

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

เครื่องเชื่อมแบบ MMA

MMA WELDING



โดย

นาย จิรศักดิ์ เจริญเทพ

นาย ชูศักดิ์ โพธิ์ลังกา

ปฏิญานี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2542

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน..... 36949  
วัน, เดือน, ปี..... 29 ต.ค. 2543

เครื่องเชื่อมแบบ MMA  
MMA WELDING

โดย

นายจิรศักดิ์ เจริญเทพ รหัส 40013206  
นายชูศักดิ์ โพธิ์ลังกา รหัส 40013207

อาจารย์ที่ปรึกษา  
รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล

ปริญญานิพนธ์สำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2542

ปริญญาโท ปีการศึกษา 2542

ภาควิชา อีเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
เรื่อง เครื่องเชื่อมแบบ MMA

ผู้จัดทำ

1. นายจรัสศักดิ์ เจริญเทพ รหัส 40013206
2. นายชูศักดิ์ โพธิ์ดงกา รหัส 40013207



.....อาจารย์ที่ปรึกษา

( รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล )

เครื่องเชื่อมแบบ MMA

MMA WELDING

นายจรัสศักดิ์ เจริญเทพ รหัส 40013206

นายชูศักดิ์ โพธิ์ลังกา รหัส 40013207

โครงการนี้ได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



.....  
(รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา

## เครื่องเชื่อมแบบ MMA

นาย จิรศักดิ์ เจริญเทพ

นาย ชูศักดิ์ โพธิ์ลังกา

รศ. สมศักดิ์ เชื้อศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา  
ปีการศึกษา 2542

### บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นคำแนะนำ การออกแบบ การทำงานและผลการทดสอบการทำงานของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์ โดยมีการทำงานคือ ชั้นแรกจะทำการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 311 โวลต์ โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส ต่อมานำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนเป็นพัลส์ความถี่ประมาณ 24 กิโลเฮิร์ต โดยเพาเวอร์มอสเฟตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และมีไอซี SG3526 ทำการควบคุมความถี่และคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ตามข้อมูลที่ป้อนกลับจากเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุตของเครื่องเชื่อมในสภาวะที่ไม่มีโหลดจะมีค่าอยู่ที่ 54 โวลต์ และค่ากระแสที่ขณะทำการเชื่อมมีค่าสูงสุด 70 แอมป์

## MMA WELDING

Jirasak Jaranathep

Chusak Polangka

Somsak Cheersirikul Advisor

1999

### ABSTRACT

This paper presented the design and test report for welding inverter. Initially the rectifier and filter circuit change the alternating current 220 Volts 50 Hz to direct current 311 Volts. Subsequently the direct current will change to high frequency pulse (about 24 kHz) by power mosfet that it's inside of half-bridge inverter. And Controlled switching characteristic by SG3526 entire frequency and pulse width which it received data from output section to continue the process. Finally, output voltage of welding inverter is 54 volts (no load) and welding current is about 70 amps.

## สารบัญ

	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วิวัฒนาการของเครื่องเชื่อม	1
1.2 การแยกประเภทวิธีการเชื่อม	3
บทที่ 2. ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของเครื่องเชื่อม	5
2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส	6
2.1.1 ไดโอดเรียงกระแส	6
2.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส	7
2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	8
2.2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	8
2.2.2 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	9
2.2.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	10
2.2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	11
2.2.5 พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	12
2.3 วงจรควบคุม	12
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	12
2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	14
2.4 วงจรขับ	16
2.4.1 วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	16
2.4.2 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	18
2.5 วงจรสับเบอร์	20
2.5.1 วงจรสับเบอร์ช่วงหุคนำกระแส	21
2.5.2 วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	22
2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	24
2.6.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด	24
2.6.2 ซอດคักไดโอด	25
2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	25
2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต	27

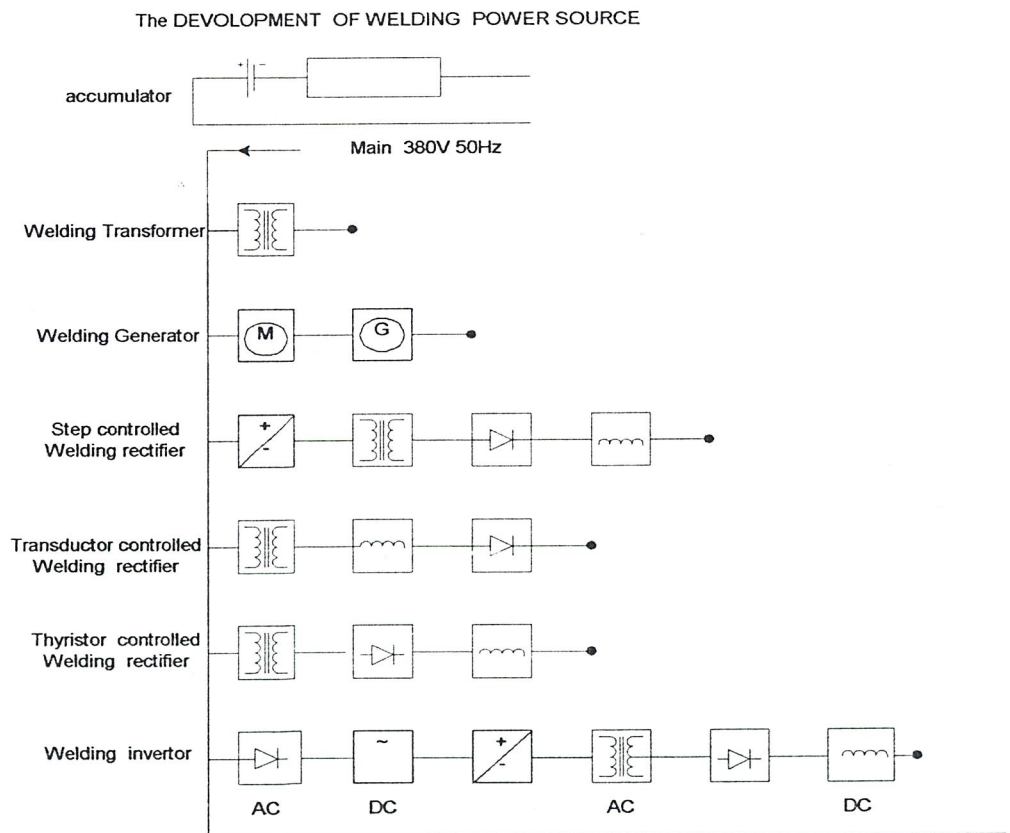
	หน้า
บทที่ 3 หลักการออกแบบและการทำงานของวงจร	31
3.1 ส่วนของวงจรควบคุม	31
3.1.1 วงจรป้อนกลับ	33
3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์	33
3.1.3 วงจรขับ	36
3.2 วงจรเพาเวอร์สวิตซิ่ง	36
3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุท	38
3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	38
3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	39
3.2.4 การคำนวณหาค่าขดลวดเหนี่ยวนำเอาต์พุท	41
บทที่ 4 การทดสอบการทำงาน	44
4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจร	44
4.2 รูปแสดงส่วนต่างๆ ของเครื่องเชื่อม	41
4.3 ผลการทดลองวัดประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อม	51
บทที่ 5 สรุป	54
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

# บทที่ 1

## บทนำ

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

### 1.1 วิวัฒนาการของเครื่องเชื่อม



รูปที่ 1.1 แสดงให้เห็นพัฒนาการของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าตั้งแต่อดีตจนถึงปัจจุบัน

**1.1.1 Accumulator** เป็นการเชื่อมไฟฟ้าแบบแรกที่ถูกคิดค้นขึ้น โดยใช้แบตเตอรี่เป็นแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้า แต่มีข้อเสียคือไม่สามารถให้กระแสที่มีค่ามาก ๆ ได้ และในการใช้แต่ละครั้งต้องทำการประจุไฟฟ้าทุกครั้ง และเมื่อใช้งานไปแล้ว ในช่วงหนึ่งกระแสจากแบตเตอรี่ก็จะมีค่าลดลงเรื่อยๆ แต่การเชื่อมแบบนี้มีข้อดีคือสามารถเชื่อมได้เรียกว่าการเชื่อมที่ใช้ไฟฟ้ากระแสสลับในการเชื่อม

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

**1.1.3 Welding Generator** เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้มอเตอร์มาทำการหมุนเจนเนอเรเตอร์ไฟกระแสตรง (DC Generator) แล้วนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากเจนเนอเรเตอร์มาทำการเชื่อมไฟฟ้าอีกทีซึ่งจะเห็นได้ว่าเครื่องเชื่อมแบบนี้จะมีประสิทธิภาพต่ำเพราะเกิดการสูญเสียหลายขั้นตอน ตั้งแต่ นำไฟฟ้ามาแปลงเป็นพลังงานกล แล้วแปลงพลังงานกลกลับเป็นพลังงานไฟฟ้าอีกครั้ง แต่เครื่องเชื่อมลักษณะนี้จำเป็นต้องนำมาใช้เนื่องจากในงานเชื่อมบางแบบจำเป็นต้องใช้กระแสไฟตรงในการเชื่อมเท่านั้น และใช้อยู่ในช่วงที่ยังไม่สามารถนำอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำมาใช้งานได้

**1.1.4 Step Controlled Welding Rectifier** เป็นเครื่องเชื่อมที่มีเทคโนโลยีของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำเข้ามาใช้ในการเชื่อมที่ต้องการไฟกระแสตรงในการเชื่อม โดยสามารถปรับค่ากระแสในการเชื่อมได้จากการปรับเปลี่ยนแทปที่ขดปฐมภูมิของหม้อแปลง มีข้อดีคือเครื่องเชื่อมมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้น

**1.1.5 Transductor Controlled Welding Rectifier** เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้หลักของการเปลี่ยนค่าความนำของขดลวด ในการปรับค่ากระแสในการเชื่อม วิธีนี้ข้อเสียคือเกิดความสูญเสียขึ้นที่ขดลวดความนำ ในขณะที่ใช้กระแสค่าสูงๆ

**1.1.6 Thyristor Controlled Welding Rectifier** เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้อุปกรณ์ไทรสเตอร์ในการเรียงกระแส โดยสามารถกำหนดมุมในการนำกระแสให้กับไทรสเตอร์ ซึ่งเป็นการกำหนดกระแสที่ใช้ในการเชื่อมของเครื่องเชื่อมอีกด้วย มีข้อดีคือสามารถควบคุมกระแสได้อย่างละเอียดและแม่นยำ แต่มีข้อเสียคือจะต้องเพิ่มเติมส่วนของวงจรควบคุมและมีราคาแพง

**1.1.7 Welding Inverter** เป็นเครื่องเชื่อมที่ใช้หลักการของอินเวอร์เตอร์ในการที่จะเปลี่ยนค่าความถี่ไลน์ปกติให้สูงขึ้นก่อนที่จะส่งผ่านพลังงานด้วยหม้อแปลงความถี่สูงเป็นผลให้เครื่องมี

ประสิทธิภาพสูงและมีขนาดเล็ก สามารถควบคุมปริมาณกระแสที่ใช้ในการเชื่อมได้อย่างแม่นยำ และเนื่องจากประสิทธิภาพที่มีค่าสูงเป็นผลให้ประหยัดพลังงาน ได้มากกว่าเครื่องเชื่อมชนิดอื่น

## 1.2 การแยกประเภทวิธีการเชื่อม

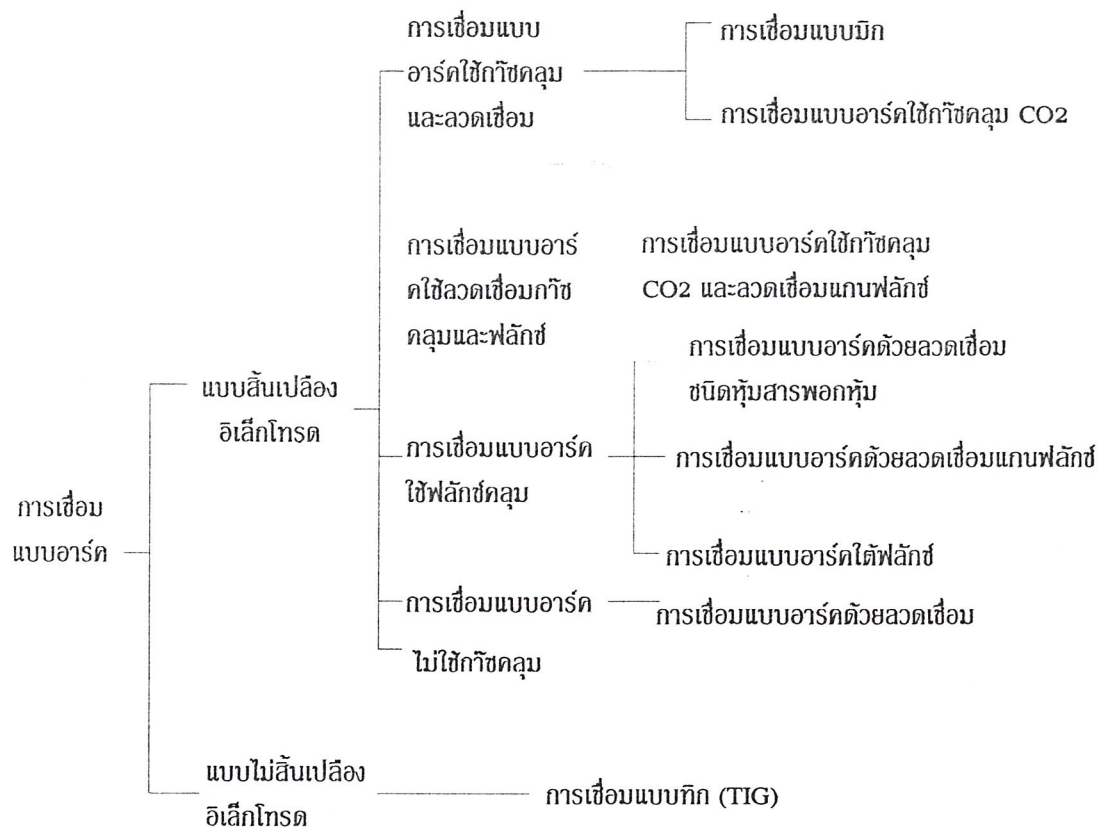
การเชื่อมโลหะสามารถทำได้หลายแบบ ซึ่งแต่ละแบบก็จะเหมาะสมกับงานที่แตกต่างกันไป ซึ่งสามารถจำแนกได้เป็น 3 ประเภทอย่างกว้างๆ คือ

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

1.2.2. การเชื่อมโดยใช้แรงกด การเชื่อมแบบนี้จะใช้ความร้อนบวกกับการกด เพื่อที่จะทำให้โลหะเชื่อมติดกัน

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

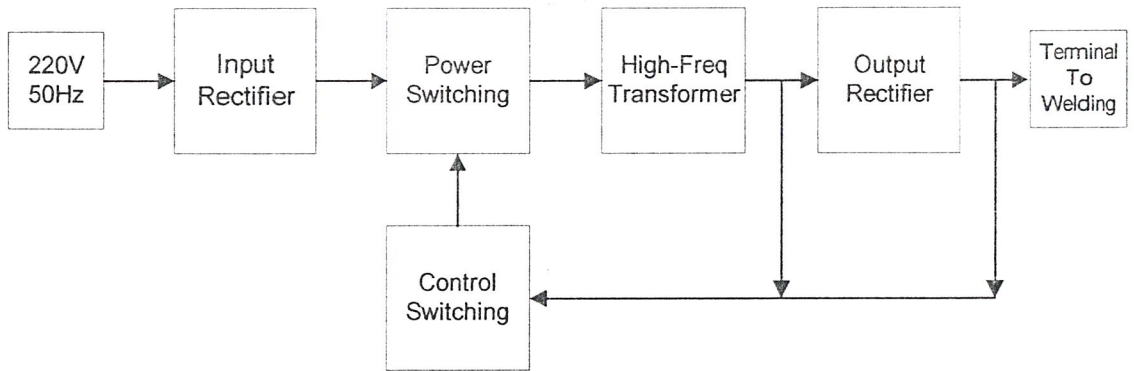
เครื่องเชื่อมที่ได้จัดทำขึ้นนั้นจะถูกแยกไว้ในประเภทแรก คือ เป็นการเชื่อมที่ใช้การหลอมละลายโลหะด้วยความร้อนจากการอาร์ค ซึ่งลักษณะการใช้งานของเครื่องเชื่อมนี้สามารถแบ่งย่อยออกตามสภาพแวดล้อม และชนิดของของลวดเชื่อมที่ใช้ในการเชื่อม ได้ดังรูปที่ 1.2



รูปที่ 1.2 แสดงลักษณะการใช้งานในแบบต่างๆ ของเครื่องเชื่อมแบบอาร์ค

## บทที่ 2

### ทฤษฎีและหลักการพื้นฐานของเครื่องเชื่อม



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์

การทำงานของเครื่องเชื่อมเริ่มจากการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรต์ ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูง ประมาณ 311 โวลต์ โดยวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส จากนั้นนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาสวิทซ์ที่ความถี่สูงโดยวงจรเพาเวอร์สวิทซ์ สำหรับเครื่องเชื่อมที่จัดทำขึ้นนี้จะใช้วงจรเพาเวอร์สวิทซ์แบบสฟัลไฟ-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ พัลส์ที่ได้จากการสวิทซ์จะยังคงมีแรงดันค่าสูงเกินกว่าแรงดันใช้งานอยู่ การลดลงแรงดันลงสามารถทำได้โดยการส่งพลังงานผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งจะเป็นการแยกส่วนระหว่างส่วนของแรงดันสูงที่เชื่อมต่อกับไลน์กับส่วนใช้งานแรงดันต่ำได้อีกด้วย จากนั้นก็นำพัลส์ที่ได้จากการขับ ปลิงผ่านหม้อแปลงมาทำการเรียงกระแสให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงอีกครั้ง เนื่องมาจากการเชื่อมโดยใช้ไฟฟ้ากระแสตรงจะทำให้จุดเชื่อมมีคุณภาพสูงกว่าการเชื่อมแบบไฟฟ้ากระแสสลับ เมื่อเครื่องเชื่อมทำงานจะมีการป้อนกลับค่าแรงดันจากขดลวดทุติยภูมิ มายังวงจรควบคุมการสวิทซ์ของวงจรเพาเวอร์สวิทซ์ โดยผ่านการเรียงกระแสให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเช่นกัน โดยวงจรควบคุมนี้จะทำการปรับคาบเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟสที่วงจรเพาเวอร์สวิทซ์ ให้ได้กระแสตามความต้องการของโหลด

เนื่องจากพื้นฐานของเครื่องเชื่อมก็คือวงจรสวิตซ์ ซึ่งโครงสร้างของวงจรสวิตซ์นี้ก็สามารถแบ่งออกไปได้หลายชนิด เพื่อใช้ในงานที่แตกต่างกัน ทั้งยังมีส่วนประกอบอื่นที่สำคัญ ซึ่งรายละเอียดและข้อมูลต่างๆ ได้เรียบเรียงไว้ตามลำดับดังนี้

## 2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส นับว่าเป็นส่วนสำคัญของวงจร ในวงจรในส่วนอินพุท และเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทดกระแสของฟิวส์ และวงจรกรองสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 2 ตัวคือ ตัวเก็บประจุกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดัน ไฟสลับเป็นแรงดัน ไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

### 2.1.1. ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะกับการใช้งานควรมีข้อควรพิจารณาดังนี้

#### 2.1.1.1. ค่ากระแสกระชาก ; $I_{fsm}$

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่าน ไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิวเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

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

เมื่อ  $V_p$  คือ แรงดันขอดสูงสุดของไฟสลับอินพุท

$ERS$  คือ ค่าความต้านทานแฝง ในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

$R_s$  คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

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

#### 2.1.1.2. ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง ; $I_{fsm}$

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลลง ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุกรองกระแส

#### 2.1.1.3. ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง ; $I_{fm}$

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับในขณะที่ทำงาน การพิจารณาค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัติควรเผื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด  $I_{fm}$  ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่คำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

#### 2.1.1.4. อัตราทานแรงดันไบแอสกลับสูงสุด ; $V(r_{rm})$

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทานแรงดันไบแอส กลับของไดโอด ควรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันขอคสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรเผื่อค่าแรงดันไบแอส กลับ ให้มีค่ามากกว่าแรงดันขอคสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่อาจเกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟสลับ

