

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง
SWITCHING POWER SUPPLY



ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น หากมีเหตุให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารที่ระบุไว้
เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 55465
วัน,เดือน,ปี- 9 พ.ค. 2548

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

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง
SWITCHING POWER SUPPLY



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2546

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2546

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง

SWITCHING POWER SUPPLY

ผู้จัดทำ

นาย ชاکร อนันตเศรษฐ 43010095

นาย เชียงชล เหลืองอ่อน 43010112

(รศ.ดร. มনীศ สึงวรศิลป์)

(อาจารย์ที่ปรึกษา)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ชิ่ง

นายชาคร อนันตเศรษฐ 43010095

นายเชียงชล เหลืองอ่อน 43010112

อาจารย์ที่ปรึกษา รศ.ดร.มนัส สัจวรศิลป์
ปีการศึกษา 2546

บทคัดย่อ

โครงการนี้ได้ทำการศึกษาและทดลองสร้างแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ชิ่งซึ่งสามารถจ่ายค่าแรงดันเอาต์พุตได้ 6 ระดับคือ ± 40 โวลต์, ± 50 โวลต์ และ ± 70 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสทางเอาต์พุตได้สูงสุด 4 แอมแปร์ โดยในส่วนของวงจรควบคุมใช้ IC เบอร์ SG3525 ในการสร้างวงจรส่วนควบคุม Pulse Width Modulation และในส่วนของวงจรแปลงระดับแรงดันจะใช้วงจรแบบ FULL-BRIDGE Converter ที่สร้างจากมอสเฟตกำลังเบอร์ IRFP450



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING POWER SUPPLY**Chakorn Anantasate 43010095****Chiangchon Luangon 43010112****Asst.Prof.Dr. Manus Sungvomsilp Advisor****Academic Year 2003****ABSTRACT**

This project is about studying and development of switching power supply which has ± 40 volt, ± 50 volt, ± 70 volt output voltage, 4 ampere maximum output current. IC SG3525 is used in construction of Pulse Width Modulation control circuit and power mosfet IRFP450 are used in construction of Full-Bridge Converter.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการนี้ใช้เวลาในการศึกษาหาข้อมูลรวบรวมข้อมูลและเก็บรายละเอียดต่างๆ ใช้ระยะเวลาในการดำเนินงานประมาณหนึ่งเทอม ซึ่งแต่ละขั้นตอนของการทำงานได้พบกับอุปสรรคต่างๆ มากมาย แต่ก็สามารถทำงานได้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ทั้งนี้เพราะอาจารย์ที่ปรึกษาได้ให้ความรู้และคำแนะนำต่างๆ ซึ่งเป็นประโยชน์อย่างมากในการดำเนินงาน และผู้จัดทำหวังว่าความรู้และประสบการณ์ต่างๆ ที่ได้จากการทำงานในครั้งนี้จะเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการทำงานครั้งต่อไป

ผู้จัดทำขอขอบคุณอาจารย์ที่ปรึกษา อาจารย์ท่านอื่นๆ และเพื่อนๆ ร่วมคณะทุกคนที่ให้ความช่วยเหลือและสนับสนุนผู้จัดทำเป็นอย่างดี ตลอดจนบิดา มารดา และญาติพี่น้อง ที่คอยให้กำลังใจและสนับสนุนผู้จัดทำมาโดยตลอดจนงานนี้บรรลุจุดประสงค์ที่ได้ตั้งใจไว้

ทั้งนี้ทางผู้จัดทำได้ขอขอบคุณผู้ร่วมงาน และบุคคลอื่นๆ ที่มีได้กล่าวถึงในที่นี้ ซึ่งเป็นส่วนสำคัญยิ่งที่ทำให้ผู้จัดทำสามารถทำงานได้อย่างที่ตั้งใจไว้

(นาย ชากร อนันตเศรษฐ)

(นาย เรียงชล เหลืองอ่อน)

ผู้จัดทำ



สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
บทที่1 บทนำ	1
1.1 บทนำ	1
1.2 หลักการเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง	1
บทที่2 หลักการและทฤษฎี	3
2.1 วงจรเรียงกระแส (RECTIFIER)	3
2.1.1 วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (Half Wave Rectifier)	3
2.1.2 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบหม้อแปลงมีแทปกลาง (Full Wave Center Tapped Rectifier)	5
2.1.3 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ (Full Wave Bridge Rectifier)	5
2.1.4 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นแบบเต็มคลื่นและแบบบริดจ์	6
2.1.5 การเลือกใช้ไดโอดในวงจรเรกติไฟเออร์	7
2.2 วงจรกรองแรงดันกระเพื่อม (Ripple Filter)	7
2.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์ (Converter)	10
2.3.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (FLYBACK Converter)	10
2.3.2 ฟอรวอร์ดคอนเวอร์เตอร์ (FORWARD Converter)	13
2.3.3 พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (PUSH-PULL Converter)	15
2.3.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (HALF-BRIDGE Converter)	16
2.3.5 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (FULL-BRIDGE Converter)	18
2.4 ทรานซิสเตอร์กำลัง (POWER TRANSISTOR)	20
2.4.1 การสูญเสียกำลังของทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์	20
2.4.2 วงจรขับกระแสเบส	22
2.4.3 วงจรขับกระแสเบสแบบใช้หม้อแปลงและเบเกอร์เคลมปี	23

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

2.5.2	ค่าเวลาในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลัง	26
2.5.3	วงจรขับมอสเฟตกำลังด้วยไอซีแบบ TTL	28
2.5.4	วงจรขับมอสเฟตกำลังด้วย ไอซี CMOS	28
2.6	หม้อแปลงสวิตซิ่ง (SWITCHING TRANSFORMER)	29
2.6.1	ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซิ่ง	29
2.6.2	หม้อแปลงของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	29
2.6.3	หม้อแปลงของวงจรพวย-พูลคอนเวอร์เตอร์	30
2.6.4	หม้อแปลงของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	30
2.6.5	แกนเฟอร์ไรต์	31
2.6.5.1	ลักษณะและมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์	31
2.6.5.2	คุณสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์	31
2.6.5.3	การสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์	31
2.6.5.4	การเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์	32
2.6.5.5	ช่องทางอากาศกันทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์	33
2.6.6	ความสัมพันธ์ของขดลวดปฐมภูมิและ ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง	34
2.6.7	แกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และเอาต์พุตใช้	35
2.7	ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับ PULSE WIDTH MODULATION	37
2.7.1	หลักการของการสร้างคลื่นสัญญาณ PWM	37
2.7.2	การสร้างสัญญาณ PWM แบบเนตปรอลแซมปลิง (NATURAL SAMPLING)	39
2.7.3	การสร้างสัญญาณ PWM แบบเรกกูลาร์แซมปลิง (REGULAR SAMPLING)	41
2.8	วงจรเรียงกระแสและ วงจรตัวกรองทางภาคเอาต์พุต	42
2.8.1	ไดโอดชนิด FAST RECOVERY	42
2.8.2	ไดโอดชนิด SCHOTTKY BARRIER RECTIFIER	42
2.8.3	ความสามารถในการทนต่อแรงดันของไดโอด	42
2.8.4	รูปแบบของวงจรทางภาคเอาต์พุต	43
2.8.5	ตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต (POWER INDUCTOR)	44

สารบัญ(ต่อ)

2.8.6 ตัวเก็บประจุทางค่านเอาต์พุท	45
บทที่3 การคำนวณและการสร้างวงจร	47
3.1 วงจรภาคอินพุท	47
3.2 วงจรสร้างแรงดันอ้างอิง	48
3.3 วงจรควบคุมสัญญาณ PWM	48
3.4 วงจร Full-Bridge Converter	49
3.5 วงจรภาคเอาต์พุท	50
3.6 วงจรป้องกันกระแสเกิน	51
บทที่4 การทดลองและผลการทดลอง	54
4.1 ผลการทดสอบ Line Regulation	54
4.1.1 ผลการทดสอบ Line Regulation ขณะ $V_{out\ no\ load} = 40\ Volt$	54
4.1.2 ผลการทดสอบ Line Regulation ขณะ $V_{out\ no\ load} = 50\ Volt$	54
4.1.3 ผลการทดสอบ Line Regulation ขณะ $V_{out\ no\ load} = 70\ Volt$	54
4.1.4 ผลการทดสอบ Line Regulation ขณะ $V_{out\ no\ load} = -40\ Volt$	55
4.1.5 ผลการทดสอบ Line Regulation ขณะ $V_{out\ no\ load} = -50\ Volt$	55
4.1.6 ผลการทดสอบ Line Regulation ขณะ $V_{out\ no\ load} = -70\ Volt$	55
4.2 ผลการทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณ	56
4.2.1 ผลการทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะที่ $V_{out\ no\ load} = 40\ Volt$	56
4.2.2 ผลการทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะที่ $V_{out\ no\ load} = 50\ Volt$	56
4.2.3 ผลการทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะที่ $V_{out\ no\ load} = 70\ Volt$	57
4.2.4 ผลการทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะที่ $V_{out\ no\ load} = -40\ Volt$	57
4.2.5 ผลการทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะที่ $V_{out\ no\ load} = -50\ Volt$	58
4.2.6 ผลการทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะที่ $V_{out\ no\ load} = -70\ Volt$	58
4.2.7 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ $V_{out\ no\ load} = 40\ Volt$	
$R_{load} = 20\ Ohm$	59
4.2.8 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ $V_{out\ no\ load} = -40\ Volt$	
$R_{load} = 20\ Ohm$	59

สารบัญ(ต่อ)

4.2.9 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ V_{out} no load = 50 Volt	
R load = 50 Ohm	60
4.2.10 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ V_{out} no load = -50 Volt	
R load = 50 Ohm	60
4.2.11 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ V_{out} no load = 70 Volt	
R load = 50 Ohm	61
4.2.12 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ V_{out} no load = -70 Volt	
R load = 50 Ohm	61
4.3 ผลการทดสอบ Load Regulation	62
4.3.1 ผลการทดสอบ Load Regulation ขณะที V_{out} no load = 40 Volt	62
4.3.2 ผลการทดสอบ Load Regulation ขณะที V_{out} no load = 50 Volt	62
4.3.3 ผลการทดสอบ Load Regulation ขณะที V_{out} no load = 70 Volt	62
4.3.4 ผลการทดสอบ Load Regulation ขณะที V_{out} no load = -40 Volt	63
4.3.5 ผลการทดสอบ Load Regulation ขณะที V_{out} no load = -50 Volt	63
4.3.6 ผลการทดสอบ Load Regulation ขณะที V_{out} no load = -70 Volt	63
4.4 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจร	64
บทที่ 5 การวิเคราะห์และสรุปผลการทดลอง	65
5.1 วิเคราะห์ผลการทดลอง	65
5.2 สรุปผลการทดลอง	65
5.3 ปัญหาที่พบในการทดลอง	65
5.4 แนวทางการพัฒนาวงจร	66
หนังสืออ้างอิง	
ภาคผนวก	

บทที่ 1

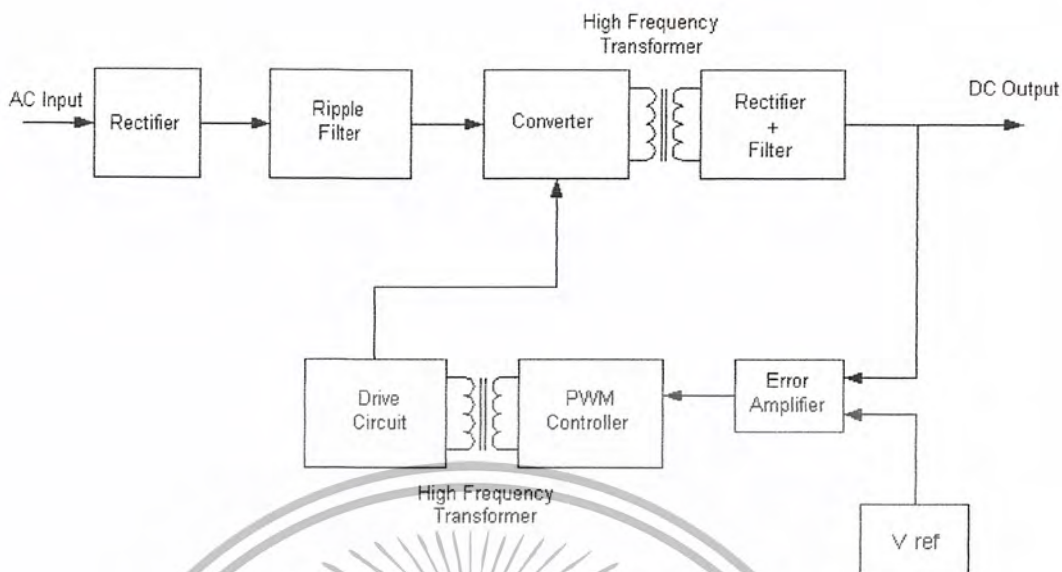
บทนำ

1.1 บทนำ

ในวงจรทั่วไปย่อมมีความจำเป็นที่จะต้องมีแหล่งจ่ายไฟตรงเป็นภาคจ่ายไฟหลักที่มีประสิทธิภาพเพียงพอ โดยทั่วไปแหล่งจ่ายไฟที่มีใช้กันอยู่ 2 ประเภทคือ แหล่งจ่ายไฟแบบเชิงเส้น (Linear Power Supply) และ แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง (Switching Power Supply) ซึ่งทั้งสองแบบก็มีข้อดีข้อเสียต่างกันไป โดยวงจรจ่ายไฟแบบเชิงเส้นนั้น จะมีลักษณะวงจรที่มีความซับซ้อนน้อยกว่าวงจรของแบบสวิตซ์ซิ่ง และมีราคาที่ถูกกว่า แต่มีข้อเสียคือเมื่อต้องการออกแบบวงจรที่สามารถจ่ายกำลังไฟขนาดสูงๆ จะทำให้ตัววงจรมีขนาดที่ค่อนข้างใหญ่และมีน้ำหนักมาก เพราะขนาดของหม้อแปลงที่ใหญ่ขึ้นตามขนาดของกำลังไฟ ซึ่งเมื่อหม้อแปลงมีขนาดใหญ่ก็จะทำให้เกิดการสูญเสียกำลังไฟที่มากด้วย ซึ่งแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่งจะสามารถแก้ไขปัญหานี้ได้ โดยหม้อแปลงของวงจรสวิตซ์ซิ่งจะเป็นหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งมีขนาดเล็กกว่าหม้อแปลงของวงจรจ่ายไฟแบบเชิงเส้นซึ่งเป็นแบบความถี่ต่ำ โดยที่สามารถจ่ายกำลังไฟได้ขนาดเท่ากัน และวงจรแบบสวิตซ์ซิ่งจะมีวงจรแปลงแรงดัน (dc-to-dc converter) ซึ่งทำหน้าที่เป็นสวิตซ์ตัดต่อในขณะที่ยังทำงานทำให้มีการสูญเสียกำลังไฟน้อยกว่าวงจรแบบเชิงเส้น ดังนั้นในวงจรที่ต้องการกำลังไฟขนาดสูงๆภาคจ่ายไฟของวงจรมักเป็นวงจรจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง

1.2 หลักการเบื้องต้นของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง

วงจรจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง โดยทั่วไปจะประกอบด้วยวงจรหลัก 4 ส่วนคือ วงจรภาคอินพุท, วงจรภาคกำลัง, วงจรภาคควบคุม และ วงจรภาคเอาต์พุท โดยวงจรภาคอินพุทจะประกอบด้วย วงจรเรียงกระแส (Rectifier) และ วงจรตัวกรองสัญญาณกระเพื่อม (Ripple Filter) ส่วนวงจรภาคกำลังจะประกอบด้วยวงจรขับ (Drive Circuit) และ วงจรแปลงแรงดัน (Converter) ในส่วนของวงจรภาคควบคุมจะประกอบด้วย วงจรขยายผลต่าง (Error Amplifier) และ วงจรควบคุม Pulse Width Modulation (PWM Controller) และในส่วนของวงจรภาคเอาต์พุทจะประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสและตัวกรองเช่นเดียวกับในวงจรภาคอินพุท



รูปที่ 1.2.1

Block Diagram ของวงจรจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง

การทำงานของวงจรเริ่มจากเมื่อภาคอินพุตรับไฟกระแสสลับเข้ามาในวงจรแล้วนำไปผ่านวงจรเรียงกระแส (Rectifier) และ วงจรกรอง (Filter) เพื่อให้ไฟฟ้ากระแสสลับกลายเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการกระเพื่อมเล็กน้อย จากนั้นจะนำสัญญาณไปผ่านวงจรแปลงระดับแรงดัน (Converter) ที่ภาคกำลังเพื่อแปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่รับมาจากภาคอินพุตให้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับที่มีขนาดแรงดันตามต้องการ หลังจากนั้นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับที่ออกมาจากภาคกำลังจะผ่านไปทั้งวงจรภาคเอาต์พุตเพื่อนำไปผ่านวงจรเรียงกระแส, วงจรตัวกรองแรงดันกระเพื่อมและไฟกระชาก โดยสัญญาณที่ได้จากภาคเอาต์พุตจะเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่มีขนาดตามที่ต้องการ ส่วนวงจรในภาคควบคุมจะนำสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่ออกมาจากวงจรภาคเอาต์พุตมาผ่านวงจรขยายผลต่าง (Error Amplifier) และนำค่าผลต่างที่ได้ไปผ่านวงจรควบคุม Pulse Width Modulation (PWM Controller) เพื่อสร้างสัญญาณควบคุมวงจรขับ (Drive Circuit) ที่ทำหน้าที่ในการควบคุมวงจรแปลงระดับแรงดัน (Converter) อีกที

บทที่ 2

หลักการและทฤษฎี

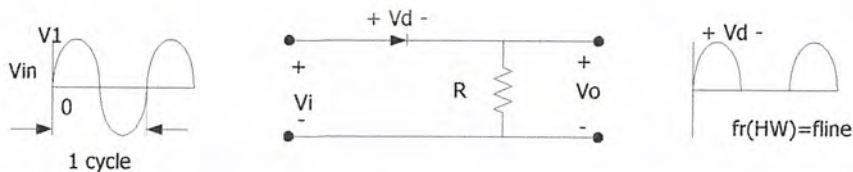
2.1 วงจรเรียงกระแส (Rectifier)

วงจรเรียงกระแส คือวงจรที่ใช้เปลี่ยนไฟกระแสสลับเป็นเป็นไฟกระแสตรง โดยอาศัยคุณสมบัติrectifierของไดโอดซึ่งเหมือนสวิตช์ทางเดียวสำหรับกระแสไฟฟ้า คือเมื่อได้รับการไบอัสทางด้านหน้า(Forward Bias)จะมีกระแสไหลผ่านได้อย่างมาก และเมื่อได้รับการไบอัสย้อนกลับ (Reverse Bias)จะมีกระแสไหลผ่านต่ำมาก ถ้าแรงดันไบอัสย้อนกลับมีค่าต่ำกว่าแรงดันพังทลายจากคุณสมบัติที่กล่าวมา ถ้านำไดโอดมาต่ออนุกรมกับแหล่งจ่ายไฟสลับกับโหลด กระแสที่ไหลผ่านไดโอดจะไหลได้ทิศทางเดียวตามขั้วไดโอด เราจะสามารถเปลี่ยนไฟสลับให้เป็นไฟตรงได้ ไฟตรงที่ได้จะไม่เรียบแต่มีลักษณะคล้ายพัลส์เนื่องมาจากลักษณะของไฟAC(pulsing DC)ก็จะเป็นช่วงๆและมีขั้วที่แน่นอน โดยวงจรเรียงกระแสสามารถแบ่งได้เป็น2ประเภทใหญ่ๆ คือวงจรเรียงกระแสแบบ ครึ่งคลื่น(Half wave rectifier)และวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น(Full wave rectifier) ซึ่งวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นจะให้แรงดันเฉลี่ยที่outputต่ำ และความไม่สม่ำเสมอสูง เมื่อเทียบกับแบบเต็มคลื่น ดังนั้น rectifierแบบเต็มคลื่นจึงเป็นที่นิยมใช้มากกว่าแบบครึ่งคลื่น

วงจรเรียงกระแสสามารถแบ่งได้เป็น3ลักษณะ

- Half Wave Rectifier(HF)
- Full Wave Center Tapped Rectifier(FWCT)
- Full Wave Bridge Rectifier(FWB)

2.1.1 วงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น (Half Wave Rectifier)

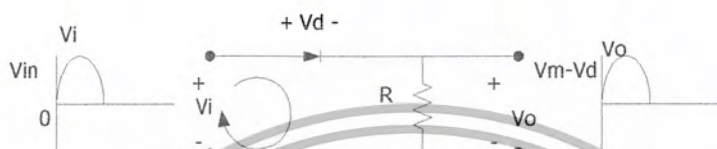


รูปที่ 2.1.1.1

ภาพแสดงหลักการทำงานของวงจรHalf Wave Rectifier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อป้อนอิทธิพล V_{in} เข้าไป วงจรนี้จะทำงานโดยอาศัยหลักการนำกระแสทางเดียวของไดโอดคือ เมื่อสัญญาณครึ่งไซเคิลบวกที่มีแรงดันขนาด V_p ผ่านเข้ามาในวงจร กระแสจะไหลในทิศตามทิศทางการนำกระแสของไดโอด และจะได้สัญญาณเอาต์พุตออกมาโดยมีขนาด $V_p - V_d$ เมื่อ V_d คือแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแส มีขนาดเป็น $0.7V$ เมื่อเป็นซิลิกอนไดโอด(Si)และมีขนาด $0.3V$ เมื่อเป็นเยอรมันเนียมไดโอด(Ge)



รูปที่ 2.1.1.2

การทำงานเมื่อป้อนสัญญาณครึ่งไซเคิลลบ

เมื่อสัญญาณครึ่งไซเคิลลบผ่านเข้าไปในวงจร ทิศของกระแสจะไหลสวนทิศของการนำกระแสของไดโอด ทำให้ความต้านทานตกคร่อมไดโอดมีค่าสูงมากเพราะคุณสมบัติการไบอัสย้อนกลับของไดโอด ทำให้ไดโอดไม่ทำงาน แรงดันเอาต์พุตจะเท่ากับศูนย์ และไม่มีสัญญาณออกมา



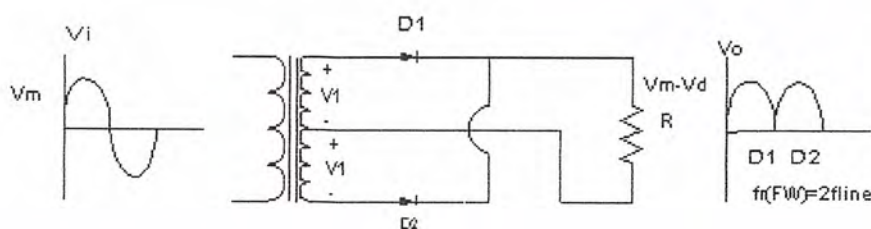
รูปที่ 2.1.1.3

การทำงานเมื่อป้อนสัญญาณครึ่งไซเคิลลบ

วงจรแบบนี้มีข้อเสียคือ แรงดันเฉลี่ยทางเอาต์พุตจะต่ำ ความไม่สม่ำเสมอสูง จึงไม่นิยมนำมาใช้ในทางปฏิบัติ

2.1.2 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบหม้อแปลงมีแทปกกลาง

(Full Wave Center Tapped Rectifier)

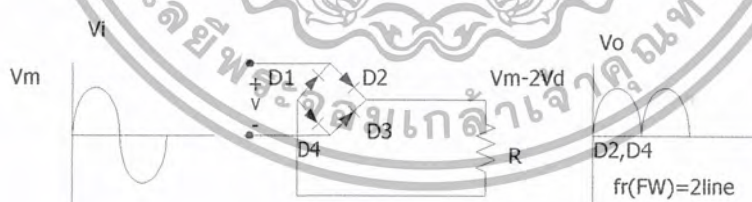


รูปที่ 2.1.2.1

ลักษณะการทำงานของวงจร Full Wave Center Tapped Rectifier (FWCT)

วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบหม้อแปลงมีแทปกกลาง เฟสของไฟสลับที่ขั้วปลายทั้งสองจะต่างกัน 180 องศา ซึ่งหลักการเดียวกับแบบครึ่งคลื่น แต่จะอาศัยไดโอด 2 ตัว คือ D_1 และ D_2 ในการนำกระแสทีละครึ่งคลื่น โดยเมื่อสัญญาณไซน์เกิดลบผ่านเข้ามาไดโอด D_1 จะทำงานและให้สัญญาณเอาต์พุต V_o ซึ่งมีขนาดแอมป์ริจูดเท่ากับ $V_p - V_d$ เมื่อสัญญาณครึ่งไซน์เกิดลบผ่านเข้ามาไดโอด D_2 จะทำงานในลักษณะเดียวกันทำให้สัญญาณเอาต์พุตออกมาเป็นสัญญาณลักษณะครึ่งคลื่นที่ต่อเนื่อง

2.1.3 วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ (Full Wave Bridge Rectifier)



รูปที่ 2.1.3.1

การทำงานของวงจร Full Wave Bridge Rectifier (FWB)

วงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นแบบบริดจ์ อาศัยการทำงานของไดโอดเช่นเดียวกัน มีหลักการทำงานคล้ายคลึงกับ HW และ FWCT แต่จะเรียงไดโอดเป็นแบบบริดจ์ หลักการทำงานคือ เมื่อสัญญาณ

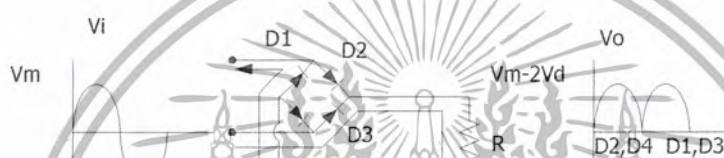
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ครึ่งไซเคิลบวกผ่านเข้ามา ไดโอดD1และไดโอดD3จะนำกระแส ไดโอดอีก2ตัวจะไม่ทำงาน เนื่องจากต่อไบอัสย้อนกลับ

โดยค่าของ แรงดันเอาต์พุตสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$V_o = V_p - (V_{d1} + V_{d2})$$

เมื่อสัญญาณครึ่งไซเคิลลบผ่านเข้ามา ไดโอดD2และไดโอดD4จะนำกระแส เนื่องจากต่อ forward biasและไดโอดอีก2ตัวจะไม่ทำงาน ลักษณะการทำงานจะเหมือนกับไซเคิลบวก ซึ่งไดโอดทั้ง4ตัวนี้จะสลับกันทำงานทุกๆครึ่งคาบของไฟสลับ โดยจะมีกระแสไหลผ่านไดโอดสลับกันทุกครึ่งคาบ



รูปที่ 2.1.3.2

การทำงานเมื่อครึ่งไซเคิลลบ

2.1.4 การเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่นและแบบเต็มคลื่นแบบบริดจ์

1. ค่าเฉลี่ยหรือค่าไฟตรงของวงจรแบบเต็มคลื่นจะมากกว่าแบบครึ่งคลื่นประมาณ2เท่า และแรงดันไฟตรงขาออกก็จะเป็น2เท่าเช่นกัน
2. ค่ากระแสrmsและกำลังไฟฟ้าสลับขาเข้าของไดโอดแต่ละตัวของวงจรแบบเต็มคลื่นนั้นจะเท่ากับของวงจรแบบครึ่งคลื่น ฉะนั้นกำลังไฟฟ้าสลับทั้งหมดก็จะเป็น2เท่าของแบบครึ่งคลื่น
3. ขณะไดโอดไม่ทำงาน ไดโอดต้องสามารถทนแรงดันไบอัสย้อนกลับได้เท่ากับแรงดันสูงสุดที่คร่อมขดลวดทุกขดขั้วทั้ง2ครึ่งคลื่น
4. ค่าความถี่ต่ำที่สุดของสัญญาณภายในวงจรนี้เท่ากับ2เท่าของความถี่แหล่งแหล่งจ่ายไฟสลับ จึงง่ายต่อการกรองความถี่ในส่วนที่ไม่ต้องการออก
5. ประสิทธิภาพในการเรียงกระแส (efficiency of rectification) ของวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นจะมีค่าประมาณ2เท่าของวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปก็คือ วงจรแบบบริดจ์จะได้เอาท์พุทดีกว่าแบบครึ่งคลื่น เนื่องจากให้แรงดันไฟฟ้าขาออกสูงกว่า และสามารถรองรับค่าความถี่ที่ไม่ต้องการออกได้ง่ายกว่า และยังคงดีกว่าแบบFWCTที่ไม่ต้องมีแท่งกลางในหม้อแปลง

2.1.5 การเลือกใช้ไดโอดในวงจรเรกติไฟเออร์

โดยขนาดไดโอดสามารถพิจารณาได้จาก

1. กระแสที่ไหลในทางForward bias (Forward bias current) ซึ่งเป็นกระแสค่าสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดขณะทำงาน ต้องไม่เกินค่ากระแสที่ไดโอดทนได้ จะระบุไว้ในคุณสมบัติของไดโอดเบอร์นั้นๆ และเพื่อความปลอดภัยในการออกแบบควรเลือกให้ทนกระแสได้มากกว่ากระแสไหลลดประมาณ 50% เป็นอย่างน้อยที่สุด
โดยค่าของ $I_o \geq I_o$ สำหรับวงจรชนิด HW ; $I_o = \text{average forward current rated of diode}$
และ $I_o \leq 0.5I_o$ สำหรับวงจรชนิด FW ; $I_o = \text{average forward current}$
2. ค่าทนแรงดันย้อนกลับสูงสุด (Peak invert voltage: PIV) ค่าแรงดันสูงสุดที่ไดโอดทนได้เมื่อได้รับรีเวอร์สไบอัสโดยไม่ทำให้ไดโอดเสียหาย Minimum PIV ของFWCT และHW คือ 2Vp และของFWB คือ Vp และควรเผื่อค่า safety margin หรือตัวคูณปลอดภัยอย่างน้อย 50%

2.2 วงจรกรองแรงดันกระเพื่อม (Ripple Filter)

วงจรกรองแรงดันกระเพื่อมคือวงจรที่ใช้จัดให้รูปของสัญญาณเป็นไปตามที่เราต้องการ เนื่องจากเอาท์พุทที่ผ่านวงจรเรียงกระแสยังมีลักษณะค่าเป็นช่วงๆ ไม่สม่ำเสมอทำให้แรงดันไฟตรงที่ได้ออกมา มีค่าเฉลี่ยต่างจากค่าที่ต้องการมาก ซึ่งในบางวงจรไม่สามารถนำไปใช้งานได้ สามารถแก้ไขได้โดยใช้วงจรกรองแรงดันให้เรียบขึ้น วงจรกรองแรงดันมีหลายประเภท คือ แบบใช้ตัวเก็บประจุ แบบใช้ตัวเหนี่ยวนำ และแบบใช้ทั้ง 2 แบบ

การเปรียบเทียบคุณสมบัติวงจร Filter แบบใช้ตัวเก็บประจุกับใช้ตัวเหนี่ยวนำ

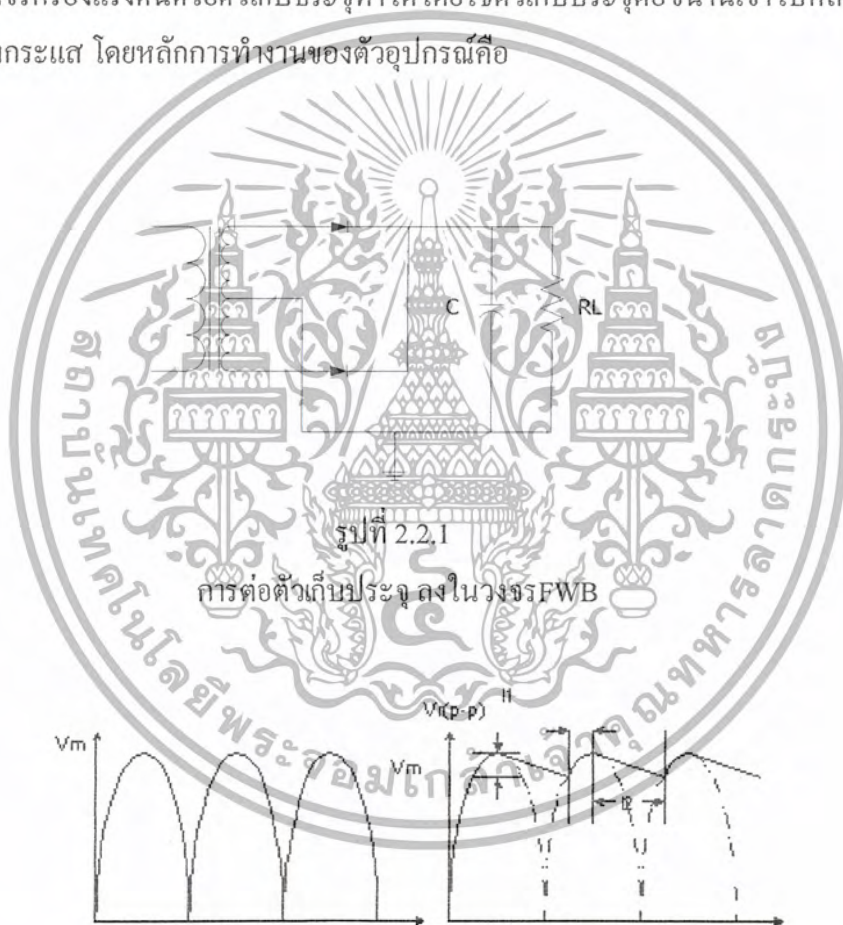
1. แบบใช้ตัวเก็บประจุจะได้แรงดันไฟตรงที่เอาท์พุทของภาคฟิลเตอร์สูงกว่าแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำ
2. แบบใช้ตัวเหนี่ยวนำราคาถูกจะสามารถทำการราคาถูกขึ้นได้ดีกว่าแบบตัวเก็บประจุ
3. แบบตัวเก็บประจุได้อัตราส่วนของกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านไดโอดขณะนำกระแสเฉลี่ย มีค่าสูงกว่าใช้แบบตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. แบบใช้ตัวเก็บประจุ โคโอดในภาคเรกติไฟเออร์จะสามารถเลือกใช้นิกที่ทน PIV ได้ต่ำกว่าแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำ
5. แบบตัวเก็บประจุให้กระแสกระชากของโคโอดขณะเริ่มทำงานสูงมาก
6. แบบใช้ตัวเก็บประจุให้อัตราส่วนกระแสสูงสุดต่อกระแสเฉลี่ยของหม้อแปลงมีค่าสูงกว่าแบบใช้ตัวเหนี่ยวนำ

