

เครื่องเชื่อมสวิตชิง
SWITCHING WELDER



โดย
นาย จิตติน เนาวเพ็ญ รหัส 41013208
นาย สุรเชษฐ์ กุเจริญศิลป์ รหัส 41013239

อาจารย์ที่ปรึกษา
รศ.สมศักดิ์ เขียวศรีกุล

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 42698
วัน, เดือน, ปี - 6 ส.ย. 2545

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

ปริญญาบัตรสำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

ปริญญาโทปีการศึกษา 2543

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องเชื่อมสวิตซ์

ผู้จัดทำ

1. นาย จิตติน เนาวเพ็ญ รหัส 41013208

2. นาย สุรเชษฐ์ ภูเจริญศิลป์ รหัส 41013239


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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อมสวิตชิง

SWITCHING WELDER

ผู้จัดทำ

นาย จิตติน เนาวเพ็ญ รหัส 41013208

นาย สุรเชษฐ์ ภูเจริญศิลป์ รหัส 41013239

โครงการนี้ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนำ

จากการศึกษาในสาขาวิชาทางด้านอิเล็กทรอนิกส์ ก่อให้เกิดความสนใจที่จะนำหลักวิชาที่ได้ศึกษามาทดลองสร้างเป็นวงจรพื้นฐานที่สามารถนำมาใช้งานได้ประกอบกับมีความสนใจในเรื่องเกี่ยวกับเครื่องเชื่อมสวิตซ์ อีกทั้งในปัจจุบันเทคโนโลยีด้านอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง และอุปกรณ์ด้านสวิตซ์ซึ่งได้พัฒนารุดหน้าไปมากทำให้เครื่องเชื่อมสวิตซ์มีขนาดเล็กลง ประสิทธิภาพสูงขึ้นและ จ่ายกำลังงาน ได้สูงขึ้น นอกจากนี้เทคโนโลยีด้านสวิตซ์ซึ่งจะเป็นที่นิยมอย่างกว้างขวางในอนาคต ทำให้ผู้ศึกษาเกิดแรงบันดาลใจในการนำเรื่องนี้มาเป็นหัวข้อในการทำโครงงานขึ้น โดยในส่วนของรายงานฉบับนี้ ประกอบด้วยเนื้อหาเกี่ยวกับทฤษฎีและหลักการการทำงานของวงจรพื้นฐานพร้อมทั้งผลการทดสอบการทำงานเพื่อใช้เป็นรายงานประกอบเครื่องเชื่อมสวิตซ์ซึ่งที่ได้ประดิษฐ์ขึ้น

อย่างไรก็ดี เนื่องจากผู้ศึกษายังขาดประสบการณ์ และความเข้าใจในวงจรอยู่มาก จึงอาจทำให้เกิดความผิดพลาดบางประการได้ ซึ่งผู้ศึกษาก็ขออน้อมรับคำติชม ตลอดจนขออภัยมา ณ ที่นี้ด้วย ทั้งนี้ขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้ให้คำชี้แนะมา ณ ที่นี้ด้วย

ผู้จัดทำ

นาย จิตติน เนาวเพ็ญ

นาย สุรเชษฐ์ ภูเจริญศิลป์

เครื่องเชื่อมสวิตชิง

นาย จิตติน เนาวเพ็ญ
นาย สุรเชษฐ์ คุุเจริญศิลป์
รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2543

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นกรนำเสนอแนวทางการออกแบบ การทำงานและผลการทดสอบการทำงาน
ของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์ โดยมีการทำงานดังนี้ ขั้นแรกจะทำการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแส
สลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 311 โวลต์ โดยวงจรเรียงกระแส และกรอง
กระแส ต่อมานำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนเป็นพัลส์ความถี่ประมาณ 23 กิโลเฮิร์ต โดยเพา
เวอร์มอสเฟตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ซึ่งต่อในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และมีไอซี
SG3526 ทำการควบคุมความถี่และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ตามข้อมูลที่
ป้อนกลับจากเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุตของเครื่องเชื่อมใน
สถานะที่ไม่มีโหลดจะมีค่าอยู่ที่ 79 โวลต์ และค่ากระแสที่โหลด 1.1 โอห์ม มีค่า 37 แอมป์

SWITCHING WELDER

Jittin Naowapen

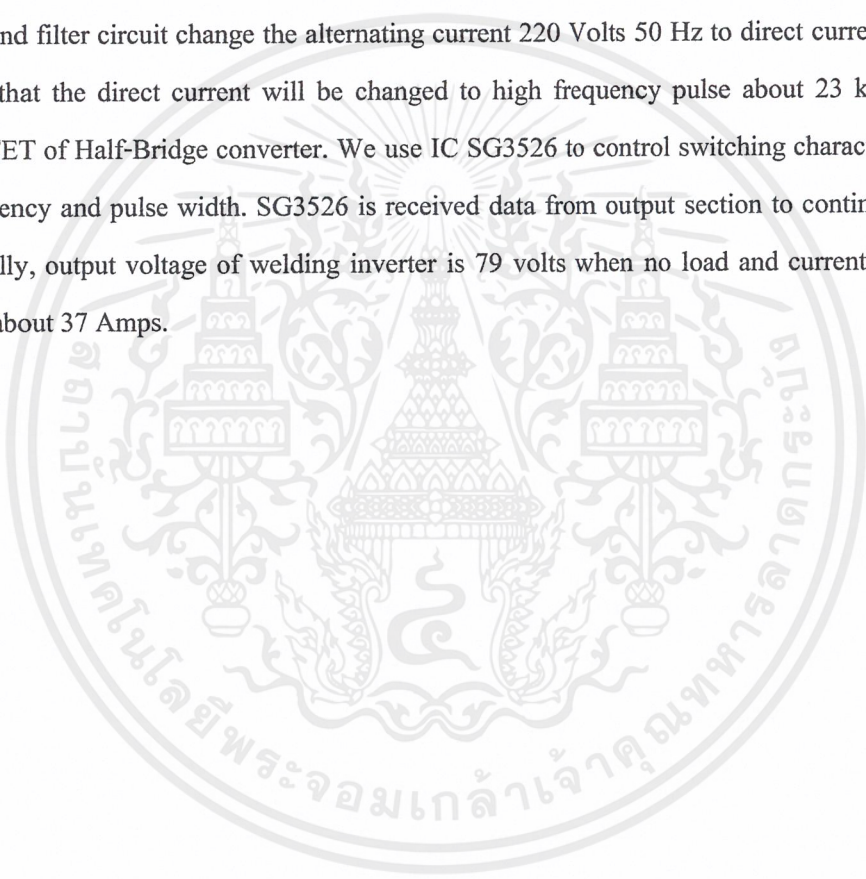
Surachet Khucharoensin

Somsak Cheersirikul Advisor

Academic year 2000

ABSTRACT

This paper presented the fundamental design and test report for welding inverter. At first the rectifier and filter circuit change the alternating current 220 Volts 50 Hz to direct current 311 Volts. After that the direct current will be changed to high frequency pulse about 23 kHz by power MOSFET of Half-Bridge converter. We use IC SG3526 to control switching characteristic such as frequency and pulse width. SG3526 is received data from output section to continue the process. Finally, output voltage of welding inverter is 79 volts when no load and current at 1.1 Ohm load is about 37 Amps.



สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1. บทนำ	1
1.1. วิวัฒนาการของเครื่องเชื่อม	1
1.2. การแยกประเภทวิธีการเชื่อม	3
บทที่ 2. ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของเครื่องเชื่อม	4
2.1. วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส	4
2.1.1. ไดโอดเรียงกระแส	5
2.1.2. ตัวเก็บประจุกรองกระแส	6
2.2. วงจรคอนเวอร์เตอร์	7
2.2.1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	7
2.2.2. ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	8
2.2.3. พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	9
2.2.4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	10
2.2.5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	11
2.3. วงจรควบคุม	11
2.3.1. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	11
2.3.2. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	13
2.4. วงจรขับ	15
2.4.1. วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	15
2.4.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	17
2.5. วงจรสับเบอร์	19
2.5.1. วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส	19
2.5.2. วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	21
2.6. อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	23
2.6.1. ฟอสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟอสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด	23
2.6.2. ซอตต์กีไดโอด	23
2.6.3. เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	23
2.6.4. เพาเวอร์มอสเฟต	25

บทที่ 3. หลักการออกแบบและการทำงานของวงจร	29
3.1. ส่วนของวงจรควบคุม	29
3.1.1. วงจรป้อนกลับ	30
3.1.2. วงจรสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์	30
3.1.3. วงจรขับ	32
3.2. วงจรเพาเวอร์สวิตชิง	32
3.2.1. วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุท	34
3.2.2. วงจรคอนเวอร์เตอร์	34
3.2.3. การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	35
3.2.4. การคำนวณหาค่าขดลวดเหนี่ยวนำเอาต์พุท	37
บทที่ 4. การทดสอบการทำงาน	39
4.1. การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจร	39
4.2. การทดสอบความสัมพันธ์ของค่าความต้านทานภาระกับกระแสเอาต์พุท	44
4.3. การทดสอบประสิทธิภาพ	48
บทที่ 5. สรุปและวิจารณ์	51
ปัญหาและแนวทางแก้ไข	51
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

สารบัญรูป

รูปที่		หน้า
1.1	แสดงให้เห็นพัฒนาการของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน	1
1.2	แสดงลักษณะการใช้งานในแบบต่างๆ ของเครื่องเชื่อมแบบอาร์ค	3
2.1	แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์	4
2.2	แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	7
2.3	แสดงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	8
2.4	แสดงวงจรฟูล-พูลคอนเวอร์เตอร์	9
2.5	แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	10
2.6	แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	11
2.7	แสดงวงจรพื้นฐานใน โหมดควบคุมแรงดัน	12
2.8	แสดงรูปสัญลักษณ์ที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม	12
2.9(ก)	แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมกระแส	13
2.9(ข)	แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมจากกระแส	14
2.10	แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์เคลมบี	16
2.11	แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์	16
2.12	แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ	17
2.13	แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS	18
2.14	แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	18
2.15	แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์	19
2.16	แสดงวงจรสับเบอร์ด์ช่วงหุคนำกระแส	20
2.17	แสดงวงจรสับเบอร์ด์ป้องกันแรงดันเกิน	21
2.18	แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	24
2.19	แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหุคนำกระแส	26
2.20	แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	27
2.21	แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส	28

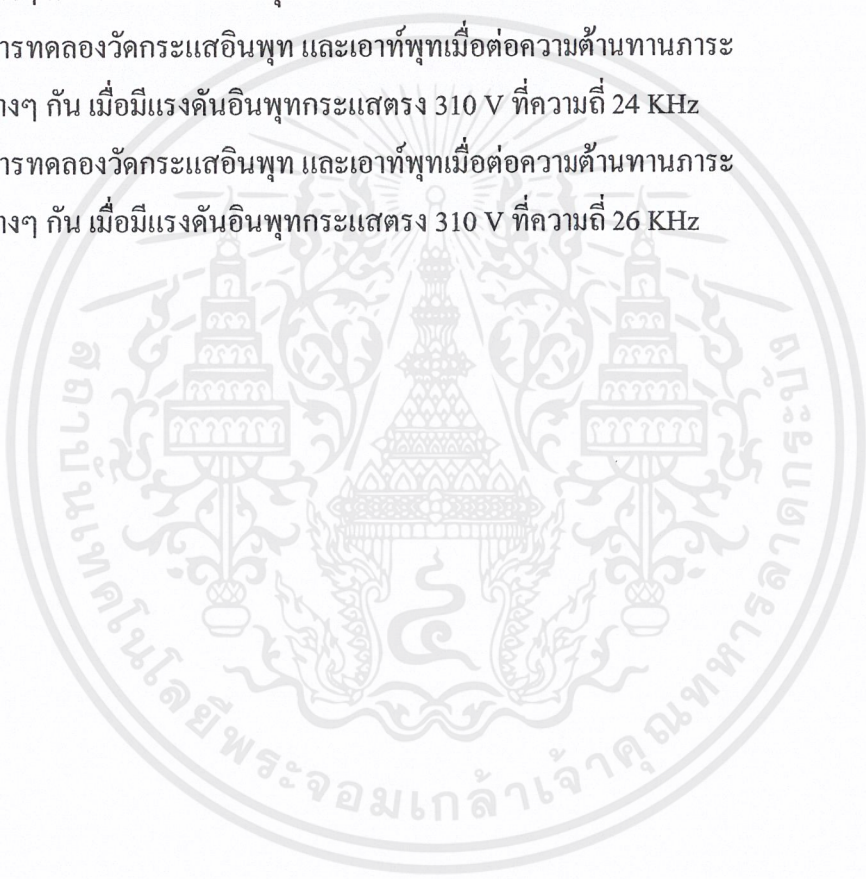
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่	หน้า	
3.1	แสดงลำดับการทำงานของวงจรควบคุมการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟต	29
3.2	รูปแสดงวงจรควบคุมของเครื่องเชื่อมสวิตซ์	31
3.3	วงจรภาคเพาเวอร์สวิตซ์	33
3.4	วงจรแสดงการต่อขดลวดเหนี่ยวนำเอาที่พุทของเครื่องเชื่อม	37
4.1	รูปแสดงสัญญาณพินเดี่ยวซึ่งเป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์	39
4.2	รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่เอาที่พุท A และ B ของ ไอซี SG3526	40
4.3	รูปแสดงสัญญาณพัลส์ก่อนส่งเข้าหม้อแปลงคัปปลิ่ง	41
4.4	รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต	42
4.5	รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่ผ่านหม้อแปลงความถี่สูง	43
4.6	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันเอาที่พุทกับค่าความต้านทานภาระ	46
4.7	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสเอาที่พุทกับค่าความต้านทานภาระ	46
4.8	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังงานเอาที่พุทกับค่าความต้านทานภาระ	47
4.9	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพกับค่าความต้านทานภาระ	47
4.10	รูปด้านข้างแสดงโครงงานที่ได้ประดิษฐ์ขึ้น	49
4.11	รูปด้านบนแสดงโครงงานที่ได้ประดิษฐ์ขึ้น	49
4.12	แสดงโครงงานและตัวต้านทานภาระที่ใช้ในการทดสอบ	50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

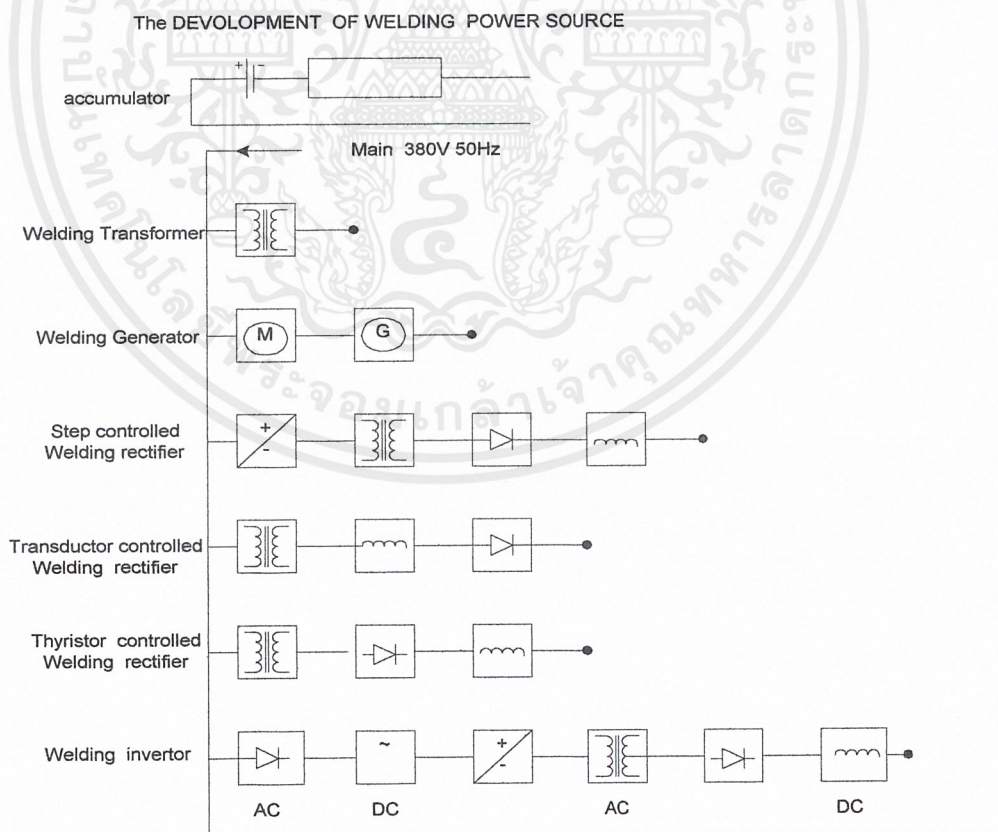
ตารางที่		หน้า
3.1	แสดงข้อมูลของขดลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง	36
4.1	ผลการทดลองวัดกระแสอินพุท และเอาต์พุทเมื่อต่อความต้านทานภาระ ค่าต่างๆ กัน เมื่อมีแรงดันอินพุทกระแสตรง 310 V ที่ความถี่ 22 KHz	44
4.2	ผลการทดลองวัดกระแสอินพุท และเอาต์พุทเมื่อต่อความต้านทานภาระ ค่าต่างๆ กัน เมื่อมีแรงดันอินพุทกระแสตรง 310 V ที่ความถี่ 23 KHz	44
4.3	ผลการทดลองวัดกระแสอินพุท และเอาต์พุทเมื่อต่อความต้านทานภาระ ค่าต่างๆ กัน เมื่อมีแรงดันอินพุทกระแสตรง 310 V ที่ความถี่ 24 KHz	45
4.4	ผลการทดลองวัดกระแสอินพุท และเอาต์พุทเมื่อต่อความต้านทานภาระ ค่าต่างๆ กัน เมื่อมีแรงดันอินพุทกระแสตรง 310 V ที่ความถี่ 26 KHz	45



บทที่ 1
บทนำ

กระบวนการเชื่อมนั้นมีหลักการพื้นฐานจากการที่ให้กระแสไฟฟ้าปริมาณมากๆ ไหลผ่านรอยต่อของชิ้นงานที่ต้องการเชื่อมจนหลอมละลายเชื่อมติดกัน ซึ่งเมื่อพิจารณาจากหลักการแล้ว เครื่องเชื่อมก็คือแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าที่สามารถจ่ายกระแสได้เป็นปริมาณมากนั่นเอง เริ่มแรกมีการค้นพบวิธีการเชื่อมจากการใช้แบตเตอรี่ เป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า แต่ก็มีข้อจำกัดที่มีปริมาณความจุกระแสมีน้อย และเมื่อใช้งานแล้วต้องมีการประจุแรงดันใหม่ซึ่งใช้เวลานานในการประจุกระแสแต่ละครั้ง ต่อมาใช้หลักการของหม้อแปลงเพื่อส่งผ่านพลังงานไฟฟ้า โดยใช้การเลือกของลวดหรือการเลื่อนขดลวดเพื่อที่จะปรับค่าแรงเสกที่ใช้ในการเชื่อม ต่อมาเมื่ออุปกรณ์สารกึ่งตัวนำได้ถูกพัฒนาขึ้น ก็ถูกนำมาใช้ในการเรียงกระแส เพื่อให้เป็นการเชื่อมแบบกระแสตรง และยังคงใช้ในการควบคุมระดับกระแสในการเชื่อมอีกด้วย ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

1.1 วิวัฒนาการของเครื่องเชื่อม



รูปที่ 1.1 แสดงให้เห็นพัฒนาการของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.1.1 Accumulator เป็นการเชื่อมไฟฟ้าแบบแรกที่ถูกคิดค้นขึ้น โดยใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้า แต่มีข้อเสียคือไม่สามารถให้กระแสที่มีค่ามากๆ ได้ และในการใช้แต่ละครั้งต้องทำการประจุไฟฟ้าทุกครั้ง และเมื่อใช้งานไปแล้ว ในช่วงหนึ่งกระแสจากแบตเตอรี่ก็จะมีค่าลดลงเรื่อยๆ แต่การเชื่อมแบบนี้มีข้อดีคือสามารถเชื่อมได้เร็วกว่าการเชื่อมที่ใช้ไฟฟ้ากระแสสลับในการเชื่อม

1.1.2 Welding Transformer เป็นการใช้หม้อแปลงเพื่อทำการส่งผ่านพลังงานไฟฟ้ามายังจุดต่อเชื่อม โดยพลังงานไฟฟ้าดังกล่าวเป็นไฟกระแสสลับ มีข้อเสียคือยากต่อการควบคุมซึ่งโดยปกติจะสามารถควบคุมกระแสในการเชื่อมได้ 4 แบบคือ แบบเคลื่อนแกน (moving core) ,แบบเคลื่อนขดลวด (moving coil) , แบบทำให้รีแอกเตอร์อิ่มตัว (saturable reactor) และแบบสวิตช์เสียบ (tap switching) อุปกรณ์เชื่อมแบบนี้จะมีการสูญเสียพลังงานมาก แต่มีข้อดีคือไม่มีวงจรถูกหรืออุปกรณ์ต่อพ่วงให้ยุ่งยาก

1.1.3 Welding Generator เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้มอเตอร์มาทำการหมุนเจเนอเรเตอร์ไฟกระแสตรง (DC Generator) แล้วนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากเจเนอเรเตอร์มาทำการเชื่อมไฟฟ้าอีกทีซึ่งจะเห็นได้ว่าเครื่องเชื่อมแบบนี้จะมีประสิทธิภาพต่ำเพราะเกิดการสูญเสียหลายขั้นตอน ตั้งแต่นำไฟฟ้ามายแปลงเป็นพลังงานกล แล้วแปลงพลังงานกลกลับเป็นพลังงานไฟฟ้าอีกครั้ง แต่เครื่องเชื่อมลักษณะนี้จำเป็นต้องนำมาใช้เนื่องจากในงานเชื่อมบางแบบจำเป็นต้องใช้กระแสไฟตรงในการเชื่อมเท่านั้น และใช้ในช่วงที่ยังไม่สามารถนำอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำมาใช้งานได้

1.1.4 Step Controlled Welding Rectifier เป็นเครื่องเชื่อมที่มีเทคโนโลยีของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำเข้ามาใช้ในการเชื่อมที่ต้องการไฟกระแสตรงในการเชื่อม โดยสามารถปรับค่ากระแสในการเชื่อมได้จากการปรับเปลี่ยนแทปที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง มีข้อดีคือเครื่องเชื่อมมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น