#### 2.1.2. ตัวเก็บประจุกรองกระแส

ตัวเก็บประจุทำหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้นี้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

##### 2.1.2.1. อัตราทานกระแสระลอก (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุกรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุเอง ซึ่งค่ากระแสนี้จะเป็นผลให้ตัวเก็บประจุร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุกรองกระแสจะต้องให้มีค่าอัตราทานกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุนานกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทานกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

##### 2.1.2.2. แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแสจะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุททำให้แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรกระแสจะยอมให้มีค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุท

ค่าของตัวเก็บประจุกรองกระแส C สามารถคำนวณได้จาก

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

เมื่อ $I_c$	คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส
$\Delta t$	คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ
$\Delta V_{ripple}$	คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อม

### 2.1.2.3. ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ (Holdup Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ เป็นช่วงเวลาที่วงจรสวิตช์ซึ่งยังสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับมีค่าต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้วงจรสวิตช์ซึ่งมีค่าเวลาโฮลด์อัฟ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

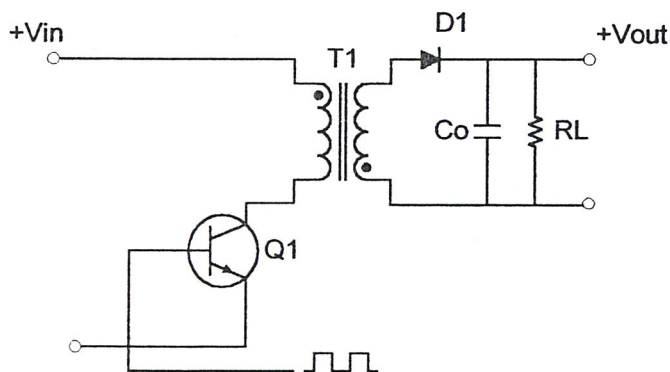
### 2.1.2.4. อัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

ตัวเก็บประจุกรองกระแสต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาต์พุตของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของคอนเวอร์เตอร์ เช่น ถ้าแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าอยู่ในช่วง 187 ถึง 264 โวลต์ควรมีค่าอัตราทนแรงดันอย่างต่ำที่ 400 โวลต์

## 2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟกระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัด วงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้

### 2.2.1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



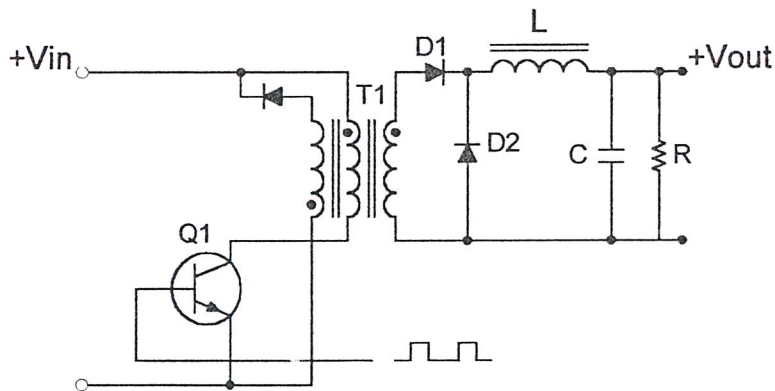
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดปฐมภูมิและทุติยภูมิให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอส กลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดปฐมภูมิของหม้อ

แปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ชุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ D1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดปฐมภูมิของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

### 2.2.2. ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

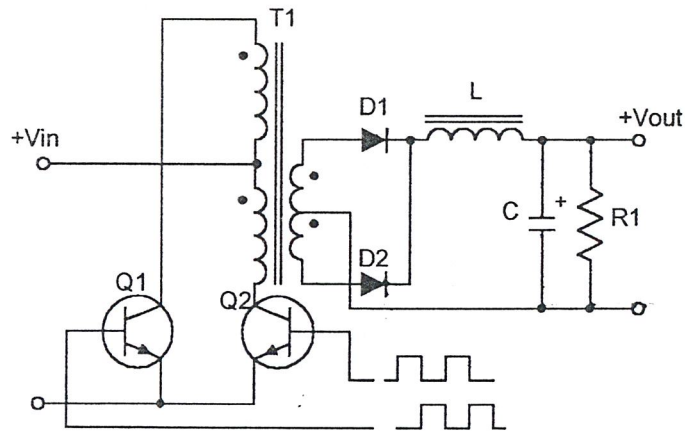


รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูป 2.4 จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 ในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดปฐมภูมิและขดทุติยภูมิให้มีเฟสตรงกันดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ L ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C และไหลกลับได้ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน L จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากขดทุติยภูมิ สนามแม่เหล็กใน L จะชุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

### 2.2.3. พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

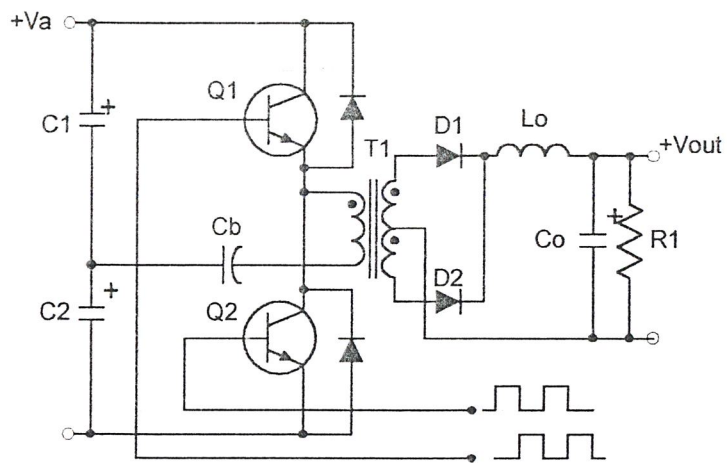


รูปที่ 2.5 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแส จะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจรสวิตซ์ที่ต้องการกำลังงานสูงๆ

จากรูปที่ 2.5 Q1 และ Q2 จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน L ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลากระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

### 2.2.4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

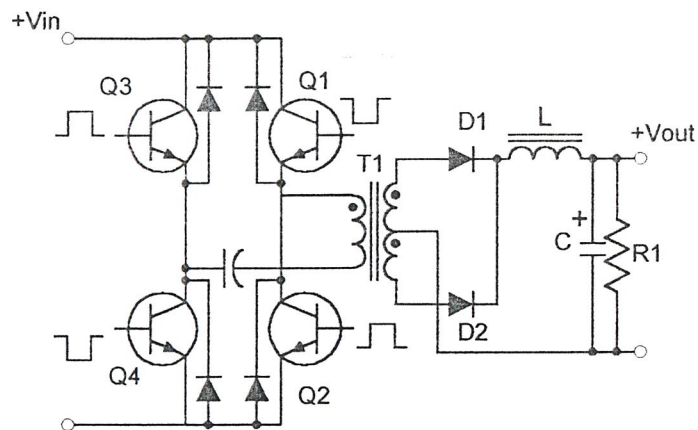


รูปที่ 2.6 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

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

จากรูปที่ 2.6 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

### 2.2.5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดปฐมภูมิจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิจึงมีค่าต่ำกว่า วงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตซ์ซึ่งที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก

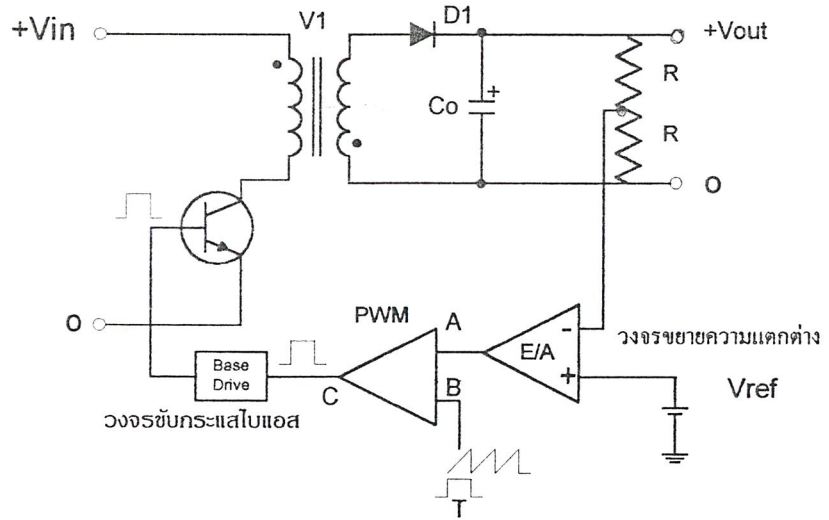
### 2.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลัก การใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

#### 2.3.1. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

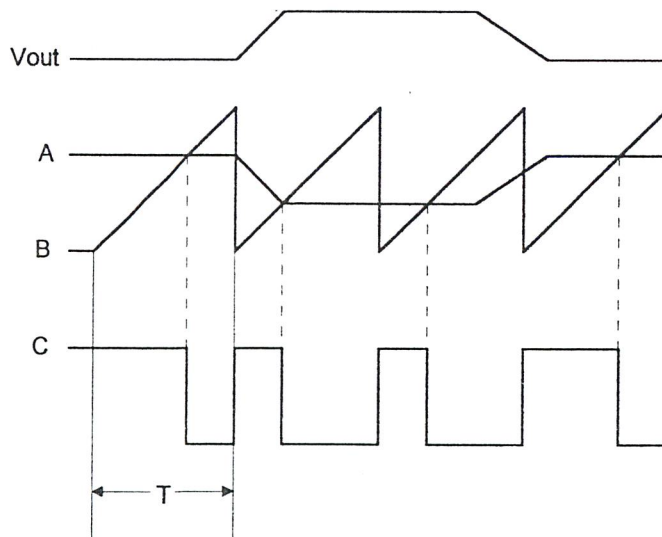
การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดัน

เอาท์พุทเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรพื้นฐานใน โหมดควบคุมแรงดัน

จากรูปที่ 2.8 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาท์พุทนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุท ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่น โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาท์พุทที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่นจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดดูเลชั่น ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

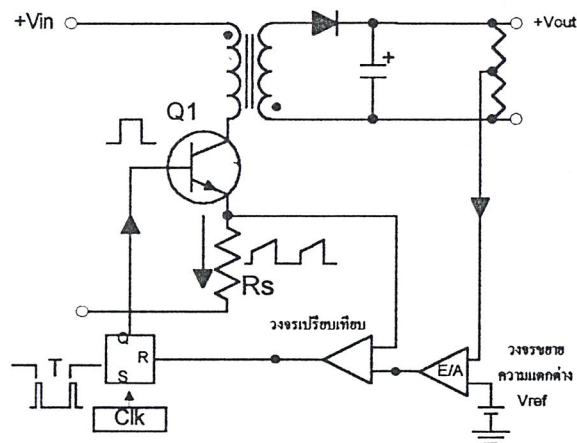


รูปที่ 2.9 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรถบายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ต ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรถับพัลส์วัดที่มอดคูเลชันจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรถับพัลส์วัดที่มอดคูเลชันจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลากำหนดกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

### 2.3.2. วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรถอบคุมในโหมคควบคุมจากกระแส มีข้อดีกว่าโหมคควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรถอบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก



รูปที่ 2.10(ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรถอบคุมในโหมคควบคุมกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณา จากรูป 2.10(ก) การทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานขอวงจรถอบคุมด้วยการตัดวงจรถบายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตของวงจรถอบคุมเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง  $V_{ref}$  วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจรถอบคุมจะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

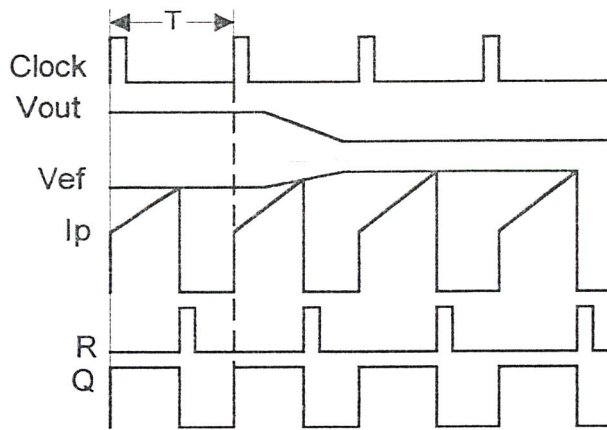
เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจรถอบคุม Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแส

จะมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน  $R_s$  ที่ ต่ออนุกรมไว้กับ Q1 ทำให้เกิดแรงดัน  $V_s$  ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน  $R_s$  ด้วย

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 จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณฟลิกอีกครั้ง

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 จะเห็นได้ว่าเมื่อโวลตจที่คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

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



รูปที่ 2.10(ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทเมื่อเกิดทรานเซียนต์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาท์พุท
2. สามารถป้องกันกระแสไหลเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดปฐมภูมิในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. สามารถต่อขนานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเมื่อที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

## 2.4 วงจรขับ

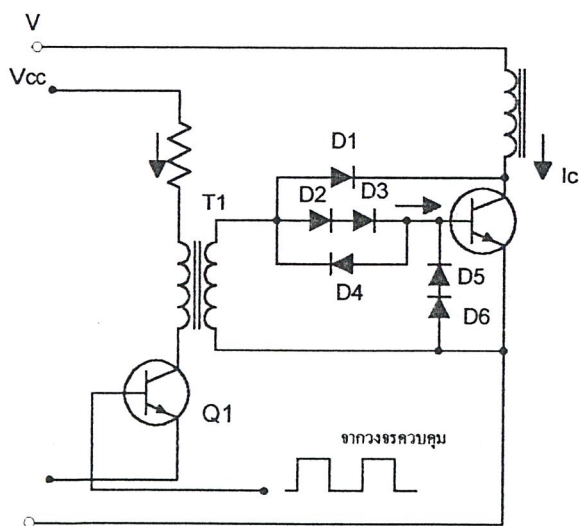
### 2.4.1. วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจับวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

## สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

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

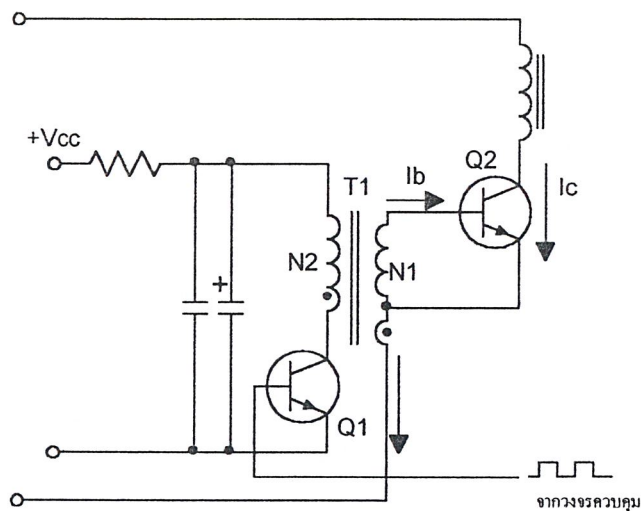
2.4.1.1. วงจรขับกระแสไบแอสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์เคลมปี เบเกอร์เคลมปีเป็นวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสม เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้ และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอิมิตเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์เคลมปี

#### 2.4.1.2. วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

เป็นวงจรขับกระแสไบแอสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูงๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบแอสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำที่สุด ขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบแอสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์แคลมป์ที่ป้องกันไม่ให้เกิดประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดง วงจรในรูปที่ 2.12



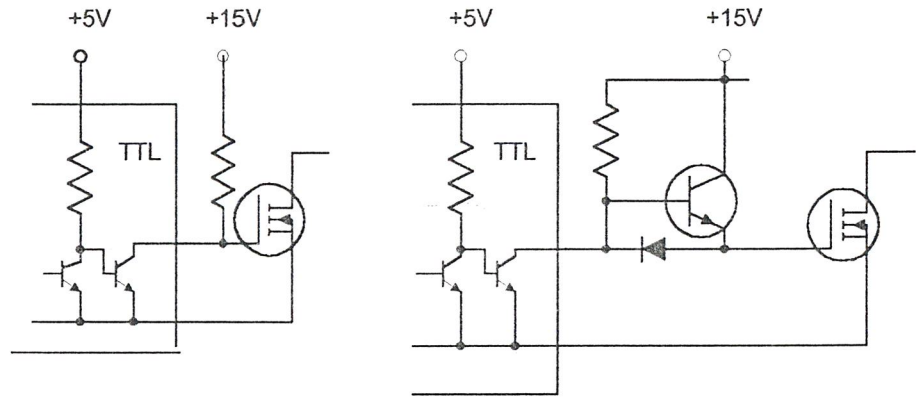
รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

#### 2.4.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสผ่านที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

##### 2.4.2.1. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว



(ก)

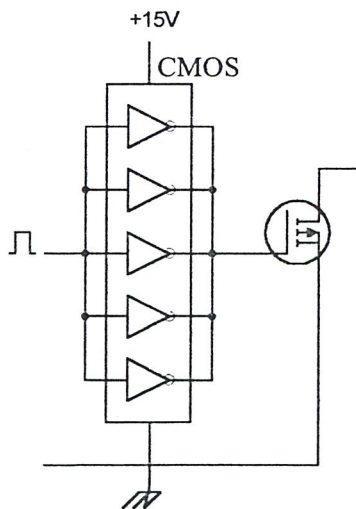
(ข)

รูปที่ 2.13 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

รูปที่ 2.13 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูลอัพ รีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลอัพรีซิสเตอร์

รูปที่ 2.13 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรขับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกหนึ่งตัวเพื่อให้การคายประจุที่ขาคอนดัคเตอร์เป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

2.4.2.2. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

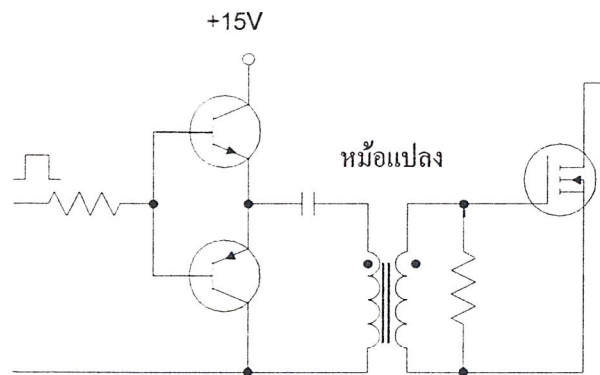


รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นเฟดต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 8 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟด

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟดที่ต้อ้งนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกัน จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟดเป็นไปอย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

#### 2.4.2.3. วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟดด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟดด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาส์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟดตัวบน และตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟดมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟดด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.15

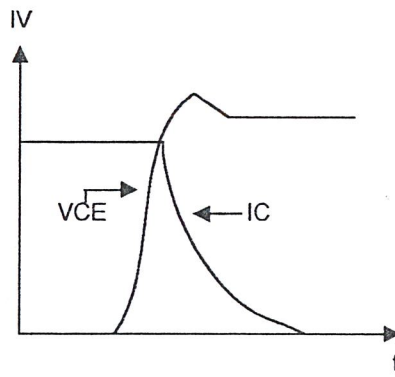
#### 2.5 วงจรสับเบอร์

วงจรสับเบอร์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสับเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสับเบอร์

ป้องกันแรงดันเกิน วงจร สนับเบอร์ดั้วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอดเรียกว่า วงจร RCD สนับเบอร์ดั้ว ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

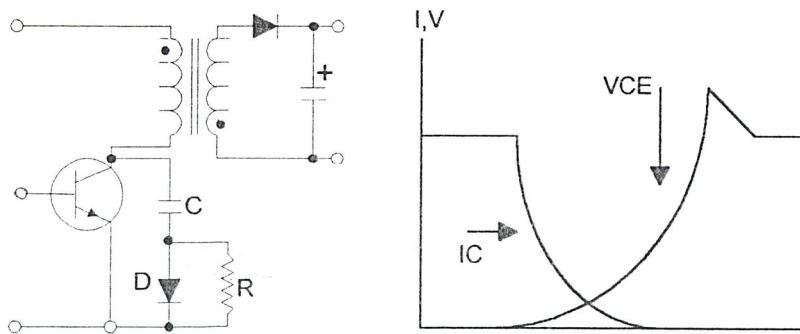
2.5.1 วงจรสับเบอร์ดั้วช่วงหยุดนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็วดังรูป 2.16



รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบอร์ดั้วเข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมีตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจร สับเบอร์ดั้วสามารถทำได้ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงวงจรสับเบอร์ดั้วช่วงหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอร์ดช่วงเริ่มหุคนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหุคนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และ ไดโอด D1 ของวงจรสับเบอร์ดทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ings ไป แรงดันตกคร่อม C1 ก็จะลดลงต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

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

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

เมื่อ  $I_p$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหุคนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

$V_{in}$  คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์

$t_{on}$  คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

$t_{off}$  คือ ช่วงเวลาหุคนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การคายประจุของ C1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R1 หาได้จาก

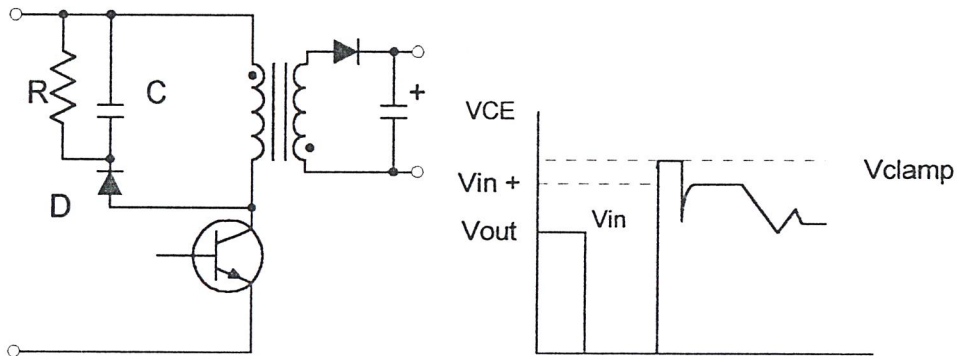
$$P_d = \frac{C_1 (2V_{in})^2}{2T} \quad (2.5)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

### 2.5.2 วงจรสับเบอร์ดป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย  $RBSOA$  แรงดันสไปค์ขณะหุคนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหุคนำกระแส

มีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน จึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบอ์สามารถต่อได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

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

วงจรสับเบอ์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแปลงอันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2}CV_e^2 = \frac{1}{2}L_iI_p^2 \tag{2.6}$$

เนื่องจาก Vc จะมีค่าได้ไม่เกิน Vceo-Vclamp ดังนั้น

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

- เมื่อ  $L_i$  คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดจากฟลักซ์รั้วของขดปฐมภูมิ  
 $I_p$  คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $V_{ceo}$  คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $V_{clamp}$  คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของตัวต้านทาน  $R$  หาได้จาก

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

ค่ากำลังสูญเสียใน  $R$  สามารถหาได้จาก

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

- เมื่อ  $T$  คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์  
 $t_{off}$  คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

## 2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรท์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานทั้งในขณะนำกระแสและในขณะที่เปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลานับตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

### 2.6.1 ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลานับตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอน ไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลท์ ส่วนอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลานับตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอส กลับได้สูงถึง 1000 โวลท์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลท์

### 2.6.2 ขอตต์กีไคโอค

ขอตต์กีไคโอคมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลต์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไคโอค ขอตต์กีไคโอคจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัวของขอตต์กีไคโอคจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าขอตต์กีไคโอคไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

ขอตต์กีไคโอคมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ขอตต์กีไคโอคมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานเซียนด์ชณะเริ่มนำกระแสสูง

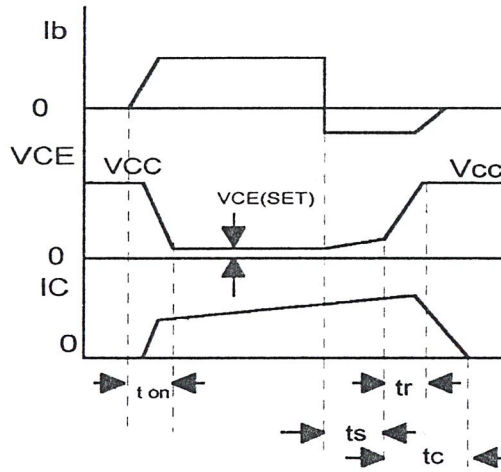
### 2.6.3 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโหนดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหนดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า 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 กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา  $t_{on}$  นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา  $t_{on}$  นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบแอสและป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา  $t_s$  ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา  $t_s$  นี้ เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะ

ช่วงเวลา  $t_s$  นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสจะมีกระแสไบแอสอยู่



รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา  $t_r$  (Voltage Rise Time) เมื่อประจุสะสมในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ  $t_r$  (Current Fall Time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา  $t_r$  และ  $t_f$  จะมีค่าสูงและเป็นช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา  $t_r+t_f$  จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn Off Time) กำลังงานสูญเสียในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสที่นี้อาจประมาณได้จาก

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

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

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

#### 2.6.4 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอลลเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วีกมอดูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอลลเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุช-พูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-CH

##### 2.6.4.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

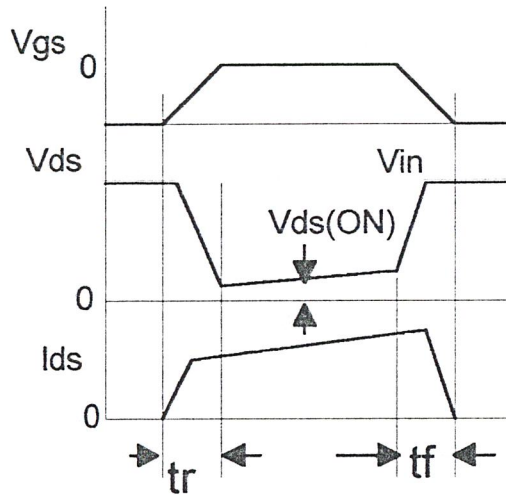
กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะเปลี่ยนแปลงสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ต การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน  $P_D$  จะมีค่าเท่ากับ

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

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

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



รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส

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

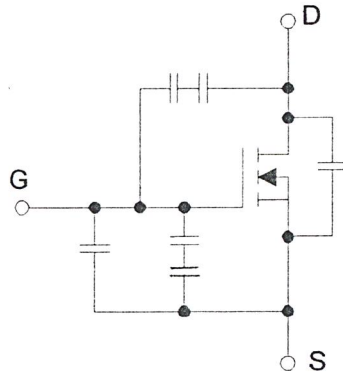
เมื่อ	$P_c$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$P_{sw(on)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	$P_{sw(off)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$I_{pk(on)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
	$I_{drms}$	คือ ค่ากระแส rms $R_{dson}(T_j)$ คือค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
	$t_r$	คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$t_f$	คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

#### 2.6.4.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

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

### 2.6.4.3 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุท (Input capacitance)

เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆของมันดังรูปที่ 2.21

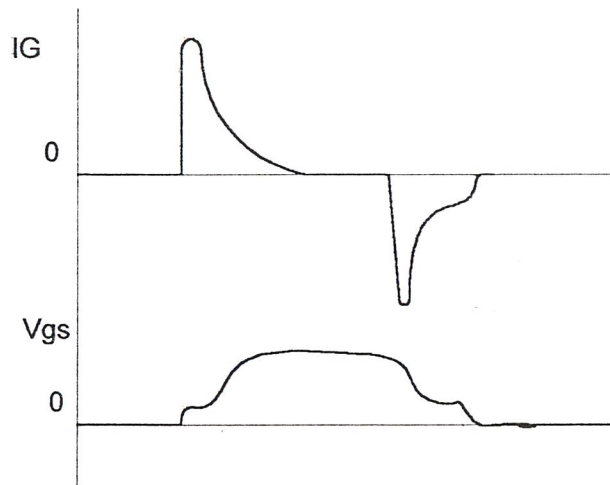


รูปที่ 2.21 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันคร่อมที่ขาเกต  $V_{gs}$  มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงแรงดันค่าขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันคร่อมที่ขาเกต  $V_{gs}$  มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังในรูป

โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน

รูปคลื่นแสดงลักษณะของกระแส และแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดงดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

#### 2.6.4.4 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคันด์ารีเบรคดาวน์ เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขณะนำกระแส  $R_{DS(on)}$  ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิถกความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคันด์ารีเบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูงสุดของมันก็ถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

#### 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 )

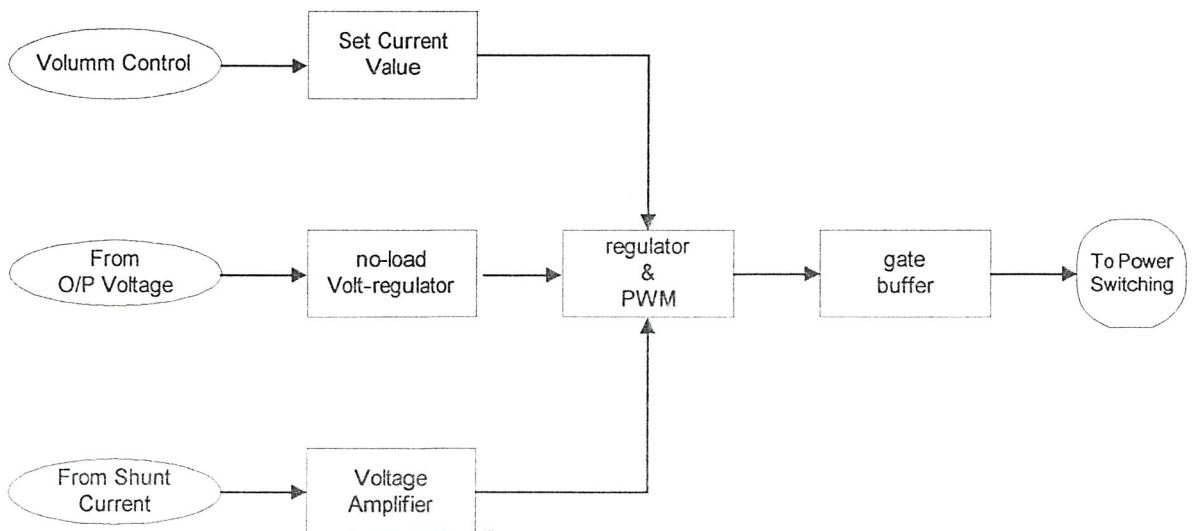
### บทที่ 3

#### หลักการทํางานของวงจร

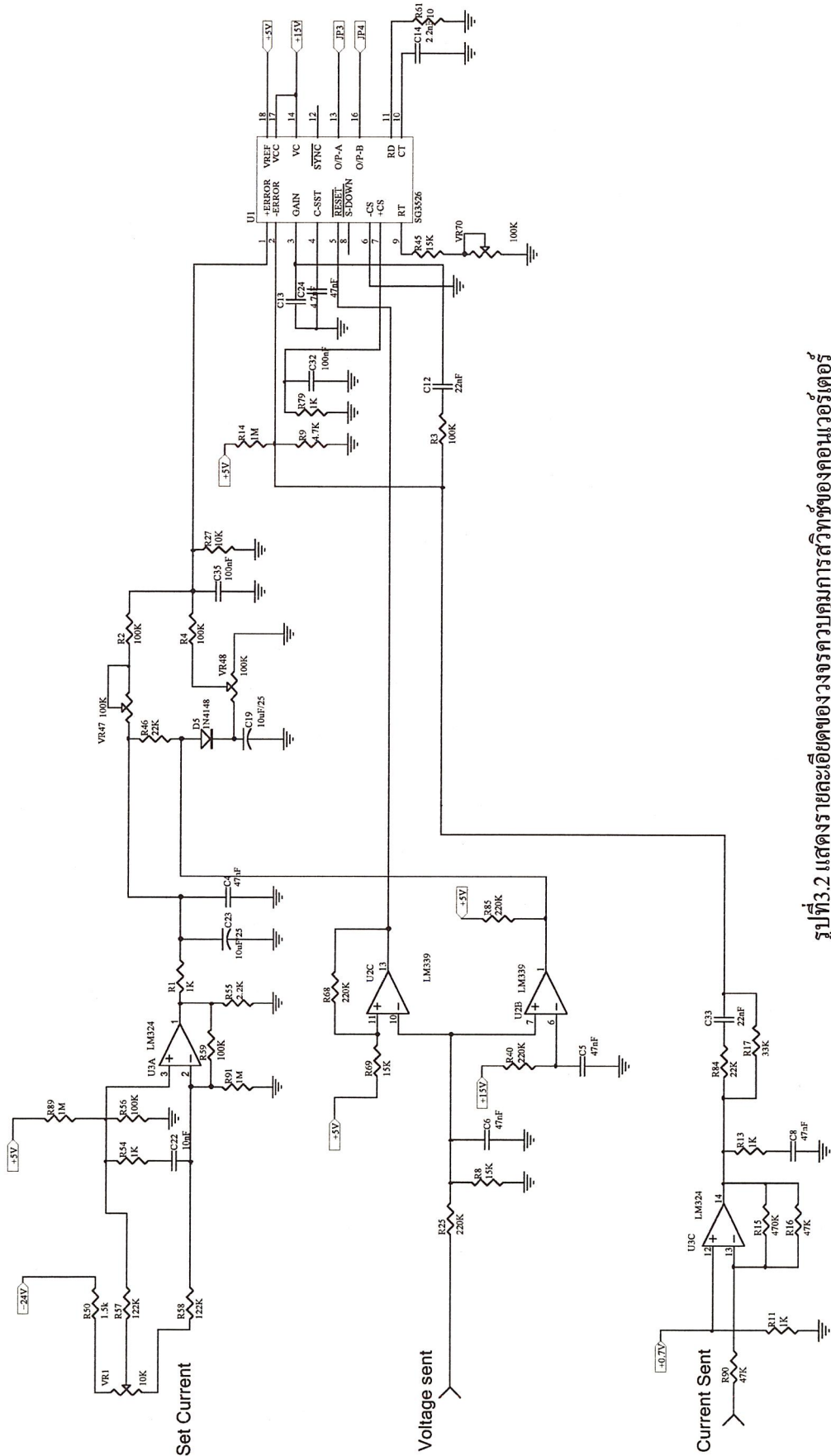
วงจรของเครื่องเชื่อมอิเล็กทรอนิกส์ที่ได้จัดทำขึ้นนี้สามารถใช้ได้ในการเชื่อมแบบอาร์คได้ทุกแบบ ยกตัวอย่างเช่น การเชื่อมแบบทิก (TIG) แบบมิก (MIG) และแบบเอ็มเอ็มเอ (MMA) นั่นคือสามารถใช้ได้ในการเชื่อมทั้งที่ก๊าซเฉื่อยไหลผ่านจุดเชื่อม และแบบที่ไม่มีก๊าซไหลผ่านจุดเชื่อม โดยเครื่องเชื่อมนี้จะมีส่วนประกอบที่สำคัญ 2 ส่วนคือ ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิทซ์ซึ่งจะประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุต และวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ และในส่วนของวงจรควบคุม จะประกอบด้วย วงจรป้อนกลับ โดยการเปรียบเทียบแรงดันและกระแสจากทางด้านเอาต์พุตมาส่งเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 เพื่อทำการควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์ผ่านวงจรขับไปยังวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป ซึ่งมีรายละเอียดของการทำงานดังนี้

#### 3.1 ส่วนของวงจรควบคุม

วงจรในส่วนนี้จะมีหน้าที่ควบคุมการสวิทซ์ของเพาเวอร์มอสเฟต ดังรูปที่ 3.1 สามารถแบ่งเป็นส่วนย่อยๆ ได้ 4 ส่วนดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงลำดับการทำงานของวงจรควบคุมการสวิทซ์ของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 3.2 แสดงรายละเอียดของวงจรควบคุมการสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์

### 3.1.1 วงจรป้อนกลับ

วงจรป้อนกลับทำหน้าที่แปลงค่าจากเอาต์พุตที่อยู่ในรูปต่างๆ เช่น กระแส แรงดัน และ อุณหภูมิ ให้มาอยู่ในรูปของระดับแรงดันไฟฟ้า เพื่อทำการเปรียบเทียบกันกับค่าอ้างอิงที่ได้จัดตั้งค่าไว้ อุปกรณ์สำคัญในการเปรียบเทียบระดับแรงดันนี้ก็คือ ออปแอมป์ เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบของออปแอมป์จะถูกส่งไปควบคุมการทำงานของวงจรพัลส์วิดมอดคูเลชั่น ให้เปลี่ยนแปลงคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เป็นการป้องกันอันตรายที่จะเกิดขึ้นกับวงจร ส่วนของการป้อนกลับมีโครงสร้างดังรูปที่ 3.1 และจะมีรายละเอียดของวงจรดังรูปที่ 3.2 ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

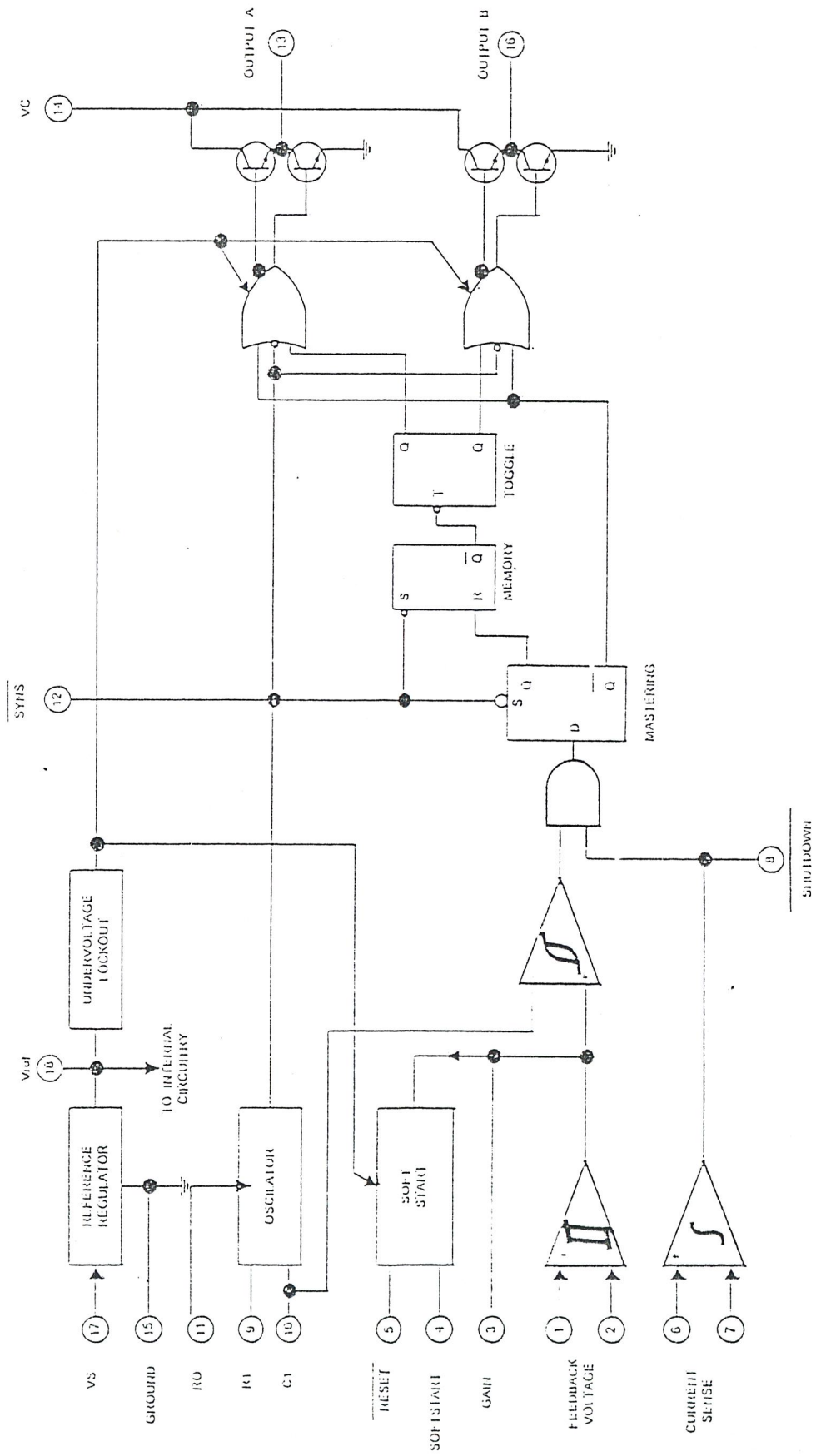
Set Current Value วงจรในส่วนนี้รับค่าแรงดันอ้างอิงที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้จากการปรับของวอลลุ่ม แล้วนำค่าแรงดันนี้มาทำการขยายระดับแรงดันให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมแล้วส่งเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 นำไปประมวลผลด้วยวงจรพัลส์วิดมอดคูเลชั่น เพื่อที่จะกำหนดคาบเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป

No-load voltage regulator วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่ตรวจสอบเช็คว่าจะมีเครื่องเชื่อมกำลังทำงานเชื่อมอยู่หรือไม่ โดยการตรวจสอบค่าแรงดันเอาต์พุตที่ถูกป้อนกลับเข้ามาในวงจรถ้าเครื่องเชื่อมทำงานอยู่ (แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าต่ำมาก ใกล้เคียง 0 โวลท์) จะไม่มีการส่งข้อมูลให้กับเครื่องเชื่อม แต่ถ้าเครื่องเชื่อมกำลังอยู่ในสภาวะไม่มีโหลดหรือไม่มีการเชื่อมเกิดขึ้น (แรงดันเอาต์พุตจะมีค่าประมาณ 76 โวลท์) วงจรนี้จะส่งข้อมูลไปบอกให้กับไอซี SG3526 ซึ่งทำหน้าที่ควบคุมการสวิตช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ตั้งงานให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานน้อยลงเพื่อเป็นการลดการสูญเสียที่เกิดขึ้น เป็นผลให้เครื่องเชื่อมนี้กินกำลังไฟฟ้าลดลง

Voltage amplifier วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่วัดค่ากระแสเอาต์พุตของวงจร โดยรับแรงดันค่าต่ำๆ ที่ตกคร่อมเซ็นเซอร์เรนท์ เมื่อมีกระแสไหลผ่าน โดยค่าแรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านเซ็นเซอร์เรนท์ แรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะถูกขยายโดยวงจรออปแอมป์ให้แรงดันมีขนาดสูงขึ้นเพื่อให้เหมาะกับการเปรียบเทียบค่าแรงดัน ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะถูกส่งไปเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 เพื่อที่จะสั่งการเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานมากขึ้นหรือทำงานน้อยลงตามค่าแรงดันอ้างอิงที่เกิดจากส่วนการปรับตั้งค่ากระแสเอาต์พุต

### 3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์ (regulator and PWM generator)

วงจรที่ใช้สำหรับสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ สามารถทำได้โดยใช้ไอซี SG3526 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 3.3 ซึ่งมีรายละเอียดในการใช้งานได้ดังนี้



รูปที่ 3.3 แสดงโครงสร้างภายในของ IC SG3526

ขา 1,2 จะใช้สำหรับรับข้อมูลที่เป็ค่าแรงดัน จากการป้อนกลับ และการเซตค่าเข้ามายังขา อินเวอร์ตติ้ง และนอนอินเวอร์ตติ้ง ของวงจรถยายความผิดพลาดภายในไอซี ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะส่ง ไปยังวงจรถยายพัลส์วิดธ์มอดดูเลชั่น เพื่อที่ปรับค่าความกว้างของพัลส์ให้เปลี่ยนไปตามข้อมูลแรงดันอินพุท

ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรถยายในกรณีเปิดลูป โดยการต่อค่าตัวเก็บประจุลง กราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตรการชยายให้กับวงจรถยายความผิดพลาด โดยการต่อร่วมกับขา 2

ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ มอสเฟต เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start

ขา 5 เป็นขา รีเซ็ต เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องตรงจังหวะอีกครั้ง หลังจากการชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่า ขารีเซ็ตจะต่ออยู่กับขาชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการรีเซ็ตทุกครั้งหลัก จากการชัตดาวน์

ขา 6,7 เป็นขาเคอร์เรนท์เซนส์ (Current Sense) ทำหน้าที่รับค่ากระแสจากหม้อแปลง กระแส (Current Transformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแสเอาท์พุท ด้วยวงจรถยายเปรียบเทียบ ความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้น วงจรถยายเปรียบเทียบก็จะส่งเอาท์พุทไปทำการชัตดาวน์ทันที เพื่อ เป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจรถ

ขา 8 เป็นขาที่ใช้สำหรับสังซ์ชัตดาวน์จากวงจรถยายนอก โดยการป้อนลอจิก "0"

ขา 9 เป็นขาที่ต่อกับ  $R_t$  เพื่อที่จะกำหนดค่ากระแสให้กับหน่วยกำเนิดกระแสคงที่ภายใน ให้มีค่ากระแสที่เหมาะสมเพื่อให่วงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator) มีเสถียรภาพอยู่ในช่วงตั้งแต่ 1 ถึง 400 กิโลเฮิร์ต

ขา 10 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ  $C_t$  เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรถยายกำเนิดสัญญาณ

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

ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรถยายกำเนิดสัญญาณ ต่อออกมายังภายนอกเพื่อเป็น ประโยชน์กับวงจรถยายอื่นที่ต่อร่วมที่ค็องการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน (Synchronization)

ขา 13,16 เป็นขาเอาท์พุทพัลส์ A และ B ตามลำดับ โดยพัลส์ที่ออกจากเอาท์พุททั้งสองจะมี เฟสต่างกัน 180 องศา พัลส์ที่ได้จะถูกนำไปขับวงจรถยายคอนเวอร์เตอร์ต่อไป สามารถจ่ายกระแสได้สูง สุด 250 มิลลิแอมป์

ขา 14 เป็นขาที่รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาต์พุตภายใน ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ต่อกันแบบคอมพลิเมนต์ารี อันที่จริงสามารถใช้ร่วมกันกับไฟเลี้ยงไอซีขา 17 ก็ได้

ขา 15 เป็นขา กราวด์ของไอซี

ขา 17 เป็นขาที่รับแรงดันไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจรสร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อน เพื่อให้ไอซีทำงานอย่างคงที่

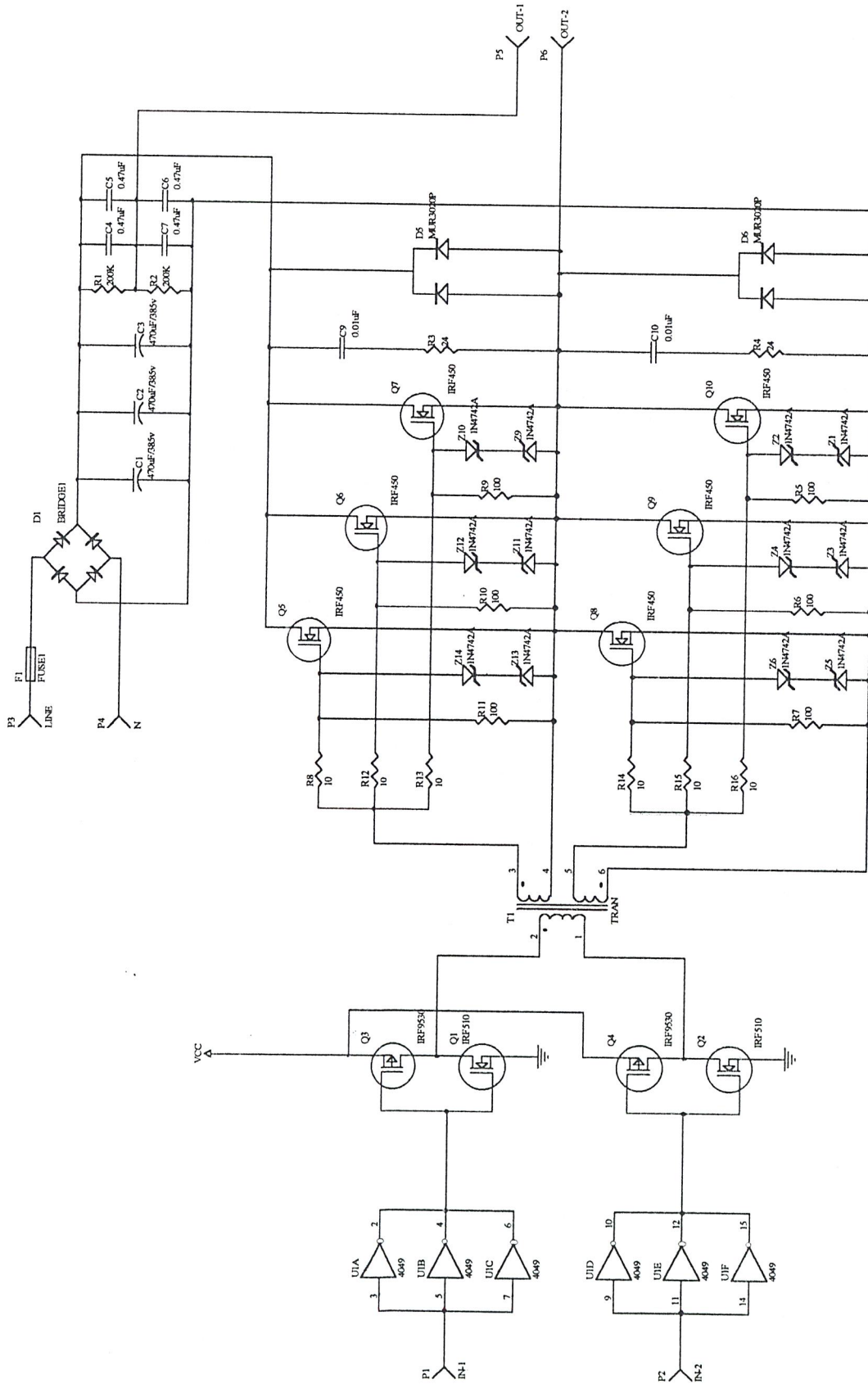
ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อที่จะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุดประมาณ 50 มิลลิแอมป์

### 3.1.3 วงจรจับ

วงจรจับจะประกอบด้วยมอสเฟต เอ็น-เซนแนล และ พี-เซนแนล ต่อกันแบบคอมพลิเมนต์ารี จำนวนสองชุด โดยเอาต์พุตของวงจรคอมพลิเมนต์ารีทั้งสองจะต่อผ่านขดลวดปฏิกิริยาของหม้อแปลงจับสวิตช์ซึ่งเพื่อที่จะส่งผ่านพลังงานไปยังขดลวดทุติยภูมิ นำไปจับเกดของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป เนื่องจากเอาต์พุต A และ B ของไอซี SG3526 สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุดเพียง 250 มิลลิแอมป์ การจับมอสเฟตจึงไม่สามารถทำได้รวดเร็วพอ ต้องเพิ่มกระแสที่จะใช้ในการจับเกดโดยการต่อ ซิมอสตินเวอร์เตอร์ขนานกันเปรียบเสมือนเป็นการลดค่าความต้านทานเอาต์พุตของแหล่งจ่ายกระแสเพื่อให้ได้กระแสในการจับเกดสูงและเป็นผลให้มอสเฟตทำงานเร็วขึ้น

### 3.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตช์

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนค่าความถี่จาก เอ,ซี โวลต์ ที่มีค่าประมาณ 50 เฮิร์ต ให้มีค่าสูงขึ้น เพื่อการส่งผ่านพลังงานที่มีประสิทธิภาพสูง โดยเริ่มจากการนำไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต มาทำการแปลงเป็นไฟกระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสตามลำดับ จากนั้นก็นำไฟกระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนให้เป็นไฟกระแสสลับอีกครั้งในรูปของพัลส์ โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตสวิตช์ด้วยความถี่สูง โดยเรียกวงจรในส่วนนี้ว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์ พัลส์ที่ได้จากการสวิตช์ก็จะนำไปป้อนให้กับหม้อแปลงเอาต์พุตความถี่สูงขดลวดปฏิกิริยา เมื่อพลังงานถูกส่งผ่านไปยังขดลวดทุติยภูมิ และทำการเรียงกระแส,กรองกระแสแล้ว ก็จะได้เอาต์พุตเป็นแรงดันไฟกระแสตรงตามต้องการ เนื่องจากในการเชื่อมต่อการไฟฟ้ากระแสตรง เพราะจะทำให้จุดเชื่อมมีคุณภาพสูงกว่าการเชื่อมในระบบกระแสสลับ ตามโครงสร้าง (รูป 3.1) ที่ได้กล่าวมานี้มีรายละเอียดของวงจรดังนี้



รูปที่ 3.4 แสดงส่วนของเพาเวอร์สวิตทิ่ง

### 3.2.1 วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุท

วงจรเรียงกระแสที่ใช้สร้างไฟกระแสตรงสำหรับป้อนให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์นี้จะเป็นแบบฟูลบริดจ์เรกติไฟเออร์ โดยการเรียงกระแสแบบนี้จะทำให้พัลส์เซตติ้ง ดีซี ที่ได้มีค่าความถี่สูงกว่าค่าความถี่ของระบบแรงดันไฟสลับปกติเท่าตัว เป็นผลให้เมื่อทำการกรองกระแสแล้วจะทำให้แรงดันริปเปิ้ล มีขนาดน้อยกว่าการเรียงกระแสแบบอื่นๆ (ในขณะที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีค่าเท่ากัน) เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ จะอยู่ในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงต้องทำการแบ่งแรงดันกระแสตรงจากการเรียงกระแสเป็นครึ่งหนึ่งโดยใช้ตัวเก็บประจุค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันต่อเข้ากับชุดแรงดันไฟกระแสตรงดังรูปที่ 3.4 และเพื่อให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันอย่างแท้จริง จำเป็นต้องใส่ตัวต้านทานที่มีค่าเท่าๆ กันต่อคร่อมกับตัวเก็บประจุ ในส่วนของการกรองกระแสเป็นการกรองกระแสที่แรงดันสูง เราไม่สามารถหาตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุมากและทนแรงดันได้สูงได้ง่ายนัก การขนานตัวเก็บประจุเพื่อเพิ่มค่าความจุ จะเป็นวิธีที่ดีที่สุด อีกทั้งยังเป็นการลดค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย อันเนื่องมาจากค่าความต้านทานแฝงภายในตัวเก็บประจุอีกด้วย

### 3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในโครงงานนี้เป็นแบบฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบด้วยเพาเวอร์มอสเฟตทั้งหมด 3 ชุด ต่อขนานกัน ดังรูปที่ 3.4 เพื่อแบ่งกันรับภาระทางกระแสเมื่อโหลดต้องการกระแสสูงมาก โดยเพาเวอร์มอสเฟตชุดบนและชุดล่างจะสลับกันทำงาน นั่นคือเพาเวอร์มอสเฟตในแต่ละชุดที่ขนานกันจะทำงานเหมือนๆ กัน

การทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปตามพัลส์ที่ส่งมาจากวงจรควบคุมผ่านหม้อแปลงขับ โดยพัลส์จากขดลวดทุติยภูมิชุดบนจะกลับเฟสกันกับพัลส์ที่มาจากขดลวดชุดล่าง พัลส์ที่ออกจากขดลวดทุติยภูมินี้จะผ่านวงจรจำกัดแรงดันก่อนเพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าสูงมากเกินไปจนกว่าจุดที่เพาเวอร์มอสเฟตจะเกิดการอิมิตัว โดยวงจรดังกล่าวนี้จะประกอบด้วยตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอดสองตัวที่ต่ออนุกรมกัน คือถ้าแรงดันพัลส์ทั้งด้านบวกและลบมีค่าสูงเกินกว่าค่าเบรคดาวน์ของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดก็จะนำกระแสทันที

ไดโอดฟาสต์รีคัพเวอเรจที่ต่อคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตทั้งชุดบนและชุดล่างนั้นเป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ประการแรกคือ ป้องกันแรงดันสไปค์ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากพลังงานที่สะสมไว้ในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สอง ในขณะที่เพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแสขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้น เมื่อรวมกับแรงดันครึ่งหนึ่งของแหล่งจ่ายกระแสตรงแล้ว จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตสูงมาก แต่ไดโอดฟาสต์รีคัพเวอเรจที่ต่ออยู่กับเพาเวอร์มอส

เฟดอีกตัวจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรง ดังนั้นไดโอดนี้จะนำกระแสเป็นการป้องกันอันตรายที่จะเกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟต

หลังจากการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟต พัลส์ที่ได้ก็จะถูกส่งผ่านพลังงานโดยหม้อแปลงความถี่สูงไปยังขดลวดทุติยภูมิ พัลส์ที่ขดลวดทุติยภูมิจะถูกเรียงกระแสโดยไดโอดฟาสต์รีคัพเวอร์รี่จำนวน 6 ตัวที่ต่ออยู่ในลักษณะฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์ เพื่อแบ่งกันรับภาระทางกระแส แรงดันที่ได้นี้สามารถนำไปทำการเชื่อมได้แล้ว แต่การอาร์คของรอยเชื่อมจะไม่เรียบ ต้องต่อหม้อแปลงใช้คอนกรีตเข้าไป จะทำให้การเชื่อมทำได้เรียบขึ้น

### 3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

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

คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

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

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

แทนค่า

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

$$= 19.6$$

เพราะฉะนั้นจะใช้ขดลวดทางด้านปฐมภูมิจำนวน 20 รอบคำนวณหาขนาดของเส้นลวดทองแดงที่จะนำมาพันแกนหม้อแปลงได้จากสูตร

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

โดยที่ D คือ ค่าที่เปรียบเทียบกับค่า 1000 เซอร์คูล่า-มิลล์ ต่อแอมป์

Ac คือ พื้นที่สำหรับการพันขลวดบนบ็อบบิ้น (ตารางเซนติเมตร) แทนค่าจะได้

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

$$= 4007$$

จากค่า D ที่ได้นำไปเปรียบเทียบกับตารางแสดงขนาดของลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง จะได้ตรงกันขนาดขลวดเบอร์ 14 AWG

ตาราง แสดงข้อมูลของขลวดทองแดงที่ใช้พันหม้อแปลง

AWG	Diameter Over		Nominal Circular Mil area	Resistance Per 1000 Ft	Current capacity	
	Insulation (inchs)				in milliampares	
	Min	Max			1000 c.m/A	AWG
8	0.310	0.133	16510	0.6281	16510	8
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090	9
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380	10
11	0.0923	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.130	1024	20

สำหรับการคำนวณจำนวนรอบของขดลวดทางด้านเอาต์พุตจะใช้ความสัมพันธ์ดังข้างล่างนี้

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

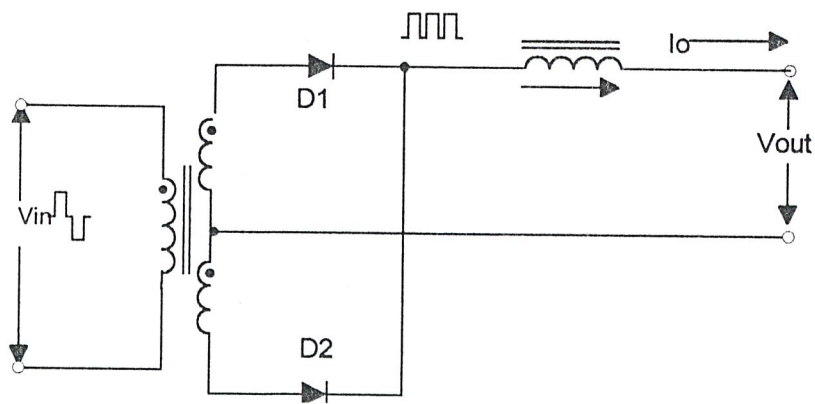
แทนค่า

$$N_s = \frac{(20)(80)}{300} = 5$$

ดังนั้นจะได้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ 20 รอบและจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ 5 รอบ หรือจะได้อัตราส่วนจำนวนรอบเท่ากับ 4 ต่อ 1

จากการทดลองสร้างหม้อแปลงความถี่สูงปรากฏว่า จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิมิค่ามาก จึงจำเป็นต้องพันขดลวดเป็น 2 ชั้นทับกัน ซึ่งการพันในลักษณะนี้จะเกิดปัญหาเรื่องความแน่นหนา และทำให้เกิดช่องว่างระหว่างเส้นลวดมาก ทำให้เกิดการสูญเสียทางสนามแม่เหล็ก และอาจเกิดการออสซิลเลชันได้จึงจำเป็นต้องลดจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิลงเหลือ 16 รอบ ตามอัตราส่วน 4 ต่อ 1 จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิจะลดลงเหลือ 3 รอบ จากการทดสอบใช้งานจริงปรากฏว่าหม้อแปลงนี้สามารถทำงานได้เป็นปกติ