โดยในโครงการนี้จะวงจรกรองแรงดันแบบใช้ตัวเก็บประจุ จึงจะขอกล่าวถึงแต่แบบใช้ตัวเก็บประจุ ซึ่งมีหลักการดังนี้

การต่อวงจรกรองแรงดันด้วยตัวเก็บประจุทำได้โดยใช้ตัวเก็บประจุต่อขนานเข้าไปหลังส่วนของวงจรเรียงกระแส โดยหลักการการทำงานของตัวอุปกรณ์คือ



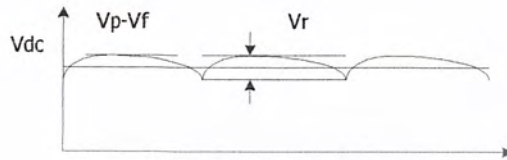
รูปที่ 2.2.2

ลักษณะของสัญญาณแรงดัน

แรงดันเอาต์พุตจากส่วนเรกติไฟร์ แรงดันเอาต์พุตหลังตัวเก็บประจุ ในช่วงเวลา T_1 ตัวเก็บประจุจะสะสมพลังงาน และเมื่อVoltageที่ผ่านจากอินพุตdropลงต่ำกว่าที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ก็

จะลดลงด้วยทำให้ตัวเก็บประจุเกิดการคายประจุ (discharge) ในช่วงเวลา T_2 จนกว่าVoltageคร่อมเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเก็บประจุจะมากขึ้นจนตัวเก็บประจุสามารถ charge ประจุได้ใหม่อีกครั้ง ทำให้ Voltage ที่เอาต์พุตไม่ drop ลงมากนัก ทำให้ได้สัญญาณที่ต่อเนื่องและไฟที่เรียบขึ้น การควบคุมแรงดันให้ต่อเนื่อง เราต้องใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่ามากพอเพื่อให้สามารถจ่ายประจุคชชส่วน Ripple Voltage ได้เพียงพอ โดยหากตัวเก็บประจุมีค่าน้อยเกินไปอาจทำให้สัญญาณมีการกระเพื่อมหลงเหลืออยู่ยังคงไม่ต่อเนื่อง โดยเฉพาะในวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น



รูปที่ 2.2.3
แรงดันเอาต์พุต

แต่การใช้ตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ซึ่งมีค่าคงที่ของเวลามากทำให้การตอบสนองชั่วขณะ (Transient Respond) ของวงจรไม่ดีซึ่งการแก้ไขจะกล่าวในหัวข้อการตอบสนองชั่วขณะต่อไป

การเลือกขนาดตัวเก็บประจุหลักในการเลือกจ่ายๆดังนี้ โดยขนาดของตัวเก็บประจุสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$CV_r = I_o / F_r$$

C คือ ค่าตัวเก็บประจุในหน่วยฟารัด

V_r คือ ค่าแรงดันกระเพื่อม (ripple voltage) ในหน่วย Vpp

F_r คือ ความถี่การกระเพื่อมของ HW=Fline และ FW=2Fline

$$\% \text{ripple} = \%r(\text{ripple factor}) = (\text{ripple component} / \text{dc component}) \times 100$$

$$= (V_{rms} / V_{dc}) \times 100$$

2.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์ (CONVERTER)

วงจรคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ในการเปลี่ยนแปลงค่าระดับแรงดันของไฟฟ้า กระแสตรงและสามารถทำการรักษาระดับค่าแรงดันที่ต้องการได้ตามแต่รูปแบบของวงจรที่ใช้ ซึ่ง วงจรแต่ละแบบก็จะมีลักษณะต่างๆกันไป โดยการเลือกใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์จะสามารถพิจารณาได้จากคุณสมบัติพื้นฐานต่างๆของวงจรคอนเวอร์เตอร์นั่นเองซึ่งได้แก่

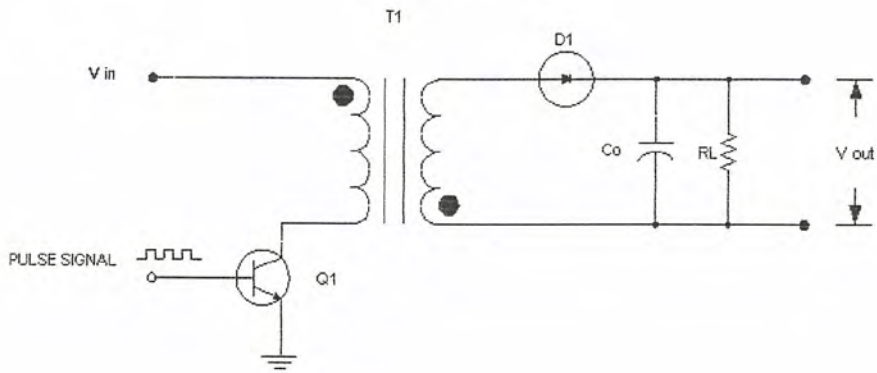
- 1.) ค่าแรงดันอินพุทของวงจรคอนเวอร์เตอร์
- 2.) กระแสสูงสุดของทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงานเต็มที่
- 3.) แรงดันสูงสุดของทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรคอนเวอร์เตอร์
- 4.) การรักษาระดับแรงดันขณะที่วงจรคอนเวอร์เตอร์มีค่าแรงดันเอาต์พุทหลายค่า
- 5.) สัญญาณรบกวนต่างๆในวงจรคอนเวอร์เตอร์

เราสามารถแบ่งชนิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ออกได้เป็น 5 ชนิด

- 1.) ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (FLYBACK CONVERTER)
- 2.) ฟอรวอร์ดคอนเวอร์เตอร์ (FORWARD CONVERTER)
- 3.) พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (PUSH-PULL CONVERTER)
- 4.) ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (HALF-BRIDGE CONVERTER)
- 5.) ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (FULL-BRIDGE CONVERTER)

2.3.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (FLYBACK CONVERTER)

เป็นวงจรที่มีราคาค่อนข้างต่ำเมื่อเทียบกับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นๆ โดยสามารถใช้งานได้ในช่วงเอาต์พุท 50 วัตต์ ถึง 150 วัตต์ แต่สัญญาณที่ได้มักมีค่าการกระเพื่อม (RIPPLE) ค่อนข้างมากและ หากนำวงจรมาทำงานกับอินพุทไฟฟ้ากระแสสลับขนาด 220 โวลต์ จะทำให้ ทรานซิสเตอร์กำลังต้องทนรับแรงดันค่าค่อนข้างสูงจึงทำให้ต้องใช้ทรานซิสเตอร์กำลังที่ทนแรงดัน ได้มากๆซึ่งหาได้ยากและราคาแพง



รูปที่ 2.3.1

รูปวงจรถ่ายแบบคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของวงจรถ่ายจะเริ่มจากทรานซิสเตอร์ Q1 จะมีการทำงานและหยุดการทำงาน สลับกันไปตามสัญญาณพัลส์ที่จ่ายเข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q1 โดยในช่วงที่ทรานซิสเตอร์ Q1 ทำงานจะเกิดกระแส I_p ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิและทำให้เกิดการเหนี่ยวนำในทิศทางตรงข้ามตามลักษณะของหม้อแปลงทำให้ขดลวดทุติยภูมิ (I_s) มีกระแสไหลในทิศทางตรงข้ามกับกระแสในขดลวดปฐมภูมิ ทำให้ไดโอด D1 ถูกไบอัสในลักษณะ reverse ทำให้ไม่มีการนำกระแสผ่านไดโอด D1 ทำให้ยังไม่มีกระแสไหลไปยังโหลด RL และเกิดการสะสมพลังงานไว้ที่ขดลวดปฐมภูมิ เมื่อถึงในช่วงที่ทรานซิสเตอร์ Q1 ไม่ทำงาน พลังงานที่ขดลวดปฐมภูมิจะไหลออกมาทำให้เกิดกระแสไหลในทิศทางตรงข้ามกับกระแส I_p เดิมและทำให้เกิดกระแสไหลในขดลวดทุติยภูมิในทิศทางตรงข้ามกับตอนแรกอีกทำให้ไดโอด D1 ถูกไบอัสในลักษณะ forward จึงเกิดการนำกระแสไหลไปผ่านที่โหลด RL และ ตัวเก็บประจุ C_o ได้

โดยในขณะที่วงจรถ่ายมีการทำงานค่าของแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$V_{out} = \frac{T_{on} \times (N_s / N_p) (V_{in} \times V_{ceQ1sat})}{(T - t_{on})} - V_D$$

โดย T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของทรานซิสเตอร์ Q1 มีหน่วยเป็น วินาที

t_{on} คือ ช่วงเวลาที่ทรานซิสเตอร์ Q1 นำกระแส มีหน่วยเป็น วินาที

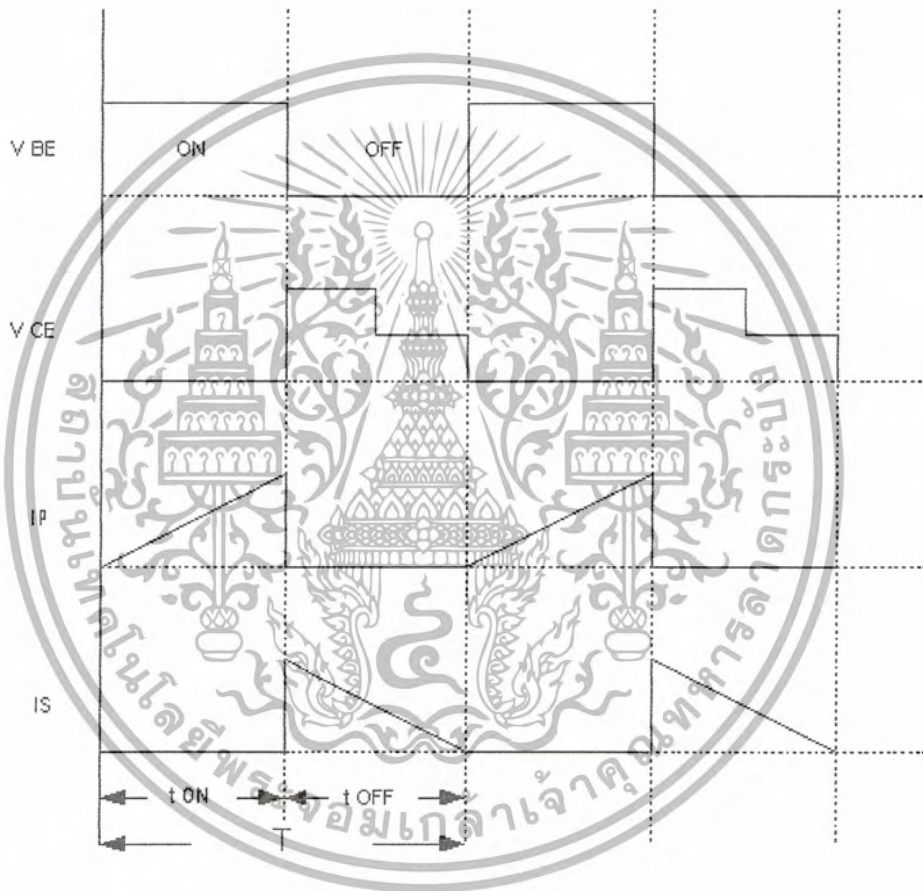
N_p คือ จำนวนรอบขดลวดของขดลวดปฐมภูมิ มีหน่วยเป็น รอบ

N_s คือ จำนวนรอบขดลวดของขดลวดทุติยภูมิ มีหน่วยเป็น รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{out} คือ ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ มีหน่วยเป็น โวลต์
 V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ มีหน่วยเป็น โวลต์
 V_D คือ ค่าแรงดันตกคร่อมไดโอด D_1 ขณะทำงาน มีหน่วยเป็น โวลต์
 $V_{ce Q1 Sat}$ คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขา C, E ของทรานซิสเตอร์ Q_1 ในสถานะอิ่มตัว มีหน่วยเป็น โวลต์

โดยลักษณะของกระแส I_p และ I_s แรงดัน V_{be} และ V_{ce} จะมีลักษณะสัญญาณดังภาพ

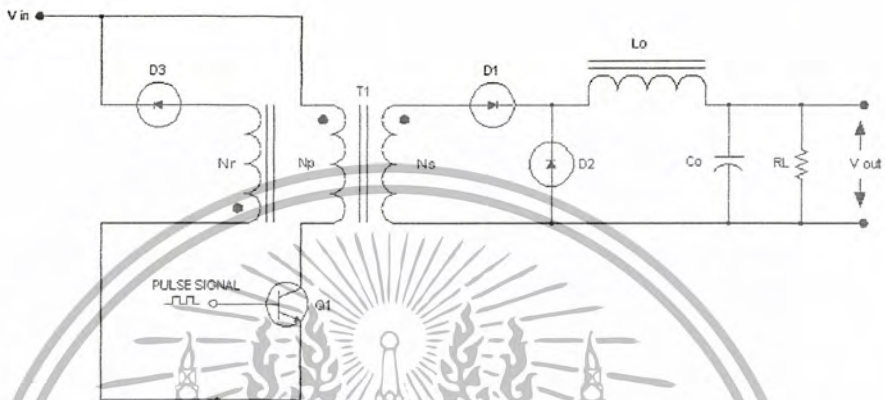


รูปที่ 2.3.2

รูปสัญญาณกระแส I_p และ I_s แรงดัน V_{be} และ V_{ce}
 ของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

2.3.2 ฟอว์เวิร์คคองเวอร์เตอร์ (FORWARD CONVERTER)

วงจรคองเวอร์เตอร์ชนิดนี้เหมาะกับการทำงานในช่วงเอาต์พุต 100 วัตต์ ถึง 200 วัตต์ เป็นวงจรที่มีราคาสูงกว่าวงจรแบบฟลายแบคคองเวอร์เตอร์ แต่ก็เป็นวงจรที่มีคุณภาพสูงกว่าในหลายๆด้าน



รูปที่ 2.3.3

รูปวงจรฟอว์เวิร์คคองเวอร์เตอร์ (FORWARD CONVERTER)

การทำงานของวงจรเริ่มจากทรานซิสเตอร์ Q1 จะทำงานตามสัญญาณที่จ่ายเข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q1 เช่นเดียวกับวงจรแบบฟอว์เวิร์คคองเวอร์เตอร์ โดยจะเกิดกระแส I_p ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ N_p ทำให้เกิดกระแส I_s ไหลในทิศทางเดียวกันบนขดลวดทุติยภูมิ N_s ทำให้ไดโอด D1 ได้รับการไบอัส forward ทำให้มีกระแสไหลผ่านโหลด R_L และ ตัวเก็บประจุ C_o ได้ ส่วนไดโอด D2 และ ไดโอด D3 จะถูกไบอัสแบบ reverse จึงไม่ทำงาน และจะมีการสะสมของพลังงานที่ขดลวด L_o เมื่อทรานซิสเตอร์ Q1 หยุดการทำงานพลังงานที่ขดลวด L_o จะทำการจ่ายออกมาทำให้ไดโอด D2 ได้รับการไบอัสแบบ forward ทำให้มีกระแสจากขดลวด L_o ไหลผ่านโหลด R_L และ ขดลวด L_o ได้ จากการทำงานในลักษณะนี้ทำให้วงจรฟอว์เวิร์คคองเวอร์เตอร์มีกระแสไหลผ่านโหลดตลอดเวลา

โดยสามารถคำนวณค่า V_{out} ขณะทำงานได้จากสมการ

$$V_{out} = \frac{(N_s/N_p)(V_{in} \times V_{ce Q1 sat}) \times t_{on}}{\dots} - V_D$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยลักษณะสัญญาณของกระแสและ แรงดันต่างๆในวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะมีลักษณะดังภาพ

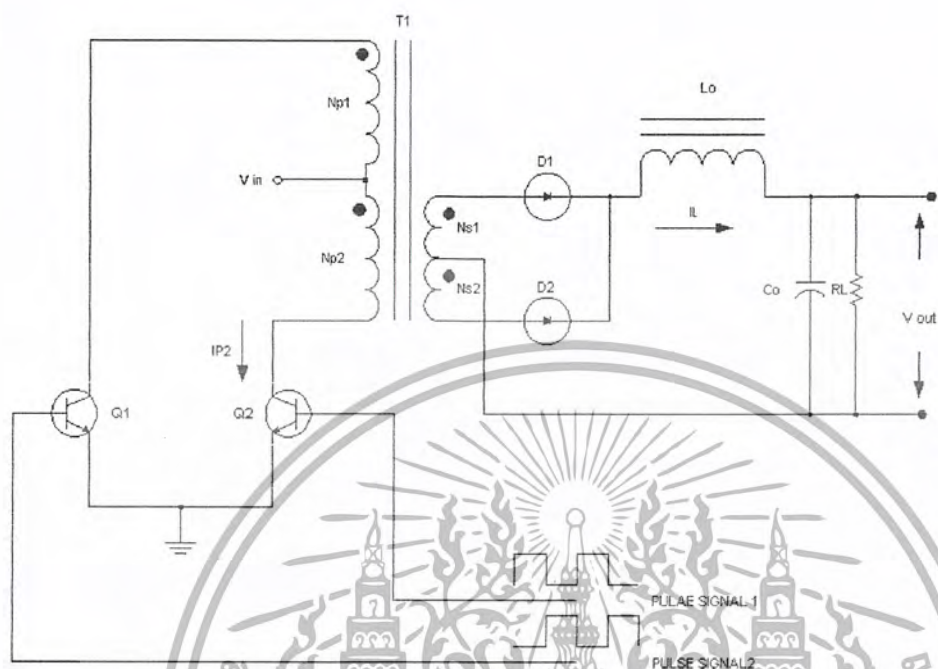


2.3.3 พูช - พูลคอนเวอร์เตอร์ (PUSH-PULL CONVERTER)

แนวคิดการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้จะเหมือนการนำวงจรฟอร์เวิร์ด สองวงจรมาสลับกันทำงานวงจรละครึ่งคาบเวลา ทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้สามารถให้ค่าเอาต์พุตได้ในช่วง 200 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ แต่ก็ยังมีปัญหาต่างๆในวงจรเช่น ปัญหาที่ทรานซิสเตอร์กำลังยังคงต้องทำงานที่ค่ากระแสและแรงดันที่ค่อนข้างสูงมากอยู่ทำให้ต้องเลือกใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์กำลังที่ทนค่ากระแสและแรงดันมากๆซึ่งหาได้ยากและราคาแพง รวมทั้งยังอาจพบปัญหาความไม่สมมาตรของ Magnetic flux ที่แกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้



รูปที่ 2.3.5

รูปร่างจรพ่วง – พูลคอนเวอร์เตอร์

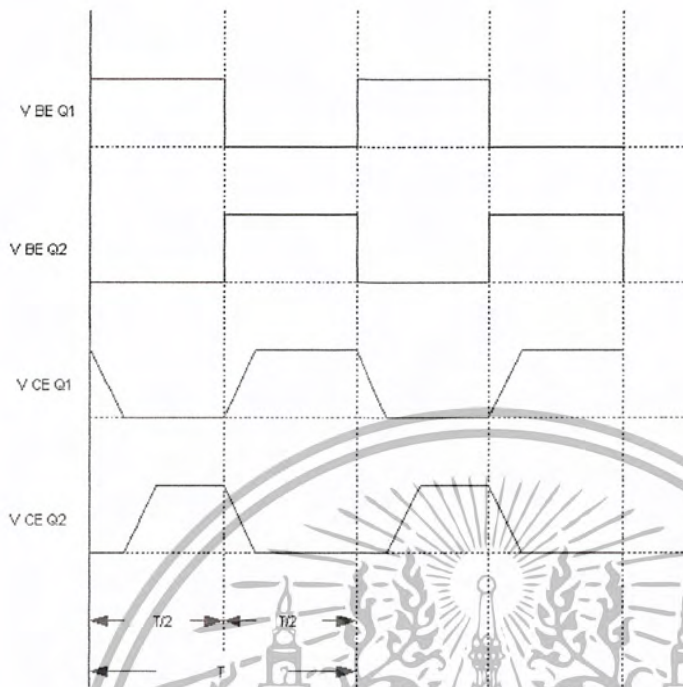
การทำงานของวงจรพ่วง – พูลคอนเวอร์เตอร์จะเป็นดังนี้ ทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 และ Q2 จะถูกควบคุมให้สลับทำงานตัวละครึ่งคาบโดยสัญญาณควบคุมจากวงจรควบคุมที่ป้อนเข้าที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง โดยในคาบที่ Q1 ทำงานจะมีกระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ Np1 โดยที่ไดโอด D1 จะถูกไบอัสแบบ reverse ส่วน ไดโอด D2 จะมีถูกไบอัสแบบ forward ทำให้มีกระแสไหลผ่านขดลวดทุติยภูมิ Ns2 ไปยังขดลวด Lo, โหลด RL และ ตัวเก็บประจุ Co ได้ ส่วนในช่วงที่ทรานซิสเตอร์ Q2 ทำงานจะทำการนำกระแสจากขดลวดปฐมภูมิ Np2 ทำให้ไดโอด D2 ได้รับการไบอัสแบบ reverse และไดโอด D1 ได้รับการไบอัสแบบ forward ทำให้มีกระแสไหลผ่านขดลวด Lo, โหลด RL และ ตัวเก็บประจุ Co ได้เช่นกัน จากการทำงานจะพบว่ากระแสไหลผ่านขดลวด Lo ถึงสองครั้งจึงทำให้วงจรพ่วง – พูลคอนเวอร์เตอร์ จ่ายค่ากำลังเอาท์พุทได้เป็น 2 เท่าของวงจรฟูลบริดจ์ที่ค่ากระแสสูงสุดเท่ากัน โดยค่า $N_{p1}=N_{p2}$ และ $N_{s1}=N_{s2}$

โดยสามารถคำนวณค่าของแรงดันเอาท์พุทขณะวงจรทำงานได้จากสมการ

$$V_{out} = (N_s/N_p) (V_{in} - V_{ce Q1 sat}) (t_{on} / (T/2)) + V_D$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยวงจรพุก – พูลคอนเวอร์เตอร์จะมีลักษณะของสัญญาณต่างๆในวงจรดังรูป

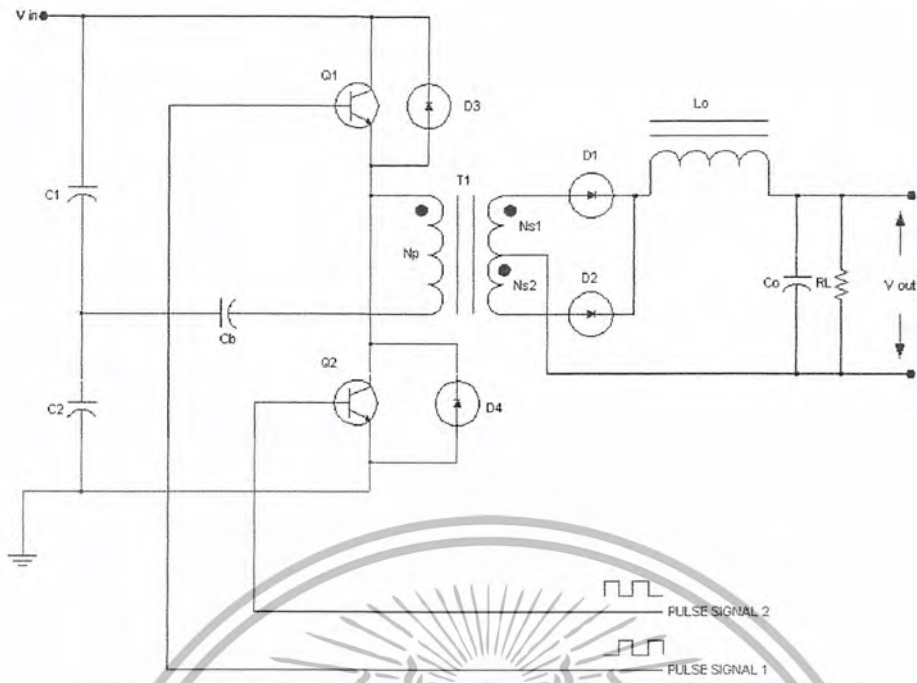


รูปที่ 2.3.6

รูปลักษณะของสัญญาณต่างๆในวงจรพุก – พูลคอนเวอร์เตอร์

2.3.4 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (HALF-BRIDGE CONVERTER)

วงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะมีหลักการในการทำงานแบบเดียวกับวงจรพุก – พูลคอนเวอร์เตอร์แต่จะมีการออกแบบวงจรทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังของวงจรมีค่าน้อยลงทำให้สามารถหาทรานซิสเตอร์กำลังที่นำมาใช้ได้ง่ายและมีราคาถูกลงและยังสามารถตัดปัญหาเรื่องความไม่สมมาตรของ magnetic flux ที่แกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงได้อีกด้วย



รูปที่ 2.3.7

รูปวงจรพื้นฐานของวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะมีหลักการทำงานแบบเดียวกับวงจรพุก - พูลคอนเวอร์เตอร์ คือทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตัวละครึ่งคาบเวลา ในช่วงที่ทรานซิสเตอร์ Q1 ทำงานและทรานซิสเตอร์ Q2 ไม่ทำงานทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ Q2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ce Q1 sat}$ และ ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{c1} - V_{ce Q1 sat}$ หรือ $V_{in}/2 - V_{ce Q1 sat}$ นั่นเอง ทำให้เกิดการนำกระแสจากขดลวดปฐมภูมิ N_p ไปยัง ขดลวดทุติยภูมิทำให้ไดโอด D1 ได้รับการไบอัสแบบ forward และไดโอด D2 ได้รับการไบอัสแบบ reverse ทำให้มีกระแสไหลผ่านขดลวด L_o , โหลด R_L และ ตัวเก็บประจุ C_o ผ่านทาง ไดโอด D1 ได้ ส่วนในช่วงที่ทรานซิสเตอร์ Q2 ทำงานและทรานซิสเตอร์ Q1 ไม่ทำงานค่าแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ Q2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ce Q1 sat}$ เท่ากับค่าแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ Q1 ในช่วงที่ทรานซิสเตอร์ Q1 ทำงานและ ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce Q1 sat}$ โดยทั่วไปค่าแรงดัน $V_{ce sat}$ จะมีค่าประมาณ 0.5 - 1 โวลต์ ทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลัง Q1 และ Q2 มีค่าประมาณ V_{in} เท่านั้น โดยการทำงานคือ เมื่อทรานซิสเตอร์ Q2 ทำงานจะมีการนำกระแสผ่านขดลวดปฐมภูมิ N_p ทำให้ไดโอด D1 ได้รับการไบอัสแบบ reverse และไดโอด D2 ได้รับการไบอัสแบบ forward ทำให้มีกระแสไหลที่ขดลวดทุติยภูมิ N_{s2} ไปยังขดลวด L_o , โหลด R_L และ ตัวเก็บประจุ C_o เช่นเดียวกับการทำงานใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

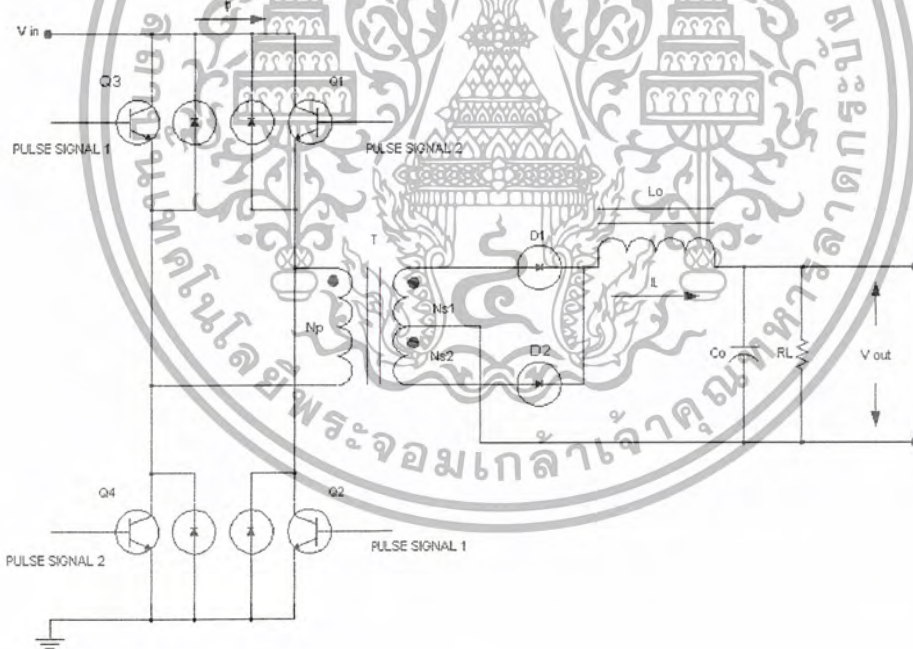
ครึ่งคาบเวลาแรก โดยค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C1 (V_{c1}) และ ค่าแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C2 (V_{c2}) จะต้องมามีค่าเท่ากันและมีค่าเท่ากับ $V_{in} / 2$

โดยสามารถคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรขณะทำงานได้จากสมการ

$$V_{out} = (N_s / N_p) (V_{in} / 2 - V_{ce Q1 sat}) (t_{on} / (T/2)) - V_D$$

2.3.5 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (FULL-BRIDGE CONVERTER)

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบนี้จะมีการออกแบบทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิมีค่าเท่ากับ V_{in} และแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} / 2$ เท่านั้นซึ่งเป็นค่าที่น้อยกว่าแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังของวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์อีกและค่ากระแสที่ทรานซิสเตอร์กำลังต้องทนก็จะมีค่าครึ่งหนึ่งอีกด้วยเช่นเดียวกัน โดยค่ากำลังงานสูงสุดที่วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถจ่ายได้คือช่วง 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์



รูปที่ 2.3.8

รูปร่างพื้นฐานของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

การทำงานของวงจรคือ ทรานซิสเตอร์กำลังทั้งสี่ตัวจะสลับกันทำงานเป็นคู่ คู่ละครึ่งคาบ

โดยทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q4 จะทำงานในครึ่งคาบเวลาแรกและ ทรานซิสเตอร์ Q2 และ Q3 จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานในครึ่งคาบเวลาที่เหลือทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์กำลังที่เดิมมีค่าเท่ากับ V_{in} จะถูกแบ่งให้กับทรานซิสเตอร์ 2 ตัวในแต่ละคาบ ทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์แต่ละตัวมีค่าเพียง $V_{in}/2$ เท่านั้น โดยค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ N_p จะมีค่าเท่ากับ V_{in} โดยในช่วงที่ทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q4 ทำงานค่าแรงดันตกคร่อม ทรานซิสเตอร์ Q2 และ Q3 จะมีค่าเป็น $V_{in} - V_{ce Q1 sat}$ และ $V_{in} - V_{ce Q4 sat}$ เมื่อทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q4 ทำงานจะทำให้เกิดการนำกระแสจากขดลวดปฐมภูมิ N_p ไปยังขดลวดทุติยภูมิ N_{s1} และ N_{s2} ทำให้ไดโอด D1 ได้รับการไบอัสแบบ forward ส่วนไดโอด D2 จะได้รับการไบอัสแบบ reverse ทำให้มีกระแสไหลผ่านขดลวด L_o , โหลด RL และ ตัวเก็บประจุ C_o ได้และ เมื่อทรานซิสเตอร์ Q2 และ Q3 ทำงานจะทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ Q1 และ Q4 เท่ากับ $V_{in} - V_{ce Q2 sat}$ และ $V_{in} - V_{ce Q3 sat}$ และทำให้ไดโอด D2 ได้รับการไบอัสแบบ forward และไดโอด D1 ได้รับการไบอัสแบบ reverse ทำให้มีกระแสไหลผ่านขดลวด L_o , โหลด RL และ ตัวเก็บประจุ C_o ผ่านทางไดโอด D2 ทำให้ขดลวด L_o , โหลด RL และ ตัวเก็บประจุ C_o ได้รับกระแสตลอดเวลาและมีพลังงานสะสมที่ขดลวด L_o ถึงสองครั้งในการทำงานหนึ่งคาบและ ค่าแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์จะมีค่าลดลงอีกครั้งหนึ่งของทรานซิสเตอร์กำลังในวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ทำให้ค่ากำลังที่วงจรพูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถจ่ายได้จึงมีค่าเป็นสองเท่าของค่ากำลังที่วงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถจ่ายได้ที่การทำงานที่ค่ากระแสและแรงดันเดียวกัน

โดยสามารถคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตขณะทำงานได้จากสมการ

$$V_{out} = (N_s/N_p) (V_{in} - 2 V_{ce sat}) (t_{on} / (T/2)) - V_D$$

2.4 ทรานซิสเตอร์กำลัง (POWER TRANSISTOR)

ทรานซิสเตอร์กำลังของวงจรคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์และมีโหนดของวงจรเป็นตัวเหนี่ยวนำทำให้ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาช่วงหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเองก่อนที่จะเริ่มนำกระแส (TURN ON) และ หยุดนำกระแส โดยทรานซิสเตอร์จะมีแรงดันตกคร่อมตัวมันเองค่าหนึ่งขณะที่นำกระแส ซึ่งแรงดันที่ตกคร่อมตัวทรานซิสเตอร์นี้จะทำให้เกิดค่ากำลังงานสูญเสียในรูปของความร้อน (POWER DISSIPATION) ขึ้นที่ตัวทรานซิสเตอร์

