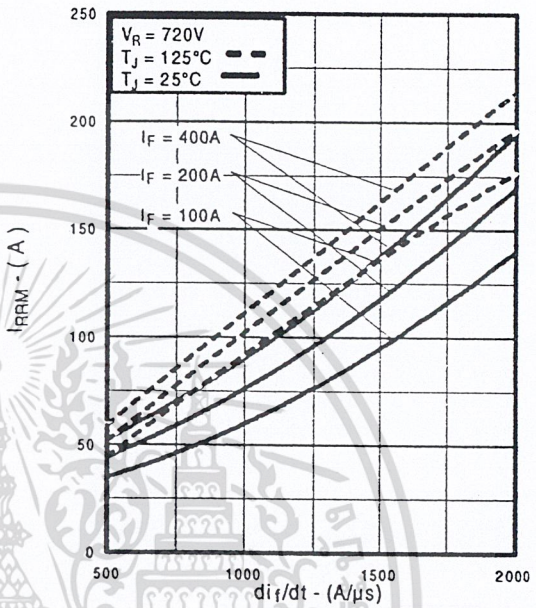
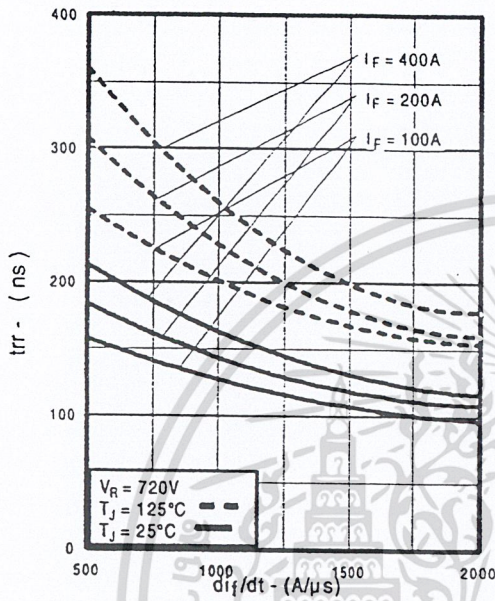


Fig. 15 - Typical Reverse Recovery vs. di_T/dt

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

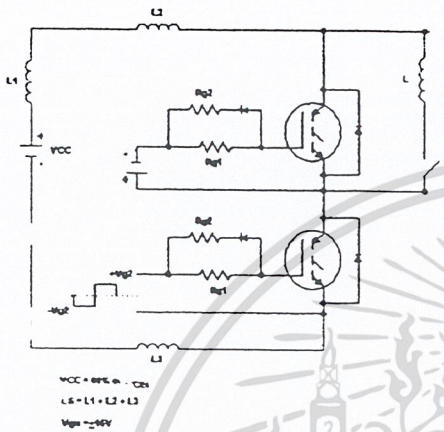


Fig. 17a - Test Circuit for Measurement of I_{LM} , E_{on} , $E_{off}(\text{diode})$, t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr} , $t_d(\text{on})$, t_r , $t_d(\text{off})$, t_f

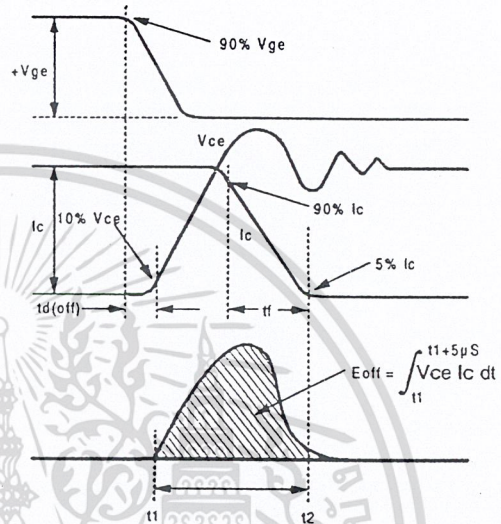


Fig. 17b - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{off} , $t_d(\text{off})$, t_f

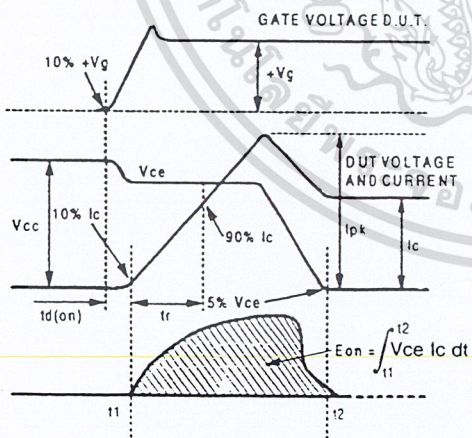


Fig. 17c - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{on} , $t_d(\text{on})$, t_r

