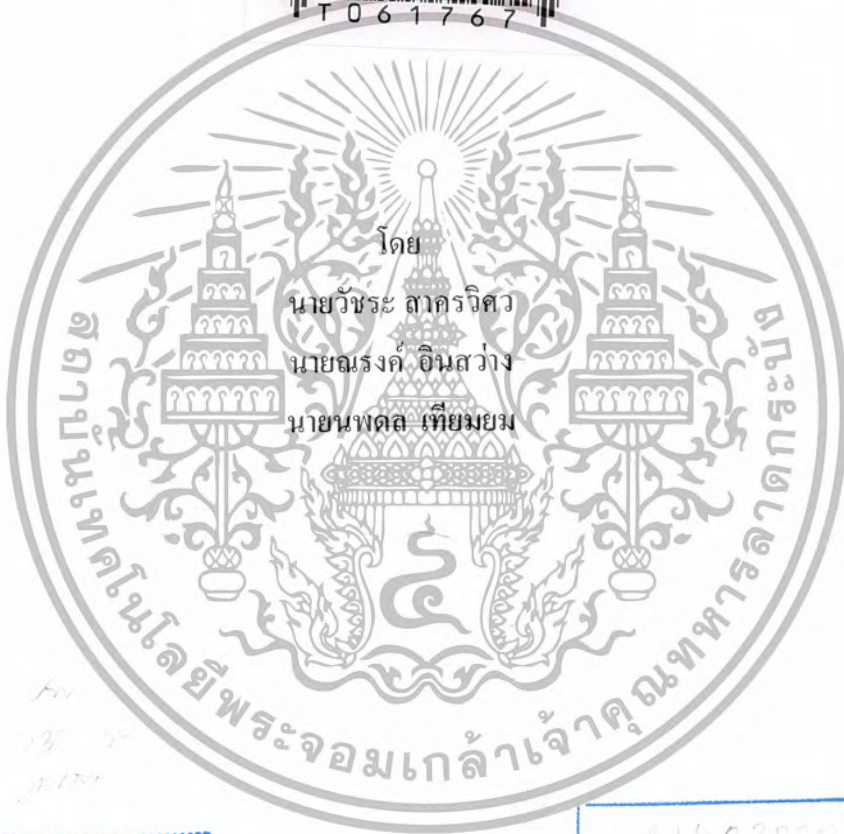


สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

แหล่งจ่ายไฟกระแสสูงแบบสวิตซิ่ง

HIGH CURRENT SWITCHING POWER SUPPLY



โดย
นายวัชร ภาครจิตวิ
นายณรงค์ อินสว่าง
นายนพตล เทียมยม

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 61767
วัน,เดือน,ปี..... 21 ก.ค. 2549

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟกระแสสูงแบบสวิตชิง
HIGH CURRENT SWITCHING POWER SUPPLY



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาตรีวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2547

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2547

ภาควิชา อิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
เรื่อง แหล่งจ่ายไฟกระแสสูงแบบสวิตชิง

ผู้จัดทำ

1. นายวัชร สากวิศา รหัส 45015207
2. นายณรงค์ อินสว่าง รหัส 45015277
3. นายนพดล เทียมขม รหัส 45015283



อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ. สมศักดิ์ เขียวศรีกุล)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟกระแสสูงแบบสวิตชิง

HIGH CURRENT SWITCHING POWER SUPPLY

นาย วิชระ สาครวีศวร รหัสประจำตัว 45015207

นาย ณรงค์ อินสว่าง รหัสประจำตัว 45015277

นาย นพดล เทียมยม รหัสประจำตัว 45015283

โครงการได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมที่จะทำการสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟกระแสสูงแบบสวิตซ์

วัชร ศาครวิศว

ณรงค์ อินสว่าง

นพดล เทียมยม

รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2547

บทคัดย่อ

บทความนี้เป็นกรนำเสนอ การออกแบบ การทำงานและผลการทดสอบการทำงานของ วงจรแหล่งจ่ายไฟกระแสสูงแบบสวิตซ์ โดยมีการทำงานของวงจรคือ ขั้นแรกจะทำการเปลี่ยน ไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลท์ 50 เฮิร์ต มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง 311 โวลท์ โดยวงจรเรียงกระแส และวงจรกรองกระแสหลังจากนั้นนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาทำการเปลี่ยนให้เป็นพัลส์ความถี่ ประมาณ 25 กิโลเฮิร์ตโดยเพาเวอร์มอสเฟต วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่เชื่อมต่อในลักษณะฮาล์ฟ บริดจ์คอนเวอร์เตอร์และใช้ไอซีเบอร์ SG3526 มาทำการควบคุมความถี่และคาบเวลาในการ นำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต สุดท้ายจะได้เอาท์พุทโวลท์แดง 70 โวลท์ และกระแส 60 แอมป์ ซึ่งค่ากระแสสูงนี้จะนำไปประยุกต์ใช้งานต่อไป

HIGH CURRENT SWITCHING POWER SUPPLY

Watchara sakonwisawa

Narong Insawang

Noppadon tiamyom

Somsak Cheesirikul Advisor

2004

ABSTRACT

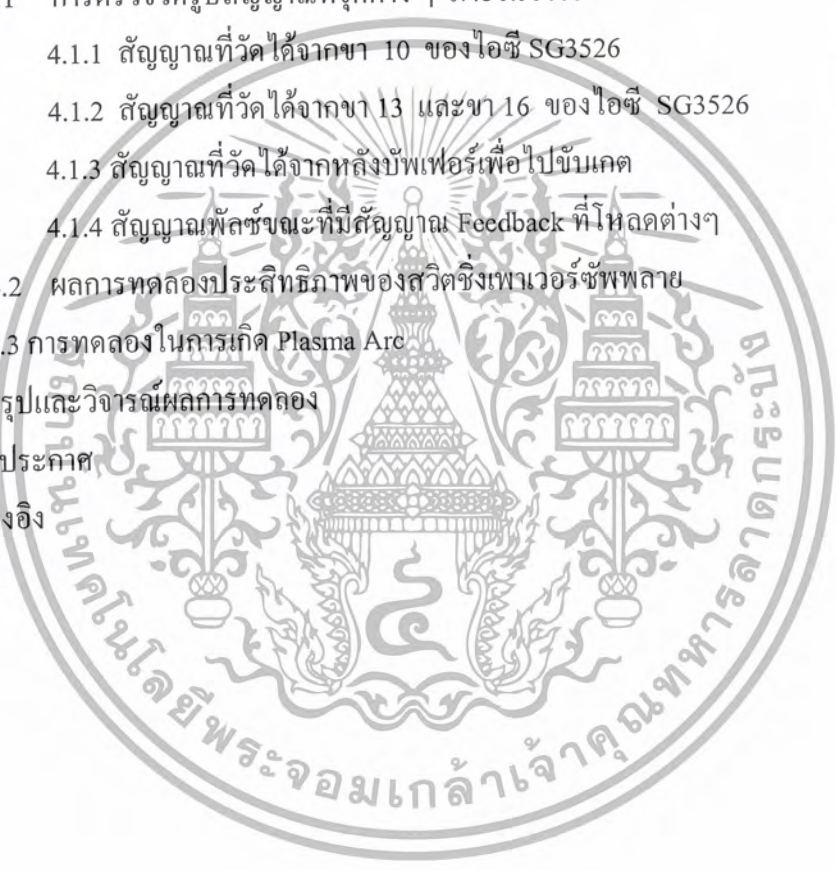
This paper presents the design and test report for high current switching power supply. Initial, the rectifier and filter circuit change the alternating current 220 Volts 50 Hz line to Direct current to direct current 311 Volts. Subsequent, the direct current will change to high Frequency pulses (about 25 KHz) by power mosfet transistor which inside are half-bridge Converter circuit and control switching characteristic by SG 3526. It can variable frequency and pulse width. Finally, high current switching power supply has output 70Volts and 60 Amps. High current switching this application to use later.



สารบัญ

บทที่ 1	บทนำ	1
บทที่ 2	การออกแบบวงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิงกระแสสูง และการเกิด Plasma Arc ในน้ำ	4
	วงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิง	4
	ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิงเพาเวอร์ซีพเพลา	4
2.1	วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส	7
2.1.1	ไดโอดเรียงกระแส	7
2.1.2	ตัวเก็บประจุกรองกระแส	8
2.2	วงจรคอนเวอร์เตอร์	9
2.3	วงจรควบคุม	11
2.3.1	วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน	11
2.3.2	วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	12
2.4	วงจรขับไฟโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	15
2.5	วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	16
2.6	วงจรสับเบอร์	19
2.6.1	วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส	19
2.7	อุปกรณ์กึ่งตัวนำ	21
2.7.1	เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	21
2.7.2	เพาเวอร์มอสเฟต	22
2.8	หลักการในการเกิด Plasma Arc ในน้ำ	23
2.8.1	คุณสมบัติของแรงดันและกระแส	24
2.8.2	องค์ประกอบในการอาร์คในน้ำ	25
บทที่ 3	หลักการทำงานของวงจร	27
3.1	ส่วนของวงจรควบคุม	27
3.1.1	วงจรป้อนกลับ	27
3.1.2	วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์	29

3.1.3	วงจรขับ	31
3.2	ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตชิง	31
3.2.1	วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุต	33
3.2.2	วงจรคอนเวอร์เตอร์	33
3.2.3	การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	34
บทที่ 4	การทดลองและผลการทดลอง	36
4.1	การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ภายในวงจร	36
4.1.1	สัญญาณที่วัดได้จากขา 10 ของไอซี SG3526	36
4.1.2	สัญญาณที่วัดได้จากขา 13 และขา 16 ของไอซี SG3526	37
4.1.3	สัญญาณที่วัดได้จากหลังบัฟเฟอร์เพื่อไปขับเคต	38
4.1.4	สัญญาณพัลส์ขณะที่มีสัญญาณ Feedback ที่โหลดต่างๆ	38
4.2	ผลการทดลองประสิทธิภาพของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	39
4.3	การทดลองในการเกิด Plasma Arc	43
บทที่ 5	สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	47
	กิตติกรรมประกาศ	
	หนังสืออ้างอิง	
	ภาคผนวก	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายได้เข้ามามีบทบาทกับชีวิตเราอย่างมาก เครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่มีกำลังสูงแต่มีขนาดเล็ก เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร และ โทรศัพท์ จำเป็นจะต้องใช้สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย แนวโน้มการนำสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในเครื่องใช้อิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภทจึงเป็นไปได้สูง การศึกษาหลักการ ทำงานและการออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นสิ่งจำเป็นที่ไม่อาจหลีกเลี่ยงได้ สำหรับผู้ที่เกี่ยวข้องกับงานอิเล็กทรอนิกส์ทุกประเภท

โดยทั่วไปแล้วแหล่งจ่ายไฟตรงที่ดี จะต้องมีคุณสมบัติ ดังนี้

- สามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับวงจรไฟฟ้าได้อย่างเพียงพอ โดยที่ยังรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต ให้คงที่
- มีการแยกกันทางไฟฟ้า
- สามารถจ่ายแรงดัน และกระแสออกมาหลายๆ ระดับ
- ขนาดเล็ก และน้ำหนักเบา
- ประสิทธิภาพสูง
- ราคาถูก

สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Power Supply) เป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากไปสลับโวลต์สูง ให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ เพื่อใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นเดียวกันแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น (Linear Power Supply) ถึงแม้เพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบจะต้องมีการใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันสูงให้เป็นแรงดันต่ำเช่นเดียวกัน แต่สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะใช้หม้อแปลงที่มีขนาดเล็ก และน้ำหนักน้อย เมื่อเทียบกับแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น อีกทั้งสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังมีประสิทธิภาพสูงกว่าอีกด้วย

ข้อได้เปรียบของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น คือ ประสิทธิภาพที่สูง ขนาดเล็ก และน้ำหนักเบากว่าแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำจึงมีขนาดใหญ่ และน้ำหนักมาก ขณะใช้งานจะมีแรงดันและกระแสผ่านตัวหม้อแปลงตลอดเวลา กำลังงานสูญเสียที่เกิดจากหม้อแปลงจึงมีค่าสูง การคงค่าแรงดันแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นส่วนมากจะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต่ออนุกรมที่เอาต์พุตเพื่อจ่ายกระแสและ

ค่าแรงดัน กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะมีค่าสูงและต้องใช้แผ่นระบายความร้อนขนาดใหญ่ซึ่งกินเนื้อที่ เมื่อเพาเวอร์ซัพพลายต้องจ่ายกำลังงานสูงๆ จะทำให้มีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก ปกติแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นจะมีประสิทธิภาพประมาณ 30% หรืออาจทำได้สูงถึง 50% ในบางกรณี ซึ่งนับได้ว่าค่อนข้างต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีประสิทธิภาพในช่วง 65%-80% สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีช่วงเวลา โหลดสตั๊ปประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3} วินาที ในขณะที่แหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นจะทำได้เพียงประมาณ 2×10^{-3} วินาที ซึ่งมีผลต่อการจัดหาแหล่งจ่ายไฟสำรองเพื่อป้องกันการหยุดทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้กับเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเกิดการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ รวมทั้งสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำงานได้ในช่วงแรงดันอินพุตค่อนข้างกว้างจึงยังคงสามารถทำงานได้เมื่อเกิดกรณีแรงดันไฟตกอีกด้วย

อย่างไรก็ตาม สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะมีเสถียรภาพในการทำงานที่ต่ำกว่า และก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนได้สูงเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟเชิงเส้น รวมทั้งสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังมีความซับซ้อนของวงจรมากกว่าและมีราคาสูง ที่กำลังงานต่ำๆ แหล่งจ่ายไฟเชิงเส้นจะประหยัดกว่าและให้ผลดีเท่าเทียมกัน ดังนั้นสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงมักนิยมใช้กันในงานที่ต้องการกำลังงานตั้งแต่ 20 วัตต์ขึ้นไปเท่านั้น

จากที่กล่าวมาพอจะสรุปได้ว่า ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นนั้น ถึงแม้จะง่ายต่อการออกแบบ และอุปกรณ์ที่ใช้มีราคาไม่แพงนัก แต่มีข้อเสียคือ ถ้าต้องการแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่มีกำลังไฟฟ้าสูงขึ้น ขนาดของภาคจ่ายไฟจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก เนื่องจากหม้อแปลงที่ใช้ในวงจรเป็นหม้อแปลงความถี่ต่ำ จึงมีขนาดใหญ่กว่าหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งมาก และข้อเสียอีกข้อก็คือ มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียสูงทำให้มีประสิทธิภาพต่ำ แต่ในแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง จะใช้การเปลี่ยนระดับแรงดันจากระดับหนึ่งไปเป็นอีก ระดับหนึ่งด้วยวงจร “ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์” ซึ่งใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ (ทรานซิสเตอร์, มอสเฟต และอื่นๆ) ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ตัดต่อโดยอุปกรณ์ต่างๆ เหล่านี้ไม่จำเป็นต้องใช้งานในย่านแอกตีฟ จึงเป็นผลทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดต่ำมาก การเพิ่มความเร็วในการสวิตชิ่งจะเป็นการเพิ่มขนาดของแรงดัน และกระแสในอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีความต้องการกำลังไฟฟ้าสูง และต้องการขนาดที่เล็กกะทัดรัด เช่น คอมพิวเตอร์, โทรทัศน์ แม้กระทั่งในเครื่องมือวัดต่างๆ มักจะออกแบบภาคจ่ายไฟเป็นแบบสวิตชิ่ง แต่อย่างไรก็ดีแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งก็ยังมีข้อเสียอีกหลายข้อเปรียบเทียบกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้นคือ

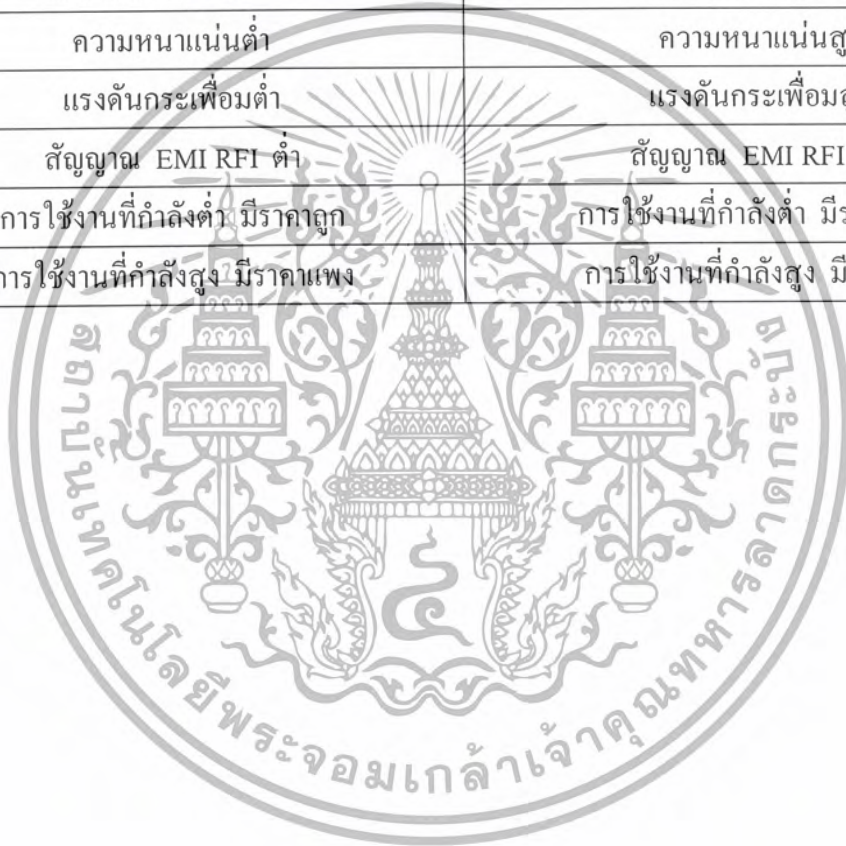
- อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรมีราคาแพงและอุปกรณ์บางชิ้นหายาก โดยเฉพาะภายในประเทศ

- การออกแบบมีความยุ่งยากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 1 แสดงการเปรียบเทียบ power supply แบบ linear และแบบ switching

<u>LINEAR POWER SUPPLY</u>	<u>SWITCHING POWER SUPPLY</u>
ประสิทธิภาพต่ำ	ประสิทธิภาพสูง
สูญเสียกำลังในรูปความร้อนมาก	สูญเสียกำลังในรูปความร้อนน้อย
วงจรไม่ซับซ้อน ออกแบบและซ่อมง่าย	วงจรซับซ้อน ออกแบบและซ่อมยาก
ค่ากำลังต่อน้ำหนักต่ำ	ค่ากำลังต่อน้ำหนักสูง
ความหนาแน่นต่ำ	ความหนาแน่นสูง
แรงดันกระเพื่อมต่ำ	แรงดันกระเพื่อมสูง
สัญญาณ EMI RFI ต่ำ	สัญญาณ EMI RFI สูง
การใช้งานที่ กำลังต่ำ มีราคาถูก	การใช้งานที่ กำลังต่ำ มีราคาแพง
การใช้งานที่ กำลังสูง มีราคาแพง	การใช้งานที่ กำลังสูง มีราคาถูก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

การออกแบบวงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่งกระแสสูง และการเกิด Plasma Arc ในน้ำ

วงจรจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย มืองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป ดังแสดงในรูปที่ 2.1 หัวใจสำคัญของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่ภาคคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะมีทั้งตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่าง ๆ จะทำงานกันเป็นลำดับ แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจรเรกติไฟเออร์ และฟิวเตอร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูง เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยเพาเวอร์มอสเฟตจะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20 - 200 กิโลเฮิร์ตซ์ จากนั้นจะผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตชิ่งเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันที่เอาต์พุตคงที่ได้

ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

การออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้น จำเป็นจะต้องกำหนดหรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างขึ้นเสียก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่าง ๆ ที่จะใช้ในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายได้อย่างเหมาะสม สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงจะทำงานได้ตรงตามความต้องการอย่างแท้จริง

กำลังงานขาออก (Output Power)

คือ ความสามารถในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากค่าผลคูณของกระแสและแรงดันรวมทั้งหมดที่เอาต์พุตและที่โหลดค่าสูงสุด

- ประสิทธิภาพ (Efficiency)

คือ ความสามารถในการส่งผ่านกำลังงาน จากแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับ ไปยังโหลดที่เอาต์พุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากส่วนของกำลังงานขาออกที่จ่ายให้กับโหลดต่อกำลังงานขาเข้าที่สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายใช้ไปเป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าประสิทธิภาพนี้จะแสดงให้เห็นถึงกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์ซัพพลาย หากประสิทธิภาพมีค่าต่ำ จะแสดงให้เห็นว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูง โดยทั่วไปประสิทธิภาพของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ในระหว่าง 65 – 80%

ช่วงของแรงดันอินพุท (Input Voltage)

คือ ช่วงของแรงดันไฟสลับที่อินพุท

และที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตตามข้อกำหนดเอาไว้ได้ปกติสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะถูกรอกแบบให้สามารถทำงานได้ดีที่แรงดันอินพุทในช่วงกว้าง เช่นที่ 90 – 132 โวลต์ไฟสลับ ที่แรงดันไฟสลับปกติ 110 โวลต์ และที่ 180 – 260 โวลต์ไฟสลับที่แรงดันไฟสลับปกติ 220 โวลต์ เป็นต้น

แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage and Current)

คือค่ากระแสและแรงดันขาออกที่มีกรรการระดับให้คงที่ (regulated) โดยสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย การกำหนดค่าแรงดันและกระแสจะกำหนดจากความต้องการในการใช้งานและกำลังงานขาออกที่ทำได้ของสวิตชิงเพาเวอร์ โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า ตัวอย่างเช่น สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายสำหรับเครื่องคอมพิวเตอร์ จะกำหนดค่าแรงดันไว้ที่ +5 โวลต์ และ +12 โวลต์ เป็นต้น

ไลน์เรกูเลชัน (Line Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดัน และเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟสลับที่อินพุทเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อ โหลดที่เอาต์พุตมีค่าคงที่

โหลดเรกูเลชัน (Load Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจาก การเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เอาต์พุทเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแรงดันไฟสลับอินพุทมีค่าคงที่

แรงดันกระเพื่อมและนอยส์ (Ripple and Noise)

แรงดันกระเพื่อมคือ แรงดันไฟสลับที่ผ่านออกมารวมได้กับแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุท ทำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้นที่แรงดัน ส่วนนอยส์ในที่นี้หมายถึง แรงดันพุ่ง (Spike) ที่ความถี่สูง ๆ ที่ผ่านออกมาที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุทได้เช่นกัน การวัดค่าแรงดันกระเพื่อมและนอยส์อาจวัดเป็นค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) หรือค่ายอด (peak to peak) ก็ได้

ค่าเวลาโฮลด์อัฟ (Hold up Time)

คือ ช่วงเวลาที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงค่าแรงดันต่อไปได้อีก แม้ว่าจะหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับอินพุท(ที่โหลดค่าสูงสุด) ปกติช่วงเวลาโฮลด์อัฟจะมีค่าประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3} วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณรบกวนจากสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย (RFI/EMI)

RFI (Radio Frequency Interference) และ EMI (Electromagnetic Interference) เป็นสัญญาณรบกวนที่สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลายอาจทำให้เกิดขึ้น เนื่องจากการทำงานที่มีความถี่สูงๆ ของมัน ค่าของสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นจะต้องต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนด เช่น มาตรฐานของ FCC หรือ VDE เป็นต้น เนื่องจากสัญญาณรบกวน RFI/EMI อาจทำให้การทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าใกล้เคียงทำงานผิดพลาดได้

การตอบสนองโพลทภาวะชั่วคราว (Transient Response)

คือการคืนค่าแรงดันกลับเข้าสู่แรงดันปกติที่เอาต์พุตหลังจากมีการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด จะเกิดลักษณะพุ่งของแรงดันเอาต์พุตตามการเปลี่ยนแปลง การตอบสนองโพลทภาวะชั่วคราวนี้จะวัดโดยใช้ค่าเวลาคืนตัว (recovery time) และค่าแรงดันพุ่งสูงสุดที่เกิดขึ้น

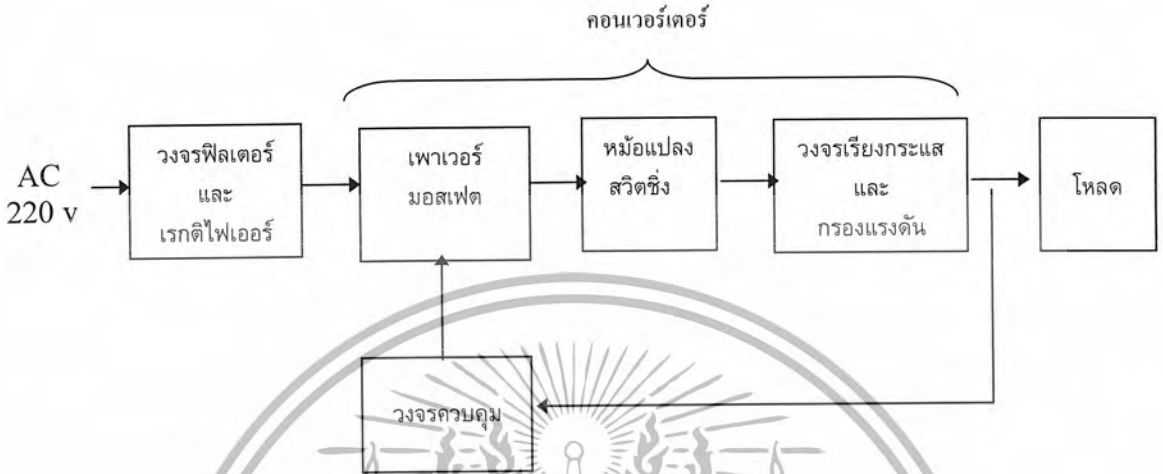
การแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation)

คือ ความสามารถในการกันแรงดันไฟสลับอินพุตออกจากไฟตรงที่เอาต์พุต ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแสถึงกันได้เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดของผู้ใช้ โดยอาจวัดเป็นค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต โดยยังไม่มีกระแสไหลหรือเกิดเบรคควาน์ ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกส่วนจากกันของเส้นไฟสูงและกราวด์ของอินพุตด้วย

ความถี่การทำงานของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Frequency)

คือ ความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตภายในสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 20-200 กิโลเฮิร์ตซ์ ขึ้นอยู่กับการจัดวงจรภายในและความสามารถของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นหลัก

การกำหนดให้คุณสมบัติแต่ละข้อเป็นเท่าใดนั้น ขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ใช้และข้อกำหนดมาตรฐานเป็นหลัก ดังนั้นผู้ออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย จึงควรศึกษาลักษณะความต้องการของงานและมาตรฐานต่างๆที่จำเป็นให้ดีก่อนการออกแบบ ซึ่งจะทำให้สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย ที่ออกแบบมามีประสิทธิภาพสูงสุดได้ตามต้องการ



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสเป็นส่วนสำคัญของวงจร ในวงจรในส่วนอินพุต และเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทดกระแสของฟิวส์ และวงจรกรองสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุ ประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 2 ตัวคือ ตัวเก็บประจุกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุตให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

2.1.1 ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะกับการใช้งานควรมีข้อควรพิจารณาดังนี้

- ค่ากระแสกระชาก (I_{fsm})

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่อง เมื่อตัวเก็บประจุ-ฟิลเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

$$I_{fsm} = \frac{V_p}{(R_s + ERS)} \tag{2.1}$$

เมื่อ V_p คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุต

ERS คือ ค่าความต้านทานแฝง ในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

R_s คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยทั่วไปแล้วไดโอดเรียงกระแสจะมีค่าอัตราทนกระแสกระชาก I_{rsm} ประมาณ 20 ถึง 30 เท่า ของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรงของมัน โดยไดโอดที่ใช้จะต้องมีอัตราทนกระแสกระชากที่มากกว่าค่ากระแสที่คำนวณได้จากสมการ ค่ากระแสกระชากอาจลดลงได้โดยการเพิ่มค่าของ R_s แต่จะทำให้เครื่องมีประสิทธิภาพลดลงเนื่องจากเกิดกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน

- ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง (I_{fm})

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุกรองกระแส นั้นได้มีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้ไหลลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุกรองกระแส

- ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง (I_{fm})

เป็นค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ไดโอดเรียงกระแสจะได้รับในขณะที่ทำงาน การพิจารณา ค่ากระแสนี้ทำได้โดยใช้กราฟ ในทางปฏิบัตินั้นควรเพื่อค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุด (I_{fm}) ของไดโอดไว้ที่ประมาณ 1.5-2 เท่าจากที่เราคำนวณได้ เพื่อเพิ่มความปลอดภัยและอายุการใช้งาน

- อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด (V_{rsm})

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับของไดโอด วงจรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรเพื่อค่าแรงดันไบแอสกลับ ให้มีค่ามากกว่าแรงดัน ยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่อาจเกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟสลับ

2.1.2 ตัวเก็บประจุกรองกระแส

ตัวเก็บประจุหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากวงจรเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้นและช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้ที่นี่จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

- อัตราทนกระแสระลอก (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุกรองกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุนั้นเอง ซึ่งค่ากระแสนี้จะเป็นผลให้ตัวเก็บประจุนั้นและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุกรองกระแสจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้ เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุนานกว่าหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้ตัวเก็บประจุได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส จะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุททำให้แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรเรียงกระแสจะยอมให้มีแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุท

ค่าของตัวเก็บประจุกรองกระแส สามารถคำนวณได้จาก

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

เมื่อ I_e คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส

Δt คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ

ΔV_{ripple} คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อม

- ช่วงเวลาโฮลด์อัป(Holdup Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัป เป็นช่วงเวลาที่ยังสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุทได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดัน ไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับที่มีต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้วงจรสวิตซ์นี้มีค่าเวลาโฮลด์อัป ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

- อัตราทนแรงดัน(Voltage Rating)

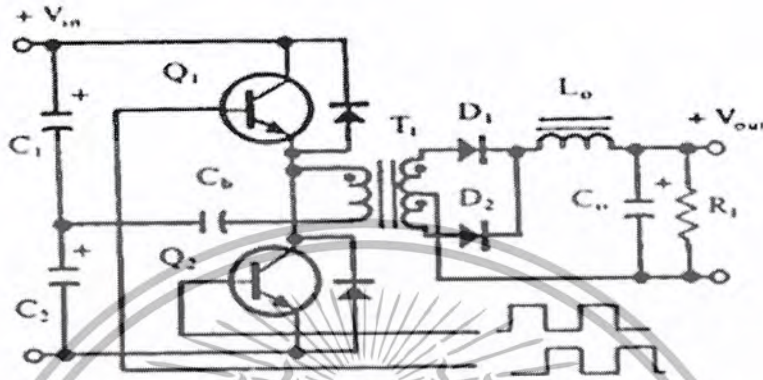
ตัวเก็บประจุกรองกระแส ต้องทนแรงดัน ได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของวงจรคอนเวอร์เตอร์

2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดัน ไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัด วงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป แต่ในโครงการนี้เราเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.2 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกันพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ก็คือเพาเวอร์มอสเฟตในวงจร มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแส น้อย และสคการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กได้

จากรูปที่ 2.2 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์มอสเฟตตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟตตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดปฐมภูมิจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงาน สูงของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

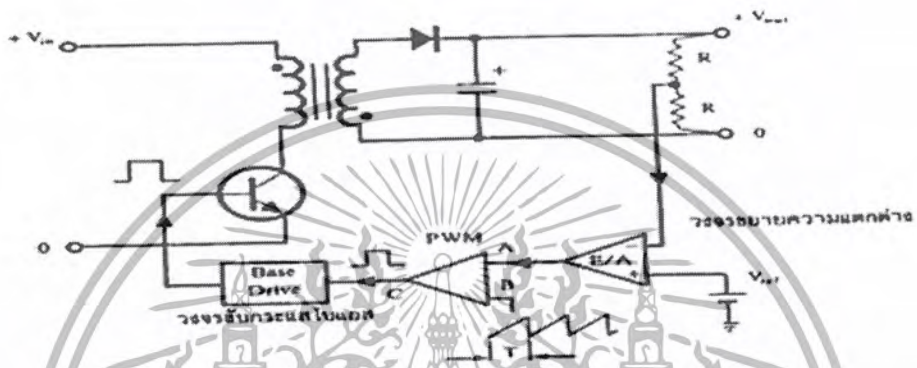
2.3 วงจรควบคุม

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบจะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลักการ ใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ 2 ลักษณะ การทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและ

เอกสารนี้เป็น โหมคควบคุมจากกระแส เป็นการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

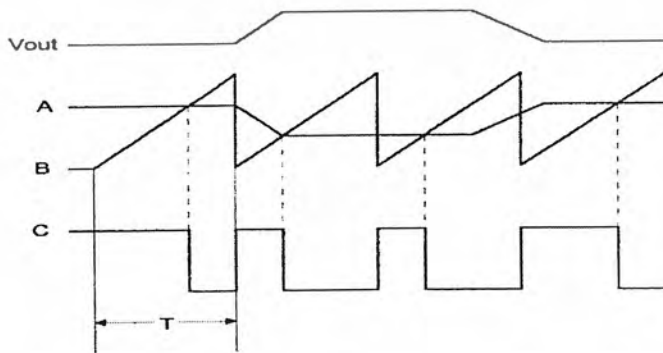
2.3.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมแรงดัน

จากรูปที่ 2.3 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาต์พุตมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายวงจรความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชัน โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาต์พุตที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดูเลชัน ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต



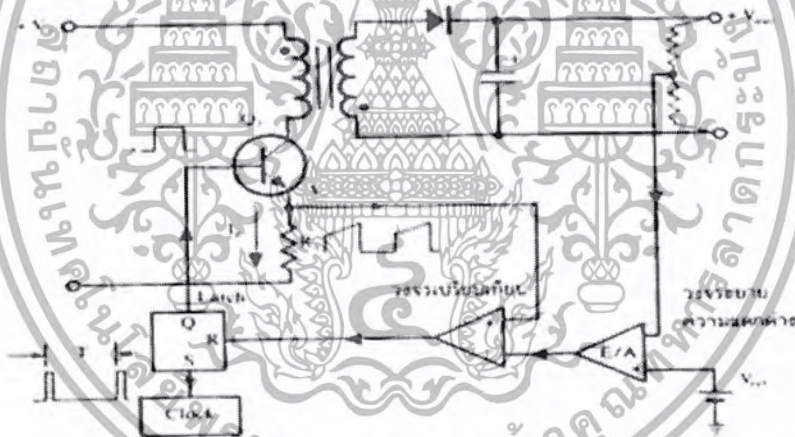
รูปที่ 2.4 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ **รูปที่ 2.4** แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ตติ้ง ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของ วงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่า ลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่ เอาต์พุตของวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชันจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผล ให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

2.3.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส มีข้อดีกว่าโหมดควบคุมจากแรงดันหลายประการ จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก



รูปที่ 2.5 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณา จากรูปที่ 2.5 (ก) การทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของ วงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อนและกำหนดขาอินเวอร์ตติ้ง ของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้น ที่ขา R เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์มอสเฟต Q1 ก็จะนำกระแส เมื่อ Q1 นำกระแสจะมี

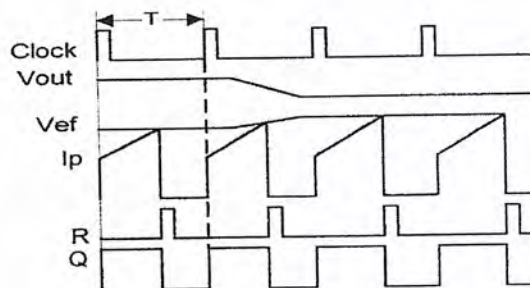
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ $Q1$ ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น High และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ค่า Q มีสถานะเป็น Low และเพาเวอร์มอสเฟต $Q1$ หยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั่นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้นแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลงเพาเวอร์มอสเฟตจะมีความนำกระแสได้น้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลงแรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์จึงเพิ่มขึ้นเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลานำกระแสได้มากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดของคอนเวอร์เตอร์จะสามารถลดค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุทเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาท์พุทมีค่าลดลง เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์มอสเฟตจะใช้เวลา นำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันที่เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกันเมื่อแรงดันเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาท์พุทของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วยลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.5 (ข)



รูปที่ 2.5(ข) แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากกระแสมีข้อดี
กว่าวงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่า
แรงดันที่เอาท์พุทเมื่อเกิดทรานเซียนส์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่
ต้องรอสัญญาณการป้อนกลับจากเอาท์พุท

2. สามารถป้องกันกระแสไหลเกินได้ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงที่ขดปฐมภูมิในลักษณะ
พัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว

3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก

4. สามารถต่อขนานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้นและ
กระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีกันเท่ากัน

2.4 วงจรขับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงาน โดยการใช้กระแส
ไบอัสที่ขาเบส เพื่อนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลด
ประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแส
ไบอัสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบอัสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลัง
งานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

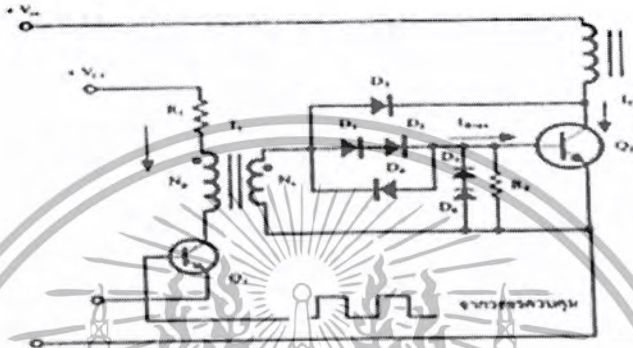
วงจรขับกระแสไบอัสนั้นทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่
(Fixed Base Drive) และวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์
(Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500
วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับด้วยกระแสคงที่โดยวงจรขับกระแสทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมาก
พอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะ
นำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบอัสด้วย
กระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสม
จะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจร
คอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

- วงจรขับกระแสไบอัสโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์เคลมปี

เบเกอร์เคลมปี เป็นวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับ

ทรานซิสเตอร์เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสมเมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึง

หยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอิมิตเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันที่ขดปฐมภูมิค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.6

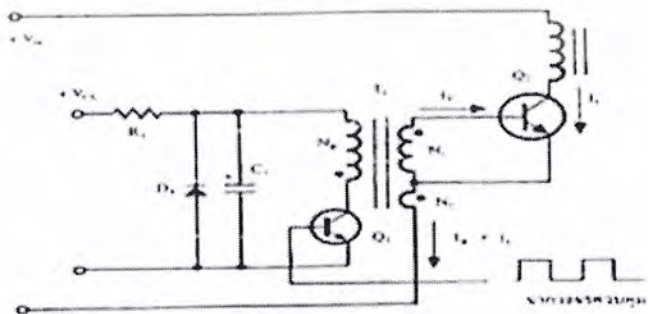


รูปที่ 2.6 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์เคลมป์

- วงจรขับกระแสไบอัสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูง ๆ

วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบอัสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่เริ่มแรงดันตกคร่อมตัวมันต่ำสุดที่สุดขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบอัสกลับค่าสูง ๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์เคลมป์ที่ป้องกันไม่ให้เกิดประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดงวงจรในรูปที่

2.7



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรขับกระแสไบอัสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบอัสในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอีมีเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบอัสไหลผ่านที่เบสและอีมีเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

- วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุทซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว

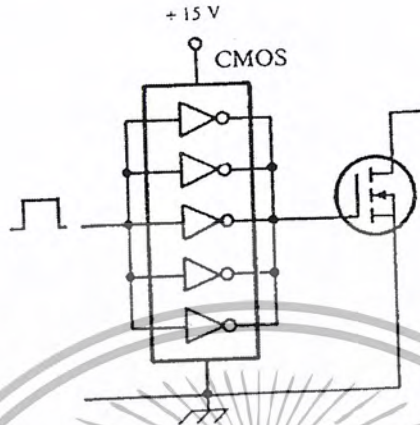


รูปที่ 2.8 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่าง ๆ

รูปที่ 2.8 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาท์พุทเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูลอัพ รีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลอัพรีซิสเตอร์ รูปที่ 2.8(ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

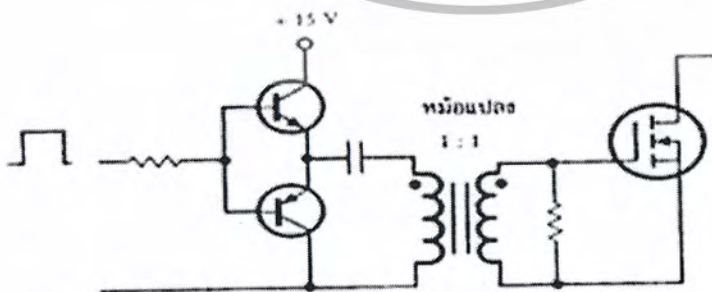


รูปที่ 2.9 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซี CMOS ได้ ในส่วนเอาต์พุตของไอซี CMOS จะเป็นมอสเฟตต่อกันในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี ซึ่งสามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปจะใช้ 12 ถึง 15 โวลต์ เพื่อให้เหมาะสมในการขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกัน จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

- วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบน และตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการ ขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมกันก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

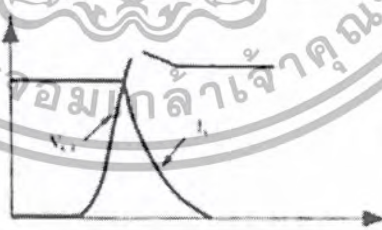
การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุม โดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับ ของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.10

2.6 วงจรสับเบอร์

วงจรสับเบอร์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลัง สูญเสียและป้องกันการเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจร สับเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสับ เบอร์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสับเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไดโอด เรียกว่าวงจร RCD สับเบอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