ในปัจจุบันมอสเฟตได้เข้ามาแทนที่ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เนื่องจาก มอสเฟตมีค่าความเร็วของการเปลี่ยนสถานะที่เร็วกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ทำให้มอสเฟตมีค่าความสูญเสียบนตัวอุปกรณ์ที่น้อยกว่าและสามารถที่จะทำงานที่ความถี่สูงได้ดี แต่ ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ก็มีข้อดีคือ มีราคาถูกอีกทั้งสามารถทนค่าแรงดันตกคร่อมได้สูงกว่ามอสเฟตกำลังและในปัจจุบันได้มีการพัฒนาให้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์มีค่าความเร็วในการเปลี่ยนสถานะที่เร็วขึ้นจนเกือบเทียบเท่ากับมอสเฟตอีกด้วย ซึ่งทำให้ค่าการสูญเสียบนตัวทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์มีค่าน้อยลงไปด้วย

2.4.1 การสูญเสียกำลังของทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์

การสูญเสียกำลังของทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์จะมี 2 ลักษณะคือ การสูญเสียขณะที่มีการเปลี่ยนสถานะ (SWITCHING LOSS) และ การสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะที่กระแสอิมิต์ในทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์การสูญเสียกำลังขณะที่มีการเปลี่ยนสถานะ จะเกิดขึ้นทั้งที่ขณะเริ่มนำกระแสและ ขณะเริ่มหยุดนำกระแส แต่การสูญเสียกำลังสูงสุดจะเกิดในขณะที่ยังหยุดนำกระแสเป็นหลัก

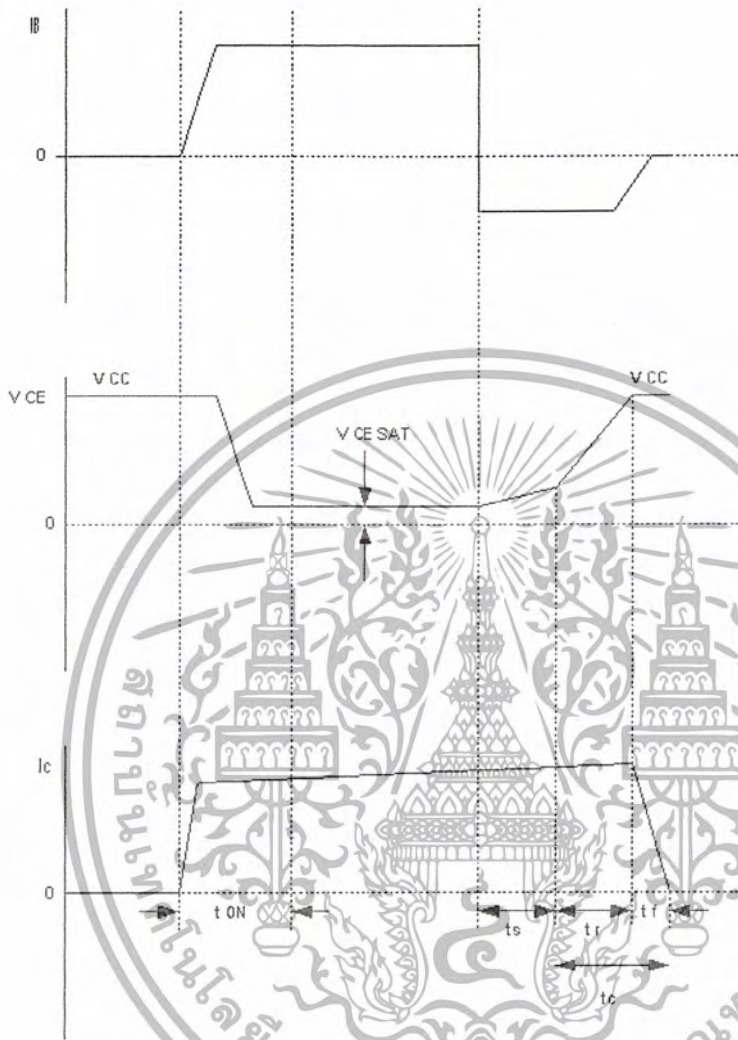
ขณะเริ่มให้กระแสไบอัสที่ขา BASE ของทรานซิสเตอร์กำลังจะทำให้กระแสที่ขา COLLECTOR ของทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว โดยค่าแรงดันตกคร่อมขา EMITTER และขา COLLECTOR (V_{ce}) จะมีค่าเท่ากับ V_{cc} อยู่ช่วงเวลาหนึ่งคือ t_{on} แล้งจึงค่อยๆลดค่าลงมาเท่ากับ $V_{ce\ sat}$ การสูญเสียในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากค่าแรงดันในช่วงแรกของการทำงานยังคงมีค่าน้อยอยู่ทำให้การสูญเสียมีค่าค่อนข้างน้อย

เมื่อหยุดการให้กระแสไบอัสที่ขา BASE และทำการป้อนกระแสค่าลบที่ขา BASE แทนเพื่อให้ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสอยู่อีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลมา

จากประจุสะสมของทรานซิสเตอร์ขณะที่ยังคงมีการนำกระแสอยู่ โดยเรียกค่า t_s ว่าช่วงเวลา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยามาตีพิมพ์ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สะสม (STORAGE TIME) ในช่วงเวลา t_s นี้จะทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์มีค่ามาก ทำให้ค่าการสูญเสียในช่วงนี้มีค่าค่อนข้างมาก



รูปที่ 2.4.1.1

รูปกระแสและ แรงดันในทรานซิสเตอร์กำลังขณะเริ่มทำงานและ หยุดทำงาน

เมื่อประจุสะสมในช่วงเวลา t_s เริ่มจ่ายออกมาจะทำให้ค่ากระแสที่ขา COLLECTOR มีค่ามากขึ้นอีกขณะที่ประจุสะสมจะค่อยๆมีค่าลดลง ในช่วงที่ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่จะเรียกว่าช่วงเวลา t_r (VOLTAGE RISE TIME) เมื่อประจุสะสมบนตัวทรานซิสเตอร์ลดลงกระแสที่ขา COLLECTOR ของทรานซิสเตอร์ก็จะมีค่าลดลงเรียกเวลาช่วงนี้ว่า t_f (CURRENT FALL TIME) ทรานซิสเตอร์จึงจะหยุดนำกระแส จากการทำงานของทรานซิสเตอร์จะพบว่าช่วงที่เกิดการสูญเสียมากที่สุดคือช่วงเวลา $t_r + t_f$ ซึ่งช่วงเวลานี้เรียกว่า ช่วงหยุดนำกระแส t_c (TURN OFF TIME) โดยค่ากำลังสูญเสียบนทรานซิสเตอร์ขณะมีการเปลี่ยนสถานะสามารถคำนวณได้จากค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งไว้ในสภาสำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสูญเสียในช่วงหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์เนื่องมาจาก ค่ากำลังสูญเสียบนทรานซิสเตอร์ ขณะมีการเปลี่ยนสถานะนั้นมีค่าจาก ผลรวมของค่าการสูญเสียในช่วงเริ่มนำกระแสและ ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสแต่เนื่องจาก ค่าของการสูญเสียในช่วงเริ่มนำกระแสมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับค่าการสูญเสียในช่วงเริ่มหยุดนำกระแส ดังนั้นค่าการสูญเสียบนตัวทรานซิสเตอร์ในช่วงการเปลี่ยนสถานะจะมีค่าประมาณค่าการสูญเสียบนตัวทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสนั่นเอง ซึ่งค่าการสูญเสียบนทรานซิสเตอร์จะคำนวณได้จากสมการ

$$PDSW = \frac{0.5V_{cc} \times I_{peak} \times t_c}{T}$$

โดย PDSW คือ ค่าการสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีหน่วยเป็น วัตต์
 V_{cc} คือ ค่าแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ มีหน่วยเป็น โวลต์
 I_{peak} คือ ค่ากระแสสูงสุดเมื่อทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส มีหน่วยเป็น แอมแปร์
 t_c คือ ค่าช่วงเวลาในการเริ่มหยุดนำกระแส มีหน่วยเป็น วินาที
 T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของทรานซิสเตอร์ มีหน่วยเป็น วินาที

2.4.2 วงจรขับกระแสเบส

ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ต้องมีการกระตุ้นการทำงานด้วยกระแสไบอัสที่ขา BASE เสมอ เพื่อเป็นการลดค่าประจุสะสมในตัวทรานซิสเตอร์กำลังจำเป็นต้องมีวงจรในการสร้างกระแสไบอัส และเมื่อสามารถลดค่าประจุสะสมบนทรานซิสเตอร์ได้จะทำให้ค่าการสูญเสียของตัวทรานซิสเตอร์มีค่าน้อยลงด้วย

วงจรขับกระแสไบอัสที่ใช้กันทั่วไปมี 2 ชนิดคือ วงจรขับกระแสไบอัสแบบกระแสคงที่ (FIXED BASE DRIVE) และ วงจรขับกระแสไบอัสแบบที่กระแสที่ขา BASE เป็นสัดส่วนกับกระแสที่ขา COLLECTOR (PROPORTIONAL BASE DRIVE) ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังไม่เกิน 500 วัตต์จะใช้วงจรขับกระแสไบอัสแบบกระแสคงที่ โดยวงจรขับกระแสไบอัสแบบกระแสคงที่ จะทำงานโดยการให้กระแสที่มีค่าคงที่มากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในสภาวะกระแสอิ่มตัวตลอด แต่การทำงานแบบนี้จะทำให้มีการสะสมของประจุค่อนข้างมาก ทำให้ค่าการสูญเสียของทรานซิสเตอร์ที่ใช้วงจรขับกระแสไบอัสแบบกระแสคงที่ จะมีค่าค่อนข้างมาก และใช้เวลาในการหยุดการทำงานที่ค่อนข้างนาน ในขณะที่วงจรขับกระแสไบอัสแบบที่กระแสที่ขา BASE มีค่าแปรเป็นสัดส่วนกับกระแสที่ขา COLLECTOR จะมีการปรับค่ากระแสไบอัสที่ขา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BASE ตามค่ากระแสที่ขา COLLECTOR ทำให้ค่าประจุสะสมมีค่าน้อยกว่าในทรานซิสเตอร์ที่ไว้วางจรขั้วกระแสไบอัสแบบกระแสคงที่ แม้ว่าจะมีค่าประจุสะสมน้อยทำให้ทำงานได้เร็วแต่วงจรแบบนี้จะมีความซับซ้อนและ มีราคาค่อนข้างแพงมากทำให้มีการใช้วงจรแบบนี้เฉพาะในวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังไฟสูงๆ เท่านั้น

2.4.3 วงจรขั้วกระแสเบสแบบใช้หม้อแปลง และ เบเกอร์แคลมป์

เบเกอร์แคลมป์ (BAKER CLAMP) เป็นไดโอดที่ทำงานร่วมกับทรานซิสเตอร์กำลังแบบไบโพลาร์เพื่อช่วยลดค่าประจุสะสมในขณะที่ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแส ทำให้ตัวทรานซิสเตอร์สามารถทำงานที่ค่าความถี่สูงได้ และการใช้หม้อแปลงเป็นวงจรขั้วกระแสเบสจะช่วยในการจ่ายกระแสและแรงดันให้แก่ทรานซิสเตอร์ โดยส่วนมากทรานซิสเตอร์ทั่วไปต้องการแรงดันประมาณ 1-1.8 โวลต์เท่านั้น หม้อแปลงที่ใช้จึงมีขนาดค่อนข้างเล็กมีจำนวนรอบขดลวดประมาณ 10:1 และมีค่าแรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิประมาณ 1-2 โวลต์ ส่วนค่ากระแสที่หม้อแปลงต้องจ่ายให้ทรานซิสเตอร์ก็มีค่าประมาณ 300 มิลลิแอมป์ ดังนั้นการไบอัสด้วยการใช้หม้อแปลงและไดโอดเบเกอร์แคลมป์จึงสามารถทำได้

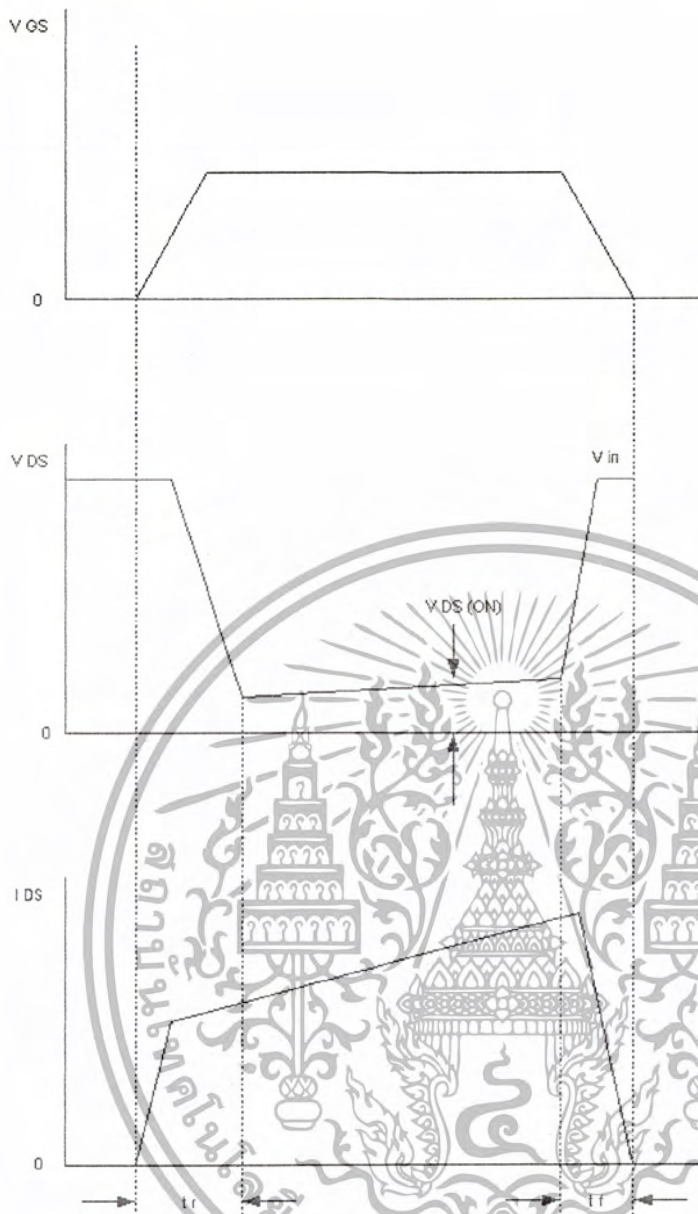
2.5 มอสเฟตกำลัง

มอสเฟตกำลังจะสามารถทำงานได้ที่ความถี่ค่า 50 เฮิร์ตซ์ จนถึง 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมอสเฟตกำลังใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะน้อยกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ ทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่สร้างจากมอสเฟตกำลังมีขนาดเล็กกลง

การสูญเสียกำลังในรูปความร้อนของมอสเฟตกำลัง

การสูญเสียกำลังของมอสเฟตกำลังจะมี 2 ลักษณะเช่นเดียวกับในทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์คือ การสูญเสียขณะที่มีการเปลี่ยนสถานะ และ การสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะที่มีการนำกระแส ในมอสเฟตกำลังจะมีช่วงเวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างต่ำ ทำให้ค่าการสูญเสียในช่วงเริ่มนำกระแสและ ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าน้อยมาก ดังนั้นค่าการสูญเสียของมอสเฟตกำลังจะมาจากค่าการสูญเสียในขณะนำกระแสเต็มที่แล้วเนื่องจากมอสเฟตกำลังจะมีความต้านทานภายในขณะนำกระแสค่อนข้างมากตรงข้ามกับทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ที่จะมีความต้านทานขณะนำกระแสน้อยมาก ทำให้ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์มีค่าการสูญเสียกำลังในช่วงการนำกระแสน้อยกว่ามอสเฟตกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5.1

รูปแรงดันและ กระแสในมอสเฟตกำลังขณะเริ่มทำงานและ ขณะเริ่มหยุดทำงาน

มอสเฟตกำลังแม้จะมีช่วงการเริ่มและหยุดการทำงานที่ค่อนข้างสั้นมากแต่ในการทำงานที่ค่าความถี่สูงค่าการสูญเสียนี้จะมีค่าค่อนข้างใกล้เคียงกับการสูญเสียในช่วงนำกระแสจึงจำเป็นที่จะต้องนำมาคำนวณด้วย โดยค่าการสูญเสียของมอสเฟตกำลังจะมีค่าตามสมการ

$$P_D = P_{SW(ON)} + P_{SW(OFF)} + PC$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_{SW(ON)} = \frac{0.5I_{PEAK(ON)} \times V_{IN} \times t_r}{T}$$

$$P_{SW(OFF)} = \frac{0.5I_{PEAK(OFF)} \times V_{IN} \times t_f}{T}$$

$$PC = I_{Drms}^2 \times R_{DS(ON)}(T_j)$$

โดย $P_{SW(ON)}$ คือ ค่าการสูญเสียกำลังขณะเริ่มนำกระแส มีหน่วยเป็น วัตต์

$P_{SW(OFF)}$ คือ ค่าการสูญเสียกำลังขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีหน่วยเป็น วัตต์

PC คือ ค่าการสูญเสียกำลังขณะนำกระแส มีหน่วยเป็น วัตต์

$I_{PEAK(ON)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส มีหน่วยเป็น แอมแปร์

$I_{PEAK(OFF)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส มีหน่วยเป็น แอมแปร์

I_{DSrms} คือ ค่ากระแสไหลผ่านมอสเฟตกำลังขณะนำกระแส มีหน่วยเป็น แอมแปร์

$R_{DS(ON)}(T_j)$ คือ ค่าความต้านทานระหว่าง SOURCE และ DRAIN ของมอสเฟตกำลัง มีหน่วยเป็น โอห์ม

t_r คือ ช่วงเวลาในการเริ่มนำกระแสของมอสเฟตกำลัง มีหน่วยเป็น วินาที

t_f คือ ช่วงเวลาในการเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟตกำลัง มีหน่วยเป็น วินาที

การไบอัสของมอสเฟตกำลังจะแตกต่างกับทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์คือ ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์จะทำงานเมื่อแรงดันมีค่ามากพอที่จะทำให้กระแสที่ขา BASE ไหลผ่านรอยต่อ BE ไปที่ขา EMITTER ได้ แต่มอสเฟตกำลังจะทำงานเมื่อแรงดันคร่อม GATE และ SOURCE มีค่ามากกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม (THRESHOLD VOLTAGE) ของตัวมอสเฟตกำลังนั้น เนื่องจากค่ากระแสในมอสเฟตกำลังมีค่าน้อยกว่าทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ทำให้การขับมอสเฟตกำลัง

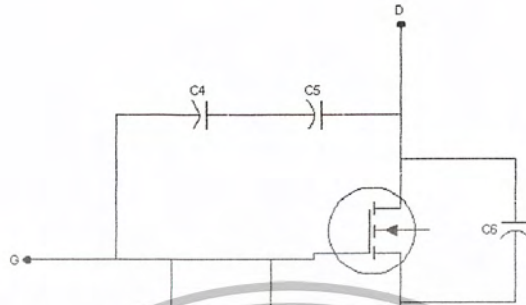
ด้วยกระแสจึงทำได้ง่ายกว่าในทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ แต่การขับมอสเฟตกำลังด้วยแรงดันจะทำได้ยากในทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์เพราะมอสเฟตกำลังมีค่าแรงดันภายในมากกว่าในตัวทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์

2.5.1 ค่าความจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต

ในโครงสร้างของมอสเฟตกำลังจะมีตัวเก็บประจุแฝงอยู่ใน เมื่อจะเริ่มทำงานจะต้องทำการจ่ายประจุให้ตัวเก็บประจุเหล่านี้มีประจุเต็มเสียก่อนมอสเฟตกำลังจึงจะเริ่มทำงานได้ และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาดูเท่านั้น มิใช่สัญญาใด ๆ ในเชิงนโยบายด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการหยุดการทำงานก็จะต้องรอให้ตัวเก็บประจุเหล่านี้คายประจุจนหมดเสียก่อนมอสเฟตกำลังจึงจะหยุดทำงาน โดยทิ้งไปค่าตัวเก็บประจุภายในมอสเฟตกำลังจะเป็นตัวกำหนดค่าความเร็วในการทำงานของตัวเอง



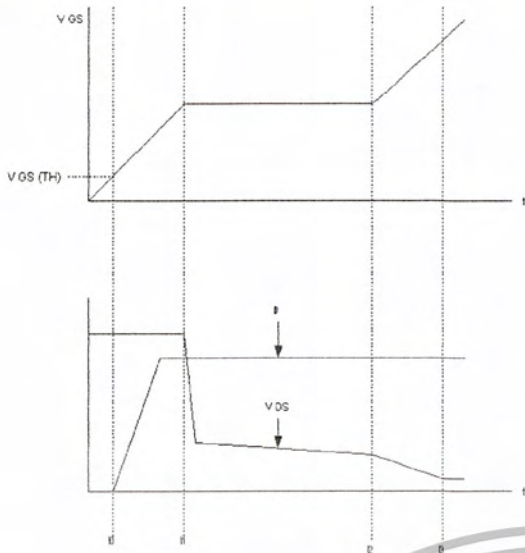
รูปที่ 2.5.1.1

รูปแสดงตัวเก็บประจุแฝงที่จุดต่างๆในตัวมอสเฟตกำลัง

2.5.2 ค่าเวลาในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลัง

ค่าช่วงเวลาในการทำงานของมอสเฟตกำลังจะแบ่งเป็น 3 ช่วงตามค่าการเปลี่ยนแปลงประจุในขาต่างๆของมอสเฟตกำลัง

- 1.) ช่วงเวลาน่วงก่อนนำกระแส (TURN ON DELAY), t_0
- 2.) ช่วงเวลานำกระแส (RISE TIME), $t_0 - t_2$
- 3.) ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (EXCESS CHARGE TIME), $t_2 - t_3$



รูปที่ 2.5.2.1

รูปแสดงการเก็บประจุของขาคาทที่เวลาต่างๆ ในช่วงที่มอสเฟตกำลังเริ่มทำงาน



รูปที่ 2.5.2.2

รูปแสดงการเก็บประจุของขาคาทที่เวลาต่างๆ ในช่วงที่มอสเฟตกำลังเริ่มหยุดทำงาน

การทำงานมอสเฟตกำลังจะเริ่มจากมอสเฟตกำลังจะทำการเก็บประจุที่ขา GATE จนกว่าค่าแรงดันจะมีค่ามากกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม $V_{GS(TH)}$ จึงเริ่มมีการไหลของกระแสที่ขา SOURCE และ DRAIN ของมอสเฟตกำลัง ทำให้แรงดันตกคร่อมขา DRAIN และ SOURCE (V_{DS}) มีค่าลดลงอย่าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มากและ ทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมขา GATE และ SOURCE (V_{GS}) มีค่าคงที่ ซึ่งคือช่วงเวลา $t_1 - t_2$ นั้นเอง เมื่อเวลาผ่านไปการสะสมประจุที่รอยต่อระหว่างขา DRAIN และ SOURCE มีค่ามากขึ้น และทำให้ค่าความต้านทานภายในมีค่าน้อยลงจนมอสเฟตกำลังมีการนำกระแสที่มากขึ้นจนถึงจุดสูงสุด แต่ต่อมาประจุสะสมภายในจะทำให้เกิดการหน่วงทำให้มอสเฟตกำลังหยุดการทำงานไป ดังนั้นหากทำการขั้วมอสเฟตกำลังด้วยค่าแรงดันที่มากเกินไปจะทำให้ประจุมีการสะสมอย่างรวดเร็วและทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสมีค่ามากตามไปด้วย

2.5.3 วงจรขั้วมอสเฟตกำลังด้วยไอซีแบบ TTL

ไอซีแบบ TTL จะมีจุดเด่นที่สามารถจ่ายกระแสได้ค่อนข้างสูงแต่มีจุดด้อยคือไม่สามารถจ่ายค่าแรงดันได้สูงเท่าที่มอสเฟตกำลังต้องการ ในการทำงานจึงจำเป็นที่จะต้องใช่วงจร PULL UP REGISTER เพื่อช่วยในการยกระดับแรงดันของ ไอซีแบบ TTL ให้มีค่าสูงพอจะขั้วมอสเฟตกำลังได้แต่วงจร PULL UP REGISTER มักทำให้เกิดการหน่วงกระแสทำให้การทำงานของมอสเฟตกำลังมีการหน่วงที่มากขึ้นจึงมักมีการต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้าไปในวงจรเพื่อช่วยในการจ่ายกระแสให้รวดเร็วมากขึ้นและ เป็นการช่วยลดค่าการสูญเสียที่ไอซีแบบ TTL ด้วย

2.5.4 วงจรขั้วมอสเฟตกำลังด้วย ไอซี CMOS

ไอซี CMOS จะมีลักษณะที่ตรงข้ามกับ ไอซีแบบ TTL คือสามารถจ่ายค่าแรงดันได้มากแต่จ่ายกระแสได้น้อย โดยส่วนมากวงจรมอสเฟตกำลังจะไม่ต้องการกระแสในระดับที่สูงมากนัก แต่ต้องการระดับแรงดันที่ค่อนข้างสูง ทำให้ไอซี CMOS เหมาะกับการใช้เป็นวงจรถับของมอสเฟตกำลังมากกว่าไอซีแบบ TTL ส่วนในกรณีที่วงจรมอสเฟตกำลังที่สร้างต้องการกระแสมากเกินไปกว่าที่ไอซี CMOS จะจ่ายได้อาจใช้ ไอซี CMOS มาทำการต่อขนานกันเพื่อเพิ่มการจ่ายกระแสให้มากขึ้นได้ และ ไอซี CMOS จะไม่ค่อยทำให้เกิดการหน่วงกับมอสเฟตกำลังมากนักทำให้สามารถต่อเข้ากับวงจรมอสเฟตกำลังได้โดยไม่ต้องต่ออุปกรณ์อื่นๆ เพิ่ม

2.6 หม้อแปลงสวิตชิง (SWITCHING TRANSFORMER)

หม้อแปลงสวิตชิงเป็นอุปกรณ์ในการจ่ายกำลังของวงจรจ่ายไฟแบบสวิตชิง โดยในการสร้างวงจรแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงจำเป็นต้องทำการกำหนดคุณสมบัติต่างๆของหม้อแปลงเช่น ขนาดแกนเฟอร์ไรต์ ขนาดขดลวดทองแดง และ การกำหนดค่าการสูญเสียต่างๆของหม้อแปลง

2.6.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

1.) แกนเฟอร์ไรต์ เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทสารแม่เหล็กแบบ FERROMAGNETIC ซึ่งเมื่อเกิดการเหนี่ยวนำจะมี Flux แม่เหล็กเกิดขึ้นในเนื้อสารมากกว่าวัสดุแบบอื่นๆ คือมีค่าประมาณ 3000 ถึง 4000 เกาส์ และยังมีค่าความสูญเสียในแกนเหล็กค่อนข้างน้อยที่ช่วงความถี่สูง ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เป็นที่นิยมอย่างมากในการสร้างหม้อแปลง โดยแกนเฟอร์ไรต์จะมีลักษณะรูปร่างที่ต่างๆกันตามชนิดของหม้อแปลง

2.) บอบบิ้น หรือแบบรองพันทำจากพลาสติกทนความร้อนสูงและ ไม่นิดไฟ บอบบิ้น จะช่วยป้องกันการลัดวงจรขณะทำการพันหม้อแปลงและทำให้พันหม้อแปลงได้ง่ายขึ้น โดยที่บอบบิ้นจะมีขนาดต่างๆตามขนาดแกนเฟอร์ไรต์

3.) ลวดทองแดงอบน้ำยา จะใช้ในการสร้างขดลวดปฐมภูมิและ ขดลวดทุติยภูมิ ของหม้อแปลงที่มีค่ากำลังไม่สูงมาก โดยจำนวนรอบของขดลวดทั้งสองด้านจะมีค่าต่างๆ ตามขนาดและชนิดของหม้อแปลงที่ต้องการ

4.) เทปฉนวน เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่แยกส่วนทางเดินของไฟฟ้าที่ขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิ ของหม้อแปลง โดยจะทำจากวัสดุชนิด ไมลาร์ (MYLAR) และ โพลีเอสเตอร์ (POLYESTER) มีความหนา 0.05 – 1 มิลลิเมตร แล้วแต่การออกแบบของผู้ออกแบบ

2.6.2 หม้อแปลงของวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

หม้อแปลงจะประกอบด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วนคือ ขดลวดปฐมภูมิ ขดลวดทุติยภูมิและขดตีแมกเนไตซิง โดยมีการจัดเรียงคือ ขดลวดทุติยภูมิจะอยู่ตรงกลางพันรอบด้วยขดลวดปฐมภูมิ และพันรอบนอกสุดด้วยขดตีแมกเนไตซิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.3 หม้อแปลงของวงจรพิวช-พูลคอนเวอร์เตอร์

หม้อแปลงแบบนี้จะแบ่งขดลวดเป็น 4 ส่วนคือ ขดลวดปฐมภูมิส่วนที่ 1 และ 2 (N_{p1} , N_{p2}) ขดลวดทุติยภูมิส่วนที่ 1 และ 2 (N_{s1} , N_{s2}) โดยในการพันทั้งขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิจะทำการพันแบบพันควบ (BIFILAR WINDING) เพื่อลดการสูญเสียในขดลวด

2.6.4 หม้อแปลงของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

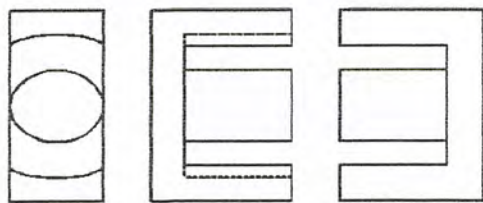
หม้อแปลงของวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะประกอบด้วยขดลวดสำคัญ 2 ส่วนคือ ขดลวดปฐมภูมิและ ขดลวดทุติยภูมิ โดยจะทำงานสลับกันโดยหากขดลวดปฐมภูมิมีการนำกระแส ขดลวดทุติยภูมิจะไม่มีกระแส ในทางกลับกันหากขดลวดทุติยภูมินำกระแส ขดลวดปฐมภูมิจะไม่นำกระแส

2.6.5 แกนเฟอร์ไรต์

2.6.5.1 ลักษณะและมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

ในการออกแบบลักษณะของแกนเฟอร์ไรต์จะมีลักษณะเป็นคู่ประกบเพื่ออำนวยความสะดวกการประกอบเข้ากับบอบบิ้นได้ง่ายและ ทำให้ Magnetic flux ที่เกิดในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงจรบรรจบ โดยแกนเฟอร์ไรต์แต่ละชนิดจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปเช่นแกนแบบ EE, EI, ETD, POT

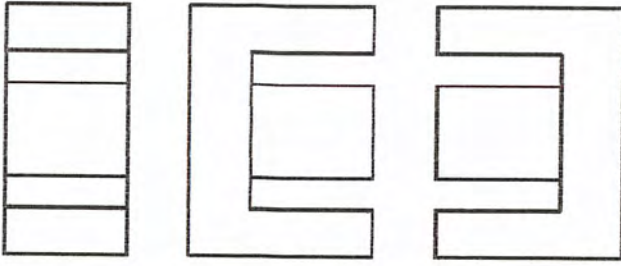
โดยในการพันหม้อแปลงที่มีกำลังไม่มากแกนเฟอร์ไรต์แบบ POT จะมีความเหมาะสมมากกว่าแกนแบบอื่นเพราะมีรูปทรงที่ป้องกันการแผ่กระจายสัญญาณได้ดีและมีสัญญาณรบกวน EMI, RFI ที่ค่อนข้างต่ำ แต่ในการพันหม้อแปลงที่มีกำลังมากแกน POT จะไม่เหมาะสมเพราะมีขนาดช่องที่ค่อนข้างเล็กทำให้การพันลวดทองแดงที่มีขนาดใหญ่จะทำได้ยาก



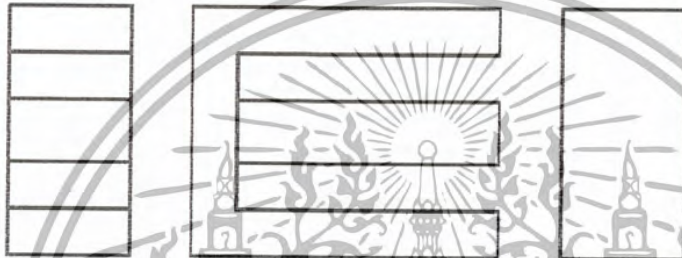
รูปที่ 2.6.5.1

แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.6.5.2
แกนเฟอร์ไรต์แบบ EI



รูปที่ 2.6.5.3
แกนเฟอร์ไรต์แบบ ETB

2.6.5.2 คุณสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

สารที่นำมาทำแกนเฟอร์ไรต์จะต้องคำนึงถึงค่าของการสูญเสียในเนื้อสาร (CORE LOSS) เป็นสำคัญ โดยในสารต่างๆชนิดกันจะทำให้เกิดการสูญเสียที่ไม่เท่ากันแม้จะมีขนาดเท่ากัน ข้อมูลของเนื้อสารที่จะต้องทำการศึกษาและทำความเข้าใจคือ การสูญเสียในลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกน (HYSTERRESIS LOSS) ของสารที่นำมาใช้

2.6.5.3 การสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

การสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์มีสาเหตุมาจาก 2 ส่วนคือ การสูญเสียฮิสเตอร์รีซิสของแกน (HYSTERRESIS LOSS) และ การสูญเสียจากกระแสไหลวนในแกนเฟอร์ไรต์ (EDDY CURRENT LOSS) โดยที่ช่วงความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิร์ตซ์ การสูญเสียจากการสูญเสียจากกระแสไหลวนในแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าน้อยมาก ดังนั้นการสูญเสียอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียฮิสเตอร์รีซิสในแกนเพียงอย่างเดียวเท่านั้น โดยค่าการสูญเสียจะมีค่าเท่าใดขึ้นอยู่กับค่าความถี่ในการทำงาน ค่าอุณหภูมิของแกนเฟอร์ไรต์และ ค่าความหนาแน่น magnetic flux บนแกนเฟอร์ไรต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยเราสามารถคำนวณค่าความหนาแน่น magnetic flux บนแกนเฟอร์ไรต์ ($\Delta\beta$) ได้จาก กฎของฟาราเดย์ ซึ่งค่าของความหนาแน่น magnetic flux จะมีค่าขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิและ ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ โดยความหนาแน่น magnetic flux บนแกนเฟอร์ไรต์ จะมีสมการเป็น

$$\Delta\beta = \frac{V \times t}{Np \times Ae} \times 10^8$$

โดย $\Delta\beta$ คือ ค่าความหนาแน่น magnetic flux บนแกน มีหน่วยเป็น เกาส์

V คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ มีหน่วยเป็น โวลต์

t คือ ช่วงเวลาที่ magnetic flux เกิดการเปลี่ยนแปลง มีหน่วยเป็น วินาที

Np คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ มีหน่วยเป็น รอบ

Ae คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน มีหน่วยเป็น ตารางเซนติเมตร