1.1.5 Transductor Controlled Welding Rectifier เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้หลักการของการเปลี่ยนค่าความนำของขดลวด ในการปรับค่ากระแสในการเชื่อม วิธีนี้ข้อเสียคือเกิดความสูญเสียขึ้นที่ขดลวดความนำ ในขณะที่ใช้กระแสค่าสูงๆ

1.1.6 Thyristor Controlled Welding Rectifier เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้อุปกรณ์ไทรสเตอร์ในการเรียงกระแส โดยสามารถกำหนดมุมในการนำกระแสให้กับไทรสเตอร์ ซึ่งเป็นการกำหนดกระแสที่ใช้ในการเชื่อมของเครื่องเชื่อมอีกด้วย มีข้อดีคือสามารถควบคุมกระแสได้อย่างละเอียดและแม่นยำ แต่มีข้อเสียคือจะต้องเพิ่มเติมส่วนของวงจรควบคุมและมีราคาแพง

1.1.7 Welding Inverter เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้หลักการของอินเวอร์เตอร์ในการที่จะเปลี่ยนค่าความถี่ไลน์ปกติให้สูงขึ้นก่อนที่จะส่งผ่านพลังงานด้วยหม้อแปลงความถี่สูงเป็นผลให้เครื่องมีประสิทธิภาพสูงและมีขนาดเล็ก สามารถควบคุมปริมาณกระแสที่ใช้ในการเชื่อมได้อย่างแม่นยำ และเนื่องมาจากประสิทธิภาพที่มีค่าสูงเป็นผลให้ประหยัดพลังงานได้มากกว่าเครื่องเชื่อมชนิดอื่น

1.2 การแยกประเภทวิธีการเชื่อม

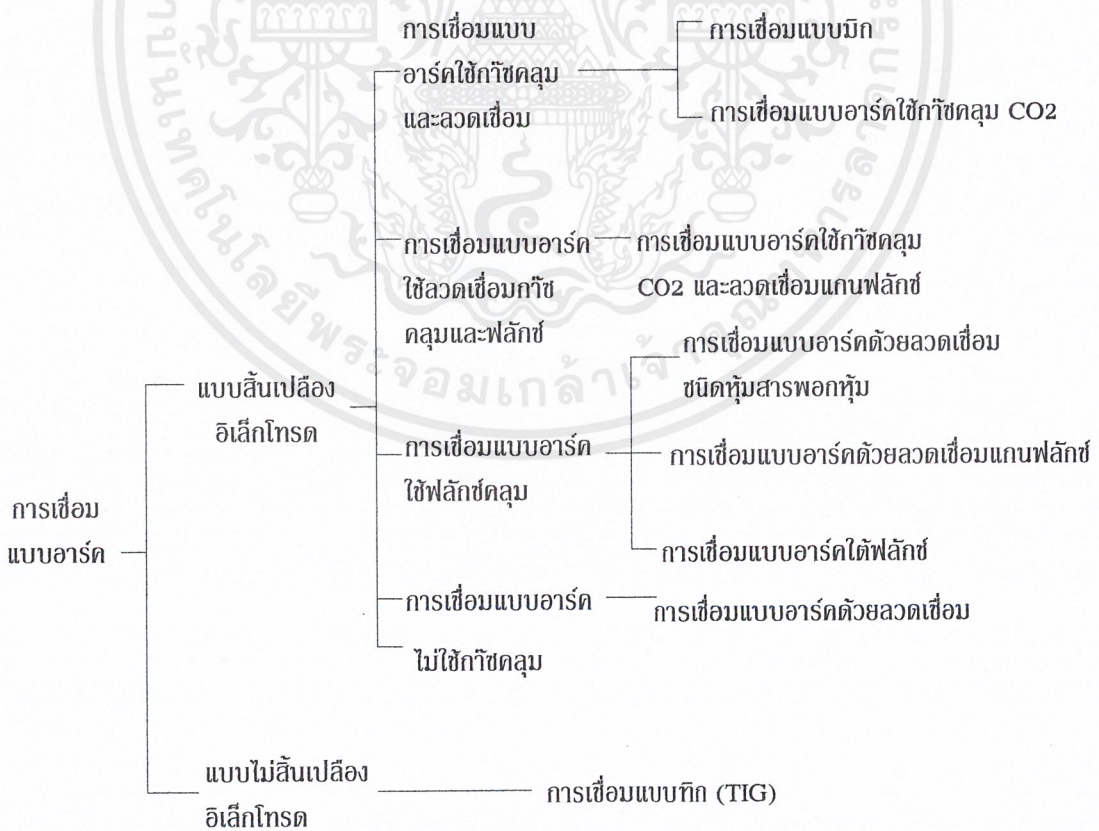
การเชื่อมโลหะสามารถทำได้หลายแบบ ซึ่งแต่ละแบบก็จะเหมาะสมกับงานที่แตกต่างกันไป ซึ่งสามารถจำแนกได้เป็น 3 ประเภทอย่างกว้างๆ คือ

1.2.1. การเชื่อมโดยโลหะหลอมละลาย การเชื่อมแบบนี้ส่วนที่เป็นรอยต่อจะถูกหลอมละลายด้วยความร้อนจากการอาร์ค (arc) หรือเปลวก๊าซติดไฟ (inframable gas) การเชื่อมในลักษณะนี้ไม่จำเป็นจะต้องใช้แรงกดกับรอยเชื่อม

1.2.2. การเชื่อมโดยใช้แรงกด การเชื่อมแบบนี้จะใช้ความร้อนบวกกับการกด เพื่อที่จะทำให้โลหะเชื่อมติดกัน

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

เครื่องเชื่อมที่ได้จัดทำขึ้นนั้นจะถูกแยกไว้ในประเภทแรก คือ เป็นการเชื่อมที่ใช้การหลอมละลายโลหะด้วยความร้อนจากการอาร์ค ซึ่งลักษณะการใช้งานของเครื่องเชื่อมนี้สามารถแบ่งย่อยออกตามสภาพแวดล้อม และชนิดของของลวดเชื่อมที่ใช้ในการเชื่อมได้ดังรูปที่ 1.2

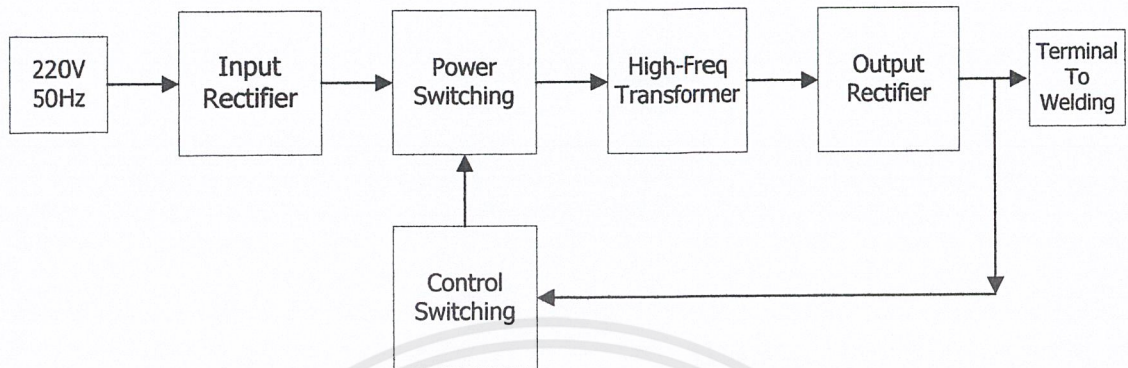


รูปที่ 1.2 แสดงลักษณะการใช้งานในแบบต่างๆ ของเครื่องเชื่อมแบบอาร์ค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของเครื่องเชื่อม



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์

การทำงานของเครื่องเชื่อมเริ่มจากการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรท์ ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูง ประมาณ 311 โวลต์ โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส จากนั้นนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาสวิตซ์ที่ความถี่สูงโดยวงจรเพาเวอร์สวิตซ์ สำหรับเครื่องเชื่อมที่จัดทำขึ้นนี้จะใช้วงจรเพาเวอร์สวิตซ์แบบฮาล์ฟ-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ พัลส์ที่ได้จากการสวิตซ์จะยังคงมีแรงดันค่าสูงเกินกว่าแรงดันใช้งานอยู่ การลดลงแรงดันลงสามารถทำได้โดยการส่งพลังงานผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งจะเป็นการแยกส่วนระหว่างส่วนของแรงดันสูงที่เชื่อมต่อกับไลน์กับส่วนใช้งานแรงดันต่ำได้อีกด้วย จากนั้นก็นำพัลส์ที่ได้จากการคัปปลิ่งผ่านหม้อแปลงมาทำการเรียงกระแสให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงอีกครั้ง เนื่องมาจากการเชื่อมโดยใช้ไฟฟ้ากระแสตรงจะทำให้จุดเชื่อมมีคุณภาพสูงกว่าการเชื่อมแบบไฟฟ้ากระแสสลับ เมื่อเครื่องเชื่อมทำงานจะมีการป้อนกลับค่าแรงดันจากเอาต์พุตมายังวงจรควบคุมการสวิตซ์ของวงจรเพาเวอร์สวิตซ์ โดยผ่านการเรียงกระแสให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเช่นกัน โดยวงจรควบคุมนี้จะทำการปรับคาบเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตที่วงจรเพาเวอร์สวิตซ์ ให้ได้กระแสตามการปรับตั้งไว้ที่วงจรจำกัดกระแส

เนื่องจากพื้นฐานของเครื่องเชื่อมก็คือวงจรสวิตซ์ ซึ่งโครงสร้างของวงจรสวิตซ์นี้ก็สามารถแบ่งออกไปได้หลายชนิด เพื่อใช้ในงานที่แตกต่างกัน ทั้งยังมีส่วนประกอบอื่นที่สำคัญ ซึ่งรายละเอียดและข้อมูลต่างๆ ได้เรียบเรียงไว้ตามลำดับดังนี้

2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส นับว่าเป็นส่วนสำคัญของวงจร ในวงจรในส่วนอินพุต และเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทอนกระแสของฟิวส์ ประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 2 ตัวคือ ตัวเก็บ

ประจุกองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

2.1.1. ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะกับการใช้งานควรมีข้อควรพิจารณาดังนี้

2.1.1.1. ค่ากระแสกระชาก ; $I(fsm)$

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่าน ไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

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

เมื่อ V_p คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท

ERS คือ ค่าความต้านทานแฝง ในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

R_s คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

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

2.1.1.2. ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง ; $I(frm)$

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุกองกระแสมีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหล ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุกองกระแส

2.1.1.3. ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง ; $I(fm)$

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับในขณะที่ทำงาน การพิจารณาค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัติควรเผื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด $I(fm)$ ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

2.1.1.4. อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด ; $V(rrm)$

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับของไดโอด ควรมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรเผื่อค่าแรงดันไบแอสกลับ ให้มีค่ามากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณี que อาจเกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟสลับ

2.1.2. ตัวเก็บประจุกรองกระแส

ตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

2.1.2.1. อัตราทนกระแสระลอก (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุกรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุเอง ซึ่งค่ากระแสนี้จะเป็นผลให้ตัวเก็บประจุร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุกรองกระแสจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้ เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุนานกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

2.1.2.2. แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแสจะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุตทำให้แรงดันที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรกระแสจะยอมให้มีค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุต

ค่าของตัวเก็บประจุกรองกระแส C สามารถคำนวณได้จาก

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

เมื่อ I_e คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส

Δt คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ

ΔV_{ripple} คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อม

2.1.2.3. ช่วงเวลาโฮลด์อัป (Holdup Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัป เป็นช่วงเวลาที่วงจรสวิตซ์ยังสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับมีค่าต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้วงจรสวิตซ์นี้มีค่าเวลาโฮลด์อัป ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

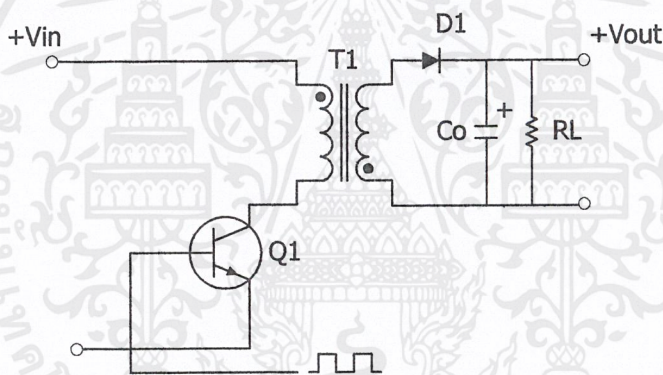
2.1.2.4. อัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

ตัวเก็บประจุกรองกระแสต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของคอนเวอร์เตอร์ เช่น ถ้าแรงดันไฟสลับอินพุทมีค่าอยู่ในช่วง 187 ถึง 264 โวลต์ควรมีค่าอัตราทนแรงดันอย่างต่ำที่ 400 โวลต์

2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟกระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

2.2.1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.2 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ เมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอส กลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ D1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาท์พุท Co และโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่การทำงานของ Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุท

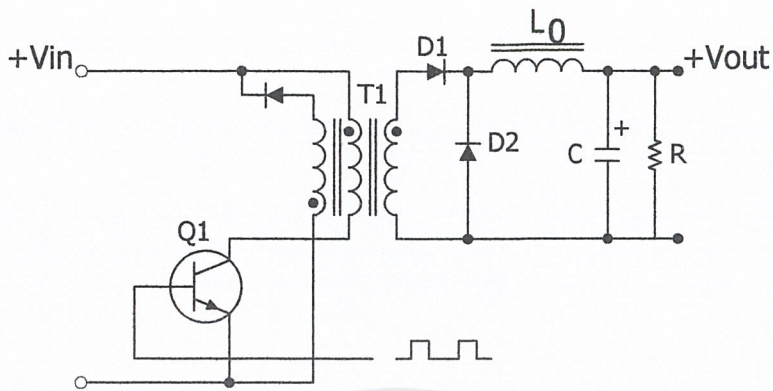
ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน

150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.2. ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

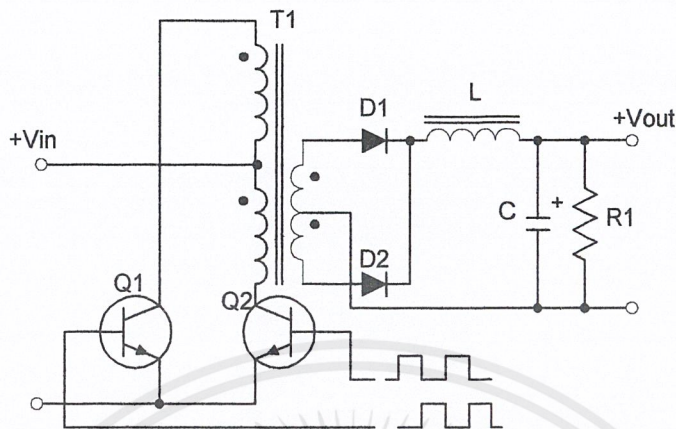


รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูป 2.4 จะเห็นว่าฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 ในฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ L ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C และโหลดได้ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วยเมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิสนามแม่เหล็กใน L จะยุบตัวทำให้มีการกลับชั่วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

2.2.3. พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

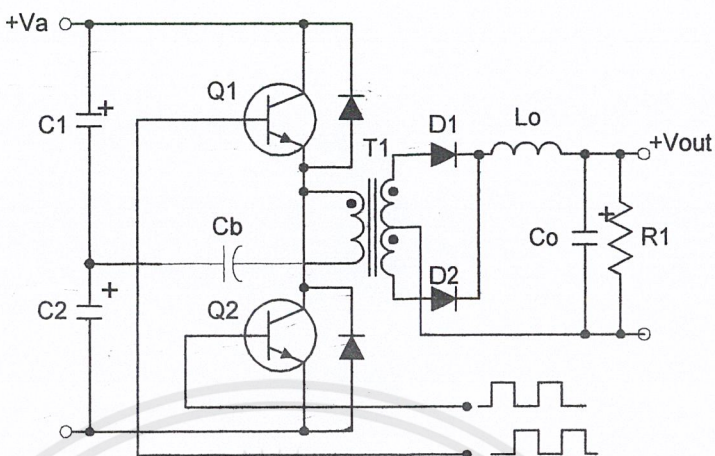


รูปที่ 2.4 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแสจะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้นพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจรสวิตช์ที่ต้องการกำลังงานสูงๆ

จากรูปที่ 2.4 Q1 และ Q2 จะผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน L ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้นโหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลากระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

2.2.4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

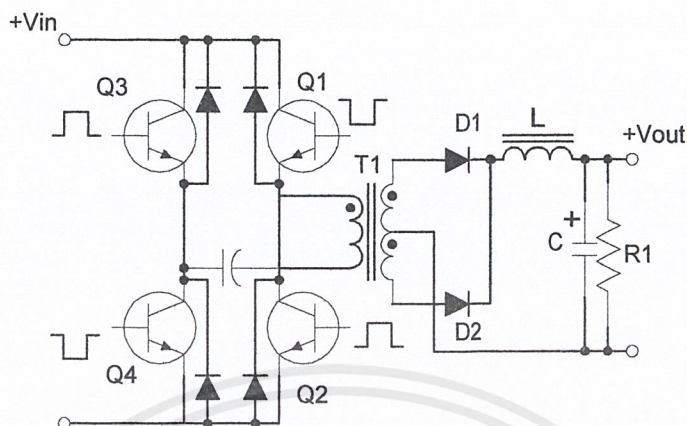


รูปที่ 2.5 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับฟูล-พูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ใน วงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้ว และ ลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.5 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตก คร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุทเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกัน นำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของฟูล-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตก คร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุท เนื่องจากผลของการต่อ ตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการ จำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้ จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.2.5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

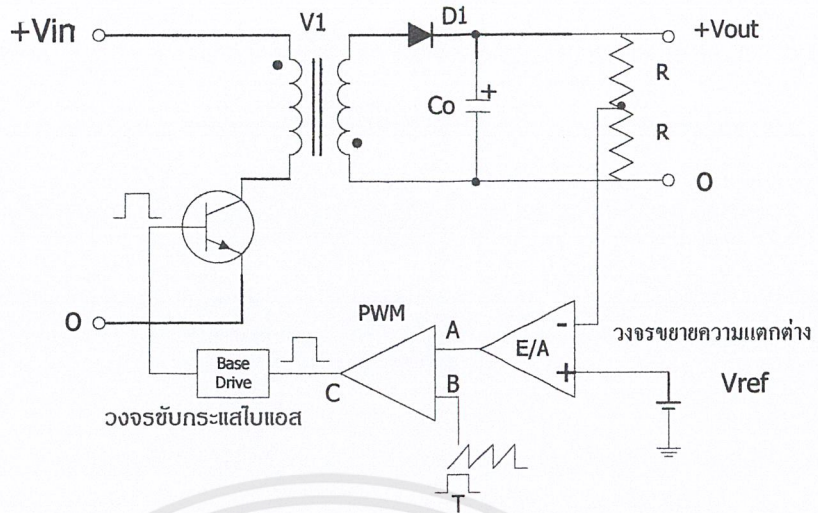
จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุท กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่า วงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิงที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก

2.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชันเป็นหลัก การใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมคควบคุมจากแรงดันและโหมคควบคุมจากกระแส

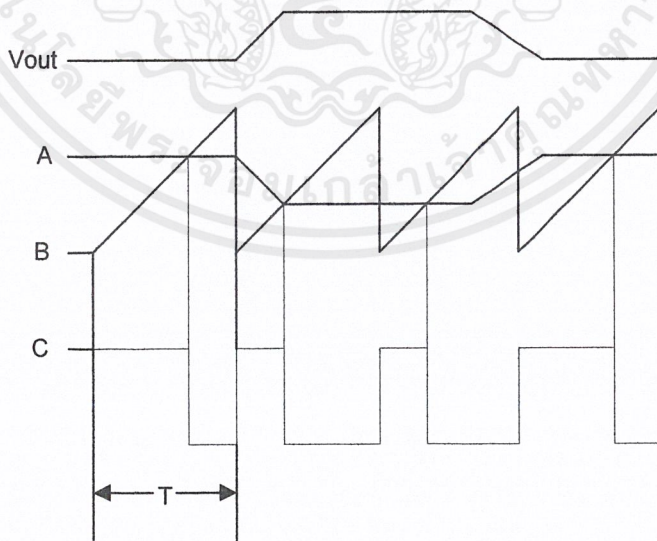
2.3.1. วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมคนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรพื้นฐานใน โหมคควบคุมแรงดัน

จากรูปที่ 2.7 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาท์พุทนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุท ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่น โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาท์พุทที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่นจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดดูเลชั่น ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

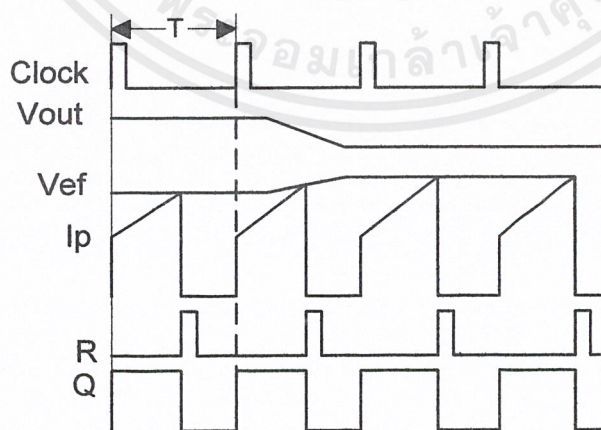


รูปที่ 2.8 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม

แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลงเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์จะมีเวลานำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วย ลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.10(ข)



รูปที่ 2.9(ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่า วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทเมื่อเกิดทรานเซียนท์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาท์พุท

2. สามารถป้องกันกระแสไหลลเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว

3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชั่นที่ดีมาก

4. สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

2.4 วงจรขับ

2.4.1. วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจับวงจรกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

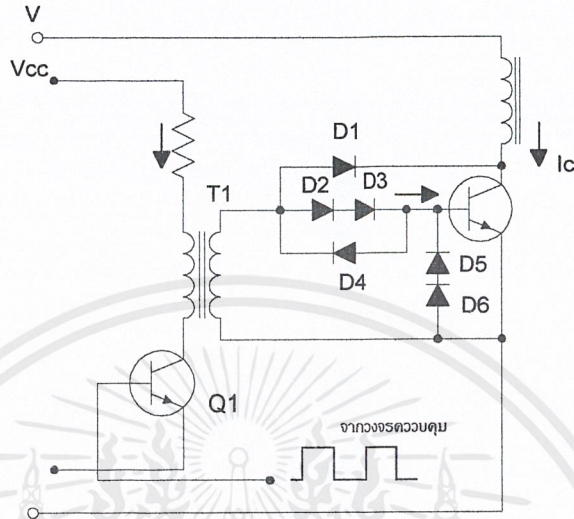
วงจรขับกระแสไบแอสนั้นทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่ โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