2.6.1 วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

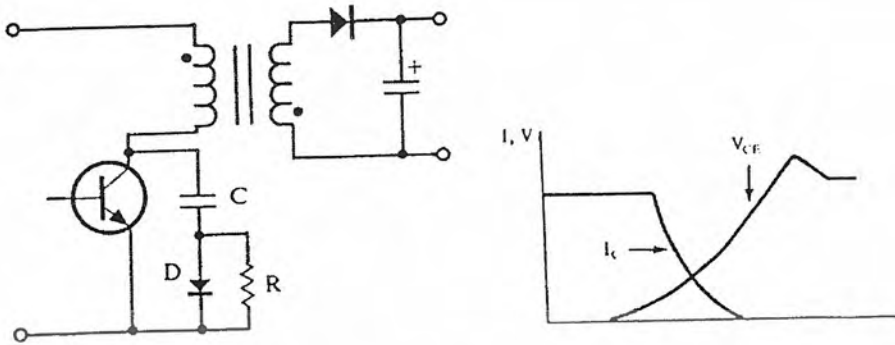
ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสแล้ว กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็วดังรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยต่อวงจรสับเบอร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิส เตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่ง กระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะช่วยให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสับเบอร์สามารถทำได้ดังรูปที่ 2.12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรสับเบรอร์ช่วงหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบรอร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และไดโอด D1 ของวงจรสับเบรอร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้นถ้าให้ C1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็就会被หน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R1 ที่ไป แรงดันตกคร่อม C1 ก็จะลดลงค่าได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C1 และ R1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

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

$$R_1 = \frac{t_{on} (\text{min})}{6C_1} \quad (2.4)$$

- เมื่อ I_p คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์
- t_{on} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
- t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การคายประจุของ C_1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R_1 หาได้จาก

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

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.7 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานในขณะนำกระแส และในขณะที่เปลี่ยนสถานะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรจะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาดิ้นตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

2.7.1 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ทำงานในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีการทำงานในลักษณะสวิตช์และมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแสและเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสอีกด้วย การเปลี่ยนสถานะและแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสทำให้เกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อน (Power Dissipation) ขึ้นที่ตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แต่ก็ยังมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงและราคาถูกกว่า ทั้งยังมีการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานเร็วขึ้นเพื่อให้สามารถใช้งานในย่านความถี่สูง ๆ และลดกำลังงานสูญเสีย

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่นำกระแสอยู่ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

เมื่อเริ่มให้กระแส ไปอัสที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์

ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{ce})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะยังมีค่าเท่ากับ V_{cc} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น V_{cc} (sat) ดังรูปข้างล่าง กำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ เมื่อหยุดให้กระแสไบอัสและป้อนกระแสไบอัสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่าช่วงเวลาสะสม และขณะช่วงเวลา t_s นี้ แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบอัสอยู่



รูปที่ 2.13 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

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

$$P_{d(sw)} = \frac{0.5 V_{cc} I_{pk} t_c}{T} \tag{2.6}$$

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

2.7.2 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนของวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดโมดูเลชัน โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพุชพูล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงกว่าแบบ P-ch

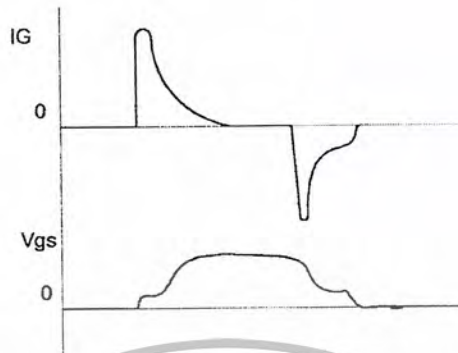
- กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแส แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ขานความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่กว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_d จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(ON)} + P_{sw(OFF)} + P_C \quad (2.7)$$

$$P_{sw(ON)} = \frac{0.5 I_{pk(on)} t_r V_{in}}{T} \quad (2.8)$$



รูปที่ 2.14 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขั้วและเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบอัสให้นำกระแส

- ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคันด์ารีเบรคดาวน์ เช่นในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สขั้วนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคันด์ารีเบรคดาวน์ อัตราทานกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

หลักการในการเกิด Plasma Arc ในน้ำ

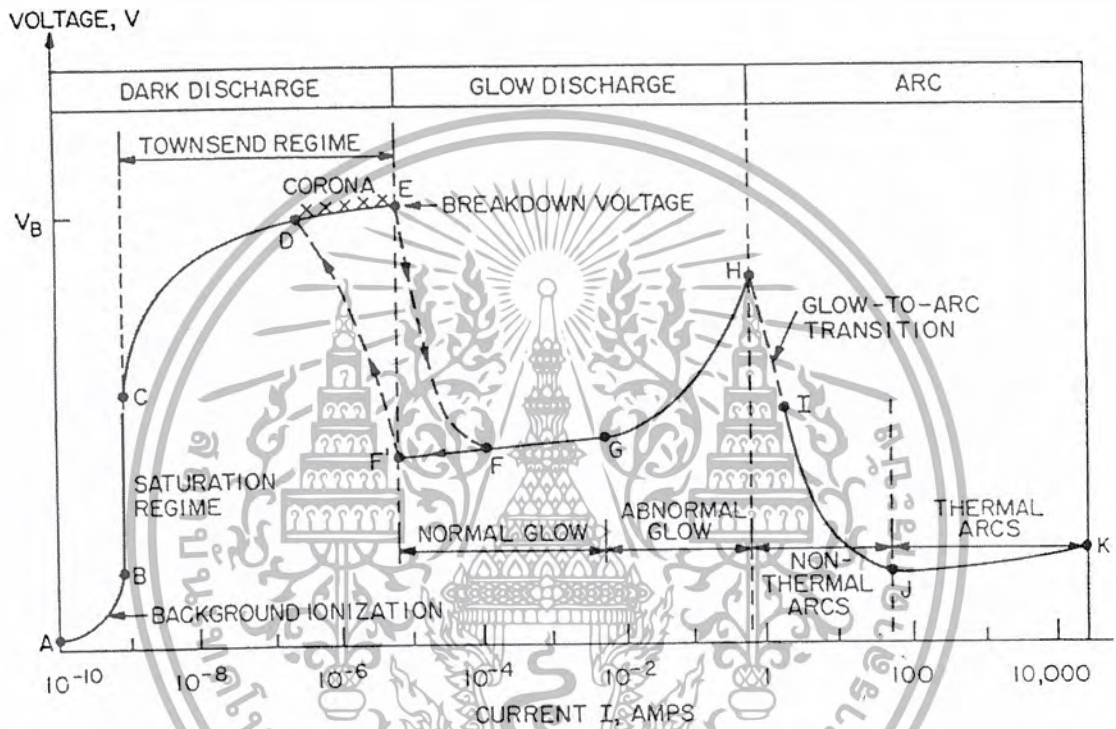
2.8 หลักการในการอาร์ค

เมื่อเกิดการคายประจุของไฟฟ้ากระแสตรงมีกระแสประมาณ 1-10 แอมป์ที่ความดันต่ำ ซึ่งบางครั้งเป็นการยากที่จะทำให้เกิดการอาร์คหรือเป็นแค่การปล่อยแสงออกมาเนื่องจากการคายประจุ การอาร์คยังอธิบายในรูปแบบของการเปล่งแสง ความหนาแน่นกระแส และเมื่อเกิดการสูญเสียแรงดัน โดยแสงที่ปลดปล่อยออกมานั้นมีความสว่างมาก โดยเฉพาะที่ความหนาแน่นของอุณหภูมิมีค่ามาก

ซึ่งการอาร์คจะมีลักษณะคือกระแสสูง และมีความหนาแน่นกระแสมาก ช่วงความหนาแน่นกระแสของช่วงการอาร์คมีตั้งแต่ 1 A/cm^2 ถึงมากกว่า $1,000 \text{ A/cm}^2$

2.8.1 คุณสมบัติของแรงดันและกระแส

คุณสมบัติของแรงดันและกระแส ของ DC แสดงในรูปที่ 2.15 โดยอธิบายเป็นสามช่วงที่สำคัญ



รูปที่ 2.15 แสดงคุณสมบัติของแรงดันและกระแสในการอาร์ค

การแบ่งระบบการอาร์ค : จะประกอบด้วยแสงที่เปล่งออกมา ปรากฏไฟฟ้าที่ส่งผ่านระหว่างจุด H และ I ซึ่งกระตุ้นโดยอิเล็กตรอนที่เปล่งแสงออกมาจากคาโทด โดยแสงนี้เป็นผลมาจากหลอดที่มีความร้อนสูงบนคาโทด เมื่อเกิดการคายประจุมายังจุด I ดังรูป ทั้งนี้เพราะค่าความต้านทานภายในของแหล่งจ่ายไฟกระแสตรง และวงจรที่เกี่ยวข้องในการทำงาน เรียกว่า Non - Thermal Arcs ซึ่งกระแสประมาณ 1 ถึง 50 แอมป์ จากค่าความต้านทานน้อยมาก (0.1-0.5 โอห์ม) ทำให้คุณสมบัติของแรงดัน- กระแส มีความชันเป็นลบ จากการเพิ่มกระแสและลดแรงดัน

จากจุด J ถึง K เป็นการอาร์คที่เรียกว่าช่วง Thermal Arcs โดยมีกระแสมากกว่า 50 แอมป์ เป็นการอาร์คที่เริ่มเข้าสู่ช่วงที่มีความเรียบ โดยที่แรงดันและกระแสเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ หรือเรียก

ว่า ช่วงที่มีความเข้มของแสงมากขึ้นตามรูปที่ 2.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8.2 องค์ประกอบในการอาร์คในน้ำ

1) คาโทด คือ ขั้วลบ ซึ่งเมื่อไม่มีความร้อนนั้นจะมีความเข้มข้นของการเกิดประกายไฟที่น้อยปกติแล้วขั้วอิเล็กตรอนจะปล่อยอิเล็กตรอนออกมา

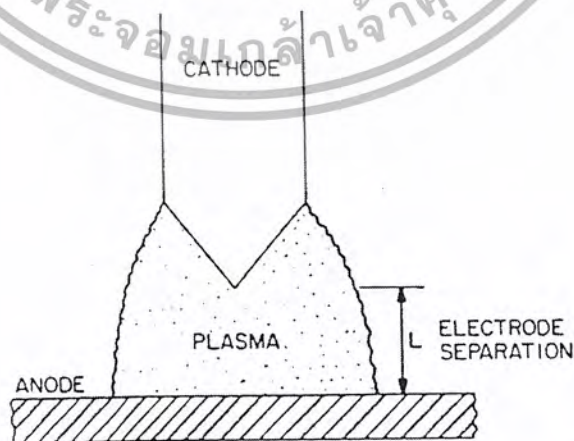
2) จุดที่คาโทดจะเกิดพลาสมา จะมี 1 จุดหรือมากกว่านั้น โดยการที่ความเข้มของกระแสที่จ่ายไปให้คาโทดประมาณ 500 A/cm^2 ถึง 1000 A/cm^2 อุณหภูมิของคาโทดขึ้นอยู่กับชนิดของตัวกลาง, วัสดุที่นำมาใช้ และ ความหนาแน่นของกระแสด้วย ผิวหน้าของคาโทดต้องถูกกระตุ้นกระแสด้วยความเร็วในระหว่างทำการอาร์ค เมื่อคาโทดเริ่มร้อนจนถึงจุดอาร์ค อิเล็กตรอนจะถูกส่งผ่านด้วยแกนหลักโดยการนำพาความร้อนของน้ำ

3) ระยะห่างจากขั้วคาโทดที่สภาวะปกติต้องน้อยกว่า 1 mm จึงจะเกิดแรงดันตกคร่อมประมาณ 10 V

4) การพลาสมานั้นจะเกิดความร้อนส่วนมากแล้วการอาร์คในน้ำจะทำงานที่แรงดันของบรรยากาศที่มากที่สุด

5) ขั้วแอโนดที่ใช้้นจะมีค่าแรงดันตกคร่อมมากซึ่งเกิดจากระยะห่างที่น้อยมาก การสูญเสียในขั้วแอโนดเมื่อเทียบกับขั้วคาโทดแล้ว ในขั้วแอโนดจะน้อยกว่า

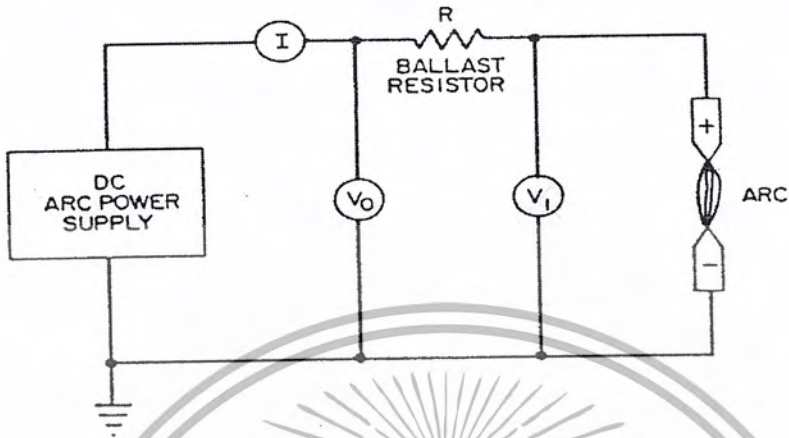
6) ขั้วแอโนด คือ ขั้วไฟฟ้าที่สะสมอิเล็กตรอน และที่คาโทดจะเป็นตัวจุดให้เกิดประกายไฟฟ้าขึ้น ในส่วนที่เกี่ยวกับความดันและอุณหภูมิของอโนดนั้นจะเหมือนกันซึ่งขึ้นกับ วัสดุที่นำมาทำ, ชนิดของน้ำและปริมาณของกระแส โดยมีค่า 2500K ถึง 4200K โดยการทดลองการอาร์คในน้ำนั้น ขั้วคาโทดใช้แท่งคาร์บอน และขั้วแอโนดใช้แท่งทองแดง



รูปที่ 2.16 แสดงลักษณะการเกิดพลาสมาอาร์ค

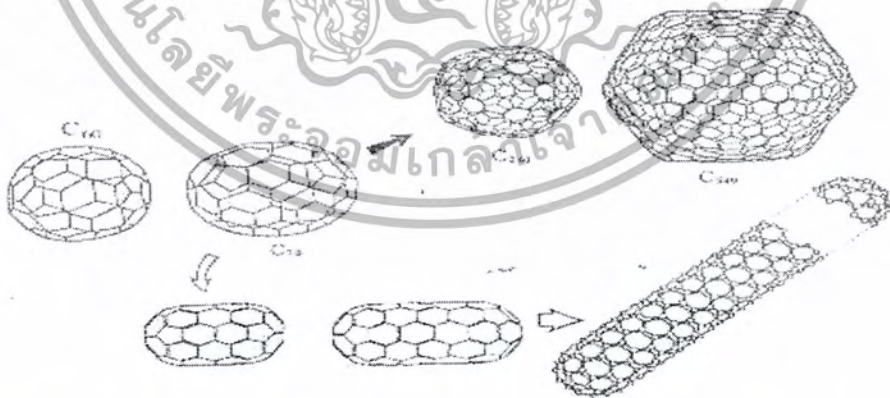
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

POWER SUPPLIES FOR ELECTRICAL ARCS



รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะการต่อโหลดกับสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย

ผงคาร์บอนที่ได้จากการอาร์คในน้ำจะมีขนาดเล็กขนาดนาโน ไซต์ซึ่งลักษณะของผงคาร์บอนขนาดนาโนไซต์แสดงไว้ในรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะของผงคาร์บอนขนาดนาโนไซต์แบบต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

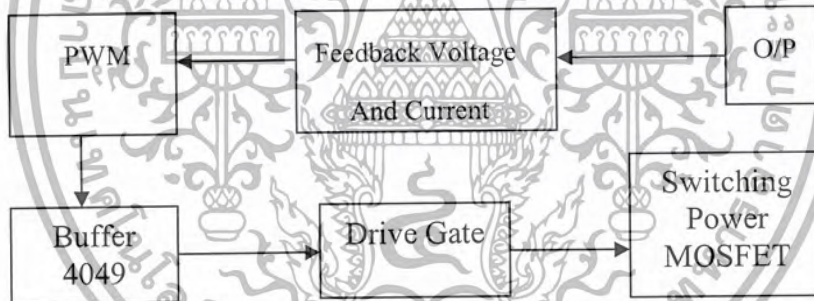
บทที่ 3

หลักการทํางานของวงจร

การทํางานของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ได้จัดทําขึ้นนี้ จะประกอบด้วยส่วนประกอบที่สำคัญ 2 ส่วนคือ ส่วนของเพาเวอร์สวิตซิ่งซึ่งประกอบด้วย วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสทางด้านอินพุต และวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮัลฟบริดจ์และในส่วนของวงจรควบคุมประกอบด้วย วงจรป้อนกลับ โดยการเปรียบเทียบทั้งกระแสและแรงดันจากทางด้านเอาต์พุตมาส่งเป็นข้อมูลให้กับตัวไอซี SG3526 เพื่อทําการควบคุมขนาดความกว้างของสัญญาณพัลส์ผ่านวงจรขับไปยังคอนเวอร์เตอร์ต่อไป โดยจะแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.1 ส่วนของวงจรควบคุม

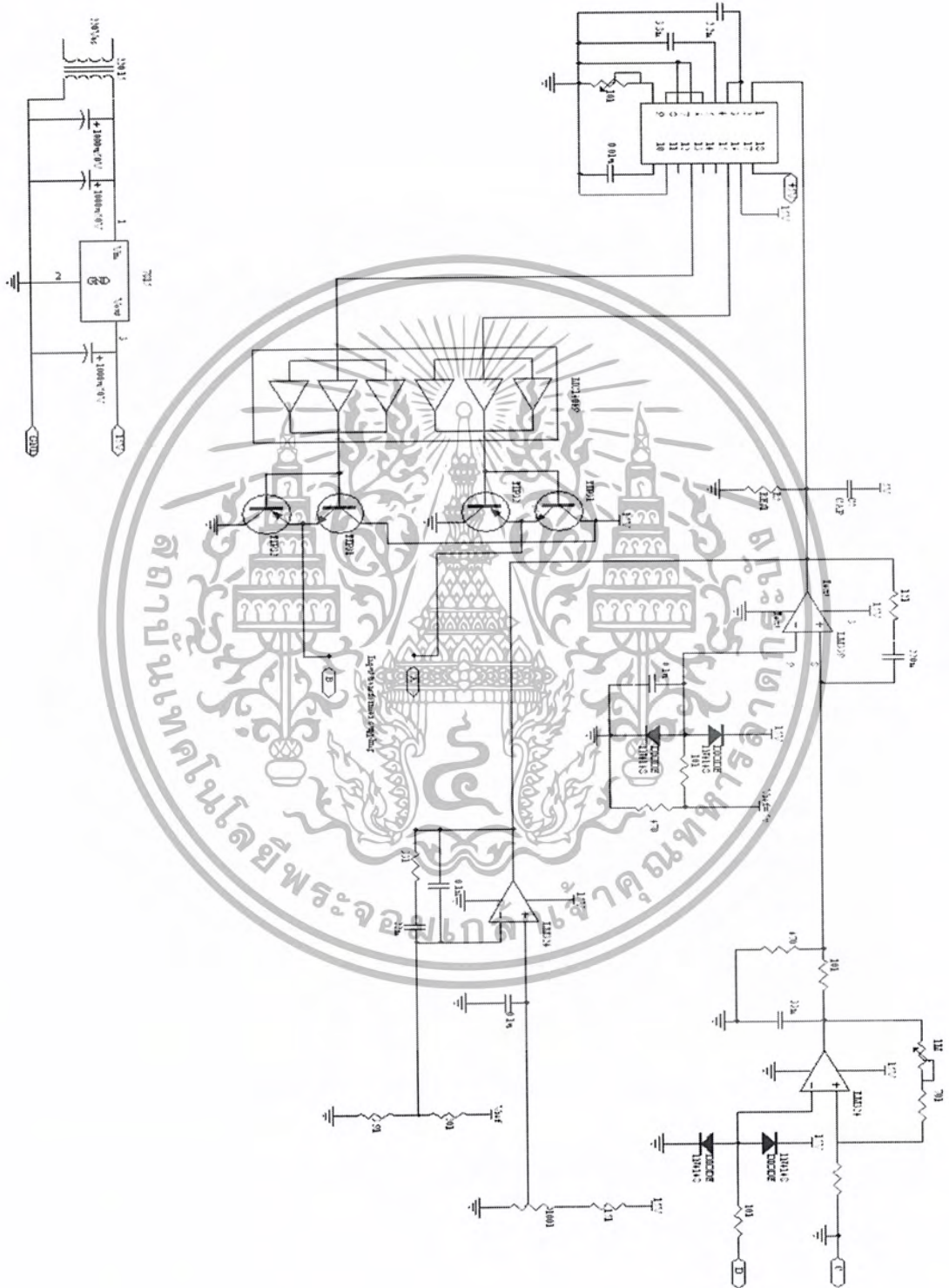
วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่ควบคุมการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟต ดังรูปที่ 3.1 สามารถแบ่งเป็นส่วนย่อยๆ ได้ ส่วนดังนี้



รูปที่ 3.1 แสดงลำดับการทํางานของวงจรควบคุมการสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟต

3.1.1 วงจรป้อนกลับ

วงจรป้อนกลับทำหน้าที่แปลงค่าจากเอาต์พุตที่อยู่ในรูปต่างๆ เช่น กระแส แรงดันและอุณหภูมิ ให้มาอยู่ในรูปของระดับแรงดันไฟฟ้าเพื่อทําการเปรียบเทียบกันกับค่าอ้างอิงที่ได้จัดตั้งค่าไว้ อุปกรณ์สำคัญในการเปรียบเทียบระดับแรงดันนี้ก็คือ ออปแอมป์ เอาต์พุตจากการเปรียบเทียบของออปแอมป์ จะถูกส่งไปควบคุมการทํางานของวงจรพัลส์วิดมอดคูเลชัน



รูปที่ 3.2 วงจรป้อนกลับ(Feedback control)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

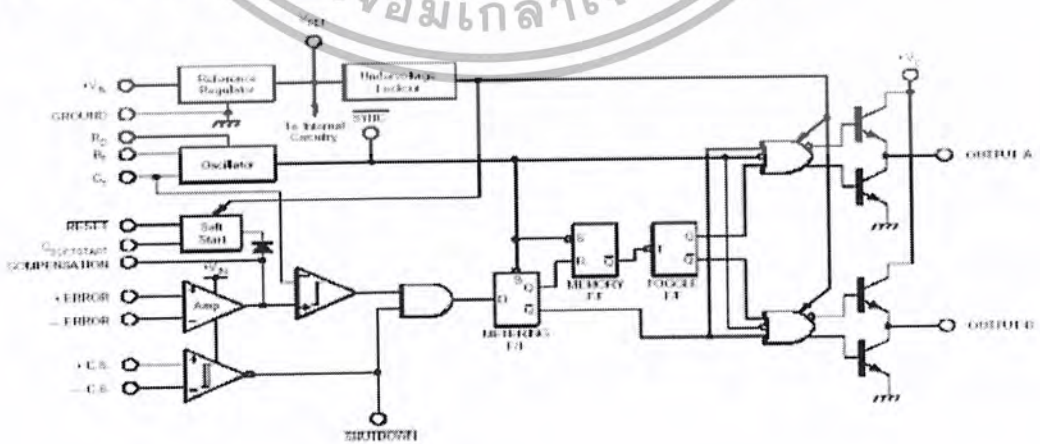
Set Current Value วงจรในส่วนนี้รับค่าแรงดันอ้างอิงที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าได้จาก การปรับของโวลุ่ม แล้วนำค่าแรงดันนี้มาทำการขยายระดับแรงดันให้อยู่ในช่วงที่เหมาะสมแล้วส่ง เป็นข้อมูลให้กลับไอซี SG3526 โดยนำไปประมวลผลด้วยวงจรพัลส์วิดิมอดคูเลชัน เพื่อที่จะ กำหนด ค่าเวลาในการนำกระแสของ เพาเวอร์มอสเฟต ต่อไป

Voltage amplifier วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่วัดค่ากระแสเอาต์พุตของวงจร โดยรับค่า แรงดันค่าต่ำ ๆ ที่ตกคร่อมชั้นที่เคอร์เรนท์ เมื่อมีกระแสไหลผ่าน โดยค่าแรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะ เป็น สัดส่วนโดยตรงกับค่ากระแสที่ไหลผ่านชั้นเคอร์เรนท์ แรงดันที่เกิดขึ้นนี้จะถูกขยายโดยวงจรออป- แอมป์ให้แรงดันมีขนาดสูงขึ้นเพื่อให้เหมาะกับการเปรียบเทียบค่าแรงดัน ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะถูก ส่งไปเป็นข้อมูลให้กับไอซี SG3526 เพื่อที่จะสั่งให้ตัว เพาเวอร์มอสเฟต ทำงานมากขึ้นหรือทำงาน น้อยลงตามค่าแรงดันอ้างอิงที่เกิดจากส่วนการปรับตั้งค่ากระแสเอาต์พุต

No-Load voltage regulator วงจรนี้จะทำงานเมื่อมีแรงดันป้อนกลับมาจากทางเอาต์พุต ซึ่งจะแสดงสภาวะ 2 ค่าเท่านั้นคือ หากสวิทซ์ทำงานอยู่แรงดันที่ป้อนกลับมามีค่าต่ำ นั่นคือไม่มี ข้อมูลส่งกลับมา นั่นเอง แต่ถ้าหากวงจรอยู่ในสภาวะที่แรงดันป้อนกลับมามีค่าสูงแสดงว่ามีสัญญาณ ป้อนกลับมานั่นเอง วงจรนี้จะส่งข้อมูลไปให้กับตัวไอซี SG3526 ที่ทำหน้าที่ควบคุมการกำเนิด สัญญาณของการสวิทซ์ให้มีพัลส์วิดซ์กว้างหรือ แคบอันจะทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานน้อยลง ทำให้เกิดการสูญเสียลดลงด้วย

3.1.2 วงจรสร้างและควบคุมความกว้างพัลส์

วงจรที่ใช้สำหรับสร้างและควบคุมความกว้างของพัลส์ สามารถจะทำได้โดยใช้ไอซี เบอร์ SG3526 ซึ่งมีโครงสร้างภายในดังรูปที่ 3.3 ซึ่งมีรายละเอียดในการใช้งานได้ดังนี้



รูปที่ 3.3 โครงสร้างภายในของไอซีเบอร์ SG3526

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในการแข่งขันเพื่อการศึกษานี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขา 1,2 จะใช้สำหรับรับข้อมูลที่เป็นค่าแรงดัน จากการป้อนกลับ และการเซตค่าเข้ามาที่ขาอินเวอร์ตติ้ง และ นอนอินเวอร์ตติ้ง ของวงจรถยายความผิดพลาดภายในไอซี ซึ่งค่าแรงดันที่ได้นี้จะส่งไปยังวงจรถ่ายวัดชั่วครู่เมื่อคุณเลขนเพื่อที่ปรับค่าความกว้างของพัลส์ให้เปลี่ยนไปตามข้อมูลของแรงดันอินพุท

ขา 3 เป็นขาที่ใช้สำหรับชดเชยกับวงจรถยายในกรณีเปิดลูป โดยการตัวเก็บประจุลงกับกราวด์หรือปรับตั้งค่าอัตราขยายให้กับวงจรถยายความผิดพลาด โดยการต่อร่วมกับขา 2

ขา 4 เป็นขาที่ใช้สำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อหน่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของมอเตอร์ เพื่อให้ได้การทำงานในลักษณะ Soft Start

ขา 5 เป็นขารีเซ็ต เพื่อการเริ่มต้นทำงานที่ถูกต้องและตรงจังหวะหลังจากการชัตดาวน์ (Shutdown) ซึ่งจะสังเกตได้ว่าขารีเซ็ตจะต่ออยู่กับขาชัตดาวน์ ดังนั้นจะเกิดการรีเซ็ตทุกครั้งหลังจาก ทำการชัตดาวน์

ขา 6,7 เป็นขาเคอร์เรนท์เซนส์ (Current Sense) ทำหน้าที่รับค่ากระแสจากหม้อแปลงกระแส (Current Transformer) ทำหน้าที่คอยตรวจจับกระแสเอาท์พุทด้วยวงจรถ่ายเทียบซึ่งมีความเร็วสูง เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้นวงจรถ่ายเทียบก็จะส่งเอาท์พุทไปทำการชัตดาวน์ทันทีเพื่อเป็นการป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับวงจร

ขา 8 เป็นขาที่ใช้สำหรับตั้งชัตดาวน์จากวงจรถ่ายนอกโดยการป้อนลอจิก "0"

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

ขา 10 เป็นขาที่ต่อกับตัวเก็บประจุ C_t ใช้เพื่อที่จะกำหนดค่าความถี่ให้กับวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณ

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

ขา 12 เป็นขาสัญญาณที่ออกจากวงจรถ่ายกำเนิดสัญญาณ ต่อออกมายังภายนอกเพื่อนำไปใช้กับวงจรอื่นที่ต่อร่วมที่ต้องการมีคาบเวลาเดียวกัน เพื่อให้เกิดการทำงานที่พร้อมกัน

ขา 13,16 เป็นขาเอาท์พุทพัลส์ A และ B ตามลำดับโดยพัลส์ที่ออกจากเอาท์พุททั้งสองจะมีเฟสต่างกัน 180 องศา พัลส์ที่ได้จะถูกนำไปขับวงจรคอนโทรลต่อไป สามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 250 มิลลิแอมป์

ขา 14 เป็นขาที่ได้รับแรงดันไฟเลี้ยงสำหรับส่วนของเอาต์พุตภายในที่ใช้ มอสเฟต ต่อกันแบบคอมพลิเมนต์ารี สามารถใช้ร่วมกับไฟเลี้ยงของไอซีขา 17 ก็ได้

ขา 15 เป็นขากราวด์ของตัวไอซี

ขา 17 เป็นขาที่รับไฟเลี้ยงจากภายนอกมาทำการเลี้ยงวงจรภายในไอซี โดยผ่านวงจรสร้างค่าแรงดันอ้างอิง (5V) ก่อนเพื่อให้ไอซีทำงานได้คงที่

ขา 18 เป็นขาเอาต์พุตของวงจรกำเนิดแรงดันอ้างอิงภายในไอซี เพื่อจะนำแรงดันอ้างอิงนี้ไปใช้กับวงจรภายนอกเพื่อให้มีค่าแรงดันอ้างอิงค่าเดียวกัน โดยสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุด 50 มิลลิแอมป์

3.1.3 วงจรขับ

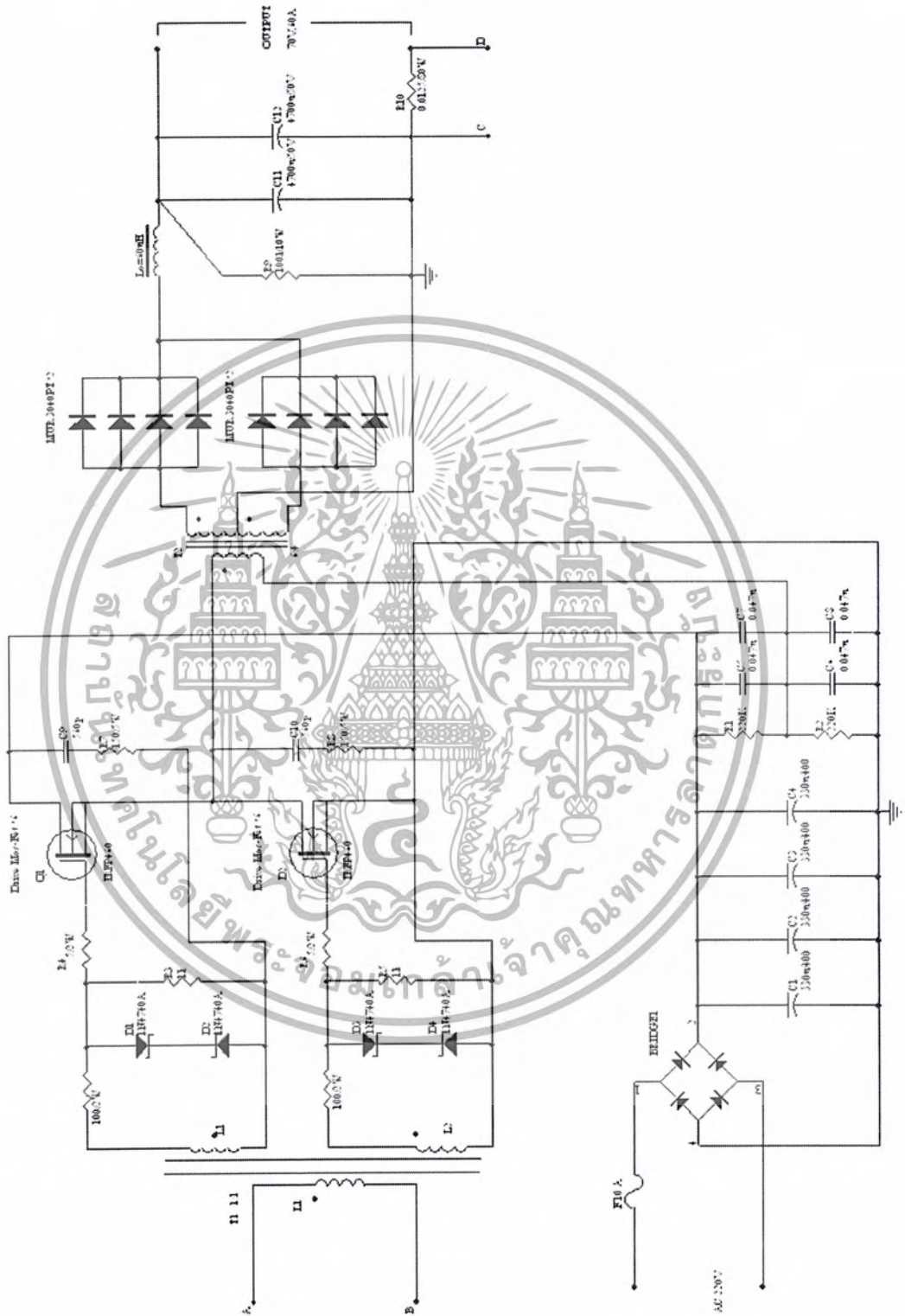
วงจรขับประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ชนิดเอ็น-เซนแนล และ พี-เซนแนลต่อกันแบบคอมพลิเมนต์ารีจำนวนสองชุด โดยเอาต์พุตของวงจรคอมพลิเมนต์ารีทั้งสองนั้นจะต่อผ่านขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อแปลงขับสวิตซ์ซึ่งเพื่อที่ส่งผ่านพลังงานไปยังขดลวดทุติยภูมิ นำไปขับเกตของเพาเวอร์มอสเฟตต่อไป

Inverter Buffer นำมาต่อทางอินพุตเพื่อ

1. ต้องการเพิ่มระดับการสวิงของสัญญาณพัลส์กระตุ้นเกตให้สูงขึ้นจนถึงระดับสูงสุดเกือบเท่าไฟเลี้ยงคือ 15V
2. เพื่อต้องการกระตุ้นเกตนี้คงสถานะเป็นสัญญาณพัลส์ที่เหลี่ยมที่แน่นอนทั้งเวลาขอบขาขึ้นและเวลาขอบขาลงของสัญญาณพัลส์ เมื่อเวลาขอบขาลงของสัญญาณพัลส์เมื่อความถี่ค่าสูงขึ้นเพราะพัลส์ที่เหลี่ยมจะมีข้อเสีย เมื่อความถี่ของพัลส์สูงขึ้นรูปสัญญาณที่เหลี่ยมจะไม่เป็นสี่เหลี่ยมสมบูรณ์แบบจะมีลักษณะโค้งมนซึ่งจะทำให้เกิดการผิดพลาดได้
3. เพื่อต้องการให้ค่ากระแสสัญญาณพัลส์ขับเคลื่อนที่เพิ่มสูงขึ้นจนสามารถขับเคลื่อนเกตที่มีสถานะเป็นค่าความจุในเกตของเพาเวอร์มอสเฟตได้โดยไม่มีการผิดพลาด

3.2 ส่วนของวงจรเพาเวอร์สวิตซ์

วงจรในส่วนนี้มีหน้าที่หลักในการเปลี่ยนค่าความถี่ไฟเอซีไลน์ที่มีค่าประมาณ 50 เฮิรต์ ให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อทำการส่งผ่านพลังงานที่มีประสิทธิภาพสูงโดยเริ่มจากการนำไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรต์ มาทำการแปลงให้เป็นไฟกระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสตามลำดับ จากนั้นจึงนำค่าไฟกระแสตรงที่ได้มาเปลี่ยนให้เป็นไฟกระแสสลับอีกครั้งหนึ่งในรูปของพัลส์ โดยใช้เพาเวอร์มอสเฟต สวิตซ์ด้วยความถี่สูง โดยเรียกวงจรในส่วนนี้ว่า วงจรคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.4 วงจร POWER SUPPLY

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแสทางด้านอินพุท

วงจรเรียงกระแสที่ใช้สร้างไฟกระแสตรงสำหรับป้อนให้วงจรคอนเวอร์เตอร์นี้เป็นแบบฟลูบริดจ์เรกติไฟเออร์ โดยการเรียงกระแสแบบนี้จะทำให้ได้สัญญาณชาน์เนลที่มีค่าความถี่ชีกบนหรือชีกล่างเป็นสองเท่าเมื่อเทียบกับสัญญาณชีกบนหรือชีกล่างของไฟสลับทำให้เมื่อทำการกรองกระแสแล้วจะทำให้แรงดันripple มีขนาดน้อยกว่าการกรองกระแสแบบอื่นๆ (เมื่อเทียบกับที่ตัวเก็บประจุกรองกระแสมีค่าเท่ากัน) เนื่องมาจากวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ นั้นอยู่ในลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงจำเป็นต้องทำการแบ่งค่าแรงดันกระแสตรงจากการเรียงกระแสเป็นครึ่งหนึ่ง โดยใช้ตัวเก็บประจุขนาดเท่าๆกันต่อกันแบบอนุกรม ต่อเข้ากับชุดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ดังรูปที่ 3.4 และเพื่อจะให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากันอย่างแท้จริงจึงจำเป็นต้องใส่ตัวต้านทานที่มีค่าเท่าๆ กันต่อคร่อมตัวเก็บประจุ พบว่าขนาดของตัวเก็บประจุที่แบ่งแรงดันนั้นจะต้องเพียงพอที่จะถ่ายเทพลังงานให้กับหม้อแปลง ได้มีเช่นนั้นกระแสที่เอาที่พุทจะ ไม่ต่อเนื่องในส่วนของการกรองกระแสเป็นการกรองกระแสที่แรงดันสูงเราไม่สามารถหาตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงๆ หรือมีค่าความจุมากและสามารถทนแรงดันสูงๆ ได้ง่าย เนื่องจากจะมีราคาสูงแล้วยังหายากอีกด้วย การขนานตัวเก็บประจุเพื่อเพิ่มค่าความจุจึงเป็นวิธีที่ดีมากๆ อีกทั้งยังเป็นการลดค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย เนื่องมาจากความต้านทานที่แฝงภายในตัวเก็บประจุกอีกด้วย

3.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบด้วยเพาเวอร์มอสเฟต โดยเพาเวอร์มอสเฟต ชุดบนและชุดล่างจะสลับกันทำงาน

การทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปตามพัลส์ที่ส่งมาจากวงจรควบคุม ซึ่งผ่านหม้อแปลงขับ โดยพัลส์จากขดลวดทุติยภูมิชุดบนจะกลับเฟสกับพัลส์ที่เกิดจากขดลวดชุดล่าง พัลส์ที่ออกจากขดลวดทุติยภูมินี้จะผ่านวงจรจำกัดแรงดันก่อน เพื่อป้องกันไม่ให้แรงดันที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟต มีค่าสูงมากเกินไปกว่าจุดที่เพาเวอร์มอสเฟต จะเกิดการอิมดับโดยวงจรถูกกล่าวประกอบด้วยตัวต้านทานและซีเนอร์ไดโอดสองตัวที่ต่ออนุกรมกัน ถ้าแรงดันพัลส์ทางด้านบวกและลบมีค่าสูงเกินกว่าค่าเบรคดาวน์ของซีเนอร์ไดโอด ซีเนอร์ไดโอดก็จะนำกระแสทันที

ไดโอดที่ต่อคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต คือ ไดโอดฟาสต์รีคัฟเวอร์รี่ โดยต่อทั้งที่ชุดบนและชุดล่างเป็นคอมมิวเตดิงไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ประการแรกเพื่อ ป้องกันแรงดันสไปค์ที่เกิดขณะเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากพลังงานที่สะสมในขดลวดปฐมภูมิของตัวหม้อ-แปลงความถี่สูง และหน้าที่ประการที่สองในขณะที่ตัวเพาเวอร์มอสเฟตหยุดนำกระแส

ขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้น เมื่อรวมเข้ากับแรงดันครึ่งหนึ่งของเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายกระแสตรงแล้ว จะทำให้มีแรงดันตกคร่อมตัว เพาเวอร์มอสเฟต สูงมาก แต่ไดโอดฟาสต์ รีคิฟเวอร์ที่ซึ่งต่ออยู่กับ เพาเวอร์มอสเฟตอีกตัวหนึ่งจะอยู่ในลักษณะไบแอสตรงดังนั้น ไดโอดนี้จะทำการนำกระแสเป็นการป้องกันอันตรายอันจะเกิดขึ้นกับตัวเพาเวอร์มอสเฟต

3.2.3 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (High Frequency Transformer)

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงสำหรับสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ใช้แกนเฟอร์ไรท์ แบบยูคอร์ 60 (U-core Type) ที่ทำจากสารเฟอร์ไรท์ชนิด H45 ในการออกแบบเราควรเลือกค่าฟลักแม่เหล็กสูงสุดที่ใช้งานประมาณครึ่งหนึ่งของฟลักแม่เหล็กที่จุดอิ่มตัว ($B_{max} = B_{sat}/2$) เพื่อความปลอดภัยของวงจร อันเนื่องมาจากหม้อแปลงอิ่มตัว

กำหนดหาจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิโดยใช้สมการ

$$N_p = (V_p * 10^8) / (K * f * B_{max} * A_e)$$

โดยที่ N_p คือจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ (รอบ)
 V_p คือค่าแรงดันตกคร่อมขดลวด (โวลท์)
 K คือค่าคงที่เท่ากับ 4.0 สำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม
 f คือค่าความถี่ (เฮิรท์)
 A_e คือค่าพื้นที่หน้าตัดของแกน (ตารางเซนติเมตร)