จากสมการพบว่าค่าของ $\Delta\beta$ จะมีค่าแปรผกผันกับค่าของ Np และ Ae นั่นคือหากค่า จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิและ พื้นที่หน้าตัดของแกนมีค่าน้อยค่าของความหนาแน่น magnetic flux บนแกนจะมีค่ามาก ซึ่งการลดค่าจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิทำให้ขนาดของ หม้อแปลงมีขนาดเล็กลงและ ทำให้หม้อแปลงสามารถทนกำลังได้มากขึ้น

2.6.5.4 การเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์

การเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์หากมีขนาดใหญ่เกินไปจะทำให้มีการสิ้นเปลืองแต่หากมีขนาดเล็กเกินไปจะทำให้เกิดความลำบากในการพันขดลวดได้และ อาจทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน โดยกำลังงานสูงสุดที่แกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงแบบต่างๆสามารถทนได้จะสามารถคำนวณได้จากสมการต่อไปนี้

กำลังสูงสุดของแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{0.5\Delta\beta_{\max} \times f \times Ae \times Aw}{D} \times 10^{-3}$$

กำลังสูงสุดของแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงวงจรพหุ-ฟูลคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{\Delta\beta_{\max} \times f \times Ae \times Aw}{D} \times 10^{-3}$$

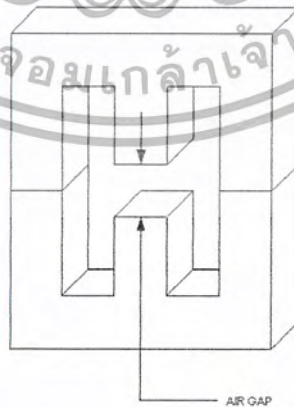
กำลังสูงสุดของแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{1.4 \times \Delta\beta_{\max} \times f \times Ae \times Aw}{D} \times 10^{-3}$$

- เมื่อ $\Delta\beta_{\max}$ คือ ความหนาแน่น magnetic flux สูงสุด มีหน่วยเป็น เกาส์
 f คือ ค่าความถี่การทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ มีหน่วยเป็น เฮิรตซ์
 Ae คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ มีหน่วยเป็น ตารางเซนติเมตร
 Aw คือ พื้นที่ของช่องสำหรับทำการพันลวดของบอบบิ้น มีหน่วยเป็น ตารางเซนติเมตร
 D คือ ค่าความหนาแน่นของขดลวดปฐมภูมิ มีหน่วยเป็น เซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์
 P คือ กำลังสูงสุดที่แกนเฟอร์ไรต์ มีหน่วยเป็น วัตต์

2.6.5.5 ช่องทางอากาศกันทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

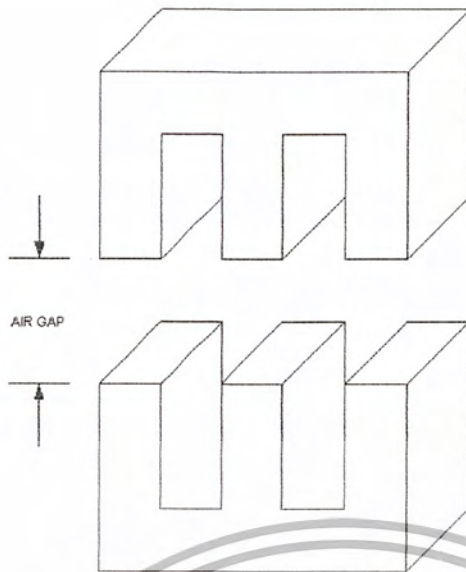
ช่องทางเดินอากาศ (AIR GAP) จะป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์และ ช่วยในการเพิ่มการสะสมของพลังงานในขดลวดของหม้อแปลงแต่ ช่องทางอากาศจะเป็นช่องทางทำให้เกิดการกระจายสัญญาณรบกวนออกมาภายนอกได้เช่นกัน



รูปที่ 2.6.5.4

รูปช่องอากาศแบบแกนกลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

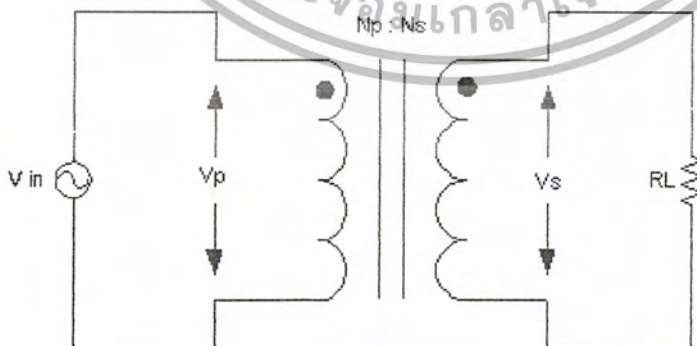


รูปที่ 2.6.5.5

รูปช่องอากาศแบบคูประกบ

การสร้างช่องอากาศที่คูประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าการสร้างช่องอากาศแบบแกนกลาง ซึ่งสามารถทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนมีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะทางช่องอากาศที่ต้องการ นำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคูประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศที่คั่นแกนกลางต้องทำการสร้างจากผู้ผลิตที่โรงงานเท่านั้น

2.6.6 ความสัมพันธ์ของขดลวดปฐมภูมิและ ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง



รูปที่ 2.6.6.1 รูปแสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ความสัมพันธ์ของจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิและ ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงในทาง ทฤษฎีจะเป็นไปตามสมการ

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}}$$

- เมื่อ N_p คือ จำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ มีหน่วยเป็น รอบ
 N_s คือ จำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิ มีหน่วยเป็น รอบ
 V_p คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ มีหน่วยเป็น โวลต์
 V_s คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดทุติยภูมิ มีหน่วยเป็น โวลต์
 L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดปฐมภูมิ มีหน่วยเป็น เฮนรี่
 L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดทุติยภูมิ มีหน่วยเป็น เฮนรี่
 I_p คือ ค่ากระแสที่ขดลวดปฐมภูมิ มีหน่วยเป็น แอมแปร์
 I_s คือ ค่ากระแสที่ขดลวดทุติยภูมิ มีหน่วยเป็น แอมแปร์

โดยค่าของ V_p จะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามค่า N_p , A_c และ ค่าการเปลี่ยนแปลงของ magnetic flux บนแกนตามสมการ

$$V_p = N_p \times A_c \frac{dB}{dt} \times 10^{-8}$$

2.6.7 แกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์และเอาต์พุท ไซค์

ส่วนของเอาต์พุท ไซค์จะทำหน้าที่ในการสะสมพลังงานไว้ในหม้อแปลงก่อนที่จะทำการ ปลดปล่อยออกมา โดยพลังงานที่สะสมจะเหมือนกับพลังงานที่สะสมที่ในขดลวดทั่วไปคือมีค่าเท่ากับ $1/2LI^2$ โดยสามารถหาความสัมพันธ์ของพลังงานสะสมได้จากสมการ

$$LI^2_{\max} = \frac{\Delta\beta_{\max} \times I_g \times A_e}{0.4\pi} \times 10^{-8}$$

- โดย I_g คือ ค่าความกว้างช่องอากาศแกนเฟอร์ไรต์ มีหน่วยเป็น เซนติเมตร
 A_e คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ มีหน่วยเป็น ตารางเซนติเมตร
 $\Delta\beta_{\max}$ คือ ความหนาแน่น magnetic flux สูงสุด มีหน่วยเป็น เกาส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- L คือ ค่าความเหนียวนำของขดลวดปฐมภูมิหรือ ค่าความเหนียวนำของเอาต์พุท ใช้ค มีหน่วยเป็น เฮนรี่
- I_{\max} คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน L มีหน่วยเป็น แอมแปร์

ในการสร้างหม้อแปลงนั้นความกว้างระยะช่องอากาศสูงสุดที่สามารถสร้างได้จะขึ้นอยู่กับมีค่าสัมพันธ์กับค่าจำนวนรอบขดลวดของหม้อแปลง โดยสามารถคำนวณค่าความสัมพันธ์ของค่าจำนวนรอบขดลวดของหม้อแปลงกับความกว้างระยะช่องอากาศได้จากสมการ

$$N = \frac{\Delta\beta_{\max} \times lg}{0.4\pi \times l_{\max}}$$

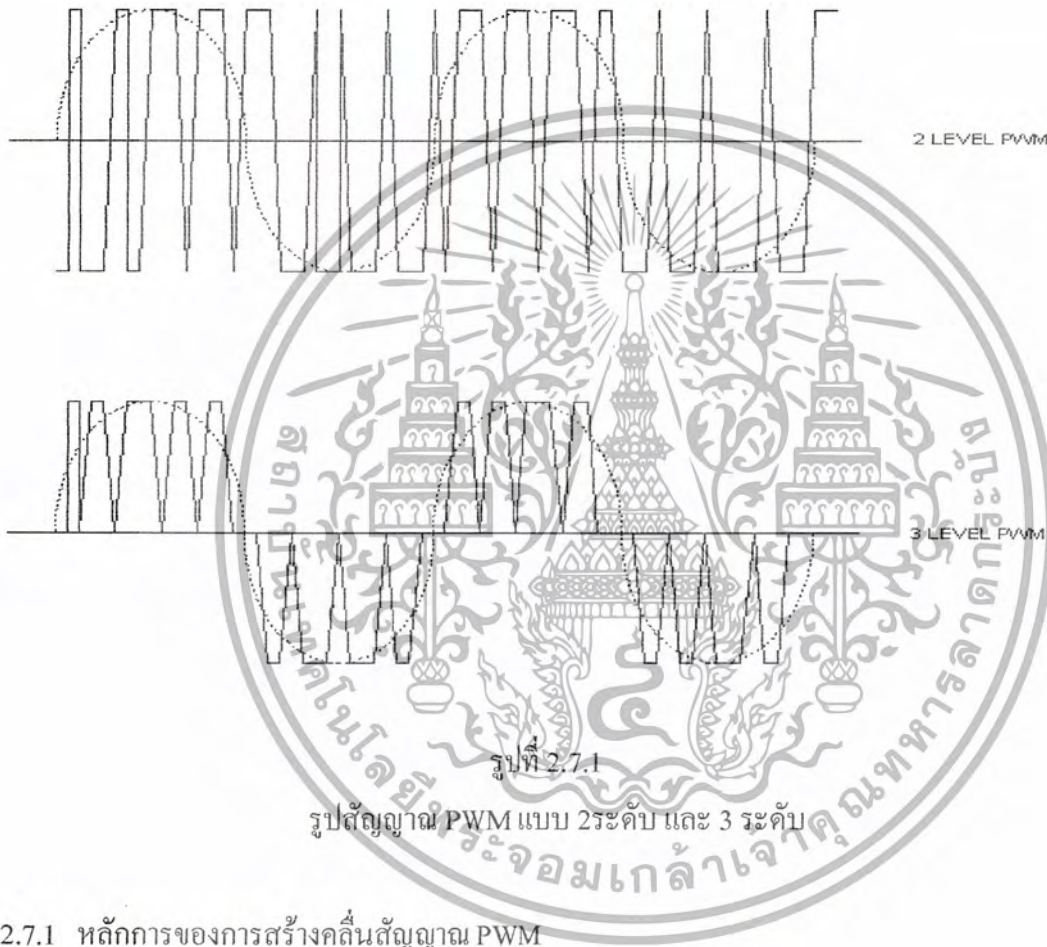
โดย N คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ มีหน่วยเป็น รอบ

ในวงจรเอาต์พุทใช้คั้นห้วงจรมีจำนวนขดลวดที่มากขึ้นอาจทำให้ขนาดของวงจรมีขนาดใหญ่มากจนอาจไม่มีที่พบสำหรับการพันรอบขึ้น และ ทำให้มีการสูญเสียที่ขดลวดมากทำให้หม้อแปลงวงจรเอาต์พุทใช้ค มีอุณหภูมิที่สูงขึ้นได้



2.7 ความรู้พื้นฐานเกี่ยวกับ PULSE WIDTH MODULATION

การมอดูเลทความกว้างของพัลส์ (PULSE WIDTH MODULATION, PWM) เป็นการแบ่งสัญญาณออกเป็นสัญญาณพัลส์ย่อยๆ ที่มีขนาดความกว้างไม่เท่ากัน โดยเทคนิคของ PWM ที่ใช้กันมากคือแบบ 2 ระดับ คือทำการมอดูเลทโดยมีระดับของสัญญาณอ้างอิง 2 ระดับคือ ระดับ E, -E และ แบบ 3 ระดับ คือมีระดับของสัญญาณ 3 ระดับคือ E, Q, -E



2.7.1 หลักการของการสร้างคลื่นสัญญาณ PWM

- 1.) การสร้างโดยการใช้อุปกรณ์ไมโครโปรเซสเซอร์ ซึ่งสามารถทำได้โดยการโปรแกรมให้ไมโครโปรเซสเซอร์ทำการส่งสัญญาณที่มีค่าสอดคล้องกับมุมการสวิตช์ และรูปแบบการสวิตช์ของสัญญาณที่เป็นสัญญาณอ้างอิงออกมา โดยในการโปรแกรมจะต้องทำการเก็บค่าของมุมการสวิตช์ไว้ในหน่วยความจำของไมโครโปรเซสเซอร์ก่อน ซึ่งไมโครโปรเซสเซอร์จะใช้ข้อมูลนั้นในการสร้างสัญญาณ PWM ออกมาทางเอาต์พุตของไมโครโปรเซสเซอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 2.) โดยการใช้วงจรทางอิเล็กทรอนิกส์ต่างเช่น วงจรเปรียบเทียบ (COMPARATOR) เพื่อทำการเปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิง (REFERENCE SIGNAL) และ สัญญาณพาหะ (CARRIER) โดยการนำสัญญาณทั้งสองมาเทียบกัน โดยสัญญาณที่ได้จากวงจรนี้จะเกิดจากการตัดกันของสัญญาณทั้งสองโดยมุมสวิทช์ของสัญญาณคือ จุดตัดของสัญญาณทั้งสองนั่นเอง โดยรูปแบบของสัญญาณ PWM ที่ได้จากการใช้วงจรเปรียบเทียบนี้จะมีได้หลายรูปแบบ
- โดยการสร้างสัญญาณ PWM โดยวงจรเปรียบเทียบ (COMPARATOR) จะมีองค์ประกอบสำคัญที่เป็นตัวกำหนดลักษณะสัญญาณ PWM 2 ประการคือ

- 1.) อัตราส่วนของสัญญาณอ้างอิงต่อ สัญญาณพาหะ หรือ FREQUENCY RATIO
- 2.) อัตราส่วนขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณพาหะต่อ สัญญาณอ้างอิง หรือ MODULATION RATIO (K)

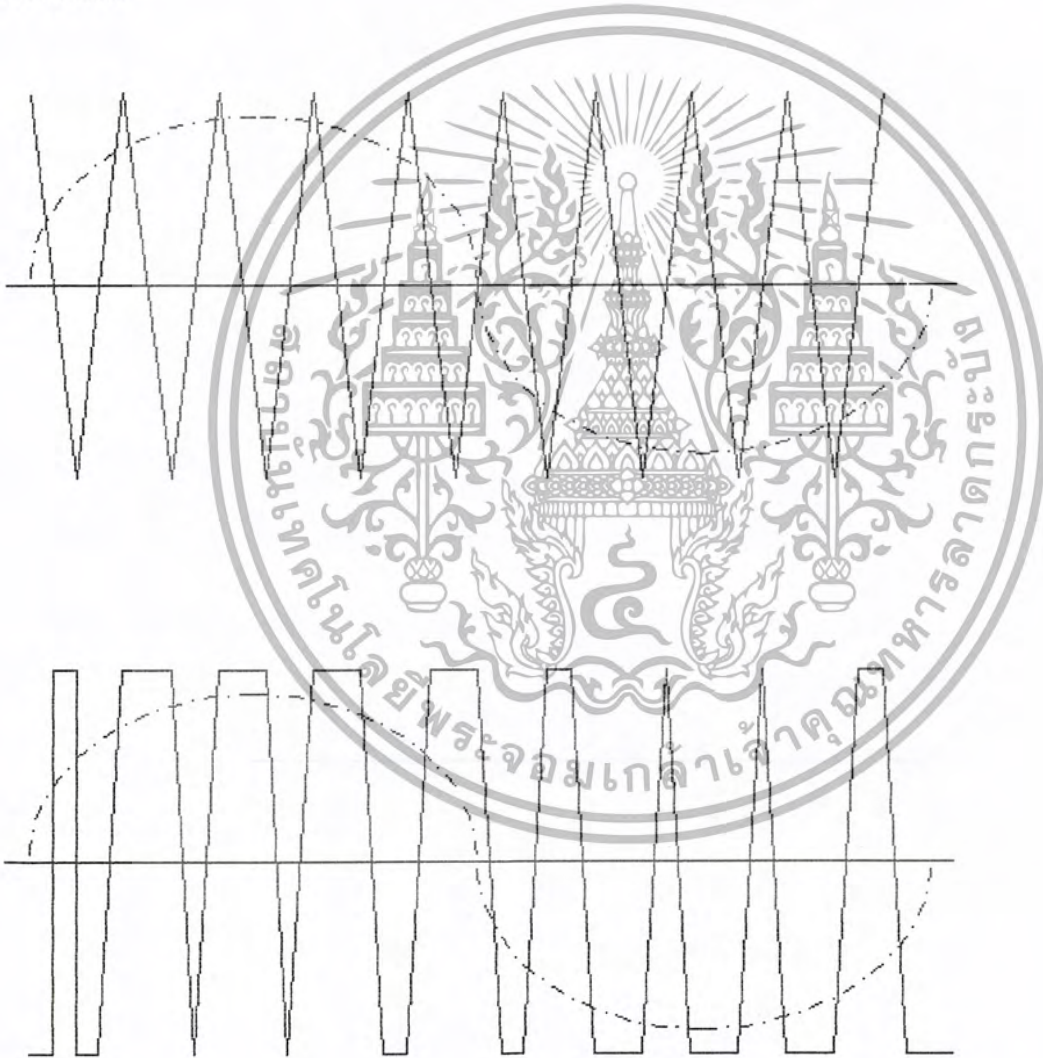


รูปที่ 2.7.1.1

สัญญาณ PWM จาก วงจรเปรียบเทียบ (COMPARATOR) แบบต่างๆ

2.7.2 การสร้างสัญญาณ PWM แบบเนเทบรอลแซมปลิง (NATURAL SAMPLING)

การสร้างสัญญาณแบบนี้จะใช้สัญญาณ SINE WAVE แบบเต็มคลื่นเป็นสัญญาณอ้างอิง และ ใช้สัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมแบบเต็มคลื่นเป็นสัญญาณพาหะ โดยจากหลักการนี้สามารถทำการสร้างสัญญาณได้ทั้งแบบ 2 ระดับและ แบบ 3 ระดับ ซึ่งมีหลักการสร้างคือในแบบ 2 ระดับจะทำการเปรียบเทียบค่าของสัญญาณทั้งสองในช่วงเดียวกัน โดยในช่วงที่ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ SINE WAVE มีค่ามากกว่าสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม สัญญาณ PWM จะมีค่าเป็นบวกและ ในช่วงที่ค่าแอมพลิจูดของสัญญาณ SINE WAVE มีค่าน้อยกว่าสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม สัญญาณ PWM จะมีค่าเป็นลบ

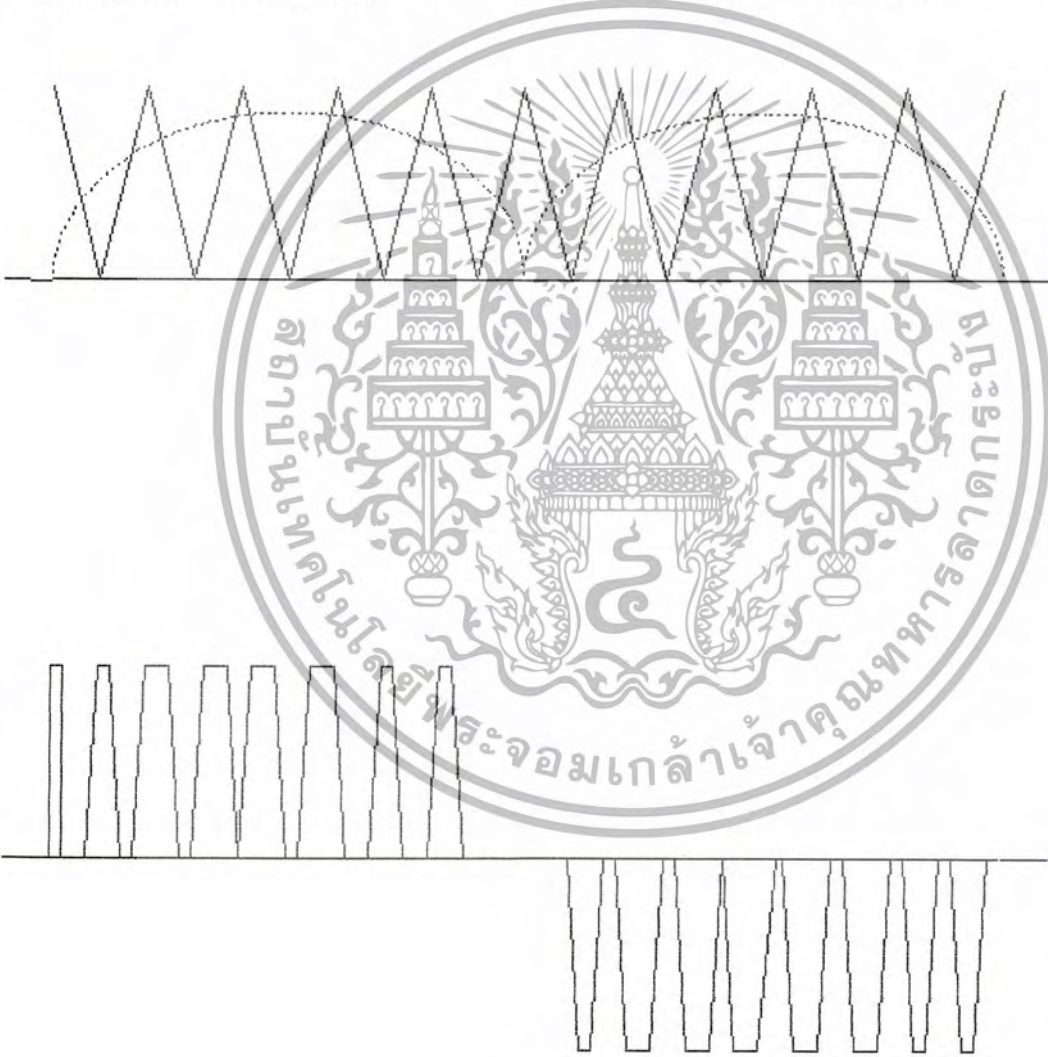


รูปที่ 2.7.2.1

รูปการสร้างสัญญาณ PWM แบบเนเทบรอลแซมปลิงแบบ 2 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนการสร้างสัญญาณ PWM แบบเนเทบรอลแซมปลิง แบบ 3 ระดับ นั้นสามารถทำได้ โดยการใช้สัญญาณ SINE WAVE ที่ผ่านการเรคตีฟายเป็นสัญญาณแบบฟูลเวฟแล้วเป็นสัญญาณอ้างอิงและนำมาทำการเทียบกับสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมที่ผ่านการยกระดับสัญญาณขึ้นไปอยู่เหนือระดับ GROUND แล้ว โดยในช่วงครึ่งคาบแรกหากขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณฟูลเวฟมีค่ามากกว่าสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม สัญญาณ PWM จะมีค่าเป็นบวกและ หากขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณฟูลเวฟมีค่าน้อยกว่าสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม สัญญาณ PWM จะมีค่าเป็นระดับ GROUND หรือ Q ส่วนในช่วงครึ่งคลื่นหลังขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณฟูลเวฟมีค่ามากกว่าสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม สัญญาณ PWM จะมีค่าเป็นระดับ GROUND หรือ Q และ หากขนาดแอมพลิจูดของสัญญาณฟูลเวฟมีค่าน้อยกว่าสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยม สัญญาณ PWM จะมีค่าเป็นลบ



รูปที่ 2.7.2.2

การสร้างสัญญาณ PWM แบบเนเทบรอลแซมปลิงแบบ 3 ระดับ

2.7.3 การสร้างสัญญาณ PWM แบบเรกกูลาร์แซมปลิง (REGULAR SAMPLING)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสร้างสัญญาณ PWM แบบเรกดูลาร์แชนเปลิ่ง ทำการนำสัญญาณ SINE WAVE มาทำการแชนเปลิ่งและ โฮลด์ (SAMPLING AND HOLD) โดยค่าความถี่ของสัญญาณ แชนเปลิ่งจะมีค่าเท่ากับค่าความถี่ของสัญญาณคลื่นสามเหลี่ยมที่ทำหน้าที่เป็นสัญญาณ พาะะ โดยสัญญาณ PWM ที่ได้จะมีลักษณะเป็นเชิงเส้นมากกว่าการสร้างสัญญาณ PWM แบบเนเทบรอลแชนเปลิ่ง



รูปที่ 2.7.3.2

รูปการสร้างสัญญาณ PWM แบบเรกดูลาร์แชนเปลิ่งแบบ 3 ระดับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 วงจรเรียงกระแสและ วงจรตัวกรองทางภาคเอาต์พุต

วงจรที่ภาคเอาต์พุตนั้นทำหน้าที่ในการแปลงสัญญาณ ไฟฟ้ากระแสสลับที่ได้จากวงจรภาคกำลัง ไปเป็นสัญญาณ ไฟฟ้ากระแสตรงที่มีขนาดตามที่ต้องการ และยังทำหน้าที่ในการกรองสัญญาณรบกวนต่างๆ เช่น สัญญาณ ไฟกระชาก หรือ การกระเพื่อมต่างๆ ที่เกิดขึ้นภายในวงจร เนื่องจากวงจรของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่งนั้นเป็นสัญญาณที่มีความถี่ที่ค่อนข้างสูงดังนั้น ไดโอดที่ใช้ในการสร้างวงจรภาคเอาต์พุตจึงต้องเป็นชนิด FAST, VERY FAST หรือ ULTRA FAST RECOVERY DIODE รวมทั้งต้องมีการเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะต้องมีการใช้อย่างเหมาะสมเพื่อช่วยในการลดสัญญาณรบกวนที่จะเกิดขึ้นในวงจรให้ได้มากที่สุด

2.8.1 ไดโอดชนิด FAST RECOVERY

ไดโอดแบบ FAST RECOVERY นี้จะได้รับการไบอัส forward จะสามารถนำกระแสได้สูงโดยมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะบัส forward ประมาณ 0.8-1.2 โวลต์ โดยไดโอดประเภทนี้มีข้อดีคือสามารถที่จะทนแรงดันไบอัสย้อนกลับได้สูง, สามารถทนต่ออุณหภูมิในการทำงานได้สูง และยังสามารถช่วยลดค่าแรงดันกระชากที่เกิดจากกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตที่ความถี่สูงอีกด้วย

2.8.2 ไดโอดชนิด SCHOTTKY BARRIER RECTIFIER

ไดโอดชนิด SCHOTTKY BARRIER RECTIFIER เป็นไดโอดที่มีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสที่ต่ำกว่าไดโอดแบบปรกติคือประมาณ 0.5 โวลต์ โดยปรกติไดโอดชนิดนี้จะใช้กับค่าความดันต่ำคือประมาณ 5 โวลต์ โดยไดโอดประเภทนี้จะมีความเร็วในการสวิตซ์ที่สูงมากจึงเหมาะกับการทำงานที่ความถี่สูง แต่ไดโอดแบบนี้จะมีข้อเสียคือสามารถทนค่าแรงดันย้อนกลับได้น้อยและมีค่ากระแสรั่วขณะไบอัสย้อนกลับที่ค่อนข้างมากทำให้เกิดความร้อนสูงขณะทำงาน ดังนั้นในการใช้งานจึงต้องมีการป้องกันการ overload และควบคุมอุณหภูมิในการทำงานอย่างดี

2.8.3 ความสามารถในการทนต่อแรงดันของไดโอด

กระแสต่ำสุดที่ไดโอดที่จะนำมาสร้างวงจรจะต้องสามารถทนได้จะคำนวณได้จาก

$$I = I_{out} \times \delta_{max}$$

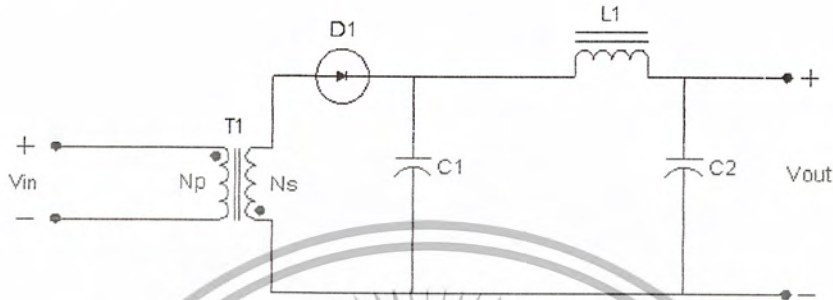
โดย I_{out} คือ ค่ากระแสทางเอาต์พุตสูงสุด มีหน่วยเป็น แอมแปร์

δ_{max} คือ ค่า DUTY CYCLE สูงสุดของสัญญาณที่ converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

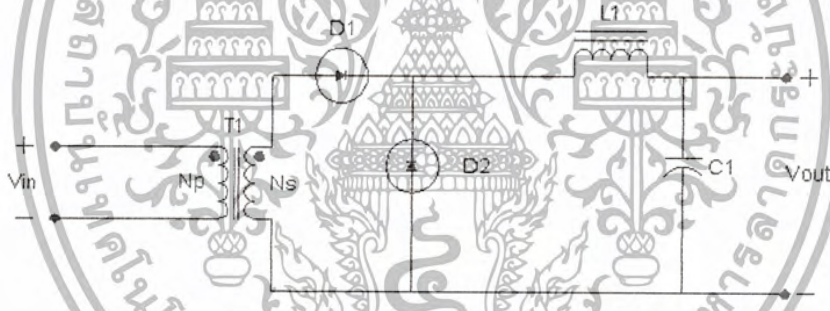
2.8.4 รูปแบบของวงจรทางภาคเอาต์พุต

รูปแบบของวงจรทางภาคเอาต์พุตของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซึ่งจะมีลักษณะต่าง ๆ กันตามประเภทของวงจร Converter ที่ใช้



รูปที่ 2.8.4.1

รูปวงจรรภาคเอาต์พุตของ FLYBACK CONVERTER



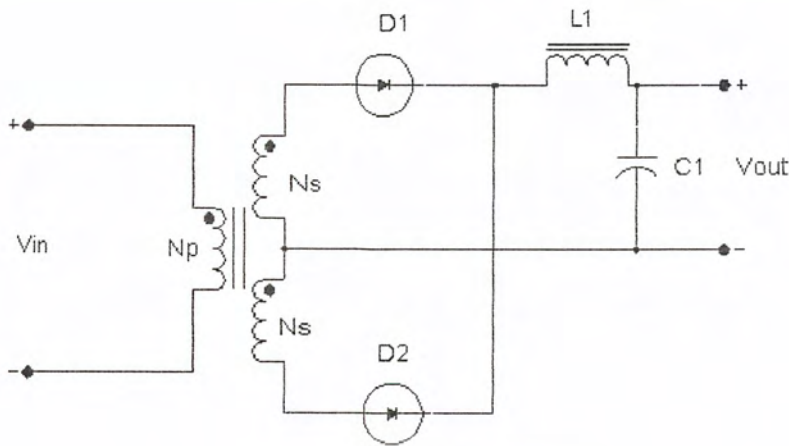
รูปที่ 2.8.4.2

รูปวงจรรภาคเอาต์พุต FORWARD CONVERTER

โดยอัตราทนแรงดันของไดโอด (Reverse Voltage Rating) ของไดโอดที่นำมาสร้างวงจร

$$\text{ควรมีค่าอย่างน้อยเท่ากับ } 1.2V_{in} \frac{N_s}{N_p}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.8.4.3

รูปวงจรที่ภาคเอาต์พุตของ PUSH-PULL, HALF-BRIDGE, FULL-BRIDGE CONVERTER

โดยอัตราทนแรงดันของ ไดโอด (Reverse Voltage Rating) ของไดโอดที่นำมาสร้างวงจรควรมีค่าอย่างน้อยเท่ากับ $2.4V_{out} \frac{V_{in\max}}{V_{in\min}}$

2.8.5 ตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุต (POWER INDUCTOR)

ตัวเหนี่ยวนำทางด้านเอาต์พุตมีหน้าที่ในการช่วยจ่ายกระแสไปยังโหลดทำให้กระแสที่โหลดมีความต่อเนื่องมากขึ้น และช่วยในการลดค่าแรงดันกระแสฟลักซ์ที่เอาต์พุตให้มีค่าน้อยลง โดยค่าของตัวเหนี่ยวนำที่ต้องใช้จะสามารถคำนวณได้จาก

$$L \geq \frac{V_{out} t_{off}}{0.25 I_{out}}$$

โดย L คือ ค่าของตัวเหนี่ยวนำ มีหน่วยเป็น เฮนรี่

V_{out} คือ ค่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรภาคเอาต์พุต มีหน่วยเป็น โวลต์

t_{off} คือ ระยะเวลาช่วงปิดของสัญญาณในวงจร มีหน่วยเป็น วินาที

I_{out} คือ ค่ากระแสที่เอาต์พุต มีหน่วยเป็น แอมแปร์

โดยค่าของ t_{off} สามารถคำนวณได้จาก

$$t_{off} = \frac{1 - \frac{V_{out}}{V_{in}}}{2f}$$

โดย t_{off} คือ ระยะเวลาช่วงปิดของสัญญาณในวงจร มีหน่วยเป็น วินาที
 V_{out} คือ ค่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรภาคเอาต์พุต มีหน่วยเป็น โวลต์
 V_{in} คือ ค่าแรงดันที่อินพุตของวงจรภาคเอาต์พุต มีหน่วยเป็น โวลต์
 f คือ ความถี่ของสัญญาณที่ CONVERTER ขณะทำงาน
 มีหน่วยเป็น เฮิร์ตซ์