### 3.2.4 การคำนวณหาค่าของขดลวดเหนี่ยวนำเอาต์พุต (Output Choke)



รูปที่ 3.6 วงจรแสดงการต่อขดลวดเหนี่ยวนำเอาต์พุตของเครื่องเชื่อม

จากสมการความสัมพันธ์ระหว่างค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำและค่ากระแสที่เปลี่ยนแปลงไป

$$V_L = L \frac{d_i}{dt} \quad (3.4)$$

เนื่องจาก

$$V_L = E_{in} - E_{out} \quad (3.5)$$

$$d_i = \Delta I_L \quad (3.6)$$

จะได้ว่า

$$L = \frac{(E_{in} - E_{out}) \times \Delta t}{\Delta I_L} \quad (3.8)$$

จากโครงสร้างของฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ คือ แรงดันอินพุท ( $E_{in}$ ) จะมีค่าเป็น 2 เท่าของแรงดันเอาต์พุท ( $E_{out}$ ) ดังนั้น  $E_{in} - E_{out} = E_{in} - (E_{in}/2) = E_{in}/2 = E_{out}$  ส่วนช่วงเวลา

คือ ช่วงเวลาหยุดนิ่ง (notch time ; toff) จะเกิดขึ้นระหว่างการเปลี่ยนแปลงของรูปคลื่น นั่นคือขดลวดเหนี่ยวนำจะทำงานในช่วงนี้ จากการกำหนดค่า ton ของวงจรถูกเชื่อมจะได้ toff มีค่า 3.664 ไมโครเซค สามารถคำนวณค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดโดยการแทนค่าลงในสมการ

$$L = \frac{E_{out} \times t_{off}}{0.25 I_{out}} \quad (3.9)$$

โดยที่  $\Delta I_L$  คือ ค่าการเปลี่ยนแปลงกระแสของขดลวดเหนี่ยวนำ (โดยปกติจะมีค่าไม่เกิน  $0.25 I_{out}$ )

$$\begin{aligned} L &= \frac{[54 \times 3.664 \mu S]}{[0.25 \times 58]} \\ &= 13.64 \mu H \end{aligned}$$

ในการทดสอบการทำงานขดลวดเหนี่ยวนำดังกล่าวจะใช้ค่าที่มากกว่าหรือน้อยกว่าขึ้นอยู่กับค่า  $\Delta L$  คือ ถ้าต้องการให้  $\Delta L$  มีค่าน้อยก็ควรใช้ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดมากขึ้น แต่จากการทดลองพบว่าถ้าขดลวดเหนี่ยวนำนี้มีค่ามาก ถึงแม้จะทำให้ค่ากระแสที่เปลี่ยนแปลงมีค่าลดลง แต่ก็ทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นที่ตัวขดลวดเหนี่ยวนำอย่างมาก

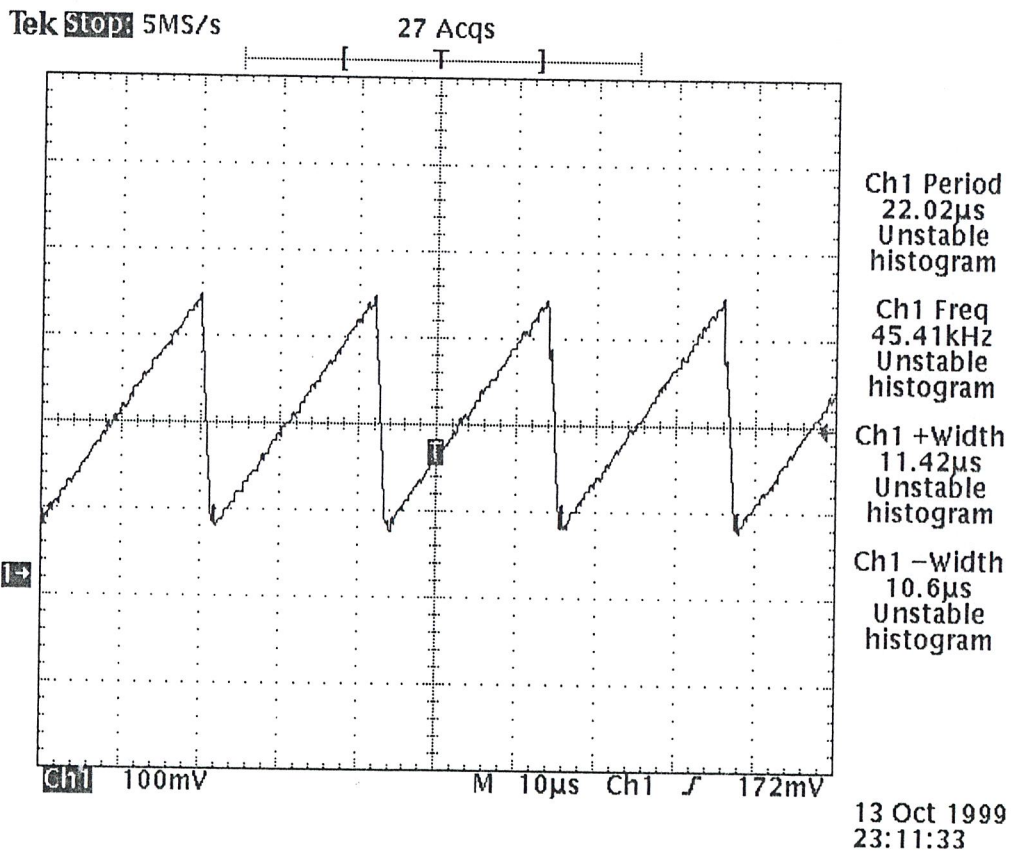
## บทที่ 4

### การประกอบและทดสอบการทำงาน

#### 4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจร

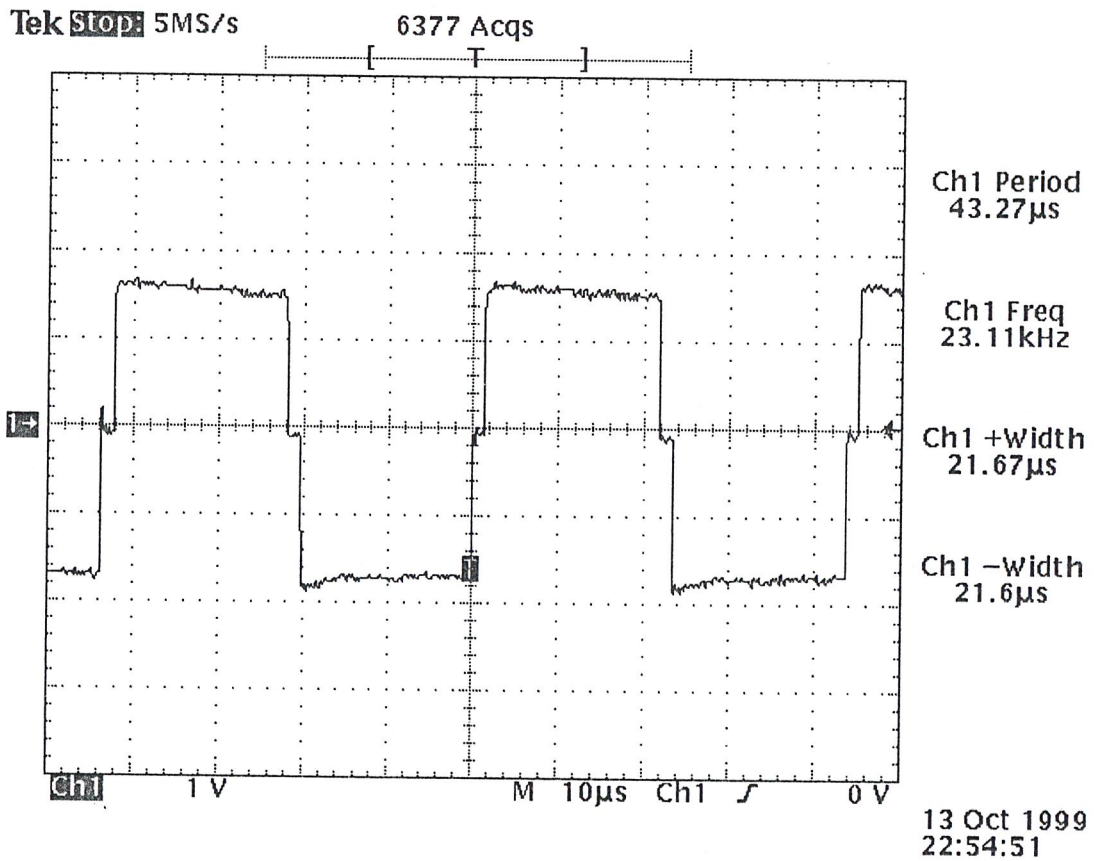
ในขณะที่ทำการทดสอบใช้งานเครื่องเชื่อมโดยใช้เชื่อมจริงนั้นสามารถวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ของวงจรได้ดังนี้

4.1.1 รูปสัญญาณที่วัดจากขา 10 ของไอซี SG3526 มีลักษณะเป็นคลื่นเอียง (Ramp Wave) ส่วนคาบเวลาที่ได้นั้นจะเป็นฐานเวลาให้กับวงจรสวิตซ์ ส่วนช่วงเวลาที่นิ่งหรือขาดของรูปสัญญาณจะเป็นตัวบอกค่าเวลาที่รอให้อุปกรณ์สวิตซ์หยุดนำกระแส (Dead Time)



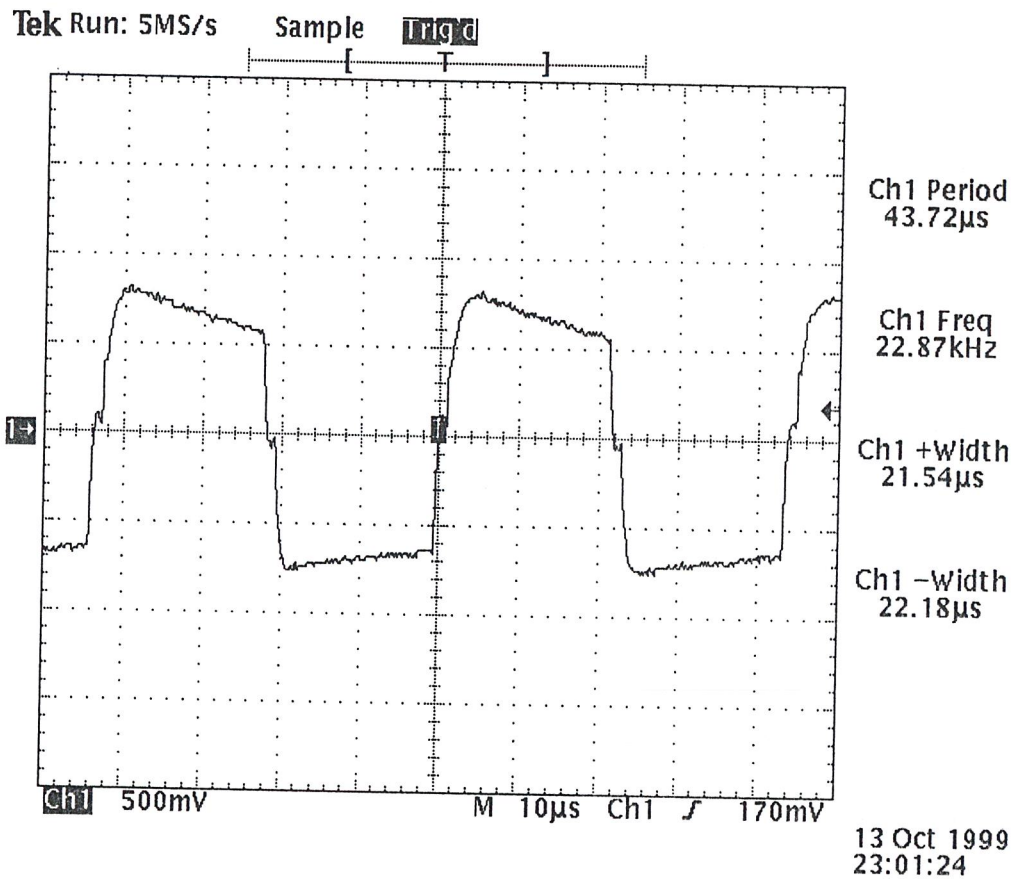
รูปที่ 4.1 รูปแสดงสัญญาณฟันเลื่อยซึ่งเป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์

4.1.2 รูปสัญญาณที่วัดจากขา 13 และ 16 ของไอซี SG3526 ซึ่งเป็นสัญญาณเอาต์พุตพัลส์ที่จะส่งไปควบคุมการสวิทช์ของอุปกรณ์เพาเวอร์สวิทช์ โดยผ่านวงจรถับ



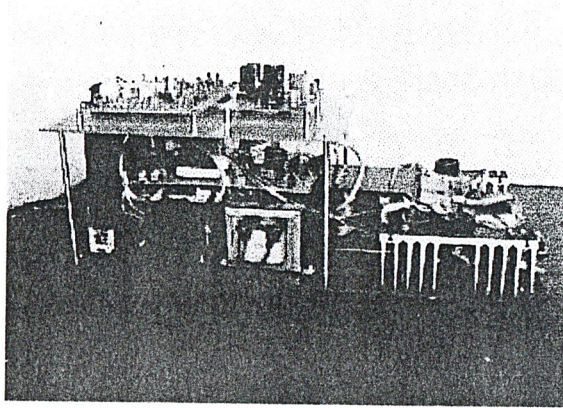
รูปที่ 4.2 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่เอาต์พุต A และ B ของไอซี SG3526

4.1.3 รูปสัญญาณพัลส์จากวงจรขับที่ส่งผ่านหม้อแปลงเพื่อแยกระบบควบคุมกับระบบกำลังมายังขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต

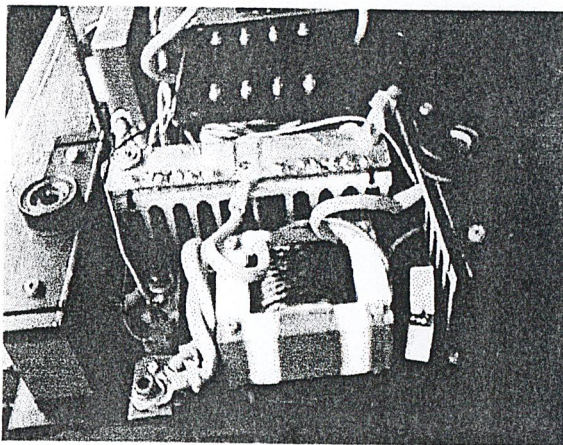


รูปที่ 4.3 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต

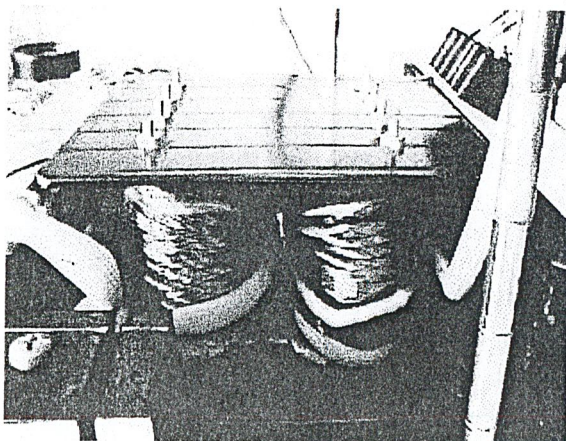
#### 4.2 รูปแสดงส่วนต่างๆ ของเครื่องเชื่อม



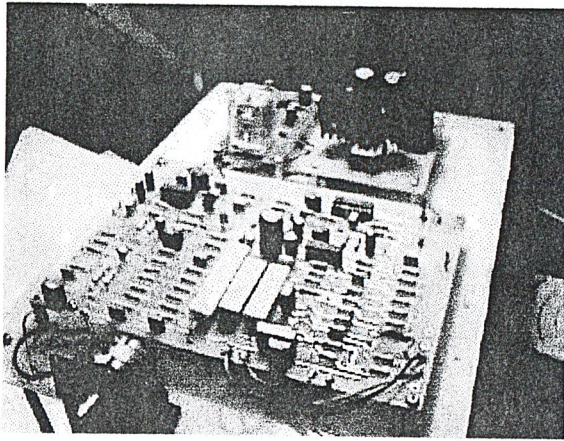
รูปที่ 4.4 เครื่องเชื่อมที่ประกอบสำเร็จ



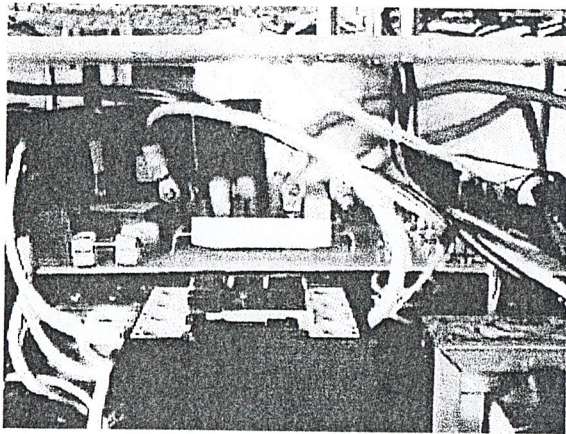
รูปที่ 4.5 แสดงภาคเอาต์พุต



รูปที่ 4.6 แสดงหม้อแปลงความถี่สูง

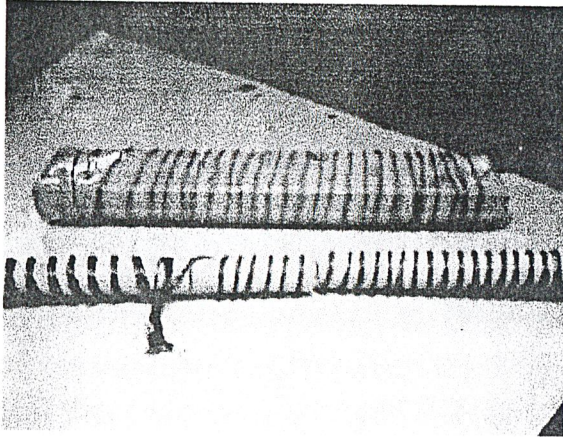


รูปที่ 4.7 แสดงส่วนของวงจรควบคุม

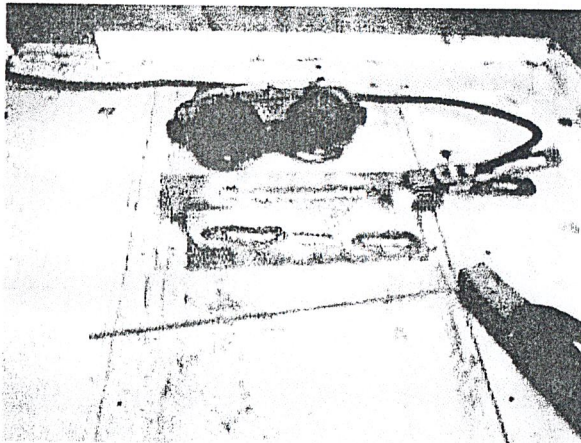


รูปที่ 4.8 แสดงส่วนของวงจรภาคกำลัง

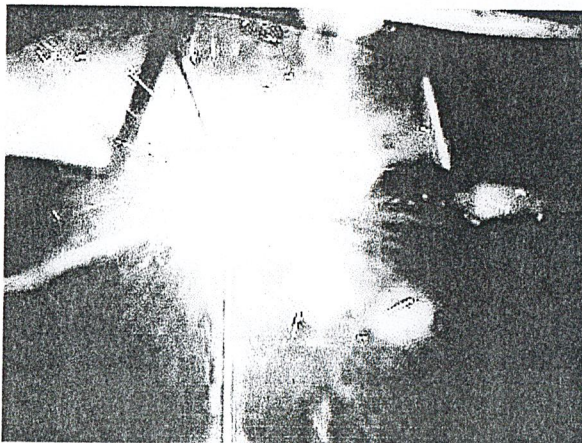
#### 4.2 รูปแสดงอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดสอบ และการเชื่อมจริง



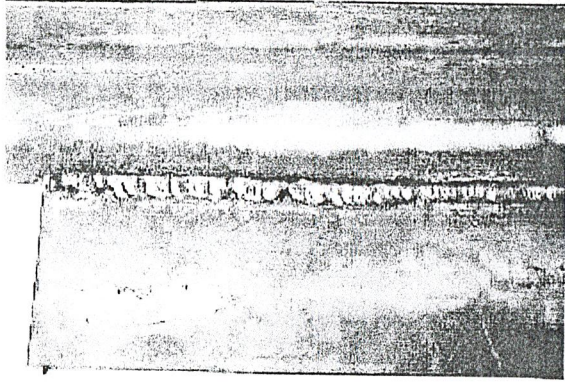
รูปที่ 4.9 แสดงความต้านทานที่ใช้  
ทดสอบกำลังงานทางเข้าที่พุก



