

เครื่องเชื่อมสแตนเลส

STAINLESS WELDING MACHINE



โดย

นาย พิพัทธ์ ชงสันเทียะ
นาย รัฐติกร ชรรมทักษิณ

เลขที่.....
เลขทะเบียน..... 42284
วัน, เดือน, ปี..... 16 พ.ค. 2545

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อมสแตนเลส
STAINLESS WELDING MACHINE

โดย

นาย พิพัทธ์ ธงสันเทียะ 41013221

นาย รัฐติกร ธรรมทักษิณ 41013226

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2543

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2543

ภาควิชา อีเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องเชื่อมสแตนเลส

โดย

1. นาย พิพัทธ์ รงสันเทียะ
2. นาย รัฐติกร ธรรมทักษิณ





(รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อมสแตนเลส

STAINLESS WELDING MACHINE

นาย พิพัทธ์ ชงสันเทียะ 41013221

นาย รัฐติกร ธรรมทักษิณ 41013226

รายงานฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว



(รศ. สมศักดิ์ เขียวศิริกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา

____/____/____

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

รายงานฉบับนี้สำเร็จด้วยดีเนื่องจากได้รับความอนุเคราะห์จากบุคคลหลายๆท่าน อาทิ เช่น อาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล ซึ่งได้รับคำแนะนำที่ดีตลอดมาช่วยในการหาข้อมูลและอุปกรณ์ต่างๆมากมาย รวมทั้งอาจารย์ท่านอื่นๆ และเพื่อนนิสิตทุกท่านที่ได้ช่วยเหลือและคอยเป็นกำลังใจให้กับผู้จัดทำตลอดมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องเชื่อมสแตนเลส

STAINLESS WELDING MACHINE

นาย พิพัทธ์ ธงสันเทียะ

นาย รัฐติกร ธรรมทักษิณ

รศ. สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ภาคการศึกษาที่ 2 ปีการศึกษา 2543

บทคัดย่อ

ในรายงานฉบับนี้ได้นำเสนอเกี่ยวกับ การออกแบบ และผลการทดลองของเครื่องเชื่อมสแตนเลส ซึ่งเป็นการประยุกต์การใช้งานมาจากวงจรสวิทซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย โดยในขั้นแรกวงจรเรียงกระแส และวงจรนำกระแส จะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิร์ต ไปเป็นแรงดันไฟตรง 311 โวลต์ ต่อมาแรงดันไฟตรงนี้จะถูกเปลี่ยนเป็นพัลส์ความถี่สูง (ประมาณ 20 กิโลเฮิร์ต) ด้วยเพาเวอร์มอสเฟต ที่อยู่ในวงจร ฮาร์ฟ-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ และคุณสมบัติของสวิทซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะถูกควบคุมด้วย SG3526 ทั้งความถี่และความกว้างของพัลส์ โดยนำข้อมูลมาจากส่วนเอาต์พุตแล้วนำมาประมวลผลต่อ ในที่สุดก็จะได้แรงดันเอาต์พุตของสวิทซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย 25 V (no load) และกระแสประมาณ 50 แอมป์ที่โหลด 0.3 โอห์ม

STAINLESS WELDING MACHINE

Piphat Thongsuntia

Ruttikorn Thamtaksin

Somsak Cheersirikul (Advisor)

2000

ABSTRACT

This paper presents the design and test report for stainless welding machine which apply from switching power supply. Initially the rectifier and filter circuit change the alternating current 220 Volts 50Hz to direct current 311 Volts. Subsequently the direct current with change to high frequency pulses by power mosfet that it's inside of half-bridge convertor. And controlled switching characteristic by SG3526 entire frequency and pulse width which it received data from output section to continue the process. Finally, output voltage of switching power supply is 25 volts (no load) and switching power supply current is about 50 amps at 0.3 ohm load.

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ	2
1.2 ขอบเขตของโครงการ	2
1.3 วิธีการดำเนินงาน	2
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการพื้นฐาน	4
2.1 หลักการเบื้องต้นของไมโครคอนโทรลเลอร์	4
2.1.1 พอร์ตของ 8051	5
2.1.2 การจัดการข้อมูลอนุกรมของ MCS-51	7
2.1.3 การรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม	8
2.1.4 การอินเตอร์รัปต์ของ MCS-51	10
2.2 หลักการทำงานเบื้องต้นของ SWITCHING POWER SUPPLY	10
2.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส	10
2.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์	13
2.2.3 วงจรควบคุม	17
2.2.4 วงจรขับ	20
2.2.5 วงจรสับเบออร์	24
2.2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ	28
2.3 DOT MATRIC LCD MODULE	32
บทที่ 3 หลักการออกแบบ และการทำงาน	33
3.1 ส่วนของวงจรภาค POWER SWITCHING	33
3.1.1 การออกแบบหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่ง	35
3.1.2 การคำนวณค่าพิกัดการทนกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต	36
3.1.3 การคำนวณค่าของอุปกรณ์ในวงจรสับเบออร์	36
3.2 ส่วนของวงจรภาค PULSE WIDTH MODULATION	37
3.3 ส่วนของวงจรภาค ISOLATION	39
3.4 ส่วนของวงจรภาค MICROCONTROLLER	41

บทที่ 4 การทดสอบการทำงาน	43
4.1 การตรวจวัดสัญญาณที่จุดต่างๆในวงจร	43
4.2 การทดสอบเพื่อหาคุณสมบัติต่างๆของเครื่องเชื่อม	48
บทที่ 5 สรุปผล	51
ภาคผนวก	52
 บรรณานุกรม	



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของไมโครโปรเซสเซอร์	4
รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์	5
รูปที่ 2.3 แสดงวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส	12
รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	13
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	14
รูปที่ 2.6 แสดงวงจรพุก-พูลคอนเวอร์เตอร์	15
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	16
รูปที่ 2.8 แสดงวงจรฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	17
รูปที่ 2.9 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมแรงดัน	18
รูปที่ 2.10 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม	18
รูปที่ 2.11 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส	19
รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับเคลื่อนไบนารีด้วยกระแสที่แบบเบเกอร์เคลมปี	21
รูปที่ 2.13 แสดงวงจรขับเคลื่อนไบนารีด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์	22
รูปที่ 2.14 แสดงการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ	23
รูปที่ 2.15 แสดงการขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยไอซี CMOS	23
รูปที่ 2.16 แสดงวงจรขับเคลื่อนมอเตอร์ด้วยหม้อแปลง	24
รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์	25
รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสับเบอร์ด์ช่วงหุคนำกระแส	25
รูปที่ 2.19 แสดงวงจรสับเบอร์ด์ป้องกันแรงดันเกิน	27
รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	30
รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต	31
รูปที่ 3.1 แสดง BLOCK DIAGRAM ของเครื่องเชื่อมสแตนเลส	33
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรภาค POWER SWITCHING	34
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรภาค PULSE WIDTH MODULATION	38
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรภาค ISOLATION	40
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรภาค MICROCONTROLLER	42

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณที่ขาเกทของ IRFP460 โดยตั้งค่ากระแสที่ 20 A	43
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณที่ขาเกทของ IRFP460 โดยตั้งค่ากระแสที่ 30 A	44
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณที่ขาเกทของ IRFP460 โดยตั้งค่ากระแสที่ 40 A	45
รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณที่ขาเกทของ IRFP460 โดยตั้งค่ากระแสที่ 50 A	46
รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณที่เอาต์พุท โดยตั้งค่ากระแส 30 A	47



บทที่ 1

บทนำ

การเชื่อม TIG เกิดขึ้นตั้งแต่ปี 1890 โดยเริ่มรู้จักใช้แก๊สเป็นตัวปกคลุมแนวเชื่อม มาในปี ค.ศ. 1920 ได้พัฒนาวิธีเชื่อมนี้ให้มีประสิทธิภาพดียิ่งขึ้น โดยให้ทั้งสแตนเป็นลวดอาร์กซึ่งให้ความร้อนสูงและใช้แก๊สฮีเลียมกับแก๊สอาร์กอนปกคลุมแนวเชื่อม จนถึงปี 1930 HENRY M. HOBART และ PHILLIP K. BEVERS จึงได้จดทะเบียนลิขสิทธิ์ขบวนการเชื่อมนี้เอาไว้

ขณะนั้นแก๊สฮีเลียมและแก๊สอาร์กอนมีราคาสูง จึงไม่ค่อยมีผู้นิยมใช้ขบวนการเชื่อมดังกล่าวมากนักจนถึงช่วงสงครามโลกครั้งที่ 2 จึงได้พัฒนาการเชื่อม TIG กันอย่างจริงจัง โดยใช้เชื่อมอะลูมิเนียม และ แมกนีเซียม ซึ่งเป็นส่วนประกอบของเครื่องบิน นอกจากนั้นยังไม่สามารถเชื่อมโลหะผสมอื่น ๆ ที่มีความต้านทานต่อการกัดกร่อนและโลหะมีจุดหลอมตัวสูง ได้แก่ เหล็กกล้าไร้สนิม เป็นต้น

TIG ย่อมาจาก TUNGSTEN INERT GAS สมาคมการเชื่อมของอเมริกา (American Welding Society หรือ AWS.) เรียกกระบวนการเชื่อมนี้ว่า gas tungsten arc welding โดยใช้คำย่อว่า GTAW. ซึ่งก็คือวิธีการเชื่อมที่ค้ำใช้ลวดทั้งสแตนเป็นตัวอาร์กและใช้แก๊สเฉื่อยเป็นเกราะปกคลุมแนวเชื่อม บางตำราอาจจะเรียกขบวนการนี้ว่า Heliarc หรือ Weliweld ซึ่งเป็นชื่อดั้งเดิมของขบวนการนี้ โดยใช้แก๊สฮีเลียมปกคลุมแนวเชื่อม และยังเป็นชื่อทางการค้าของบริษัทผู้ผลิตเครื่องเชื่อม TIG ในประเทศสหรัฐอเมริกาด้วย

ในการปฏิบัติงานหรือการทำงานที่ต้องมีการเข้าไปเกี่ยวข้องกับเครื่องจักรนั้น มนุษย์เราต้องการที่จะมีความสะดวก ความปลอดภัย รวมทั้งความง่ายต่อการเข้าใจในการใช้งานเครื่องจักรชนิดนั้น เพื่อให้เกิดการทำงานที่มีประสิทธิภาพ รวดเร็ว และปลอดภัย จึงได้มีการคิดค้นและนำเอาระบบอัตโนมัติมาใช้ในการควบคุมเครื่องจักร ซึ่งได้มีการพัฒนาการเพื่ออำนวยความสะดวกต่างๆ ให้มากขึ้นจนถึงปัจจุบัน

ในระบบที่เป็นการปฏิบัติงานอัตโนมัติ ในปัจจุบันนี้ ได้มีการนำเอาไมโครโปรเซสเซอร์มาใช้งานอย่างกว้างขวาง ส่วนใหญ่จะนำมาใช้ควบคุมอุปกรณ์ต่างๆ อาทิเช่น ในโครงการนี้ได้มีการนำเอาไมโครโปรเซสเซอร์โดยอยู่ในรูปของไมโครคอนโทรลเลอร์มาทำการควบคุมการทำงานของเครื่องเชื่อม ซึ่งเป็นเครื่องเชื่อมแบบ TIGT โดยใช้ควบคุมรูปแบบของการเชื่อมในการกำหนดค่ากระแส และแรงดันที่ใช้ในการเชื่อม เนื่องจากวัสดุต่างชนิดกันนั้นจะมีจุดหลอมเหลวที่ต่างกัน ดังนั้นเราจึงต้องการกระแส และแรงดันที่ใช้ในการเชื่อมต่างกัน และเพื่อให้ง่ายต่อการใช้งานในการติดต่อกับผู้ใช้ จึงได้มีการนำเอา keyboard มาใช้ในส่วนของการรับข้อมูล และนำเอาจอ LCD มา

ใช้ในส่วนของการแสดงผล ซึ่งจะทำให้เกิดความง่ายต่อการเข้าใจในผู้ใช้จะป้อนข้อมูลเข้าไป และการสังเกตการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ นอกจากนี้ยังได้ทำการสร้างส่วนของหัวเชื่อม ซึ่งเราจะใช้ในการเชื่อมวัสดุที่มีลักษณะเป็นทรงกระบอก อย่างเช่น ท่อก๊าซ โดยเฉพาะ โดยจะให้ ตัวของชิ้นงานนั้นอยู่กับที่ และตัวของหัวเชื่อมซึ่งติดอยู่กับมอเตอร์นั้นจะเชื่อมหมุนรอบตัวชิ้นงาน เพื่อประโยชน์ในการเชื่อมชิ้นงานที่ไม่สามารถโยกย้ายและเชื่อมโดยปกติได้อย่างสะดวก

1.1 วัตถุประสงค์ของโครงการ

- 1.1.1 เพื่อศึกษาระบบอัตโนมัติต่างๆ และการนำมาประยุกต์ใช้งาน
- 1.1.2 เพื่อศึกษาการออกแบบวงจรควบคุมของเครื่องเชื่อมแบบ TIG
- 1.1.3 เพื่อศึกษาและประยุกต์ใช้งาน ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51
- 1.1.4 เพื่อให้เกิดการเชื่อมชิ้นงานที่มีประสิทธิภาพ รวดเร็ว และปลอดภัย
- 1.1.5 เพื่อให้เกิดความสะดวก และง่ายในการติดต่อกับผู้ใช้

1.2 ขอบเขตของโครงการ

- 1.2.1 ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51 ในการควบคุมการทำงานในส่วนต่างๆ ของวงจร
- 1.2.2 สามารถกำหนดขนาดของกระแส และแรงดันที่ใช้ในการเชื่อมโดยการป้อนข้อมูลผ่านทาง keyboard ได้
- 1.2.3 มีการแสดงผลในส่วนจอร์แบบในการเชื่อม และการทำงาน โดยแสดงผลผ่านทางจอ LCD
- 1.2.4 มีการสร้างส่วนของหัวเชื่อม เพื่อให้ชิ้นงานนั้นอยู่กับที่ ทำให้เกิดความสะดวก และง่ายในการเชื่อม

1.3 วิธีการดำเนินงาน

- 1.3.1 ศึกษารายละเอียดเกี่ยวกับระบบอัตโนมัติต่างๆ ที่ใช้งานในชีวิตประจำวัน
- 1.3.2 ศึกษาการประยุกต์ใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล MCS-51
- 1.3.3 ศึกษาการออกแบบการสร้างวงจรควบคุมการทำงานของเครื่องเชื่อม
- 1.3.4 ศึกษาการออกแบบการสร้างวงจรในส่วนของภาคกำลังของเครื่องเชื่อม
- 1.3.5 ศึกษาและพัฒนาโปรแกรม เพื่อควบคุมการทำงานของเครื่องเชื่อมพร้อมทั้งการตรวจสอบและการปรับปรุงแก้ไข
- 1.3.6 เชื่อมต่ออุปกรณ์ภายนอก เพื่อทำการทดสอบโปรแกรม ส่วนของอินพุท และ เอาท์พุทที่สร้างขึ้น ตรวจสอบและดำเนินการแก้ไข

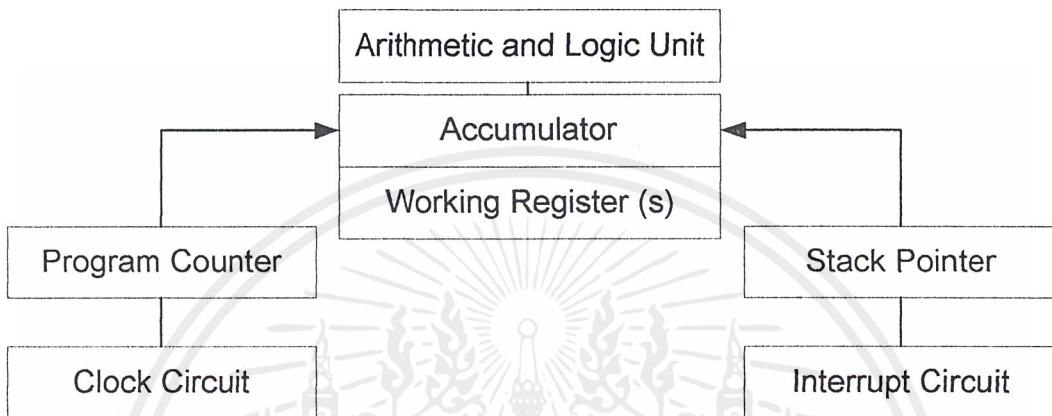
1.3.7 สรุปผลการทำงานของโครงการทั้งหมด รวมทั้งข้อเสนอแนะ และปัญหาในการ
ทำโครงการชิ้นนี้



บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐาน

2.1 หลักการทำงานเบื้องต้นของไมโครคอนโทรลเลอร์



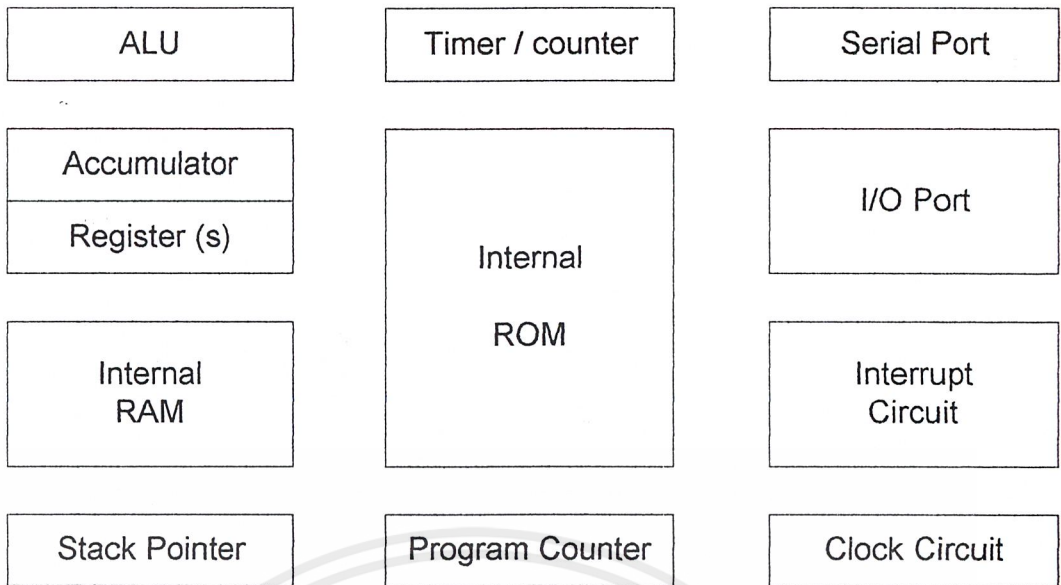
รูปที่ 2.1 แสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของไมโครโปรเซสเซอร์

จากรูป 2.1 แสดงถึงบล็อกไดอะแกรมของไมโครโปรเซสเซอร์ซึ่งประกอบด้วย

- Arithmetic and Logic Unit (ALU)
- Working Registers
- Program Counter (PC)
- Clock Timing Circuit
- Stack Pointer (SP)
- Interrupt Circuit

ซึ่งจะเห็นว่าถ้านำไมโครโปรเซสเซอร์มาใช้งานต้องนำมาต่อกับหน่วยความจำ ไอโอพอร์ท Timer/Counter ซึ่งจะทำให้บอร์ดมีขนาดใหญ่ขึ้น

ไมโครคอนโทรลเลอร์ก็คือไมโครโปรเซสเซอร์ที่รวมเอาส่วนของหน่วยความจำ ไอโอพอร์ท Timer/Counter มาบรรจุไว้ในชิพเดียวมีชื่อเรียกว่า ซิงเกิลชิพไมโครคอนโทรลเลอร์ (Single Chip Microcontrollers) ซึ่งมีบล็อกไดอะแกรมดังรูป 2.2



รูปที่ 2.2 บล็อกไดอะแกรมของไมโครคอนโทรลเลอร์

จะเห็นว่า ไมโครคอนโทรลเลอร์จะประกอบไปด้วย

- ALU
- แอคคิวมูเลเตอร์ (ACC)
- รีจิสเตอร์
- แรมภายในชิพ (Internal RAM)
- สแตคพอยเตอร์ (SP)
- อินเทอนอลรอม (Internal ROM)
- โปรแกรมเคาน์เตอร์ (PC)
- ไอโอพอร์ต (I/O Port)
- วงจรอินเตอร์รัพท์ (Interrupt Circuit)
- วงจรคล็อก (Clock Circuit)
- ไทม์เมอร์เคาน์เตอร์ (Timer/Counter)
- Serial Port

2.1.1 พอร์ตของ 8051

8051 เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 40 ขา ซึ่งมีขาต่าง ๆ ดังนี้

- Vcc (ขา 40) ต่อกับ + 5V
- Vss (ขา 20) เป็นขา GND

- พอร์ต 0 (ขา 32-39) มีทั้งหมด 8 บิต คือ (P0.7-P0.0) มีโครงสร้างแบบ Open-Drain Bi-directional ใช้งานได้ 2 หน้าที คือแอดเดรสบััสและดาต้าบััสเมื่อต้องการติดต่อกับหน่วยความจำภายนอกหรือเป็นไอโอพอร์ต ถ้าต้องการให้ทำงานเป็นอินพุทพอร์ตต้องส่งลอจิก “1” ไปยังพอร์ตนี้ จะมีผลให้ Q ของ D-FF เป็น “0” ทำให้ FET ตัวล่างมีสถานะ OFF สัญญาณที่ใช้อ่านอินพุทพอร์ตแลซ์ โดยส่งสัญญาณ READ LATCH ไปกระตุ้นที่ Tri-State Buffer ตัวบนและการอ่าน Port (pin) จะใช้สัญญาณ Read (pin)
- พอร์ต 1 (ขา 1-8) มีทั้งหมด 8 บิต คือ (P1.0-P1.7) มีโครงสร้างคล้าย พอร์ต 0 แต่จะใช้ความต้านทานภายในพูลอัพแทน Internal Pull up Register
- พอร์ต 2 (ขา 21-28) มีทั้งหมด 8 บิต คือขา (P2.7-P2.0) มีโครงสร้างคล้ายพอร์ต 0 โดยมี FET ตัวล่างตัวเดียวส่วนด้านบนใช้ความต้านทานพูลอัพแทน (Internal pull up) พอร์ตนี้ทำงาน 2 หน้าที คือสามารถใช้เป็นแอดเดรสบััสขนาด 8 บิต (A15-A8) และเป็นไอโอพอร์ตใช้งานทั่วไปเมื่อจะใช้งานเป็นอินพุทพอร์ตต้องส่งลอจิก “1” มาที่พอร์ตนี้ก่อนเพื่อบังคับให้ FET อยู่ในสภาวะ off
- พอร์ต 3 (ขา 10-17) มีทั้งหมด 8 บิต คือ ขา (P3.7-P3.0) มีโครงสร้างคล้ายพอร์ต 1 ทำงานได้ 2 หน้าทีคือเป็นไอโอพอร์ตถ้าจะโปรแกรมให้เป็นอินพุทพอร์ตต้องส่งลอจิก “1” มาที่พอร์ตนี้ก่อน และอีกหน้าที่หนึ่งก็คือใช้ส่งสัญญาณควบคุมออกมาและรับสัญญาณเข้าไปสัญญาณต่าง ๆ มีดังนี้

P3.0/RXD (Serial Input Port)	เป็นขาที่ใช้รับข้อมูลแบบอนุกรม (UART)
P3.1/TXD (Serial Output Port)	เป็นขาที่ใช้ส่งข้อมูลแบบอนุกรม (UART)
P3.2/INT0 (External Interrupt 0)	ใช้รับสัญญาณการขัดจังหวะจากภายนอกเบอร์ 0
P3.3/INT1 (External Interrupt 1)	ใช้รับสัญญาณการขัดจังหวะจากภายนอกเบอร์ 1
P3.4/T0 (Counter 0 External Input)	ขารับสัญญาณพัลซ์อินพุทไปวงจร Counter 0 (เป็นอินพุทโหมดเคาน์เตอร์)
P3.5/T1 (Counter 1 External Input)	ขารับสัญญาณพัลซ์อินพุทไปวงจร Counter 1 (เป็นอินพุทโหมดเคาน์เตอร์)
P3.6/WR (External Data Memory Write Strobe)	ขาสัญญาณควบคุมการเขียนข้อมูลลงหน่วยความจำข้อมูลภายนอก
P3.7/RD (External Data Memory Read Strobe)	ขาสัญญาณควบคุมการอ่านข้อมูลจากหน่วยความจำข้อมูลภายนอก

- ALE (ขา 30) เป็นขาส่งสไตรบสำหรับใช้ในการแลตซ์แอดเดรสไบต์ต่ำ (A7-A0) ที่ส่งออกมา จาก (พอร์ท 0) สัญญาณนี้จะแอดทีฟทุก ๆ 2 ครั้ง ใน 1 แมกซ์ซินไซเคิล
- PSEN (ขา 29) เป็นขาสไตรบที่ใช้สำหรับอ่านข้อมูลจาก Program Memory ภายนอก สัญญาณนี้จะส่งออกมา 2 ครั้งในแต่ละแมกซ์ซินไซเคิลแต่ถ้าเป็นการอ่าน Internal Program Memory จะไม่มีสัญญาณออกที่ขา
- EA (ขา 30) ใช้เลือกหน่วยความจำโปรแกรมภายนอก
 - ป้อน “0” จะอ่าน โปรแกรมจากภายนอกชิพ
 - ป้อน “1” จะอ่าน โปรแกรมจากภายในชิพ
- RST (ขา 9) ขารีเซ็ต จะรีเซ็ต ได้ก็ต่อเมื่อป้อนลอจิก “1” เข้าที่ขานี้ นานอย่างน้อย 2 แมกซ์ซินไซเคิล
- XTAL1 (ขา 19) ใช้ต่อคริสตอลภายนอก โดยเป็นอินพุตเข้าสู่วงจรรอสซิชิสเลเตอร์ภายใน
- XTAL2 (ขา 18) ใช้ต่อคริสตอลภายนอก โดยเป็นเอาต์พุตของวงจรรอสซิชิสเลเตอร์ภายใน

2.1.2 การจัดการข้อมูลอนุกรมของ MCS-51

พอร์ตอนุกรมของ MCS-51 มีโครงสร้างการทำงานในแบบที่เรียกว่า ฟูลดูเพล็กซ์ (Full Duplex) ซึ่งหมายถึงความสามารถในการรับและส่งข้อมูลอนุกรมได้ในเวลาเดียวกัน โดยทางด้านตัวส่ง (Transmitter) ประกอบด้วยรีจิสเตอร์ SBUF ทำหน้าที่เก็บข้อมูลที่จะส่งออกการใช้ คำสั่งเขียนหรือโอนย้ายข้อมูลมายังรีจิสเตอร์นี้ จะเป็นการส่งข้อมูลนั้นออกไปยังพอร์ตอนุกรมทางขาสัญญาณ TxD (พอร์ต 3.1) โดยอัตโนมัติ ส่วนด้านตัวรับ (Receiver) ประกอบด้วยรีจิสเตอร์ SBUF เช่นเดียวกัน แต่ทำหน้าที่เก็บข้อมูลที่นำมาจากส่วนของเลื่อนบิตหรือชิฟ รีจิสเตอร์ (Shift register) ของส่วนจัดการข้อมูลอนุกรมภายใน สัญญาณข้อมูลอนุกรมที่รับเข้าจะผ่านมาทางขาสัญญาณ RxD (พอร์ต 3.0)

พอร์ตอนุกรมของ 8051 สามารถโปรแกรมให้ทำหน้าที่ในรูปแบบต่างๆกันสี่แบบ (หรือเรียกว่าโหมดการทำงาน) โดยการกำหนดค่าบิต SM0 และ SM1 ซึ่งอยู่ภายในรีจิสเตอร์ควบคุมและบอกสถานะ SCON โหมดการทำงานทั้ง 4 แบบของพอร์ตอนุกรม มีดังนี้

ตารางที่ 2.1 โหมดการทำงานของพอร์ตอนุกรมของ MSC-51

โหมดทำงาน	คำอธิบาย
โหมด 0	เป็นการขยายพอร์ตอินพุตเอาต์พุต โดยทำงานร่วมกันไอซีชิพรีจิสเตอร์ภายนอกประเภทที่ทีแอลหรือซีมอส
โหมด 1	ใช้สำหรับการเชื่อมต่ออนุกรมแบบ UART (Universal asynchronous receiver/transmitter) โดยการใช้กลุ่มข้อมูลแบบ 10 บิต และสามารถเปลี่ยนแปลงอัตราความเร็วในการส่งข้อมูลได้
โหมด 2	ใช้สำหรับการเชื่อมต่ออนุกรมแบบ UART โดยการใช้กลุ่มข้อมูลแบบ 11 บิต และกำหนดอัตราความเร็วในการส่งข้อมูลคงที่
โหมด 3	ใช้สำหรับการเชื่อมต่ออนุกรมแบบ UART โดยการใช้กลุ่มข้อมูลแบบ 11 บิต และสามารถเปลี่ยนแปลงอัตราความเร็วในการส่งข้อมูลได้

ชิพรีจิสเตอร์ภายในตัวส่งจะทำหน้าที่ในการเลื่อนบิตข้อมูลออกไปภายนอกโดยไม่มีการบัฟเฟอร์ และเมื่อใดที่มีการเขียนข้อมูลให้กับรีจิสเตอร์ SBUF แสดงว่ามีความต้องการที่จะส่งข้อมูลนี้ออกไปแบบอนุกรม สำหรับชิพรีจิสเตอร์ทางด้านรับจะทำการเลื่อนบิตข้อมูลที่ได้รับเข้ามาเก็บไว้เมื่อบิตของข้อมูลที่รับมาครบถ้วนตามจำนวนที่กำหนดไว้ตามลักษณะ โหมดการทำงานต่าง ๆ แล้วจะถูกย้ายไปเก็บยังรีจิสเตอร์ SBUF ต่อไป อย่างไรก็ตาม การย้ายข้อมูลนี้จะเกิดขึ้น ก็ต่อเมื่อรีจิสเตอร์ SBUF นั้น ไม่มีข้อมูลที่จะทำการส่งหรือได้ส่งข้อมูลออกไปเสร็จสิ้นแล้ว

ตารางที่ 2.2 ข้อมูลของรีจิสเตอร์ SCON

ชื่อบิต : SCON ตำแหน่ง : 98h ค่าบิตเริ่มต้น : 0000 0000

SM0	SM1	SM2	REN	TB8	RB8	TI	RI
-----	-----	-----	-----	-----	-----	----	----

2.1.3 การรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม

การรับส่งข้อมูลอนุกรม ข้อมูลจะถูกส่งออกไปทีละ 1 บิตเรียงกันไปจนครบ 8 บิตจากการที่ข้อมูลเรียงกันไปแบบนี้ จึงทำให้จำนวนสายส่งข้อมูลลดลงโดยอาจจะเหลือเพียง 2 เส้นซึ่งเป็นข้อดีอีกอย่างของการรับส่งข้อมูลแบบอนุกรม คือ เหมาะสำหรับการส่งข้อมูลระยะไกลเนื่องจากเราสามารถใส่พอร์ตมาตรฐานต่างๆเข้าช่วย

ในการรับส่งข้อมูลระหว่างกันอาจแบ่งได้เป็น 3 วิธีใหญ่ คือ

1 การรับส่งข้อมูลทางเดี่ยว (Simplex) คือการสื่อสารข้อมูลที่ตัวส่งทำหน้าที่ส่งอย่างเดียวและตัวรับข้อมูลก็รับข้อมูลอย่างเดียว

2 การรับส่งข้อมูลแบบผลัดกันส่ง (Half Duplex) คือการสื่อสารข้อมูลที่สามารถรับส่งข้อมูลได้ แต่ต้องสลับกันส่งจะส่งพร้อมกันทั้ง2ด้าน ไม่ได้

3 การรับส่งข้อมูลสวนทางกันได้พร้อมกัน (Full Duplex) คือการสื่อสารข้อมูลที่ผู้ส่งหรือผู้รับสามารถรับส่งข้อมูลได้พร้อมกัน

อัตราส่งข้อมูล (Baud Rate) เนื่องจากการสื่อสารแบบอนุกรมเป็นแบบการรับ/ส่งข้อมูล ในลักษณะกลุ่มของบิต (Bit Stream) ดังนั้นจึงต้องพิจารณาถึงเรื่องของอัตราความเร็วในการนับ/ส่งบิตเหล่านี้เป็นอันดับแรก โดยทั่วไปจะระบุกันในหน่วยของจำนวนบิตข้อมูลภายในเวลาหนึ่งวินาที เรียกว่า อัตราบอด (Baud Rate) ตามค่ามาตรฐานเหล่านี้ ได้แก่ 110, 150, 300, 1200, 2400, 4800 และ 9600

โหมด 0 : พอร์ตสื่อสารอนุกรม 8 บิต โดยการส่งจะเลื่อนออกทีละบิตโดยส่งบิต D0 ออกไปก่อนทางขา RxD และไม่มี การส่ง start bit แต่จะส่ง shift clock ทางขา TxD (ความเร็ว 1/12 เท่าของ CPU Clock)

โหมด 1 : พอร์ตสื่อสารอนุกรม 10 บิต ข้อมูล 8 บิต 1 start bit และ 1 stop bit และสามารถเปลี่ยนแปลงความเร็วในการส่งข้อมูลได้ โดยขึ้นกับบิต SMOD ใน PCON และอัตราโอเวอร์โพล์ของ Timer 1

$$\text{-Baud Rate Mode 1} = [2^{\text{SMOD}} / 32], [\text{Osc Freq} / 12 \times (256 - \text{TH1})]$$

โหมด 2 : พอร์ตสื่อสารอนุกรม 11 บิต ข้อมูล 9 บิต 1 start bit และ 1 stop bit (TB8 นิยมนำมาใช้ ส่ง Parity bit) ความเร็วในการรับส่งข้อมูลเท่ากับ 1/32 และ 1/64 ของ CPU Clock โดยขึ้นกับบิต SMOD ใน PCON

$$\text{-Baud Rate Mode 2} = (1/32) (\text{Osc Freq}) \text{ เมื่อ SMOD} = 1$$

$$\text{-Baud Rate Mode 2} = (1/64) (\text{Osc Freq}) \text{ เมื่อ SMOD} = 0$$

โหมด 3 : พอร์ตสื่อสารแบบ 11 bit UART โดยส่งข้อมูล 9 บิต 1 start bit และ 1 stop bit เหมือนโหมด 2 ยกเว้นอัตราความเร็วจะขึ้นกับบิต SMOD ใน PCON และอัตราโอเวอร์โพล์ของ Timer 2 (สำหรับ 80C154D)

$$\text{-Baud Rate Mode 3} = [2^{\text{SMOD}} / 32], [\text{Osc Freq} / 12 \times (256 - \text{TH1})]$$

2.1.4 การอินเทอร์รัปต์พอร์ตอนุกรมของ MCS-51

ตาม โครงสร้างด้านการจัดการอินเทอร์รัปต์สามารถกำหนดเลือกเพื่อยินยอมหรือไม่ (Enable/Disable) ให้มีการอินเทอร์รัปต์ของพอร์ตอนุกรมได้โดยใช้วิธีการกำหนดค่าของบิตภายใน รีจิสเตอร์ IE ซึ่งจะมีทั้งแบบที่ระบุถึงอินเทอร์รัปต์โดยรวมทั้งหมด (บิตที่ 7) และอินเทอร์รัปต์แต่ละประเภทได้ ในกรณีที่มิค้ำข้อมูลเป็นหนึ่งให้กับบิตจะมีความหมายถึงการยอมให้มีการอินเทอร์รัปต์เกิดขึ้นได้ และในกรณีตรงข้ามกันก็จะไม่ยินยอมให้มีการอินเทอร์รัปต์เกิดขึ้น