2.4.1.1. วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์แคลมป์

เบเกอร์แคลมป์ (Baker Clamp) เป็นวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสม เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้ และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

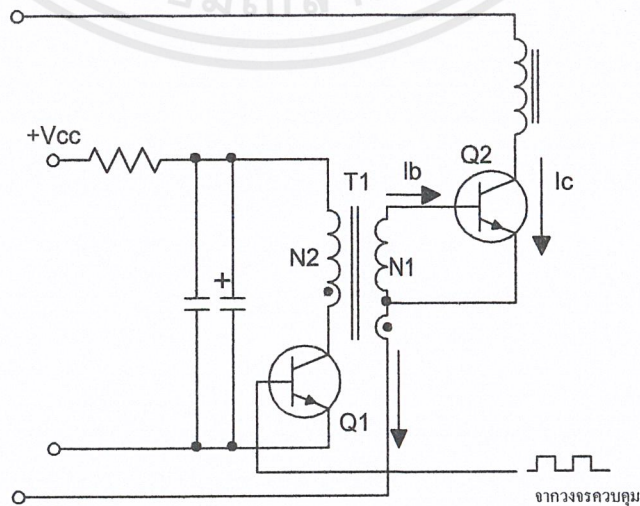
คร่อมที่ขาเบสและอีมีเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสที่ แบบเบเกอร์แคลมป์

2.4.1.2. วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

เป็นวงจรขับกระแสไบแอสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูงๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบแอสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันคร่อมตัวมันต่ำที่สุด ขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบแอสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์แคลมป์ที่ป้องกันไม่ให้เกิดประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดง วงจรในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

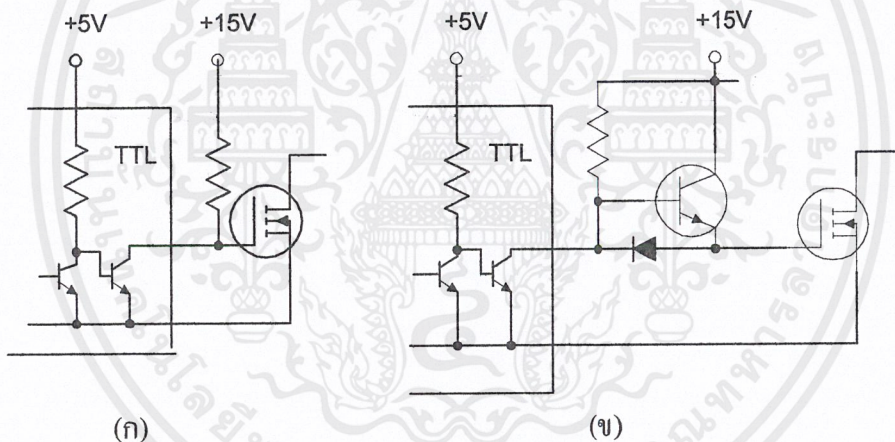
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.2. วงจรขั้พะเวอร้มอสเฟด

การขั้พะเวอร้มอสเฟด ให้นำกระแสณั้แตกต่างจากการขั้กระแสไบแอสในพะเวอร้ทรานซิสเตอร์ สำหรับพะเวอร้ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่พะเวอร้มอสเฟดจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขั้ดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขั้พะเวอร้มอสเฟด ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าพะเวอร้ทรานซิสเตอร์มาก

2.4.2.1. วงจรขั้พะเวอร้มอสเฟดด้วย TTL

การขั้พะเวอร้มอสเฟดด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขั้ดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยยนสถานะของพะเวอร้มอสเฟด และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขั้ชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยยนสถานะของพะเวอร้มอสเฟดเป็นไปอย่างรวดเร็ว

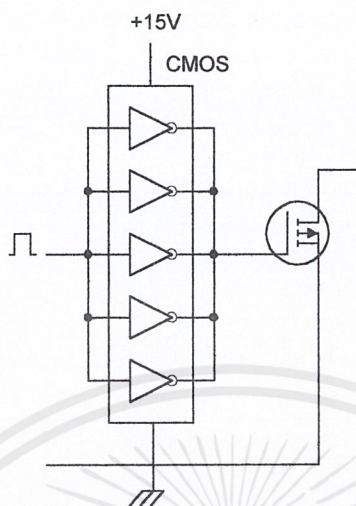


รูปที่ 2.12 แสดงการขั้พะเวอร้มอสเฟดด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

รูปที่ 2.12 (ก) แสดงวงจรขั้ด้วยไอซี TTL ที่มีเอาท์พุทเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพุลอัฟริซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขั้พะเวอร้มอสเฟดให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของพะเวอร้มอสเฟดเป็นไปได้อย่างเร็วขั้ขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากระแสยังถูกจำกัดด้วยพุลอัฟริซิสเตอร์

รูปที่ 2.12 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของพะเวอร้มอสเฟดขั้ขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรขั้จะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกหนึ่งตัวเพื่อให้เกิดการคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมกขั้ขึ้น

2.4.2.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

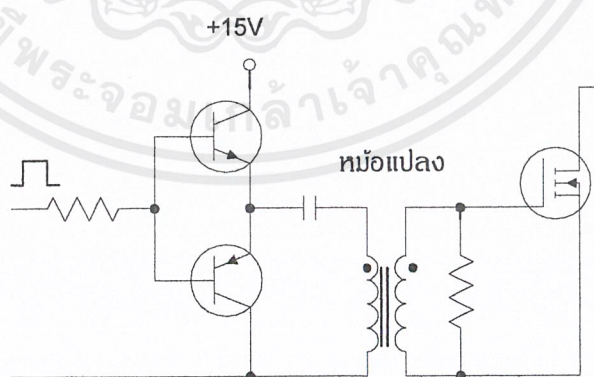


รูปที่ 2.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

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

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกัน จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาด และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

2.4.2.3. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.14 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบน และตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

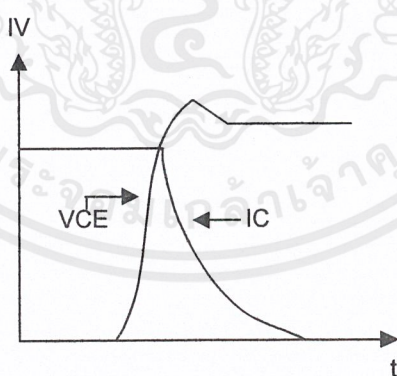
การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรถบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาท์พุทที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.15

2.5 วงจรสับเบอร์

วงจรสับเบอร์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสับเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสับเบอร์ป้องกันการแรงดันเกิน วงจรสับเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอดเรียกว่า วงจร RCD สับเบอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

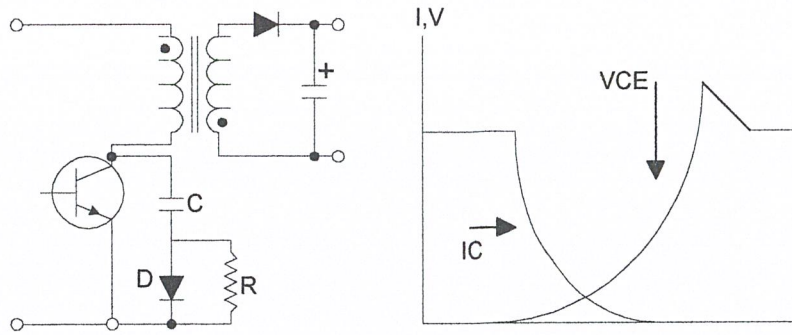
2.5.1. วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสแล้ว กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็วดังรูป 2.16



รูปที่ 2.15 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบอร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบอร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.16 แสดงวงจรสับเบอร์ดั้งเดิมช่วงหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอร์ดั้งเดิมช่วงหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และ ไดโอด D1 ของวงจรสับเบอร์ดั้งเดิมทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ที่ขั้วไป แรงดันตกคร่อม C1 ก็จะลดลงต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

$$C_1 = \frac{(I_P \times t_{ON} \pi)}{2 \times V_{in}} \quad (2.3)$$

$$R_1 = \frac{t_{on (min)}}{2 \times 3 \times C_1} \quad (2.4)$$

เมื่อ I_p คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์

t_{on} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

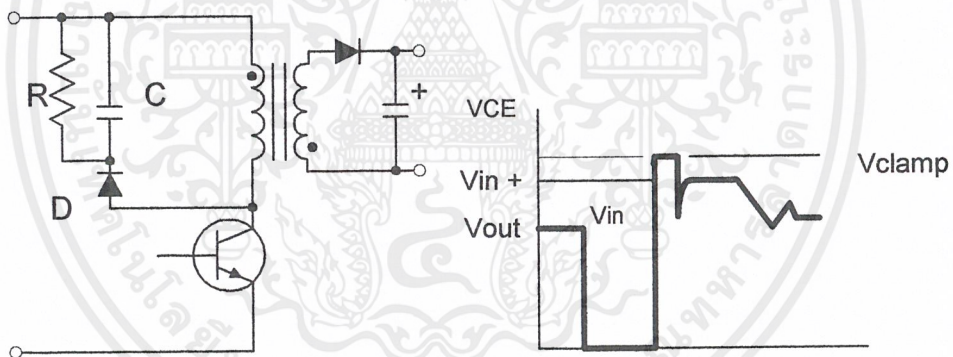
การคายประจุของ C1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R1 จะต้องมีค่าสูงได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R1 หาได้จาก

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

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.5.2. วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย *RBSOA* แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอ์สามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

การทำงานของวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ค่าของ R1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ขณะเกิดสไปค์จึงถูกกั้นไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าต่ำลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรสับเบอรั้นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

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

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

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

- เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดปฐมภูมิ
 I_p คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 V_{ceo} คือ อัตราแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของตัวต้านทาน R หาได้จาก

$$R = \frac{t_{off(min)}}{2 \times 3 \times C} \quad (2.8)$$

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

$$P_d = \frac{[(1/2)L_iI_p^2]}{T} \quad (2.9)$$

- เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานทั้งในขณะนำกระแสและในขณะที่เปลี่ยนสภาวะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดิ้นตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

2.6.1. ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาดิ้นตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาดิ้นตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอส กลับได้สูงถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

2.6.2. ขอตต์กีไดโอด

ขอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด ขอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาดิ้นตัวของขอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าขอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

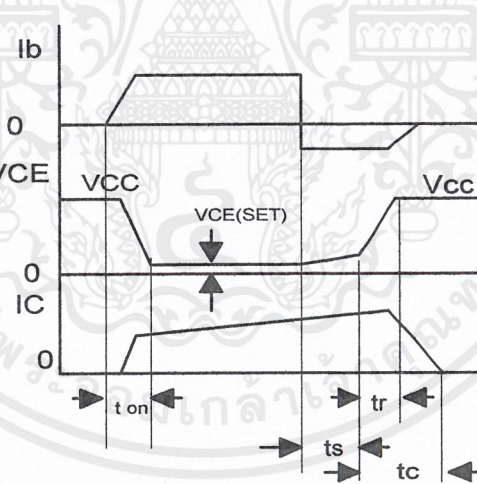
ขอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ขอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานเซียนต์ชณะเริ่มนำกระแสสูง

2.6.3. เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตซ์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกลงกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูงๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแส ไบแอสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์(V_{ce}) จะยังคงมีค่าเท่ากับ V_{cc} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{ce(sat)}$ ดังรูปข้างล่าง กำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบแอสและป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา t_s นี้ เรียกว่าช่วงเวลาสะสม (Storage Time) และขณะช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบแอสอยู่



รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ t_r (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูงและเป็นช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงาน ช่วงเวลา t_{r+tf} จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส นั้นอาจประมาณได้จาก

$$P_{d(sw)} = \frac{0.5V_{cc}I_{pk}t_c}{T} \quad (2.10)$$

- เมื่อ $P_{d(sw)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
 V_{cc} คือ แรงดันตกรวมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และหยุดนำกระแส
 I_{pk} คือ ค่ากระแสสูงสุดเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส
 t_c คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส
 T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

2.6.4. เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่น โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอตเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุ่ม-พูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

2.6.4.1. กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแส แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่า เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

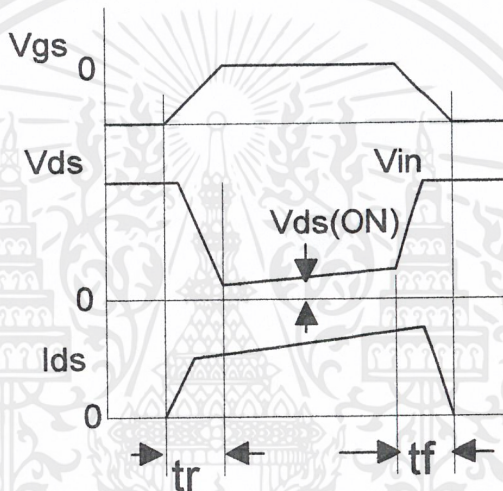
ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ต การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (turn

on time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_d จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(ON)} + P_{SW(OFF)} + P_C \tag{2.11}$$

$$P_{SW(ON)} = \frac{0.5I_{pk(on)} \times Vin.tr}{T} \tag{2.12}$$

$$P_{SW(OFF)} = \frac{0.5I_{pk(off)} \times Vin.tr}{T} \tag{2.13}$$



รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส

$$P_C = I_{Drms}^2 \times R_{DSON} (T_j) \tag{2.14}$$

- เมื่อ P_c คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- $P_{sw(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
- $P_{sw(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- $I_{pk(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส

- I_{drms} คือ ค่ากระแส rms $R_{dson}(T_j)$ คือค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
- t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

I_{drms} คือ ค่ากระแส rms $R_{dson}(T_j)$ คือค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต

t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

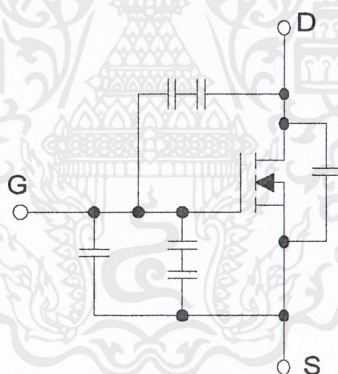
t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

2.6.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่แตกต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ กระแสจะไหลผ่านคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย

2.6.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input capacitance)

เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆของมันดังรูปที่ 2.21

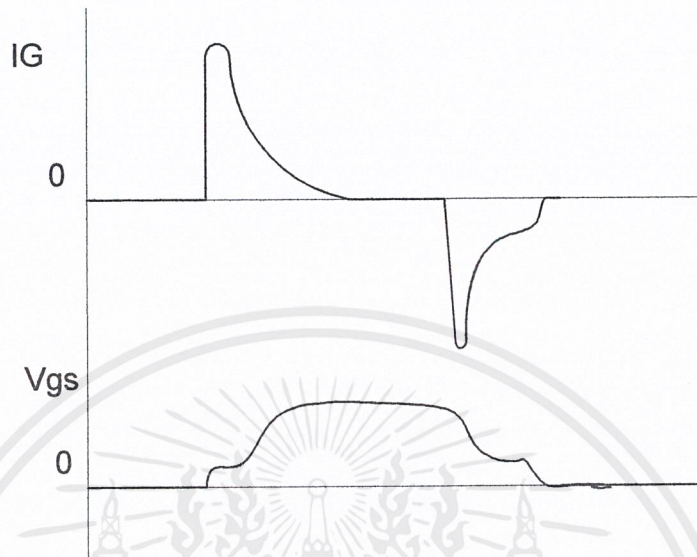


รูปที่ 2.20 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้ต้องมีการชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุในเพาเวอร์มอสเฟตเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันค่าขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{gs} มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังในรูป

โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

รูปคลื่นแสดงลักษณะของกระแส และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดง
ดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

2.6.4.4. ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคชั่นคาร์เรียร์เบรคดาวน์ เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคชั่นคาร์เรียร์เบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

2.4.6.5. พิกัดความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งออกได้เป็น 4 ลักษณะดังนี้คือ

1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{ds} สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain - Source Voltage)
2. ค่ากระแสเดรน I_d สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(on)}$ Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

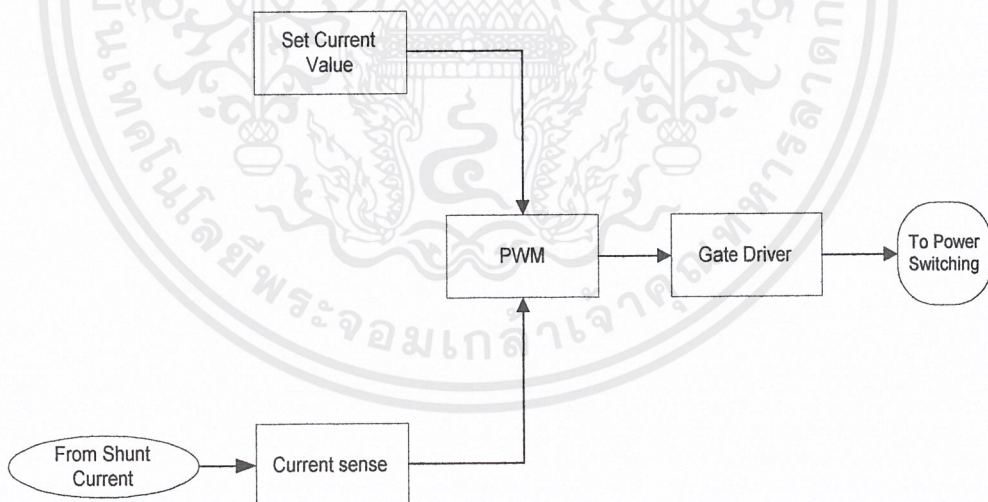
บทที่ 3

หลักการการทำงานของวงจร

วงจรของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้จัดทำขึ้นนี้สามารถใช้ในการเชื่อมแบบอาร์คได้ ยกตัวอย่างเช่น แบบเอ็มเอ็มเอ (MMA) โดยเครื่องเชื่อมนี้มีส่วนประกอบที่สำคัญ 2 ส่วนคือ ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตชิง ซึ่งจะประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุท และวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ และในส่วนของวงจรควบคุม จะประกอบด้วยวงจรป้อนกลับ โดยการเปรียบเทียบกระแสจากทางด้านเอาต์พุทมาส่งเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 เพื่อทำการควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์ผ่านวงจรขับไปยังวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป ซึ่งมีรายละเอียดของการทำงานดังนี้

3.1. ส่วนของวงจรควบคุม

วงจรในส่วนนี้จะมีหน้าที่ควบคุมการสวิตชิงของเพาเวอร์มอสเฟต ดังรูปที่ 3.1 สามารถแบ่งเป็นส่วนย่อยๆ ได้ 4 ส่วนดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงลำดับการทำงานของวงจรควบคุมการสวิตชิงของเพาเวอร์มอสเฟต

3.1.1. วงจรป้อนกลับ

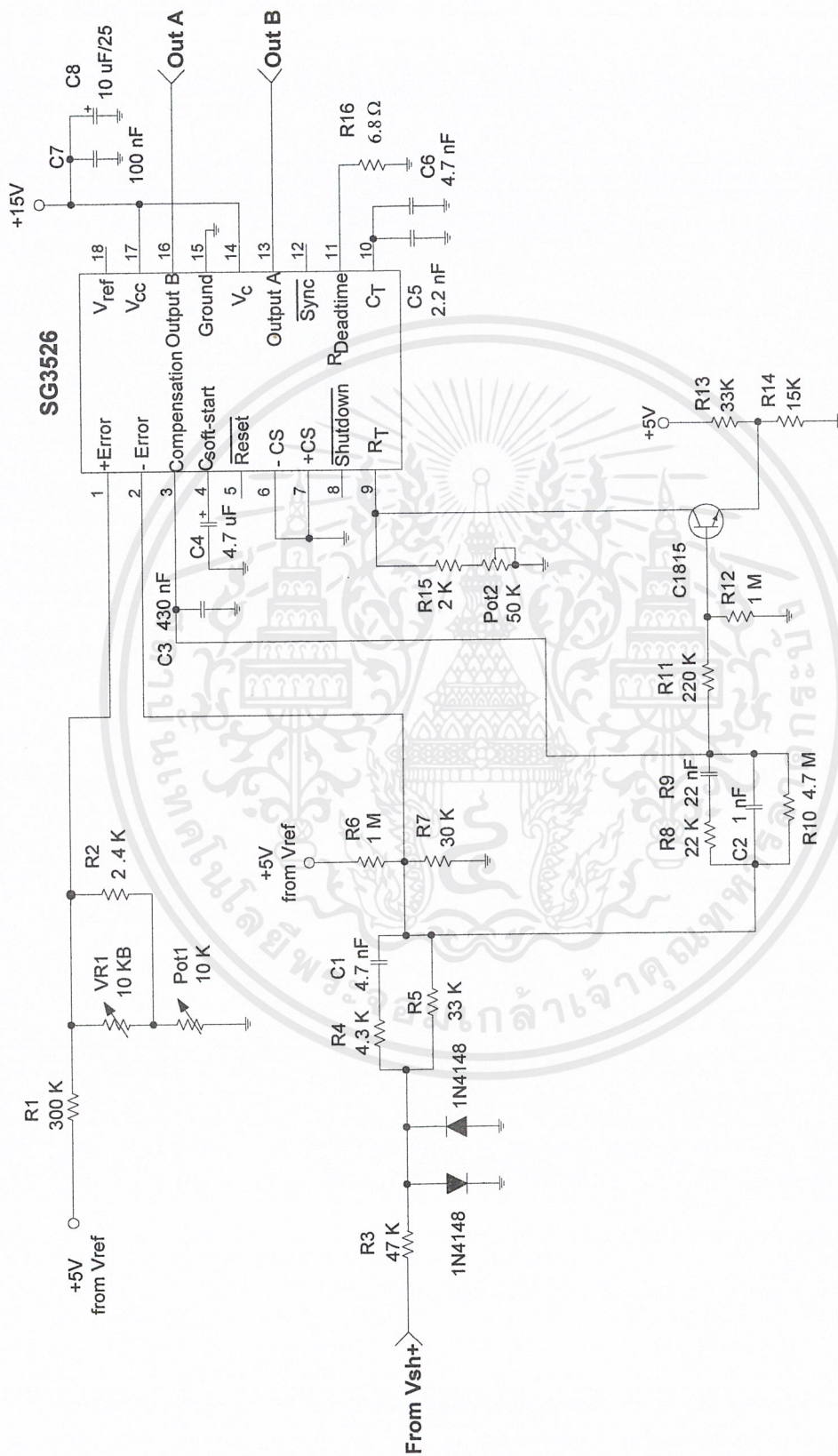
วงจรป้อนกลับทำหน้าที่แปลงค่าจากเอาต์พุตที่อยู่ในรูปกระแสไฟฟ้าให้มาอยู่ในรูปของระดับแรงดันไฟฟ้า เพื่อทำการเปรียบเทียบกันกับค่าอ้างอิงที่ได้จัดตั้งค่าไว้ อุปกรณ์สำคัญในการเปรียบเทียบระดับแรงดันนี้ก็คือออปแอมป์ซึ่งอยู่ในไอซี SG3526 เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบของออปแอมป์จะถูกส่งไปควบคุมการทำงานของวงจรพัลส์วิดมอดดูเลชัน ให้เปลี่ยนแปลงคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เป็นการป้องกันอันตรายที่จะเกิดขึ้นกับวงจร ส่วนของการป้อนกลับมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.1 และจะมีรายละเอียดของวงจรดังรูปที่ 3.2 ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