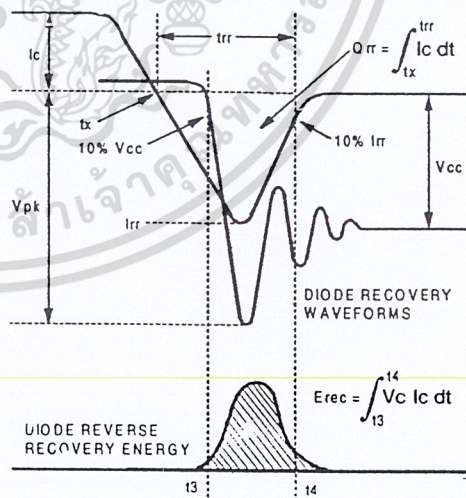


Fig. 17d - Test Waveforms for Circuit of Fig. 18a, Defining E_{rec} , t_{rr} , Q_{rr} , I_{rr}

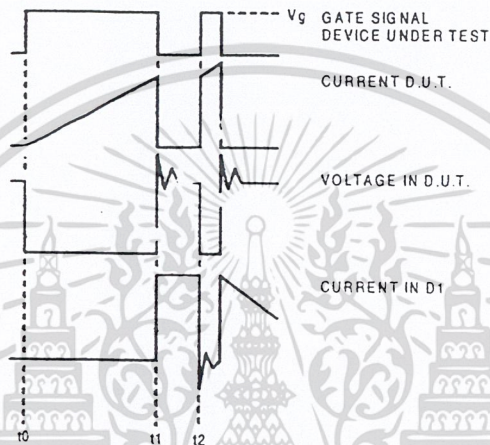


Figure 17e. Macro Waveforms for Figure 18a's Test Circuit

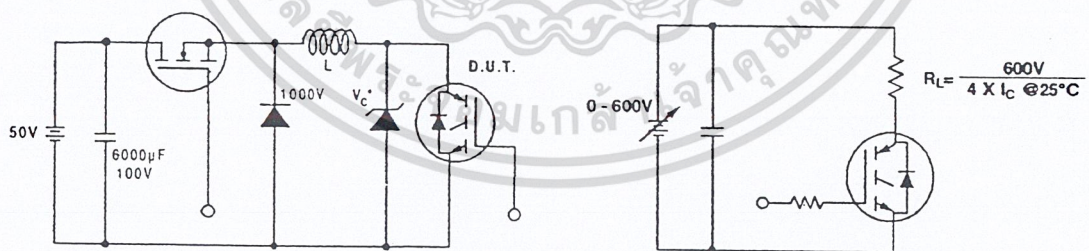


Figure 18. Clamped Inductive Load Test Circuit

Figure 19. Pulsed Collector Current Test Circuit

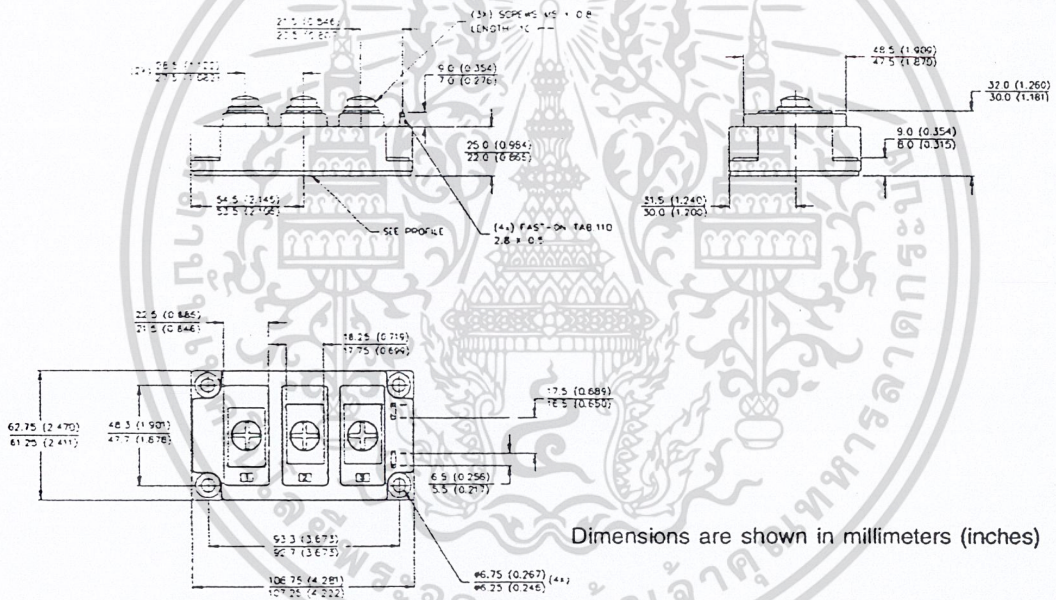
GA200TD120U

International
IR Rectifier

Notes:

- ① Repetitive rating; $V_{GE} = 20V$, pulse width limited by $m_c x$ 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



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 0BL, 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

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	$\frac{100 \times \tan \delta}{\mu}$	X 10 ⁻²	< 200	< 160	< 60	< 30	< 25	< 20	< 9	< 3	< 1.5	
			40MHz	40MHz	5 MHz	1 MHz	1 MHz	0.5MHz	0.1MHz	0.1MHz	0.1MHz	
			< 250	< 220	< 80	< 40	< 60	< 40	< 12	< 8	< 4	
Temperature factor	$\alpha_{\mu r}$	X 10 ⁻⁴				3~10			1.0~7		0.3~2	
			-30~20 °C						0~2			
			20~55 °C			1~20	3~10	0~5		1.5~7	0.2~2	0.2~1
Saturation flux density	Bs	Gauss	2000	2100	2500	2900	3300	3900	3900	4650	4650	
		mT	200	210	250	290	330	390	390	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	$\frac{X 10^{-4}}{mT}$						< 1.8 10kHz	< 0.5 10kHz	< 0.6 100kHz	< 0.4 100kHz	
Disaccomodation factor	DF	X 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	$\Omega \cdot cm$	10 ⁶	10 ⁶	10 ⁶	10 ⁶	10 ⁶	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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อ **3** ศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

H 21 B	H 22 Z	H 23 B	H 24 B	H 24 A	H 24 Z	H 25 Z	H 28 B	H 49 N	H 49 B	H 45	H 63	H 63 B	H 45 A	H 63 A
2000 ±20%	2000 ±20%	3500 ±20%	4000 ±20%	5000 ±20%	7000 ±25%	12000 ±30%	3500 ±20%	1600 ±20%	1700 ±20%	2500 ±20%	2500 ±20%	2000 ±20%	2400 ±20%	1250 ±20%
<3.5 100kHz	<2.5 100kHz	<3.0 10kHz	<15 100kHz	<40 100kHz	<7 10kHz	<8 10kHz	<50 100kHz	<5 100kHz	<8 100kHz	<4 100kHz	<4 100kHz	<5 100kHz	<5 100kHz	<3 100kHz
0.5~2 0.5~2	0.4~1.2 0.4~1.2	0~2.0 0~2.0	0~1.5 0~1.5	-0.5~2 -0.5~2	0~2.0 0~2.0	0~1.5 0~1.5	-3~3 -3~3							
4100	4200	4000	4400	4500	4000	4000	4700	5000	5300	4700	5200	5000	4800	4700
410	420	400	440	450	400	400	470	500	530	470	520	500	480	470
1100	800	900	1500	1500	900	950	1000	1500	1800	1000	1200	1500	1200	3100
110	80	90	150	150	90	95	100	150	180	100	120	150	120	310
0.30	0.15	0.30	0.13	0.13	0.13	0.05	0.20	0.16	0.20	0.16	0.16	0.16	0.16	0.25
24.0	12.0	24.0	10.4	10.4	10.4	4.0	16.0	12.8	16.0	12.8	12.8	12.8	12.8	20.0
<0.4 10kHz	<0.4 10kHz	<1.0 10kHz	<1.0 10kHz	<1.0 10kHz	<1.0 10kHz	<1.0 10kHz	<0.8 100kHz							
<3.0	<2.0	<3.0	<3.0	<3.0	<3.0	<2.0	<3.0							
>160	>170	>125	>145	>145	>125	>125	>200	>230	>230	>200	>230	>200	>200	>270
400	500	20	20	10	3	3	100	100	1000	100	100	100	100	1000
4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.9	4.9	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.8	4.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

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



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาการทำโครงการครั้งนี้ที่ให้คำแนะนำ และให้คำปรึกษาพร้อมทั้งเสนอแนะแนวทางการศึกษารวมทั้งให้แนวทางแก้ไขปัญหาและชี้แนะ ข้อบกพร่องที่เกิดขึ้น อีกทั้งยังให้ความเอื้อเฟื้อต่างๆไม่ว่าจะเป็นอุปกรณ์สถานที่และหนังสือข้อมูล จนทำให้โครงการชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้