การกำหนดระดับความสำคัญให้กับสัญญาณอินเทอร์รัปต์สามารถทำได้โดยการกำหนดข้อมูลที่มีค่าเป็น 1 หรือ 0 ให้กับบิตภายในรีจิสเตอร์ IP (Interrupt Priority) โดยหากว่ามีค่าเป็น 1 ก็จะทำให้สัญญาณอินเทอร์รัปต์นั้น ๆ มีระดับความสำคัญสูงและในกรณีตรงข้ามกันสำหรับกรณีเป็น 0

การจัดการอินเทอร์รัปต์ เมื่อมีการอินเทอร์รัปต์เกิดขึ้น ไม่โครคอนโทรลเลอร์จะทำคำสั่งที่กำลังดำเนินการอยู่ในเครื่องนั้น จากนั้นจะทำการเก็บค่าตำแหน่งแอดเดรสคำสั่งที่จะดำเนินการต่อไปไว้ยังบริเวณของหน่วยความจำที่ถูกกำหนดไว้ให้เป็นสแต็ก (Stack) และจะกระโดดไปยังตำแหน่งแอดเดรสที่ได้มีการกำหนดไว้แน่นอนตำแหน่งหนึ่ง โดยอัตโนมัติตำแหน่งนี้เรียกว่าอินเทอร์รัปต์เวกเตอร์ (Interrupt Vector Address) ซึ่งผู้ใช้จะต้องทำการเขียนโปรแกรมย่อยไปยังตำแหน่งแอดเดรสเหล่านี้ไว้ ซึ่งเรียกว่า โปรแกรมย่อยบริการอินเทอร์รัปต์ (Interrupt Service Routine)

2.2 หลักการทำงานเบื้องต้นของ Switching Power Supply

2.2.1 วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส

วงจรเรียงกระแสและกรองกระแส นับว่าเป็นส่วนสำคัญของวงจรในวงจรในส่วนอินพุท และเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทดกระแสของฟิวส์และวงจรกรองสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์สำคัญ 2 ตัวคือ ตัวเก็บประจุกรองกระแสและไดโอดเรียงกระแส ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดันไฟสลับเป็นแรงดันไฟตรงเพื่อเป็นแรงดันอินพุทให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

2.2.1.1. ไดโอดเรียงกระแส

การเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสให้เหมาะกับการใช้งานควรมีข้อควรพิจารณาดังนี้

1) ค่ากระแสกระชาก ; I_{fsm}

กระแสกระชากสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดเรียงกระแสจะเกิดขึ้นในขณะที่เปิดเครื่องเมื่อตัวเก็บประจุฟิวเตอร์ยังไม่มีประจุสะสมอยู่ ค่ากระแสกระชากสูงสุดคำนวณได้จาก

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

เมื่อ V_p คือ แรงดันยอดสูงสุดของไฟสลับอินพุต

ERS คือ ค่าความต้านทานแฝง ในตัวเก็บประจุค่าต่ำสุด

R_s คือ ค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส

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

2) ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง ; $I(fsm)$

ค่ากระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นในวงจรเรียงกระแส จะเกิดขึ้นในจังหวะที่ตัวเก็บประจุของกระแสมีการเก็บประจุอีกครั้งหลังจากคายประจุออกไปให้โหลด ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรงของไดโอดเรียงกระแส สามารถหาได้จากค่ากระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุของกระแส

3) ค่ากระแสเฉลี่ยเมื่อถูกไบแอสตรง ; $I(fm)$

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

4) อัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด ; $V(rrm)$

โดยปกติวงจรเรียงกระแสจะต้องต่อเข้ากับแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ดังนั้นอัตราทนแรงดันไบแอสกลับของไดโอด ควรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่าค่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับ แต่ควรเผื่อค่าแรงดันไบแอสกลับ ให้มีค่ามากกว่าแรงดันยอดสูงสุดของแรงดันไฟสลับเอาไว้ด้วย สำหรับกรณีที่เกิดทรานเซียนต์ขึ้นในสายไฟสลับ

2.2.1.2. ตัวเก็บประจุของกระแส

ตัวเก็บประจุมีหน้าที่ในการกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่ในการใช้งานจริงควรพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุที่มีปัจจัยดังต่อไปนี้

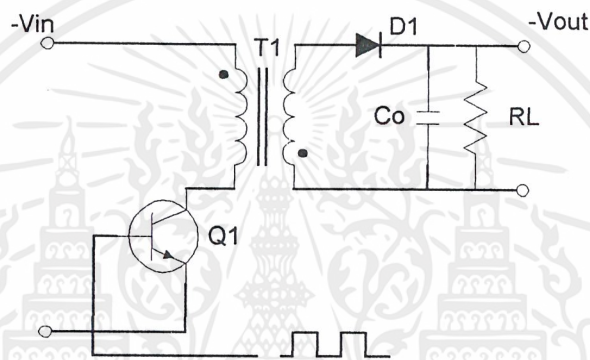
1) อัตราทนกระแสระลอก (RMS Ripple Current Rating)

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุของกระแสเกิดจากการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุเอง ซึ่งค่ากระแสนี้จะเป็นผลให้ตัวเก็บประจุร้อนและอายุการใช้งานลดลง การเลือกใช้งานตัวเก็บประจุของกระแสจะต้องให้มีค่าอัตราทนกระแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้

เพื่อไม่ให้เกิดความร้อนกับตัวเก็บประจุขณะที่ทำงาน ในกรณีที่กระแสไหลกลับมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุขนาดกันหลายตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสไหลกลับให้ตัวเก็บประจุได้

2) แรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุทของวงจรเรียงกระแส (Ripple Voltage)

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุทของวงจรเรียงกระแสจะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ การกระเพื่อมที่แรงดันเอาต์พุททำให้แรงดันที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมนี้มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุทของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบวงจรกระแสจะยอมให้มีค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาต์พุท



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรเรียงกระแสและกรองกระแส

ค่าของตัวเก็บประจุกรองกระแส C สามารถคำนวณได้จาก

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

เมื่อ I_c คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส

Δt คือ ช่วงเวลาที่ตัวเก็บประจุใช้ในการคายประจุ

ΔV_{ripple} คือ ค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อม

3) ช่วงเวลาโฮลด์อัป (Holdup Time)

ช่วงเวลาโฮลด์อัป เป็นช่วงเวลาที่วงจรสวิตชิ่งยังสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุทได้ตามปกติที่โหลดสูงสุด เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดัน ไฟสลับหรือค่าแรงดัน ไฟสลับมีค่าต่ำกว่ากำหนดและเพื่อให้วงจรสวิตชิ่งนี้มีค่าเวลาโฮลด์อัป ตัวเก็บประจุที่ใช้จะต้องมีค่ามากพอที่จะจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

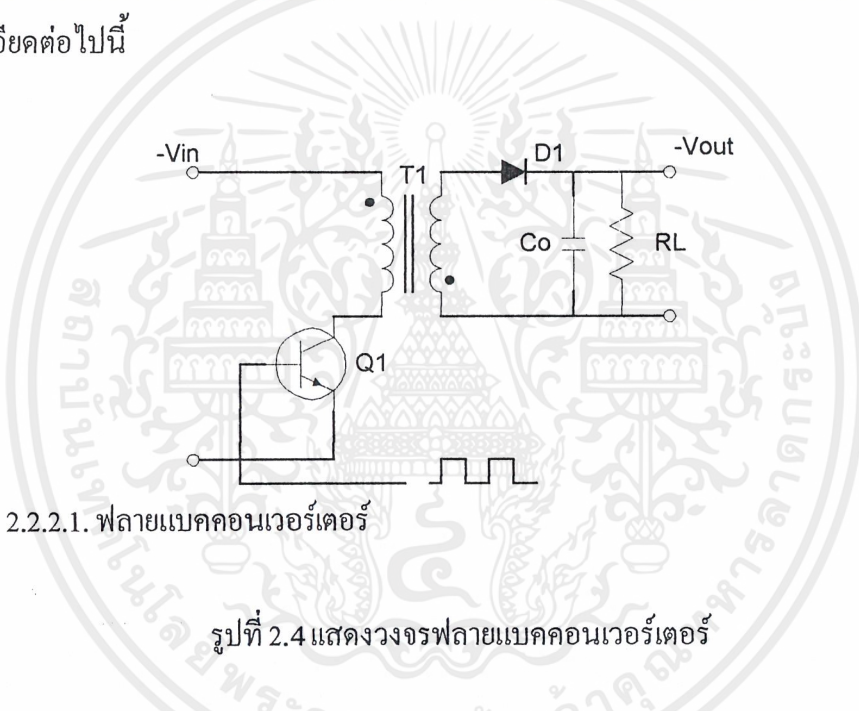
4) อัตราทนแรงดัน (Voltage Rating)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไป 12

ตัวเก็บประจุกรองกระแสต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาท์พุทของวงจรเรียงกระแส แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของคอนเวอร์เตอร์ เช่น ถ้าแรงดันไฟสลับอินพุทมีค่าอยู่ในช่วง 187 ถึง 264 โวลต์ควรมีค่าอัตราทนแรงดันอย่างต่ำที่ 400 โวลต์

2.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับว่าเป็นส่วนสำคัญที่สุด มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟกระแสตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบก็จะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป ดังรายละเอียดต่อไปนี้



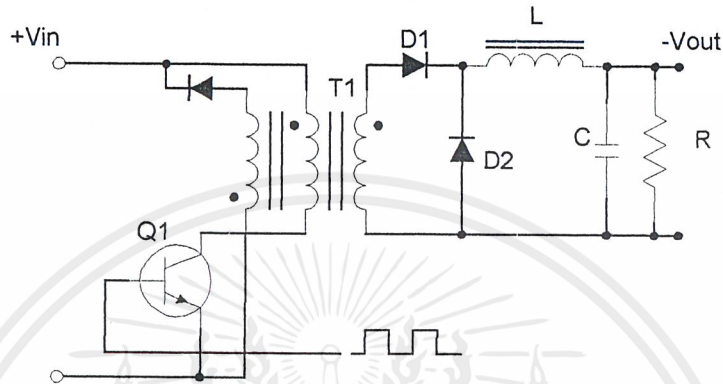
2.2.2.1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

รูปที่ 2.4 แสดงวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.4 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์ที่เปลี่ยนที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T1 จะกำหนดขดไฟรมารีและเซคันดารีให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแสไดโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส ทำให้มีการสะสมพลังงานที่ขดไฟรมารีของหม้อแปลง T1 แทน เมื่อ Q1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไฟรมารีและเซคันดารี D1 ก็จะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไฟรมารีของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเค้นดารี และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาท์พุท Q1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุท

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ก่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

2.2.2.2. ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

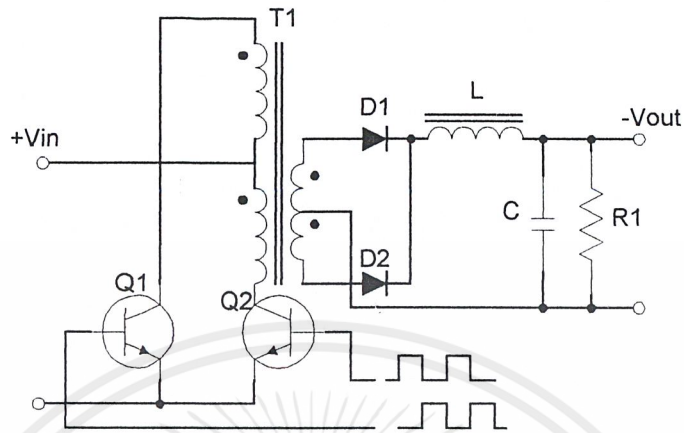


รูปที่ 2.5 แสดงวงจรฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ในรูป 2.5 จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T1 ในฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดไพรมารีและเซคันดารีให้มีเฟสตรงกันดังนั้นเมื่อ Q1 นำกระแส ไคโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไคโอด D1 และตัวเหนี่ยวนำ L0 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C0 และไหลกลับได้ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน L0 จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วยเมื่อ Q1 หยุดนำกระแสไคโอด D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ทำให้ไม่มีกระแสไหลจากเซคันดารี สนามแม่เหล็กใน L0 จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไคโอด D2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

2.2.2.3. พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

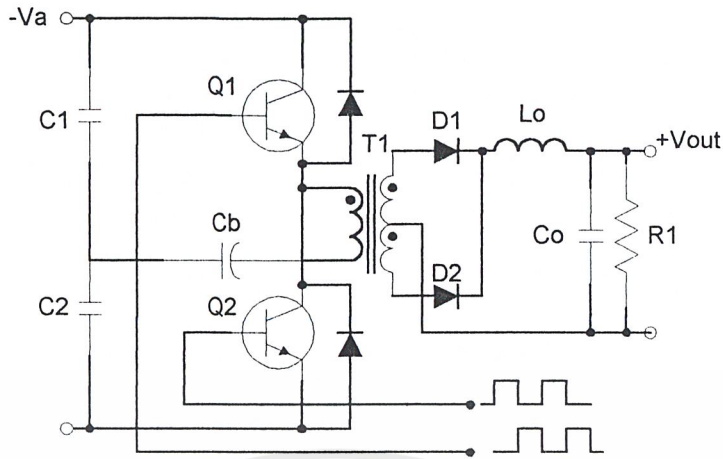


รูปที่ 2.6 แสดงวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแสจะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับวงจร สวิตซ์ที่ต้องการกำลังงานสูงๆ

จากรูปที่ 2.6 Q1 และ Q2 จะกลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงานเมื่อ Q1 นำกระแส D1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน L0 ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลากระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

2.2.2.4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

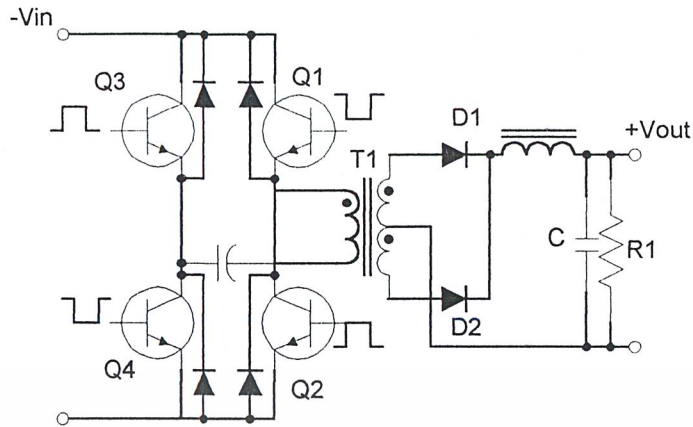


รูปที่ 2.7 แสดงวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

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

จากรูปที่ 2.7 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตก คร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุทเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกัน นำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพูล-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตก คร่อมขณะทำงานของขดไฟโรมารี่จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุท เนื่องจากผลของการต่อ ตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดไฟโรมารี่จึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการ จำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้ จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.2.2.5. พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.8 แสดงวงจรฟลู-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

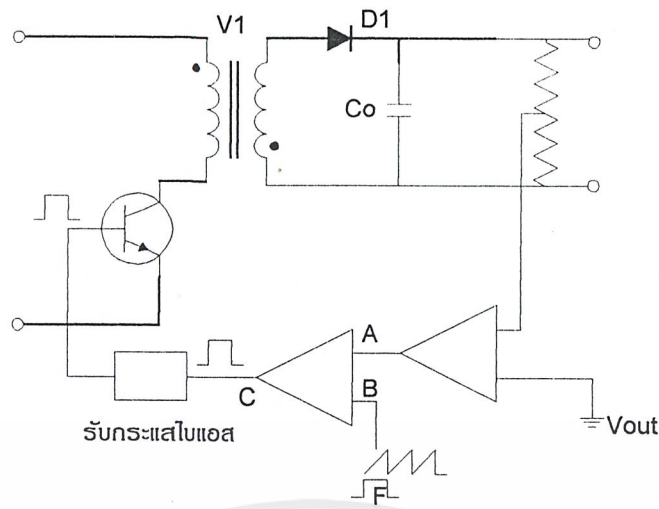
จากรูปที่ 2.8 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ ๆ โดย Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารีของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟลู-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดไพรมารีจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุตที่กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารีจึงมีค่าต่ำกว่า ฟลู-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ทำให้สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นวงจรสวิตชิ่งที่ต้องการกำลังงานสูงๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ ทำให้มักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟลู-บริดจ์เป็นหลัก

2.2.3 วงจรควบคุม (Controlled Switching Circuit)

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้โดยการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมจะใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเป็นหลัก การใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้ 2 ลักษณะการทำงานของวงจรควบคุม คือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

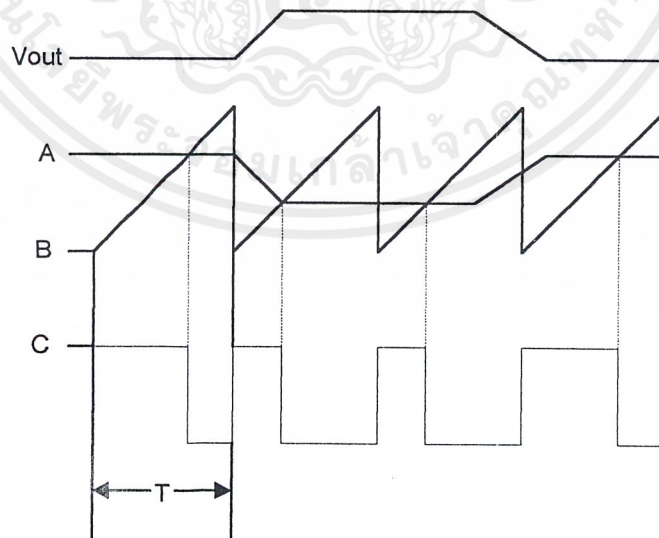
2.2.3.1. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาต์พุตมาทำการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลักวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันแสดงดังรูป



รูปที่ 2.9 แสดงวงจรพื้นฐานในโหมดควบคุมแรงดัน

จากรูปที่ 2.9 วงจรควบคุมอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันเอาท์พุทนำมาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุท ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง (E/A) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่น โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อย เอาท์พุทที่ได้จากวงจรพัลส์วิดท์มอดดูเลชั่นจะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและความกว้างของพัลส์แปรเปลี่ยนไปตามผลของการมอดดูเลชั่น ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

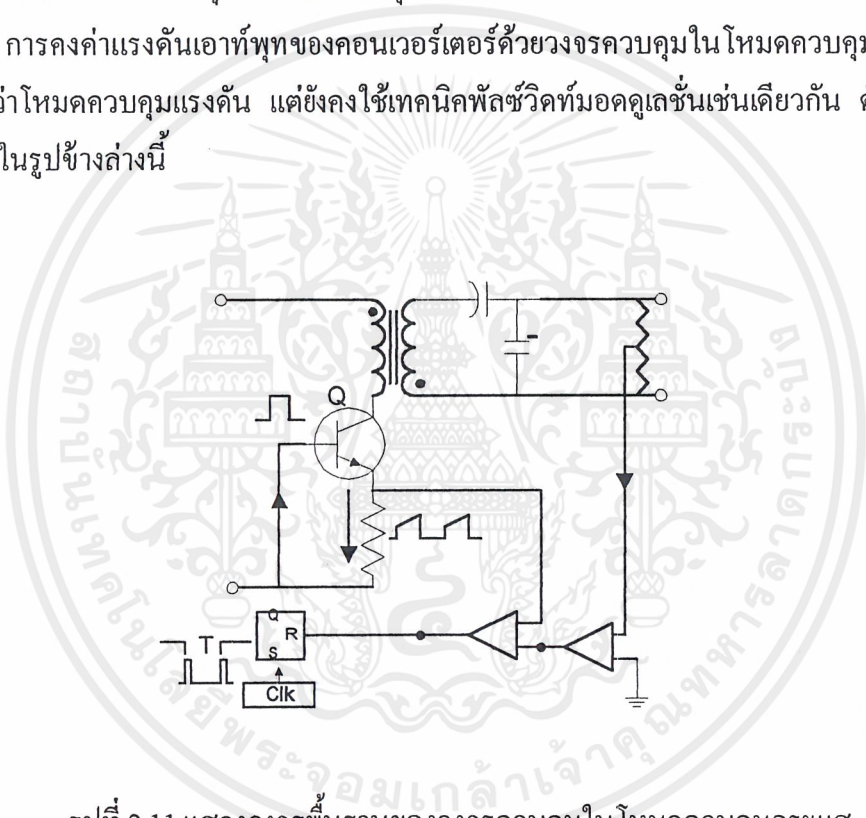


รูปที่ 2.10 แสดงรูปสัญญาณที่จุดต่างๆ ในวงจรควบคุม

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรถยายความแตกต่างที่ขาอินเวอร์ตติง ผลแตกต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรมัลติวิคท์มอดคูลเลชันจึงมีค่าลดลงด้วย และทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงเช่นกัน ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจรมัลติวิคท์มอดคูลเลชันจึงมีค่าเพิ่มขึ้นช่วงเวลาการนำกระแสก็จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นผลให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้

2.2.3.2. วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรถวลคุมในโหมดควบคุมกระแสมีข้อดีมากกว่าโหมดควบคุมแรงดัน แต่ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วิคท์มอดคูลเลชันเช่นเดียวกัน ดังแสดงวงจรพื้นฐานในรูปข้างล่างนี้



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรถวลคุมใน โหมดควบคุมกระแส

เริ่มแรกพิจารณาว่า เอาต์พุตของวงจรถยายความแตกต่างมีค่าเป็น V_{er} มีค่าคงที่เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณพิกาสรางสัญญาณพิกาสที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจรมัลติวิคท์ ขา Q จึงมีสถานะเป็น “1” เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 ก็จะเริ่มนำกระแสทำให้มีกระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิและ R_s ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อม R_s V_s ที่เกิดขึ้นจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับ V_{er} โดยวงจรเปรียบเทียบ เมื่อค่าของ V_s มีค่าเพิ่ม มากกว่า V_{er} เอาต์พุตของวงจรมัลติวิคท์เปรียบเทียบกับจะมีสถานะ “1” และไปกระตุ้นขา R ของวงจรมัลติวิคท์ ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น “0” และทำให้ Q1 หยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจรมัลติวิคท์จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณพิกาสอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจรถ่ายความถี่จะถูกควบคุมโดย V_s นั่นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของวงจรถ่ายความถี่มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน V_s จะมีค่าเพิ่มมากกว่า V_{er} ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลง ทรานซิสเตอร์นำกระแสลดลง ในทางกลับกันถ้าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง V_s จะเพิ่มขึ้นได้ซ้ำ ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์เพิ่มขึ้น Q1 ก็นำกระแสเพิ่มมากขึ้นจะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับจากแรงดันเอาต์พุตเลยทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว เมื่อดูจากวงจรรวมคือมีส่วนของวงจรถ่ายความถี่ต่างกัน เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรถ่ายความถี่ต่างกัน จะมีค่ามากขึ้นทรานซิสเตอร์ก็จะนำกระแสมากขึ้นเพื่อให้ V_s มากกว่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรถ่ายความถี่ต่างกัน ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาต์พุตของวงจรถ่ายความถี่ต่างกันมีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรถ่ายความถี่ต่างกันจะมีค่าลดลง Q1 จึงนำกระแสลดลง ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลด

2.2.4 วงจรขับ

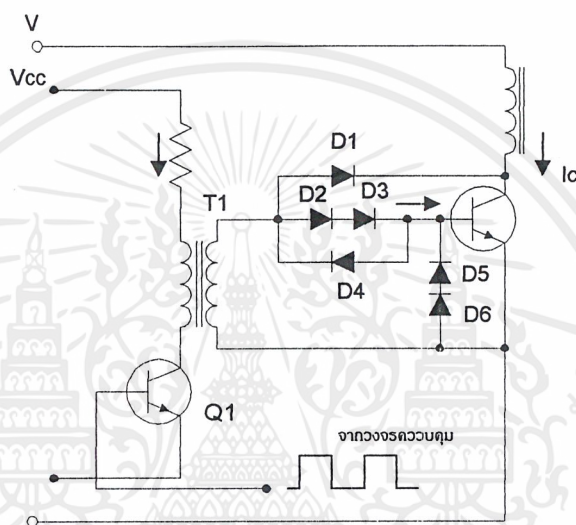
2.2.4.1. วงจรขับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบโอสแตที่ขาเบส เพื่อให้นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบโอสแตที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรถ่ายความถี่กระแสไบโอสแตที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

วงจรถ่ายความถี่กระแสไบโอสแตนั้นทำได้ 2 ลักษณะคือ วงจรถ่ายความถี่กระแสไบโอสแตด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) และวงจรถ่ายความถี่กระแสไบโอสแตด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์ (Proportional Base Drive) สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรถ่ายความถี่ด้วยกระแสคงที่โดยวงจรถ่ายความถี่ทำให้กระแสเบสมีค่าคงที่และมากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสถึงจุดอิ่มตัวแต่วิธีนี้จะเกิดประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรถ่ายความถี่กระแสไบโอสแตด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้น ค่ากระแสที่เบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อยและการหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรถ่ายความถี่ค่อนข้างยุ่งยากมักใช้กับวงจรถ่ายความถี่ที่มีกำลังสูงเท่านั้น

1) วงจรถ่ายความถี่กระแสไบโอสแตโดยใช้หม้อแปลงและเบเกอร์แคลมป์เบเกอร์แคลมป์

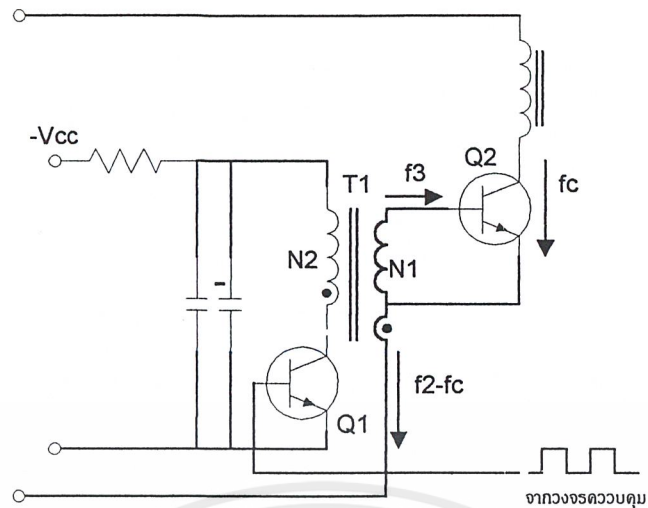
เป็นวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่และจัดให้ไดโอดทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์ เพื่อป้องกันการเกิดประจุสะสม เมื่อประจุสะสมเกิดขึ้นน้อยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส ได้อย่างรวดเร็ว การใช้หม้อแปลงในการขับกระแส หม้อแปลงจะเป็นแหล่งจ่ายกระแสสูงให้กับวงจรได้ และเนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องการแรงดันตกคร่อมที่ขาเบสและอีมิเตอร์ประมาณ 1 ถึง 1.8 โวลต์ ดังนั้นหม้อแปลงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบ 10:1 ถ้ามีแรงดันที่ขดไพรมารีค่า 10 ถึง 18 โวลต์ และกระแสเพียง 300 มิลลิแอมป์ หม้อแปลงจะให้กระแสได้ถึง 3 แอมป์ ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 แสดงวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ แบบเบเกอร์เคลมบี

2) วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

เป็นวงจรขับกระแสไบแอสที่นิยมใช้ในคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานสูงๆ วงจรขับกระแสแบบนี้จะลดช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส ด้วยการให้กระแสไบแอสเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์เพื่อเป็นการลดประจุสะสมให้น้อยที่สุด ขณะที่มีความดันตกคร่อมตัวมันต่ำที่สุด ขณะนำกระแส จากนั้นจึงให้กระแสไบแอสกลับค่าสูงๆ เพื่อหยุดการนำกระแสอย่างรวดเร็วต่างจากการใช้เบเกอร์เคลมบีที่ป้องกันไม่ให้เกิดประจุสะสมเกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ แต่มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะนำกระแส ดังแสดงวงจรในรูปที่ 2.15



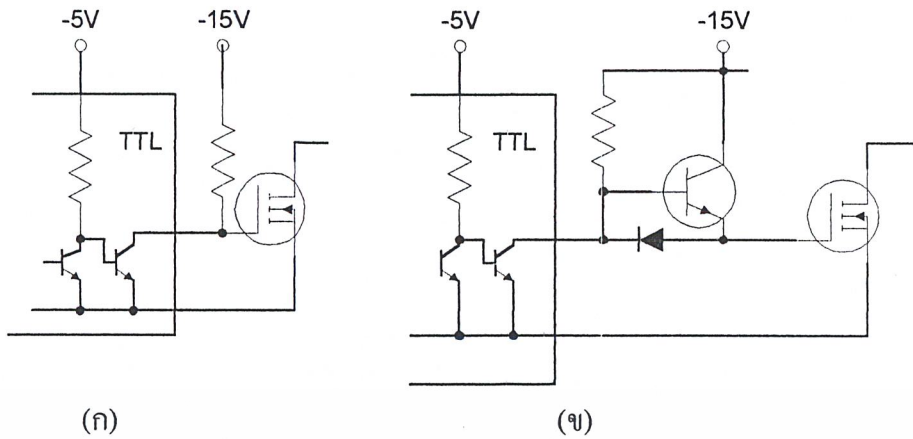
รูปที่ 2.13 แสดงวงจรจับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์

2.2.4.2. วงจรจับเพาเวอร์มอสเฟต

การจับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสที่แตกต่างจากการจับกระแสไบแอส ในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ สำหรับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อ มีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) แต่ใช้กระแสต่ำ การจับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำกระแสจึงทำได้ง่ายและยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

1) วงจรจับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การจับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย ไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถทำได้แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายกระแสและรับกระแสที่เอาท์พุท ซึ่งมีผลต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรจับชนิดนี้จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่นๆ เพื่อช่วยในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว

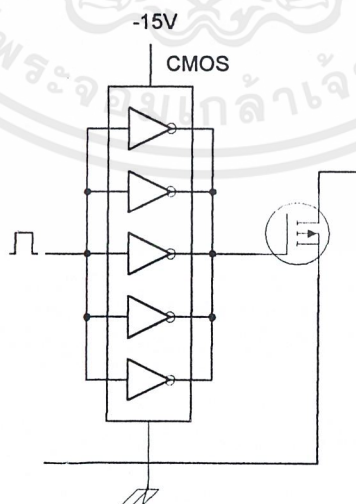


รูปที่ 2.14 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL แบบต่างๆ

รูปที่ 2.14 (ก) แสดงวงจรขับด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อพูล์อัพรีซิสเตอร์เข้าช่วย เพื่อให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น แต่ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูล์อัพรีซิสเตอร์

รูปที่ 2.14 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยในการจ่ายกระแสได้มากขึ้นทำให้ความเร็วในการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังสูญเสียในตัว ไอซี TTL ด้วย และวงจรขับจะเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาอีกหนึ่งตัวเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็วและทำให้ความเร็วขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

2) วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

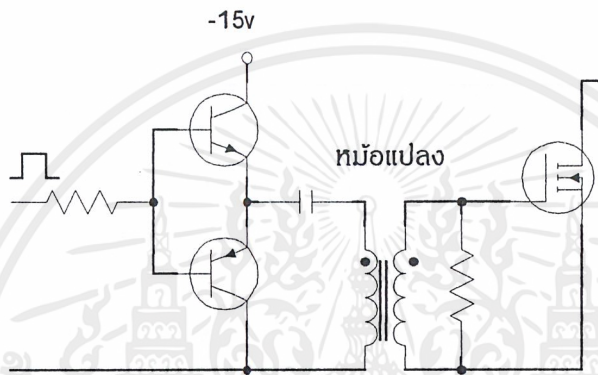


รูปที่ 2.15 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี CMOS

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

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกัน จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็วยิ่งขึ้น

3) วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง



รูปที่ 2.16 แสดงวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีของคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน จึงจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงหรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่า 1 ตัว พร้อมทั้งก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

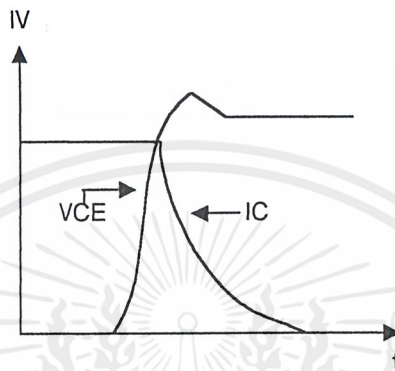
การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันเอาต์พุตที่หม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 2.16

2.2.5 วงจรสแน็บเบอร์ (Snubber Network)

วงจรสแน็บเบอร์ เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะที่ทำงานปกติ วงจรสแน็บเบอร์นี้อาจแบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสแน็บเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส และสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรสแน็บเบอร์ทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุ ไคโอดเรียกว่า วงจร RCD สแน็บเบอร์ ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

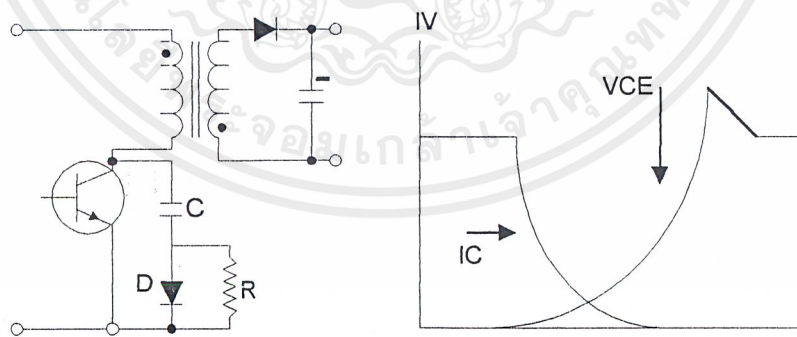
2.2.5.1. วงจรสับเบอร์ดั้งหวงหุคนำกระแส

ในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังงานโดยเฉพาอย่างยิ่งขณะเริ่มหุคนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหุคนำกระแสนั้น กระแสจะลดลงอย่างช้าๆ ในขณะที่แรงคั้นเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงคั้นอินพุตอย่างรวดเร็วดังรูป 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะกระแสและแรงคั้นตกรวมทรานซิสเตอร์

เพื่อลดการสูญเสียในช่วงนี้สามารถทำได้โดยตวงจรสับเบอร์ดั้งหวงหุคนำกระแส เพื่อกควบคุมแรงคั้นตกรวมที่คอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ให้มีค่าเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการตวงจรสับเบอร์ดั้งหวงหุคนำกระแสสามารถทำได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสับเบอร์ดั้งหวงหุคนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอร์ดั้งหวงหุคนำกระแสจะเป็นไปได้ดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q1 เริ่มหุคนำกระแส แรงคั้นที่ขาคอลเล็กเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 และ ไดโอด D1 ของวงจรสับเบอร์ดั้งหวงหุคนำกระแสทำให้เกิดแรงคั้นตกรวม C1 ค้วย

แรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C_1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่คอลเล็กเตอร์ก็就会被หน่วงออกไปเพื่อให้เกิดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C_1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R_1 ที่ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C_1 ก็จะลดลงต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C_1 และ R_1 ที่เหมาะสมหาได้จาก