Set Current Value วงจรในส่วนนี้ทำหน้าที่สร้างค่าแรงดันอ้างอิงที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้จากการปรับขงโวลลุ่ม ส่งเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 นำไปประมวลผลด้วยวงจรพัลส์วิดมอดดูเลชัน เพื่อที่จะกำหนดค่าเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป

Current Sense วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่วัดค่ากระแสเอาต์พุตของวงจรโดยรับแรงดันค่าต่ำๆ ที่ตกคร่อมความต้านทานชั้นที่เคอร์เรนท์เมื่อมีกระแสไหลผ่าน โดยค่าแรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะเป็นส่วนสัดส่วนโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านชั้นที่เคอร์เรนท์ แรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะถูกส่งไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงที่ Error Amp ของไอซี SG3526 และเอาต์พุตของ Error Amp ก็จะถูกนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อยภายในไอซี เพื่อที่จะสั่งการเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานมากขึ้นหรือทำงานน้อยลง ตามค่าแรงดันอ้างอิงที่เกิดจากส่วนการปรับตั้งค่ากระแสเอาต์พุต

3.1.2. วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์ (Regulator and PWM generator)

วงจรที่ใช้สำหรับสร้าง และควบคุมความกว้างของพัลส์ สามารถทำได้โดยใช้ไอซี SG3526 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 รูปแบบวงจรควบคุมของเครื่องเชื่อมสวิตชิง

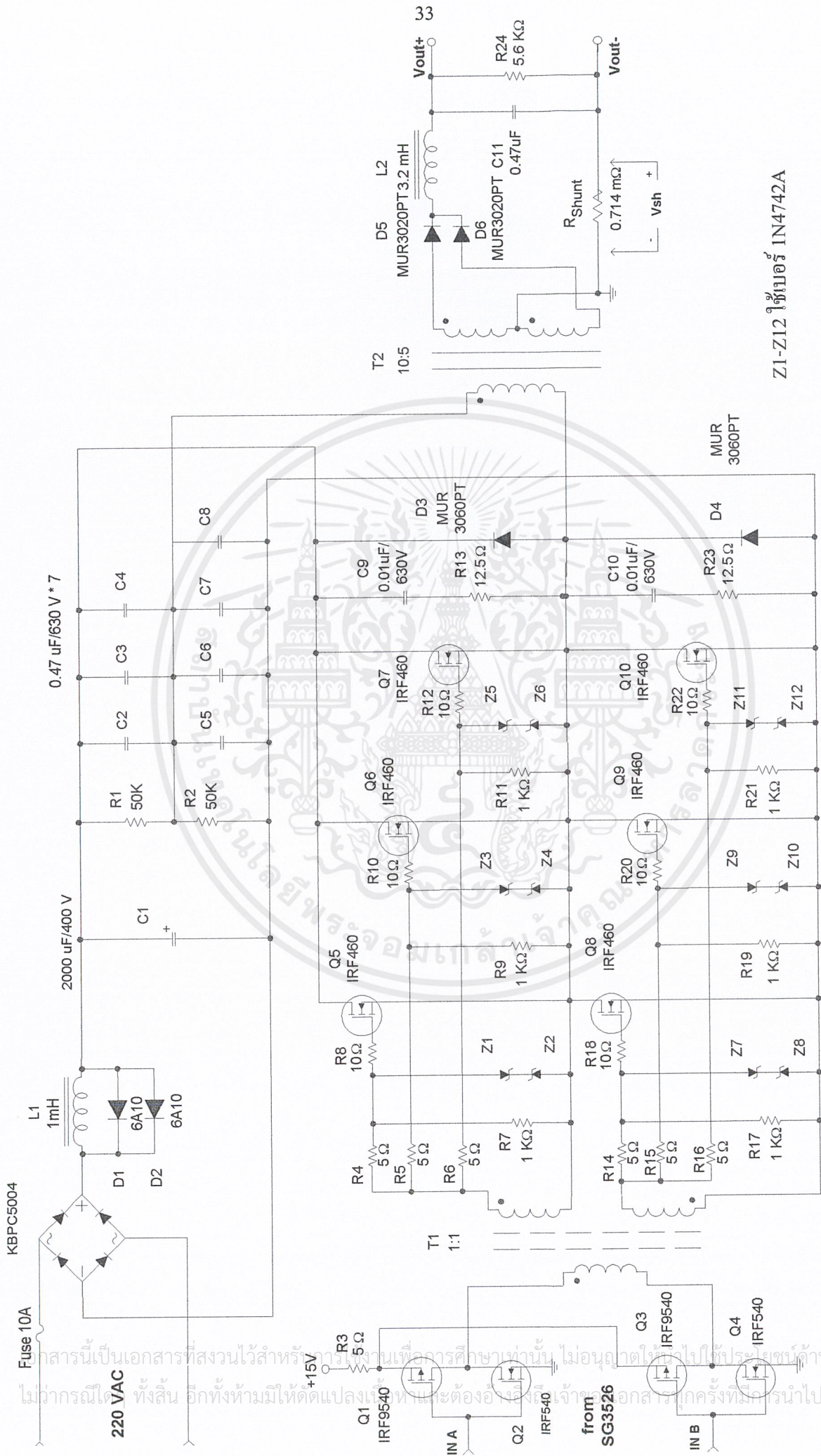
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.3. วงจรขับ

ในกรณีของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลง หรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่าหนึ่งตัวพร้อมกัน ก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย วงจรขับจะประกอบด้วยมอสเฟต เอ็น-แชนแนล และพี-แชนแนล ต่อด้วยกันแบบคอมพลิเมนต์รีจำนวนสองชุด โดยเอาที่พู่ของวงจรคอมพลิเมนต์รีทั้งสองจะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงขับสวิตชิงเพื่อที่จะส่งผ่านพลังงานไปยังขดทุติยภูมิ นำไปขับเกตของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป เนื่องจากเอาท์พุท A และ B ของไอซี SG3526 สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 200 มิลลิแอมป์ การขับมอสเฟตจึงสามารถทำได้รวดเร็วพอ แต่หากต้องการกระแสที่สูงกว่านี้จำเป็นต้องใช้ไอซี CMOS ต่อขนานกันหลายๆ ชุดเป็นตัวขับ เพื่อให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็วขึ้น การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกต และวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันที่เอาท์พุทหม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้

3.2. ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตชิง

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนค่าความถี่จาก เอซีไลน์ ที่มีค่าประมาณ 50 เฮิร์ต ให้มีค่าสูงขึ้น เพื่อการส่งผ่านพลังงานที่มีประสิทธิภาพสูง โดยเริ่มจากการนำไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต มาทำการแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสตามลำดับ จากนั้นก็นำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับอีกครั้งในรูปของพัลส์ โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตสวิตซ์ด้วยความถี่สูงประมาณ 23 กิโลเฮิร์ต โดยเรียกวจรในส่วนนี้ว่า วงจรคอนเวอร์เตอร์ พัลส์ที่ได้จากการสวิตซ์ก็จะนำไปป้อนให้กับหม้อแปลงเอาท์พุทความถี่สูงที่ขดลวดปฐมภูมิ เมื่อพลังงานถูกส่งผ่านไปยังขดทุติยภูมิ และทำการเรียงกระแสแล้ว ก็จะได้เอาท์พุทเป็นแรงดันไฟกระแสตรงตามต้องการ เนื่องจากในการเชื่อมต่อการไฟฟ้ากระแสตรง เพราะจะทำให้จุดเชื่อมมีคุณภาพสูงกว่าการเชื่อมในระบบกระแสสลับ ตามโครงสร้างที่ได้กล่าวมานี้มีรายละเอียดของวงจรดังนี้



Z1-Z12 ใช้ไดโอด 1N4742A

รูปที่ 3.3 วงจรภาคเพาเวอร์สเตจ

3.2.1. วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุท

วงจรเรียงกระแสที่ใช้สร้างไฟกระแสตรงสำหรับป้อนให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์นี้จะเป็นแบบฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์ โดยการเรียงกระแสแบบนี้จะทำให้พัลส์เซตังคี่ซึ่งได้มีค่าความถี่สูงกว่าค่าความถี่ของระบบแรงดันไฟสลับปกติเท่าตัว เป็นผลให้เมื่อทำการกรองกระแสแล้วจะทำให้แรงดันริปเปิ้ล มีขนาดน้อยกว่าการเรียงกระแสแบบอื่นๆ (ในขณะที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีค่าเท่ากัน) เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ จะอยู่ในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงต้องทำการแบ่งแรงดันกระแสตรงจากการเรียงกระแสเป็นครึ่งหนึ่ง โดยใช้ตัวเก็บประจุค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันต่อเข้ากับชุดแรงดันไฟกระแสตรงดังรูปที่ 3.4 และเพื่อให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันอย่างแท้จริง จำเป็นต้องใส่ตัวต้านทานที่มีค่าเท่าๆกัน ต่อคร่อมกับตัวเก็บประจุ ในส่วนของการกรองกระแสเป็นการกรองกระแสที่แรงดันสูง เราไม่สามารถหาตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุมากและทนแรงดันได้สูงได้ง่ายนัก การขนานตัวเก็บประจุเพื่อเพิ่มค่าความจุ จะเป็นวิธีที่ดีที่สุด อีกทั้งยังเป็นการลดค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย อันเนื่องมาจากค่าความต้านทานแฝงภายในตัวเก็บประจุอีกด้วย

3.2.2. วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วยเพาเวอร์มอสเฟตทั้งหมด 3 ชุด ต่อขนานกัน ดังรูปที่ 3.3 เพื่อแบ่งกันรับภาระทางกระแสเมื่อโหลดต้องการกระแสสูงมาก โดยเพาเวอร์มอสเฟตชุดบนและชุดล่างจะสลับกันทำงาน นั่นคือเพาเวอร์มอสเฟตในแต่ละชุดที่ขนานกันจะทำงานพร้อมๆ กัน

การทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปตามพัลส์ที่ส่งมาจากวงจรควบคุมผ่านหม้อแปลงขับ โดยพัลส์จากขดลวดทุติยภูมิชุดบนจะกลับเฟสกับพัลส์ที่มาจากขดลวดชุดล่าง พัลส์ที่ออกจากขดลวดทุติยภูมินี้จะผ่านวงจรจำกัดแรงดันก่อนเพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าสูงมากเกินไปจนกว่าจุดที่เพาเวอร์มอสเฟตจะเกิดการอิมตัว โดยวงจรดังกล่าวนี้จะประกอบด้วยตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอดสองตัวที่ต่ออนุกรมกัน คือถ้าแรงดันพัลส์ทั้งด้านบวกและลบมีค่าสูงเกินกว่าค่าเบรคดาวน์ของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดก็จะนำกระแสทันที

ไดโอดฟาสต์รีคัพเวอร์รี่ที่ต่อคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตทั้งชุดบนและชุดล่างนั้นเป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ประการแรกคือ ป้องกันแรงดันสไปค์ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากพลังงานที่สะสมไว้ในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สอง ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้น เมื่อรวมกับแรงดันครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่ายกระแสตรงแล้ว จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตสูงมาก แต่ไดโอดฟาสต์รีคัพเวอร์รี่ที่ต่ออยู่กับเพาเวอร์มอสเฟตอีกตัวจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรง ดังนั้นไดโอดนี้จะนำกระแสเป็นการป้องกันอันตรายที่จะเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟต

หลังจากการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟต พัลส์ที่ได้ก็จะถูกส่งผ่านพลังงานโดยหม้อแปลง ความถี่สูงไปยังขดลวดทุติยภูมิ พัลส์ที่ขดลวดทุติยภูมิจะถูกเรียงกระแสโดยไดโอดฟาสต์รีคัพเวอร์รี่ จำนวน 6 ตัวที่ต่ออยู่ในลักษณะฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์ เพื่อแบ่งกันรับภาระทางกระแส แรงดันที่ได้ นี้สามารถนำไปทำการเชื่อมได้แล้ว แต่การอาร์คของรอยเชื่อมจะไม่เรียบ ต้องต่อหม้อแปลงโซ่คอนกรีตเข้าไป จะทำให้การเชื่อมทำได้เรียบขึ้น

3.2.3. การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับเครื่องเชื่อม ที่ต้องการค่ากระแสเอาต์พุต 70 แอมป์ และใช้แกนเฟอร์ไรท์แบบยูคอร์ 60 (U-core Type) ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด H45 ที่มีพื้นที่หน้าตัดแกนเท่ากับ 2.25 ตารางเซนติเมตร และมีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่จุดอิ่มตัว (Bsat) ประมาณ 3700 เกาส์ที่อุณหภูมิ 100 องศาเซลเซียส แต่ในการใช้งานจะเลือก Bmax ที่ 2000 เกาส์ เพื่อให้แน่ใจว่าขณะใช้งานหม้อแปลงความถี่สูงจะยังไม่อิ่มตัว กำหนดหาจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

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

โดยที่	N_p	คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ (รอบ)
	V_p	คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ (โวลต์)
	K	คือ ค่าคงที่เท่ากับ 4.0 สำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม
	f	คือ ค่าความถี่ (เฮิรต์)
	A_e	คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซนติเมตร)

กำหนดหาจำนวนรอบที่แรงดันไฟสลับ 190-240 V และให้แรงดันกระแสเฟรมหลังจากกรองแล้ว 20 โวลต์ จะได้

$$\begin{aligned} V_{in} \text{ ต่ำสุด} &= (190 \times 1.414) - 20 \\ &= 248.66 \text{ Vdc} \end{aligned}$$

แทนค่า

$$\begin{aligned} N_p &= \frac{(248.06)(10^8)}{(4)(23 \times 10^3)(2000)(2.25 \times 6)} \\ &= 9.986 \text{ รอบ} \end{aligned} \quad (3.2)$$

เพราะฉะนั้นจะใช้ขดลวดทางด้านปฐมภูมิจำนวน 10 รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณหาขนาดของเส้นลวดทองแดงที่จะนำมาพันแกนหม้อแปลงได้จากสูตร

$$D = \frac{[1.47 \times f \times B \times A_e \times A_c] \times 10^{-3}}{P_{out}} \quad (3.3)$$

โดยที่ D คือ ค่าที่เปรียบเทียบกับค่า 1000 เซอร์คูล่า-มิลล์ ต่อแอมป์

A_c คือ พื้นที่สำหรับการพันขลวดบนบ็อบบิ้น (ตารางเซนติเมตร)แทนค่าจะได้

$$D = \frac{[1.47 \times 23 \times 10^3 \times 2000 \times (2.25 \times 6) \times (9.4247 + 12)] \times 10^{-3}}{1600} \quad (3.4)$$

$$= 12223.7287$$

จากค่า D ที่ได้นำไปเปรียบเทียบกับตารางแสดงขนาดของลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง ถ้าใช้ขนาดขลวดเบอร์ 24 AWG จะต้องนำมาตีเกลียวกัน $= 12223.7287 / 404 = 30$ เส้น

ตารางที่ 3.1 แสดงข้อมูลของขลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง

AWG	Diameter Over Insulation (inchs)		Nominal circular	Resistance Per 1000 Ft	Current capacity in milliamperes bases on 1000 c.m/A	AWG
	Min	Max	mil area			
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.130	1024	20
21	0.0302	0.0314	812	12.77	812.3	21
22	0.0271	0.0281	640	16.2	640.1	22
23	0.0244	0.0253	511	20.3	510.8	23
24	0.0218	0.0227	404	25.67	404	24
25	0.0195	0.0203	320	32.37	320.4	25
26	0.0174	0.0182	253	41.02	252.8	26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในกิจการของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ไม่สามารถนำออกจำหน่ายหรือเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตให้ดำเนินการได้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการคำนวณจำนวนรอบของขดลวดทางด้านเอาต์พุทจะใช้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$N_s V_p = N_p V_s \quad (3.5)$$

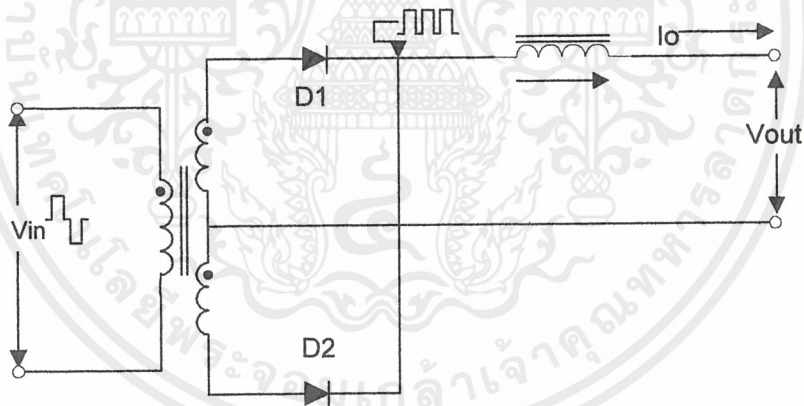
แทนค่า

$$N_s = \frac{(10)(80)}{155} = 5.16 \quad (3.6)$$

ดังนั้นจะได้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ 10 รอบและจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ 5 รอบ หรือจะได้อัตราส่วนจำนวนรอบประมาณ 2 ต่อ 1

จากการทดลองสร้างหม้อแปลงความถี่สูงปรากฏว่า จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิมิค่ามาก จึงจำเป็นต้องพันขดลวดเป็น 2 ชั้นทับกัน ซึ่งการพันในลักษณะนี้จะเกิดปัญหาเรื่องความหนา และทำให้เกิดช่องว่างระหว่างเส้นลวดมาก ทำให้เกิดการสูญเสียทางสนามแม่เหล็ก ต้องพยายามพันให้แน่น จากการทดสอบใช้งานจริงปรากฏว่าหม้อแปลงนี้สามารถทำงานได้เป็นปกติ

3.2.4. การคำนวณค่าของขดลวดเหนี่ยวนำเอาต์พุท (Output Choke)



รูปที่ 3.4 วงจรแสดงการต่อขดลวดเหนี่ยวนำเอาต์พุทของเครื่องเชื่อม

จากสมการความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำและค่ากระแสที่เปลี่ยนแปลงไป

$$V_L = L \frac{d_i}{dt} \quad (3.7)$$

เนื่องจาก

$$V_L = E_m - E_{out} \quad (3.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$di = \Delta I_L \quad (3.9)$$

จะได้ว่า

$$L = \frac{(E_{in} - E_{out}) \times \Delta t}{\Delta I_L} \quad (3.10)$$

จากโครงสร้างของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ คือ แรงดันอินพุต (E_{in}) จะมีค่าเป็น 2 เท่าของแรงดันเอาต์พุต (E_{out}) ดังนั้น $E_{in} - E_{out} = E_{in} - (E_{in}/2) = E_{in}/2 = E_{out}$

ช่วงเวลา Δt คือช่วงเวลาหยุดนิ่ง (dead หรือ notch time ; toff) จะเกิดขึ้นระหว่างการเปลี่ยนแปลงของรูปคลื่นจากบวกเป็นลบ หรือจากลบเป็นบวกของไฟสลับ ดังนั้นหน้าที่ของไอ้ก็จึงอยู่ในช่วงนี้ คือจ่ายกระแสเอาต์พุตอย่างต่อเนื่องในระหว่างช่วง deadtime นั้นเอง เราสามารถหาช่วงเวลานี้ (max deadtime) ของ Half-Bridge Converter ได้ดังนี้

$$toff = 0.5 \frac{(1 - E_{out} / E_{in})}{f} = \frac{0.25}{f} \quad (3.11)$$

$$toff = \frac{0.25}{23kHz} = 10.87 \mu sec \quad (3.12)$$

สามารถคำนวณค่าความเหนี่ยวนำของขดลวด โดยการแทนค่าลงในสมการ

$$L = \frac{E_{out} \times toff}{0.25 I_{out}} \quad (3.13)$$

โดยที่ ΔI_L คือ ค่าการเปลี่ยนแปลงกระแสของขดลวดเหนี่ยวนำ (โดยปกติจะมีค่าไม่เกิน $0.25 I_{out}$)

$$L = \frac{[80 \times 10.87 \mu S]}{[0.25 \times 70]} \quad (3.14)$$

$$= 49.69 \mu H$$

ในการทดสอบการทำงานขดลวดเหนี่ยวนำดังกล่าวจะใช้ค่าที่มากกว่าหรือน้อยกว่าขึ้นอยู่กับค่า ΔI_L คือ ถ้าต้องการให้ ΔI_L มีค่าน้อยก็ควรใช้ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดมากขึ้น แต่จากการทดลองพบว่าถ้าขดลวดเหนี่ยวนำนี้มีค่ามาก ถึงแม้จะทำให้ค่ากระแสที่เปลี่ยนแปลงมีค่าลดลง แต่ก็ทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นที่ตัวขดลวดเหนี่ยวนำนี้เป็นอย่างมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