จากค่าดัชนีของแกน U-60 เราจะทราบค่า

$$B_{sat} = 3300 \text{ G ที่ } 100 \text{ องศาเซลเซียส ; } B_{max} = 2400 \text{ G}$$

$$A_e = 2.25 \text{ ตารางเซนติเมตร}$$

$$A_c = 7.8 \text{ ตารางเซนติเมตร}$$

แรงดันไฟกระแสสลับจะมีค่า 180-260V

$$\text{เลือกค่า } V_{in} (\text{ต่ำสุด}) = (180 * 1.414) - 20 = 234.52 V_{DC}$$

แทนค่า

$$\begin{aligned} N_p &= (234.52 * 10^8) / [(4)(27 * 10^3)(2400)(2.25)] \\ &= 40 \text{ รอบ} \end{aligned}$$

แต่แกน U-60 นี้สามารถพันได้สูงสุด 12 รอบ

เนื่องจาก กระแสสูงสุดที่ไหลในขดไพมารี ประมาณ 15A สายทองแดงจะกำหนดความหนาแน่นกระแสประมาณ 400cm/A ขนาดของสายเท่ากับ $15A * 400 \text{ cm/A} = 6000 \text{ cm}$ พบว่าจะใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สายทองแดงเบอร์ 12 AWG แต่สายทองแดงที่มีอยู่คือ เบอร์ 24 AWG จะต้องใช้สายทองแดง
ประมาณ 15 เส้นมาตีเกลียว

เมื่อพันขดไฟมารีได้ประมาณ 12 รอบ

และถ้าพิจารณาที่ V_{in} (สูงสุด) = $(260 * 1.414) + 20 = 387.64$ V

พิจารณาค่า B_{max} อีกครั้ง แทนค่าในสูตร พบว่าค่า B_{max} มีเท่ากับ 13,293.55 G ซึ่งมากกว่าค่า
 B_{sat} จึงต้องมีการเพิ่มแกน เพื่อป้องกันการอิ่มตัวของหม้อแปลง ใช้แกนทั้งหมด 6 แกน

หลังจากนั้น คำนวณหาจำนวนรอบที่ขดเซคคันนารี

$$N_s = N_p * V_s / V_p = 12 * 50 / 234.52 = 3$$

จะได้จำนวนรอบประมาณ 3 รอบ

ดังนั้นจะได้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ 12 รอบและจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ 3
รอบ หรือจะได้อัตราส่วนจำนวนรอบเท่ากับ 4 ต่อ 1

จากการทดลองสร้างหม้อแปลงความถี่สูงพบว่า จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิมีค่ามาก
จึง จำเป็นต้องพันขดลวดเป็น 2 ชั้นทับกัน ซึ่งการพันในลักษณะนี้พบว่าจะเกิดปัญหาเรื่องของความ
แน่นหนาและทำให้เกิดช่องว่างระหว่างเส้นลวดมากมีผลให้เกิดการสูญเสียทางแม่เหล็กไฟฟ้าและ
อาจทำให้เกิดการออสมิตเลสขึ้นได้



บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

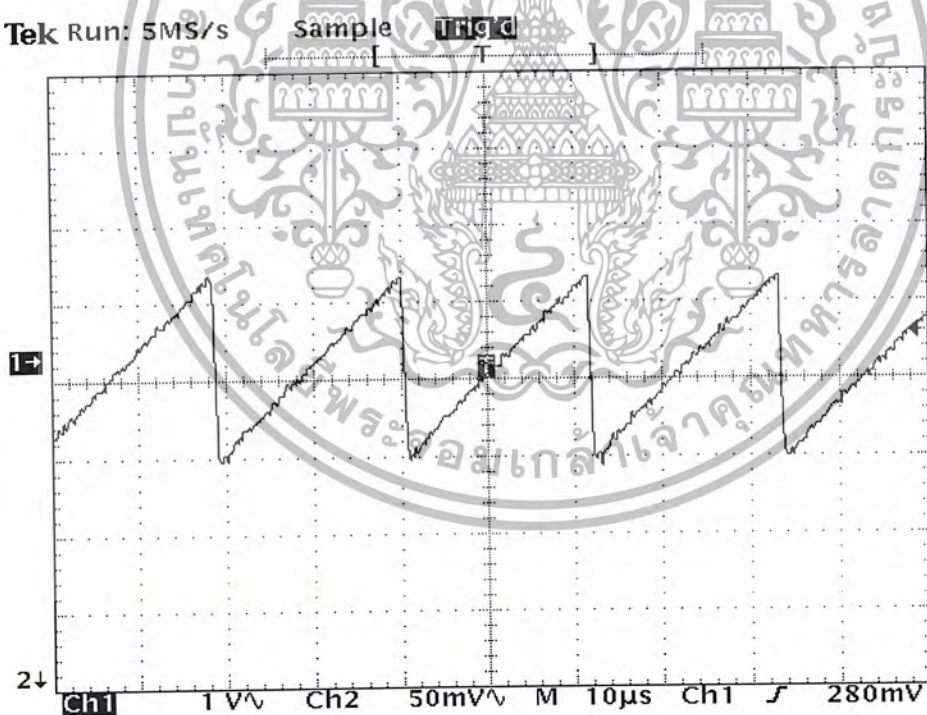
การทดสอบการทำงานของวงจรถ่ายเอาสัญญาณในขณะที่มีภาระใช้งานจริงสามารถที่จะวัดสัญญาณจากจุดต่าง ๆ ได้ดังนี้

4.1 การตรวจวัดรูปสัญญาณที่จุดต่าง ๆ ภายในวงจร

การทดสอบการทำงานของวงจรถ่ายเอาสัญญาณในขณะที่มีภาระใช้งานจริงสามารถที่จะวัดสัญญาณจากจุดต่าง ๆ ได้ดังนี้

4.1.1 สัญญาณที่วัดได้จากขา 10 ของไอซี SG3526 จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นเอียง (Ramp Wave) ซึ่งคาบเวลาที่ได้นั้นจะใช้เป็นฐานเวลาในการทำงานของวงจรถ่ายเอาสัญญาณ ส่วนช่วงเวลาในจังหวะขาของรูปสัญญาณที่วัดได้นั้น จะเป็นตัวบอกค่าของเวลาที่รอให้สวิตช์หยุดนำกระแส (Dead Time)

Tek Run: SMS/s

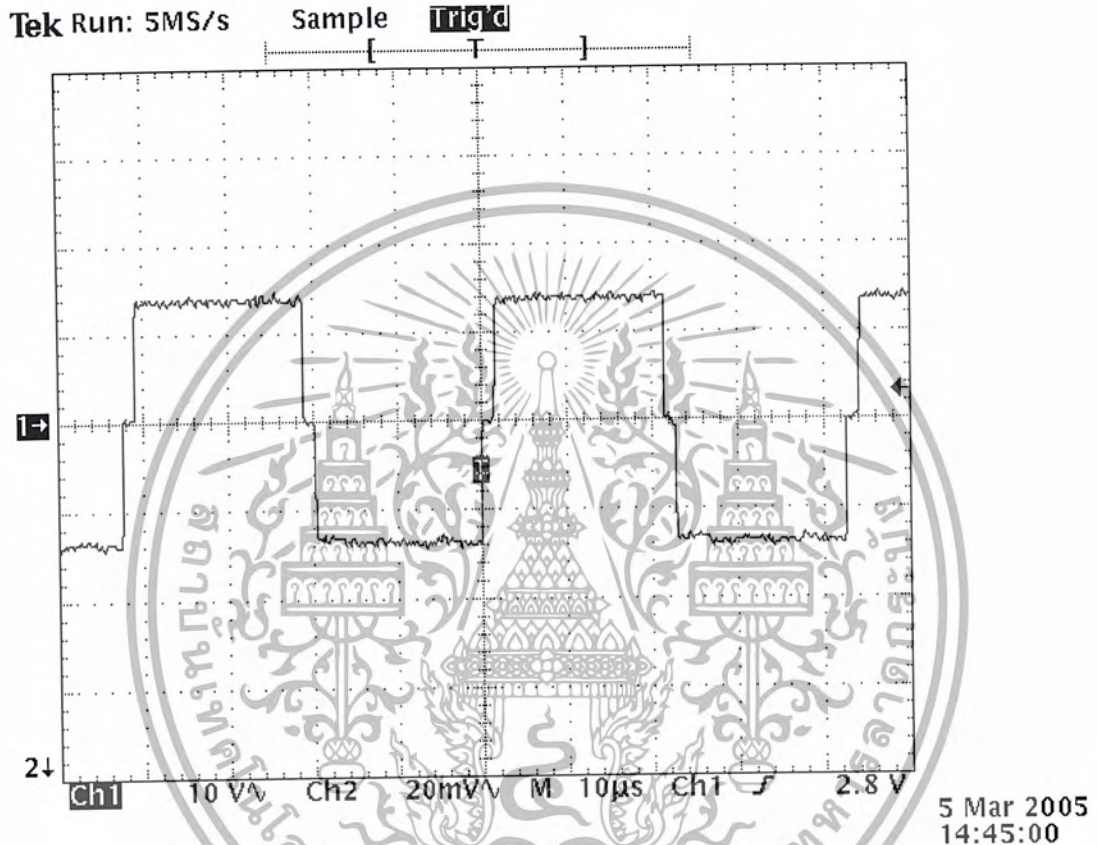


5 Mar 2005
14:40:38

รูปที่ 4.1 รูปแสดงสัญญาณฟันเลื่อยซึ่งใช้เป็นฐานเวลาในการสร้างพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

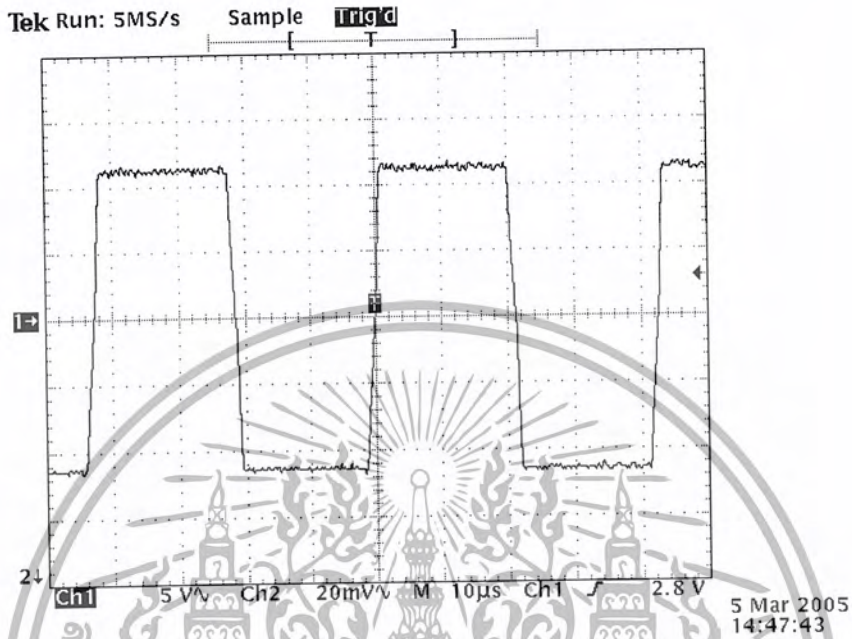
4.1.2 สัญญาณที่วัดได้จากขา 13 และขา 16 ของไอซี SG3526 ซึ่งเป็นสัญญาณเข้าที่พุท พัลส์ของภาคคอลโทรลที่ส่งไปเปรียบเทียบ เพื่อควบคุมเวลาในการสวิตช์ของมอสเฟต โดยผ่านทางวงจรถับ



รูปที่ 4.2 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่ขาเข้าที่พุท A และ B ของไอซี SG3526

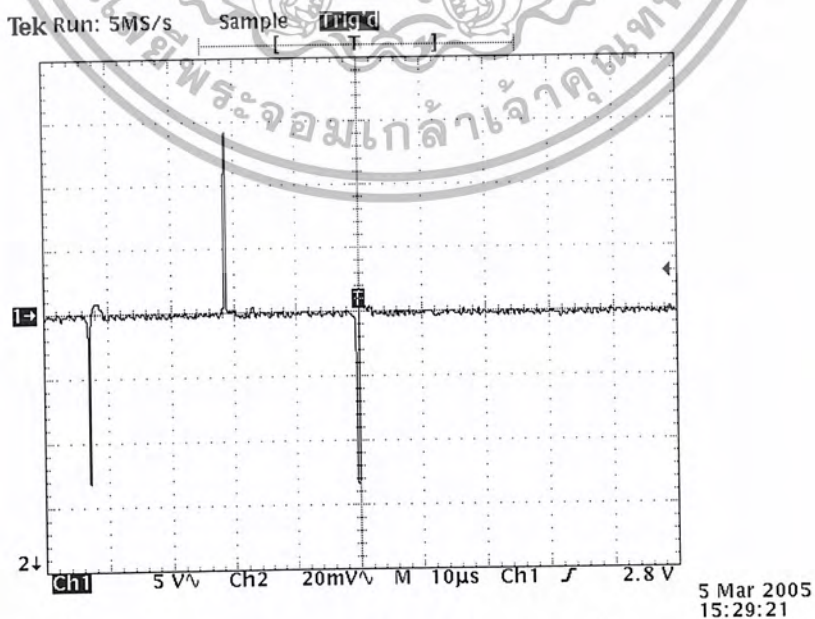
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.3 สัญญาณที่วัดได้จากหลังบัฟเฟอร์เพื่อไปขับเคลื่อน



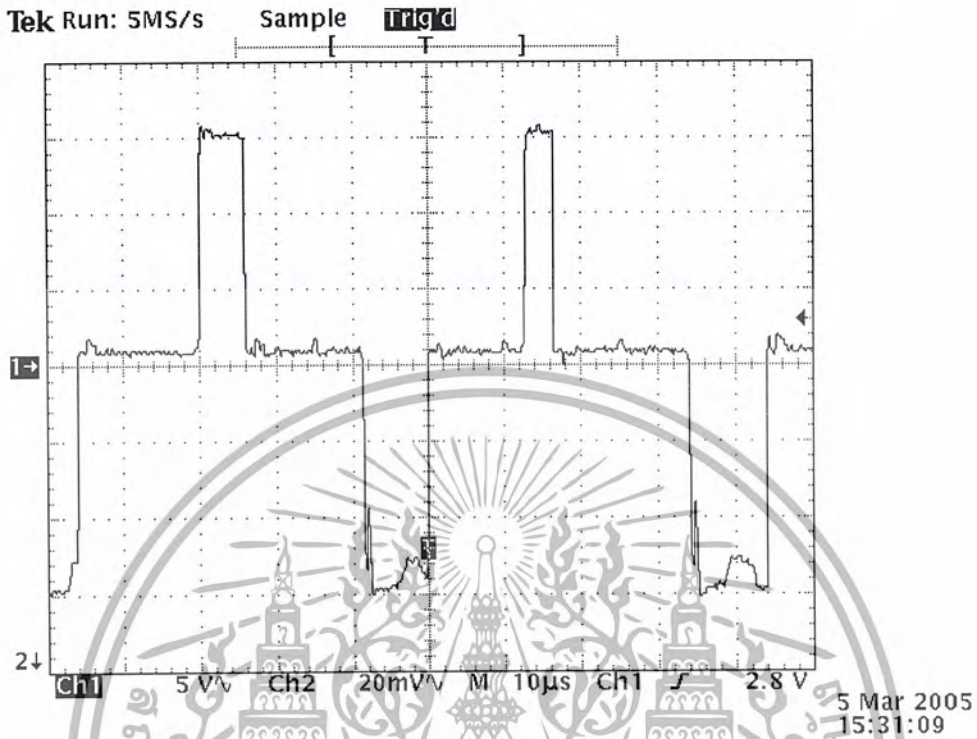
รูปที่ 4.3 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ที่ขาเอาต์พุต A และ B ของไอซี SG3526 หลังผ่านบัฟเฟอร์

4.1.4 สัญญาณพัลส์ที่ขาเอาต์พุต A และ B ของไอซี SG3526 ขณะที่สัญญาณ Feedback ที่โหลดต่างๆ



รูปที่ 4.4 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ของไอซี SG3526 ที่โหลด 2 กิโลโห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.5 รูปแสดงสัญญาณพัลส์ของไอซี SG3526 ที่โหลด 25 โอห์ม

4.2 ผลการทดลองประสิทธิภาพของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

ผลการทดลองประสิทธิภาพ ความสัมพันธ์ของค่ากระแสทางด้านอินพุต และค่ากระแสทางด้านเอาต์พุตโดยการต่อโหลดภาระค่าต่างๆ เข้าทางด้านอินพุต และทำการวัดแรงดันทางด้านเอาต์พุต แรงดันอินพุตนำค่าที่ได้มาคำนวณหาค่ากำลังงานทางด้านอินพุตและกำลังงานทางด้านเอาต์พุต แล้วนำค่ากำลังงานที่ได้ทั้งสองค่ามาคำนวณค่าประสิทธิภาพ ซึ่งค่าต่างๆที่คำนวณได้แสดงดังตารางที่ 4.1 และตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าต่างๆที่สามารถวัดได้ ที่ความถี่ 24KHz

Load (Ω)	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Io (A)	Po (W)	η (%)
2 k	310	0.01	3.10	70.0	0.035	2.45	79.0
1 k	310	0.02	6.20	70.0	0.070	4.90	79.0
500	310	0.04	12.40	70.0	0.140	9.80	79.0
250	310	0.08	24.80	70.0	0.280	19.6	79.0
100	310	0.20	62.00	70.0	0.700	49.0	79.2
50	310	0.38	117.8	70.0	1.400	98.0	83.2
25	310	0.74	229.4	69.6	2.784	193.7	84.4
10	310	1.85	573.5	69.2	6.920	478.9	83.5
5	310	3.35	1039	67.0	13.40	897.8	86.5
2	310	4.20	1302	50.2	25.10	1260	92.6
1.5	310	4.50	1395	43.0	28.67	1233	88.4
1	310	6.35	1969	40.5	40.50	1640	83.3
0.7	310	7.56	2344	36.0	51.42	1851	78.9
0.5	310	8.02	2486	30.0	60.00	1800	72.4

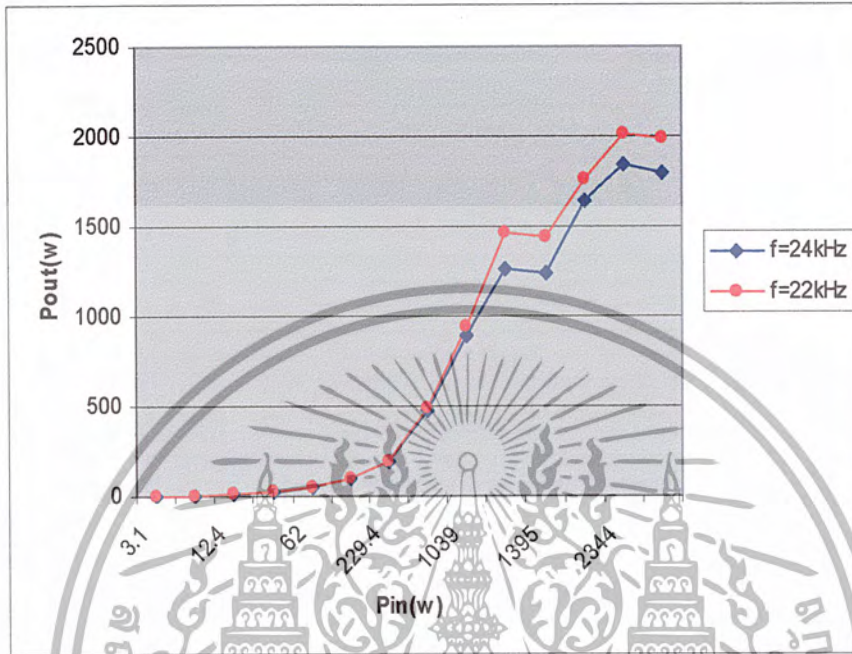
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.2 แสดงค่าต่างๆที่สามารถวัดได้ ที่ความถี่ 22KHz

Load (Ω)	Vin (V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Io (A)	Po (W)	η (%)
2 k	310	0.01	3.10	70.0	0.035	2.45	79.0
1 k	310	0.02	6.20	70.0	0.070	4.90	79.0
500	310	0.04	12.40	70.0	0.140	9.80	79.0
250	310	0.08	24.80	70.0	0.280	19.6	79.0
100	310	0.20	62.00	70.0	0.700	49.0	79.2
50	310	0.38	117.8	70.0	1.400	98.0	83.2
25	310	0.74	229.4	69.8	2.792	194.9	84.9
10	310	1.85	573.5	69.6	6.960	484.4	84.5
5	310	3.35	1039	68.5	13.70	938.5	90.3
2	310	4.95	1534	54.2	27.10	1469	95.7
1.5	310	5.15	1596	46.5	31.00	1442	90.3
1	310	6.35	1969	42.0	42.00	1764	89.6
0.7	310	7.56	2344	37.5	53.57	2009	85.7
0.5	310	8.02	2486	31.5	63.00	1985	79.8