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

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

เมื่อ I_p คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์

t_{on} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

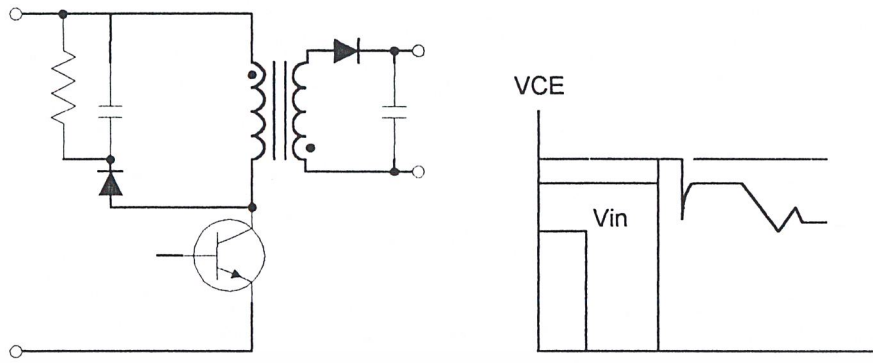
การคายประจุของ C_1 ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ดังนั้นตัวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยกำลังสูญเสียใน R_1 หาได้จาก

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

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.2.5.2. วงจรสับเบรอร์ป้องกันแรงดันเกิน

ความเสียหายที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มักมีสาเหตุที่เกิดมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการเสียหายขึ้น วงจรสับเบรอร์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าความปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจรสับเบรอร์สามารถต่อได้ดังรูป 2.19



รูปที่ 2.19 แสดงวงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน

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

วงจรสับเบอร์นี้ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำแรงแงอเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2}CV^2 = \frac{1}{2}L_i I_p^2 \quad (2.6)$$

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

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

เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำแรงแงอที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไพรมารี

I_p คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{ceo} คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของตัวต้านทาน R หาได้จาก

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

ค่ากำลังสูญเสียใน R สามารถหาได้จาก

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

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.2.6 อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ

เนื่องจากวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการทำงานในช่วงความถี่ตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรท์ขึ้นไป และมีการสูญเสียกำลังงานทั้งในขณะนำกระแสและในขณะที่ยกเลิกสภาวะ โดยเฉพาะอย่างยิ่งเมื่อต้องทำงานอยู่ในย่านแรงดันสูง ยิ่งทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น เพราะฉะนั้นอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้อยู่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะต้องมีทั่วไปคือ มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ มีช่วงเวลาคือตัวสั้น และสามารถทนกำลังได้สูง ซึ่งรายละเอียดของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีดังนี้

2.2.6.1. ฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ ไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีช่วงเวลาดำเนินตัวประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมากและฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลท์ ส่วนอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอดจะมีช่วงเวลาดำเนินตัวประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1000 โวลท์เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ใกล้เคียงกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลท์

2.2.6.2. ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำ ประมาณ 0.5 โวลท์ จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาท์พุทต่ำๆ และกระแสสูง เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟาสต์-รีคัพเวอร์และอูลตราฟาสต์-รีคัพเวอร์ไดโอด ซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาดำเนินตัวของซอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือได้ว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังสูญเสียในช่วงนี้เลยก็ได้

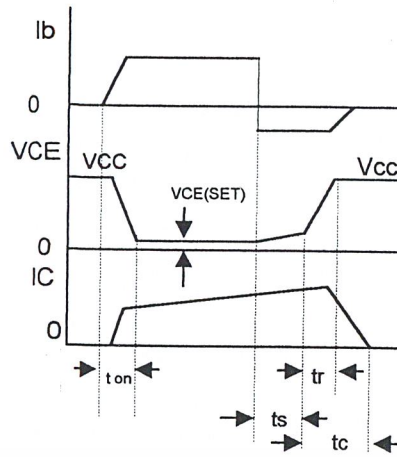
ซอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ซอตต์กีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุดมีค่าน้อย และมีกระแสรั่วไหลสูง ยังมีปัญหาเมื่อนำมาใช้งานจะให้ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มนำกระแสสูง

2.2.6.3. เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

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

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมี 2 ลักษณะคือ ขณะเปลี่ยนสถานะ และในขณะที่น่ากระแสอยู่ในช่วงอิมพัลส์ สำหรับการสูญเสียในการเปลี่ยนสถานะจะเกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นส่วนใหญ่

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



รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

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

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

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

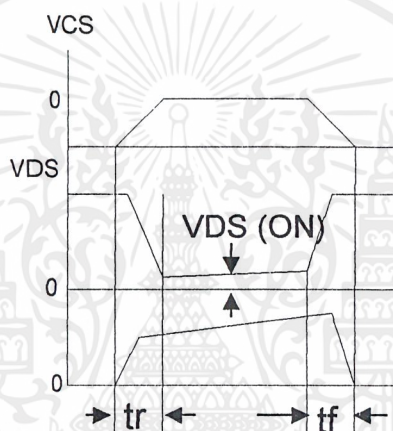
การทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีค่าน้อยที่สุดจะทำให้การใช้งานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่เกิดกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน

2.2.6.4. เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ต ไปจนถึงประมาณ 400 กิโลเฮิร์ต เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ซึ่งเป็นผลดีในการลดขนาดของคอลเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมแบบพัลส์วิดิมอดูเลชั่น โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตที่จะ

ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีทั้งแบบ N-ch และแบบ P-ch ทำงานในลักษณะพวช-พวล หรือทำงานเพียงตัวเดียว ซึ่งโดยส่วนมากจะใช้ N-ch เพราะสามารถทำงานได้ที่สูงกว่าแบบ P-ch

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ทั้งในขณะที่เปลี่ยนสถานะและกำลังสูญเสียขณะนำกระแสแต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสสูงมาก จึงมีการสูญเสียสูงกว่า เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก รูปคลื่นแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสแสดงดังรูป 2.21



รูปที่ 2.21 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต

2.3 DOT MATRIX LCD MODULE

อุปกรณ์ในปัจจุบันนี้ในส่วนแสดงผลนั้นจะใช้ LCD เสียเป็นส่วนใหญ่ไม่ว่าจะเป็นเครื่องเล่น VEDIO , เครื่องถ่ายภาพเอกสาร , เครื่องมือวัดคุมต่างๆ , เครื่องคอมพิวเตอร์ ฯลฯ เราพอจะแบ่ง DOT MATRIX LCD MODULE นี้ออกได้เป็นพวกๆดังนี้

1. CHARACTER LCD MODULE
2. GRAPHIC LCD MODULE
3. SEGMENT DISPLAY TYPE LCD MODULE

โดยในแต่ละแบบนี้ก็จะมีส่วนประกอบใหญ่ๆแบ่งได้เป็น

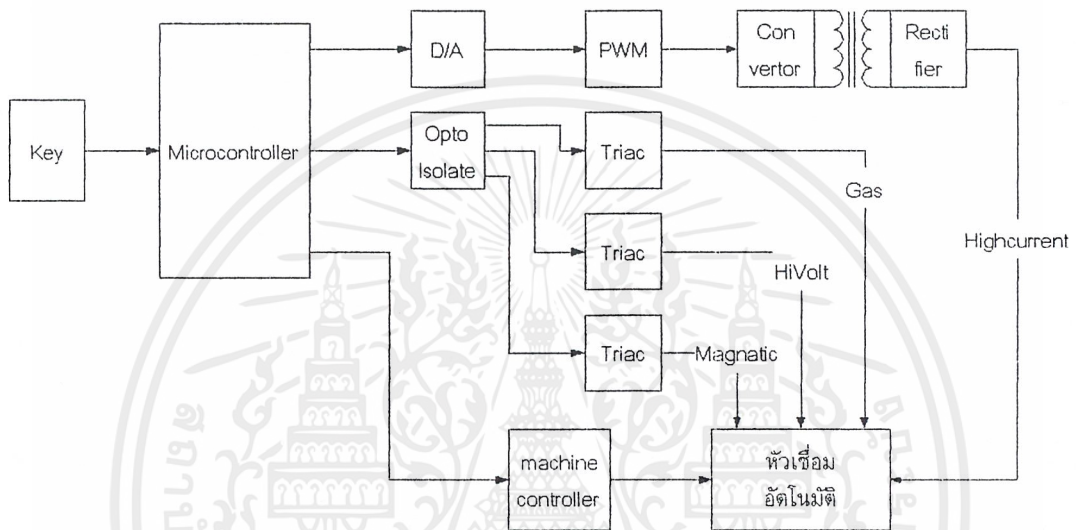
1. DOT MATRIX LCD เป็นตัวแสดงผลให้เรามองเห็นในลักษณะการปิดและเปิดตัวเอง กับแสง ก็คือส่วนของที่เป็นตัวกระจก
2. DRIVER เป็นตัวรับสัญญาณจากตัวควบคุมมาขับ LCD อีกทีหนึ่งโดยมีไอซีเบอร์ที่นิยมใช้ใน LCD MODULE เช่น HD44100H , MSM5259
3. CONTROLLER เป็นตัวรับข้อมูลจากอุปกรณ์ภายนอกและจัดการควบคุม LCD MODULE ให้ทำงานแสดงผลต่างๆ เช่น การลบจอภาพ , การเกิดตัวอักษร เป็นต้น โดยมีเบอร์ไอซีที่นิยมใช้กันคือ HD4478 ซึ่งจะใช้ในแบบ CHARACTER LC MODULE เป็นส่วนใหญ่ และเบอร์ HD61830 จะใช้ในแบบ GRAPHIC LCD MODULE

ในการศึกษาการทำงานและใช้งาน LCD MODULE นั้นไม่ใช่เรื่องยากเลยถ้าเราสามารถทำความเข้าใจในส่วนของ CONTROLLER ได้ก็เพียงพอแล้ว และโดยมาก LCD MODULE ในแต่ละบริษัทแล้วจะใช้ตัว CONTROLLER ที่มีหลักการการทำงานเหมือนกันเป็นส่วนใหญ่ และใน LCD MODULE แต่ละขนาดจำนวนตัวอักษรหรือจำนวนบรรทัดก็มีหลักการการทำงานแบบเดียวกันทั้งหมด ไอซีที่นิยมมากที่สุดตัวหนึ่งที่เป็น CONTROLLER LCD ก็คือเบอร์ HD44780 โดยรูปแบบการทำงานของมันได้เป็นมาตรฐานให้กับ CONTROLLER LCD ตัวอื่นๆด้วย

บทที่ 3

หลักการออกแบบและการทำงาน

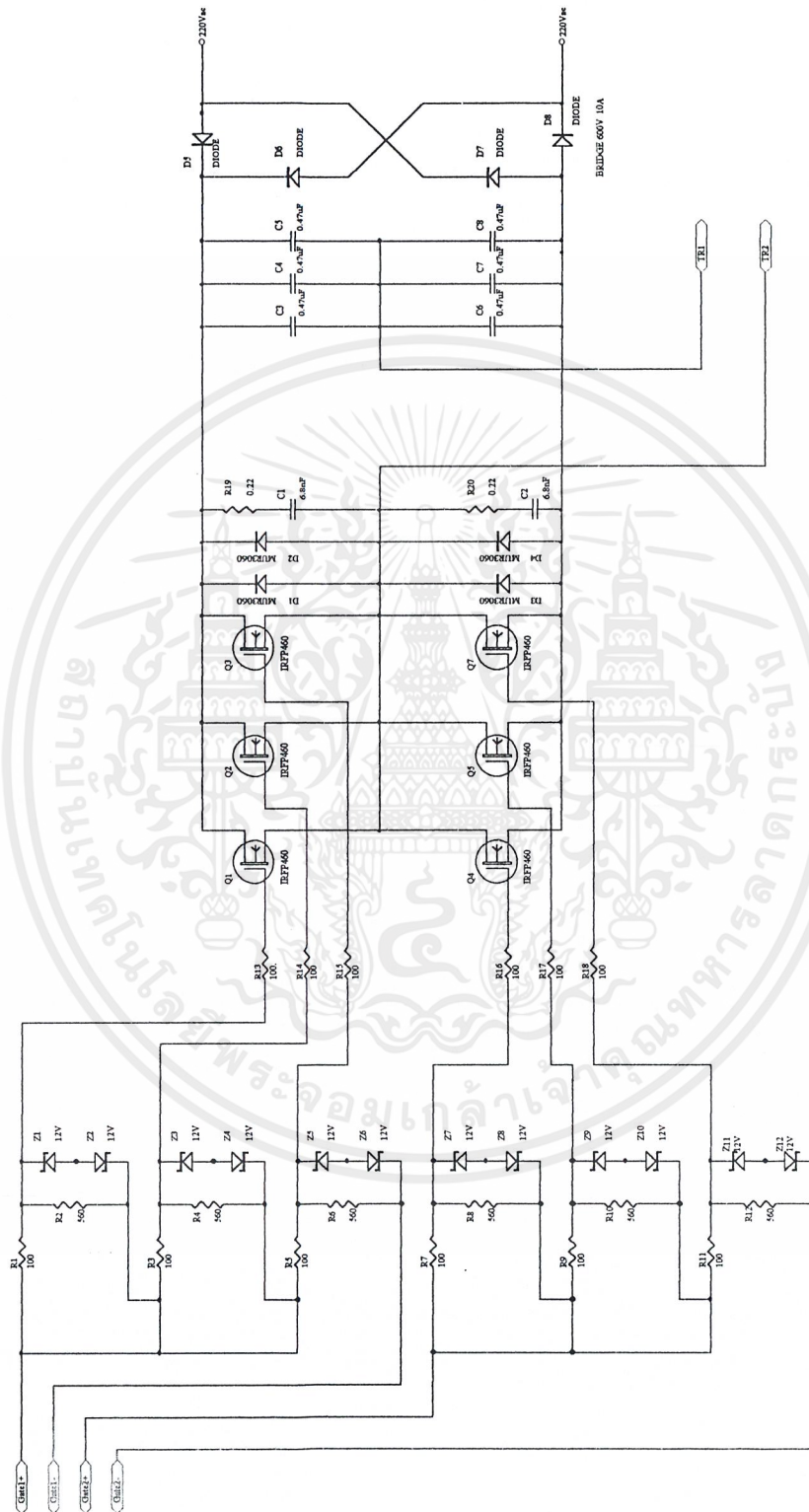
ในส่วนประกอบของเครื่องเชื่อมสแตนเลสเครื่องนี้จะประกอบไปด้วย ส่วนของวงจรภาค POWER SWITCHING , PULSE WIDTH MODULATION , ISOLATION และ MICRO CONTROLLER ดังรูปที่ 3.1



รูปที่ 3.1 แสดง BLOCK DIAGRAM ของเครื่องเชื่อมสแตนเลส

3.1 ส่วนของวงจรภาค POWER SWITCHING

วงจรในส่วนนี้จะประกอบไปด้วย CONVERTOR , SNUBBER , HIGH FREQUENCY TRANSFORMER และ RECTIFIER โดยทั้งหมดนี้จะทำหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ โดยมีรูปวงจรดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรภาค POWER SWITCHING

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.1 การออกแบบหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่ง

1) กำหนดค่าเวลาการทำงาน โดยกำหนดให้ หักคอนเวอร์เตอร์ ทำงานที่ความถี่ 20 kHz

$$T = 1 / f$$

$$T = 1 / (20 \text{ kHz})$$

$$T = 50 \mu\text{S}$$

2) กำหนด $t_{\text{on}} = 0.4T$

$$t_{\text{on}} = 0.4 \times (50 \mu\text{S})$$

$$t_{\text{on}} = 20 \mu\text{S}$$

3) กำหนดอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิ จาก

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{\text{pri}}}{V_{\text{sec}}} \times \frac{t_{\text{on}}}{T/2}$$

$$= \frac{(V_{\text{in}}(\text{min})/2 - V_{\text{ds}}(\text{sat})) \times t_{\text{on}}(\text{max})}{(V_{\text{out}} + V_{\text{d}}) \times (T/2)}$$

Convertor ทำงานที่แรงดัน 220 Vac

$$V_{\text{in}} = 1.414 V_{\text{rms}}$$

$$= 1.414 \times (220)$$

$$= 311 \text{ V}$$

$$V_{\text{in}}(\text{min}) = 0.8 V_{\text{in}}$$

$$= 0.8 \times (311)$$

$$= 248.8 \text{ V}$$

กำหนด $V_{\text{ds}}(\text{sat}) = 5 \text{ V}$ และ $V_{\text{d}}(\text{on}) = 1 \text{ V}$ ต้องการ $V_{\text{out}} = 25 \text{ V}$

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{(248.8/2 - 5) \times (20 \times 10^{-6})}{(25 + 1) \times (50 \times 10^{-6} / 2)}$$

$$= 3.674 \approx 4$$

กำหนดจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิจาก

$$N_p = \frac{(V_{\text{in}}(\text{min})/2 - V_{\text{ds}}(\text{sat})) \times t_{\text{on}}(\text{max}) \times 10^8}{\Delta B_{\text{max}} \times A_e}$$

จากข้อมูลพื้นฐานของแกนหม้อแปลง

$$A_e = 1.76 \text{ cm}^2$$

กำหนด $\Delta B_{\text{max}} = 3800 \text{ Gauss}$ เพื่อไม่ให้เกิดการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลง

$$N_p = \frac{(248.8/2 - 5) \times (20 \times 10^{-6}) \times 10^8}{3800 \times 1.76}$$
$$= 35.7 \text{ รอบ}$$

ค่าที่ใช้มีจำนวนรอบมากเกินไปไม่สามารถพันได้ จึงเพิ่มแกนหม้อแปลงเป็น 3 แกน
จะได้

$$N_p(\text{new}) = N_p(\text{old}) / 3$$
$$= 35.7 / 3$$
$$= 11.9 \text{ รอบ}$$

ใช้ $N_p = 12$ รอบ จะได้ $N_s = 3$ รอบ ใช้แกนหม้อแปลง 3 แกน

3.1.2 การคำนวณค่าพิสัยการทนกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