2.8.6 ตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต

ในการทำงานที่ค่าความถี่สูงการเลือกตัวเก็บประจุจะต้องคำนึงถึงค่าความต้านทานอนุกรมเสมือน (Equivalent Series Resistance, ERC) ของตัวเก็บประจุด้วยเพราะหากตัวเก็บประจุที่ใช้มีค่า ERC มากจะทำให้เกิดความร้อนสูงขณะทำงาน

โดยค่าของตัวเก็บประจุ C_{out} สามารถคำนวณได้จาก

$$C_{out} = \frac{I_{out-p}}{8fV_{out-p}}$$

โดย C_{out} คือ ค่าตัวเก็บประจุ มีหน่วยเป็น ฟาแรด
 I_{out-p} คือ ค่ากระแสจากแรงดันกระแสเพื่อมจวยกยอดถึงยอด
 มีหน่วยเป็น แอมแปร์
 V_{out-p} คือ ค่าแรงดันกระแสเพื่อที่เอาต์พุตจากยอดถึงยอด มีหน่วยเป็น โวลต์
 f คือ ความถี่ของสัญญาณที่ CONVERTER ขณะทำงาน
 มีหน่วยเป็น เฮิร์ตซ์

โดยค่า ERC สามารถคำนวณได้จาก

$$ERC = \frac{V_{out-p}}{I_{out-p}}$$

โดย ERC คือ ค่าความต้านทานเสมือนของตัวเก็บประจุ มีหน่วยเป็น โอห์ม

V_{out-p} คือ ค่าแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตจากขอดถึงขอด มีหน่วยเป็น โวลต์

I_{out-p} คือ ค่ากระแสจากแรงดันกระเพื่อมจากขอดถึงขอด

มีหน่วยเป็น แอมแปร์

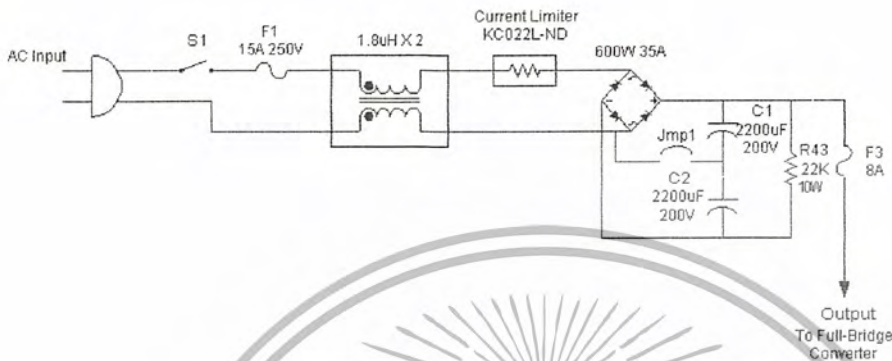


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบและการสร้างวงจร

3.1 วงจรภาคอินพุท



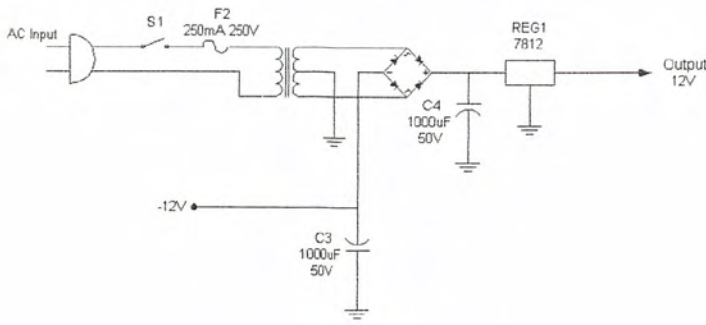
รูปที่ 3.1

รูปวงจรภาคอินพุท

วงจรภาคอินพุทเป็นวงจรที่ทำหน้าที่ในการนำไฟกระแสสลับจาก AC Line ที่วงจรรับมาทำการแปลงให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อนำไปจ่ายให้กับวงจร Full-Bridge Converter ต่อไป การทำงานวงจรอินพุทของวงจรในโครงงานนี้คือ เมื่อรับกระแสไฟสลับจากภายนอกเข้ามาในวงจรกระแสจะไหลผ่านตัวจำกัดกระแส (Current Limiter) ที่มีลักษณะเป็นความต้านทานที่มีค่าน้อยมากเพื่อช่วยในการจำกัดกระแสในขั้นแรกเล็กน้อยก่อน ค่อยมากระแสสลับที่ผ่านตัวจำกัดกระแสแล้วจะถูกนำมาผ่านวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์เพื่อทำการแปลงให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง หลังจากนั้นจะนำสัญญาณไฟตรงที่ได้มาผ่านวงจรกรองแรงดันกระเพื่อมที่สร้างจากตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อกรองแรงดันกระเพื่อมออกไปบางส่วนเพื่อให้ได้สัญญาณไฟที่มีลักษณะใกล้เคียงไฟฟ้ากระแสตรงมากที่สุด

ในวงจรนี้ได้ทำการออกแบบใส่วงจรทวีแรงดัน (Voltage Doublers) ไว้ที่ในส่วนของวงจรแรงดันกระเพื่อมด้วย โดยในกรณีที่ใช้ AC Line ขนาด 110 โวลต์ จะต้องทำการต่อตัว jumper jmp1 ด้วย

3.2 วงจรสร้างแรงดันอ้างอิง



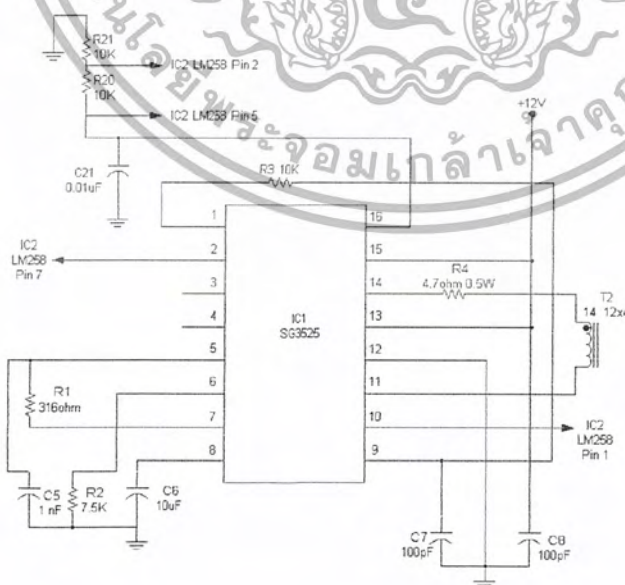
รูปที่ 3.2

รูปวงจรสร้างแรงดันอ้างอิง

วงจรสร้างแรงดันอ้างอิงทำหน้าที่ในการสร้างแรงดันอ้างอิงขนาด 12 โวลต์ เพื่อนำมาทำเป็นสัญญาณแรงดันอ้างอิงของวงจรถ่วงควบคุม Pulse Width Modulation

วงจรมีหน้าที่นำไฟกระแสสลับจาก AC Line มาผ่านหม้อแปลงเพื่อทำการแปลงระดับแรงดันให้เหลือประมาณ 20 โวลต์ แล้วจึงนำมาผ่านวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์เพื่อแปลงให้เป็นไฟกระแสตรงเพื่อจ่ายให้วงจรรักษาระดับแรงดันเบอร์ 7812 เพื่อให้ได้สัญญาณไฟกระแสตรงคงที่ขนาด 12 โวลต์ต่อไป

3.3 วงจรภาคควบคุม Pulse Width Modulation



รูปที่ 3.3

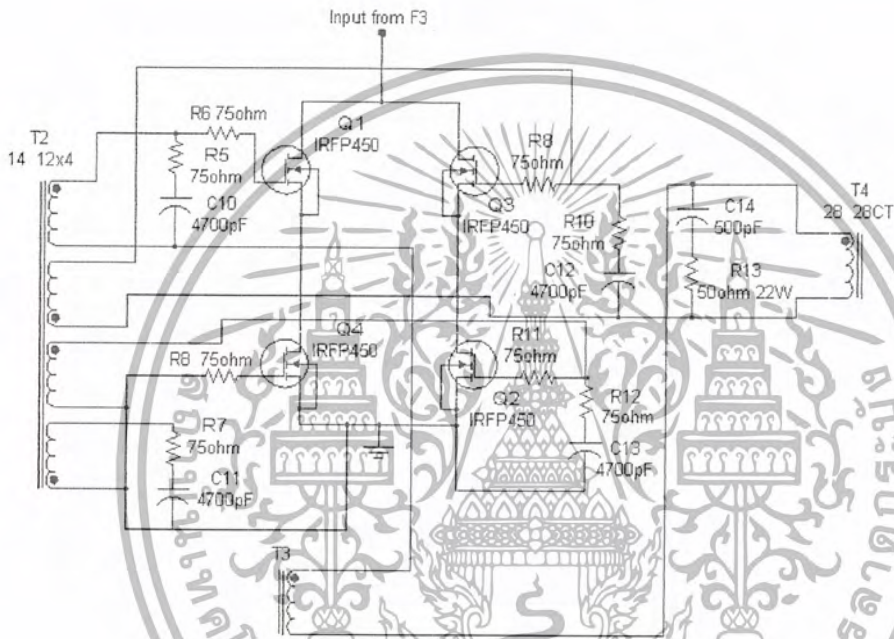
รูปวงจรควบคุม Pulse Width Modulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรควบคุมแรงดันมีหน้าที่ในการสร้างสัญญาณ Pulse Width Modulation เพื่อนำไปทำการควบคุมการทำงานของวงจรแปลงระดับแรงดัน

ในโครงการนี้ได้ใช้วงจรรวมเบอร์ SG3525 ซึ่งเป็นวงจรสร้างสัญญาณ Pulse Width Modulation แบบสำเร็จรูปและมีวงจรป้องกันกระแสเกินรวมทั้งวงจรเปรียบเทียบ (Comparator) ภายในด้วย

3.4 วงจร Full-Bridge Converter



รูปที่ 3.4

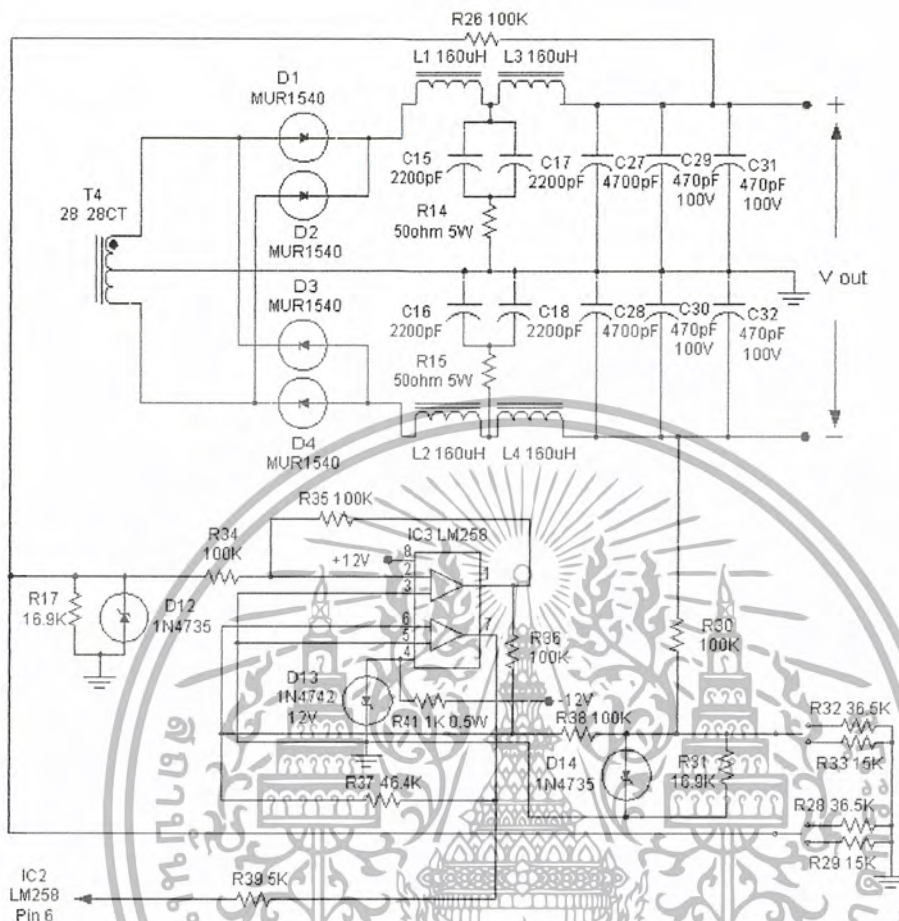
รูปวงจร Full-Bridge Converter

วงจร Full-Bridge Converter จะรับสัญญาณควบคุมจากวงจรควบคุม Pulse Width Modulation โดยสัญญาณควบคุมจะถูกส่งผ่านทางหม้อแปลง T2 ซึ่งหม้อแปลง T2 จะทำการแบ่งสัญญาณควบคุมออกเป็น 4 ส่วน โดยสัญญาณที่ขดที่ 1 และ 3 จะมีเฟสของสัญญาณที่ตรงกับสัญญาณควบคุมเดิมและ สัญญาณควบคุมที่ลวดขดที่ 2 และ 4 จะมีเฟสของสัญญาณที่กลับกับสัญญาณควบคุมเดิม 180 องศา

การทำงานของวงจรมอสเฟตกำลัง Q1 และ Q2 จะทำงานสลับกับมอสเฟตกำลัง Q3 และ Q4 ตามสัญญาณควบคุมที่ได้รับ สัญญาณที่ได้จากวงจร Full-Bridge Converter จะถูกส่งผ่านไปยังวงจรภาคเอาต์พุตต่อไป สัญญาณอีกส่วนจะถูกส่งผ่านทางหม้อแปลง T3 เพื่อนำสัญญาณไปเป็นสัญญาณเปรียบเทียบของวงจรป้องกันกระแสเกินต่อไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 วงจรภาคเอาต์พุต

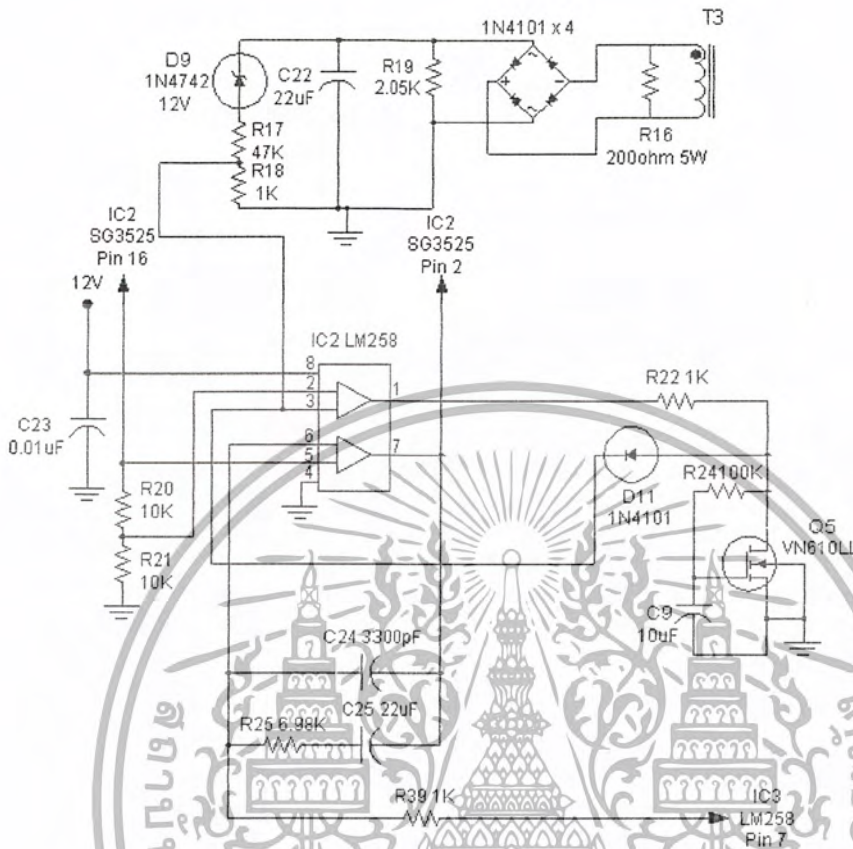


รูปที่ 3.5
รูปวงจรรภาคเอาต์พุต

วงจรรภาคเอาต์พุตจะรับสัญญาณจากวงจร Full-Bridge Converter ที่ส่งผ่านมาทางหม้อแปลง T4 เพื่อทำการเปลี่ยนระดับสัญญาณจากสัญญาณที่มีเพียงด้านบวกมาเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณที่มีทั้งด้านบวกและลบ หลังจากนั้นจะนำมาผ่านวงจรเรียงกระแสที่สร้างจากไดโอดชนิด Ultra fast Recovery Diode ให้เป็นสัญญาณไฟกระแสตรงที่มีทั้งด้านบวกและลบ และช่วยแรงดันกระชากที่เกิดขึ้นในวงจรด้วย หลังจากนั้นจะนำมาผ่านวงจรกรองเพื่อกรองแรงดันกระเพื่อมและสัญญาณรบกวนต่างที่เกิดขึ้นเพื่อให้ได้สัญญาณไฟตรงที่เรียบปละปราศจากสัญญาณรบกวนที่สุด

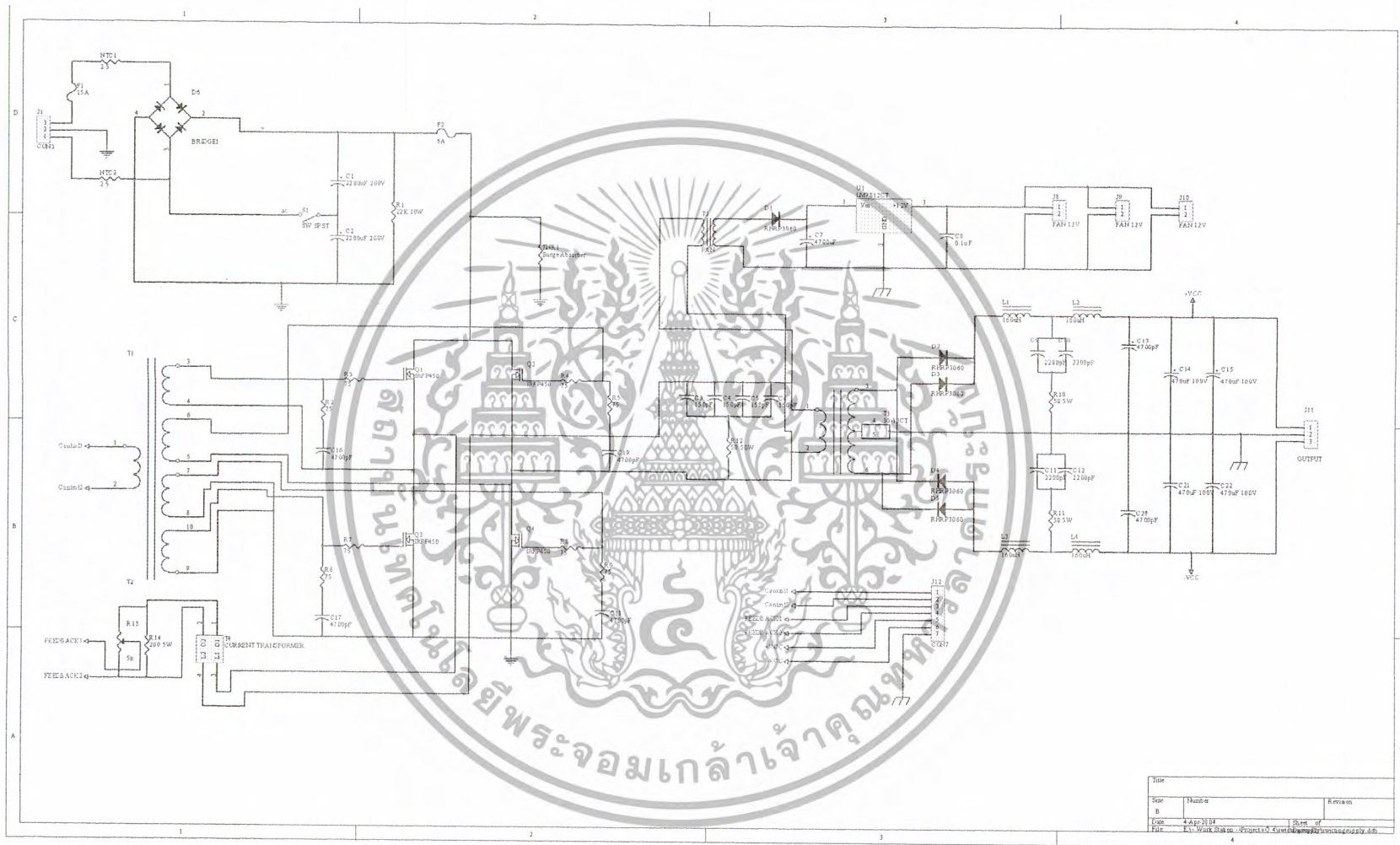
ในส่วนล่างของวงจรรภาคเอาต์พุตจะมีส่วนของวงจรที่ใช้ในการเลือกระดับแรงดันเอาต์พุตอยู่ โดยสามารถเลือกระดับแรงดันได้ 2 ค่าคือ ± 80 โวลต์ และ ± 50 โวลต์

3.6 วงจรป้องกันกระแสเกิน



รูปที่ 3.6
รูปวงจรป้องกันกระแสเกิน

วงจรป้องกันกระแสเกินจะทำการนำสัญญาณที่เอาต์พุตของวงจร Full-Bridge Converter มาทำการแปลงให้เป็นสัญญาณไฟกระแสตรงเพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณไฟอ้างอิง 12 โวลต์ที่สร้างจากวงจรสร้างแรงดันอ้างอิงเพื่อเป็นการตรวจสอบว่ามีการลัดวงจรหรือมีการจ่ายกระแสเกินหรือไม่ โดยสัญญาณที่ได้จากการเปรียบเทียบจะถูกส่งจากขาที่ 1 ของ LM258 เข้าที่ขา 10 ของ SG3525 ซึ่งเป็นขา shut down ของวงจรรวม โดยเมื่อมีค่าแรงดันที่มีค่ามากกว่า 2.5 โวลต์เข้ามาที่ขานี้วงจรรวม SG3525 จะทำการปิดการทำงานทันทีเป็นการจำกัดกระแส



Title			
Size	A4	B	Vertical
Page	1	1	1
File	C:\Work\Bham_08\pant15\krueng\krueng\krueng\krueng.dwg		

รูปที่ 3.7 รูปสมบรูณ์ของวงจรภาคกำลัง

บทที่ 4

ผลการทดลอง

4.1 ผลการทดสอบ Line Regulation

4.1.1 ผลการทดสอบ Line Regulation ขณะ $V_{out \text{ no load}} = 40 \text{ Volt}$

V ac line input (V)	220	190	160	130	110
V out	40	40	40	40	0

$$\text{Line Regulation} = \frac{220 - 110}{40 - 0} = 2.75$$

4.1.2 ผลการทดสอบ Line Regulation ขณะ $V_{out \text{ no load}} = 50 \text{ Volt}$

V ac line input (V)	220	190	160	130	110
V out	50	50	50	50	0

$$\text{Line Regulation} = \frac{220 - 110}{50 - 0} = 2.2$$

4.1.3 ผลการทดสอบ Line Regulation ขณะ $V_{out \text{ no load}} = 70 \text{ Volt}$

V ac line input (V)	220	190	160	130	110
V out	70	70	70	70	0

$$\text{Line Regulation} = \frac{220 - 110}{70 - 0}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 1.57$$

4.1.4 ผลการทดสอบ Line Regulation ขณะ V out no load = -40 Volt

V ac line input (V)	220	190	160	130	110
V out	-40	-40	-40	-40	0

$$\text{Line Regulation} = \frac{220 - 110}{40 - 0}$$

$$= 2.75$$

4.1.5 ผลการทดสอบ Line Regulation ขณะ V out no load = -50 Volt

V ac line input (V)	220	190	160	130	110
V out	-50	-50	-50	-50	0

$$\text{Line Regulation} = \frac{220 - 110}{50 - 0}$$

$$= 2.2$$

4.1.6 ผลการทดสอบ Line Regulation ขณะ V out no load = -80 Volt

V ac line input (V)	220	190	160	130	110
V out	-70	-70	-70	-70	0

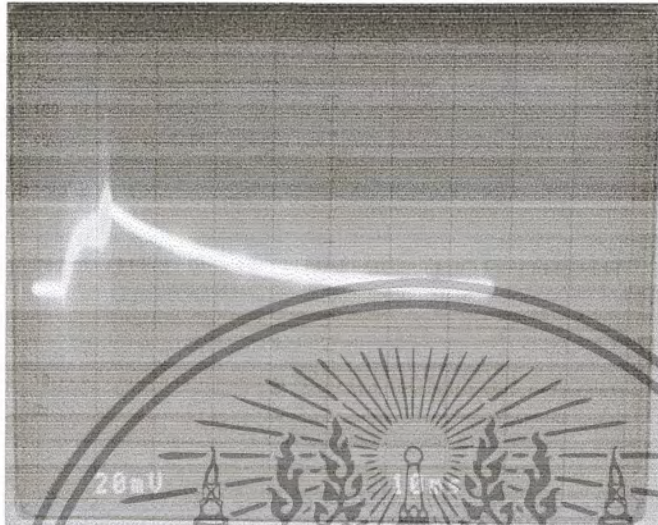
$$\text{Line Regulation} = \frac{220 - 110}{70 - 0}$$

$$= 1.57$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณ

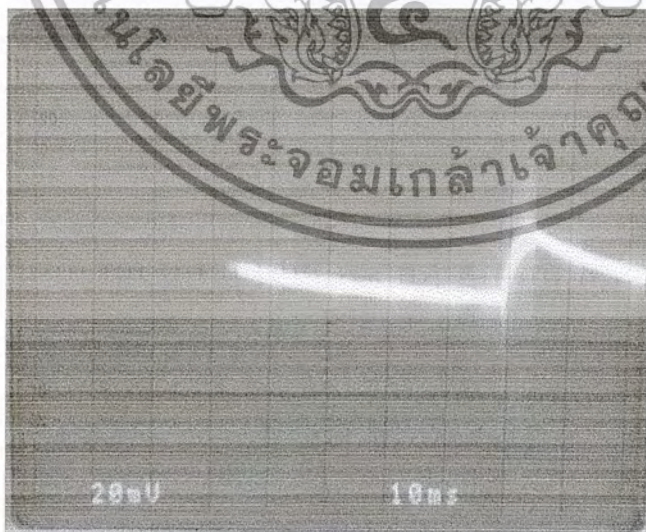
4.2.1 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ $V_{out\ no\ load} = 40\ Volt$



รูปที่ 4.1

รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ $V_{out\ no\ load} = 40\ Volt$

4.2.2 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ $V_{out\ no\ load} = -40\ Volt$

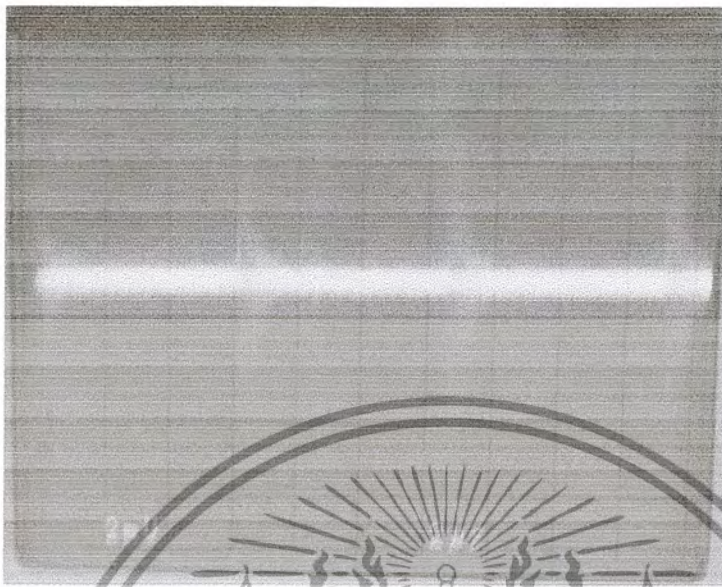


รูปที่ 4.2

รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ $V_{out\ no\ load} = -40\ Volt$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ $V_{out \text{ no load}} = 50 \text{ Volt}$



รูปที่ 4.3

รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ $V_{out \text{ no load}} = 50 \text{ Volt}$

4.2.4 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ $V_{out \text{ no load}} = -50 \text{ Volt}$

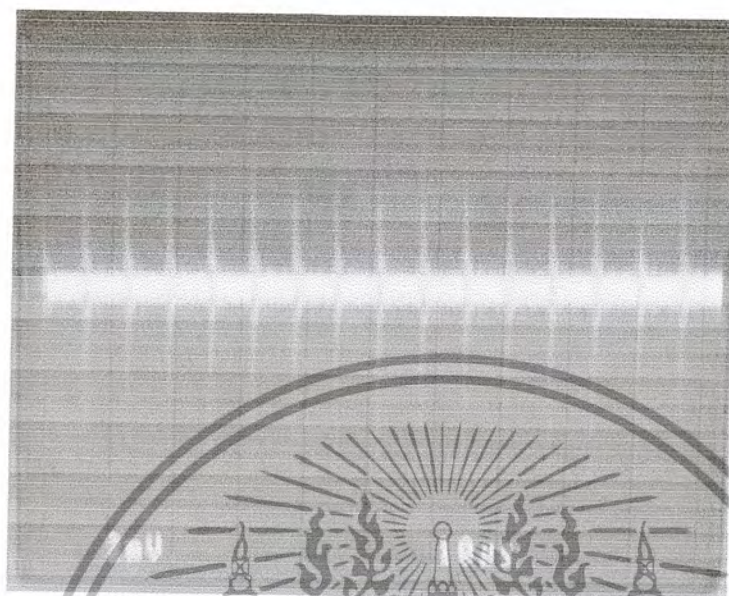


รูปที่ 4.4

รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ $V_{out \text{ no load}} = -50 \text{ Volt}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

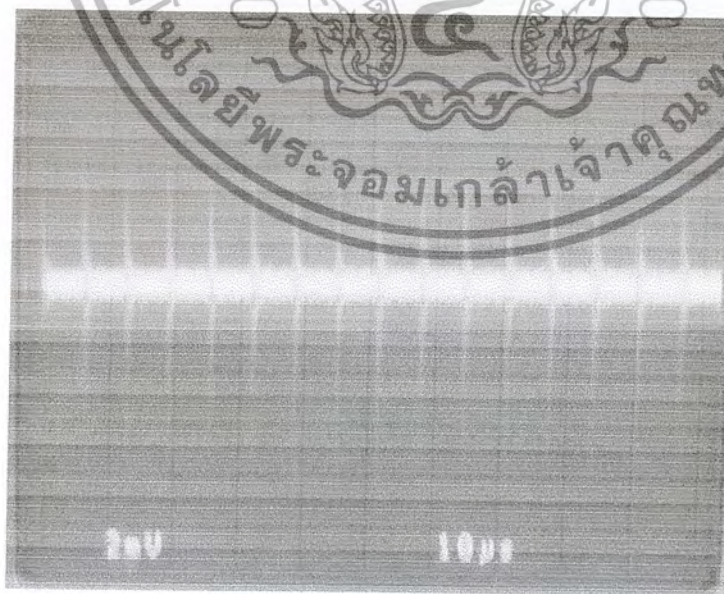
4.2.5 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ $V_{out\ no\ load} = 70\ Volt$



รูปที่ 4.5

รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ $V_{out\ no\ load} = 70\ Volt$

4.2.6 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ $V_{out\ no\ load} = -70\ Volt$

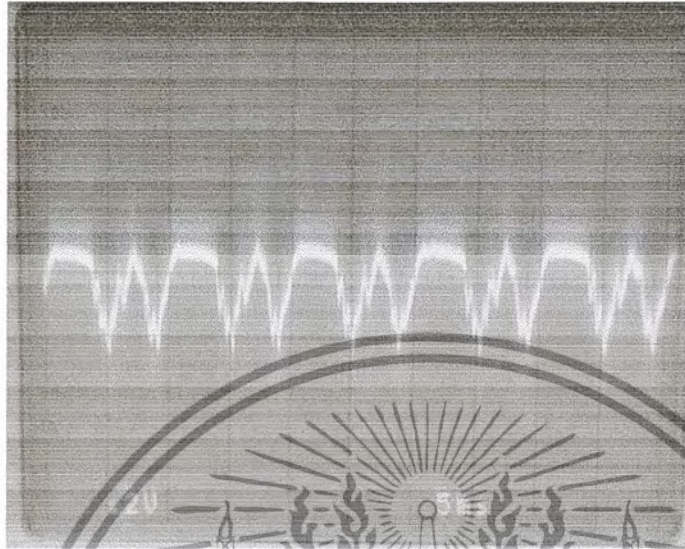


รูปที่ 4.6

รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ $V_{out\ no\ load} = -70\ Volt$