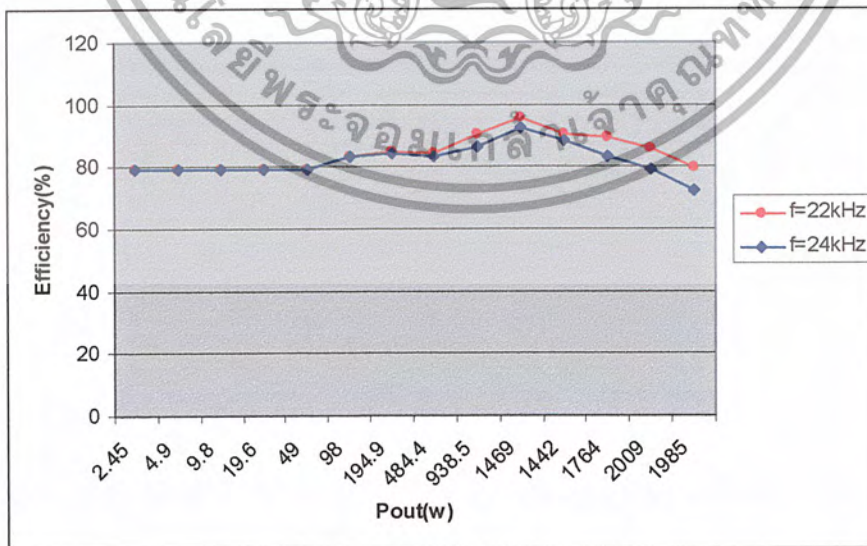
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังทางด้านอินพุต(Pin)และกำลังทางด้านเอาต์พุต(Pout)



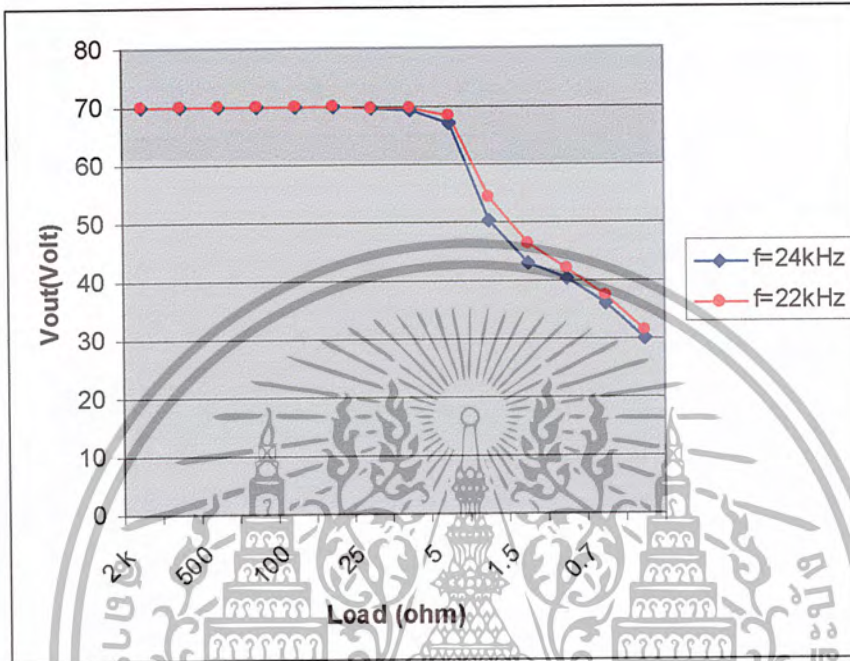
รูปที่ 4.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังทางด้านอินพุตและกำลังทางด้านเอาต์พุต

กราฟแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพและกำลังทางด้านเอาต์พุต



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพและกำลังทางด้านเอาต์พุต
กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างโหลดค่าต่างๆและแรงดันที่เอาต์พุต



รูปที่ 4.8 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างโหลดค่าต่างๆและแรงดันที่เอาต์พุต

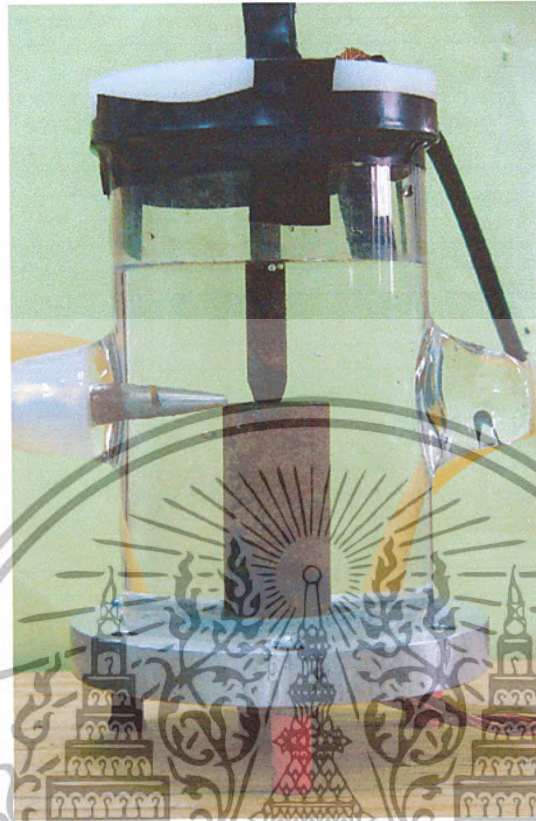
4.3 การทดลองในการเกิด Plasma Arc

จากทฤษฎีและหลักการที่กล่าวมาข้างต้น จะถูกนำมาใช้ในการหาคุณสมบัติของเครื่องทั้ง
ระยะห่างระหว่างแท่งคาร์บอน(คาโทด) และแท่งทองแดง(อโนด) ค่าของแรงดันและระยะห่าง
ระหว่างสองขั้วที่เหมาะสมในการอาร์ค เพื่อให้เหมาะกับที่จะเกิดการอาร์คในน้ำขึ้น

อุปกรณ์การทดลอง

1. หลอดแก้วพลาสมาอาร์ค
2. น้ำสะอาด(น้ำประปา)
3. โวลท์มิเตอร์
4. แอมป์มิเตอร์
5. แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิงกระแสสูง 70 โวลต์ 60 แอมแปร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 ลักษณะของหลอดแก้วพลาสติกใส

4.3.1 เมื่อระยะห่างของ L ประมาณ 1 mm. จะไม่เกิดการ Arc แต่จะมีผงคาร์บอนละลาย



รูปที่ 4.10 กรณีระยะห่างของ L ประมาณ 1 mm.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.2 เมื่อระยะห่างของ L น้อยกว่า 1 mm. จะเกิดการArc และจะมีผงคาร์บอนละลายขนาดนาโนไซส์ ซึ่งมีแรงดันตกคร่อม 13 โวลต์ กระแส 50 แอมป์



รูปที่ 4.11 กรณีระยะห่างของ L น้อยกว่า 1 mm. ขณะเริ่ม Arc

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 กรณีระยะห่างของ L น้อยกว่า 1 mm. ขณะ Arc เต็มที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากการทดลองที่ผ่านมาไม่ว่าจะเป็นการทดลองในส่วนของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งและการทดลองการอาร์คในน้ำ มีปัญหาที่พบมากมายที่มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพของระบบการอาร์คในน้ำ

เริ่มจากส่วนแหล่งแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟนี้มีกำลังงาน (W) สูง เป็นวงจรประเภทกระแสสูงเพื่อที่จะสามารถจ่ายกระแสได้อย่างเพียงพอและยังต้องรักษาระดับค่าแรงดันให้คงที่ ทำให้การออกแบบวงจรต้องระมัดระวังอย่างมาก ไม่จะเป็นในส่วนของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่เป็นตัวถ่ายทอดกำลังงานจากคอนเวอร์เตอร์ ไปยังวงจรเรียงกระแสทางด้านเอาต์พุต ต้องคำนึงถึงและระมัดระวังไม่ให้หม้อแปลงสวิตชิ่งเกิดการอิ่มตัว ซึ่งจะนำความเสียหายมาสู่วงจร โดยเฉพาะ อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ในการตัดต่อสัญญาณ ซึ่งมีราคาแพงและอีกหลายสิ่งที่ต้องคำนึงถึง ไม่ว่าจะเป็น over shoot ที่ขาเกต และที่ ขาเดรน-ซอร์ส ซึ่งจะนำมาซึ่งความเสียหายเช่นกัน ในส่วนของหม้อแปลงนั้นเราสามารถแก้ปัญหาได้ โดยการเพิ่มรอบของขดลวดหรือการเพิ่มแกนของหม้อแปลง ขึ้นอยู่กับความเหมาะสม จะเห็นได้ว่าเมื่อทำการใช้ความถี่ที่เพิ่มขึ้นจะได้ประสิทธิภาพที่ต่ำลง วงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่เราใช้ได้ลิมิตค่าไว้ที่ 70 โวลต์ 60 แอมป์ ดังนั้นเมื่อโหลดที่มีค่าความต้านทานต่ำมากจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่มีค่าต่ำลง เพื่อให้ได้ค่ากระแสไม่เกินค่าที่เราตั้งไว้

ส่วนการทดลองการอาร์คในน้ำนั้น จะเห็นได้ว่าเมื่อเกิดการอาร์คในน้ำจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตต่ำลงเนื่องจากค่าของความต้านทานโหลดต่ำมาก (0.1-0.5 โอห์ม) กระแสที่ได้ประมาณ 50 แอมป์ เรียกการอาร์คแบบนี้ว่า non-thermal Arcs ถ้าระยะห่างระหว่างขั้วคาโทดกับอโนดประมาณ 1 mm หรือมากกว่า 1 mm จะไม่เกิดการอาร์คในน้ำ แต่ถ้าระยะห่างระหว่างขั้วคาโทดกับอโนดน้อยกว่า 1 mm จะทำให้เกิดการอาร์คในน้ำขึ้น ผลที่ได้จากการอาร์คคือผงคาร์บอนขนาดนาโนไซค์ ซึ่งผงคาร์บอนที่ได้นี้จะนำไปใช้งานทางด้านเซมิคอนดักเตอร์ต่อไป

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาการทำโครงการครั้งนี้ที่ให้คำแนะนำ และให้คำปรึกษาพร้อมทั้งเสนอแนะแนวทางการศึกษา รวมทั้งให้แนวทางแก้ไขปัญหาและชี้แนะ ข้อบกพร่องที่เกิดขึ้น อีกทั้งยังให้ความเอื้อเฟื้อต่างๆ ไม่ว่าจะเป็นอุปกรณ์สถานที่และหนังสือข้อมูล จนทำให้โครงการชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบคุณ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่ และเครื่องมือ ในการใช้ทำโครงการนี้ จนทำให้โครงการชิ้นนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ที่ได้สนับสนุนทั้งทุนทรัพย์ แรงกาย และแรงใจ ที่ให้เสมอมา จวบจนถึงปัจจุบันนี้

ขอขอบคุณพี่และเพื่อนๆทุกคนที่คอยกระตุ้น ในการทำโครงการนี้จนสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. ประสิทธิ์พร แซ่เฮ็ง , “สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย”,บริษัทซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด,2538
2. สุวัฒน์ ตั่น. “เทคนิคและการออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย “ บ.เอนเทลไทย,2537
3. Cheryssis,G.,” High Frequency Switching Power Supplies Theory and Design” , McGraw-Hill,1989
4. Pressman,A.I.,” Switching Power Supply Design “,McGraw-Hill,1991



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SG3526

Pulse Width Modulation Control Circuit

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

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

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

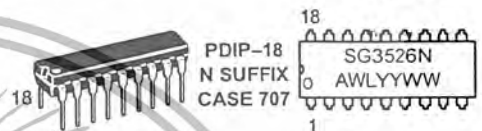
- 8.0 V to 35 V Operation
- 5.0 V $\pm 1\%$ Trimmed Reference
- 1.0 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Dual Source/Sink Current Outputs: ± 100 mA
- Digital Current Limiting
- Programmable Dead Time
- Undervoltage Lockout
- Single Pulse Metering
- Programmable Soft-Start
- Wide Current Limit Common Mode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



ON Semiconductor™

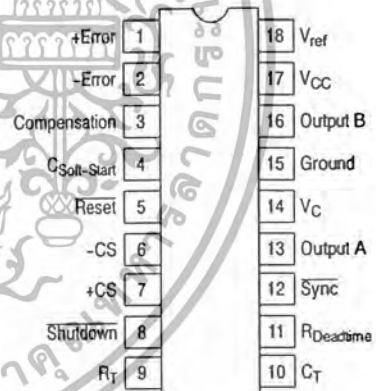
<http://onsemi.com>

MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location
 WL = Wafer Lot
 YY = Year
 WW = Work Week

PIN CONNECTIONS



(Top View)

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
SG3526N	PDIP-18	20 Units/Rail

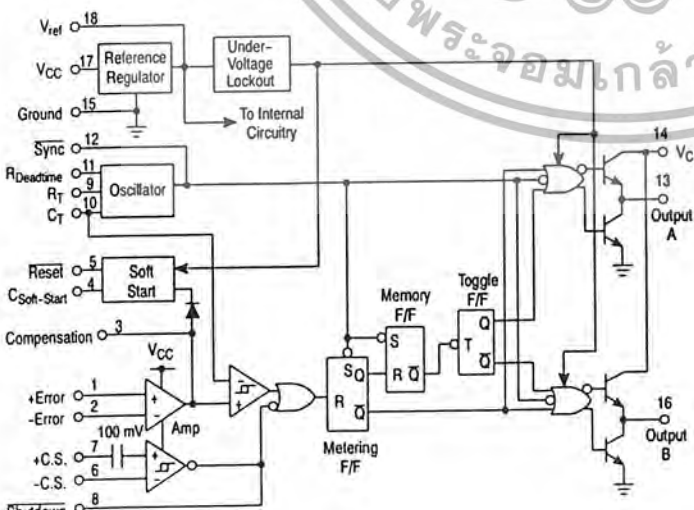


Figure 1. Representative Block Diagram

SG3526

MAXIMUM RATINGS (Note 1.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	+40	Vdc
Collector Supply Voltage	V_C	+40	Vdc
Logic Inputs		-0.3 to +5.5	V
Analog Inputs		-0.3 to V_{CC}	V
Output Current, Source or Sink	I_O	± 200	mA
Reference Load Current ($V_{CC} = 40$ V, Note 2.)	I_{ref}	50	mA
Logic Sink Current		15	mA
Power Dissipation $T_A = +25^\circ\text{C}$ (Note 3.) $T_C = +25^\circ\text{C}$ (Note 4.)	P_D	1000 3000	mW
Thermal Resistance Junction-to-Air	$R_{\theta JA}$	100	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Thermal Resistance Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	42	$^\circ\text{C}/\text{W}$
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}	± 300	$^\circ\text{C}$

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

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 $^\circ\text{C}$.

SG3526

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15\text{ Vdc}$, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 6.], unless otherwise noted.)

Characteristics	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
REFERENCE SECTION (Note 7.)					
Reference Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_{ref}	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	Reg_{line}	-	10	30	mV
Load Regulation ($0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$)	Reg_{load}	-	10	50	mV
Temperature Stability	$\Delta V_{ref}/\Delta T$	-	10	-	mV
Total Reference Output Voltage Variation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$, $0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$)	ΔV_{ref}	4.85	5.00	5.15	V
Short Circuit Current ($V_{ref} = 0\text{ V}$) (Note 5.)	I_{sc}	25	80	125	mA
UNDERVOLTAGE LOCKOUT					
Reset Output Voltage ($V_{ref} = +3.8\text{ V}$)		-	0.2	0.4	V
Reset Output Voltage ($V_{ref} = +4.8\text{ V}$)		2.4	4.8	-	V
OSCILLATOR SECTION (Note 8.)					
Initial Accuracy ($T_J = +25^\circ\text{C}$)		-	± 3.0	± 8.0	%
Frequency Stability over Power Supply Range ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta V_{CC}}$	-	0.5	1.0	%
Frequency Stability over Temperature ($\Delta T_J = T_{low}$ to T_{high})	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta T_J}$	-	2.0	-	%
Minimum Frequency ($R_T = 150\text{ k}\Omega$, $C_T = 20\text{ }\mu\text{F}$)	f_{min}	-	0.5	-	Hz
Maximum Frequency ($R_T = 2.0\text{ k}\Omega$, $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$)	f_{max}	400	-	-	kHz
Sawtooth Peak Voltage ($V_{CC} = +35\text{ V}$)	$V_{osc(P)}$	-	3.0	3.5	V
Sawtooth Valley Voltage ($V_{CC} = +8.0\text{ V}$)	$V_{osc(V)}$	0.45	0.8	-	V
ERROR AMPLIFIER SECTION (Note 9.)					
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

5. Maximum junction temperature must be observed.
6. $T_{low} = 0^\circ\text{C}$ $T_{high} = +125^\circ\text{C}$
7. $I_L = 0\text{ mA}$ unless otherwise noted.
8. $f_{osc} = 40\text{ kHz}$ ($R_T = 4.12\text{ k}\Omega \pm 1\%$, $C_T = 0.01\text{ }\mu\text{F} \pm 1\%$, $R_D = 0\text{ }\Omega$)
9. $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$.