รูปที่ 4.10 แสดงอุปกรณ์ที่ใช้ในการ  
ทดสอบ



รูปที่ 4.11 แสดงภาพขณะเชื่อมชิ้นงาน



รูปที่ 4.12 ชิ้นงานที่เชื่อมเสร็จแล้ว

### 4.3 ผลการทดลองวัดประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อม

การทดสอบความสัมพันธ์ของค่ากระแสอินพุตกับกระแสเอาต์พุต ทำโดยการต่อความต้านทานภาระค่าต่างๆ แล้วคำนวณค่าประสิทธิภาพที่ได้เปรียบเทียบกับกัน และเมื่อเปลี่ยนความถี่ในการสวิตชิง แล้วเปรียบเทียบประสิทธิภาพ

ตารางที่ 1 ตารางประสิทธิภาพที่วัดได้เมื่อความถี่ 20 kHz

Load ( $\Omega$ )	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout(A)	Pout(W)	ประสิทธิภาพ
3.5	311	1.8	559.8	43.7	12.5	546.2	97.5 %
3	311	2.05	637.5	43.2	14.5	626.4	98.2%
2.5	311	2.4	746.4	42.1	16.5	694.6	93.1%
2	311	2.8	870.8	40	30	800	91.8%
1.5	311	3.4	1057.4	37.3	25	932.5	88.2%
1	311	4.1	1275	34	32	1156	85.6%
0.8	311	4.6	1430.6	31.5	38	1197	80.3%
0.75	311	4.8	1492.8	30	40	1200	80.0%
0.3	311	5.5	1710	19.3	63.3	1241.6	72.5%

ตารางที่ 2 ตารางประสิทธิภาพที่วัดได้เมื่อความถี่ 24 kHz

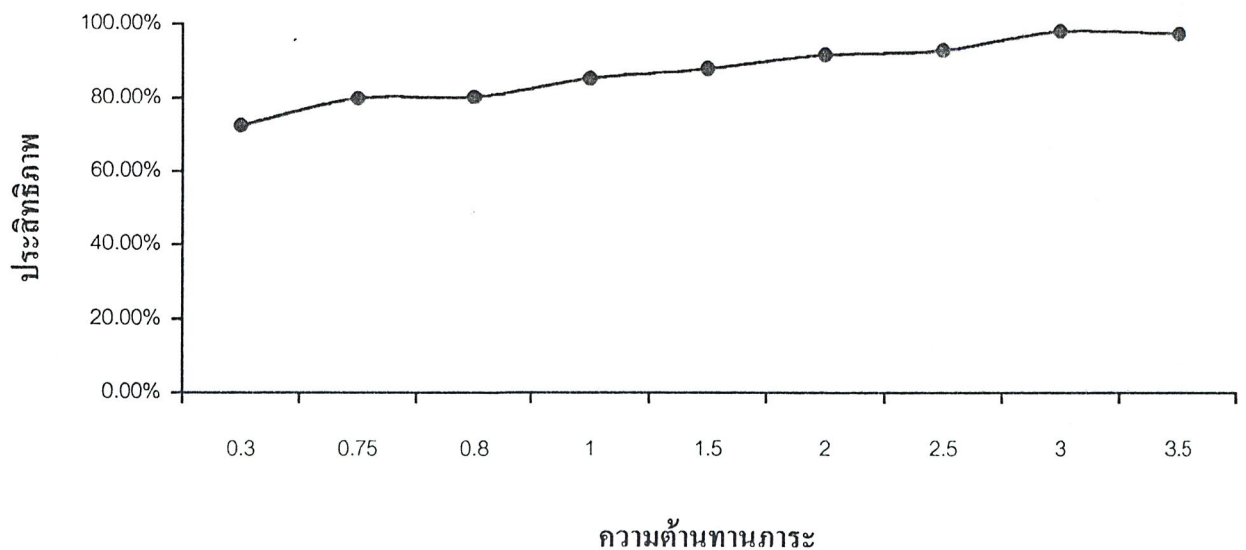
Load ( $\Omega$ )	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout(A)	Pout(W)	ประสิทธิภาพ
3.5	311	1.8	559.8	42.7	12.4	529.4	94.5%
3	311	2.0	622.0	41.8	14.0	585.2	94.0%
2.5	311	2.2	684.2	40.4	15.9	642.3	93.8%
2	311	2.5	777.5	38.2	19.0	725.8	93.3%
1.5	311	3.0	933.0	35.5	23.0	816.5	87.5%
1	311	3.4	1072.9	31.6	28.6	903.7	84.2%
0.8	311	3.8	1181.8	28.1	34.8	977.8	82.7%
0.65	311	4.1	1275.1	26.0	40.0	1040	81.5%
0.3	311	4.2	1306.2	17.7	59	1044	79.9%

ตารางที่ 3 ตารางประสิทธิภาพที่วัดได้เมื่อความถี่ 27 kHz

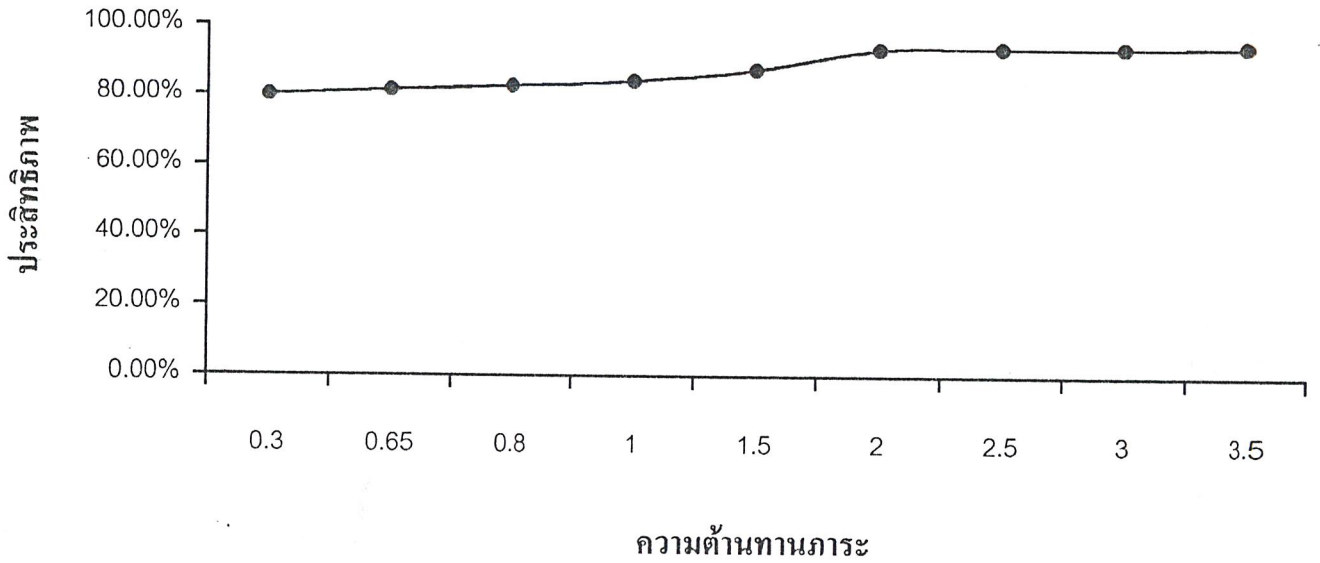
Load ( $\Omega$ )	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout(A)	Pout(W)	ประสิทธิภาพ
3.5	311	1.6	497.6	41.0	11.8	483.8	97.2%
3	311	1.8	559.8	40.0	13.5	540.0	96.0%
2.5	311	2.0	622.0	38.6	15.5	598.3	96.1%
2	311	2.2	699.7	36.2	18.2	658.8	94.1%
1.5	311	2.6	808.6	33.1	22.8	754.7	93.3%
1	311	3.0	933.0	29.0	28.4	824.5	88.3%
0.8	311	3.2	995.2	24.5	30.6	750.3	75.3%
0.5	311	3.5	1088.5	20.3	40.0	812.0	74.5%
0.3	311	3.6	1119.6	14.9	49.6	740.0	66.0%

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับความต้านทานภาระค่าต่างๆ

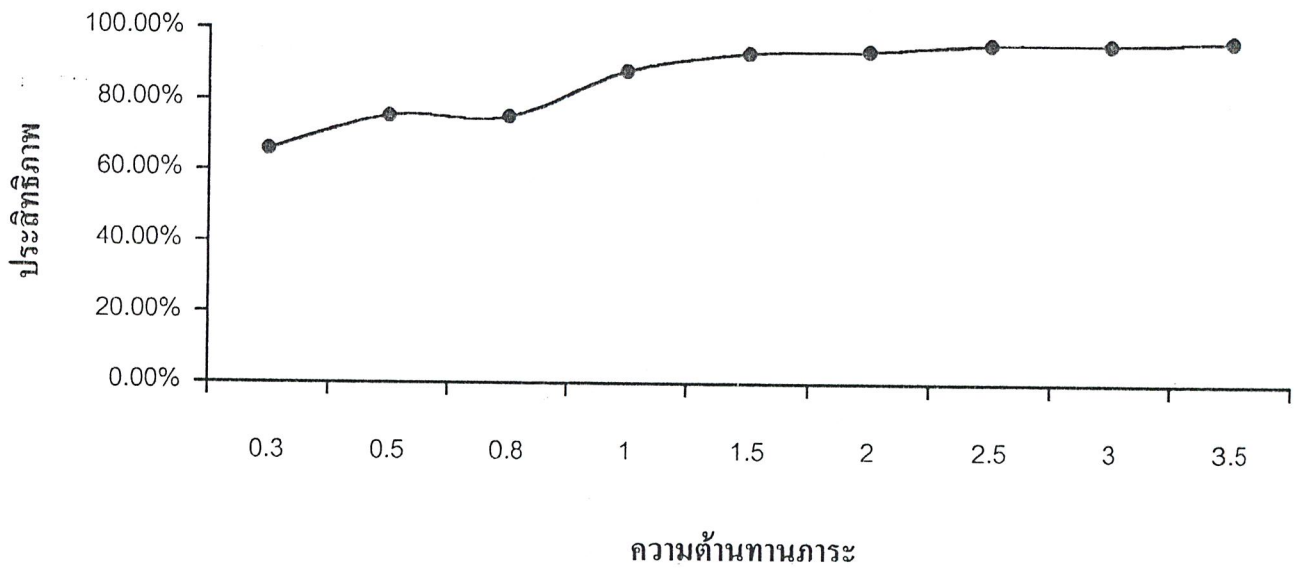
กราฟที่ 1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับความต้านทานภาระค่าต่างๆ ที่ความถี่ 20 kHz



กราฟที่ 2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับความต้านทานภาระค่าต่างๆ ที่ความถี่ 24 kHz



กราฟที่ 3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับความต้านทานภาระค่าต่างๆ ที่ความถี่ 27 kHz



## บทที่ 5

### บทสรุป

จากการทดลองเชื่อมงานจริงโดยใช้เครื่องเชื่อมแหล่งจ่ายแบบสวิตซิ่งที่จัดทำขึ้นนั้นสามารถเชื่อมงานได้ตามปกติ เหมือนกับการใช้เครื่องเชื่อมที่ใช้การเหนี่ยวนำโดยใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำ แต่เครื่องเชื่อมแหล่งจ่ายแบบสวิตซิ่งจะให้ประสิทธิภาพที่สูงกว่ามาก ซึ่งจากการทดลองวัดประสิทธิภาพเครื่องเชื่อมแบบสวิตซิ่งสามารถให้ประสิทธิภาพสูงถึง 97.5 เปอร์เซ็นต์ที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตที่ความต้านทานภาระ 3.5 โอห์ม และประสิทธิภาพขณะเชื่อมประมาณ 80 เปอร์เซ็นต์โดยความต้านทานภาระขณะเชื่อมอยู่ในช่วง 0.3-0.6 โอห์ม ทั้งนี้จากรายผลการทดลอง ประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมยังขึ้นอยู่กับความถี่ใช้งาน ซึ่งจากการทดลองที่กระแสเข้าที่พุท 40 แอมป์ของแต่ละความถี่ ประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมที่ความถี่ 24 กิโลเฮิร์ตจะมีประสิทธิภาพสูงสุด ในขณะที่ความถี่ต่ำกว่าหรือมากกว่า 24 กิโลเฮิร์ต ประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมจะลดลงดังตารางผลการทดลอง

สำหรับกำลังงานทางเข้าที่พุทนั้นที่ความถี่ต่ำลงเครื่องเชื่อมนี้จะให้กำลังงานทางเข้าที่พุทสูงขึ้น แต่ประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมจะลดลง ดังนั้นการเลือกความถี่ใช้งานจึงต้องเลือกความถี่ใช้งานที่เหมาะสม

### ปัญหาและแนวทางแก้ไข

1. การสูญเสียกำลังในหม้อแปลงความถี่สูง เนื่องจากขนาดขดลวดไม่เหมาะสมและพันขดลวดไม่แน่นทำให้เกิดความร้อนและเสียงรบกวนขึ้น

แนวทางแก้ไข เลือกแกนของหม้อแปลงที่เหมาะสมและการพันขดลวด ให้มีขนาดขดลวดและจำนวนรอบที่เหมาะสม อาจจะใช้ขดลวดหลายๆ เส้นมาตีเกลียวเสียบก่อน แล้วพันให้แน่น

2. จากการทดลองพันหม้อแปลงความถี่สูงที่ค่าอัตราส่วน อินพุตต่อเอาต์พุท ที่ไม่เหมาะสมทำให้เพาเวอร์มอสเฟสระเบิด ซึ่งทำให้สิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายมาก

แนวทางแก้ไข ทดลองพันหม้อแปลงความถี่สูงที่ค่าอัตราส่วนต่างๆ แล้วทดลองที่แรงดันอินพุตต่างๆ ก่อน แล้วค่อยๆ เพิ่มแรงดันขึ้น

3. การสูญเสียกำลังงานในขดลวดเหนี่ยวนำเอาต์พุท ทำให้เกิดความร้อนและมีผลทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องเชื่อมลดลง

แนวทางแก้ไข เลือกใช้ขดลวดเหนี่ยวนำเอาต์พุทที่มีค่าความเหนี่ยวนำที่เหมาะสม

ภาคผนวก

# 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.

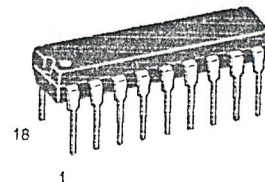
Additional protective features include soft start and undervoltage lockout, digital current limiting, double pulse inhibit, adjustable dead time and a data latch for single pulse metering. All digital control ports are TTL and B-series CMOS compatible. Active low logic design allows easy wired-OR connections 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

## SG3526

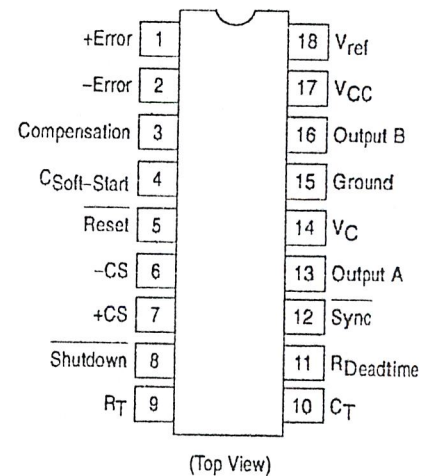
### PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

SEMICONDUCTOR  
TECHNICAL DATA

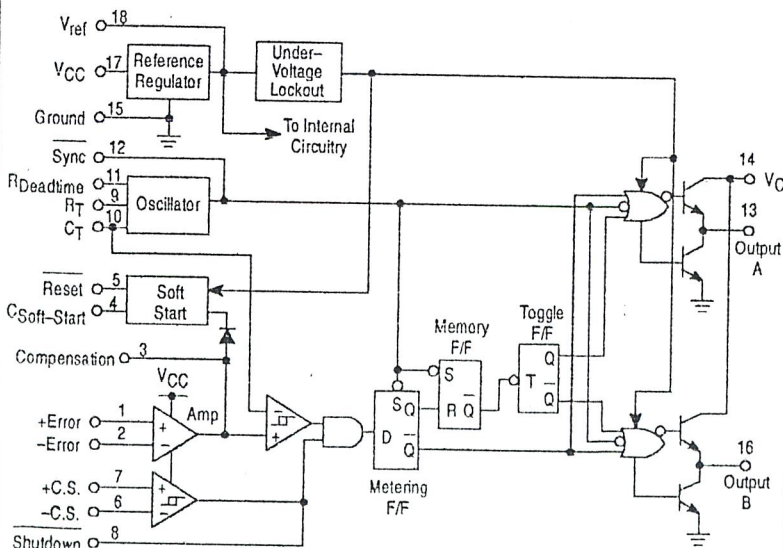


N SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 707

#### PIN CONNECTIONS



#### Representative Block Diagram



#### ORDERING INFORMATION

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

## 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	$I_O$	$\pm 200$	mA
Reference Load Current ( $V_{CC} = 40$ V, Note 2)	$I_{ref}$	50	mA
Logic Sink Current		15	mA
Power Dissipation $T_A = +25^\circ\text{C}$ (Note 3) $T_C = +25^\circ\text{C}$ (Note 4)	$P_D$	1000 3000	mW
Thermal Resistance Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	42	$^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	$T_J$	+150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +150	$^\circ\text{C}$
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	$T_{Solder}$	$\pm 300$	$^\circ\text{C}$

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

## 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	$\pm 100$	mA
Reference Load Current	$I_{ref}$	0	20	mA
Oscillator Frequency Range	$f_{osc}$	0.001	400	kHz
Oscillator Timing Resistor	$R_T$	2.0	150	k $\Omega$
Oscillator Timing Capacitor	$C_T$	0.001	20	$\mu\text{F}$
Available Deadtime Range (40 kHz)	-	3.0	50	%
Operating Junction Temperature Range	$T_J$	0	+125	$^\circ\text{C}$

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

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>REFERENCE SECTION</b> (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 ( $+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$ , $0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$ )	$\Delta V_{ref}$	4.85	5.00	5.15	V
Short Circuit Current ( $V_{ref} = 0\text{ V}$ ) (Note 2)	$I_{SC}$	25	80	125	mA
<b>UNDERVOLTAGE LOCKOUT</b>					
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
<b>OSCILLATOR SECTION</b> (Note 7)					
Initial Accuracy ( $T_J = +25^\circ\text{C}$ )		–	$\pm 3.0$	$\pm 8.0$	%
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
<b>ERROR AMPLIFIER SECTION</b> (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.  $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$ .