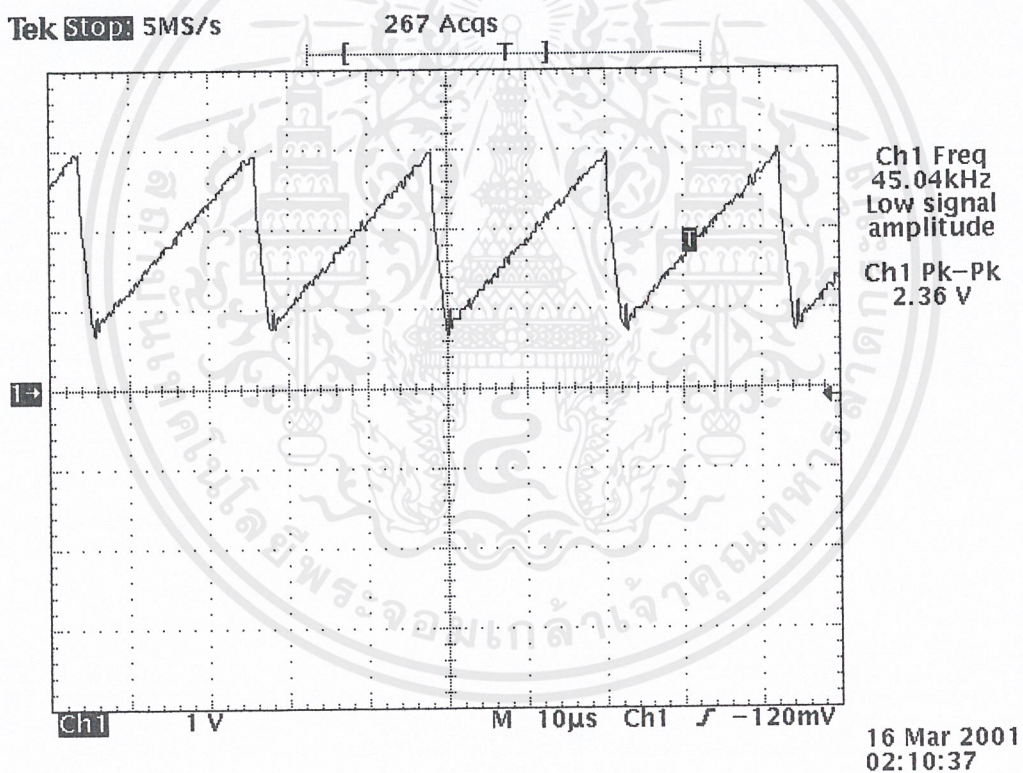
บทที่ 4

การทดสอบการทำงาน

4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจร

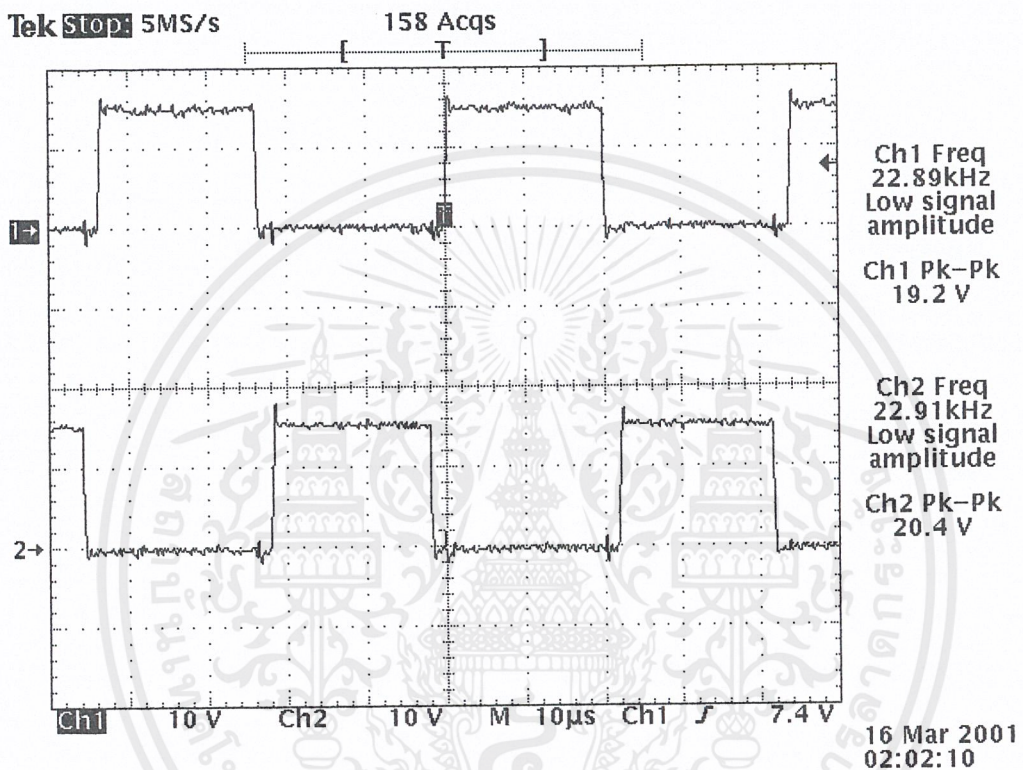
ในขณะที่ทำการทดสอบใช้งานเครื่องเชื่อมนั้นสามารถวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจร ได้ดังนี้

4.1.1. รูปสัญญาณที่วัดจากขา 10 ของไอซี SG3526 มีลักษณะเป็นคลื่นเอียง (Ramp Wave) ส่วนคาบเวลาที่ได้นั้นจะเป็นฐานเวลาให้กับวงจรสวิตชิง ส่วนช่วงเวลาที่นิ่งหรือขาดหายไปของรูปสัญญาณจะเป็นตัวบอกค่าเวลาที่รอให้อุปกรณ์สวิตชิงหยุดนำกระแส (Dead Time) โดยความถี่ของสัญญาณนี้จะมีค่าประมาณสองเท่าของความถี่สวิตชิง



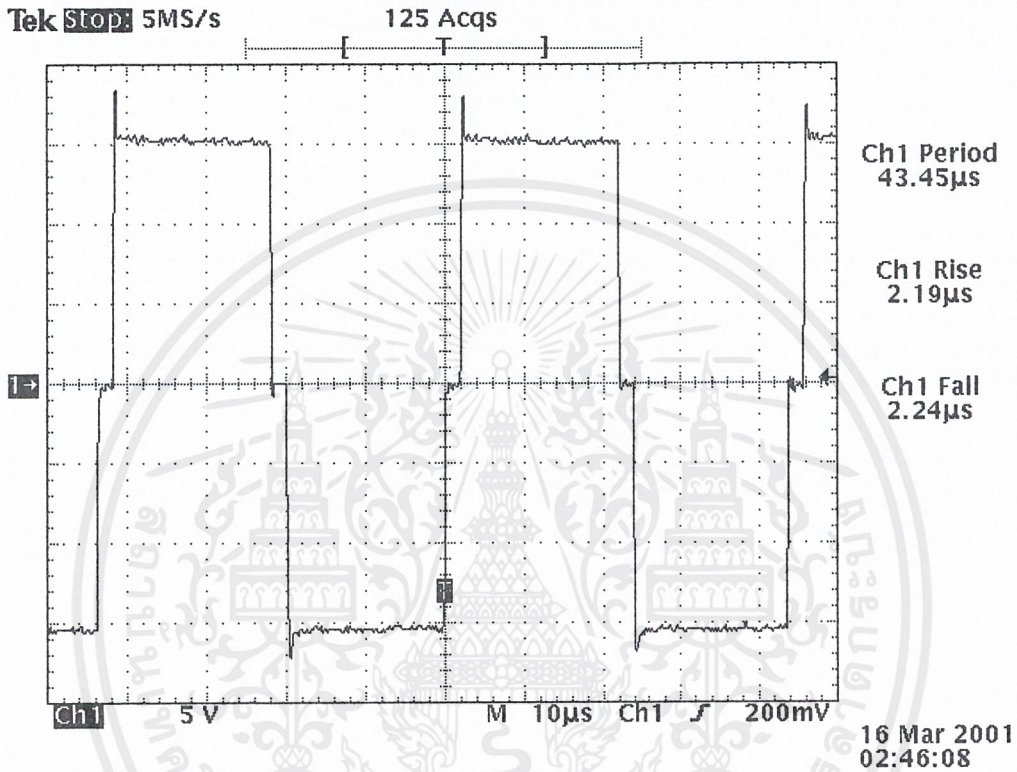
รูปที่ 4.1 รูปแสดงสัญญาณฟันเลื่อยซึ่งเป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์

4.1.2. รูปสัญญาณที่วัดจากขา 13 และ 16 (เอาต์พุต A และ B) ของไอซี SG3526 โดยช่องสัญญาณที่ 1 วัดสัญญาณจากเอาต์พุต A ของไอซี และช่องสัญญาณที่ 2 วัดสัญญาณจากเอาต์พุต B ของไอซี โดยสัญญาณทั้งสองวัดเทียบกับกราวด์ ซึ่งเป็นสัญญาณพัลส์เอาต์พุตที่จะส่งไปควบคุมการสวิตช์ของอุปกรณ์เพาเวอร์สวิตช์ โดยผ่านวงจรถับ จะมีลักษณะกลับเฟสกัน 180 องศา



รูปที่ 4.2 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่เอาต์พุต A และ B ของไอซี SG3526

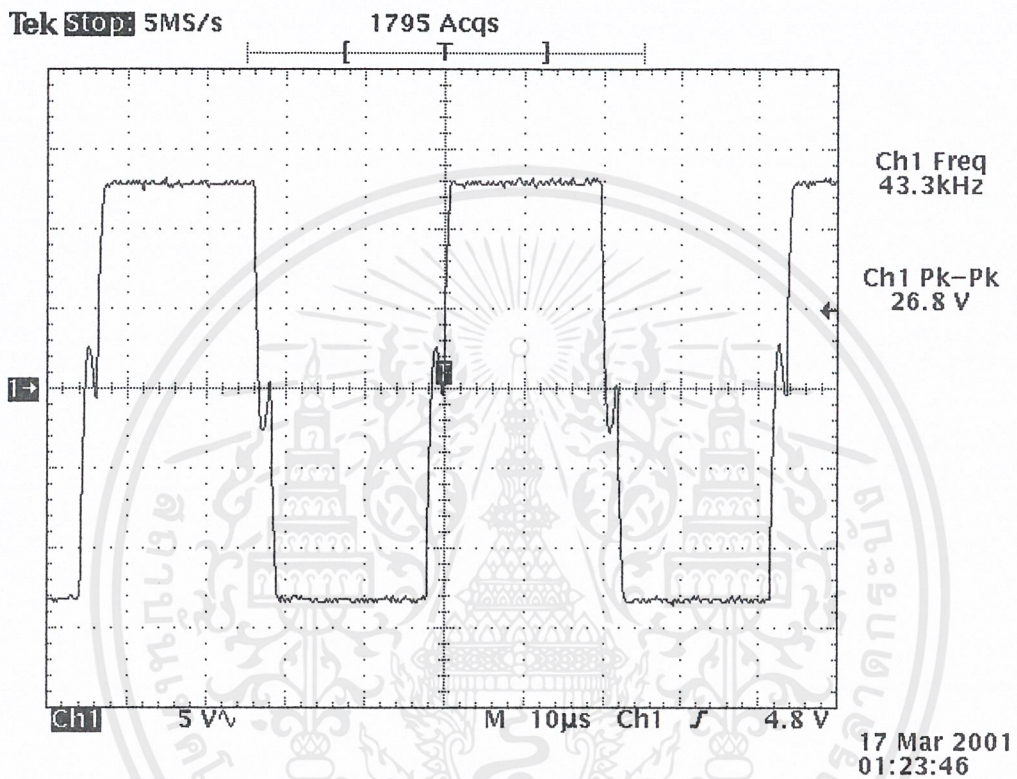
4.1.3. รูปสัญญาณที่วัดหลังจากมอสเฟตในภาคขับมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม แต่ช่วงเวลาขอบขาขึ้น และขอบขาลงจะมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจากการคิเลย์ในการสวิทช์ของมอสเฟตในวงจรขับ และค่า *deadtime* ก่อนเข้าวงจรขับมีค่าประมาณ 1.8 ไมโครเซคคิน



รูปที่ 4.3 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ก่อนส่งเข้าหม้อแปลงคัปปลิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

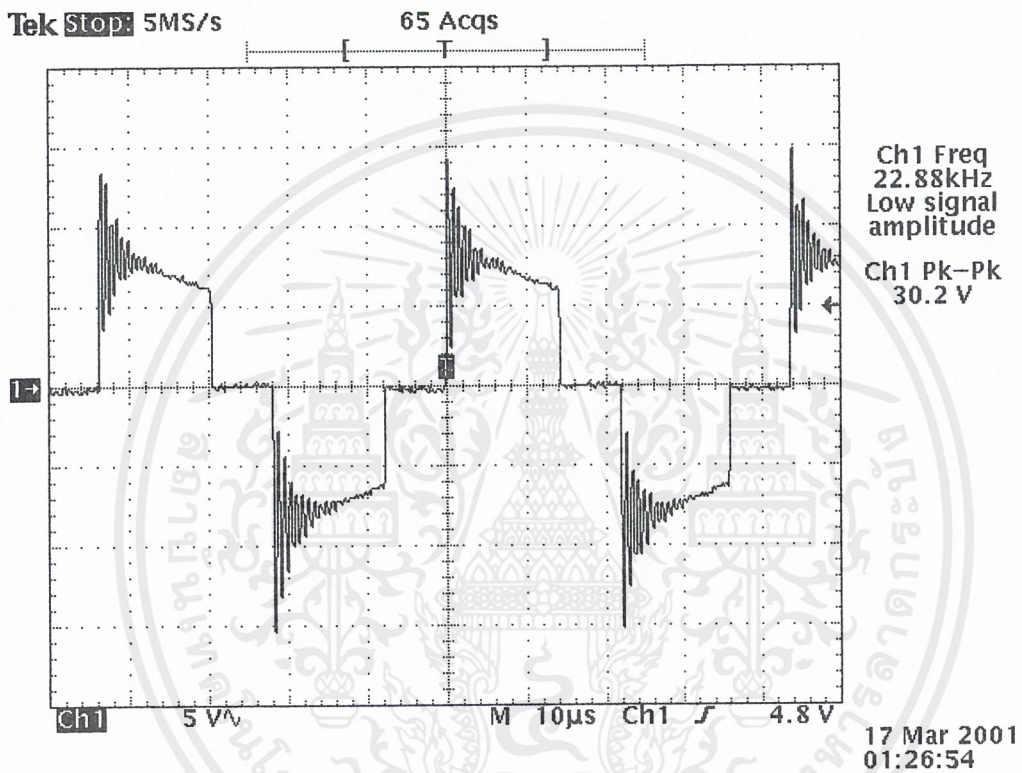
4.1.4. รูปสัญญาณพัลส์จากวงจรขับที่ส่งผ่านหม้อแปลงเพื่อแยกภาคเพาเวอร์สวิตชิ่งกับภาคควบคุม มายังขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 4.4 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.5. รูปสัญญาณพัลส์ที่ผ่านหม้อแปลงความถี่สูง จะมีค่าช่วงเวลาในการรอให้อุปกรณ์ สวิตชิ่งหยุดนำกระแส (deadtime) เพิ่มขึ้น เนื่องจากการหน่วงเวลาของอุปกรณ์ในภาคเพาเวอร์สวิต ชิ่ง เช่น ค่าเวลาขอบขาขึ้นและขอบขาลงของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 4.5 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่ผ่านหม้อแปลงความถี่สูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การทดสอบประสิทธิภาพที่ความถี่ค่าต่างๆ

ทดลองโดยทำการวัดกระแสในขณะทำการต่อความต้านทานภาระค่าต่างๆ และหาค่าประสิทธิภาพที่ความถี่ในการสวิตซ์ค่าต่างๆ ผลที่ได้ตามตาราง

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลองวัดกระแสอินพุท และเอาต์พุทเมื่อต่อความต้านทานภาระค่าต่างๆ กัน เมื่อมีแรงดันอินพุทกระแสตรง 310 V ที่ความถี่ 22 กิโลเฮิร์ต

RL (Ω)	Input		Output			
	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout (W)	ประสิทธิภาพ (%)
12.5	1.31	406.1	66.7	5.18	345.51	85.08
6.25	2.27	703.7	62.6	9.8	613.48	87.18
3.5	3.53	1094.3	56.8	16.25	923	84.35
3	3.93	1218.3	54.8	18.49	1013.25	83.17
2.5	4.36	1351.6	52.4	21.29	1115.60	82.54
2	4.99	1546.9	49.6	25.63	1271.25	82.18
1.5	5.76	1785.6	45	31.79	1430.55	80.12
1.1	6.3	1953	41.5	36.97	1534.26	78.56
0.8	6.89	2135.9	35.9	45.10	1619.09	75.80
0.3	7.38	2287.8	22.8	67.09	1529.65	66.86

ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองวัดกระแสอินพุท และเอาต์พุทเมื่อต่อความต้านทานภาระค่าต่างๆ กัน เมื่อมีแรงดันอินพุทกระแสตรง 310 V ที่ความถี่ 23 กิโลเฮิร์ต

RL (Ω)	Input		Output			
	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout (W)	ประสิทธิภาพ (%)
12.5	1.30	403	65.8	5.18	340.84	84.58
6.25	2.24	694.4	61.9	9.66	597.95	86.11
3.5	3.46	1072.6	56.2	16.11	905.38	84.41
3	3.86	1196.6	54.6	18.35	1001.91	83.73
2.5	4.27	1323.7	52.2	21.29	1111.34	83.96
2	4.83	1497.3	49	25.35	1242.15	82.96
1.5	5.57	1726.7	44.3	31.65	1402.10	81.2
1.1	5.94	1841.4	40.9	35.57	1454.81	79
0.8	6.51	2018.1	35	43.84	1534.4	76.03
0.3	6.72	2083.2	21.8	64.98	1416.56	68.00

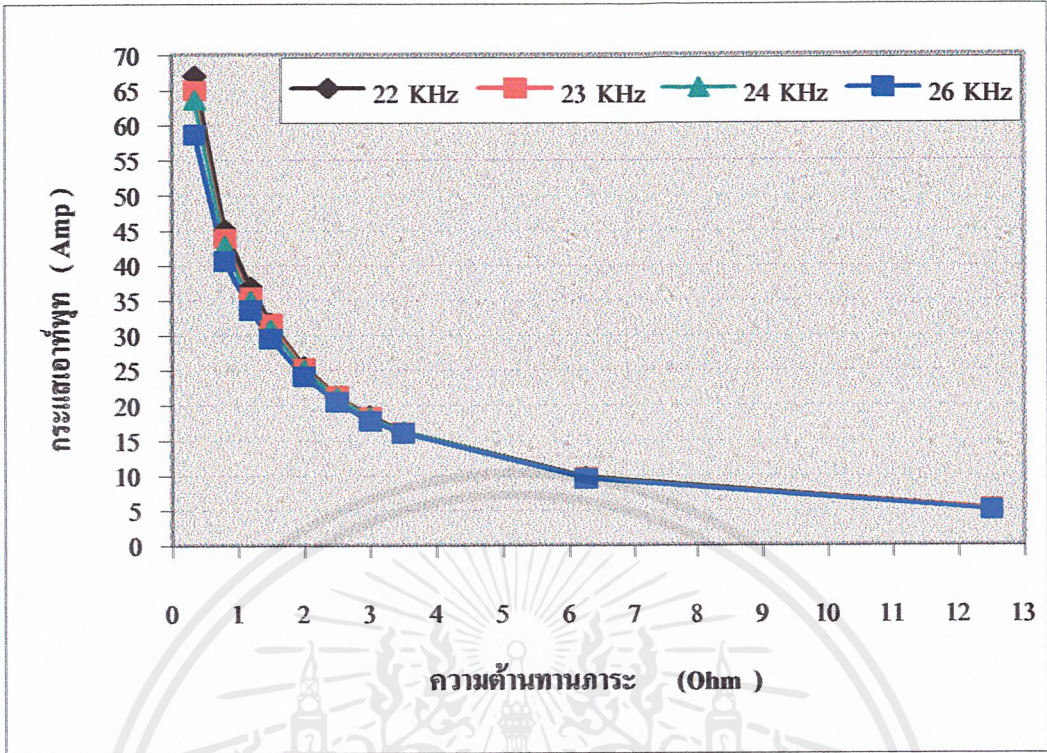
ตารางที่ 4.3 ผลการทดลองวัดกระแสอินพุต และเอาต์พุตเมื่อต่อความต้านทานภาระค่าต่างๆ กัน เมื่อมีแรงดันอินพุตกระแสตรง 310 V ที่ความถี่ 24 กิโลเฮิร์ต

RL (Ω)	Input		Output			
	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout (W)	ประสิทธิภาพ (%)
12.5	1.3	403	66.1	5.04	333.14	82.66
6.25	2.23	691.3	61.8	9.66	596.99	86.36
3.5	3.47	1075.7	55.9	16.25	908.38	84.44
3	3.78	1171.8	54.4	18.21	990.62	84.54
2.5	4.2	1302	51.7	21.15	1093.45	83.98
2	4.74	1469.4	48.3	25.07	1210.88	82.41
1.5	5.4	1674	43.4	30.81	1337.15	79.88
1.1	5.78	1791.8	40.5	34.87	1412.24	78.82
0.8	6.29	1949.9	34.5	42.86	1478.67	75.83
0.3	6.43	1993.3	21.1	63.58	1341.54	67.3

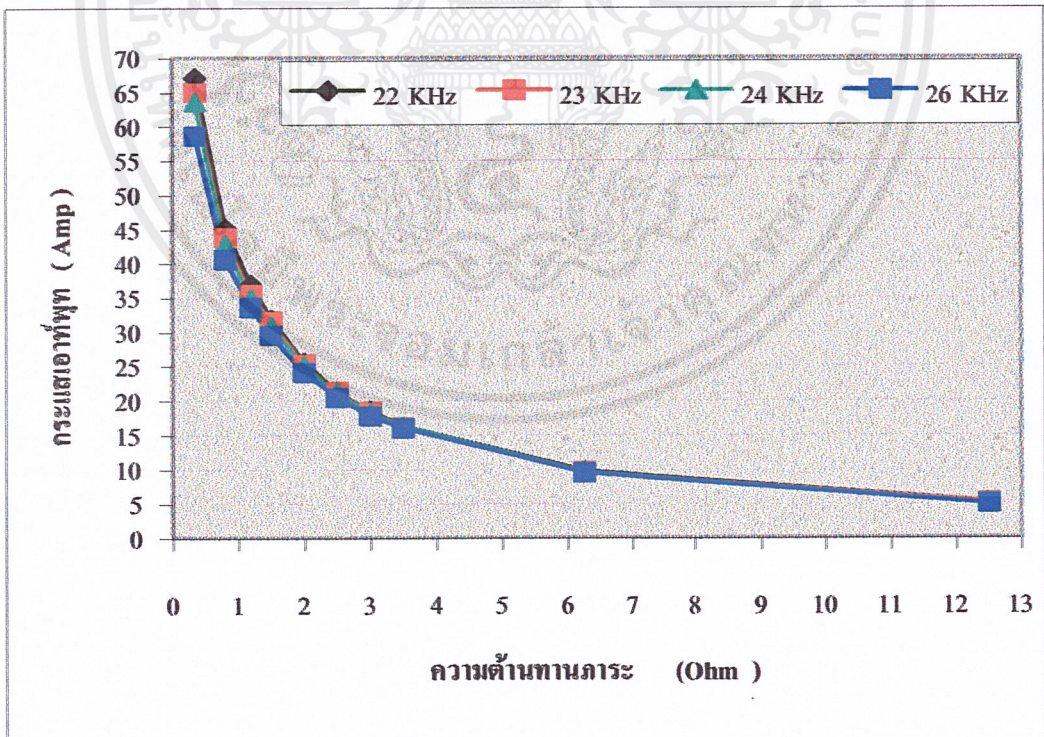
ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองวัดกระแสอินพุต และเอาต์พุตเมื่อต่อความต้านทานภาระค่าต่างๆ กัน เมื่อมีแรงดันอินพุตกระแสตรง 310 V ที่ความถี่ 26 กิโลเฮิร์ต