SG3526

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

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

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

11. $0\text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2\text{ V}$

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

SG3526

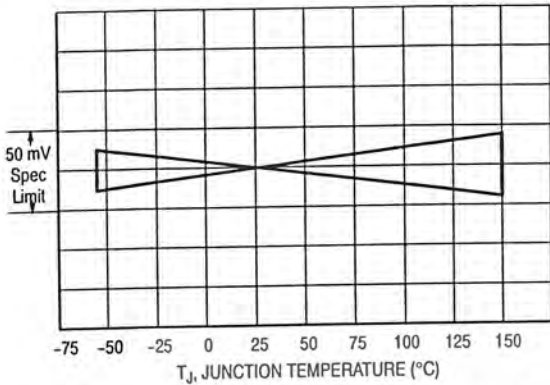


Figure 2. Reference Stability over Temperature

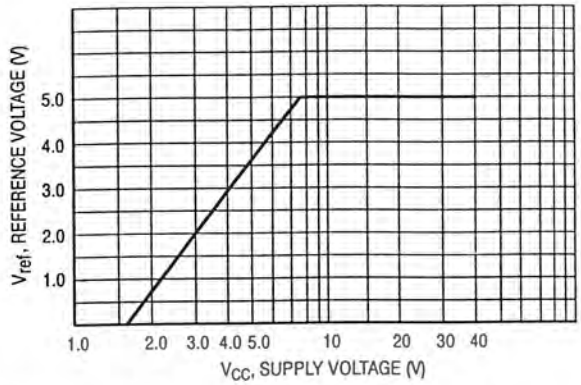


Figure 3. Reference Voltage as a Function of Supply Voltage

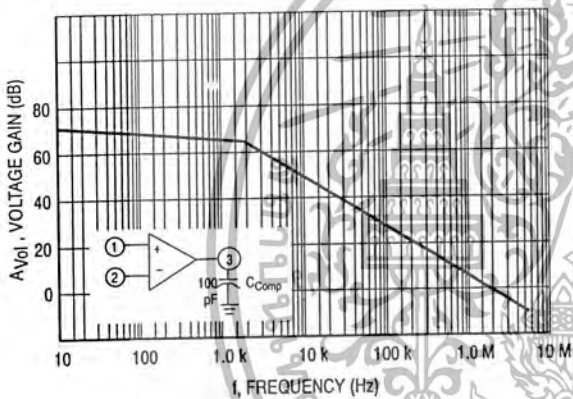


Figure 4. Error Amplifier Open Loop Frequency Response

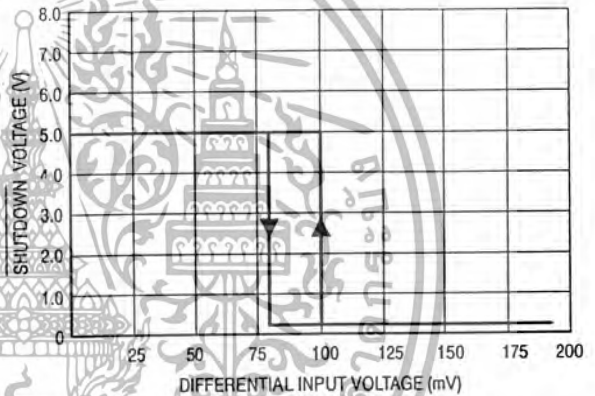


Figure 5. Current Limit Comparator Threshold

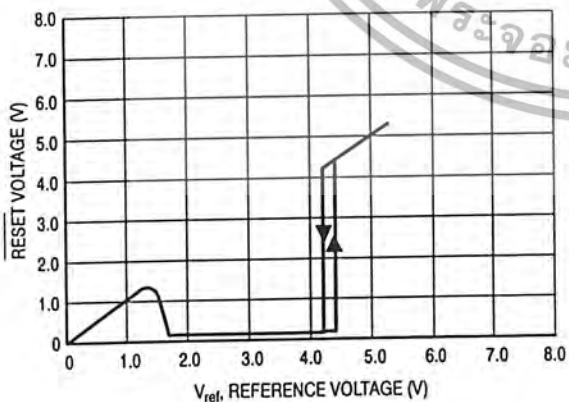


Figure 6. Undervoltage Lockout Characteristic

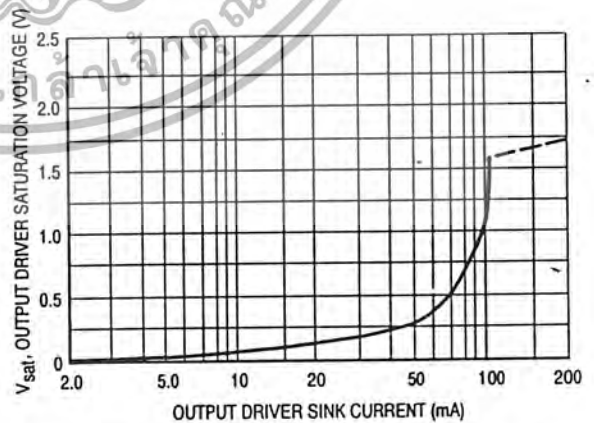


Figure 7. Output Driver Saturation Voltage as a Function of Sink Current

SG3526

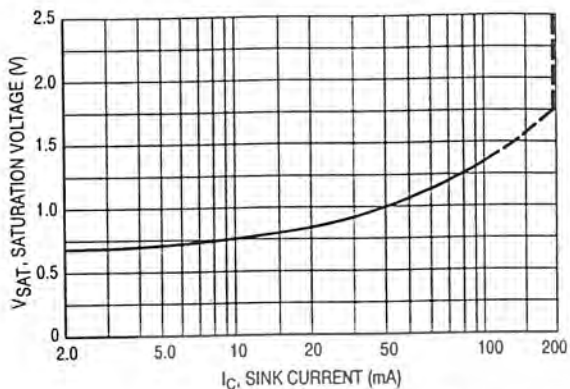


Figure 8. V_C Saturation Voltage as a Function of Sink Current

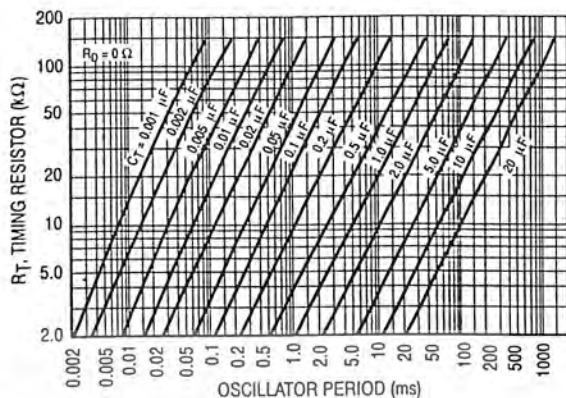


Figure 9. Oscillator Period

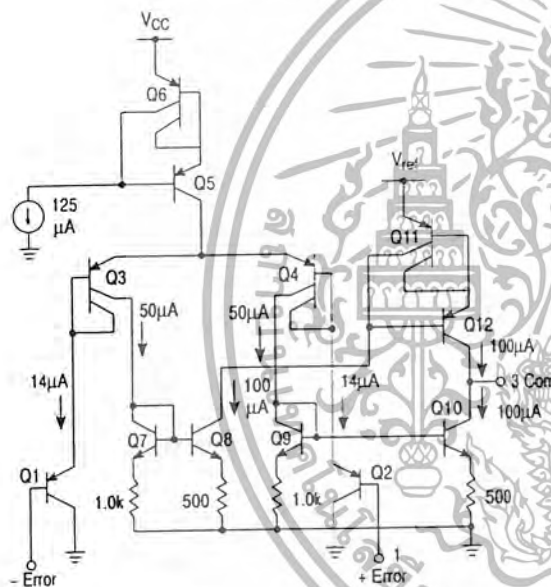


Figure 10. Error Amplifier

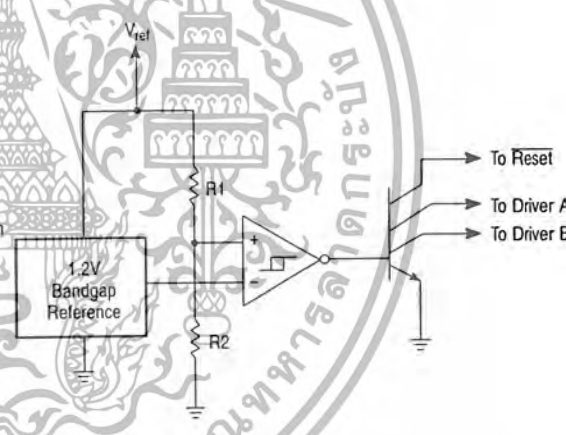
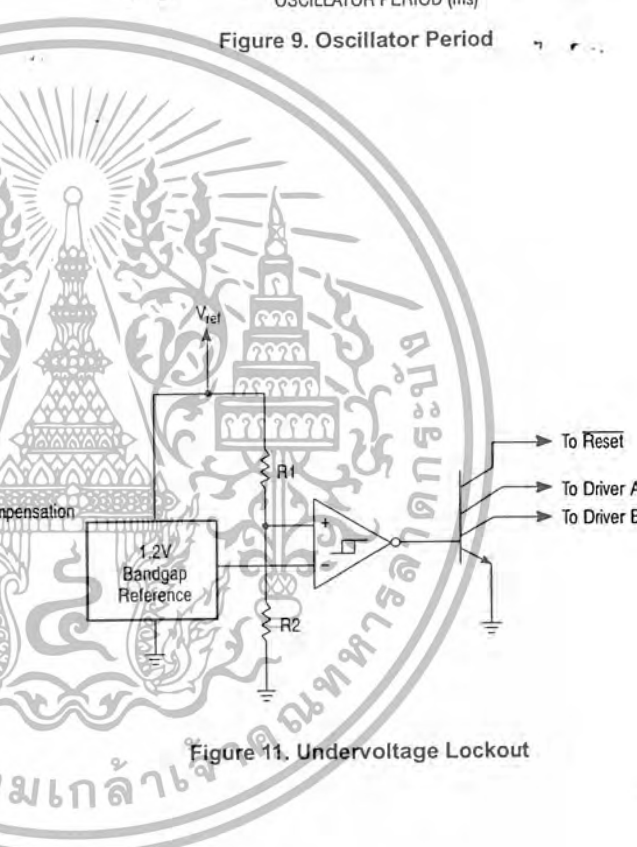
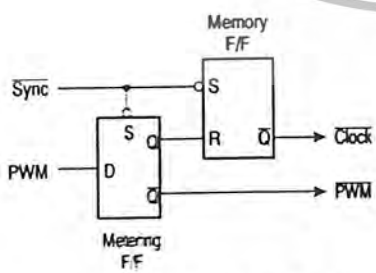


Figure 11. Undervoltage Lockout



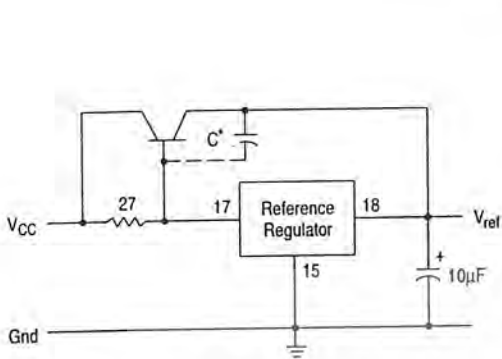
The metering Flip-Flop is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

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

Figure 12. Pulse Processing Logic

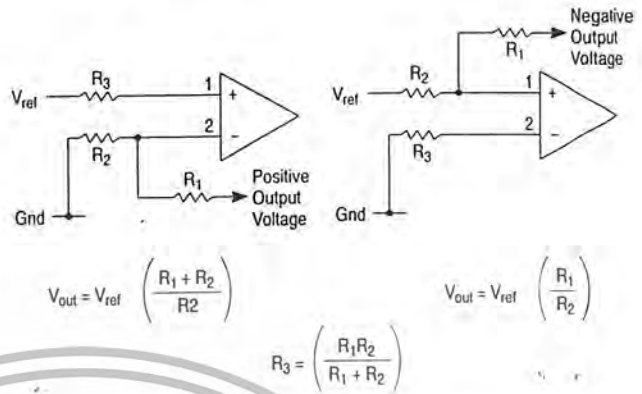
SG3526

APPLICATIONS INFORMATION



* May be required with some types of transistors

Figure 13. Extending Reference Output Current Capability



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

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

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

Figure 14. Error Amplifier Connections

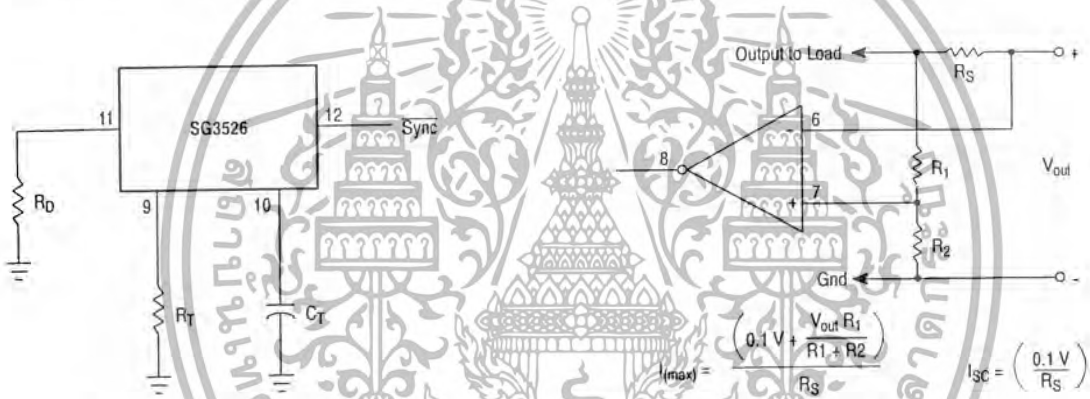


Figure 15. Oscillator Connections

Figure 16. Foldback Current Limiting

$$I_{sc} = \left(\frac{0.1 V}{R_S} \right)$$

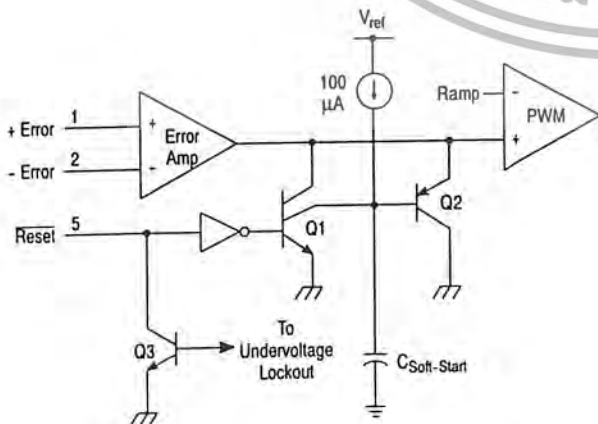
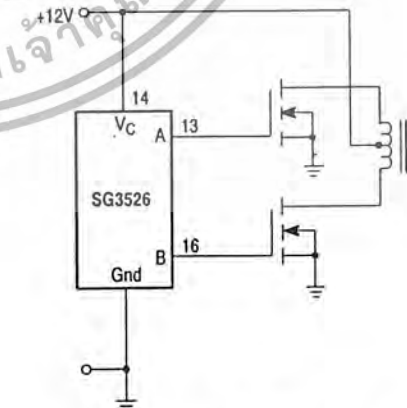


Figure 17. Soft-Start Circuitry



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

Figure 18. Driving VMOS Power FETs

SG3526

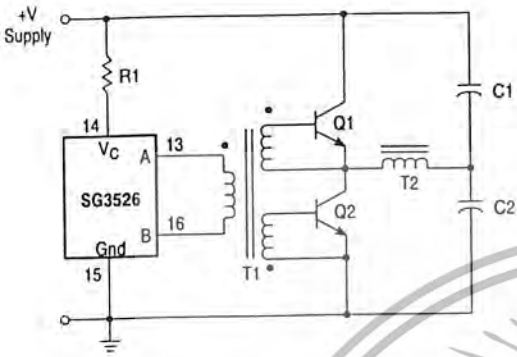
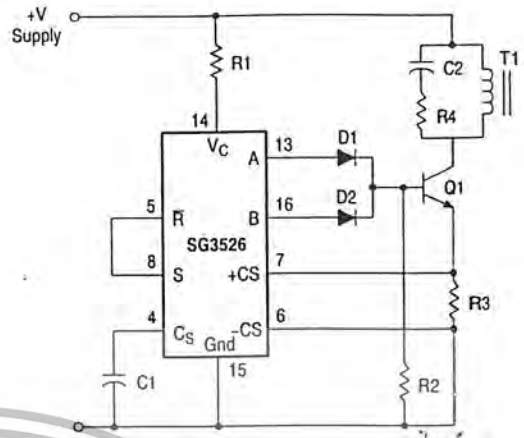


Figure 19. Half-Bridge Configuration



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

Figure 20. Flyback Converter with Current Limiting

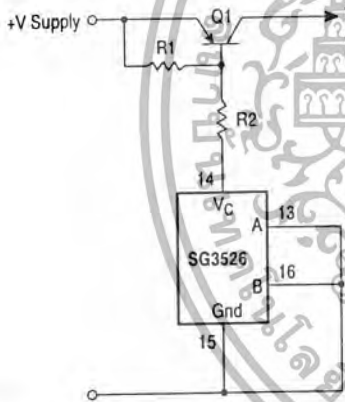


Figure 21. Single-Ended Configuration

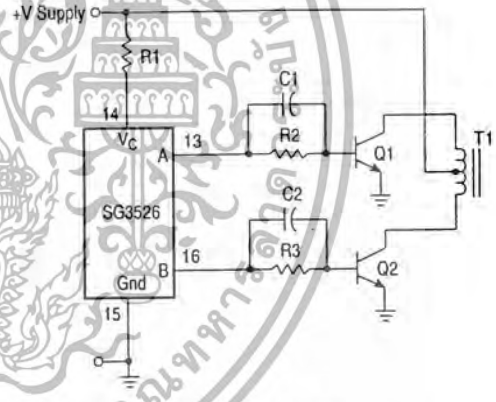
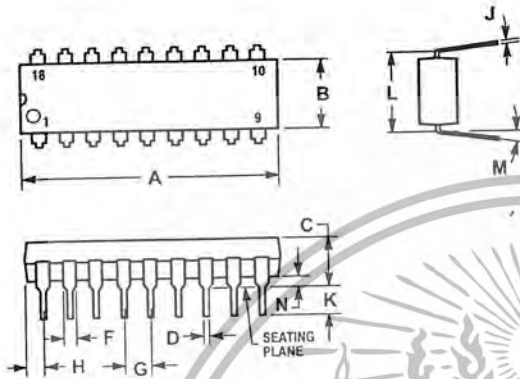


Figure 22. Push-Pull Configuration

SG3526

PACKAGE DIMENSIONS

PDIP-18
N SUFFIX
CASE 707-02
ISSUE D



NOTES:

1. POSITIONAL TOLERANCE OF LEADS (D), SHALL BE WITHIN 0.25 mm (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.
4. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

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





IRFP460

N-CHANNEL 500V - 0.22Ω - 18.4A TO-247 PowerMesh™II MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRFP460	500V	< 0.27Ω	18.4A

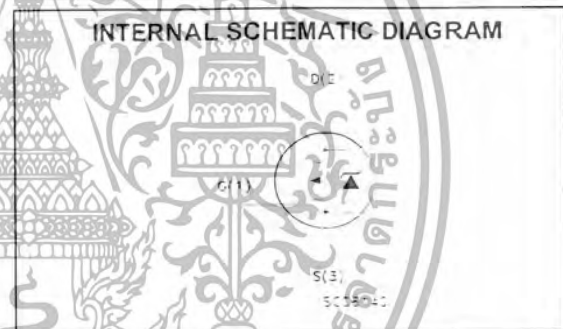
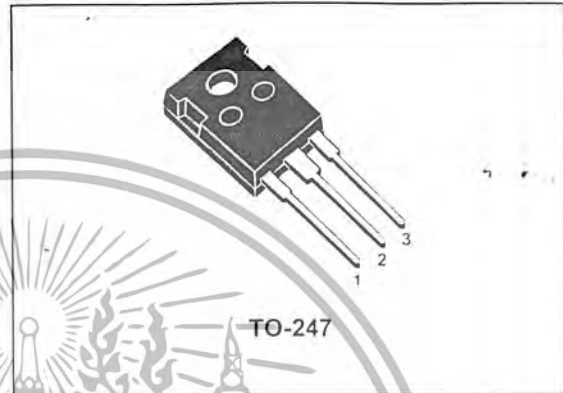
- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.22Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- NEW HIGH VOLTAGE BENCHMARK
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

The PowerMESH™II is the evolution of the first generation of MESH OVERLAY™. The layout refinements introduced greatly improve the Ron*area figure of merit while keeping the device at the leading edge for what concerns switching speed, gate charge and ruggedness.

APPLICATIONS

- SWITCH MODE LOW POWER SUPPLIES (SMPS)
- HIGH CURRENT, HIGH SPEED SWITCHING
- DC-AC CONVERTERS FOR WELDING EQUIPMENT AND UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES AND MOTOR DRIVES



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V _{DS}	Drain-source Voltage (V _{GS} = 0)	500	V
V _{DGR}	Drain-gate Voltage (R _{GS} = 20 kΩ)	500	V
V _{GS}	Gate- source Voltage	±30	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 25°C	18.4	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _C = 100°C	11.6	A
I _{DM} (●)	Drain Current (pulsed)	73.6	A
P _{TOT}	Total Dissipation at T _C = 25°C	220	W
	Derating Factor	1.75	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T _{stg}	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T _j	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(*)Pulse width limited by safe operating area

(1)I_{SD} ≤ 18.4A, di/dt ≤ 100A/μs, V_{DD} ≤ V_{BR,DSS}, T_j ≤ T_{JMAX}

IRFP460

THERMAL DATA

Rthj-case	Thermal Resistance Junction-case Max	0.57	°C/W
Rthj-amb	Thermal Resistance Junction-ambient Max	30	°C/W
Rthc-sink	Thermal Resistance Case-sink Typ	0.1	°C/W
T _l	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose	300	°C

AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
I _{AR}	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by T _j max)	20	A
E _{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting T _j = 25 °C, I _D = I _{AR} , V _{DD} = 50 V)	960	mJ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T_{case} = 25 °C UNLESS OTHERWISE SPECIFIED)

OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{(BR)DSS}	Drain-source Breakdown Voltage	I _D = 250 μA, V _{GS} = 0	500			V
I _{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current (V _{GS} = 0)	V _{DS} = Max Rating V _{DS} = Max Rating, T _C = 125 °C			1 50	μA μA
I _{GSS}	Gate-body Leakage Current (V _{DS} = 0)	V _{GS} = ±30V			±100	nA

ON (1)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 250 μA	2	3	4	V
R _{DS(on)}	Static Drain-source On Resistance	V _{GS} = 10V, I _D = 9 A		0.22	0.27	Ω
I _{D(on)}	On State Drain Current	V _{DS} ≥ I _{D(on)} × R _{DS(on)} max. V _{GS} = 10V	18.4			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
g _{fs} (1)	Forward Transconductance	V _{DS} ≥ I _{D(on)} × R _{DS(on)} max. I _D = 9A		18		S
C _{iss}	Input Capacitance	V _{DS} = 25V, f = 1 MHz, V _{GS} = 0		2980		pF
C _{oss}	Output Capacitance			410		pF
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance			58		pF



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (CONTINUED)

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$	Turn-on Delay Time	$V_{DD} = 250V, I_D = 10A$ $R_G = 4.7\Omega, V_{GS} = 10V$ (see test circuit, Figure 3)		29		ns
t_r	Rise Time			21		ns
Q_g	Total Gate Charge	$V_{DD} = 400V, I_D = 20A,$ $V_{GS} = 10V$		95	128	nC
Q_{gs}	Gate-Source Charge			14.7		nC
Q_{gd}	Gate-Drain Charge			41.7		nC

SWITCHING OFF

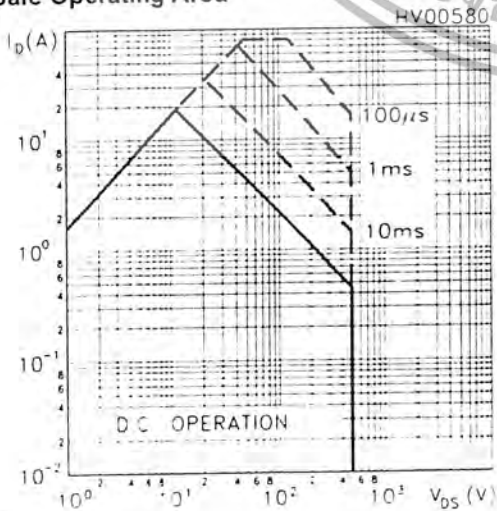
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{r(Voff)}$	Off-voltage Rise Time	$V_{DD} = 400V, I_D = 20A,$ $R_G = 4.7\Omega, V_{GS} = 10V$ (see test circuit, Figure 5)		20		ns
t_f	Fall Time			21		ns
t_c	Cross-over Time			58		ns

SOURCE DRAIN DIODE

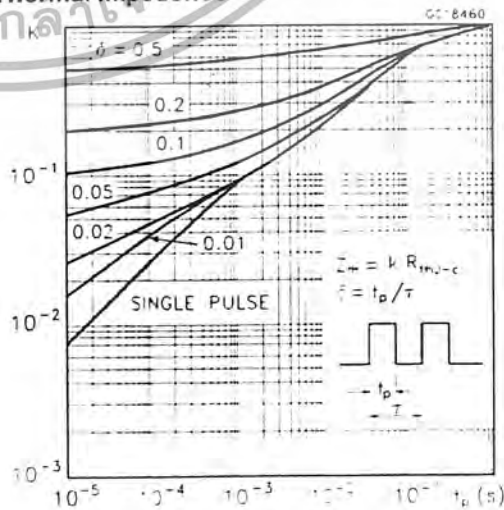
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD}	Source-drain Current				18.4	A
$I_{SDM(2)}$	Source-drain Current (pulsed)				73.6	A
$V_{SD(1)}$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 18.4A, V_{GS} = 0$			1.6	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 20A, di/dt = 100A/\mu s,$ $V_{DD} = 100V, T_j = 150^\circ C$ (see test circuit, Figure 5)		480		ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge			5		μC
I_{RRM}	Reverse Recovery Current			21		A

Note: 1. Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %
2. Pulse width limited by safe operating area.