จาก $I_{\text{pri}} / I_{\text{sec}} = N_s / N_p$

ต้องการ $I_{\text{sec}} = 50 \text{ A}$ จะได้

$$I_{\text{pri}} = (N_s / N_p) \times I_{\text{sec}}$$
$$= (3 / 12) \times 50$$
$$= 12.5 \text{ A}$$
$$I_{\text{max}} = 2I_{\text{pri}}$$
$$= 2 \times 12.5$$
$$= 25 \text{ A}$$

ดังนั้นจึงเลือกใช้มอสเฟต เบอร์ IRFP460 จำนวน 3 ตัวต่อหนึ่งข้าง

3.1.3 การคำนวณค่าของอุปกรณ์ในวงจรสับเบอร์

จากข้อมูลของมอสเฟต $t_{\text{off}} = 0.1 \mu\text{s}$ และ $t_{\text{on}} = 0.1 \mu\text{s}$

$$C = \frac{I_p(\text{peak}) \times t_{\text{off}}}{2V_{\text{in}}}$$
$$= \frac{25 \times 0.1 \times 10^{-6}}{2 \times 248.8}$$
$$= 5 \text{ nF}$$

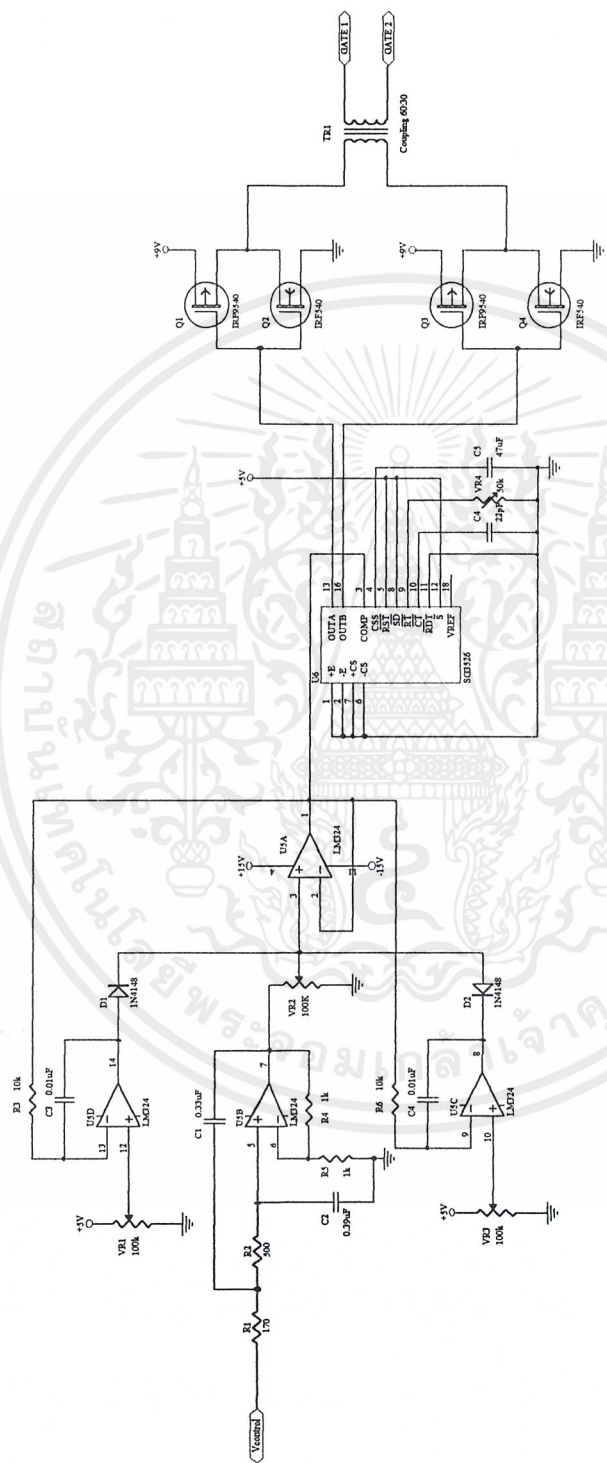
ใช้ $C = 6.8 \text{ nF } 400 \text{ V}$

$$\begin{aligned}
 R &= \frac{t_{\text{on}} (\text{min})}{2 \times 3 \times C} \\
 &= \frac{0.1 \times 10^{-6}}{2 \times 3 \times 6.8 \times 10^{-9}} \\
 &= 2.45 \ \Omega \\
 P_D &= \frac{C \times (2V_{\text{in}})^2}{2T} \\
 &= \frac{6.8 \times 10^{-9} \times (2 \times 248.8)^2}{2 \times 50 \times 10^{-6}} \\
 &= 16.84 \ \text{W}
 \end{aligned}$$

ใช้ R = 4.7 Ω 10 W 2 ตัวต่อขนานกัน

3.2 ส่วนของวงจรภาค PULSE WIDTH MODULATION

วงจรในส่วนนี้จะใช้ IC SG3526 เป็นตัวหลักในการทำหน้าที่ผลิตสัญญาณพัลส์ ป้อนให้กับส่วนของ GATE BUFFER โดยใช้ตัวทรานซิสเตอร์ต่อแบบคอมพลีเมนต์จำนวน 2 ชุด เพื่อป้อนสัญญาณพัลส์ในช่วงบวก และลบให้กับหม้อแปลงคัปปลิ่ง เพื่อออกมาควบคุมการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต และเพื่อแยกกราวด์ระหว่างภาค POWER SWITCH กับ ภาค PULSE WIDTH MODULATION โดยจะมีลักษณะของวงจรทั้งหมดดังรูปที่ 3.3



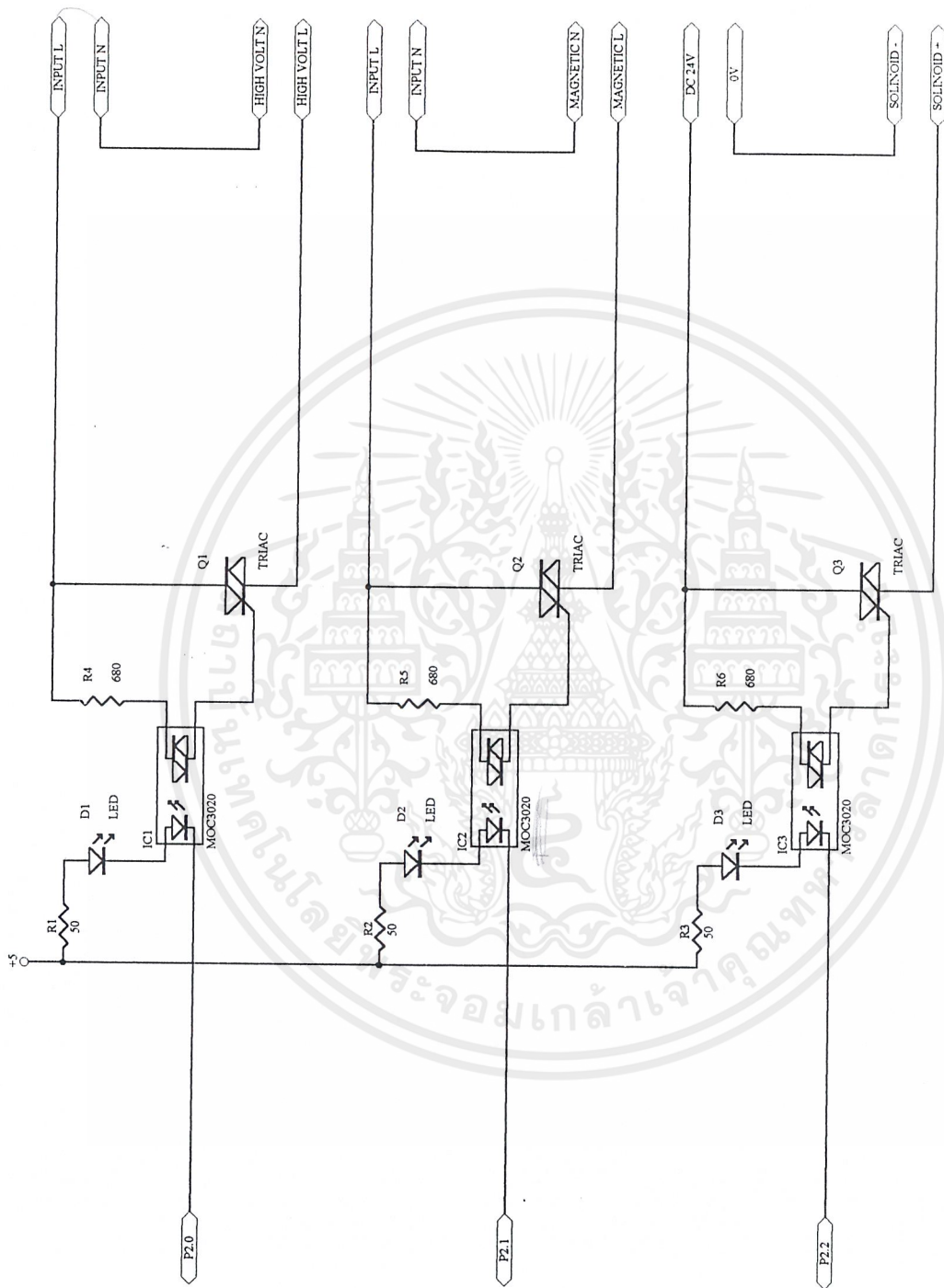
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรภาค PULSE WIDTH MODULATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 ส่วนของวงจรภาค ISOLATION

วงจรในส่วนนี้จะใช้ OPTO-DIAC เป็นอุปกรณ์สำคัญที่จะทำหน้าที่ในการแยกกราวด์ระหว่าง ภาค MICROCONTROLLER และ อุปกรณ์ต่างๆที่ MICROCONTROLLER ควบคุมอยู่นอกจากนี้ในวงจรเราใช้ TRIAC ทำหน้าที่เป็นสวิตช์เพื่อจ่ายแรงดันให้กับอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ร่วมในเครื่องเชื่อมนี้ด้วย โดยจะมีลักษณะของวงจรดังรูปที่ 3.4





รูปที่ 3.4 แสดงวงจรภาค ISOLATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.4 ส่วนของวงจรภาค MICROCONTROLLER

วงจรในส่วนนี้จะทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของอุปกรณ์และวงจรต่างๆ ในเครื่องเชื่อมนี้ทั้งหมด โดยจะรับข้อมูลผ่านเป็นรับข้อมูล นอกจากนี้ยังใช้ 8255 เพื่อขยายพอร์ทของ 8051 ออกมาเพื่อติดต่อกับวงจรส่วนต่างๆ และแลตซ์ค่าให้กับ DAC8008 ที่ทำหน้าที่แปลงสัญญาณดิจิทัลเป็นสัญญาณอนาลอก ขนาด 8 บิต จะส่งกระแสออกไปยังเอาต์พุท มีกระแสเต็มสเกลเท่ากับ 2 mA ปรับได้โดย VR1 ส่งมายัง LM324 ซึ่งทำหน้าที่แปลงกระแสเป็นแรงดัน ชนิด unipolar 0 – 5 V เพื่อส่งเป็นแรงดันให้กับภาค PWM โดยมีลักษณะของวงจรดังรูปที่ 3.5

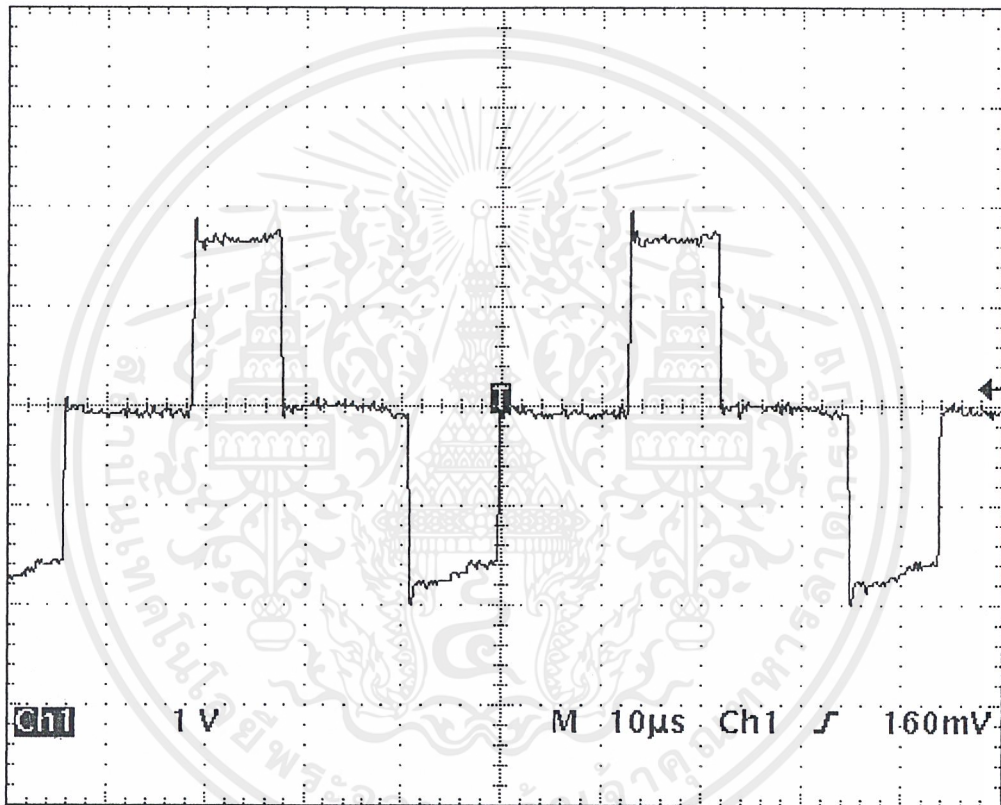


บทที่ 4

การทดสอบการทำงาน

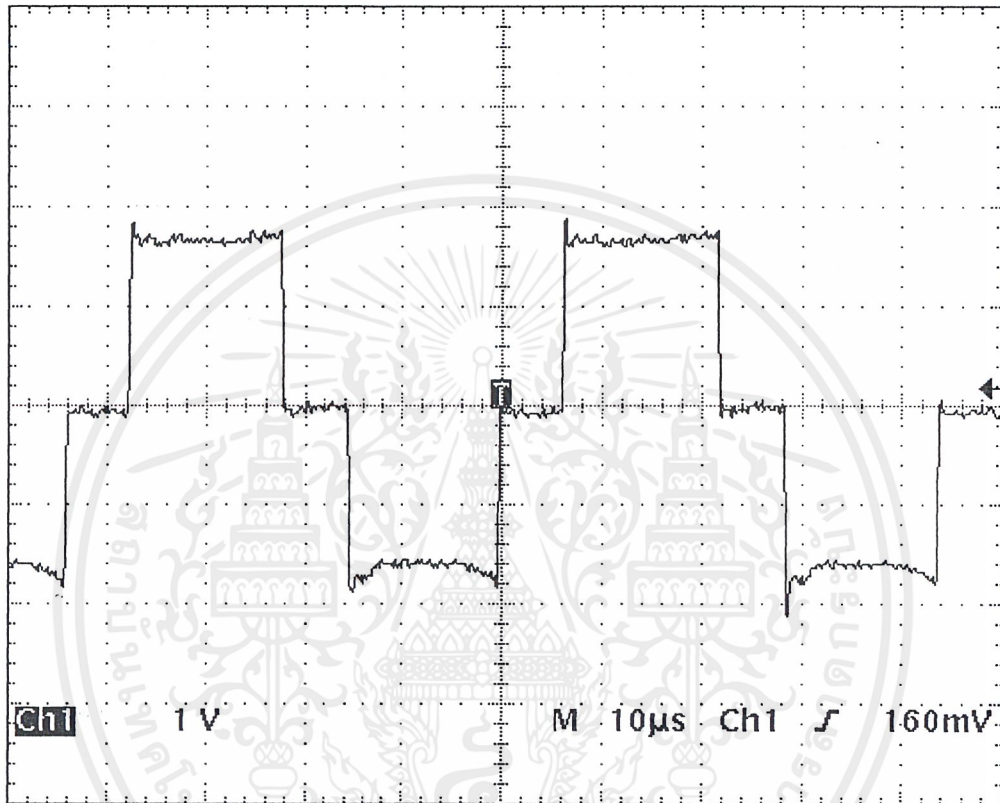
4.1 การตรวจวัดสัญญาณที่จุดต่างๆในวงจร

4.1.1 สัญญาณที่ขาเกตของ IRFP460 โดยตั้งค่ากระแสที่ 20 A ณ โหลด 1 โอห์ม (ใช้สายวัดชนิดลวดทอง 10 เท่า)



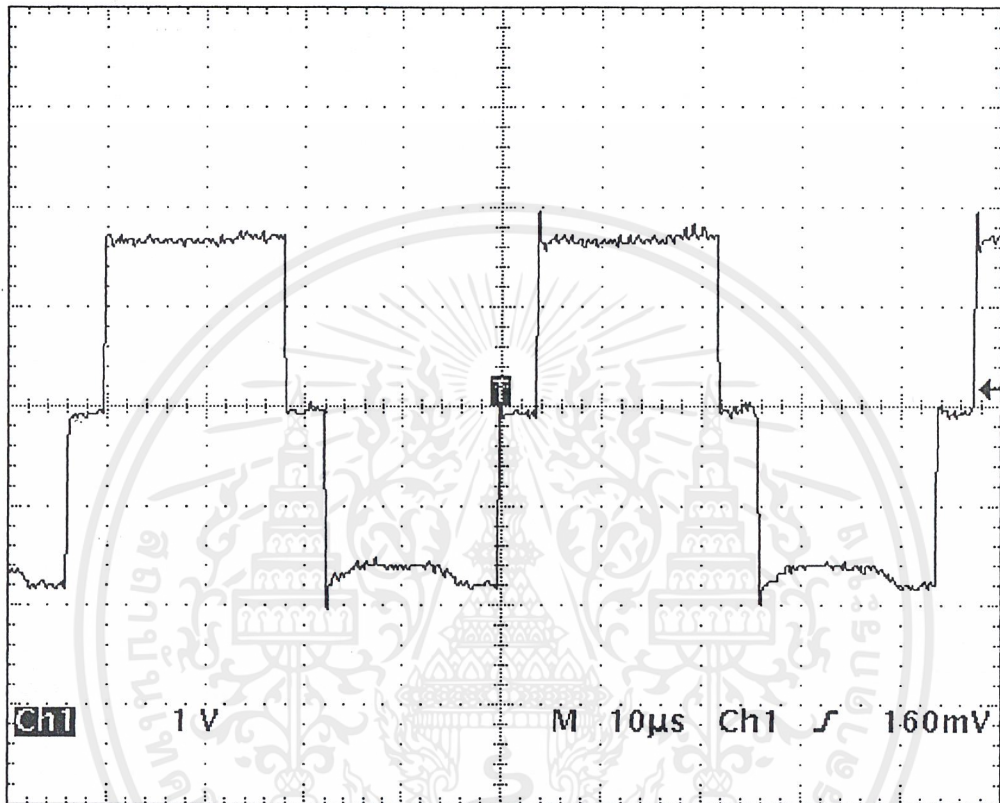
รูปที่ 4.1 แสดงสัญญาณที่ขาเกตของ IRFP460 โดยตั้งค่ากระแสที่ 20 A