RL (Ω)	Input		Output			
	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout (W)	ประสิทธิภาพ (%)
12.5	1.29	399.9	65.4	5.04	329.62	82.42
6.25	2.18	675.8	61	9.52	580.72	85.93
3.5	3.35	1038.5	54.8	15.97	875.16	84.27
3	3.64	1128.4	53	17.79	942.87	83.56
2.5	4.01	1243.1	50.2	20.45	1026.59	82.58
2	4.47	1385.7	46.6	24.09	1122.59	81.01
1.5	5.02	1556.2	41.7	29.55	1232.24	79.18
1.1	5.33	1652.3	38.3	33.61	1287.26	77.91
0.8	5.67	1757.7	32.6	40.62	1324.21	75.34
0.3	5.54	1717.4	19.7	58.68	1156	67.31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

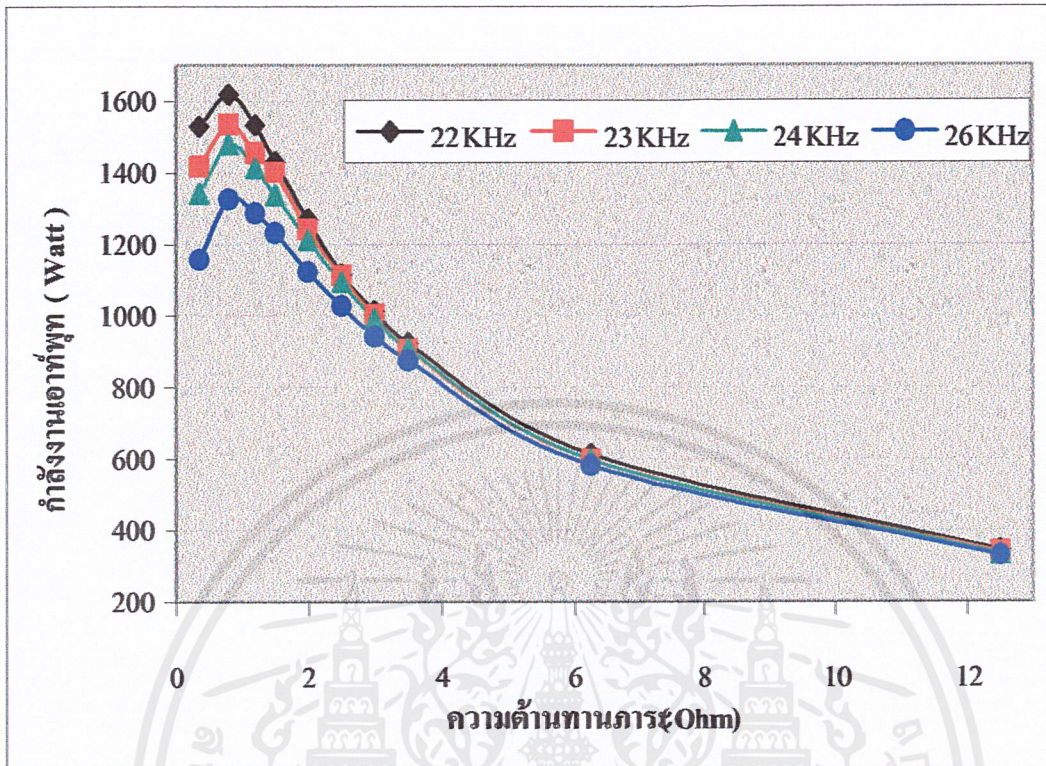


รูปที่ 4.6 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันไฟฟ้ากับค่าความต้านทาน

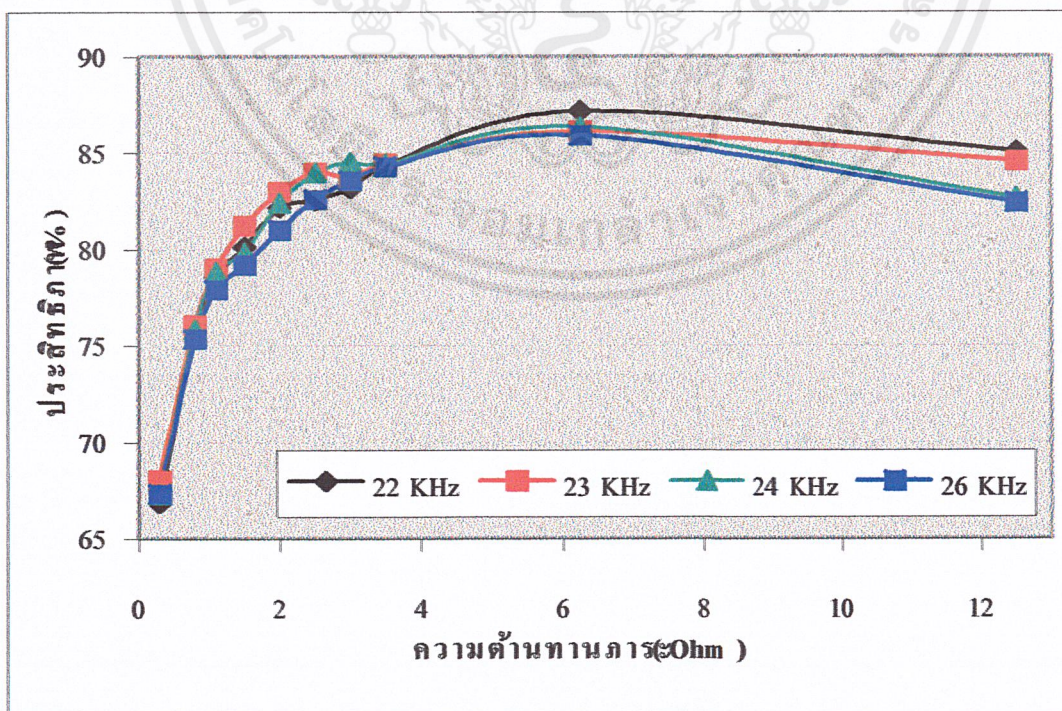


รูปที่ 4.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแสไฟฟ้ากับค่าความต้านทาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังงานเอาต์พุตกับค่าความต้านทานภาระ



รูปที่ 4.9 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพกับค่าความต้านทานภาระ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟจะสังเกตได้ว่าที่ความถี่ต่ำจะได้กระแสเอาต์พุตสูงกว่าที่ความถี่สูง และเมื่อความถี่ต่างกัน มีค่าสูงชันด้วย ทำให้เพาเวอร์เอาต์พุตที่ความถี่ต่ำมีค่าสูงด้วย เมื่อเราดูจากกราฟของประสิทธิภาพจะเห็นว่า ที่ความถี่ 22 กิโลเฮิร์ต จะมีประสิทธิภาพสูงกว่าที่ความถี่ 23 กิโลเฮิร์ต เฉพาะในช่วงที่ความถี่ต่ำกว่า 3.5 โอห์มขึ้นไป แต่เมื่อความถี่ต่ำกว่า 3.5 โอห์ม ประสิทธิภาพที่ความถี่ 23 กิโลเฮิร์ต จะมีค่าสูงกว่า ซึ่งเหมาะสมกับเครื่องเชื่อมสวิตซ์มากกว่า เพราะในการใช้งานจริง ขณะเชื่อมจะมีค่าความถี่ต่ำกว่าประมาณ 0.3 โอห์ม และที่ความถี่ 23 กิโลเฮิร์ต จะให้ค่าประสิทธิภาพที่มีลักษณะคงที่มากที่สุด เมื่อเทียบกับความถี่อื่น

4.3. การทดสอบประสิทธิภาพ

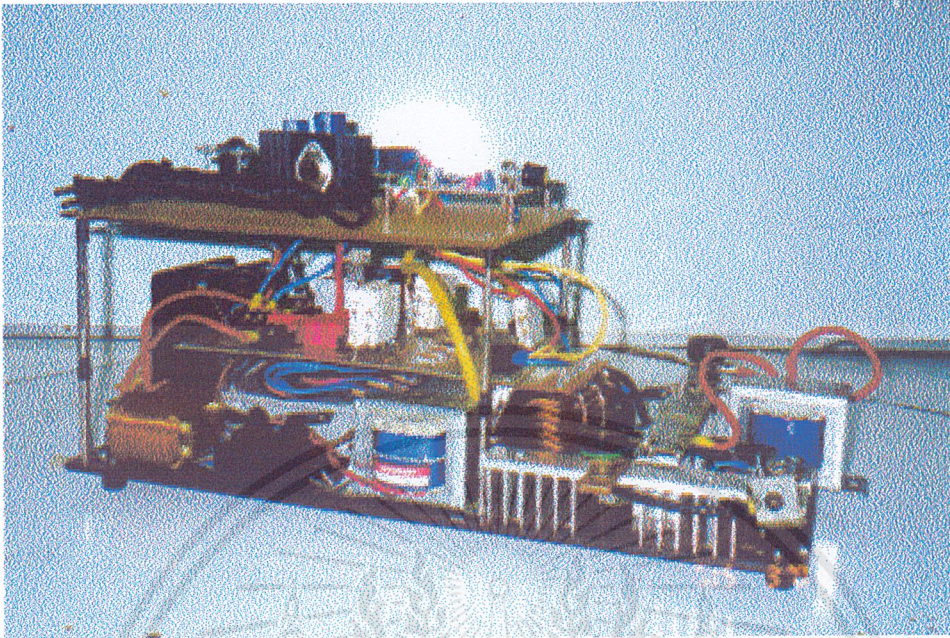
การทดสอบประสิทธิภาพการทำงาน โดยการเปรียบเทียบระหว่างพลังงานที่เครื่องสามารถจ่ายออกมาได้กับพลังงานที่เครื่องเชื่อมดูดกินเข้าไป

โดยเพาเวอร์เอาต์พุตขณะที่ทำการเชื่อมจริงสามารถทำได้ เราหาได้จาก

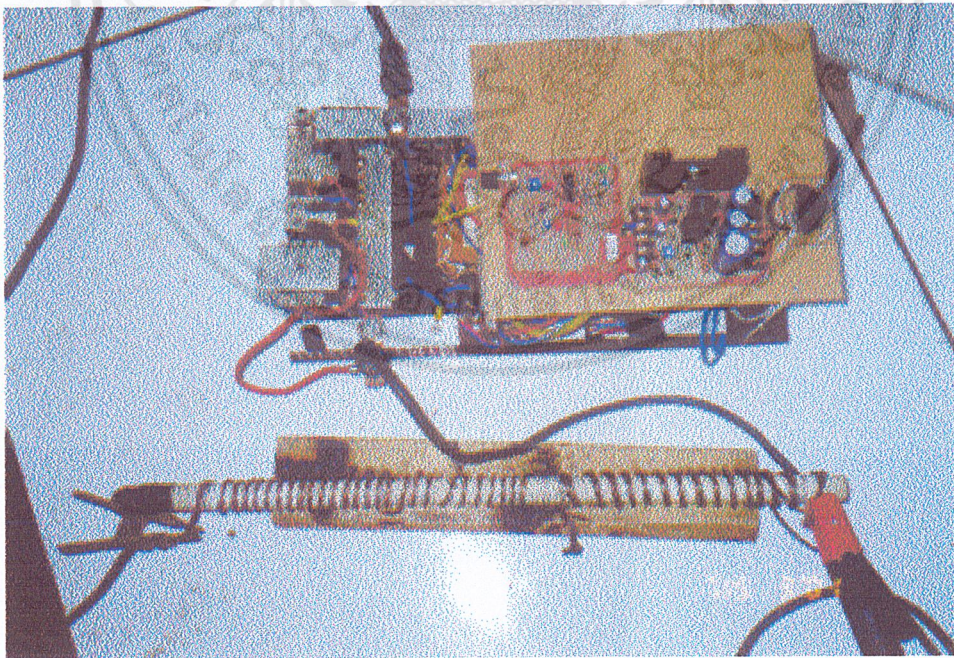
ค่ากระแสขณะเชื่อม	63	แอมป์
ในขณะนั้นมีแรงดันเอาต์พุต	23	โวลต์
ดังนั้นจะได้เพาเวอร์เอาต์พุตเป็น	1449	โวลต์-แอมป์
ส่วนทางด้านอินพุตกินกระแส	6.56	แอมป์
แรงดันด้านอินพุตมีค่า	310	โวลต์
ดังนั้นจะได้เพาเวอร์อินพุตเป็น	2033	โวลต์-แอมป์
สามารถคำนวณประสิทธิภาพขณะเชื่อมนี้ได้โดย		

$$\begin{aligned} \text{ประสิทธิภาพ} &= (1449/2033) \times 100 \% \\ &= 71.25 \text{ เปอร์เซ็นต์} \end{aligned}$$

จากการคำนวณค่าประสิทธิภาพดังกล่าว คาดว่าการสูญเสียส่วนหนึ่งอาจเกิดขึ้นที่ขดลวดเหนี่ยวนำที่ทำหน้าที่กรองกระแสเอาต์พุต และสูญเสียในหม้อแปลงความถี่สูง นอกจากนี้กระแสเอาต์พุตขณะเชื่อมยังขึ้นอยู่กับชิ้นงาน หากมีสนิมก็จะเชื่อมได้ยาก ขึ้นอยู่กับลวดเชื่อมที่ใช้ และขึ้นอยู่กับลักษณะการเชื่อมของผู้เชื่อม รวมทั้งระยะห่างของชิ้นงานกับลวดเชื่อมขณะเชื่อมด้วย

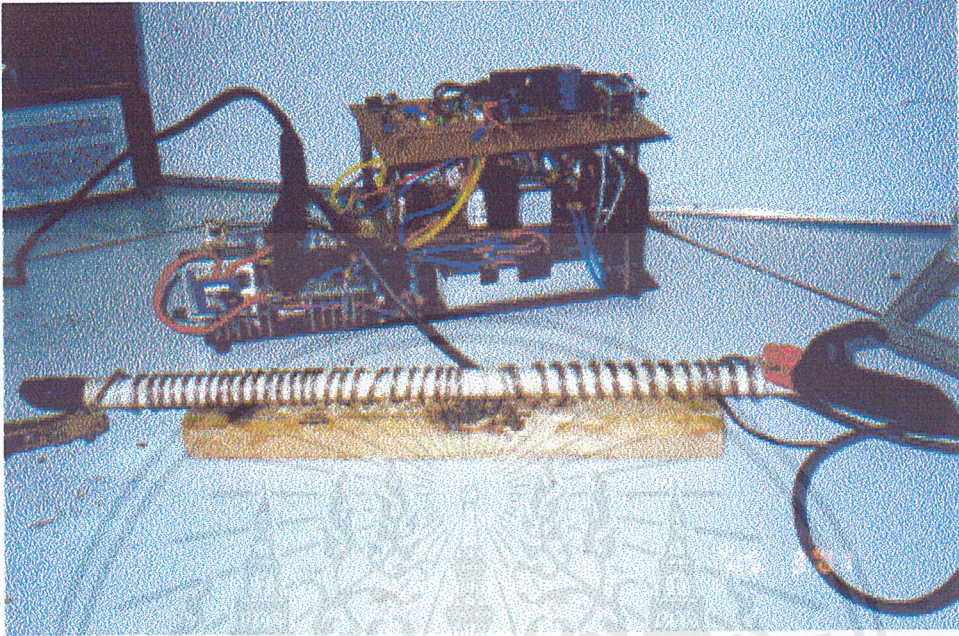


รูปที่ 4.10 รูปด้านข้างแสดง โครงงานที่ได้ประดิษฐ์ขึ้น



รูปที่ 4.11 รูปด้านบนแสดง โครงงานที่ได้ประดิษฐ์ขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.11 แสดง โครงงานและตัวต้านทานภาระที่ใช้ในการทดสอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทสรุปและวิจารณ์

จากการทดสอบการทำงานจริงของเครื่องเชื่อมสวิตซึ่งที่ได้จัดทำขึ้น จากตารางผลการทดลองจะเห็นได้ว่าปริมาณกำลังออกทางเอาต์พุตจะแปรตามกำลังที่ป้อนทางอินพุต และเมื่อใช้โหลดความต้านทานต่ำลงกระแสทางเอาต์พุตจะเพิ่มขึ้น แต่แรงดันจะลดลงตามกฎของโอห์ม

สำหรับเครื่องเชื่อมนี้มีค่ากระแสทางเอาต์พุตขณะต่อความต้านทานภาระ 0.3 โอห์ม ที่ความถี่สวิตซ์ 23 กิโลเฮิร์ต ได้ 64.98 แอมป์ แรงดันเอาต์พุต 21.8 โวลท์ ซึ่งจากผลการทดลองวัดประสิทธิภาพได้ 68% เนื่องจากมีกำลังสูญเสียในหม้อแปลงความถี่สูง และที่มอสเฟตในวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และที่ความต้านทานภาระค่า 0.3 โอห์ม จะได้ค่ากระแสทางเอาต์พุตใกล้เคียงกับขณะเชื่อม เมื่อเรากำหนดหาค่าความต้านทานขณะเชื่อม จะได้ค่าประมาณ 0.36 โอห์ม

ปัญหาและแนวทางแก้ไข

1. การสูญเสียกำลังในหม้อแปลงความถี่สูง เนื่องจากขนาดขดลวดไม่เหมาะสมและพันขดลวดไม่แน่นทำให้เกิดความร้อน และเสียงรบกวนขึ้นได้

แนวทางแก้ไข เลือกแกนของหม้อแปลงที่เหมาะสมและการพันขดลวด ให้มีขนาดขดลวดและจำนวนรอบที่เหมาะสม อาจจะใช้ขดลวดหลายๆ เส้นมาตีเกลียวเสียก่อน เพื่อลดความต้านทานรวมของขดลวด แล้วพันให้แน่น

2. จากการทดลองพันหม้อแปลงความถี่สูงที่ค่าอัตราส่วนอินพุตต่อเอาต์พุตที่ไม่เหมาะสม ทำให้อุปกรณ์ในภาคเพาเวอร์สวิตซ์เสียหาย

แนวทางแก้ไข ทดลองพันหม้อแปลงความถี่สูงที่ค่าอัตราส่วนต่างๆ แล้วทดลองที่แรงดันอินพุตต่างๆ ก่อน แล้วจึงค่อยๆ เพิ่มแรงดันขึ้น โดยใช้วารีแอกเป็นตัวปรับ

3. กำลังงานสูงสุดที่จ่ายได้ยังไม่สูงมากนัก

แนวทางแก้ไข ลดจำนวนรอบปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง

ขนานไดโอดเรกติไฟร์ทางด้านเอาต์พุตเพื่อลดความต้านทานด้านเอาต์พุต

ขนานมอสเฟตในภาคเพาเวอร์สวิตซ์ซึ่งเพิ่มขึ้น

เดินสายไฟ และขั้วหม้อแปลงให้สั้นที่สุด เพื่อให้ความต้านทานในสายต่ำลง

5. การใช้เส้นลวดทองแดงในภาคเพาเวอร์สวิตซ์ที่มีขนาดเล็กเกินไป จะทำให้ลวดทองแดงขาดได้ ขณะมีกระแสไหลผ่านสูง

แนวทางแก้ไข ออกแบบลวดทองแดงให้ใหญ่พอที่กระแสไหลผ่านได้ และใช้ตะกั่วบัดกรีตามเส้นลวดทองแดงเพื่อลดความต้านทานของลวดทองแดง และเพิ่มขนาดกระแสที่ทนได้ด้วย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3526

Pulse Width Modulation Control Circuit

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

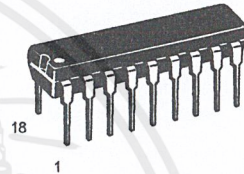
Functions included in this IC are a temperature compensated voltage reference, sawtooth oscillator, error amplifier, pulse width modulator, pulse metering and steering logic, and two high current totem pole outputs ideally suited for driving the capacitance of power FETs at high speeds.