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

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

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

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

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

Figure 1. Reference Stability over Temperature

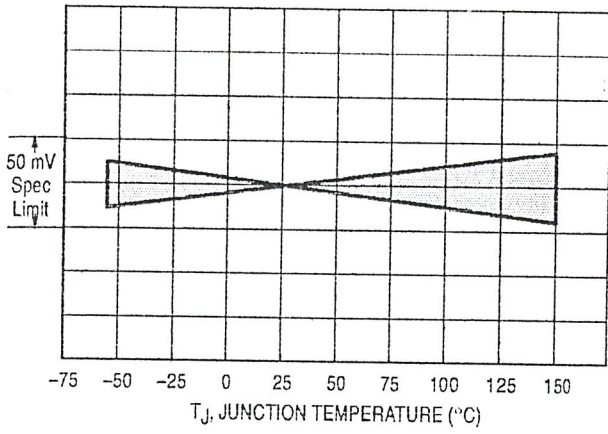


Figure 2. Reference Voltage as a Function Supply Voltage

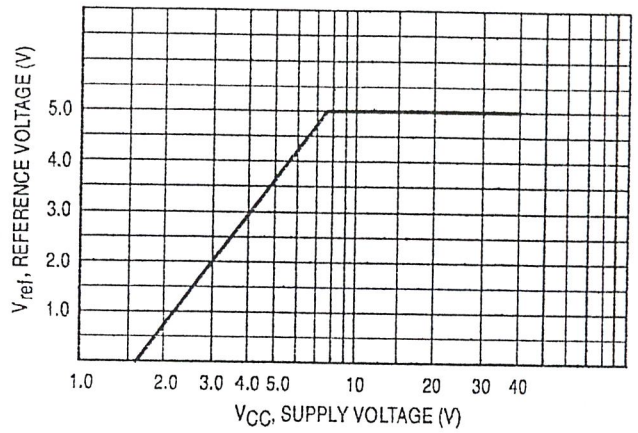


Figure 3. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

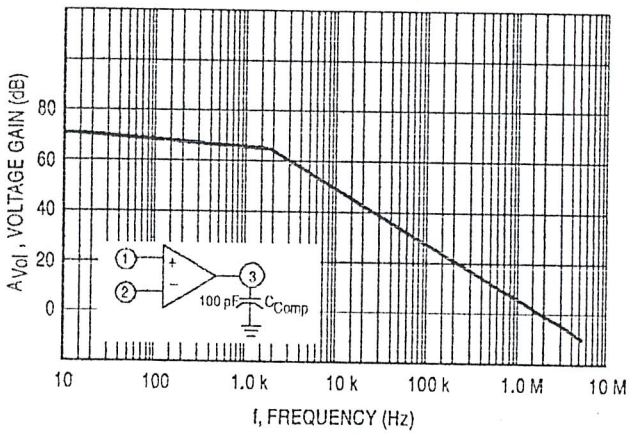


Figure 4. Current Limit Comparator Threshold

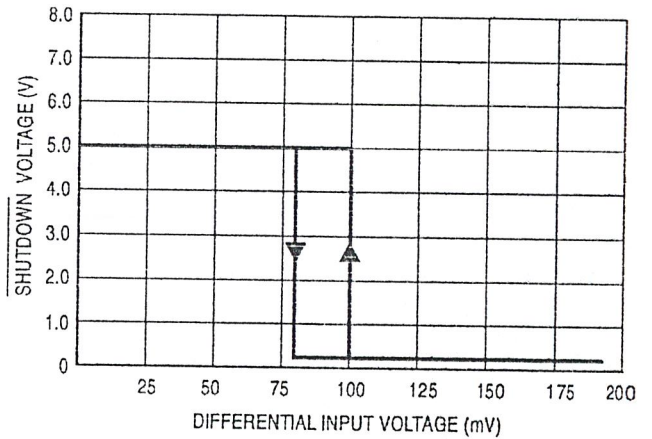


Figure 5. Undervoltage Lockout Characteristic

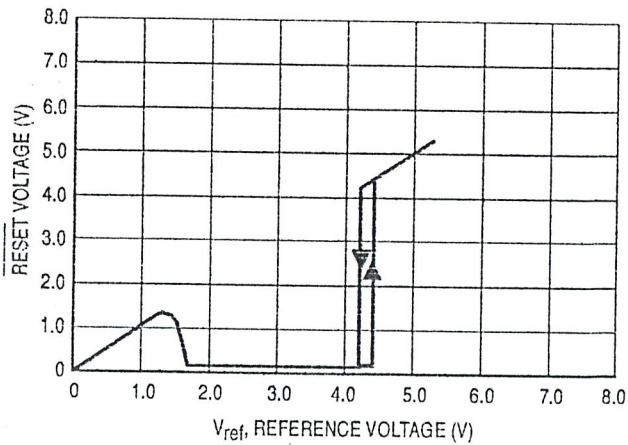


Figure 6. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current

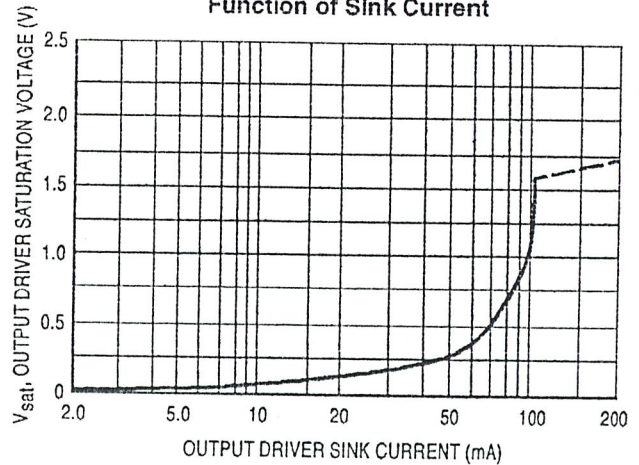


Figure 7.  $V_C$  Saturation Voltage as a Function of Sink Current

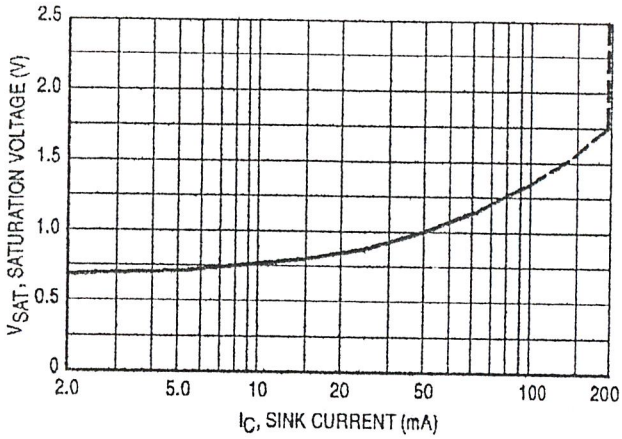


Figure 8. Oscillator Period

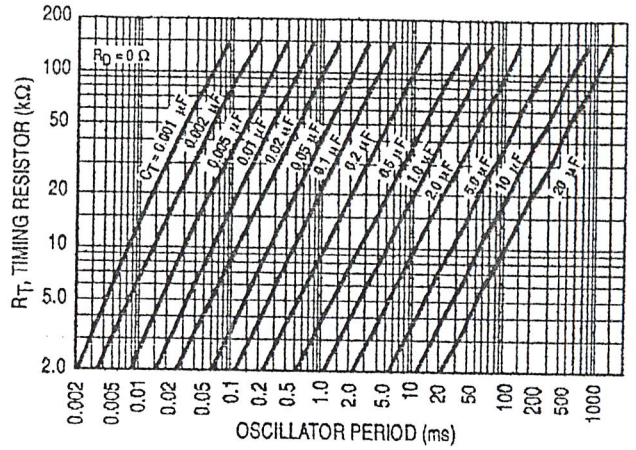


Figure 9. Error Amplifier

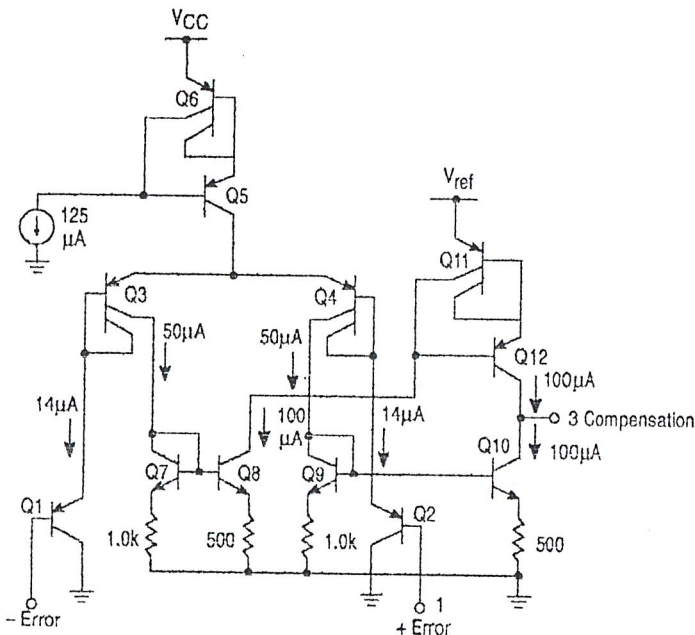


Figure 10. Undervoltage Lockout

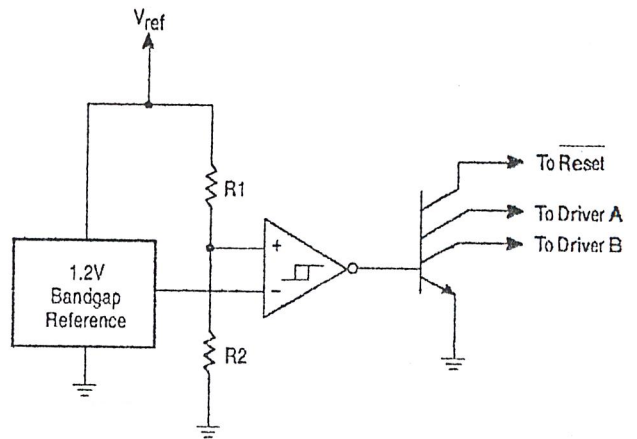
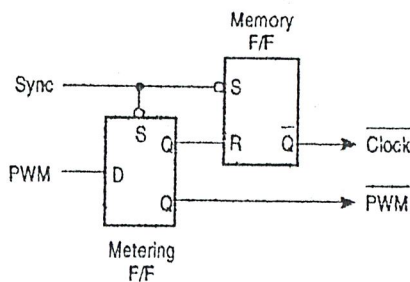


Figure 11. Pulse Processing Logic

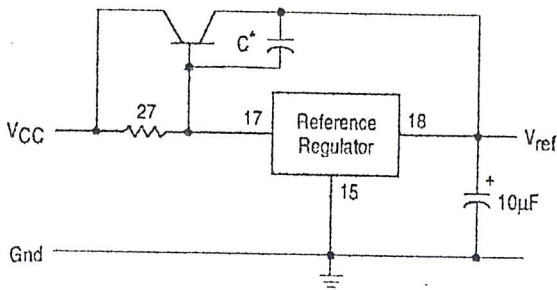


The metering Flip-Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

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

APPLICATIONS INFORMATION

Figure 12. Extending Reference Output Current Capability



\* May be required with some types of transistors

Figure 13. Error Amplifier Connections

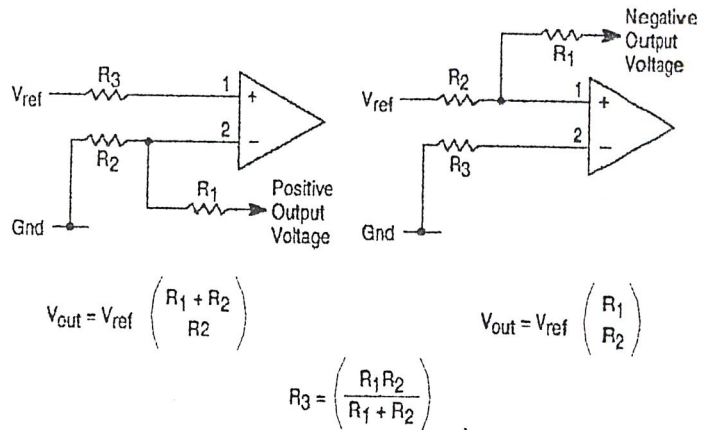


Figure 14. Oscillator Connections

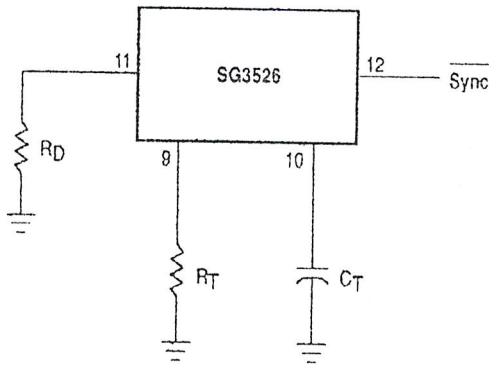


Figure 15. Foldback Current Limiting

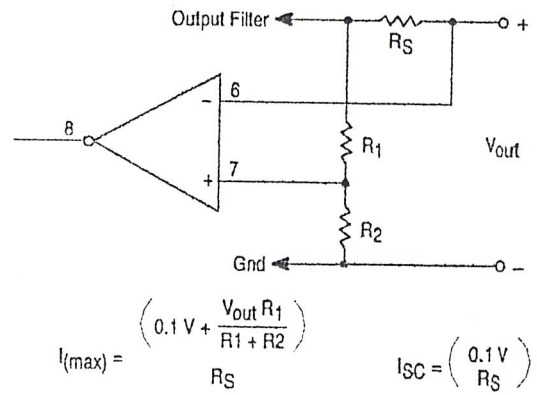


Figure 16. Soft-Start Circuitry

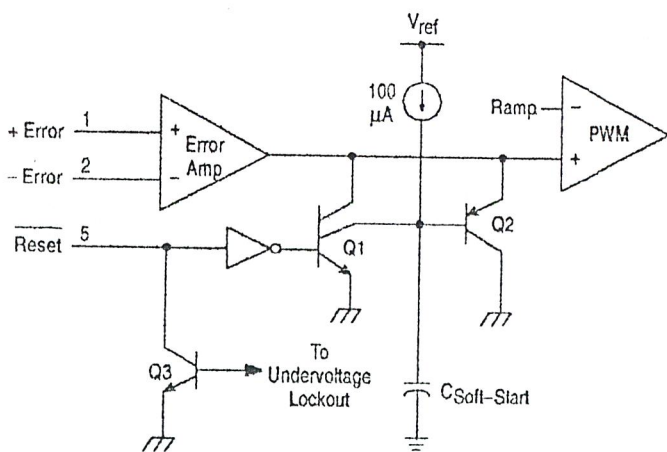
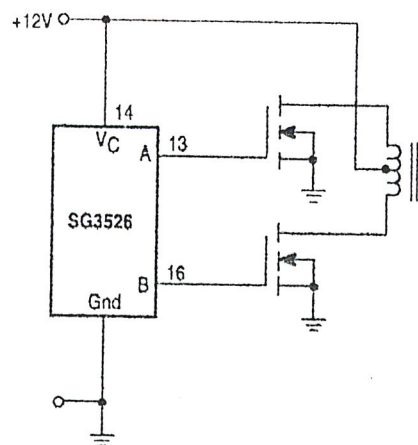


Figure 17. Driving VMOS Power FETs



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

Figure 18. Half-Bridge Configuration

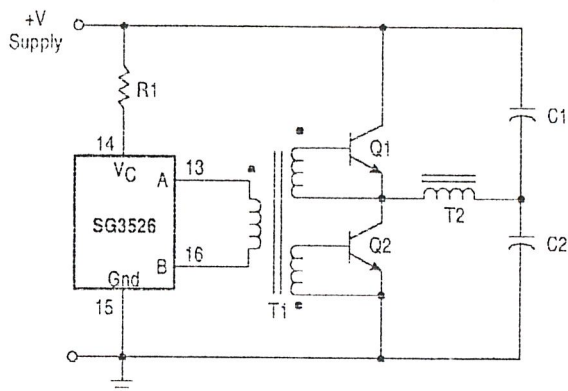
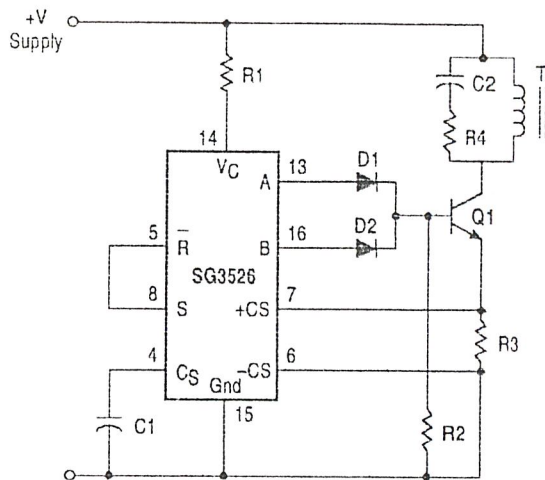


Figure 19. Flyback Converter with Current Limiting



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

Figure 20. Single-Ended Configuration

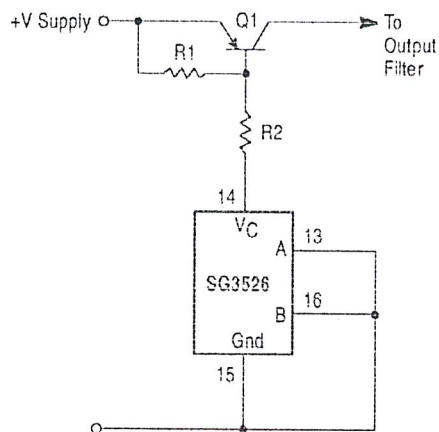
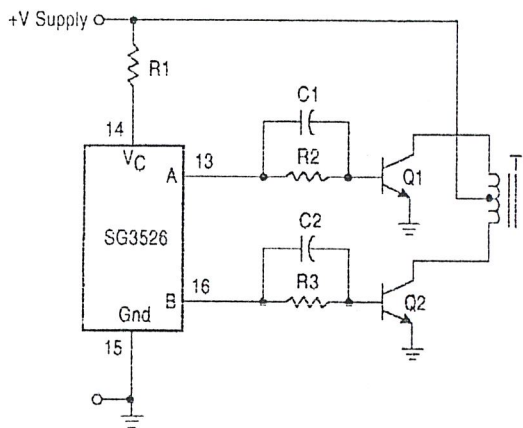
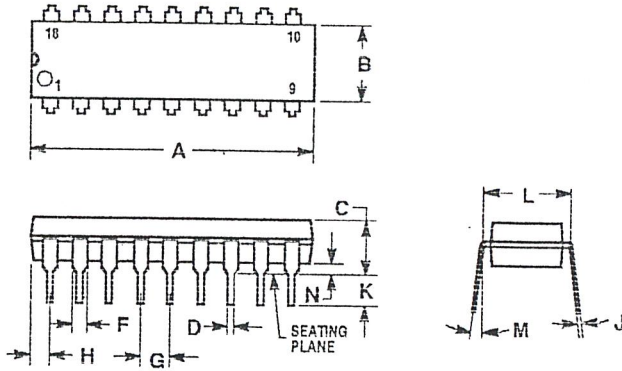


Figure 21. Push-Pull Configuration



# SG3526 OUTLINE DIMENSIONS


N SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 707-02  
ISSUE C



**NOTES:**

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

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	22.22	23.24	0.875	0.915
B	6.10	6.60	0.240	0.260
C	3.56	4.57	0.140	0.180
D	0.36	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

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

**How to reach us:**

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

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

**MFAX:** RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609  
**INTERNET:** http://Design-NET.com

**ASIA/PACIFIC:** Motorola Semiconductors H.K. Ltd.; 8B Tai Ping Industrial Park,  
51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26629298

**MOTOROLA**

SG3526/D



**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**

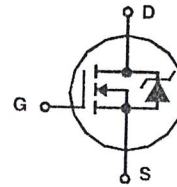
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRFP460	TO-247	IRFP460

NOTE: When ordering, use the entire part number.