4.1.2 สัญญาณที่ขาเกตของ IRFP460 โดยตั้งค่ากระแสที่ 30 A ณ โหลด 1 โอห์ม (ใช้สายวัดชนิดลวดทอง 10 เท่า)



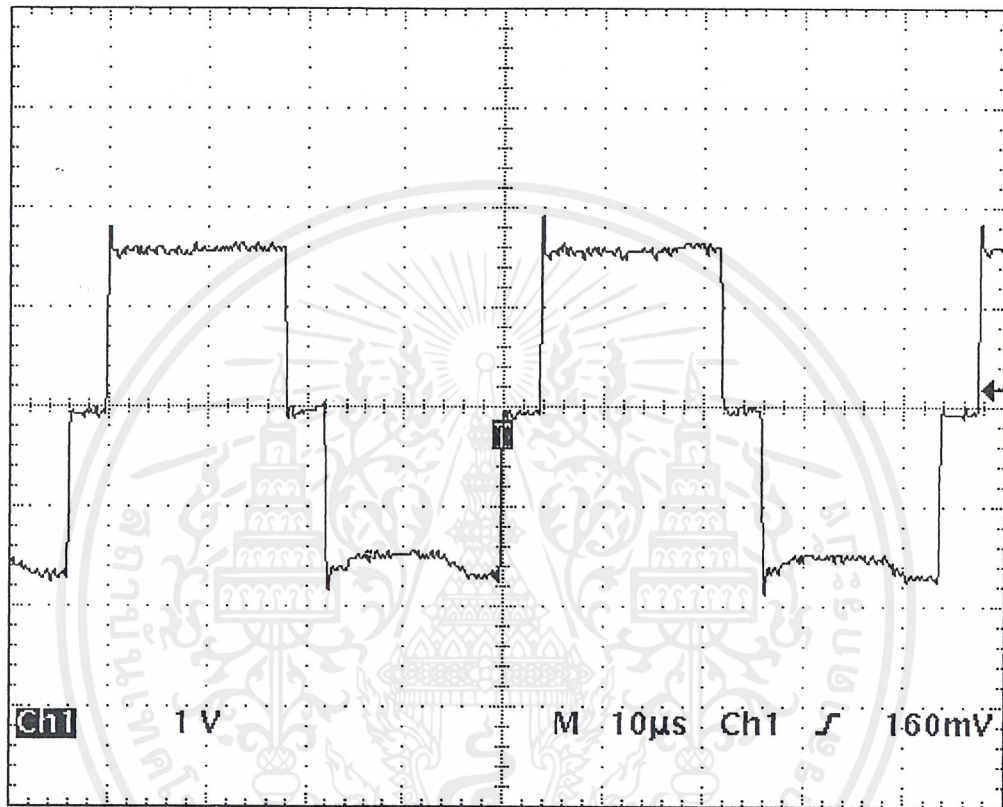
รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณที่ขาเกตของ IRFP460 โดยตั้งค่ากระแสที่ 30 A

4.1.3 สัญญาณที่ขาเกตของ IRFP460 โดยตั้งค่ากระแสที่ 40 A ณ โหลด 1 โอห์ม (ใช้สาย
วัดชนิดลวดทอง 10 เท่า)



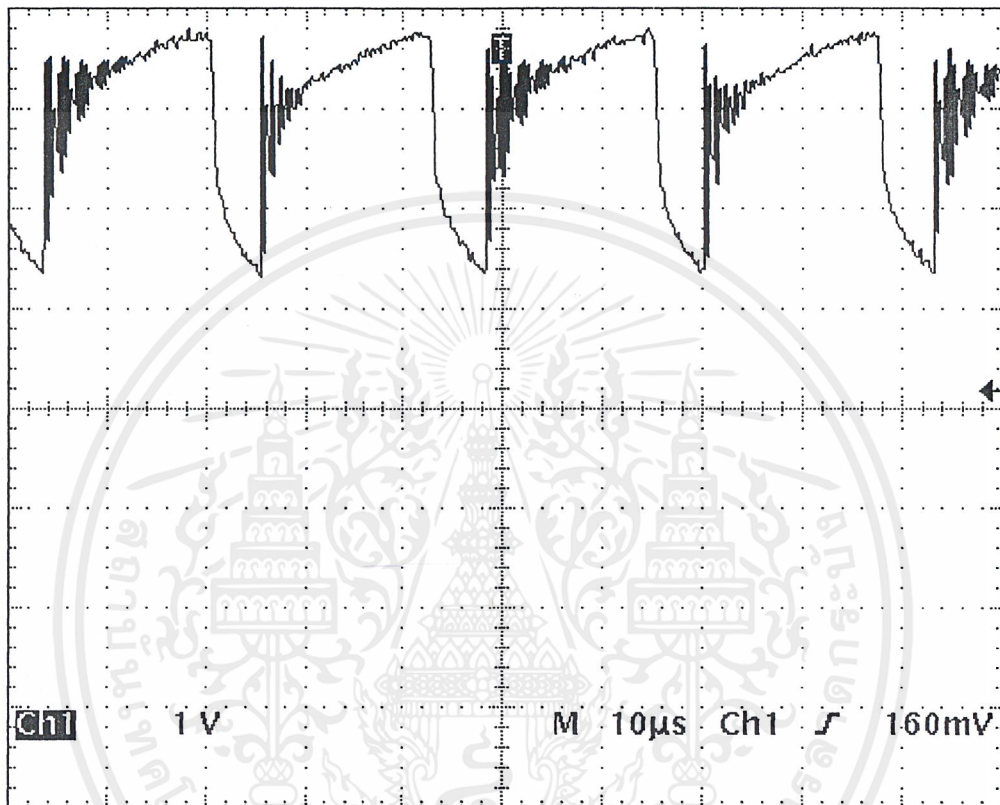
รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณที่ขาเกตของ IRFP460 โดยตั้งค่ากระแสที่ 40 A

4.1.4 สัญญาณที่ขาเกตของ IRFP460 โดยตั้งค่ากระแสที่ 50 A ณ โหลด 1 โอห์ม (ใช้สาย
วัดชนิดลวดทอง 10 เท่า)



รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณที่ขาเกตของ IRFP460 โดยตั้งค่ากระแสที่ 50 A

4.1.4 สัญญาณที่ output โดยตั้งค่ากระแสที่ 30 A โหลด 1 โอห์ม (ใช้สายวัดชนิดลดทอน 10 เท่า)



รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณที่เอาท์พุท โดยตั้งค่ากระแส 30 A

4.2 การทดสอบเพื่อหาคุณสมบัติต่างๆของเครื่องเชื่อม

การทดสอบจัดทำโดยการทดลองและวัดเก็บค่าต่างๆเป็นผลการทดลองดังจะแสดงรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.2.1 ณ ที่โหลด 0.3 โอห์ม

ตารางที่ 4.1 แสดงผลการวัดค่าต่างๆที่ความถี่ 20 kHz โหลด 0.3 โอห์ม

Isetting	f = 20kHz				
	Iin	Pin	Iout	Pout	Efficiency
20 A	2.9	638	36.66	403	63%
50 A	6.22	1,368	56.66	963	70%

ตารางที่ 4.2 แสดงผลการวัดค่าต่างๆที่ความถี่ 21 kHz โหลด 0.3 โอห์ม

Isetting	f = 21 kHz				
	Iin	Pin	Iout	Pout	Efficiency
20 A	2.84	624	36.66	403	65%
50 A	5.92	1,302	55	907	70%

ตารางที่ 4.3 แสดงผลการวัดค่าต่างๆที่ความถี่ 22 kHz โหลด 0.3 โอห์ม

Isetting	f = 22 kHz				
	Iin	Pin	Iout	Pout	Efficiency
20 A	2.68	589	36.66	403	68%
50 A	5.7	1,254	53.33	853	68%

ตารางที่ 4.4 แสดงผลการวัดค่าต่างๆที่ความถี่ 23 kHz โหลด 0.3 โอห์ม

Isetting	f = 23 kHz				
	Iin	Pin	Iout	Pout	Efficiency
20 A	2.42	532	33.33	333	62%
50 A	5.45	1,199	53.33	853	71%

ตารางที่ 4.5 แสดงผลการวัดค่าต่างๆที่ความถี่ 24 kHz โหลด 0.3 โอห์ม

Isetting	f = 24 kHz				
	Iin	Pin	Iout	Pout	Efficiency
20 A	2.22	488	30	270	55%
50 A	5.15	1,133	50	342	66%

ตารางที่ 4.6 แสดงผลการวัดค่าต่างๆที่ความถี่ 25 kHz โหลด 0.3 โอห์ม

Isetting	f = 25 kHz				
	Iin	Pin	Iout	Pout	Efficiency
20 A	2.12	466	33.33	240	51%
50 A	5.02	1,104	50	750	67%

4.2.2 ณ ที่โหลด 1 โอห์ม

ตารางที่ 4.7 แสดงผลการวัดค่าต่างๆที่ความถี่ 20 kHz โหลด 1 โอห์ม

Isetting	f = 20 kHz				
	Iin	Pin	Iout	Pout	Efficiency
20 A	1.74	382	16	259	68%
50 A	4.28	941	25.5	658	70%

ตารางที่ 4.8 แสดงผลการวัดค่าต่างๆที่ความถี่ 21 kHz โหลด 1 โอห์ม

Isetting	f = 21 kHz				
	Iin	Pin	Iout	Pout	Efficiency
20 A	1.84	404	17	294	73%
50 A	4.14	910	25.7	664	73%

ตารางที่ 4.9 แสดงผลการวัดค่าต่างๆที่ความถี่ 22 kHz โหลด 1 โอห์ม

Isetting	f = 22 kHz				
	Iin	Pin	Iout	Pout	Efficiency
20 A	1.82	400	16.6	276	69%
50 A	4.11	904	25.8	668	74%

ตารางที่ 4.10 แสดงผลการวัดค่าต่างๆที่ความถี่ 23 kHz โหลด 1 โอห์ม

Isetting	f = 23 kHz				
	Iin	Pin	Iout	Pout	Efficiency
20 A	1.82	400	16.6	276	69%
50 A	4.14	910	26	673	74%

ตารางที่ 4.11 แสดงผลการวัดค่าต่างๆที่ความถี่ 24 kHz โหลด 1 โอห์ม

Isetting	f = 24 kHz				
	Iin	Pin	Iout	Pout	Efficiency
20 A	1.64	360	15.7	48	69%
50 A	3.85	47	25	626	74%

ตารางที่ 4.12 แสดงผลการวัดค่าต่างๆที่ความถี่ 25 kHz โหลด 1 โอห์ม

Isetting	f = 25 kHz				
	Iin	Pin	Iout	Pout	Efficiency
20 A	1.56	343	15.2	233	94%
50 A	3.79	833	24.6	608	94%

บทที่ 5

สรุปผล

การทดสอบการทำงานของภาคจ่ายไฟ วัตต์ที่เอาต์พุตจะได้แรงดันออกมาเท่ากับ 25 โวลต์ ขณะไม่มีโหลด และ จะได้กระแสเท่ากับ 50 แอมป์ ที่โหลด 0.3 โอห์ม เพราะฉะนั้นจะได้กำลังงานที่เอาต์พุตเท่ากับ 750 วัตต์

ปัญหาและแนวทางในการแก้ไข

1. เกิดการระเบิดของมอสเฟต ซึ่งสาเหตุเนื่องมาจากการพันหม้อแปลงโดยมีจำนวนรอบที่ไม่เหมาะสม มีแนวทางการแก้ปัญหาคือทำการทดลองพันหม้อแปลงใหม่ให้ได้จำนวนรอบที่เหมาะสม
2. เกิดการรบกวนกันระหว่างส่วนของไมโครคอนโทรลเลอร์ และ ส่วนของแรงดันสูง ทำให้ไมโครคอนโทรลเลอร์เกิดการรีเซ็ตตัวเอง แนวทางการแก้ไข คือทำการแยกกราวด์ระหว่างทั้งสองส่วนนี้ โดยใช้อปโตไทรแอก
3. ในส่วนของหัวเครื่องเชื่อม มอเตอร์ไม่สามารถหมุนได้ สาเหตุเนื่องมาจากใช้มอเตอร์แบบสแต็บปิ้งที่มีขนาดเล็กเกินไป แนวทางการแก้ไข คือใช้มอเตอร์ดีซีแทนเพราะมีกำลังมากกว่า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

REGULATING PULSE WIDTH MODULATOR

DESCRIPTION

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

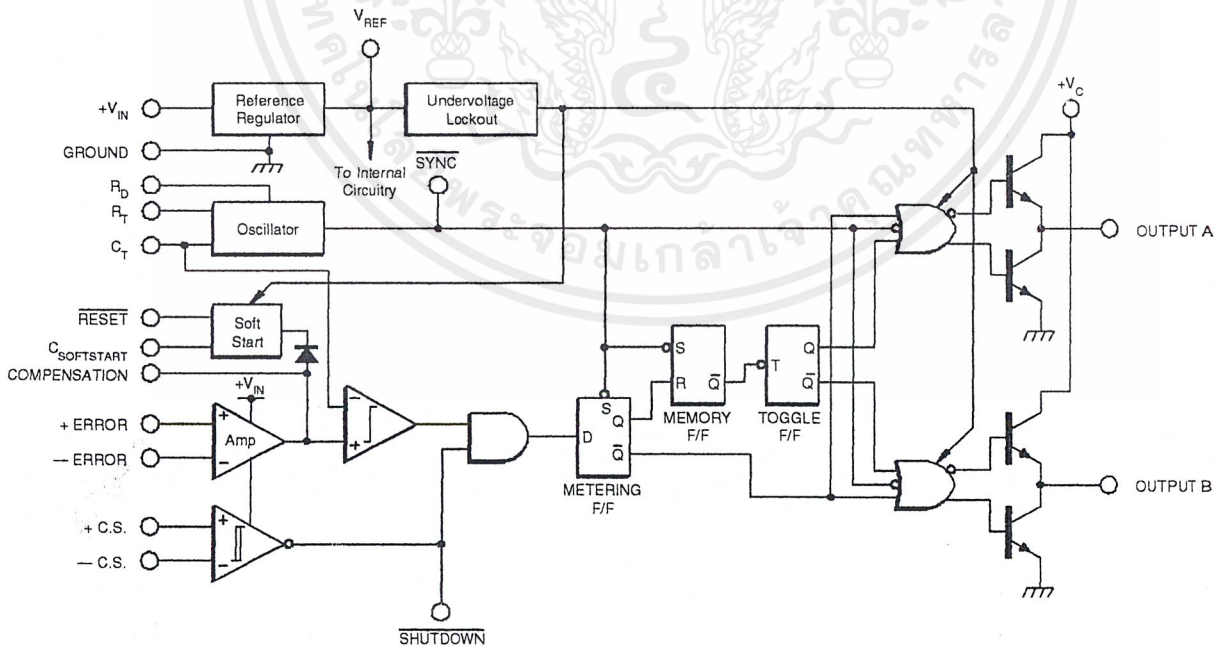
FEATURES

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

HIGH RELIABILITY FEATURES - SG1526

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

BLOCK DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

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

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

THERMAL DATA

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

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

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS (Note 2)

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

Note 2. Range over which the device is functional.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

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

Note 3. $I_L = 0\text{mA}$

Note 4. $F_{osc} = 40\text{KHz}$ ($R_T = 4.12\text{K}\Omega \pm 1\%$, $C_T = .01\mu\text{F} \pm 1\%$, $R_D = 0\Omega$)

Note 5. $V_{CM} = 0 \text{ to } 5.2\text{V}$

Note 6. $V_{CM} = 0 \text{ to } 12\text{V}$

Note 7. $V_C = 15\text{V}$

Note 8. $V_{IN} = 35\text{V}$

Note 9. These parameters, although guaranteed over the recommended operating conditions, are not tested in production.