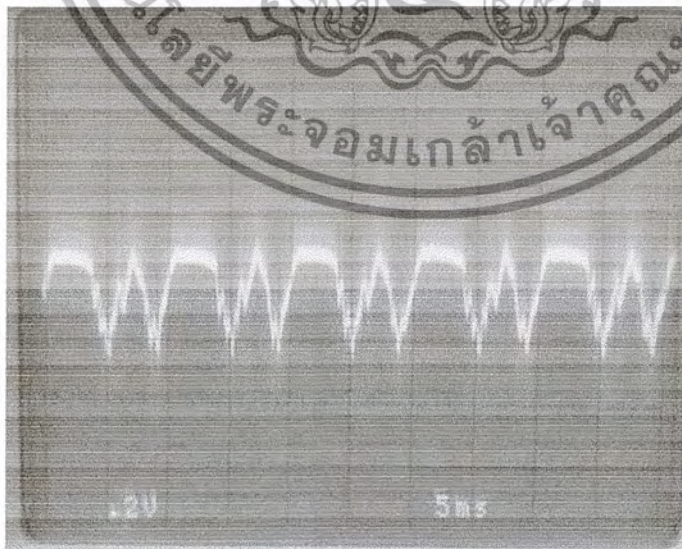
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยบริษัท อีทีเอส เทคโนโลยี จำกัด ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.7 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ $V_{out\ no\ load} = 40\ Volt$
 $R_{load} = 20\ Ohm$



รูปที่ 4.7
 รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ $V_{out\ no\ load} = 40\ Volt$ และ $R_{load} = 20\ Ohm$

4.2.8 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ $V_{out\ no\ load} = -40\ Volt$
 $R_{load} = 20\ Ohm$

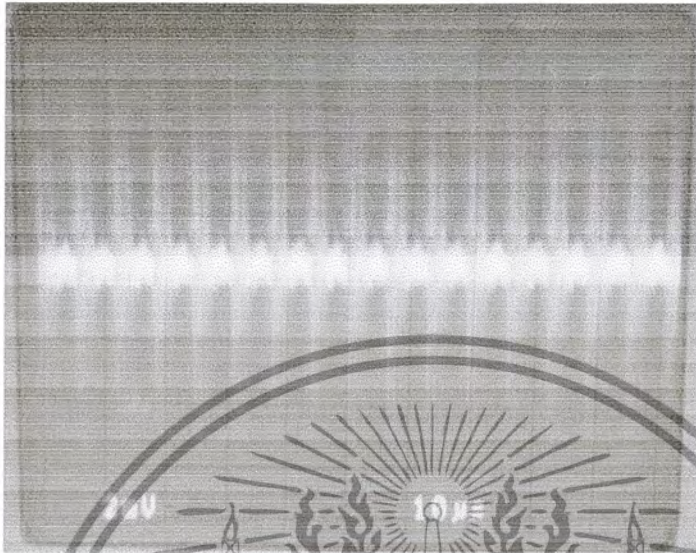


รูปที่ 4.8

รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ $V_{out\ no\ load} = -40\ Volt$ และ $R_{load} = 20\ Ohm$

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

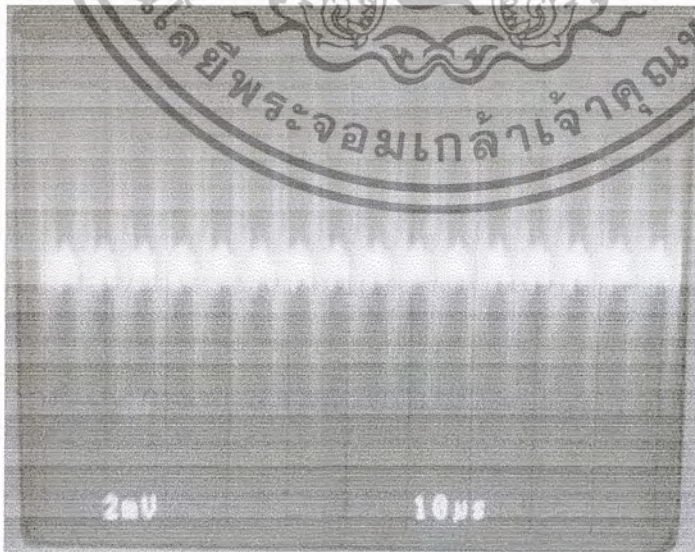
4.2.15 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ $V_{out\ no\ load} = 50\ Volt$
 $R_{load} = 50\ Ohm$



รูปที่ 4.9

รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ $V_{out\ no\ load} = 50\ Volt$ และ $R_{load} = 50\ Ohm$

4.2.16 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ $V_{out\ no\ load} = -50\ Volt$
 $R_{load} = 50\ Ohm$

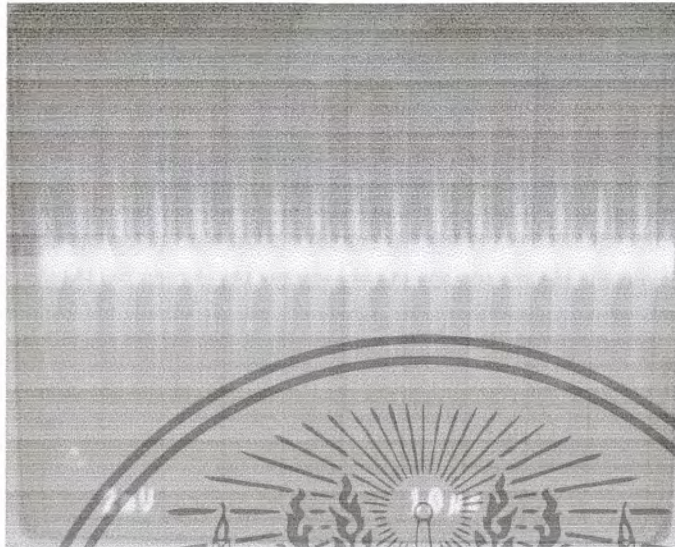


รูปที่ 4.10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่นำมาจากเว็บไซต์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.23 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ $V_{out\ no\ load} = 70\ Volt$

$R_{load} = 50\ Ohm$



รูปที่ 4.11

รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ $V_{out\ no\ load} = 70\ Volt$ และ $R_{load} = 50\ Ohm$

4.2.24 การทดสอบการกระเพื่อมของสัญญาณขณะ $V_{out\ no\ load} = -70\ Volt$

$R_{load} = 50\ Ohm$



รูปที่ 4.7

รูปสัญญาณเอาต์พุตที่ $V_{out\ no\ load} = 40\ Volt$ และ $R_{load} = 50\ Ohm$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการใช้งานเฉพาะในวงจำกัดเท่านั้น มิได้อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การทดสอบ Load Regulation

4.3.1 การทดสอบ Load Regulation ขณะ V out no load = 40 Volt

R load (Ohm)	No load	30	20	15	10
V out (V)	40	30	30	30	30
I (A)	0	1	1.5	2	3

$$\text{Load Regulation} = \frac{40 - 30}{40} \times 100 = 25\%$$

4.3.2 การทดสอบ Load Regulation ขณะ V out no load = 50 Volt

R load (Ohm)	No load	50	30	20	15
V out (V)	50	40	40	40	40
I (A)	0	1.25	1.33	2	2.67

$$\text{Load Regulation} = \frac{50 - 40}{50} \times 100 = 20\%$$

4.3.3 การทดสอบ Load Regulation ขณะ V out no load = 70 Volt

R load (Ohm)	No load	70	40	30	20
V out (V)	70	60	60	60	60
I (A)	0	1.17	1.5	2	3

$$\text{Load Regulation} = \frac{70 - 60}{70} \times 100 = 14.29\%$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.4 การทดสอบ Load Regulation ขณะ $V_{out \text{ no load}} = -40 \text{ Volt}$

R load (Ohm)	No load	30	20	15	10
V out (V)	-40	-30	-30	-30	-30
I (A)	0	1	1.5	2	3

$$\text{Load Regulation} = \frac{-40 + 30}{-40} \times 100 = 25\%$$

4.3.5 การทดสอบ Load Regulation ขณะ $V_{out \text{ no load}} = -50 \text{ Volt}$

R load (Ohm)	No load	50	30	20	15
V out (V)	-50	-40	-40	-40	-40
I (A)	0	1.25	1.33	2	2.67

$$\text{Load Regulation} = \frac{-50 + 40}{-50} \times 100 = 20\%$$

4.3.6 การทดสอบ Load Regulation ขณะ $V_{out \text{ no load}} = -70 \text{ Volt}$

R load (Ohm)	No load	70	40	30	20
V out (V)	-70	60	60	60	60
I (A)	0	1.17	1.5	2	3

$$\text{Load Regulation} = \frac{-70 + 60}{-70} \times 100 = 14.29\%$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การทดสอบประสิทธิภาพของวงจร

การทดสอบประสิทธิภาพของวงจรขณะ $V_{out \text{ no load}} = 30 \text{ Volt}$ และ $R_{load} = 50 \text{ Ohm}$

$$\begin{aligned} Eff &= \frac{P_{out}}{P_{in}} \\ &= \frac{V_{out} \times I_{out}}{V_{in} \times I_{in}} \\ &= \frac{30 \times 0.6}{220 \times 0.1} \times 100 = 81.82\% \end{aligned}$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิเคราะห์ผลการทดลอง

5.1 วิเคราะห์ผลการทดลอง

สัญญาณรบกวนที่เอาท์พุทของวงจรเกิดจากหม้อแปลงในส่วนวงจรภาคกำลัง โดยเมื่อวงจรทำการจ่ายค่ากระแสหรือแรงดันที่ค่อนข้างสูงจะทำให้ความถี่สัญญาณจากวงจร Full-bridge converter ที่เข้ามาที่หม้อแปลงมีค่าที่มากขึ้นทำให้เกิดสัญญาณรบกวนมีขนาดที่ใหญ่ขึ้นตามไปด้วย

ในการทดลอง Load Regulation เมื่อระดับแรงดันเอาท์พุทจะมีค่าที่ลดลงเมื่อนำมาทำการต่อกับโหลดแต่ค่าระดับแรงดันที่แม่จะลดลงจากสภาวะไม่มีโหลดก็มีค่าที่คงที่ในทุกค่าโหลดที่นำมาทำการทดลอง

5.2 สรุปผลการทดลอง

วงจรแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งซึ่งทำการสร้างขึ้นสามารถทำการจ่ายค่าแรงดันที่เอาท์พุทได้ 6 ค่าคือ ± 40 โวลต์, ± 50 โวลต์ และ ± 70 โวลต์ ขณะที่ไม่มีโหลดตามที่ได้ตั้งเป้าหมายไว้ แม้เมื่อนำมาทำการต่อโหลดแล้วค่าแรงดันจะมีค่าที่ลดลงจากสภาวะไม่มีโหลดแต่ค่าแรงดันที่ลดลงก็มีค่าที่คงที่ในทุกค่าโหลดที่ทำการทดลอง และสัญญาณที่เอาท์พุทของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งซึ่งที่สร้างขึ้นยังมีการกระเพื่อมของสัญญาณอยู่ แม้ค่าแรงดันกระเพื่อมของวงจรจะมีค่าที่ค่อนข้างน้อยในสภาวะ no load แต่เมื่อนำมาทำการต่อโหลดที่ค่าแรงดันหรือกระแสสูงๆจะทำให้ค่าแรงดันกระเพื่อมมีค่ามากขึ้น

5.3 ปัญหาที่พบในการทดลอง

เมื่อนำวงจรไปทำการจ่ายค่าแรงดันหรือกระแสสูงๆจะทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ตัวมอสเฟตกำลังมากจนอาจทำให้อุปกรณ์เกิดการเสียหายได้ในอนาคตจึงอาจทำการเลือกใช้มอสเฟตกำลังที่สามารถทนกำลังได้มากกว่านี้เพื่อทำให้วงจรสามารถทำการจ่ายค่ากระแสและแรงดันค่าสูงๆได้โดยไม่เกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์

สัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจรคาดว่าเป็นผลมาจากส่วนหม้อแปลงของวงจรภาคกำลังหรือส่วนควบคุมซึ่งอาจเกิดจากการพันหม้อแปลงไม่แน่นพอหรืออาจเกิดจากการบัดกรี

ไม่สมบูรณ์ในส่วนต่างๆของวงจรหรือหม้อแปลงซึ่งทำให้เกิดสัญญาณรบกวนขึ้นในวงจร แม้จะมีเอกสารอธิบายขั้นตอนการทดลองที่ชัดเจน แต่การปฏิบัติจริงนั้นมีความยากกว่าที่คิด โดยเฉพาะขั้นตอนการคำนวณค่าต่างๆที่ต้องใช้ ซึ่งต้องอาศัยความรู้และประสบการณ์ในการคำนวณค่าต่างๆที่ไม่สามารถหาได้จากตำราเรียน หรือจากเอกสารที่หาได้ง่ายๆ และต้องอาศัยการทดลองและปรับปรุงแก้ไขอย่างต่อเนื่อง

การพันแถบทองแดงรอบหม้อแปลงเพื่อทำการลดการแผ่สัญญาณรบกวนแล้ว แต่ก็ยังไม่สามารถป้องกันได้หมดซึ่งสัญญาณรบกวนนี้จะทำให้เกิดการรบกวนต่อทั้งในส่วนของวงจรเองและยังรบกวนต่ออุปกรณ์ไฟฟ้าอื่นที่อยู่ในบริเวณใกล้เคียงด้วย

5.4 แนวทางในการพัฒนา

ในโครงการนี้วงจรที่สร้างสามารถจ่ายแรงดันได้เพียง 6 ค่าคือ ± 30 โวลต์, ± 50 โวลต์ และ ± 70 โวลต์ เท่านั้น ในอนาคตอาจทำการปรับปรุงเพิ่มในส่วนของการปรับระดับแรงดันเพื่อให้วงจรสามารถจ่ายแรงดันได้หลายระดับเพื่อที่จะสามารถนำไปใช้กับงานได้หลากหลายมากขึ้นไป

หม้อแปลงที่ใช้ในโครงการนี้เป็นหม้อแปลงที่สร้างขึ้นเองจึงมีประสิทธิภาพที่ไม่แน่นอนทำให้วงจรมีประสิทธิผลลดลงไป หากสามารถหาหม้อแปลงที่มีประสิทธิภาพมากกว่านี้มาใช้ในการสร้างวงจรได้ย่อมทำให้วงจรมีประสิทธิผลมากขึ้นตามไปด้วย





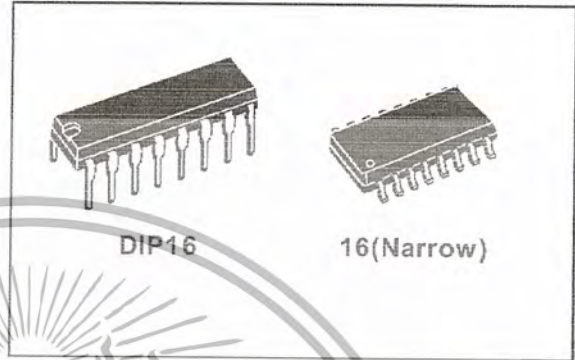
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



SG2525A
SG3525A

REGULATING PULSE WIDTH MODULATORS

- 8 TO 35 V OPERATION
- 5.1 V REFERENCE TRIMMED TO $\pm 1\%$
- 100 Hz TO 500 KHz OSCILLATOR RANGE
- SEPARATE OSCILLATOR SYNC TERMINAL
- ADJUSTABLE DEADTIME CONTROL
- INTERNAL SOFT-START
- PULSE-BY-PULSE SHUTDOWN
- INPUT UNDERVOLTAGE LOCKOUT WITH HYSTERESIS
- LATCHING PWM TO PREVENT MULTIPLE PULSES
- DUAL SOURCE/SINK OUTPUT DRIVERS

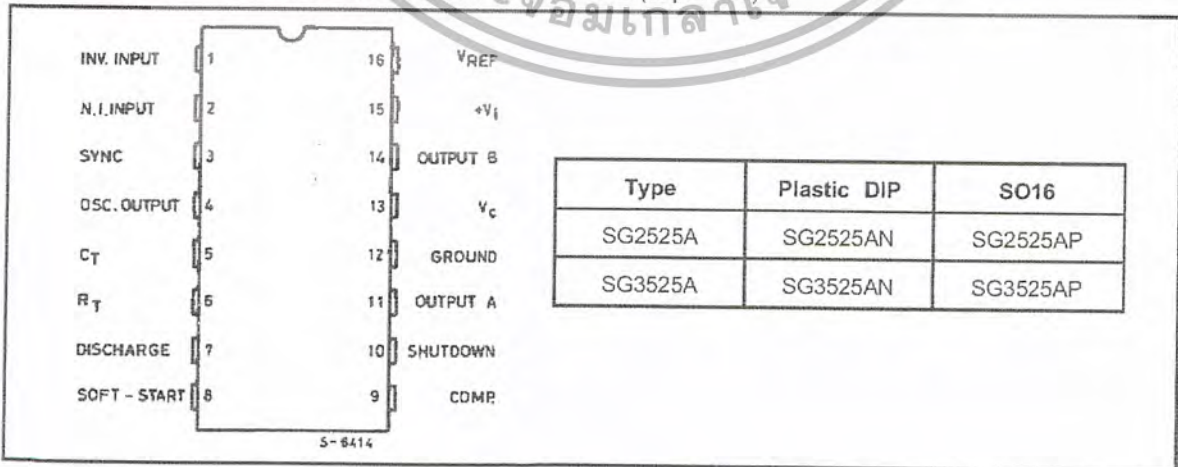


DESCRIPTION

The SG3525A series of pulse width modulator integrated circuits are designed to offer improved performance and lowered external parts count when used in designing all types of switching power supplies. The on-chip +5.1 V reference is trimmed to $\pm 1\%$ and the input common-mode range of the error amplifier includes the reference voltage eliminating external resistors. A sync input to the oscillator allows multiple units to be slaved or a single unit to be synchronized to an external system clock. A single resistor between the C_T and the discharge terminals provide a wide range of dead time adjustment. These devices also feature built-in soft-start circuitry with only an external timing capacitor required. A shutdown terminal controls both the soft-start circuitry and the output stages, providing instantaneous

turn off through the PWM latch with pulsed shutdown, as well as soft-start recycle with longer shutdown commands. These functions are also controlled by an undervoltage lockout which keeps the outputs off and the soft-start capacitor discharged for sub-normal input voltages. This lockout circuitry includes approximately 500 mV of hysteresis for jitter-free operation. Another feature of these PWM circuits is a latch following the comparator. Once a PWM pulse has been terminated for any reason, the outputs will remain off for the duration of the period. The latch is reset with each clock pulse. The output stages are totem-pole designs capable of sourcing or sinking in excess of 200 mA. The SG3525A output stage features NOR logic, giving a LOW output for an OFF state.

PIN CONNECTIONS AND ORDERING NUMBERS (top view)



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

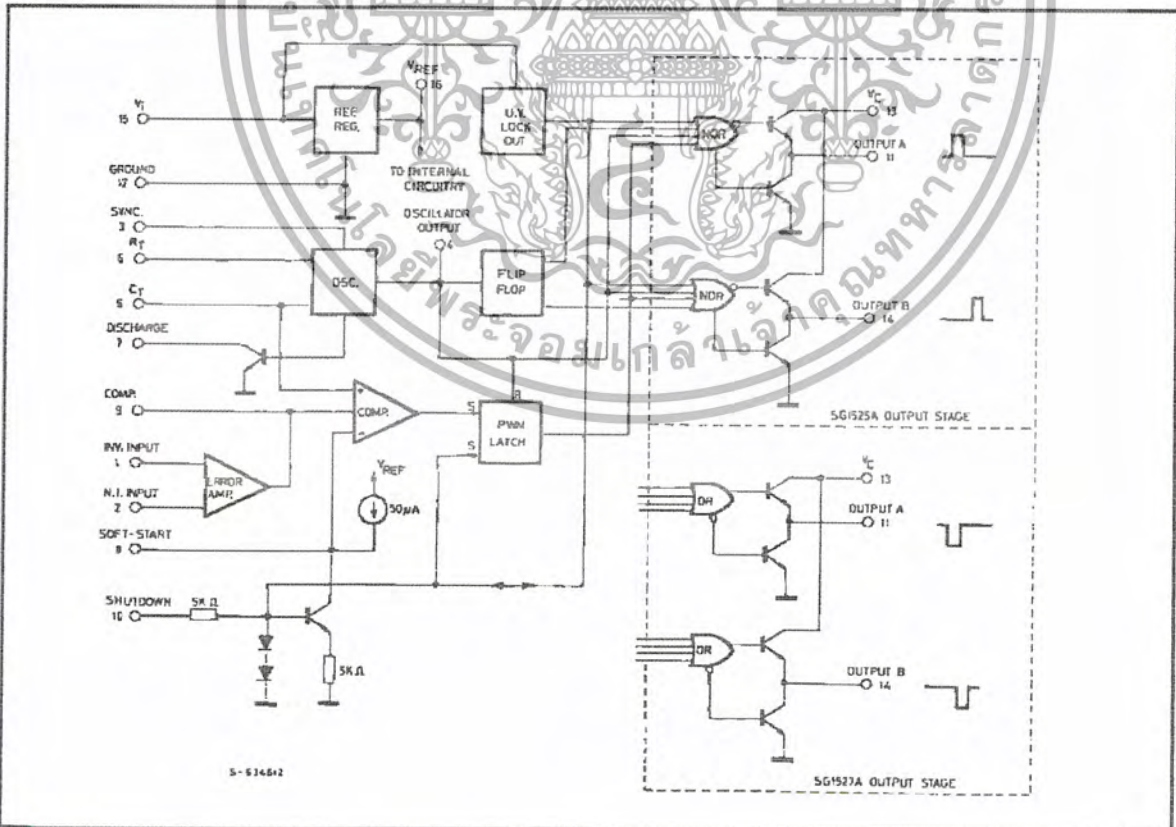
Symbol	Parameter	Value	Unit
V_i	Supply Voltage	40	V
V_C	Collector Supply Voltage	40	V
I_{OSC}	Oscillator Charging Current	5	mA
I_o	Output Current, Source or Sink	500	mA
I_R	Reference Output Current	50	mA
I_T	Current through C_T Terminal	5	mA
	Logic Inputs	- 0.3 to + 5.5	V
	Analog Inputs	- 0.3 to V_i	V
P_{tot}	Total Power Dissipation at $T_{amb} = 70^\circ\text{C}$	1000	mW
T_j	Junction Temperature Range	- 55 to 150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}	Storage Temperature Range	- 65 to 150	$^\circ\text{C}$
T_{op}	Operating Ambient Temperature : SG2525A	- 25 to 85	$^\circ\text{C}$
	SG3525A	0 to 70	$^\circ\text{C}$

THERMAL DATA

Symbol	Parameter	SO16	DIP16	Unit
$R_{th\ j-pins}$	Thermal Resistance Junction-pins	Max	50	$^\circ\text{C/W}$
$R_{th\ j-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	80	$^\circ\text{C/W}$
$R_{th\ j-alumina}$	Thermal Resistance Junction-alumina (*)	Max	50	$^\circ\text{C/W}$

* Thermal resistance junction-alumina with the device soldered on the middle of an alumina supporting substrate measuring $15 \times 20\text{ mm}$; 0.65mm thickness with infinite heatsink.

BLOCK DIAGRAM



ELECTRICAL CHARACTERISTICS

(V_i = 20 V, and over operating temperature, unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Test Conditions	SG2525A			SG3525A			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
REFERENCE SECTION									
V _{REF}	Output Voltage	T _J = 25 °C	5.05	5.1	5.15	5	5.1	5.2	V
□V _{REF}	Line Regulation	V _i = 8 to 35 V		10	20		10	20	mV
□V _{REF}	Load Regulation	I _L = 0 to 20 mA		20	50		20	50	mV
□V _{REF} □T*	Temp. Stability	Over Operating Range		20	50		20	50	mV
*	Total Output Variation	Line, Load and Temperature	5		5.2	4.95		5.25	V
	Short Circuit Current	V _{REF} = 0 T _J = 25 °C		80	100		80	100	mA
*	Output Noise Voltage	10 Hz ≤ f ≤ 10 kHz, T _J = 25 °C		40	200		40	200	□V _{rms}
□V _{REF} *	Long Term Stability	T _J = 125 °C, 1000 hrs		20	50		20	50	mV
OSCILLATOR SECTION **									
*, •	Initial Accuracy	T _J = 25 °C	± 2	± 6		± 2	± 6		%
*, •	Voltage Stability	V _i = 8 to 35 V	± 0.3	± 1		± 1	± 2		%
□f□T*	Temperature Stability	Over Operating Range	± 3	± 6		± 3	± 6		%
f _{MIN}	Minimum Frequency	R _T = 200 K□ C _T = 0.1 □F			120			120	Hz
f _{MAX}	Maximum Frequency	R _T = 2 K□ C _T = 470 pF	400			400			KHz
	Current Mirror	I _{R_T} = 2 mA	1.7	2	2.2	1.7	2	2.2	mA
*, •	Clock Amplitude		3	3.5		3	3.5		V
*, •	Clock Width	T _J = 25 °C	0.3	0.5	1	0.3	0.5	1	□s
	Sync Threshold		1.2	2	2.8	1.2	2	2.8	V
	Sync Input Current	Sync Voltage = 3.5 V	1	2.5		1	2.5		mA
ERROR AMPLIFIER SECTION (V_{CM} = 5.1 V)									
V _{OS}	Input Offset Voltage		0.5	5		2	10		mV
I _b	Input Bias Current		1	10		1	10		□A
I _{os}	Input Offset Current			1			1		□A
	DC Open Loop Gain	R _L ≥ 10 M□	60	75		60	75		dB
*	Gain Bandwidth Product	G _v = 0 dB, T _J = 25 °C	1	2		1	2		MHz
*, □	DC Transconduct.	30 K□ ≤ R _L ≤ 1 M□ T _J = 25 °C	1.1	1.5		1.1	1.5		ms
	Output Low Level			0.2	0.5		0.2	0.5	V
	Output High Level		3.8	5.6		3.8	5.6		V
CMR	Comm. Mode Reject.	V _{CM} = 1.5 to 5.2 V	60	75		60	75		dB
PSR	Supply Voltage Rejection	V _i = 8 to 35 V	50	60		50	60		dB

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

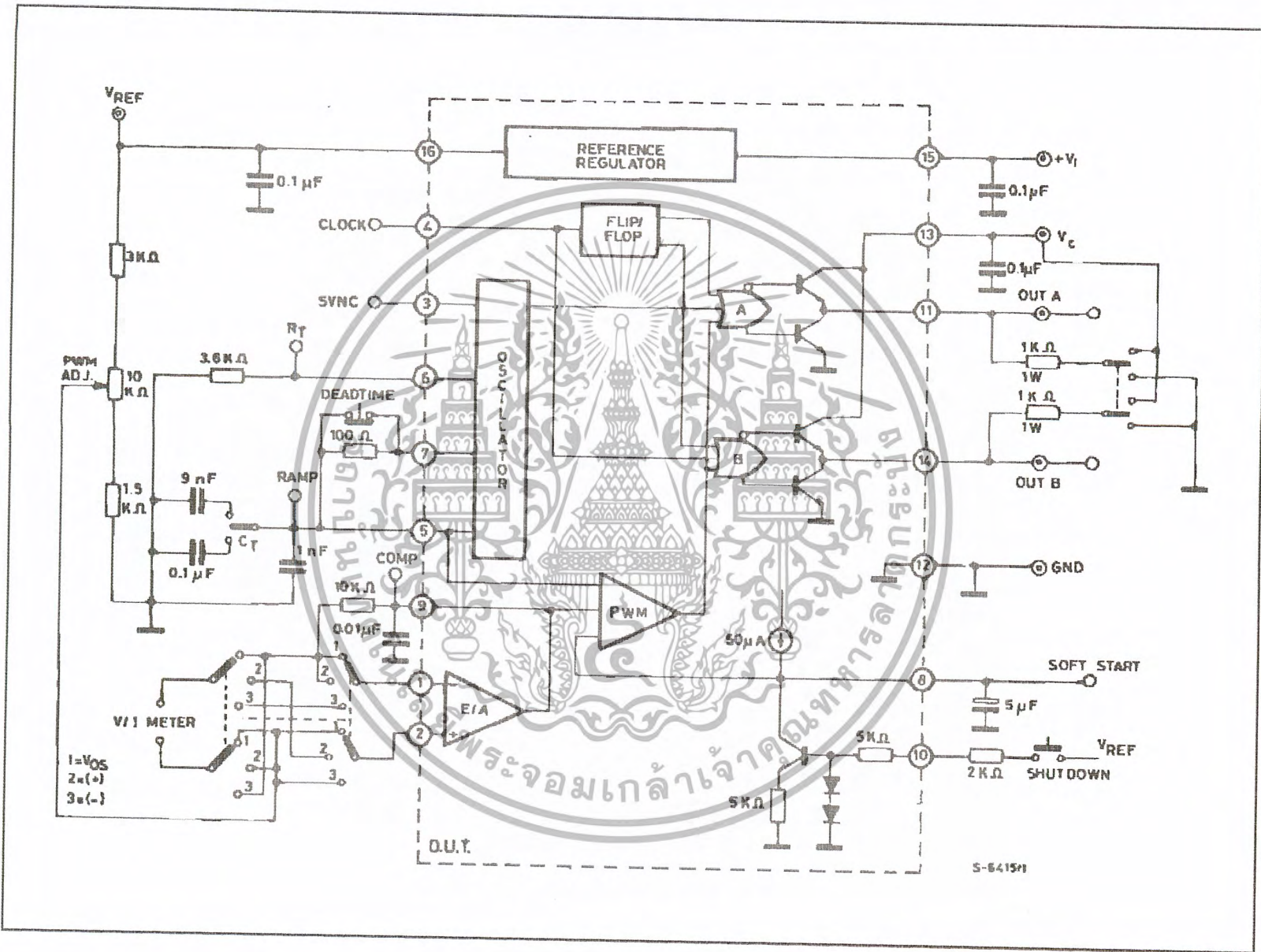
Symbol	Parameter	Test Conditions	SG2525A			SG3525A			Unit
			Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
PWM COMPARATOR									
	Minimum Duty-cycle				0			0	%
•	Maximum Duty-cycle		45	49		45	49		%
•	Input Threshold	Zero Duty-cycle	0.7	0.9		0.7	0.9		V
		Maximum Duty-cycle		3.3	3.6		3.3	3.6	V
*	Input Bias Current			0.05	1		0.05	1	µA
SHUTDOWN SECTION									
	Soft Start Current	$V_{SD} = 0\text{ V}, V_{SS} = 0\text{ V}$	25	50	80	25	50	80	µA
	Soft Start Low Level	$V_{SD} = 2.5\text{ V}$		0.4	0.7		0.4	0.7	V
	Shutdown Threshold	To outputs, $V_{SS} = 5.1\text{ V}$ $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	0.6	0.8	1	0.6	0.8	1	V
	Shutdown Input Current	$V_{SD} = 2.5\text{ V}$		0.4	1		0.4	1	mA
*	Shutdown Delay	$V_{SD} = 2.5\text{ V}, T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		0.2	0.5		0.2	0.5	µs
OUTPUT DRIVERS (each output) ($V_C = 20\text{ V}$)									
	Output Low Level	$I_{sink} = 20\text{ mA}$		0.2	0.4		0.2	0.4	V
		$I_{sink} = 100\text{ mA}$		1	2		1	2	V
	Output High Level	$I_{source} = 20\text{ mA}$	18	19		18	19		V
		$I_{source} = 100\text{ mA}$	17	18		17	18		V
	Under-Voltage Lockout	V_{comp} and $V_{ss} = \text{High}$	6	7	8	6	7	8	V
I_C	Collector Leakage	$V_C = 35\text{ V}$			200			200	µA
t_r^*	Rise Time	$C_L = 1\text{ nF}, T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		100	600		100	600	ns
t_f^*	Fall Time	$C_L = 1\text{ nF}, T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$		50	300		50	300	ns
TOTAL STANDBY CURRENT									
I_s	Supply Current	$V_C = 35\text{ V}$		14	20		14	20	mA

* These parameters, although guaranteed over the recommended operating conditions, are not 100% tested in production.

• Tested at $f_{osc} = 40\text{ KHz}$ ($R_T = 3.6\text{ K}\Omega$, $C_T = 10\text{ nF}$, $R_o = 0\Omega$). Approximate oscillator frequency is defined by:

$$f = \frac{1}{C_T(0.7 R_T + 3 R_o)}$$

■ DC transconductance (g_m) relates to DC open-loop voltage gain (G_v) according to the following equation: $G_v = g_m R_L$ where R_L is the resistance from pin 9 to ground. The minimum g_m specification is used to calculate minimum G_v when the error amplifier output is loaded.



S-64151

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS (*)

Parameter	Value
Input Voltage (V_i)	8 to 35 V
Collector Supply Voltage (V_C)	4.5 to 35 V
Sink/Source Load Current (steady state)	0 to 100 mA
Sink/Source Load Current (peak)	0 to 400 mA
Reference Load Current	0 to 20 mA
Oscillator Frequency Range	100 Hz to 400 KHz
Oscillator Timing Resistor	2 K Ω to 150 K Ω
Oscillator Timing Capacitor	0.001 μ F to 0.1 μ F
Dead Time Resistor Range	0 to 500 Ω

(*) Range over which the device is functional and parameter limits are guaranteed.

Figure 1 : Oscillator Charge Time vs. R_T and C_T .

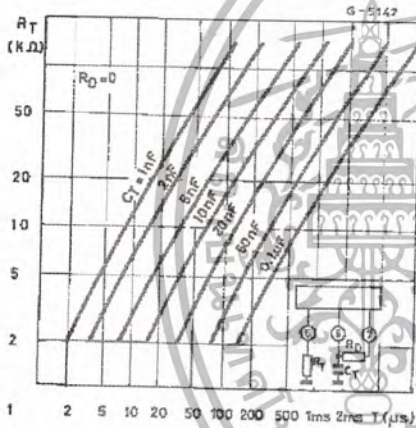


Figure 2 : Oscillator Discharge Time vs. R_D and C_T .

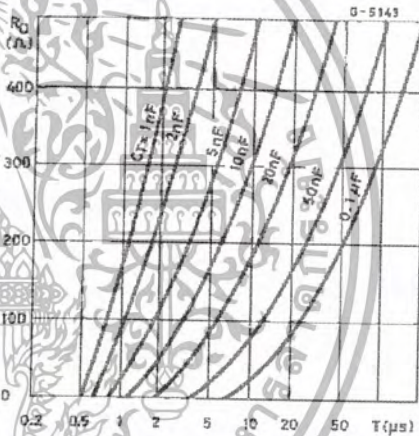


Figure 3 : Output Saturation Characteristics.