**Features**

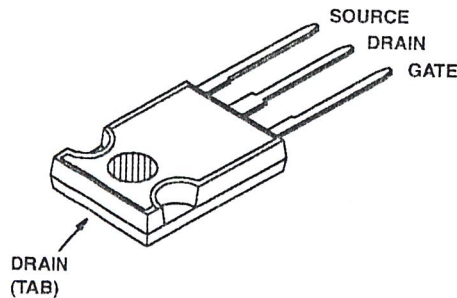
- 20A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.270\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
  - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

**Symbol**



**Packaging**

JEDEC STYLE TO-247



**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 ( $R_{GS} = 20\text{k}\Omega$ ) (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 . . . . .	$V_{GS}$ $\pm 20$	V
Maximum Power Dissipation . . . . .	$P_D$ 250	W
Linear Derating Factor . . . . .	2.0	$\text{W}/^{\circ}\text{C}$
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	$^{\circ}\text{C}$

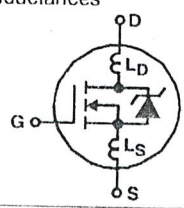
*CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.*

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	$\mu\text{A}$	
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, V_{GS} = 0\text{V}, T_J = 125^{\circ}\text{C}$	-	-	250	$\mu\text{A}$	
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	$I_{GSS}$	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	$\pm 100$	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	$\Omega$	
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)	$Q_g(\text{TOT})$	$V_{GS} = 10\text{V}, I_D = 21\text{A}, V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}, I_{G(\text{REF})} = 1.5\text{mA}$ (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	-
Thermal Resistance Junction to Case	$R_{\theta JC}$	Free Air Operation	-	-	0.50	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$	
Thermal Resistance Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$		-	-	30	$^{\circ}\text{C}/\text{W}$	



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	$\mu\text{C}$

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

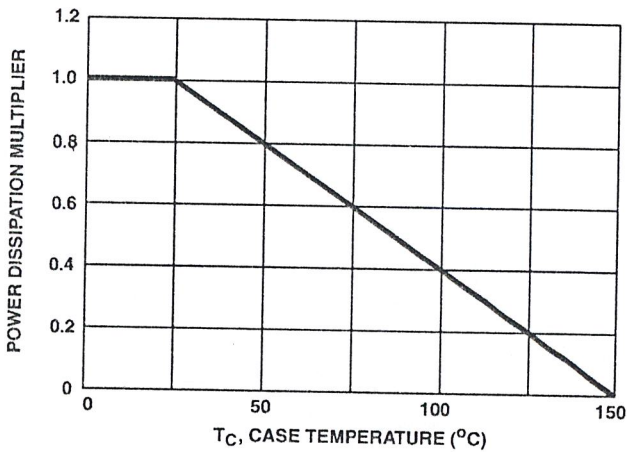


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

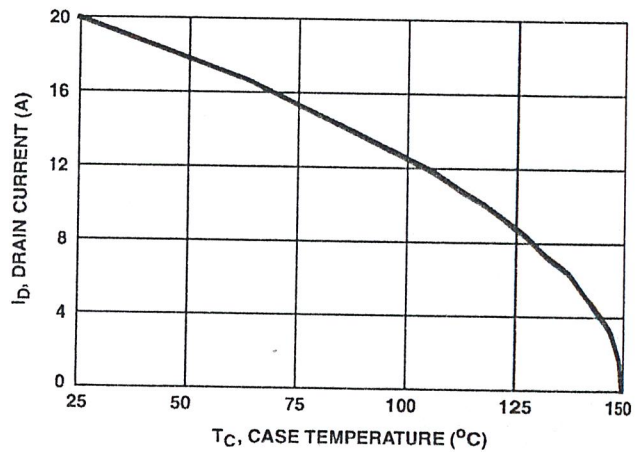


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

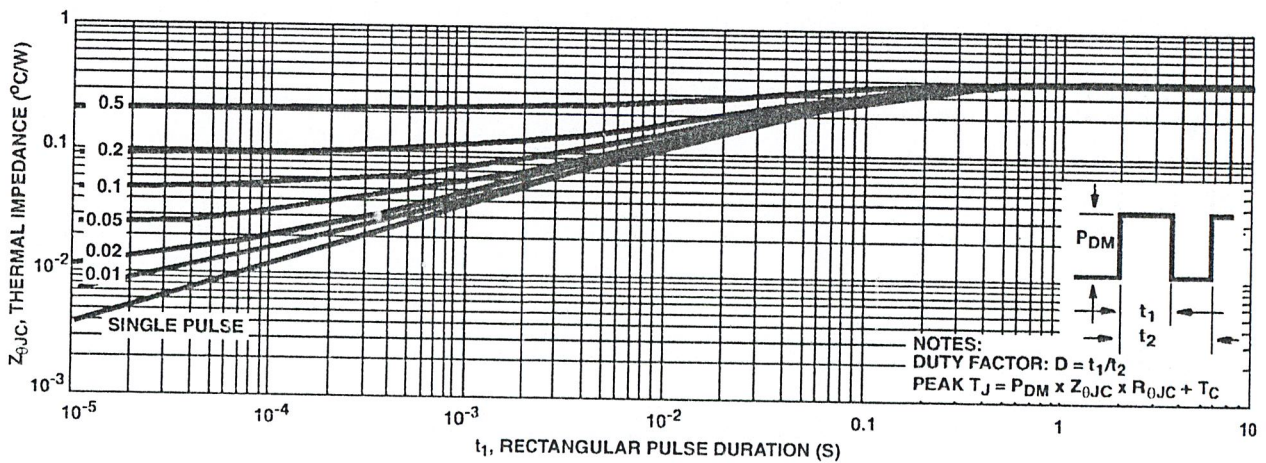


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

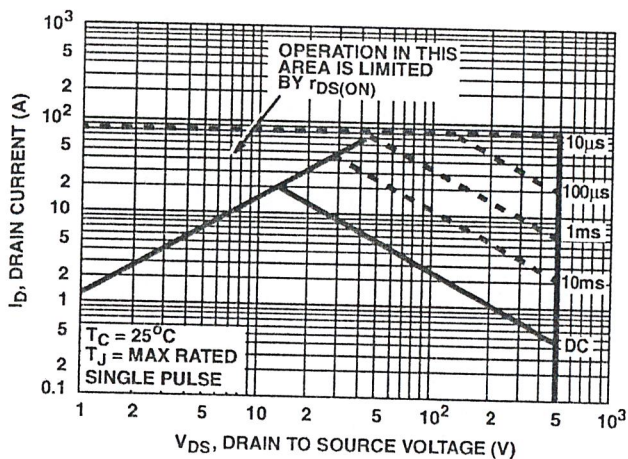


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

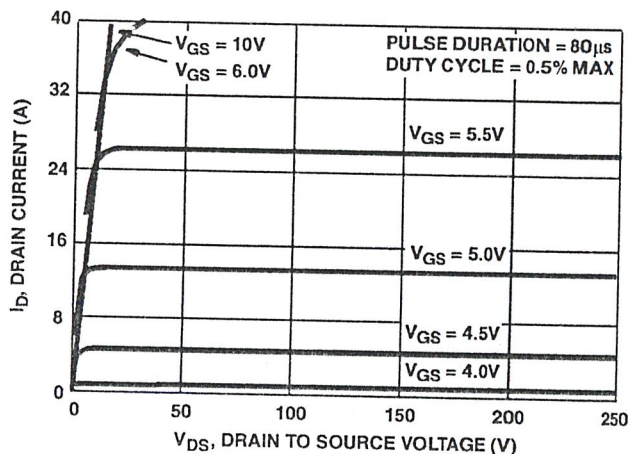


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

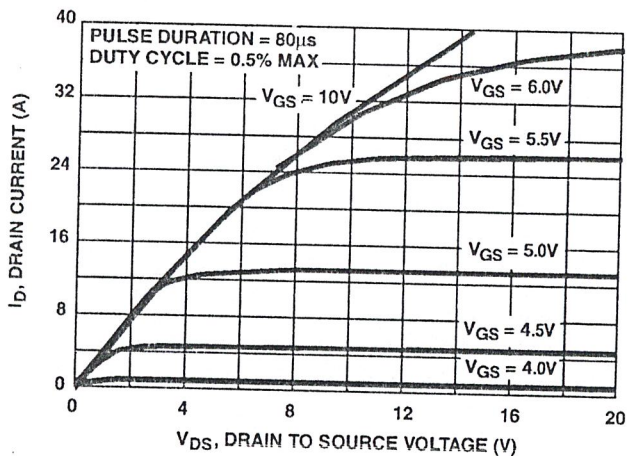


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

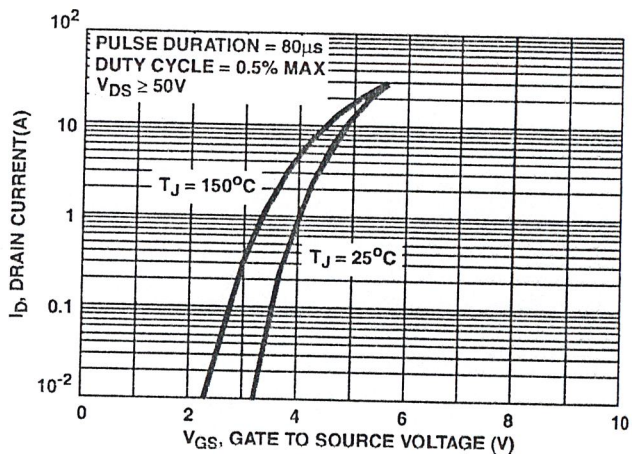


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS

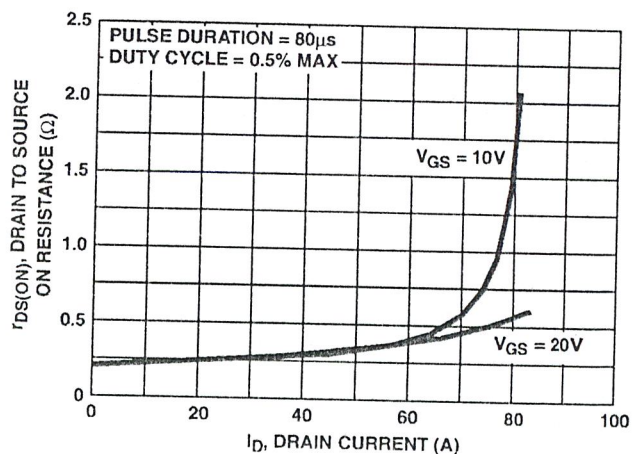


FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

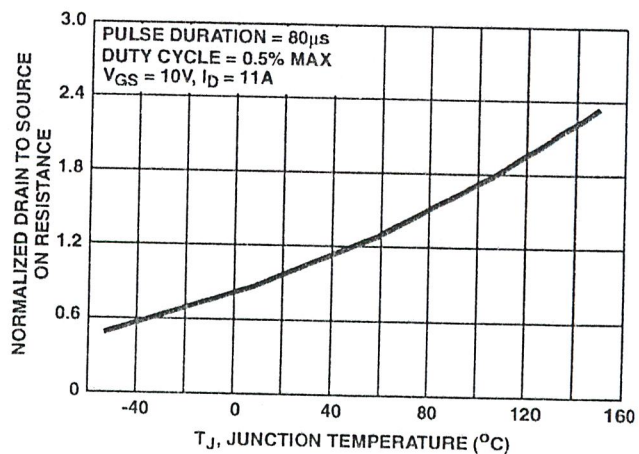


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

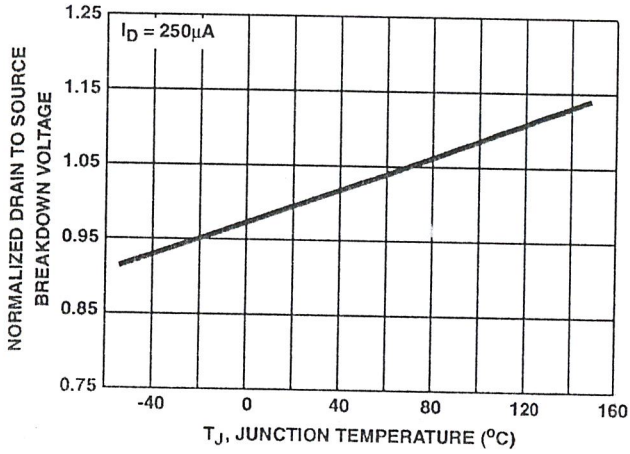


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

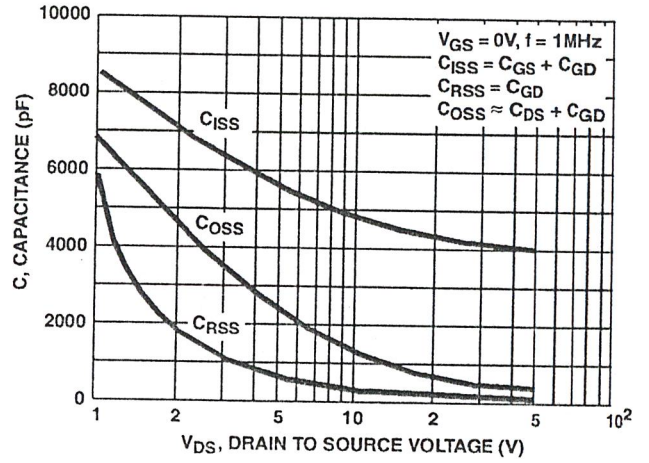


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

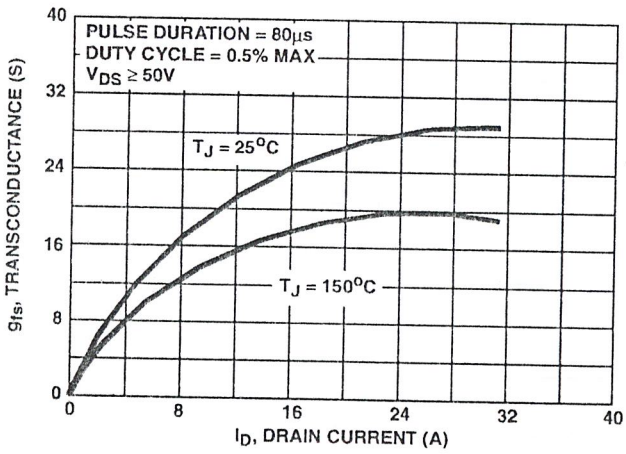


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

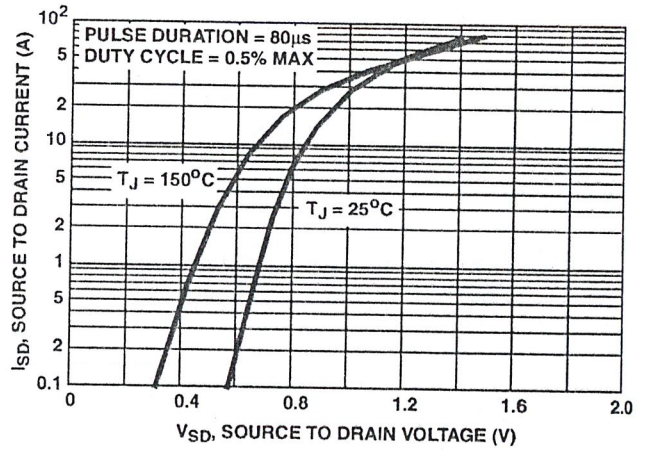


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

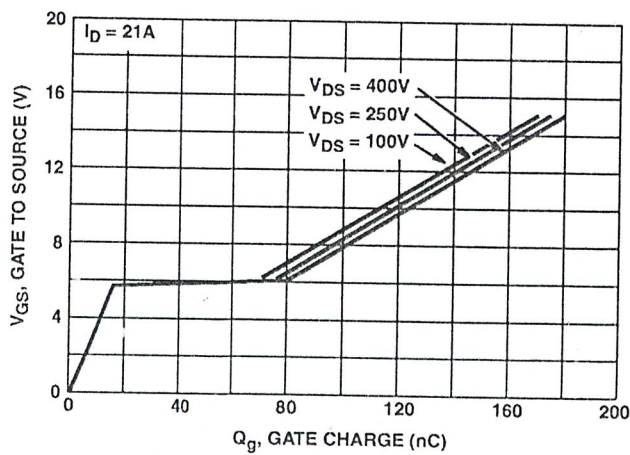


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

Test Circuits and Waveforms

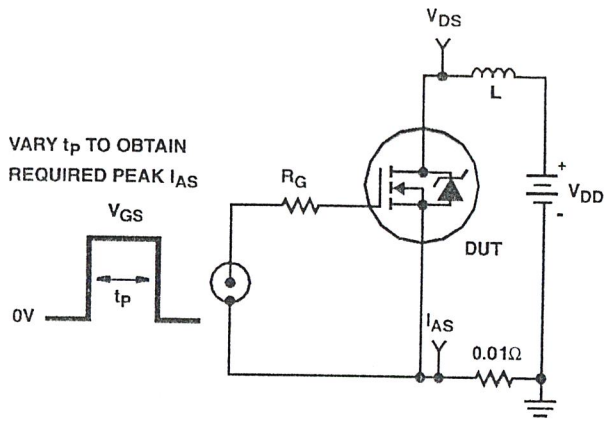


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

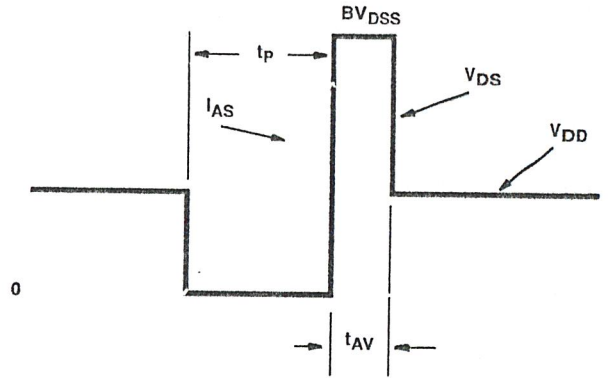


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

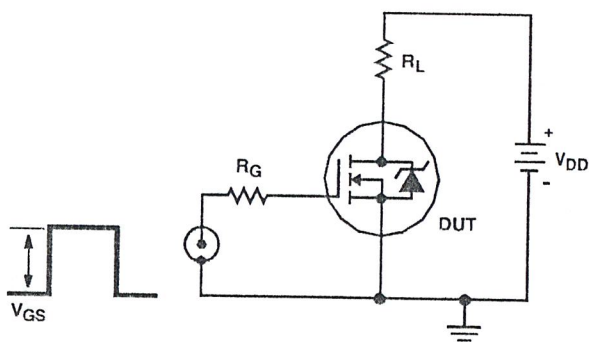


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

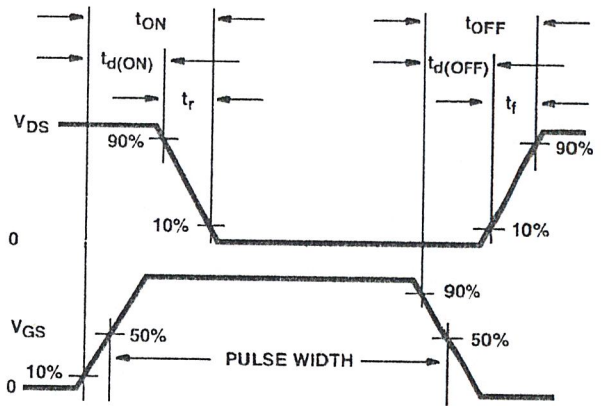


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

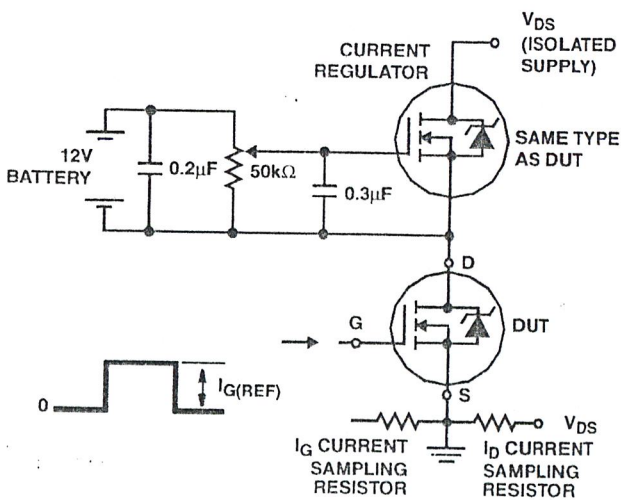


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

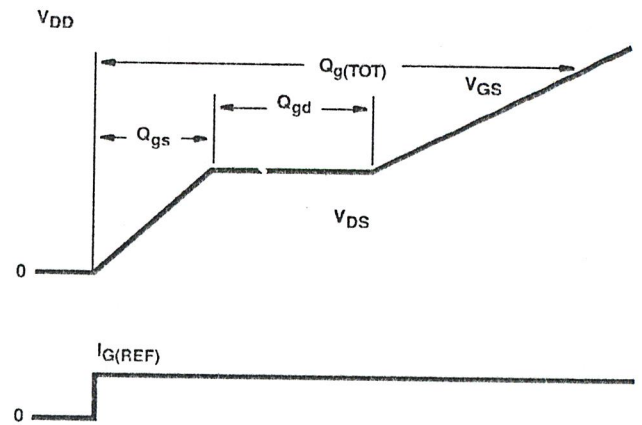


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

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

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

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

### **Sales Office Headquarters**

#### **NORTH AMERICA**

Intersil Corporation  
P. O. Box 883, Mail Stop 53-204  
Melbourne, FL 32902  
TEL: (407) 724-7000  
FAX: (407) 724-7240

#### **EUROPE**

Intersil SA  
Mercure Center  
100, Rue de la Fusee  
1130 Brussels, Belgium  
TEL: (32) 2.724.2111  
FAX: (32) 2.724.22.05

#### **ASIA**

Intersil (Taiwan) Ltd.  
7F-6, No. 101 Fu Hsing North Road  
Taipei, Taiwan  
Republic of China  
TEL: (886) 2 2716 9310  
FAX: (886) 2 2715 3029

### กิติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.สมศักดิ์ เข็ยรศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาโทที่ให้คำแนะนำคำปรึกษาและเสนอแนะแนวทางการศึกษา แนวทางแก้ไขปัญหาและข้อบกพร่องต่างๆ อีกทั้งยังให้ความเอื้อเฟื้อวัสดุอุปกรณ์ต่างๆ จนทำให้ชิ้นงานและปริญญาโทสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ได้สนับสนุนด้านทุนทรัพย์ และให้กำลังใจทางการศึกษา ตลอดมาจนถึงปัจจุบัน

ขอบคุณเพื่อนๆ น้องๆ ทุกคนที่คอยให้ความช่วยเหลือ ให้คำแนะนำ เป็นกำลังใจ กำลังกายเสมอมา

## หนังสืออ้างอิง

1. สุวัฒน์ คั่น. "เทคนิคและการออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย" บ.เอนเทลไทย,2537
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