CHARACTERISTIC CURVES

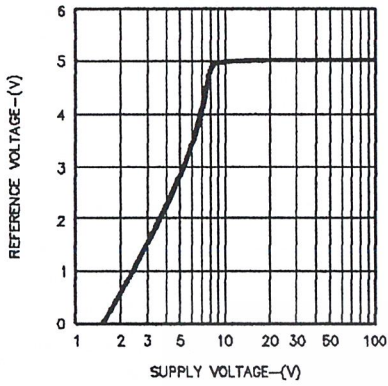


FIGURE 1. REFERENCE VOLTAGE VS. SUPPLY VOLTAGE

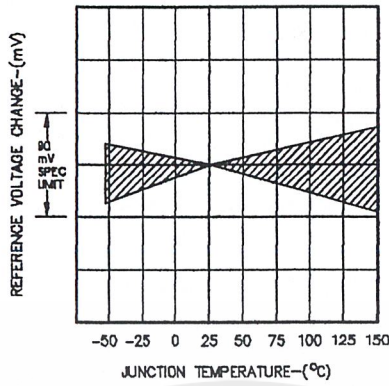


FIGURE 2. REFERENCE TEMPERATURE STABILITY

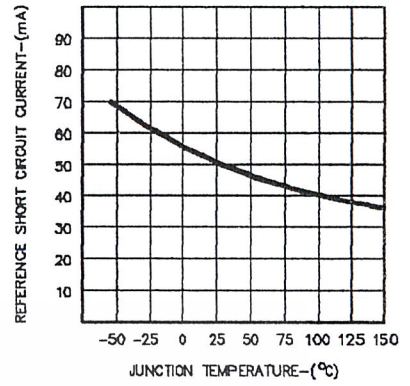


FIGURE 3. REFERENCE SHORT CIRCUIT CURRENT

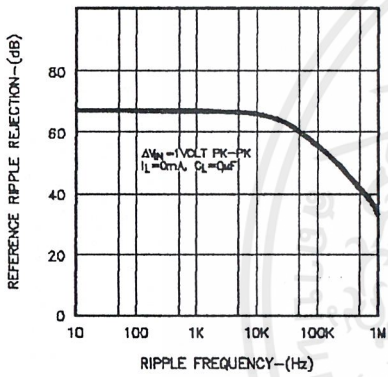


FIGURE 4. REFERENCE RIPPLE REJECTION

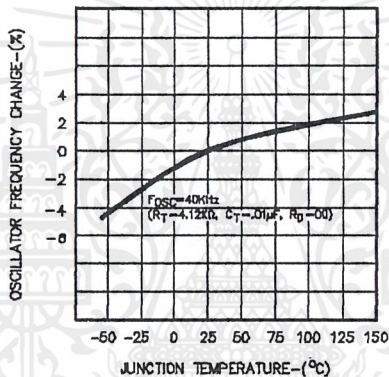


FIGURE 5. OSCILLATOR FREQUENCY TEMPERATURE STABILITY

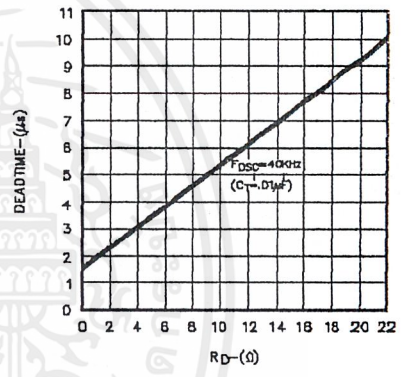


FIGURE 6. OUTPUT DRIVER DEADTIME VS. R_{β} VALUE

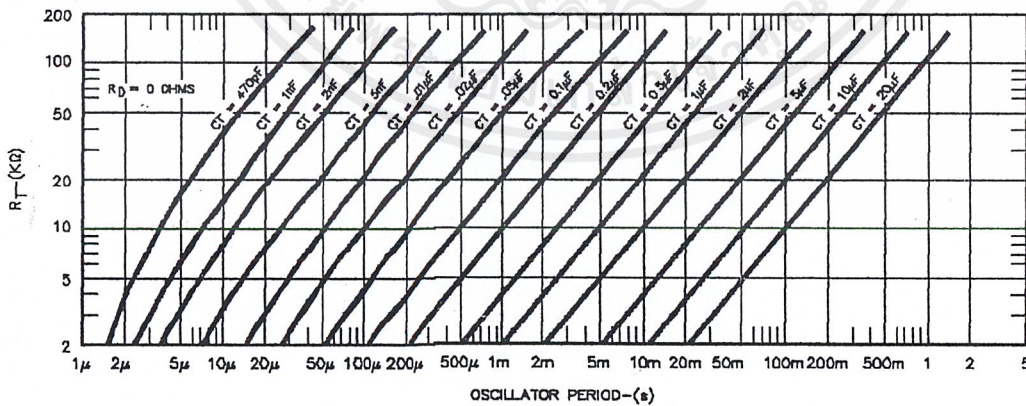


FIGURE 7. OSCILLATOR PERIOD VS. R_T AND C_T

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CHARACTERISTIC CURVES (continued)

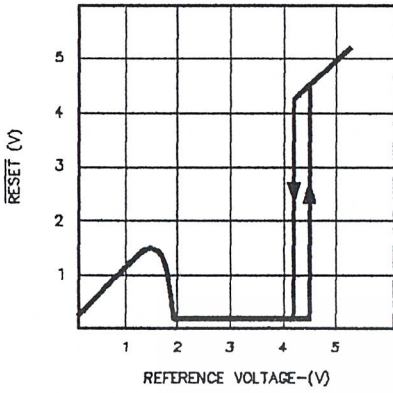


FIGURE 8. UNDERVOLTAGE LOCKOUT CHARACTERISTIC

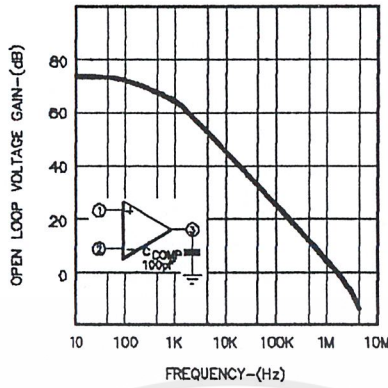


FIGURE 9. ERROR AMPLIFIER OPEN LOOP GAIN VS. FREQUENCY

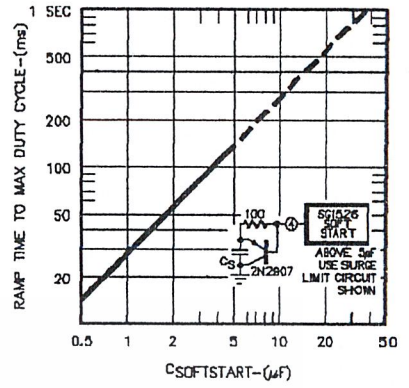


FIGURE 10. SOFTSTART TIME CONSTANT VS. C_S

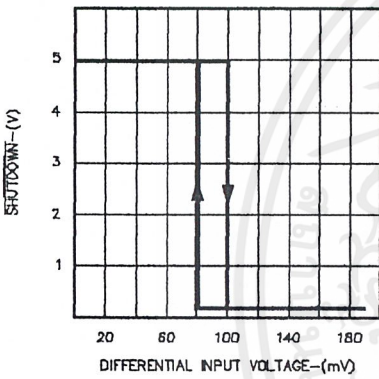


FIGURE 11. CURRENT LIMIT TRANSFER FUNCTION

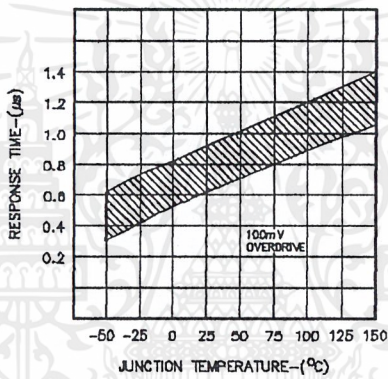


FIGURE 12. COMPARATOR INPUT TO DRIVER OUTPUT DELAY

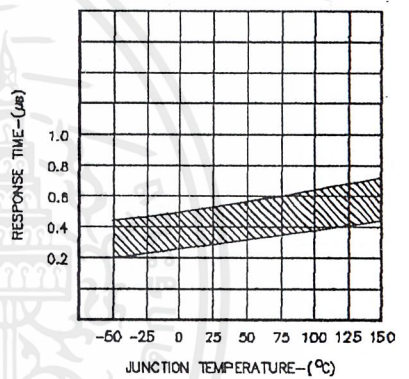


FIGURE 13. SHUTDOWN INPUT TO DRIVER OUTPUT DELAY

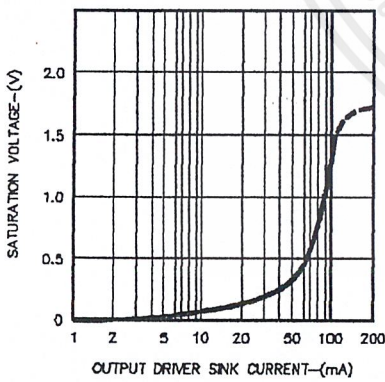


FIGURE 14. OUTPUT DRIVER SATURATION VOLTAGE VS. I_{SINK}

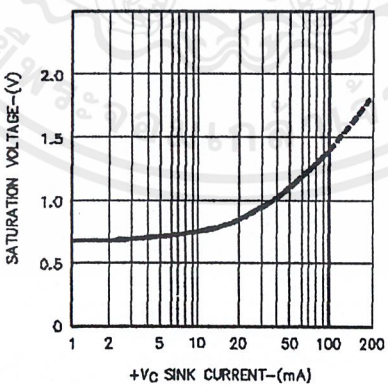


FIGURE 15. OUTPUT SUPPLY SATURATION VOLTAGE VS. I_{SINK}

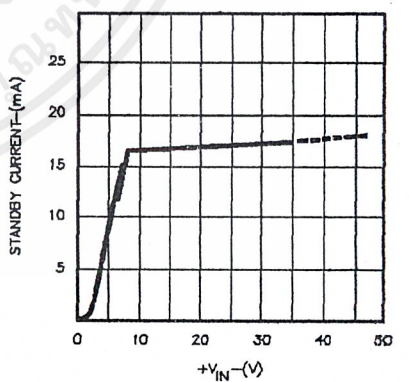


FIGURE 16. STANDBY CURRENT VS. SUPPLY VOLTAGE

APPLICATION INFORMATION

VOLTAGE REFERENCE

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

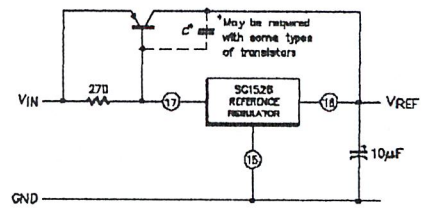


FIGURE 17. EXTENDING REFERENCE OUTPUT CURRENT

UNDERVOLTAGE LOCKOUT

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

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

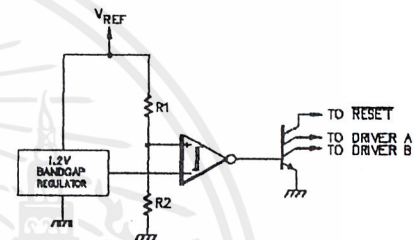


FIGURE 18. SIMPLIFIED UNDERVOLTAGE LOCKOUT

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

SOFT-START CIRCUIT

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

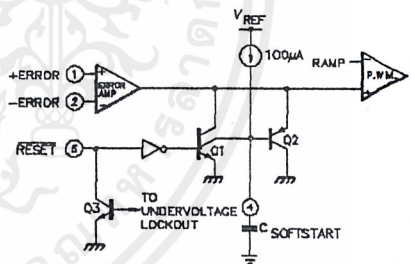


FIGURE 19. SOFT-START CIRCUIT SCHEMATIC

DIGITAL CONTROL PORTS

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

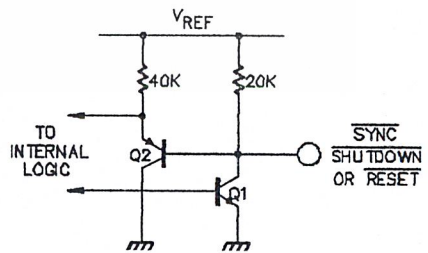


FIGURE 20. DIGITAL CONTROL PORT SCHEMATIC

APPLICATION INFORMATION (continued)

OSCILLATOR

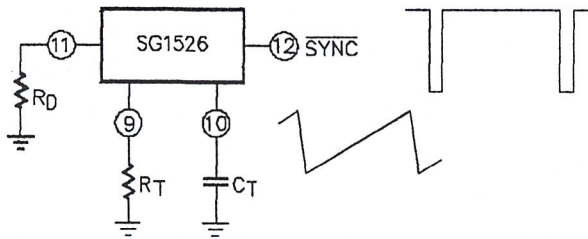


FIGURE 21 - OSCILLATOR CONNECTIONS AND WAVEFORMS

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

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

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

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

ERROR AMPLIFIER

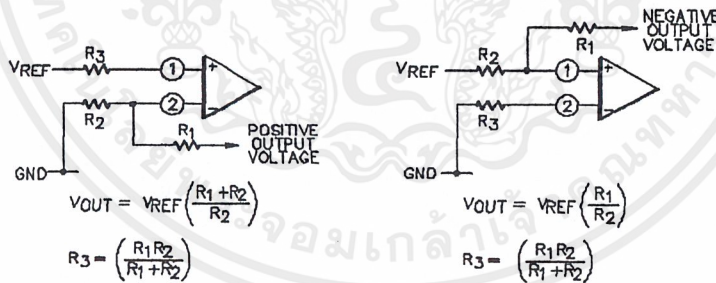


FIGURE 22A

FIGURE 22B

ERROR AMPLIFIER CONNECTIONS

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

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

APPLICATION INFORMATION (continued)

OUTPUT DRIVERS

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

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

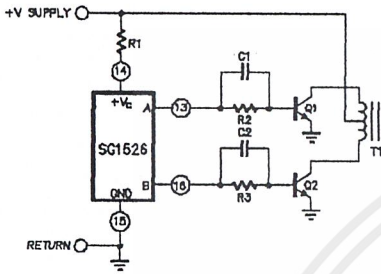


FIGURE 23. PUSH-PULL CONFIGURATION

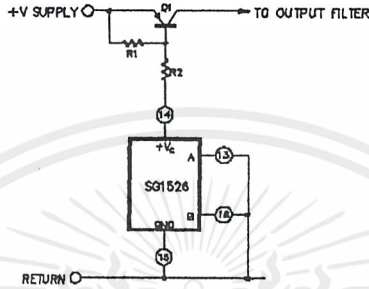


FIGURE 24. SINGLE-ENDED CONFIGURATION

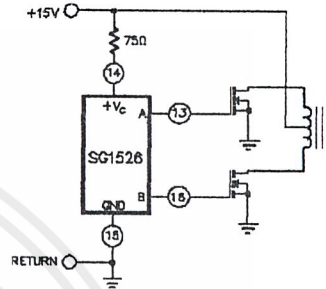
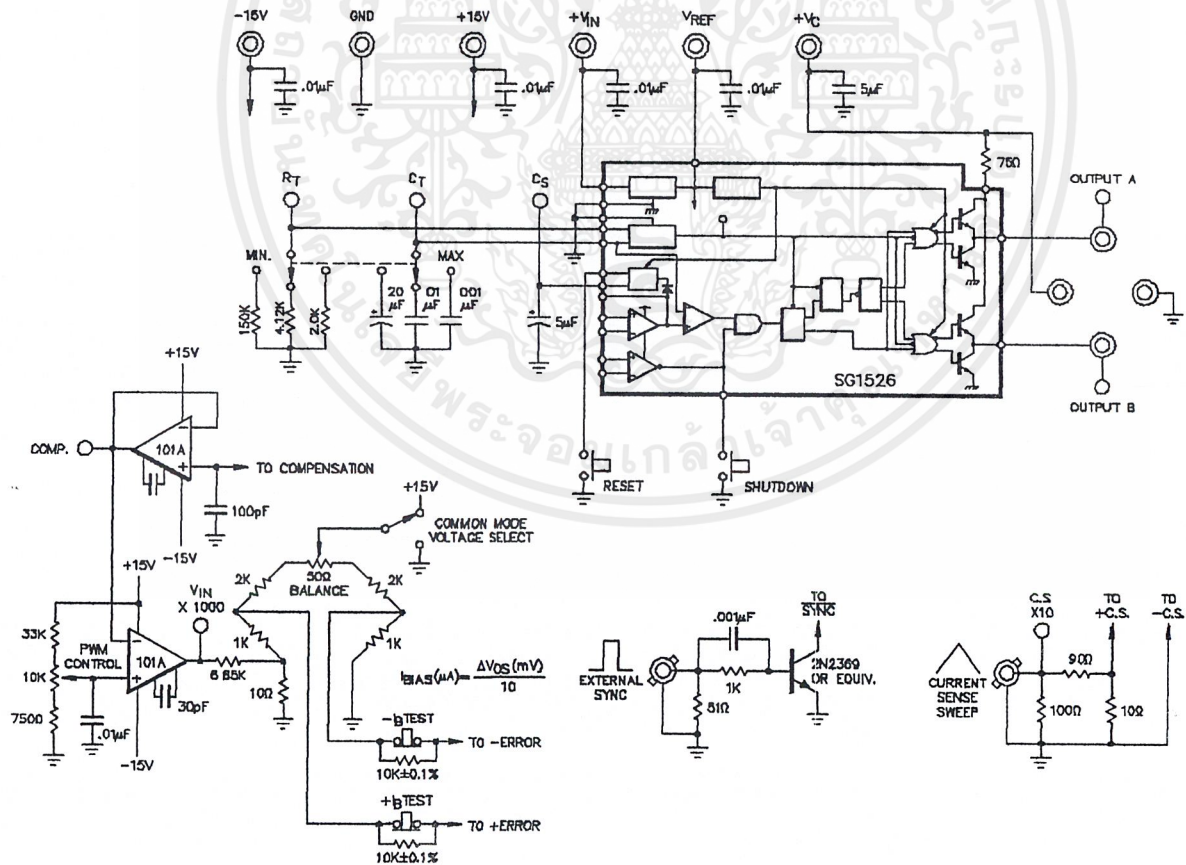


FIGURE 25. DRIVING N-CHANNEL POWER MOSFETS

SG1526 LAB TEST FIXTURE



CONNECTION DIAGRAMS & ORDERING INFORMATION (See Notes Below)

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

1. วิโรจน์ อัครรังสี , ”ออปแอมป์และลิเนียร์ไอซี” , SE-EDUCATION , 608 หน้า , 2521.
2. ผศ. สมยศ จุณณะปิยะ , “การใช้งานไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51” , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง , 358 หน้า , 2537.
3. Ned Mohan , “POWER ELECTRONICS” , John Wiley & Sons , 336 p. , 1995.
4. Robert Boylestad and Louis Nashelsky , “Electronic Device and Circuit Theory” , Prentice-Hall , 949 pages , 6th Edition.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้