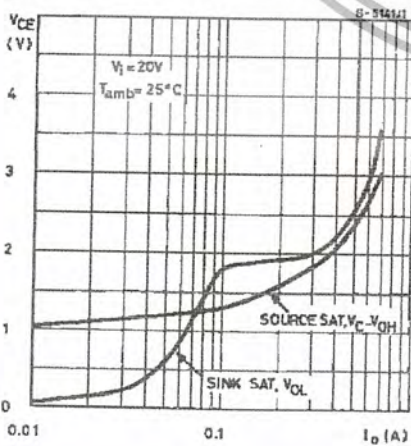


Figure 4 : Error Amplifier Voltage Gain and Phase vs. Frequency.

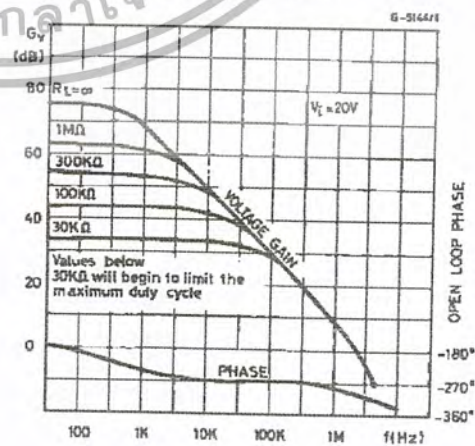
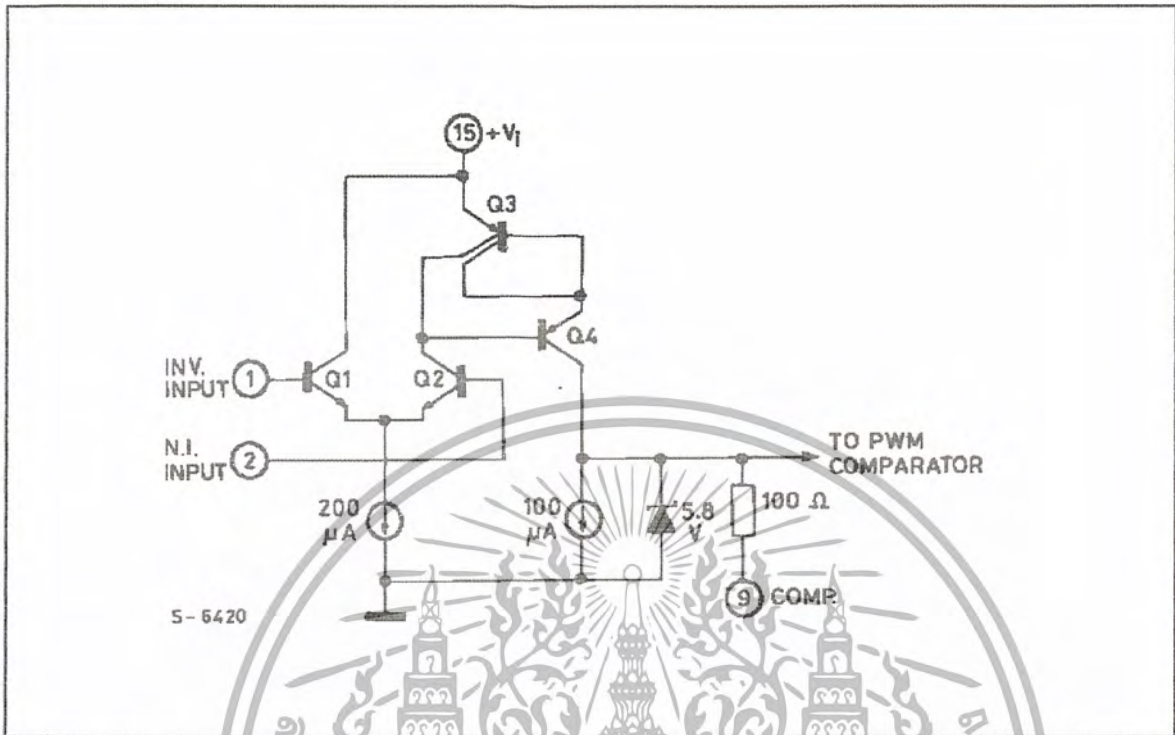


Figure 5 : Error Amplifier.



PRINCIPLES OF OPERATION

SHUTDOWN OPTIONS (see Block Diagram)

Since both the compensation and soft-start terminals (Pins 9 and 8) have current source pull-ups, either can readily accept a pull-down signal which only has to sink a maximum of $100\ \mu\text{A}$ to turn off the outputs. This is subject to the added requirement of discharging whatever external capacitance may be attached to these pins.

An alternate approach is the use of the shutdown circuitry of Pin 10 which has been improved to enhance the available shutdown options. Activating this circuit by applying a positive signal on Pin 10 performs two functions: the PWM latch is immedi-

ately set providing the fastest turn-off signal to the outputs; and a $150\ \mu\text{A}$ current sink begins to discharge the external soft-start capacitor. If the shutdown command is short, the PWM signal is terminated without significant discharge of the soft-start capacitor, thus, allowing, for example, a convenient implementation of pulse-by-pulse current limiting. Holding Pin 10 high for a longer duration, however, will ultimately discharge this external capacitor, recycling slow turn-on upon release.

Pin 10 should not be left floating as noise pickup could conceivably interrupt normal operation.

Figure 6 : Oscillator Schematic.

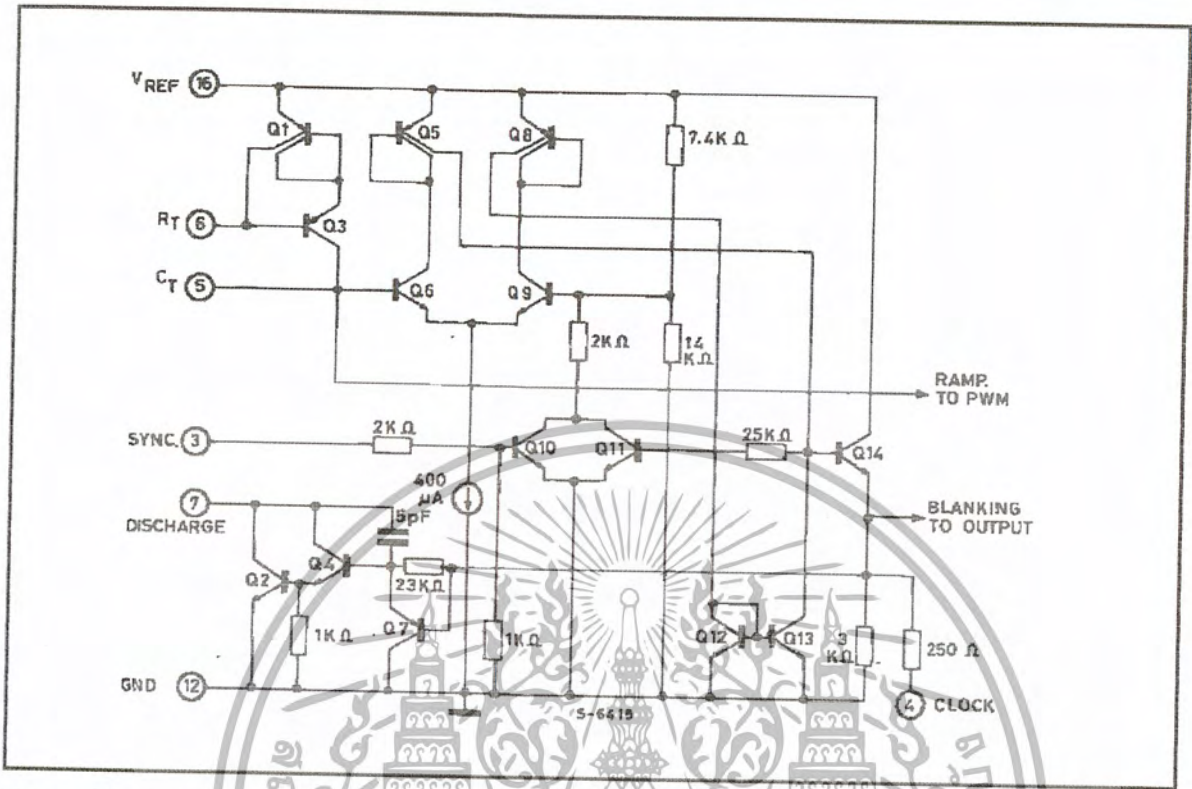


Figure 7 : Output Circuit (1/2 circuit shown).

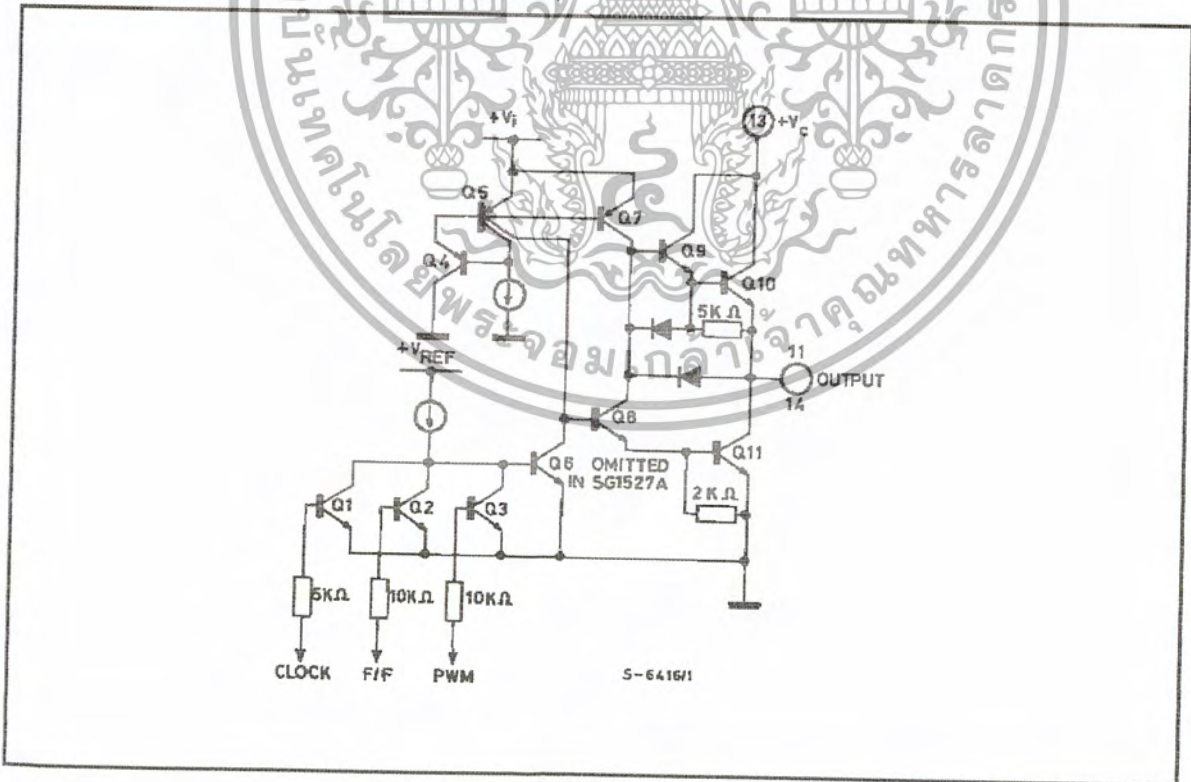
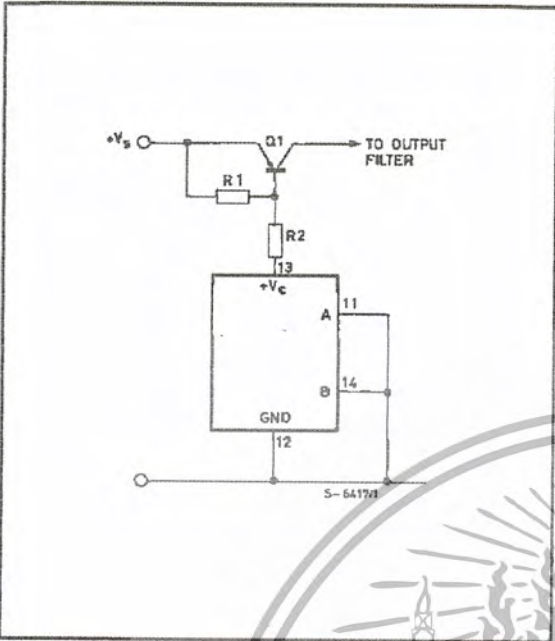
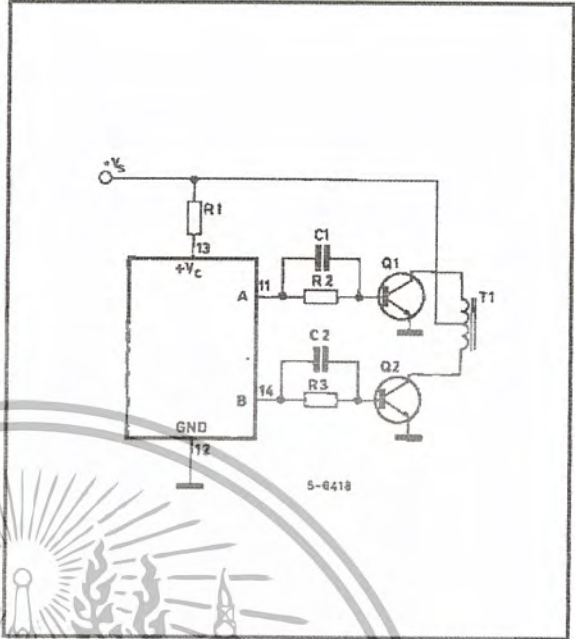


Figure 8.



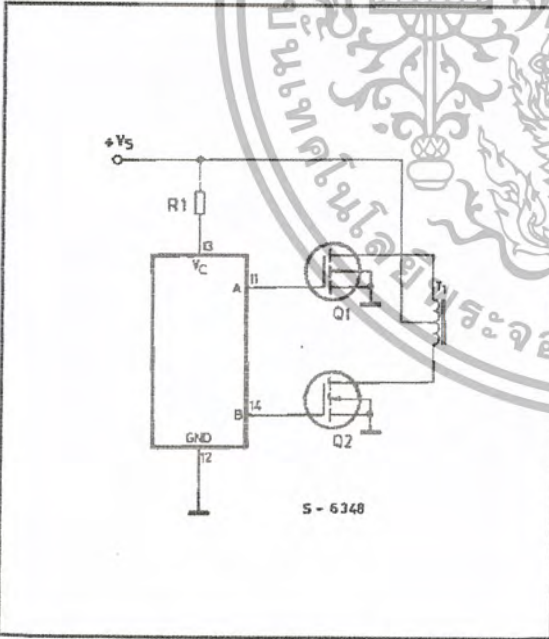
For single-ended supplies, the driver outputs are grounded. The V_C terminal is switched to ground by the totem-pole source transistors on alternate oscillator cycles.

Figure 9.



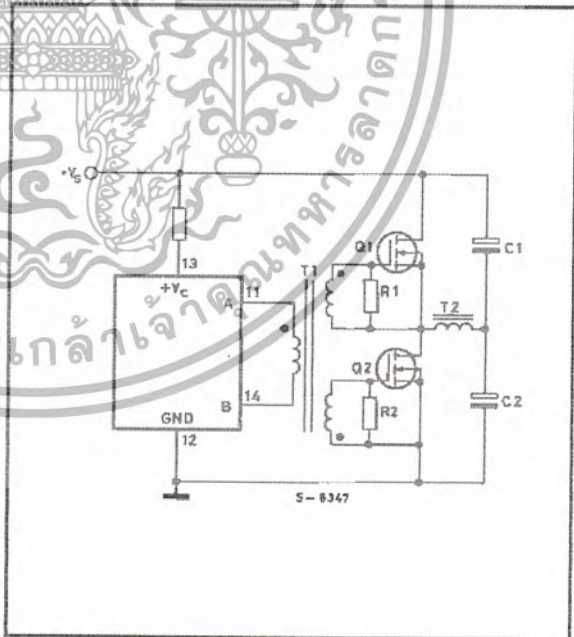
In conventional push-pull bipolar designs, forward base drive is controlled by $R_1 - R_3$. Rapid turn-off times for the power devices are achieved with speed-up capacitors C_1 and C_2 .

Figure 10.



The low source impedance of the output drivers provides rapid charging of Power Mos input capacitance while minimizing external components.

Figure 11.

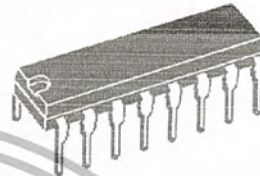


Low power transformers can be driven directly. Automatic reset occurs during dead time, when both ends of the primary winding are switched to ground.

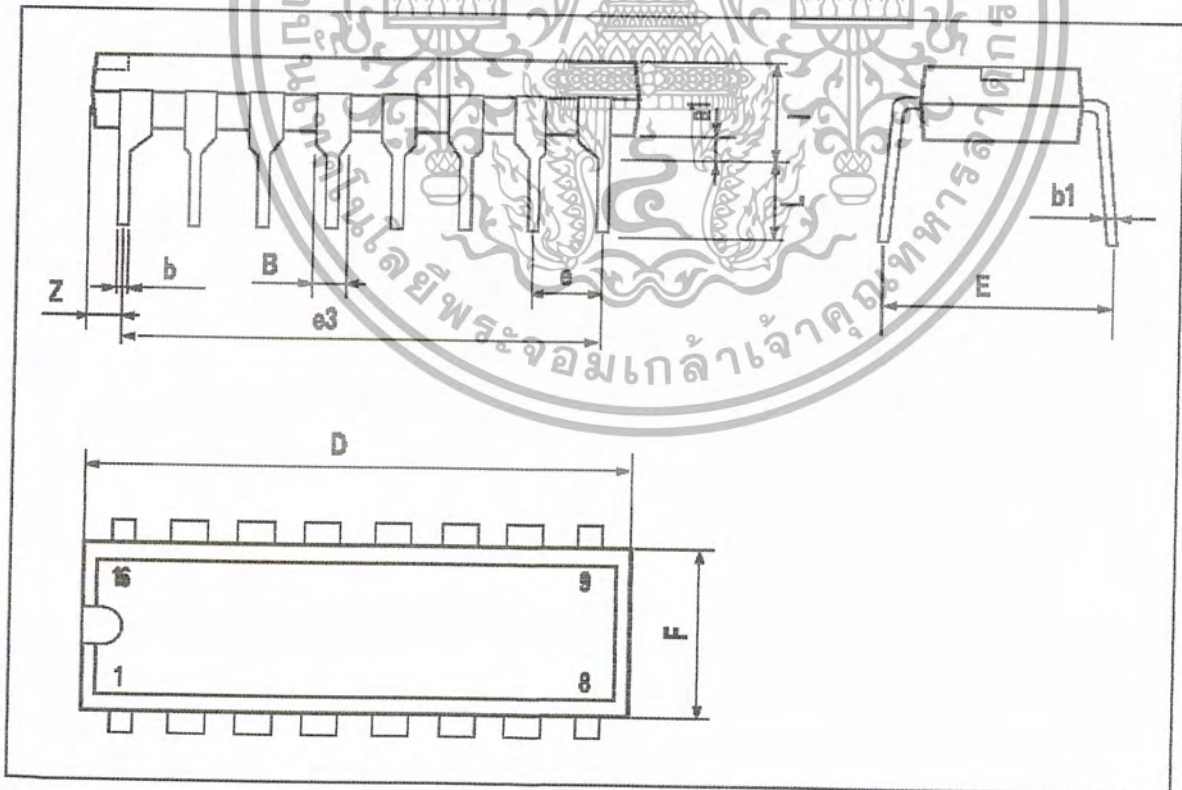


OUTLINE AND MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
a1	0.51			0.020		
B	0.77		1.65	0.030		0.065
b		0.5			0.020	
b1		0.25			0.010	
D			20			0.787
E		8.5			0.335	
e		2.54			0.100	
e3		17.78			0.700	
F			7.1			0.280
I			5.1			0.201
L		3.3		0.130		
Z			1.27			0.050

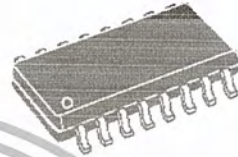


DIP16



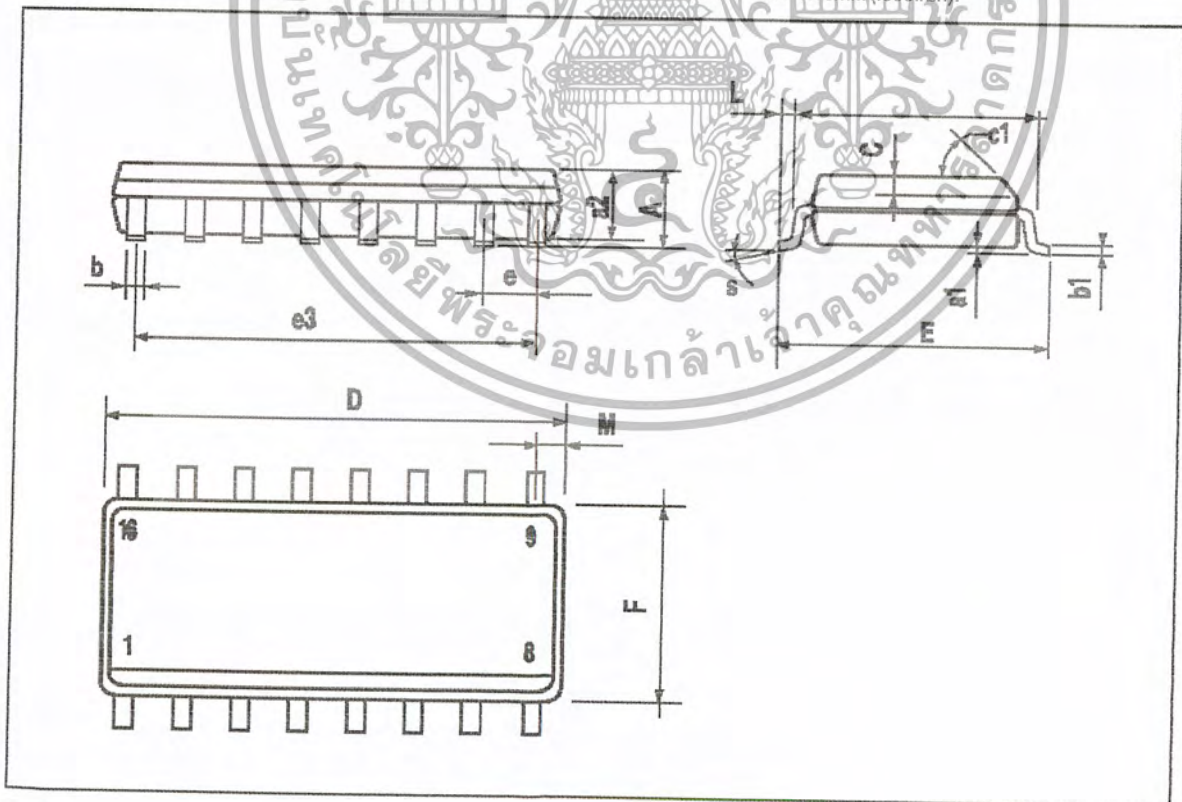
DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.25	0.004		0.009
a2			1.6			0.063
b	0.35		0.46	0.014		0.018
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C		0.5			0.020	
c1	45° (typ.)					
D (1)	9.8		10	0.386		0.394
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		8.89			0.350	
F (1)	3.8		4	0.150		0.157
G	4.6		5.3	0.181		0.209
L	0.4		1.27	0.016		0.050
M			0.62			0.024
S	8°(max.)					

OUTLINE AND MECHANICAL DATA



SO16 Narrow

(1) D and F do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15mm (0.006inch).



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



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 registered 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>





IRFP450

N - CHANNEL 500V - 0.33 Ω - 14A - TO-247 PowerMESH™ MOSFET

TYPE	V _{DSS}	R _{DS(on)}	I _D
IRFP450	500 V	< 0.4 Ω	14 A

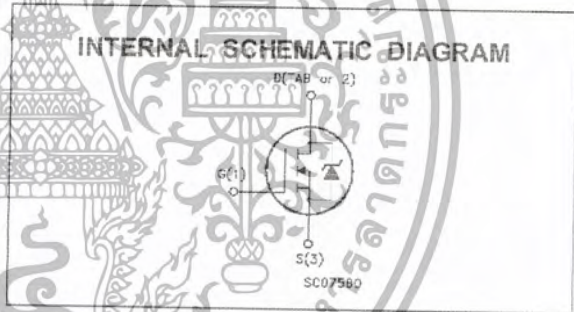
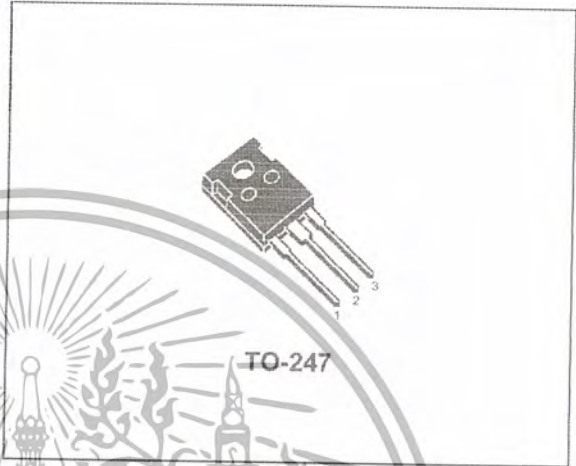
- TYPICAL R_{DS(on)} = 0.33 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED

DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

APPLICATIONS

- HIGH CURRENT SWITCHING
- UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLY (UPS)
- DC/DC CONVERTERS FOR TELECOM, INDUSTRIAL, AND LIGHTING EQUIPMENT.



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 k Ω)	500	V
V _{GS}	Gate-source Voltage	± 20	V
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 25 °C	14	A
I _D	Drain Current (continuous) at T _c = 100 °C	8.7	A
I _{DM} (*)	Drain Current (pulsed)	56	A
P _{tot}	Total Dissipation at T _c = 25 °C	190	W
	Derating Factor	1.5	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} \leq 14 A, di/dt \leq 130 A/us, V_{DD} \leq V_{I(BR)DSS}, T_j \leq T_{JMAX}

THERMAL DATA

R _{thj-case}	Thermal Resistance Junction-case	Max	0.66	°C/W
R _{thj-amb}	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	30	°C/W
R _{thc-sink}	Thermal Resistance Case-sink	Typ	0.1	°C/W
T _I	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)	14	A
E _{AS}	Single Pulse Avalanche Energy (starting T _J = 25 °C, I _D = I _{AR} , V _{DD} = 50 V)	800	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} = ±20 V			± 100	nA

ON (□)

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 = 8.4 A		0.35	0.4	□
I _{D(on)}	On State Drain Current	V _{DS} > I _{D(on)} × R _{DS(on)max} V _{GS} = 10 V	14			A

DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
g _{fs} (□)	Forward Transconductance	V _{DS} > I _{D(on)} × R _{DS(on)max} , I _D = 8.4 A	9.3	13		S
C _{iss}	Input Capacitance	V _{DS} = 25 V, f = 1 MHz, V _{GS} = 0		2600		pF
C _{oss}	Output Capacitance			330		pF
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance			40		pF



ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)
SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$ t_r	Turn-on Time Rise Time	$V_{DD} = 250\text{ V}$ $I_D = 7\text{ A}$ $R_G = 4.7\Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 1)		24 14		ns ns
Q_g Q_{gs} Q_{gd}	Total Gate Charge Gate-Source Charge Gate-Drain Charge	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 14\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		75 13.5 27		nC nC nC

SWITCHING OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_r(v_{off})$ t_f t_c	Off-voltage Rise Time Fall Time Cross-over Time	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 14\text{ A}$ $R_G = 4.7\Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 3)		15 25 35		ns ns ns

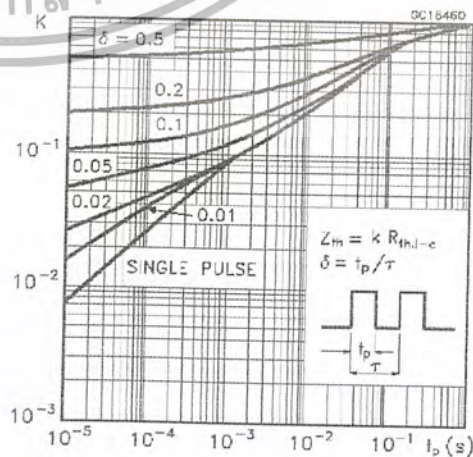
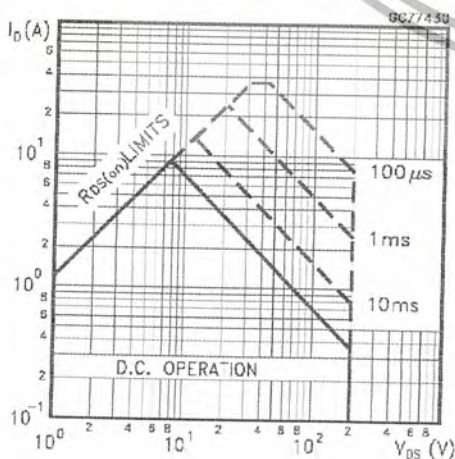
SOURCE DRAIN DIODE

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
I_{SD} $I_{SDM}(\bullet)$	Source-drain Current Source-drain Current (pulsed)				14 56	A A
$V_{SD}(\square)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 14\text{ A}$ $V_{GS} = 0$			1.4	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 14\text{ A}$ $di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 100\text{ V}$ $T_J = 150^\circ\text{C}$ (see test circuit, figure 3)		680		ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge			9		nC
I_{RRM}	Reverse Recovery Current			26		A

(□) Pulsed: Pulse duration = 300 μs , duty cycle 1.5 %
(•) Pulse width limited by safe operating area

Safe Operating Area

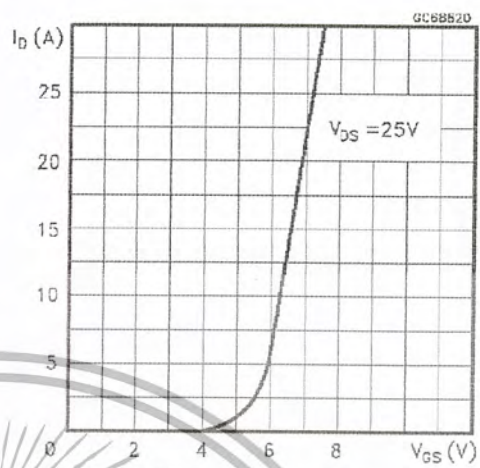
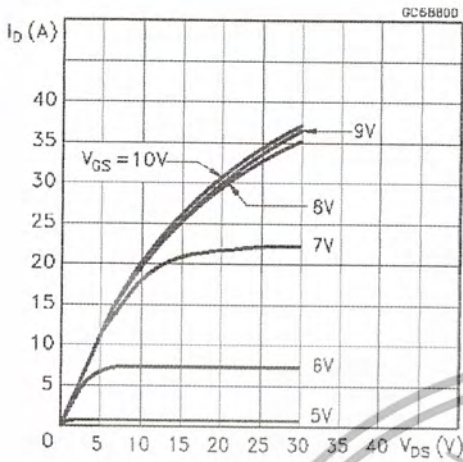
Thermal Impedance



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

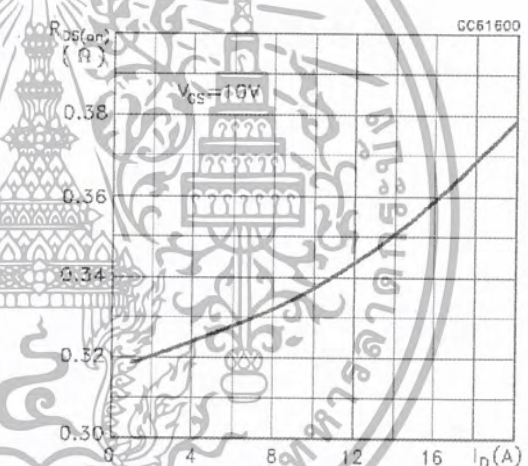
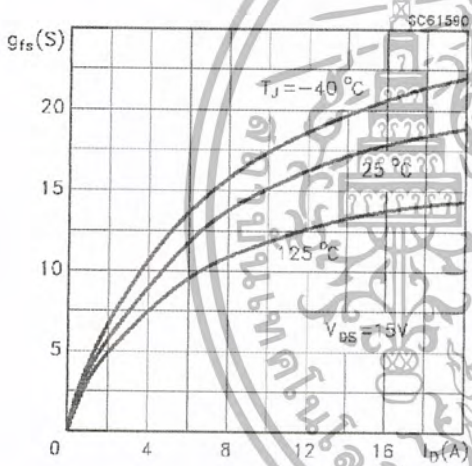
Output Characteristics

Transfer Characteristics



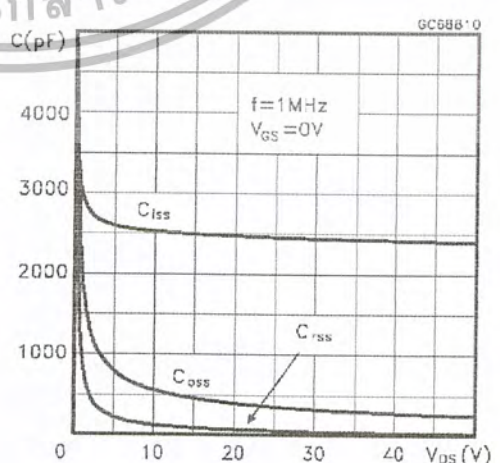
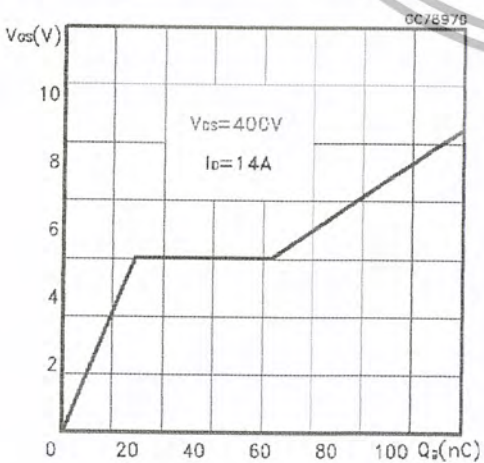
Transconductance