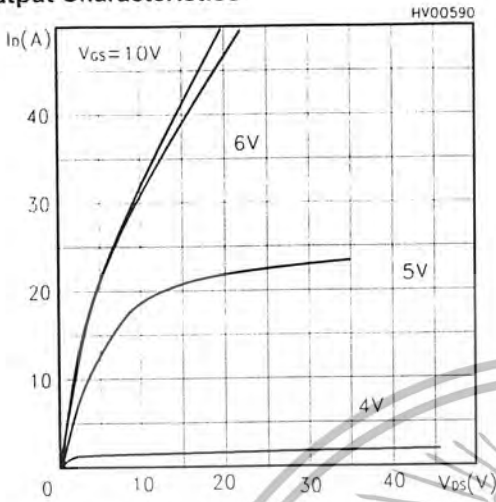
Safe Operating Area



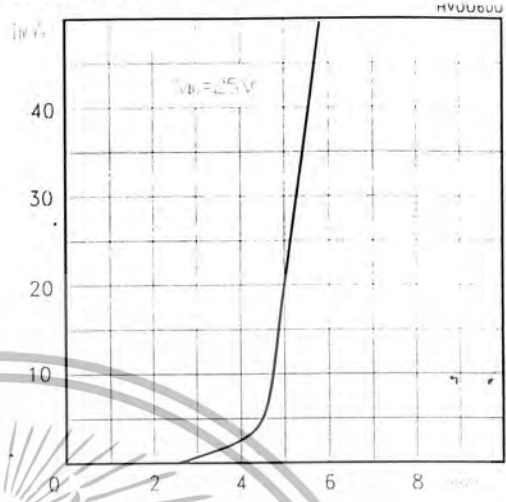
Thermal Impedance



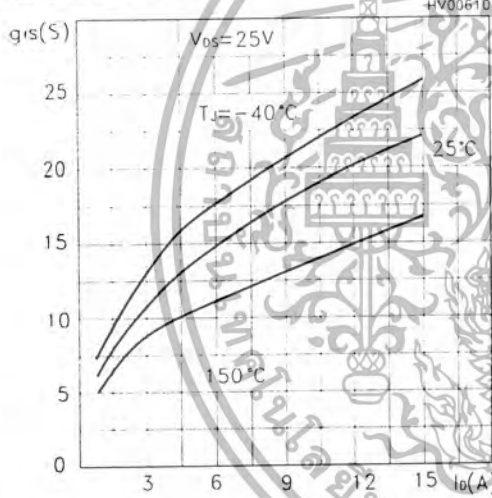
Output Characteristics



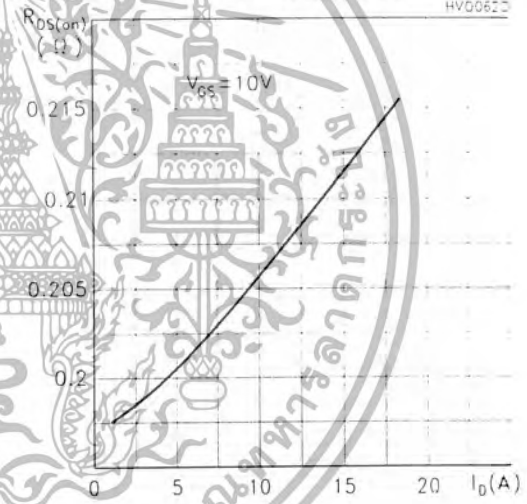
Transfer Characteristics



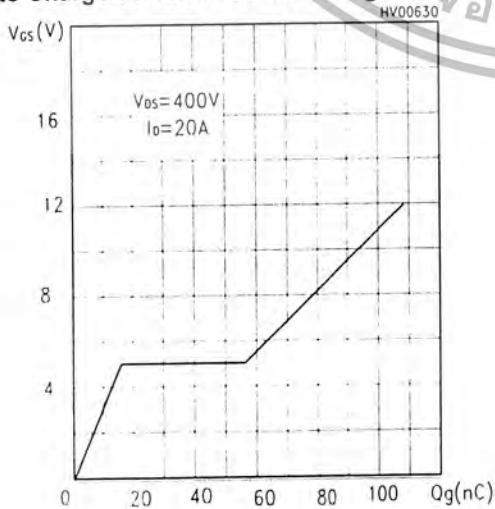
Transconductance



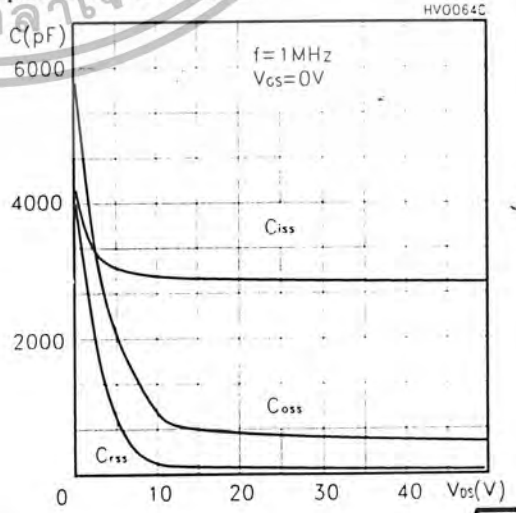
Static Drain-source On Resistance



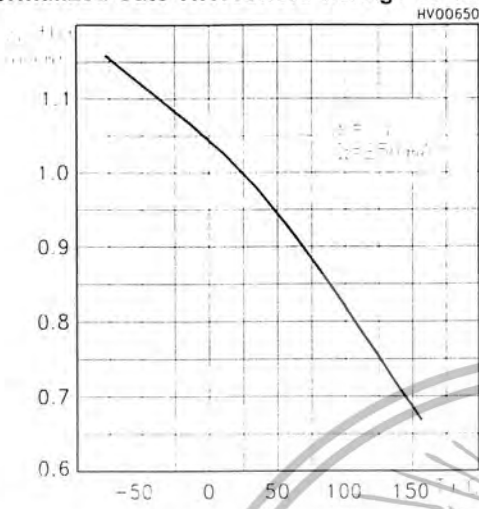
Gate Charge vs Gate-source Voltage



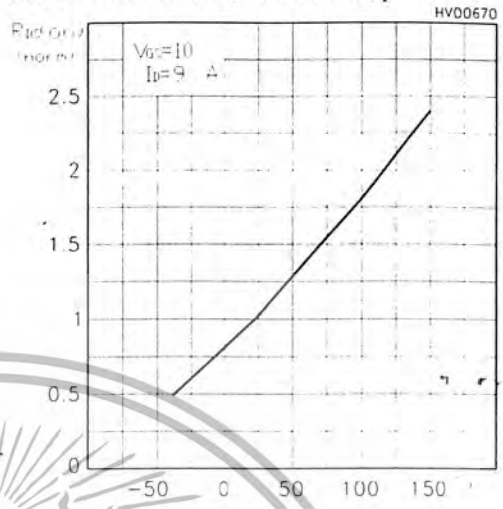
Capacitance Variations



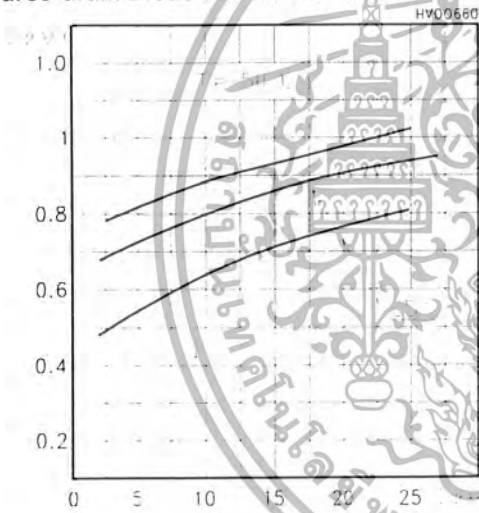
Normalized Gate Threshold Voltage vs Temp.



Normalized On Resistance vs Temperature

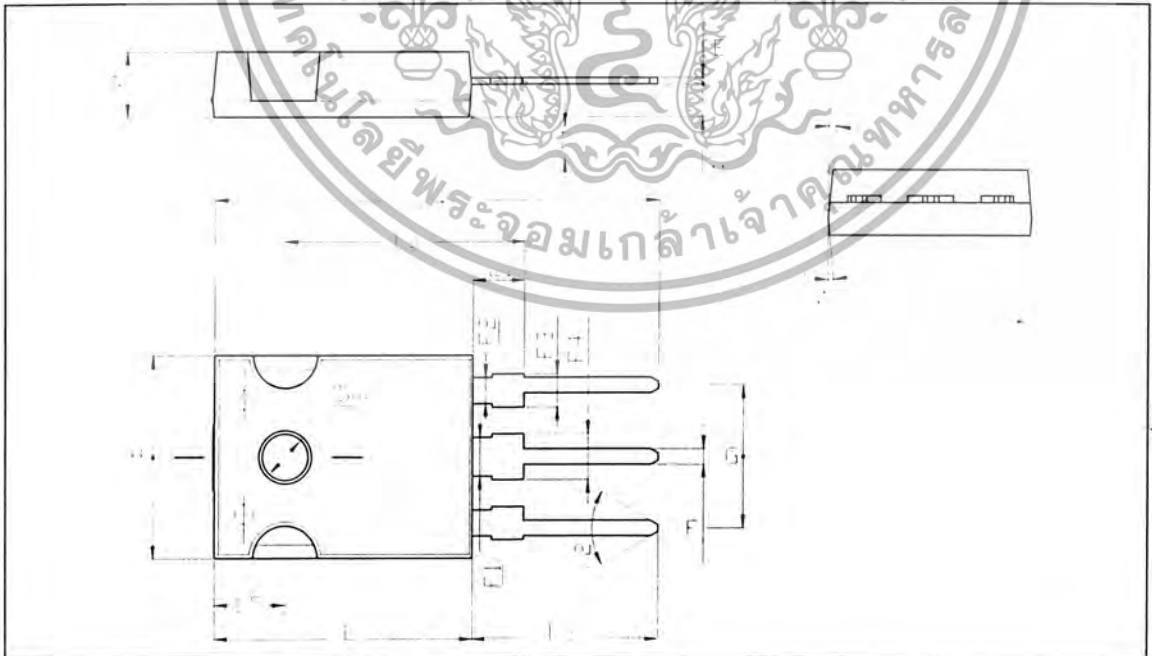


Source-drain Diode Forward Characteristics



TO-247 MECHANICAL DATA

DIM.	mm.			inch		
	MIN.	TYP	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.85		5.15	0.19		0.20
D	2.20		2.60	0.08		0.10
E	0.40		0.80	0.015		0.03
F	1		1.40	0.04		0.05
F1		3			0.11	
F2		2			0.07	
F3	2		2.40	0.07		0.09
F4	3		3.40	0.11		0.13
G		10.90			0.43	
H	15.45		15.75	0.60		0.62
L	19.85		20.15	0.78		0.79
L1	3.70		4.30	0.14		0.17
L2		18.50			0.72	
L3	14.20		14.80	0.56		0.58
L4		34.60			1.36	
L5		5.50			0.21	
M	2		3	0.07		0.11
V		5°			5°	
V2		60°			60°	
Dia	3.55		3.65	0.14		0.143





Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement 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 STMicroelectronics. Specification mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a trademark of STMicroelectronics

© 2000 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - China - Finland - France - Germany - Hong Kong - India - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - U.S.A.

<http://www.st.com>

15A, 400V - 600V Ultrafast Dual Diodes

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

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

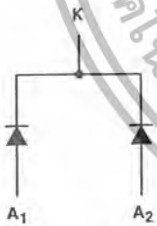
Formerly developmental type TA09905.

Ordering Information

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

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Symbol



Features

- Ultrafast with Soft Recovery <55ns
- Operating Temperature..... 175°C
- Reverse Voltage Up to 600V
- Avalanche Energy Rated
- Planar Construction

Applications

- Switching Power Supply
- Power Switching Circuits
- General Purpose

Packaging



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

	MUR3040PT RURH1540CC	MUR3060PT RURH1560CC	UNITS
Peak Repetitive Reverse Voltage	400	600	V
Working Peak Reverse Voltage	400	600	V
DC Blocking Voltage	400	600	V
Average Rectified Forward Current	15	15	A
($T_C = 145^\circ\text{C}$)			
Repetitive Peak Surge Current	42	30	A
(Square Wave 20kHz)			
Nonrepetitive Peak Surge Current	200	200	A
(Halfwave 1 Phase 60Hz)			
Maximum Power Dissipation	100	100	W
Avalanche Energy (See Figures 7 and 8)	20	20	mJ
Operating and Storage Temperature	-55 to 175	-55 to 175	°C

MUR3040PT, RURH1540CC, MUR3060PT, RURH1560CC

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

SYMBOL	TEST CONDITION	MUR3040PT, RURH1540CC			MUR3060PT, RURH1560CC			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
V_F	$I_F = 15\text{A}$	-	-	1.25	-	-	1.5	V
	$I_F = 15\text{A}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	1.12	-	-	1.2	V
I_R	$V_R = 400\text{V}$	-	-	100	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}$	-	-	-	-	-	100	μA
	$V_R = 400\text{V}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	500	-	-	-	μA
	$V_R = 600\text{V}, T_C = 150^\circ\text{C}$	-	-	-	-	-	500	μA
t_{rr}	$I_F = 1\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	55	-	-	55	ns
	$I_F = 15\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	-	60	-	-	60	ns
t_a	$I_F = 15\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	30	-	-	30	-	ns
t_b	$I_F = 15\text{A}, dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	17	-	-	20	-	ns
$R_{\theta JC}$		-	-	1.5	-	-	1.5	$^\circ\text{C}/\text{W}$

DEFINITIONS

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

I_R = Instantaneous reverse current.

t_{rr} = Reverse recovery time at $dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 6), summation of $t_a + t_b$.

t_a = Time to reach peak reverse current at $dI_F/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (See Figure 6).

t_b = Time from peak I_{RM} to projected zero crossing of I_{RM} based on a straight line from peak I_{RM} through 25% of I_{RM} (See Figure 6).

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

p_w = pulse width.

D = duty cycle.

Typical Performance Curves

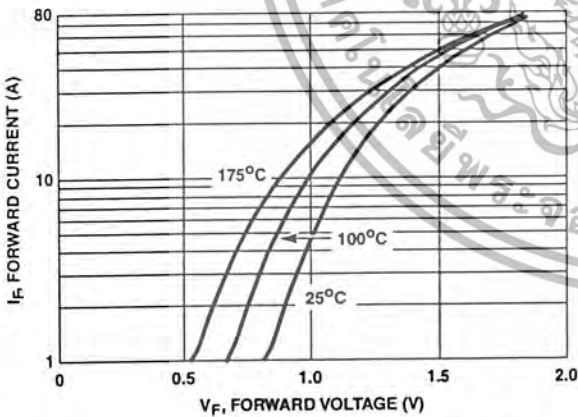


FIGURE 1. FORWARD CURRENT vs FORWARD VOLTAGE

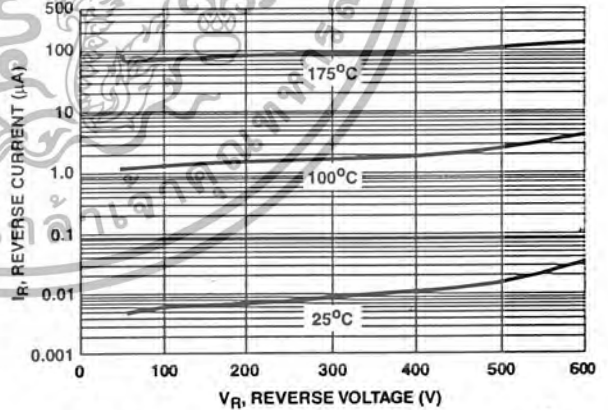


FIGURE 2. REVERSE CURRENT vs REVERSE VOLTAGE

Typical Performance Curves

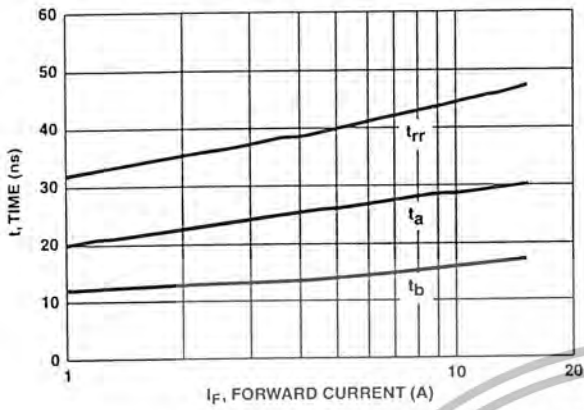


FIGURE 3. t_{rr} , t_a AND t_b CURVES vs FORWARD CURRENT

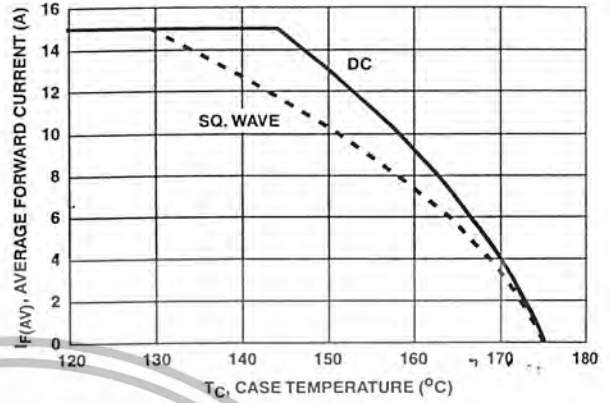


FIGURE 4. CURRENT DERATING CURVE

Test Circuits and Waveforms

V_{GE} AMPLITUDE AND
 R_G CONTROL di_F/dt
 t_1 AND t_2 CONTROL I_F

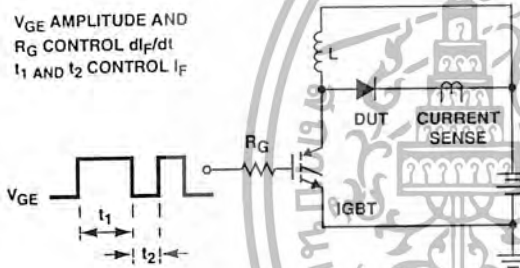


FIGURE 5. t_{rr} TEST CIRCUIT

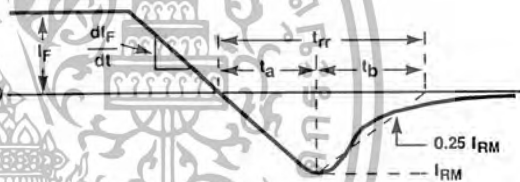


FIGURE 6. t_{rr} WAVEFORMS AND DEFINITIONS

$I = 1A$
 $L = 40mH$
 $R < 0.1\Omega$
 $E_{AVL} = 1/2LI^2 [V_{R(AVL)} / (V_{R(AVL)} - V_{DD})]$
 $Q_1 = IGBT (BV_{CES} > DUT V_{R(AVL)})$

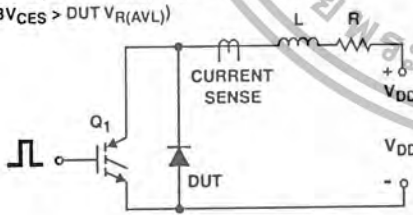


FIGURE 7. AVALANCHE ENERGY TEST CIRCUIT

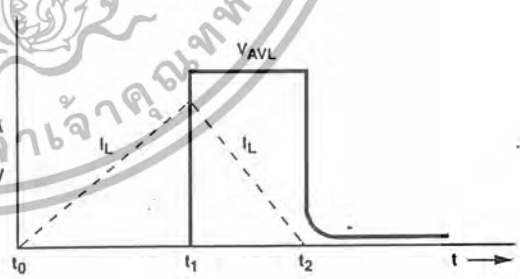


FIGURE 8. AVALANCHE CURRENT AND VOLTAGE WAVEFORMS

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACEx™	FAST®	OPTOLOGIC™	SMART START™	VCX™
Bottomless™	FASTr™	OPTOPLANAR™	STAR*POWER™	
CoolFET™	FRFET™	PACMAN™	Stealth™	
CROSSVOLT™	GlobalOptoisolator™	POP™	SuperSOT™-3	
DenseTrench™	GTO™	Power247™	SuperSOT™-6	
DOME™	HiSeC™	PowerTrench®	SuperSOT™-8	
EcoSPARK™	ISOPPLANAR™	QFET™	SyncFET™	
E ² C MOS™	LittleFET™	QS™	TinyLogic™	
EnSigna™	MicroFET™	QT Optoelectronics™	TruTranslation™	
FACT™	MicroPak™	Quiet Series™	UHC™	
FACT Quiet Series™	MICROWIRE™	SILENT SWITCHER®	UltraFET®	

STAR*POWER is used under license

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR CORPORATION As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

Rev. 144

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้