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

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

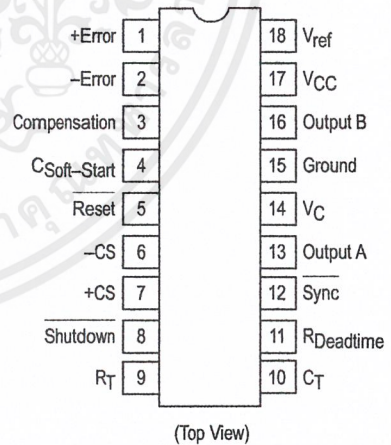
PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

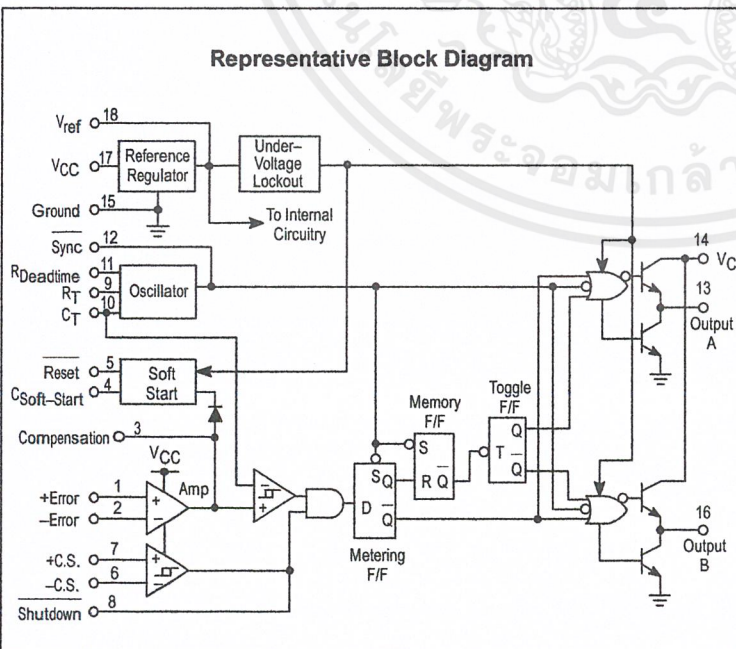


N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707

PIN CONNECTIONS



Representative Block Diagram



ORDERING INFORMATION

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

SG3526

MAXIMUM RATINGS (Note 1)

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

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

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

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

SG3526

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

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
REFERENCE SECTION (Note 6)					
Reference Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_{ref}	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	Reg _{line}	–	10	30	mV
Load Regulation ($0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$)	Reg _{load}	–	10	50	mV
Temperature Stability	$\Delta V_{ref}/\Delta T$	–	10	–	mV
Total Reference Output Voltage Variation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$, $0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$)	ΔV_{ref}	4.85	5.00	5.15	V
Short Circuit Current ($V_{ref} = 0\text{ V}$) (Note 2)	I_{SC}	25	80	125	mA
UNDERVOLTAGE LOCKOUT					
Reset Output Voltage ($V_{ref} = +3.8\text{ V}$)		–	0.2	0.4	V
Reset Output Voltage ($V_{ref} = +4.8\text{ V}$)		2.4	4.8	–	V
OSCILLATOR SECTION (Note 7)					
Initial Accuracy ($T_J = +25^\circ\text{C}$)		–	± 3.0	± 8.0	%
Frequency Stability over Power Supply Range ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta V_{CC}}$	–	0.5	1.0	%
Frequency Stability over Temperature ($\Delta T_J = T_{low}$ to T_{high})	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta T_J}$	–	2.0	–	%
Minimum Frequency ($R_T = 150\text{ k}\Omega$, $C_T = 20\text{ }\mu\text{F}$)	f_{min}	–	0.5	–	Hz
Maximum Frequency ($R_T = 2.0\text{ k}\Omega$, $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$)	f_{max}	400	–	–	kHz
Sawtooth Peak Voltage ($V_{CC} = +35\text{ V}$)	$V_{osc(P)}$	–	3.0	3.5	V
Sawtooth Valley Voltage ($V_{CC} = +8.0\text{ V}$)	$V_{osc(V)}$	0.45	0.8	–	V
ERROR AMPLIFIER SECTION (Note 8)					
Input Offset Voltage ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$)	V_{IO}	–	2.0	10	mV
Input Bias Current	I_{IB}	–	–350	–2000	nA
Input Offset Current	I_{IO}	–	35	200	nA
DC Open Loop Gain ($R_L \geq 10\text{ M}\Omega$)	A_{VOL}	60	72	–	dB
High Output Voltage ($V_{Pin\ 1} - V_{Pin\ 2} \geq +150\text{ mV}$, $I_{source} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OH}	3.6	4.2	–	V
Low Output Voltage ($V_{Pin\ 2} - V_{Pin\ 1} \geq +150\text{ mV}$, $I_{sink} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OL}	–	0.2	0.4	V
Common Mode Rejection Ratio ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$)	CMRR	70	94	–	dB
Power Supply Rejection Ratio ($+12\text{ V} \leq V_{CC} \leq +18\text{ V}$)	PSRR	66	80	–	dB

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

SG3526

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

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

NOTES: 7. f_{osc} = 40 kHz (R_T = 4.12 kΩ ± 1%, C_T = 0.01 μF ± 1%, R_D = 0 Ω)
 8.0 V ≤ V_{CM} ≤ +5.2 V
 9.0 V ≤ V_{CM} ≤ +12 V

Figure 1. Reference Stability over Temperature

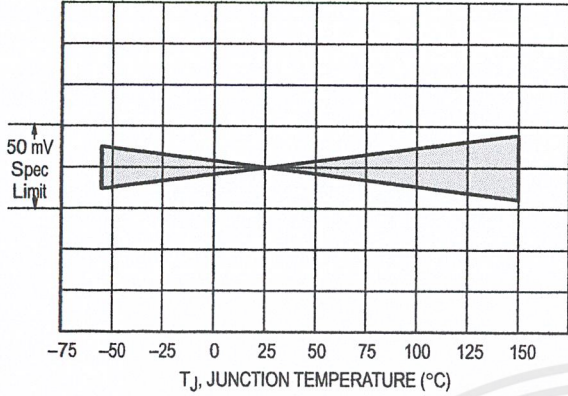


Figure 2. Reference Voltage as a Function Supply Voltage

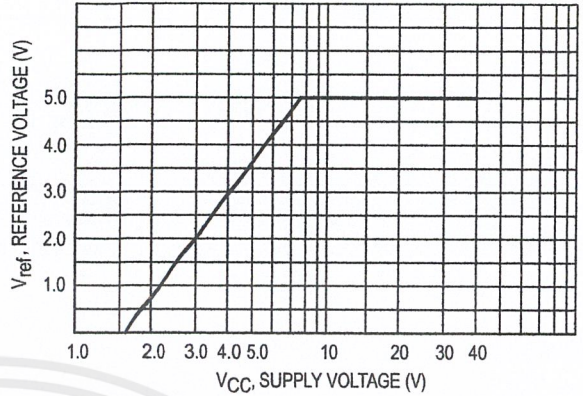


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

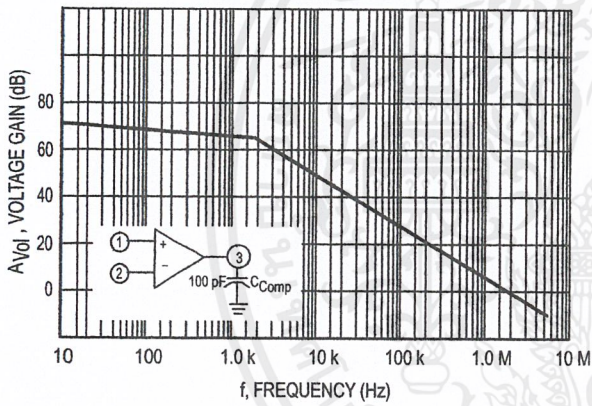


Figure 4. Current Limit Comparator Threshold

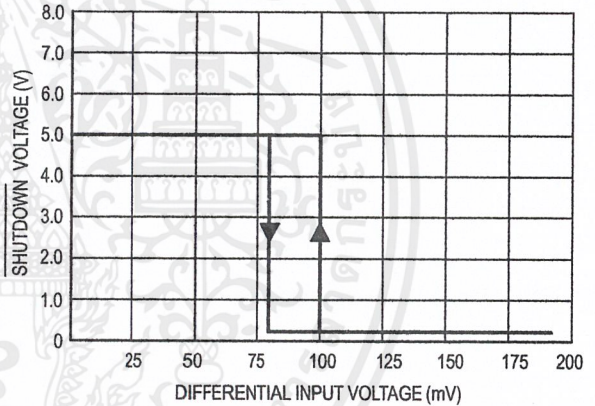


Figure 5. Undervoltage Lockout Characteristic

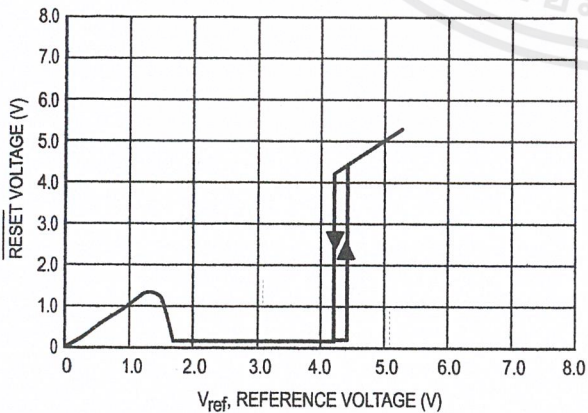


Figure 6. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current

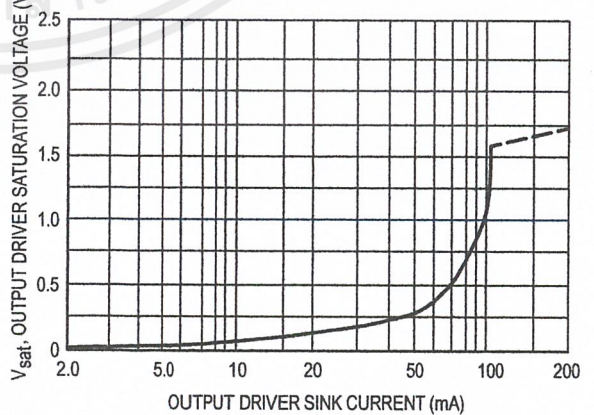


Figure 7. V_C Saturation Voltage as a Function of Sink Current

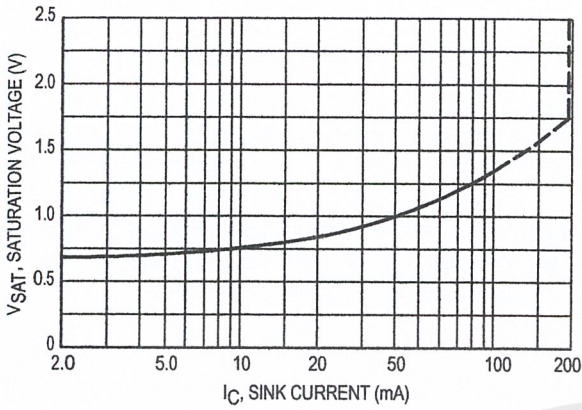


Figure 8. Oscillator Period

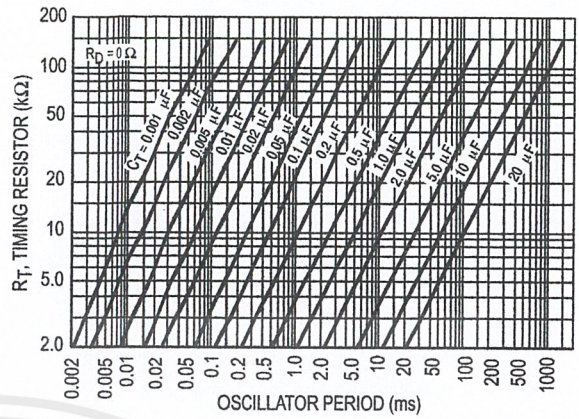


Figure 9. Error Amplifier

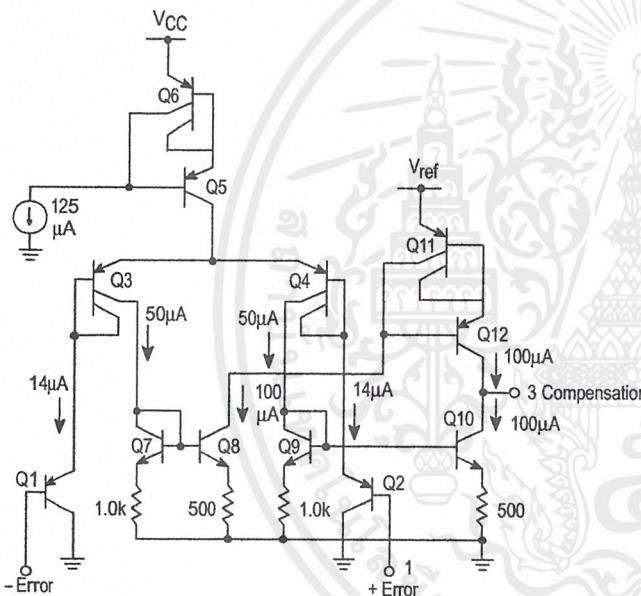


Figure 10. Undervoltage Lockout

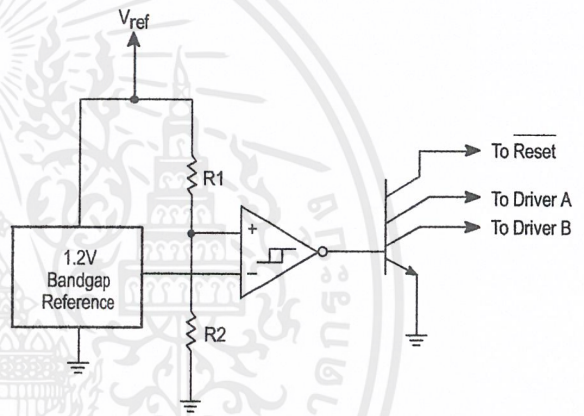
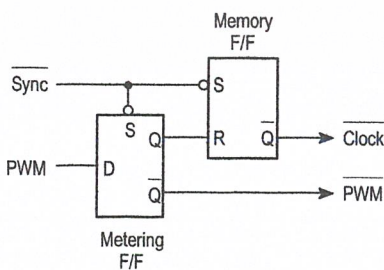


Figure 11. Pulse Processing Logic



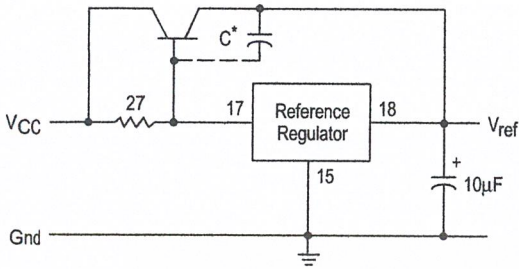
The metering Flip-Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

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

SG3526

APPLICATIONS INFORMATION

Figure 12. Extending Reference Output Current Capability



* May be required with some types of transistors

Figure 13. Error Amplifier Connections

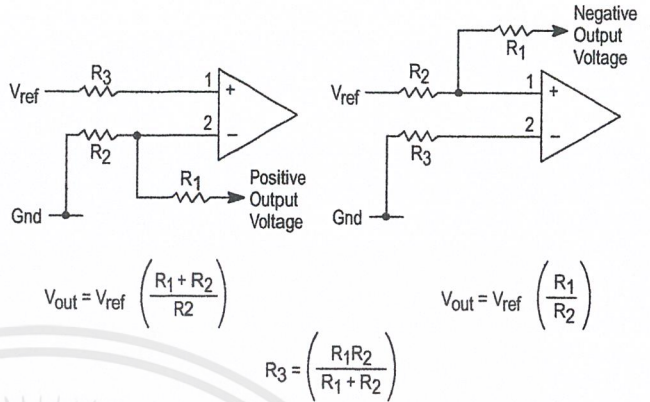


Figure 14. Oscillator Connections

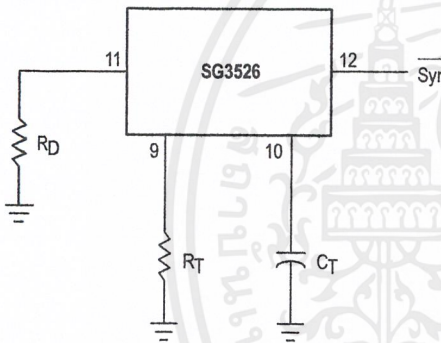


Figure 15. Foldback Current Limiting

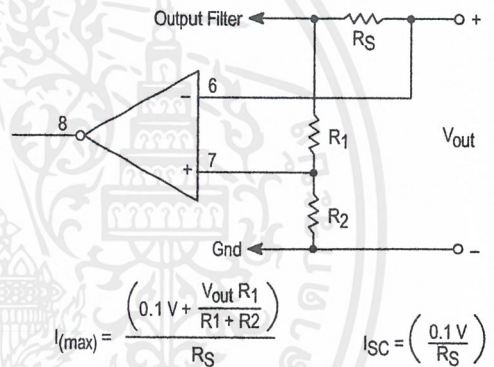


Figure 16. Soft-Start Circuitry

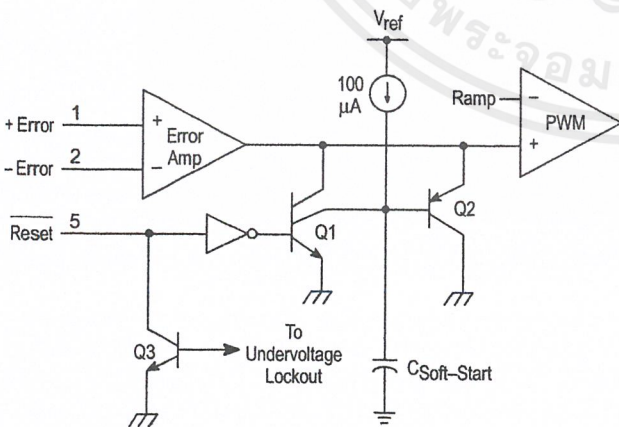
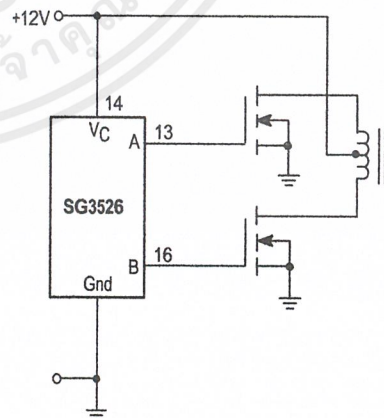


Figure 17. Driving VMOS Power FETs



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

SG3526

Figure 18. Half-Bridge Configuration

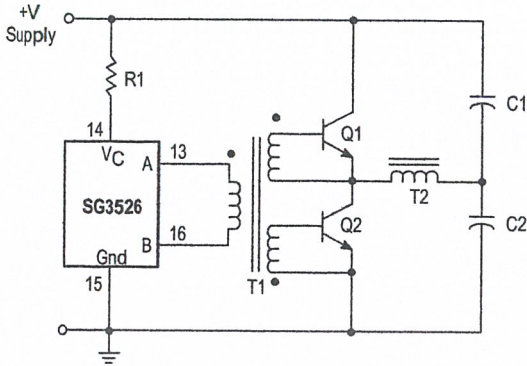
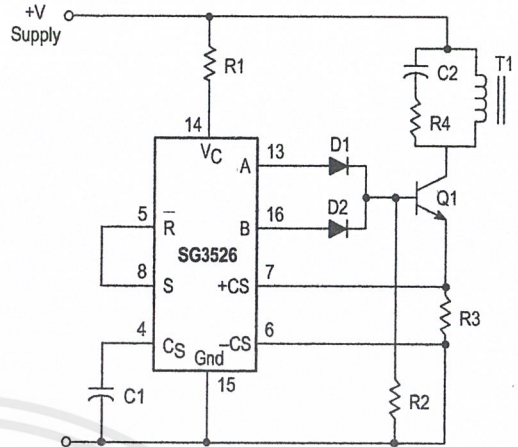


Figure 19. Flyback Converter with Current Limiting



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

Figure 20. Single-Ended Configuration

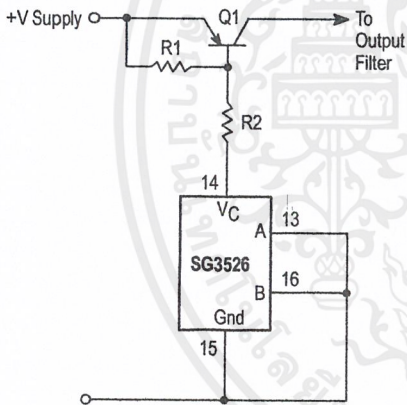
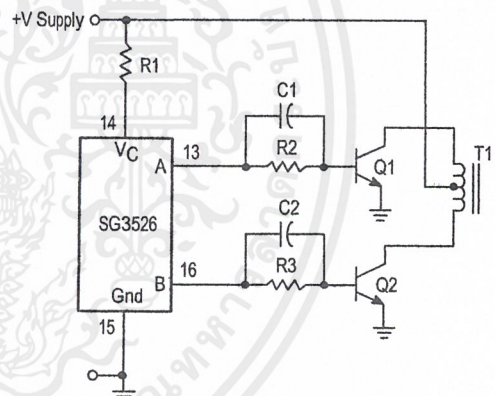
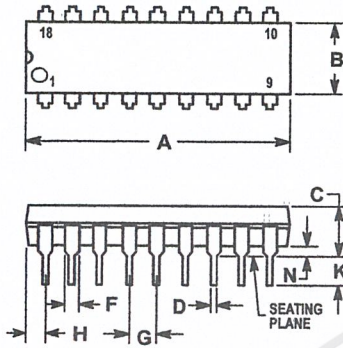


Figure 21. Push-Pull Configuration



SG3526 OUTLINE DIMENSIONS

N SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 707-02
ISSUE C



NOTES:

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

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

20A, 500V, 0.270 Ohm, N-Channel Power MOSFET

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching convertors, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17465.

Ordering Information

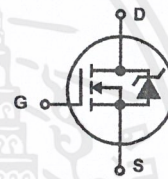
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRFP460	TO-247	IRFP460

NOTE: When ordering, use the entire part number.

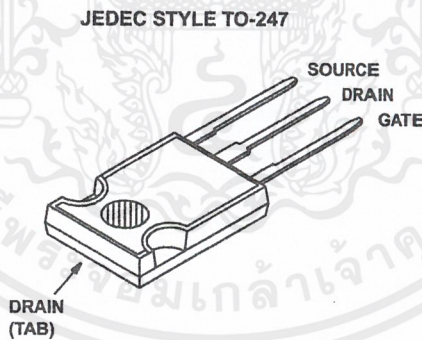
Features

- 20A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.270\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging



IRFP460

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

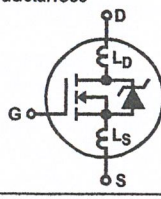
	IRFP460	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	V_{DS}	500 V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (Note 1)	V_{DGR}	500 V
Continuous Drain Current	I_D	20 A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	I_D	12 A
Pulsed Drain Current (Note 3)	I_{DM}	80 A
Gate to Source Voltage	V_{GS}	± 20 V
Maximum Power Dissipation	P_D	250 W
Linear Derating Factor		2.0 W/ $^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	E_{AS}	960 mJ
Operating and Storage Temperature	T_J, T_{STG}	-55 to 150 $^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s	T_L	300 $^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334	T_{pkg}	260 $^\circ\text{C}$

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

NOTE:

- $T_J = 25^\circ\text{C}$ to $T_J = 125^\circ\text{C}$.