Static Drain-source On Resistance



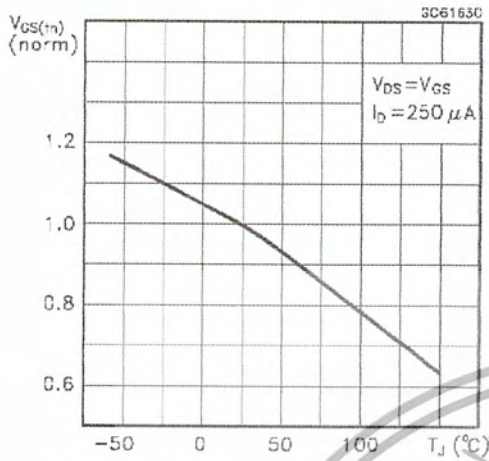
Gate Charge vs Gate-source Voltage

Capacitance Variations

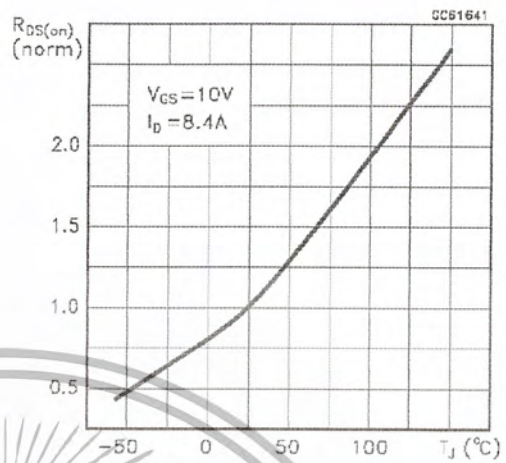


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Normalized Gate Threshold Voltage vs Temperature



Normalized On Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics

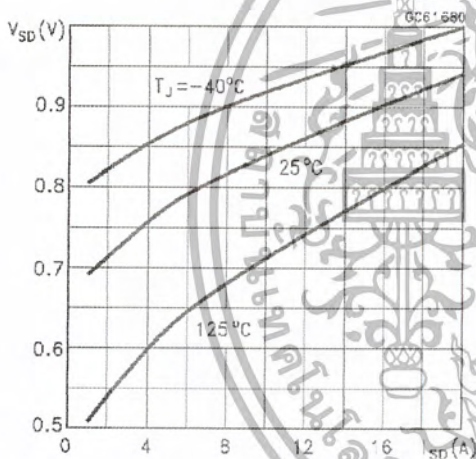


Fig. 1: Unclamped Inductive Load Test Circuit

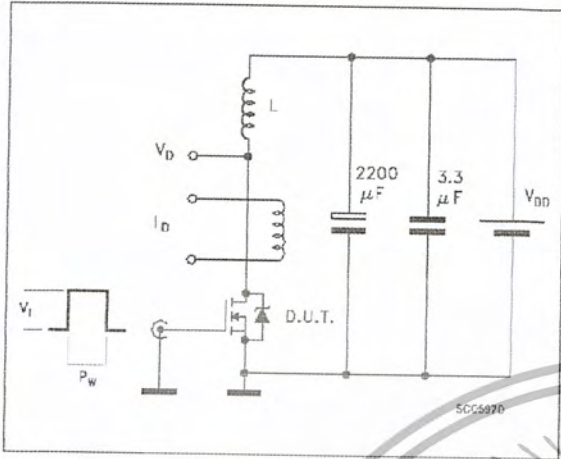


Fig. 1: Unclamped Inductive Waveform

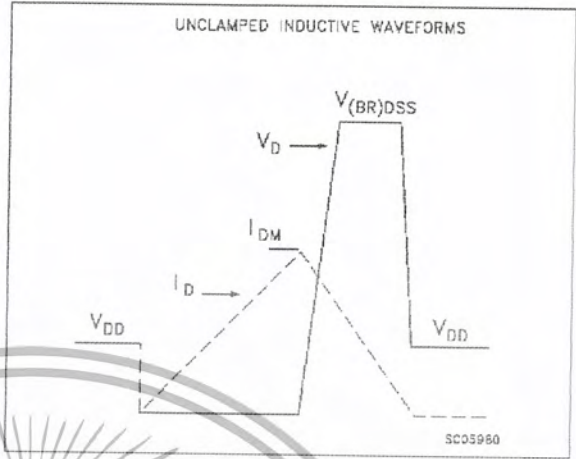


Fig. 3: Switching Times Test Circuits For Resistive Load

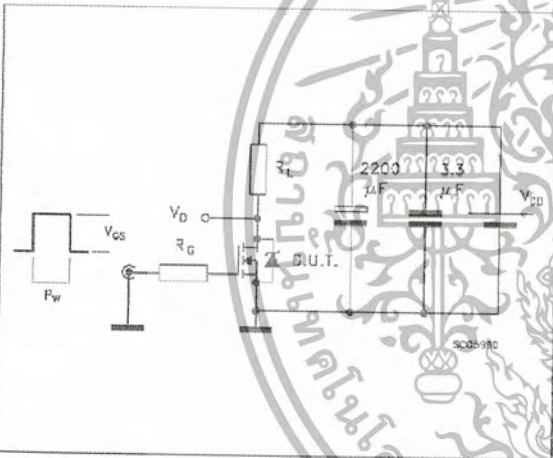


Fig. 4: Gate Charge test Circuit

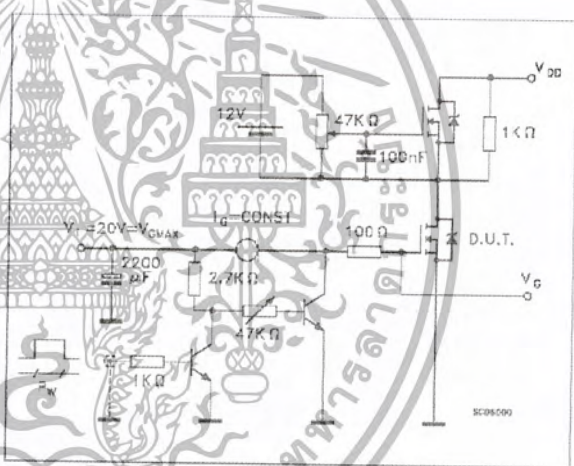
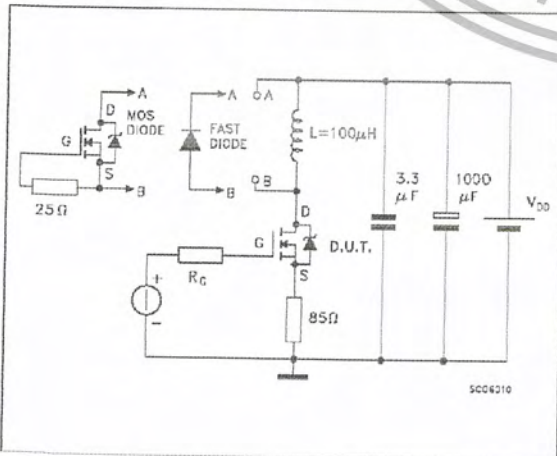
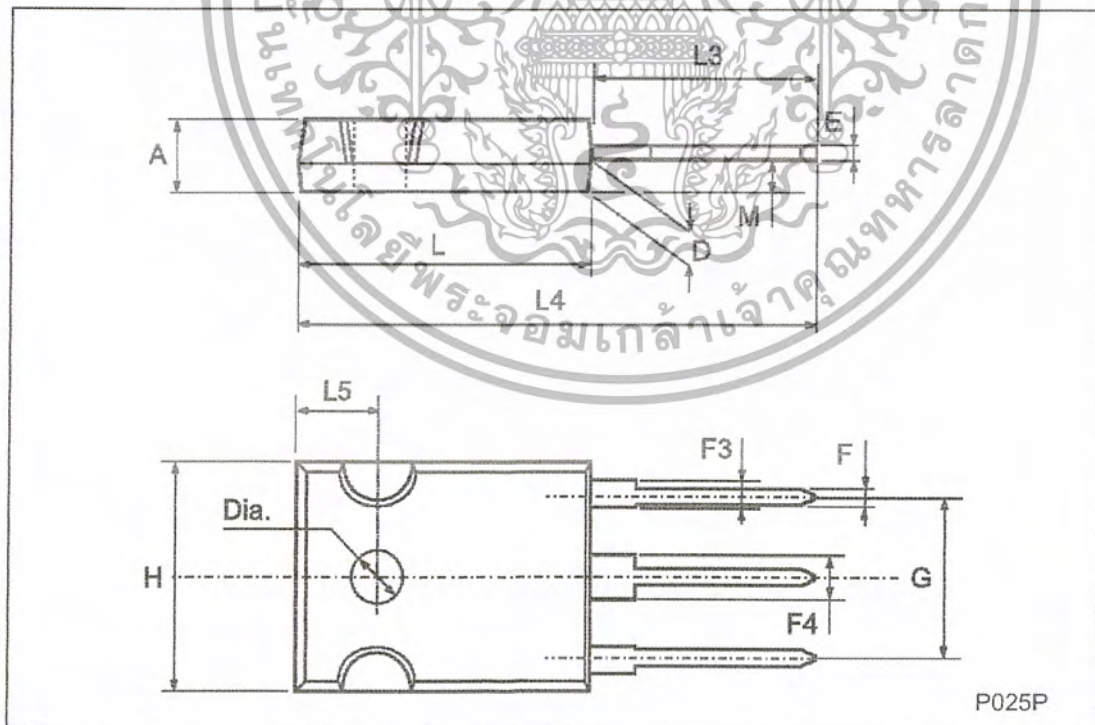


Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times



TO-247 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.7		5.3	0.185		0.209
D	2.2		2.6	0.087		0.102
E	0.4		0.8	0.016		0.031
F	1		1.4	0.039		0.055
F3	2		2.4	0.079		0.094
F4	3		3.4	0.118		0.134
G		10.9			0.429	
H	15.3		15.9	0.602		0.626
L	19.7		20.3	0.776		0.779
L3	14.2		14.8	0.559	0.413	0.582
L4		34.6			1.362	
L5		5.5			0.217	
M	2		3	0.079		0.118
Dia	3.55		3.65	0.140		0.144



P025P



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 registered trademark of STMicroelectronics

© 1998 STMicroelectronics - Printed in Italy - All Rights Reserved
STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - France - Germany - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Mexico - Morocco - The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

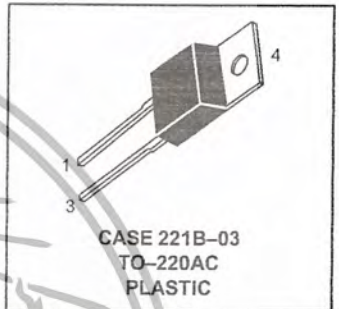
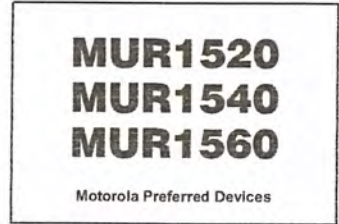
SWITCHMODE™ Power Rectifiers

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 35 and 60 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- High Voltage Capability to 600 Volts
- Low Forward Drop
- Low Leakage Specified @ 150°C Case Temperature
- Current Derating Specified @ Both Case and Ambient Temperatures

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 50 units per plastic tube
- Marking: U1520, U1540, U1560



MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR			Unit
		1520	1540	1560	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	200	400	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Rated V_R)	$I_F(AV)$	15 @ $T_C = 150^\circ C$	15	15 @ $T_C = 145^\circ C$	Amps
Peak Rectified Forward Current (Rated V_R , Square Wave, 20 kHz)	I_{FRM}	30 @ $T_C = 150^\circ C$	30	30 @ $T_C = 145^\circ C$	Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	200	150		Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	T_J, T_{stg}	-65 to +175			°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	1.5	°C/W
----------------------------------------------	-----------------	-----	------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Parameter	Symbol	1520	1540	1560	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) ($I_F = 15$ Amps, $T_C = 150^\circ C$) ($I_F = 15$ Amps, $T_C = 25^\circ C$)	V_F	0.85 1.05	1.12 1.25	1.20 1.50	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, $T_C = 150^\circ C$) (Rated dc Voltage, $T_C = 25^\circ C$)	i_R	500 10	500 10	1000 10	μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0$ Amp, $di/dt = 50$ Amps/ μs)	t_{rr}	35	60		ns

(1) Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

SWITCHMODE is a trademark of Motorola, Inc.

Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value.

Rev 1



MOTOROLA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปขายประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MUR1520

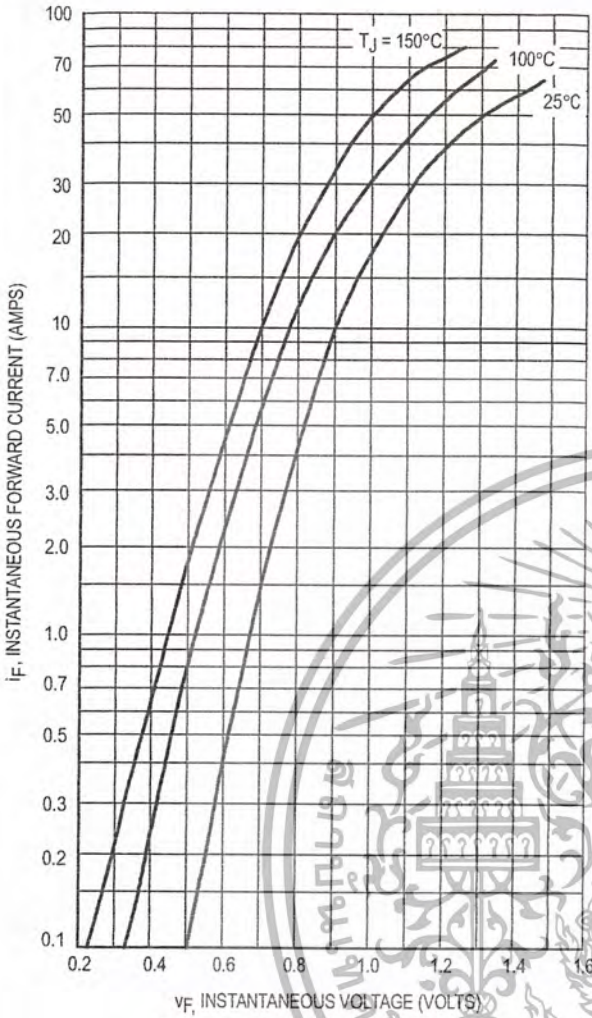


Figure 1. Typical Forward Voltage

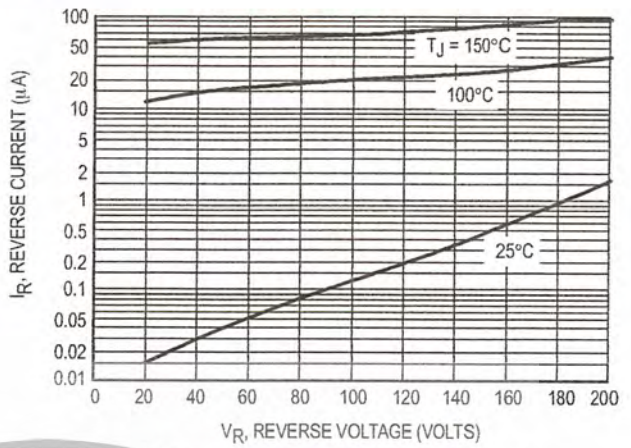


Figure 2. Typical Reverse Current

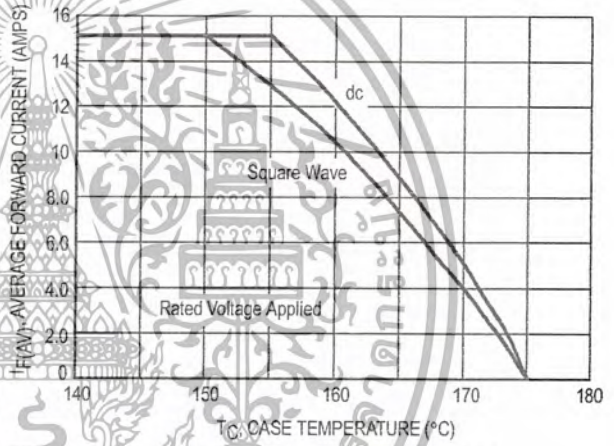


Figure 3. Current Derating, Case

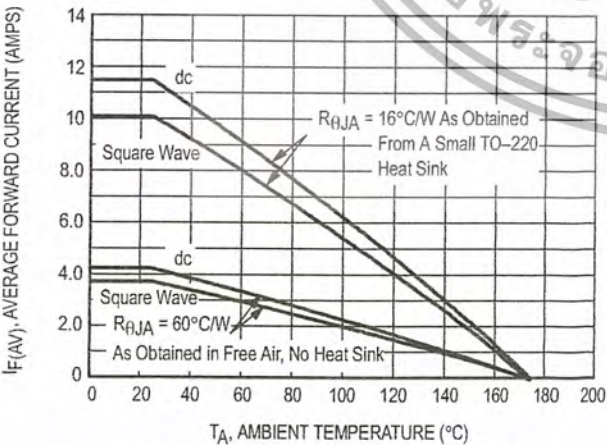


Figure 4. Current Derating, Ambient

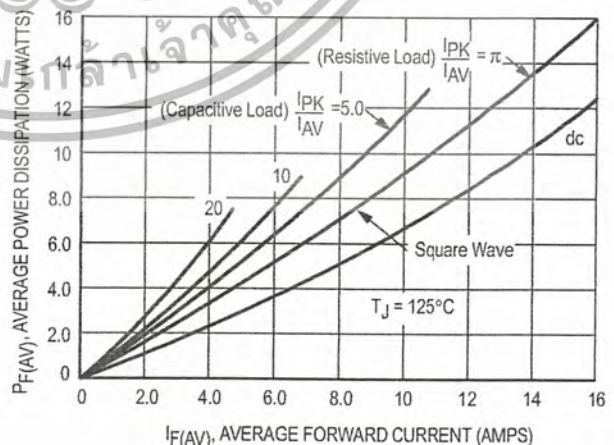


Figure 5. Power Dissipation

MUR1540

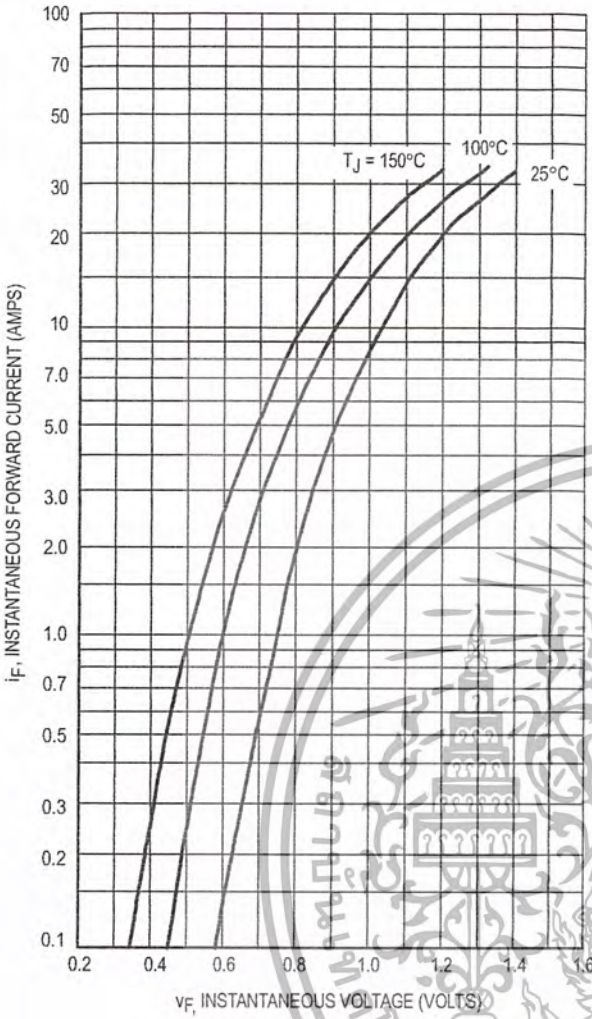


Figure 6. Typical Forward Voltage

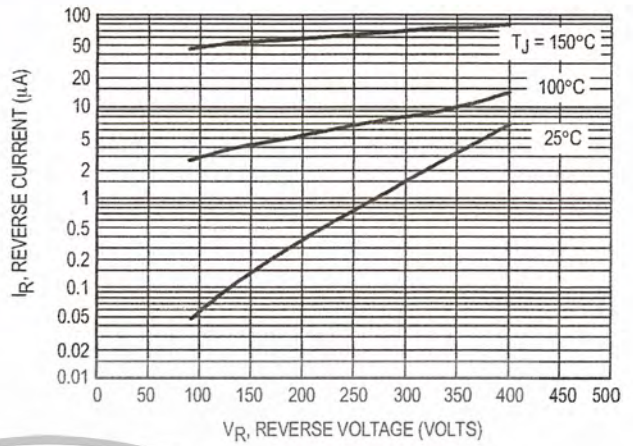


Figure 7. Typical Reverse Current

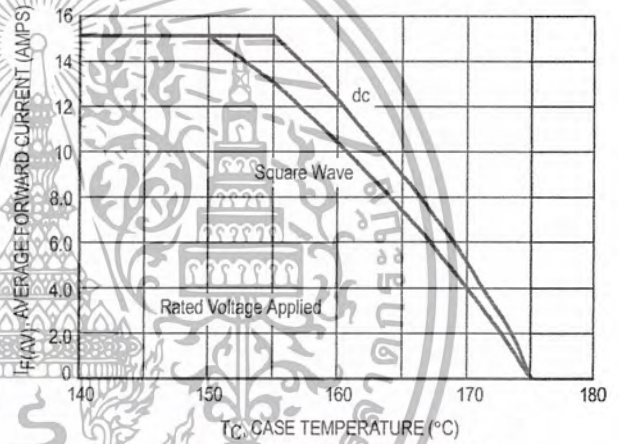


Figure 8. Current Derating, Case

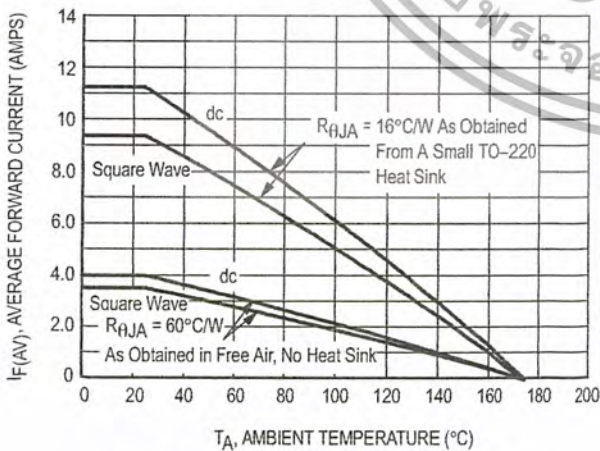


Figure 9. Current Derating, Ambient

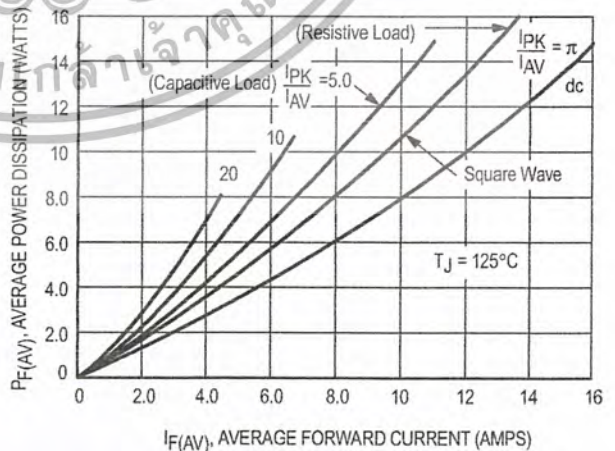


Figure 10. Power Dissipation

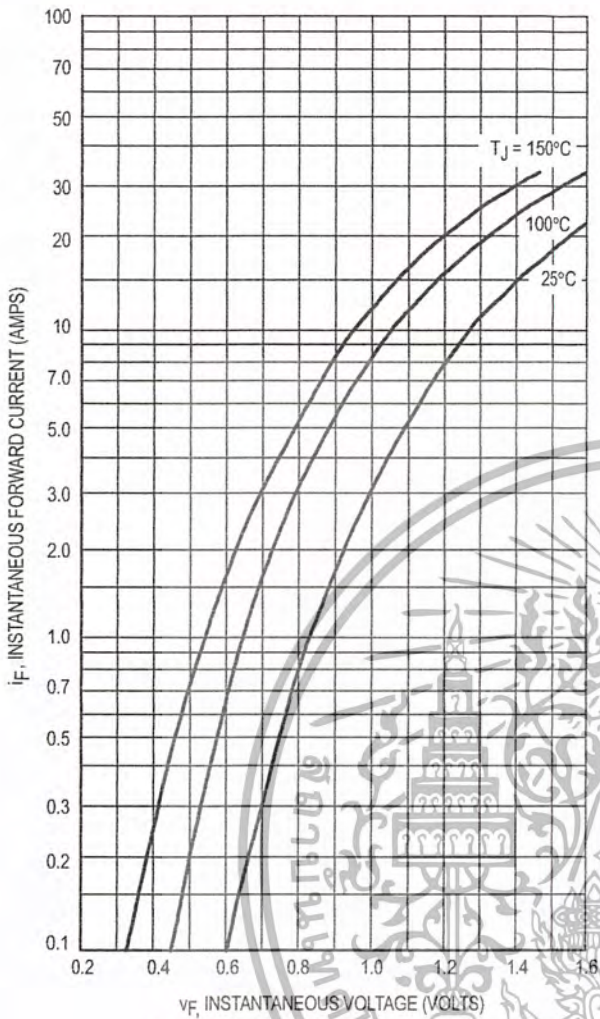


Figure 11. Typical Forward Voltage

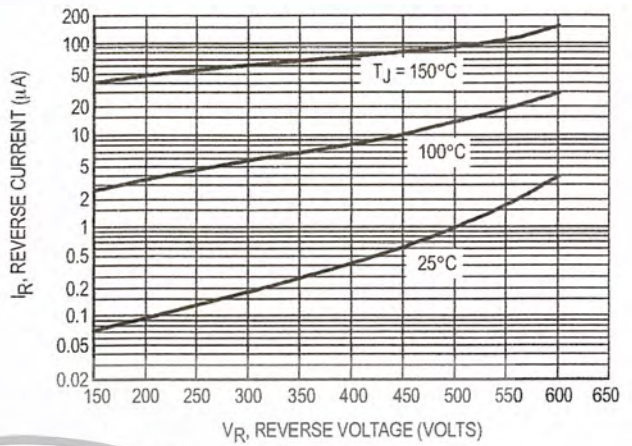


Figure 12. Typical Reverse Current

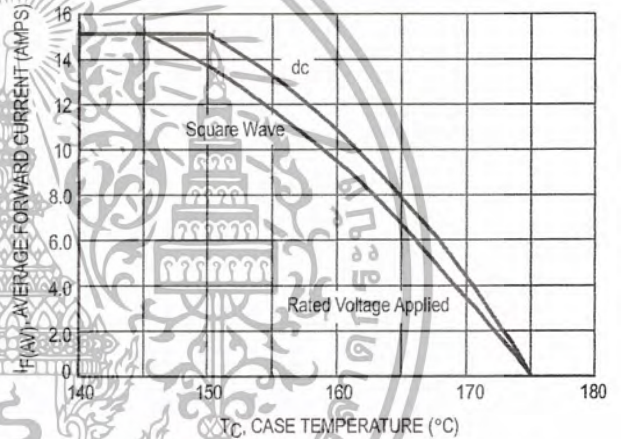


Figure 13. Current Derating, Case

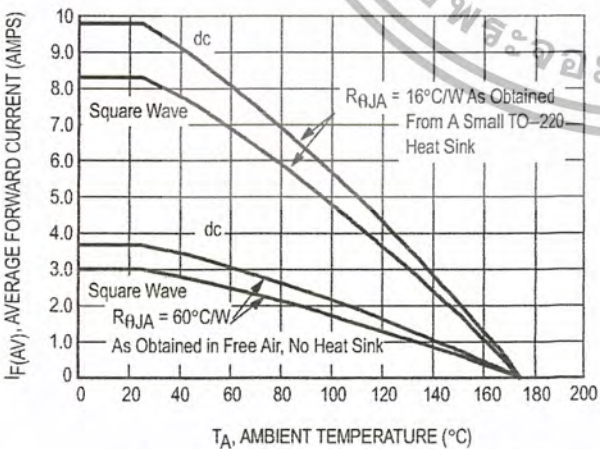


Figure 14. Current Derating, Ambient

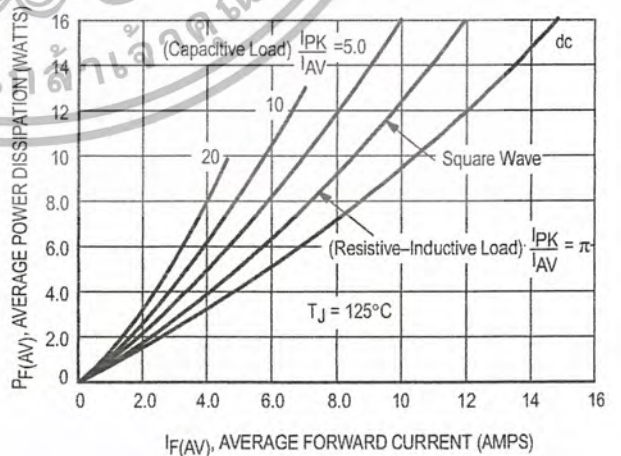


Figure 15. Power Dissipation

MUR1520, MUR1540, MUR1560

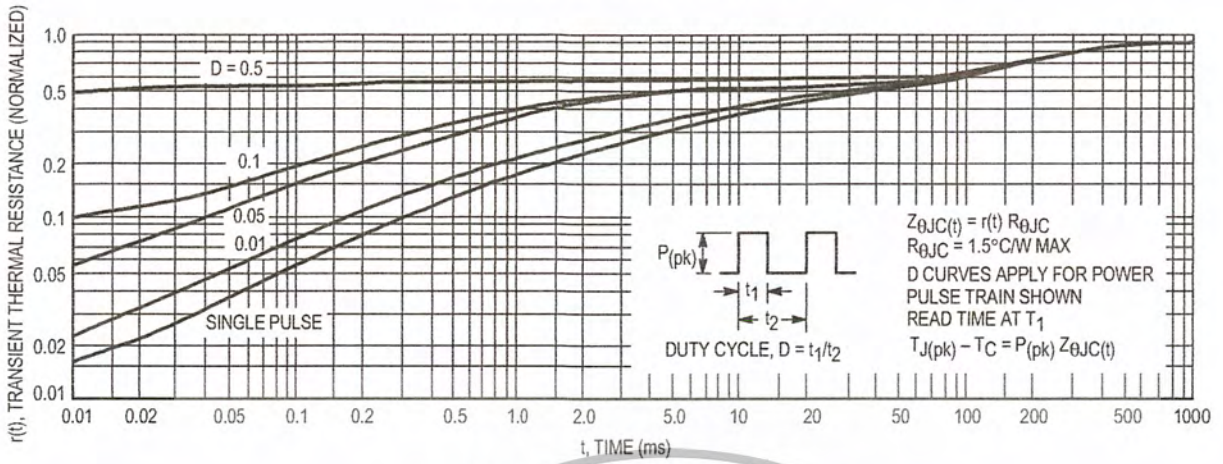


Figure 16. Thermal Response

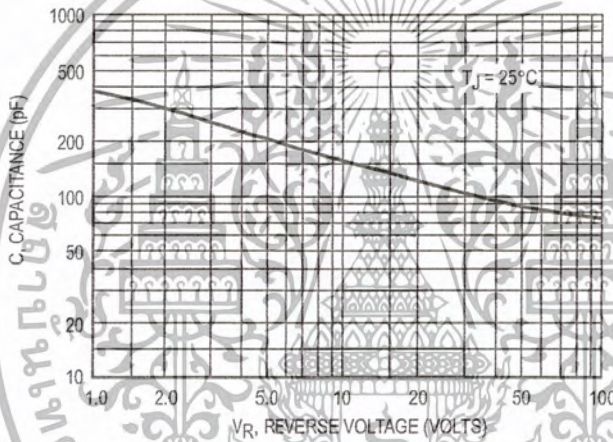
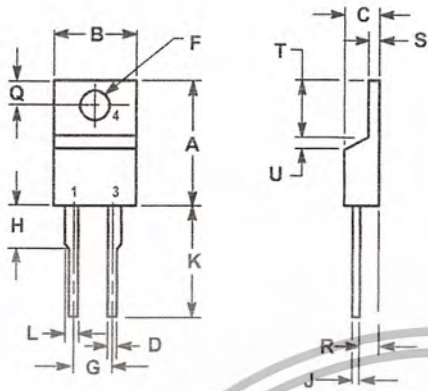


Figure 17. Typical Capacitance

PACKAGE DIMENSIONS



NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.595	0.620	15.11	15.75
B	0.380	0.405	9.65	10.29
C	0.160	0.190	4.06	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.89
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.190	0.210	4.83	5.33
H	0.110	0.130	2.79	3.30
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.14	1.52
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.14	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.48
U	0.000	0.050	0.000	1.27



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

Mfax is a trademark of Motorola, Inc.

How to reach us:

USA/EUROPE/Locations Not Listed: Motorola Literature Distribution;
 P.O. Box 5405, Denver, Colorado 80217. 1-303-675-2140 or 1-800-441-2447

JAPAN: Nippon Motorola Ltd.: SPD, Strategic Planning Office, 4-32-1,
 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo 141, Japan. 81-3-5487-8488

Customer Focus Center: 1-800-521-6274

Mfax™: RMFAX0@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 1-602-244-6609
 Motorola Fax Back System - US & Canada ONLY 1-800-774-1848
 - http://sps.motorola.com/mfax/

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

HOME PAGE: <http://motorola.com/sps/>



MUR1520/D

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้