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

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS	
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = 250\mu\text{A}, V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 10)	500	-	-	V	
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}, I_D = 250\mu\text{A}$	2	-	4	V	
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	μA	
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}, T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	250	μA	
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}, V_{GS} = 10\text{V}$	20	-	-	A	
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA	
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 11\text{A}, V_{GS} = 10\text{V}$ (Figures 8, 9)	-	0.24	0.27	Ω	
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} \geq 50\text{V}, I_{DS} > 11\text{A}$ (Figure 12)	13	19	-	S	
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{DD} = 250\text{V}, I_D = 21\text{A}, R_{GS} = 4.3\Omega, R_D = 12\Omega,$ $V_{GS} = 10\text{V}$ MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	23	35	ns	
Rise Time	t_r		-	81	120	ns	
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	85	130	ns	
Fall Time	t_f		-	65	98	ns	
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate-Drain)	$Q_{g(TOT)}$	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 21\text{A}, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS},$ $I_{G(REF)} = 1.5\text{mA}$ (Figure 14). Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	120	190	nC	
Gate to Source Charge	Q_{gs}		-	18	-	nC	
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	62	-	nC	
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{DS} = 25\text{V}, V_{GS} = 0\text{V}, f = 1\text{MHz}$ (Figure 10)	-	4100	-	pF	
Output Capacitance	C_{OSS}		-	480	-	pF	
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	84	-	pF	
Internal Drain Inductance	L_D	Measured from the Drain Lead, 6mm (0.25in) from Package to Center of Die	Modified MOSFET Symbol Showing the Internal Device Inductances 	-	5.0	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the Source Lead, 6mm (0.25in) from Header to Source Bonding Pad		-	13	-	nH
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	0.50	$^\circ\text{C/W}$	
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation	-	-	30	$^\circ\text{C/W}$	

IRFP460

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Rectifier	-	-	20	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	80	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13)	-	-	1.8	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	280	580	1200	ns
Reverse Recovery Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 21\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	3.8	8.1	18	μC

NOTES:

2. Pulse test: pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive rating: pulse width limited by Max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 4.3\text{mH}$, $R_{GS} = 25\Omega$, Peak $I_{AS} = 20\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

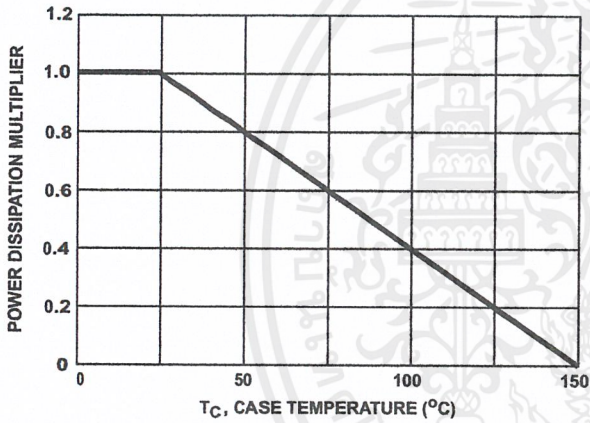


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

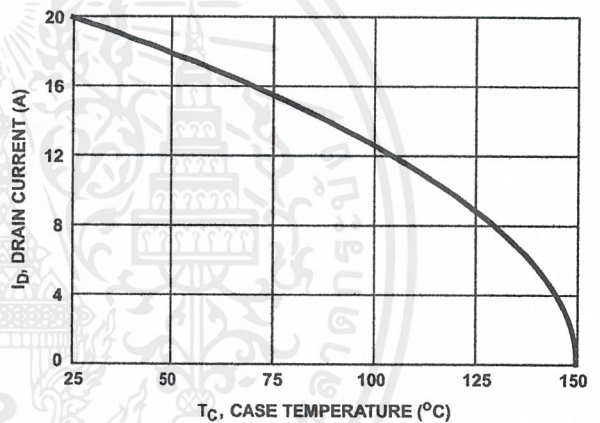


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

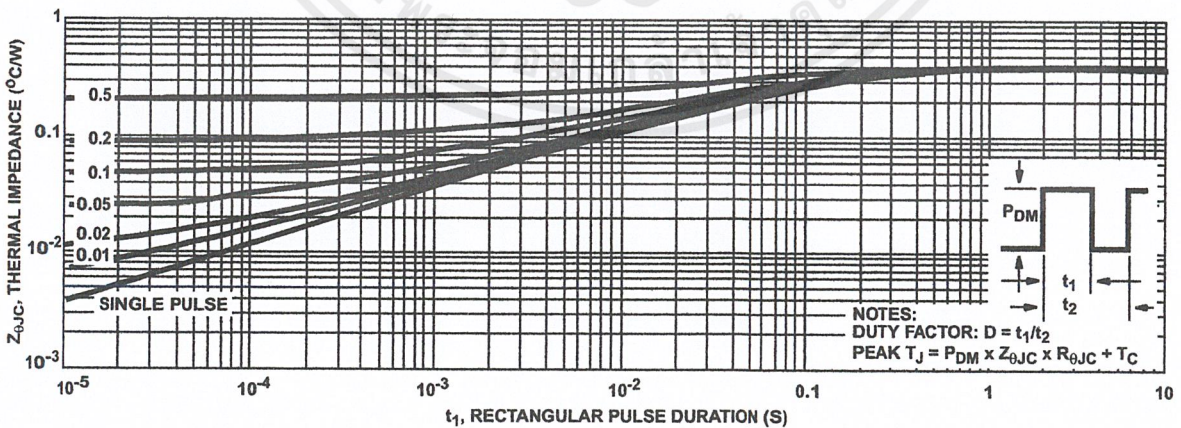


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

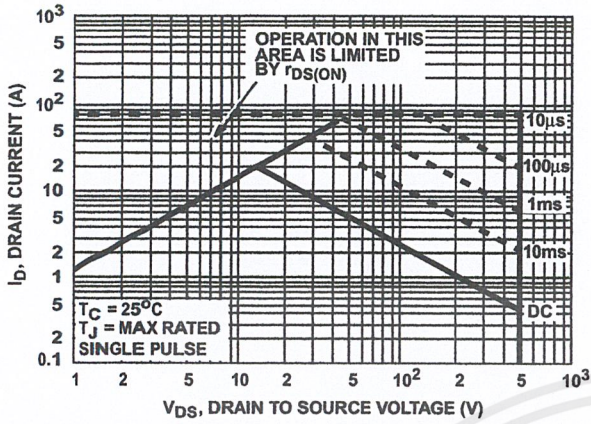


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

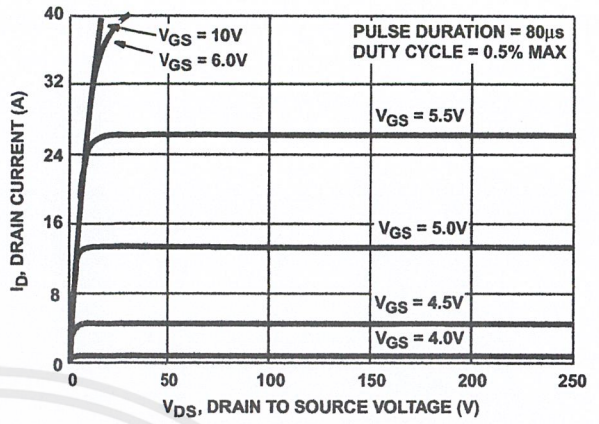


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

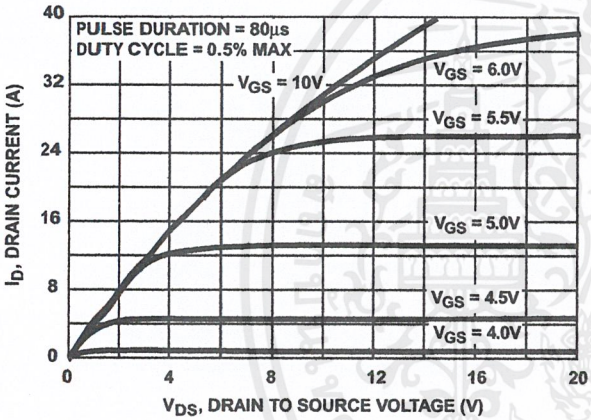


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

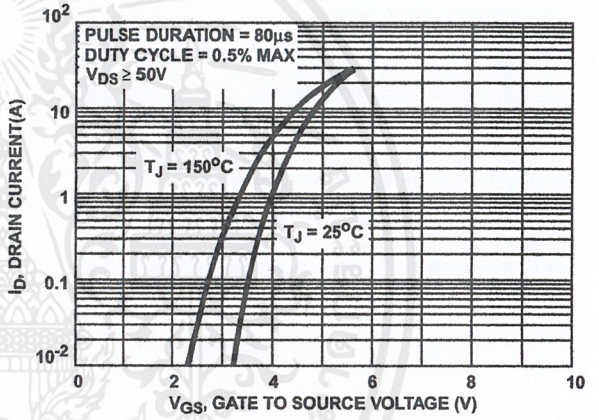


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

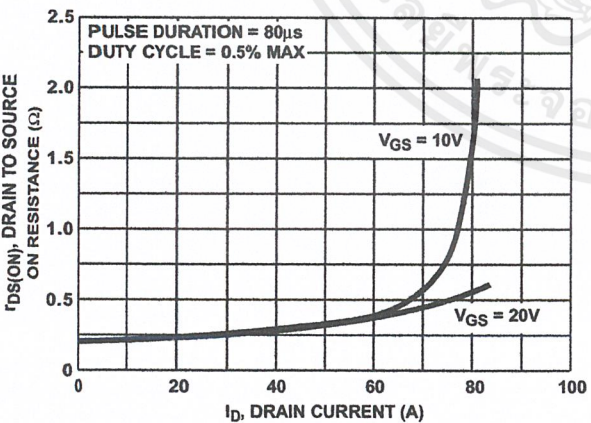


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs. GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

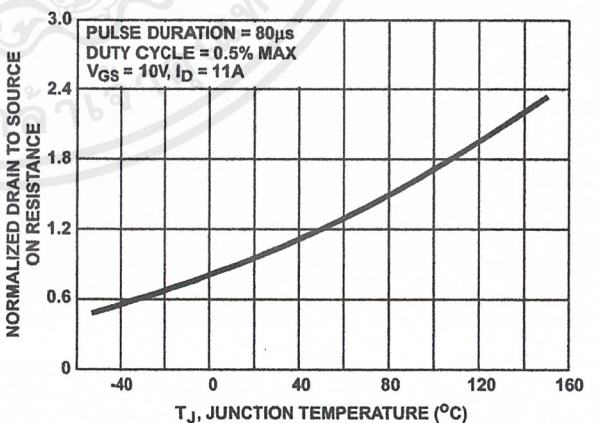


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs. JUNCTION TEMPERATURE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

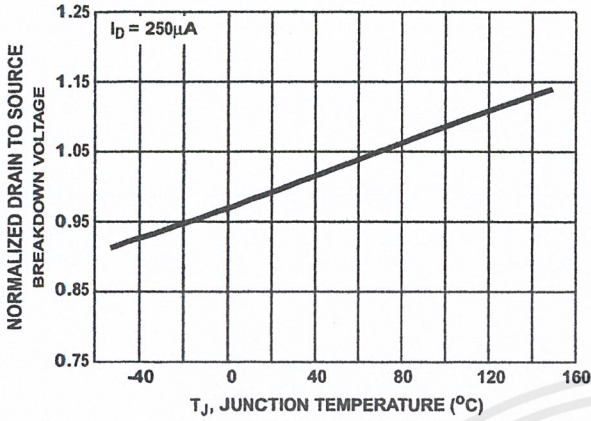


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

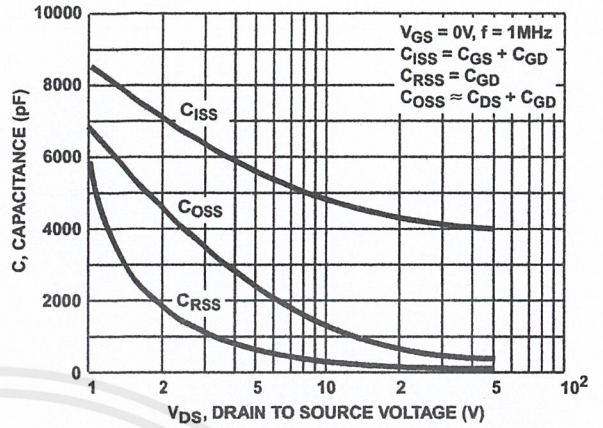


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

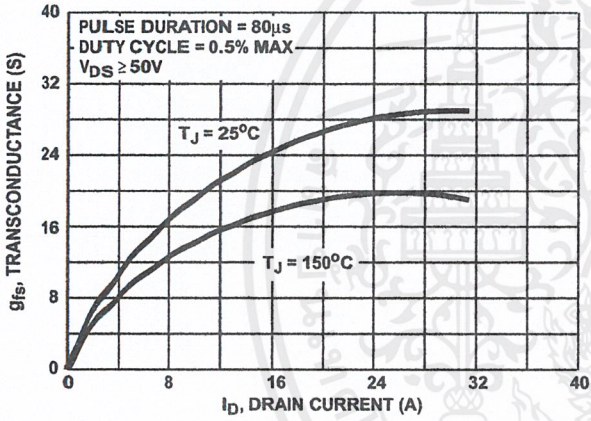


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

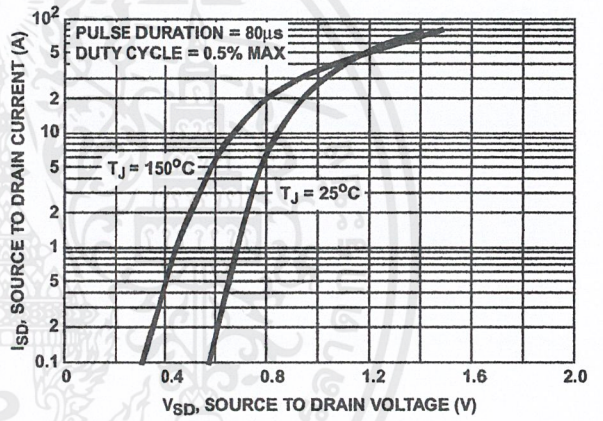


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

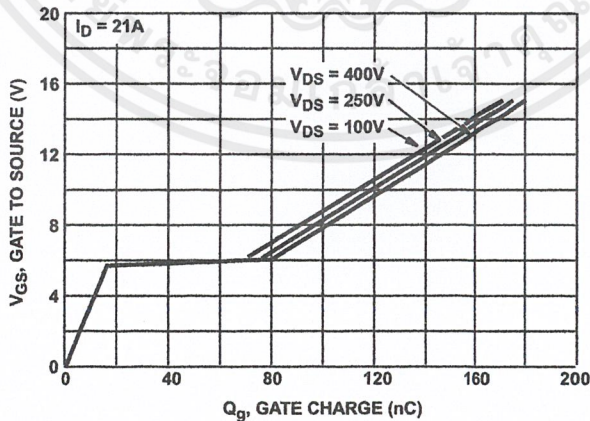


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

Test Circuits and Waveforms

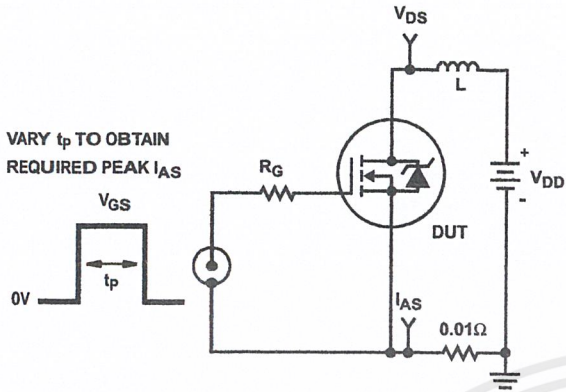


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

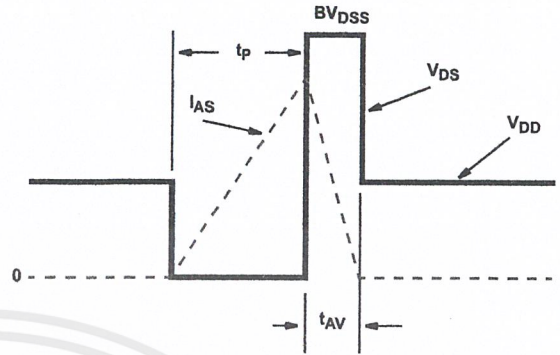


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

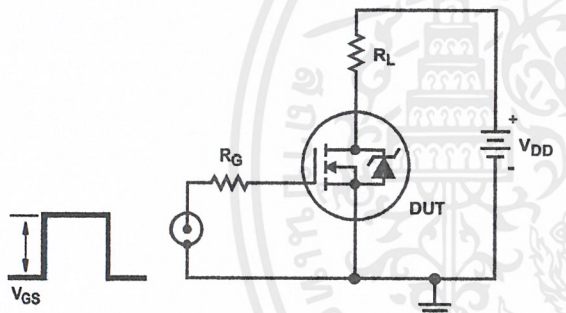


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

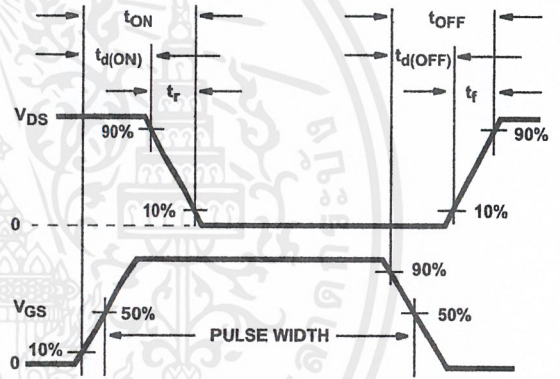


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

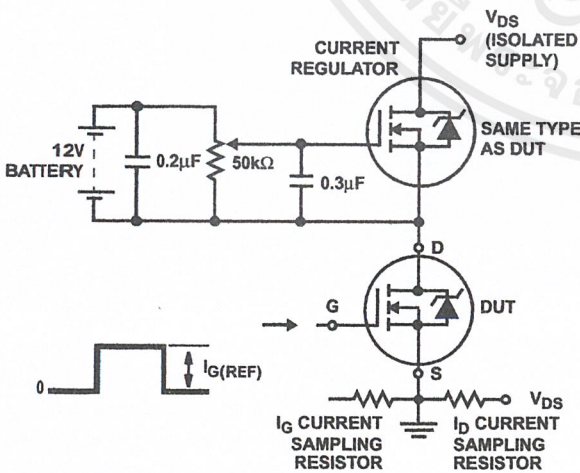


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

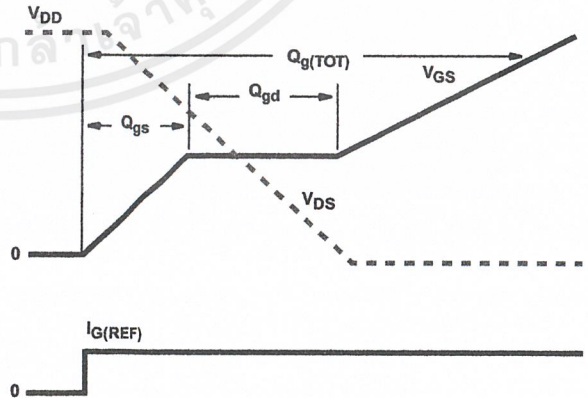


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

SG3526

1	+Error	V _{ref}	18
2	- Error	V _{cc}	17
3	Compensation	Output B	16
4	C _{soft-start}	Ground	15
5	Reset	V _c	14
6	- CS	Output A	13
7	+CS	Sync	12
8	Shutdown	R _{Deadtime}	11
9	RT	C _T	10

รูปแสดงตำแหน่ง และหน้าที่ของขาต่างๆ ของไอซี SG3526

ขา 1, 2 (Input Error Amp) ใช้รับข้อมูลที่เป็นค่าแรงดันจากการปรับตั้งค่า และการป้อนกลับเข้ามายังขาอินเวอร์ตติ้ง และนอนอินเวอร์ตติ้งของวงจรถบายความผิดพลาดภายในไอซี ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะส่งไปยังวงจรถบายพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่น เพื่อที่ปรับค่าความกว้างของพัลส์ให้เปลี่ยนไปตามข้อมูลแรงดันอินพุท

ขา 3 (Compensation) เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรถบายในกรณีเปิดลูป โดยการต่อค่าตัวเก็บประจุลงกราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตราขยายให้กับวงจรถบายความผิดพลาด โดยการต่อร่วมกันกับขา 2

ขา 4 (Soft-Start) เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start

ขา 5 (Reset) เป็นขาที่รีเซ็ต เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องตรงจังหวะอีกครั้ง หลังจากการชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่า ขาที่รีเซ็ตจะต่ออยู่กับขาชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการรีเซ็ตทุกครั้งหลังจากการชัตดาวน์

ขา 6,7 (Current Sense) ทำหน้าที่รับค่ากระแสจากหม้อแปลงกระแส (Current Transformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแสเอาท์พุท ด้วยวงจรถบายเปรียบเทียบความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้น วงจรถบายเปรียบเทียบก็จะส่งเอาท์พุทไปทำการชัตดาวน์ทันที เพื่อเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจรถบาย

ขา 8 (Shut Down) เป็นขาที่ใช้สำหรับสั่งชัตดาวน์จากวงจรถบายนอกโดยป้อนลอจิก "0"

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

ขา 10 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ Ct เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรกำเนิดสัญญาณ

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

ขา 12 (Sync) เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรกำเนิดสัญญาณ ต่อออกมายังภายนอกเพื่อเป็นประโยชน์กับวงจรอื่นที่ต่อร่วมที่ต้องการมีความเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน (Synchronization)

ขา 13,16 เป็นขาเอาต์พุตพัลส์ A และ B ตามลำดับ โดยพัลส์ที่ออกจากเอาต์พุตทั้งสองจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา พัลส์ที่ได้จะถูกนำไปขับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 250 มิลลิแอมป์

ขา 14 เป็นขาที่รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาต์พุตภายใน ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ต่อกันแบบคอมพลีเมนต์ารี อันที่จริงสามารถใช้ร่วมกันกับไฟเลี้ยงไอซีขา 17 ก็ได้

ขา 15 เป็นขา กราวด์ของไอซี

ขา 17 เป็นขาที่รับแรงดันไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจรสร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อน เพื่อให้ไอซีทำงานอย่างคงที่

ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อที่จะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน นอกจากนี้ยังสามารถใช้จ่ายแรงดันให้วงจรภายนอกได้อีกด้วย โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุดประมาณ 50 มิลลิแอมป์

กิตติกรรมประกาศ

ผู้จัดทำรายงานขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษา รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล และอาจารย์ในภาคอิเล็กทรอนิกส์ทุกท่านที่ให้ข้อมูล ความรู้ที่เกี่ยวข้องกับโครงการ และแนวทางในการแก้ไขปัญหาในการทำโครงการชิ้นนี้ให้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี และขอขอบพระคุณคุณแม่ และเพื่อนๆ ทุกคนที่ให้กำลังใจ ทำให้โครงการชิ้นนี้สำเร็จได้

ผู้จัดทำ

นาย จิตติน เนาวเพ็ญ

นาย สุรเชษฐ์ คุเจริญศิลป์

17/3/2544

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. สุวัฒน์ คั่น. "เทคนิคและการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย" บ.เอนเทลไทย, 2538
2. Pressman, A.I., "Switching Power Supply Design", McGraw-Hill, 1991
3. Cheryssis, G., "High-Frequency Switching Power Supplies Theory and design", McGraw-Hill, 1989
4. เขมิกอนต์คเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ ฉบับพิเศษ "สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย" บ. ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด (มหาชน), 2538



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้