สวิทช์ชิ่งเพาวเวอร์ชัพพลายความถี่สูงชนิดคอนเวอร์เตอร์แบบฮายบริดจ์

SWITCHIHG POWER SUPPLY AT HIGH FREQUENCY TYPE HALF CONVERTER

นายดำรงกุล ศรีบุญเรือง รหัส 34161205
นายสมศักดิ์ เม่นขำ รหัส 34161234

อาจารย์ที่ปรึกษา
อ.สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์
ADVISOR
SIGNTHONG PATANASETHANON

ปริญญานิพนธ์ปริญญาสำหรับอุตสาหกรรมศาสตร์บัณฑิต
สาขาการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
ภาควิชาเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2535

032627

ภาควิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

สาขา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง สวิทช์ชิ่งเพาวเวอร์ซัพพลายความถี่สูงชนิด คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์
SWITCHING POWER SUPPLY AT HIGH FREQUENCY TYPE HALF CONVERTER

ผู้จัดทำ

1. นายดำรงกุล ศรีบุญเรือง รหัส 34161205
2. นายสมศักดิ์ เม่นขำ รหัส 34161234

.... อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ.สิงห์ทอง พัฒนาเศรษฐานนท์)

032627

บทคัดย่อ

ในการสร้างสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายความถี่สูง โดยใช้มอสเฟตเป็นเพาเวอร์ซัพพลายความถี่สูง 70 KHz. โดยการนำมอสเฟตมาเป็นตัวสวิทช์ตัดต่อเพื่อใช้เป็นวงจร Convertor แบบ Push Pull ชนิด Half Bridge มีค่าแรงดันที่ output ± 100 Volt. กระแส 5 Amp. กำลังวัตต์สูงสุด 500 Watt. สามารถจ่ายโหลดที่ระดับแรงดันคงที่ ไม่ว่าโหลดจะมีการเพิ่มหรือลดอย่างทันทีทันใด โดยใช้วิธีการนำเอาหลักการ Pulse Width Modulution เข้ามาเป็นตัวควบคุมความกว้างของ Pulse บวกลบ Peak to Peak ป้อนให้กับ Power Transformer ทำการ Step Down เพื่อให้ได้ระดับแรงดันที่ต้องการ และเข้าชุด Rectifier เปลี่ยนแรงดันให้เป็นกระแสตรง จากวิธีการป้อนกลับอย่างมีประสิทธิภาพ ทำให้ชุดเพาเวอร์ซัพพลายที่มีประสิทธิภาพสูงกว่า 80 เปอร์เซ็นต์ มีน้ำหนักเบา รูปร่างเล็ก เหมาะสำหรับใช้กับวงจรอีเล็คทรอนิคส์ที่ต้องการ StabilityของPower Supply สูง เช่น วงจรทาง Audio, Vedio หรือ Computer ซึ่งเป็นที่นิยมมากในปัจจุบัน และคาดว่าจะมีการพัฒนาต่อไปในอนาคต

ABSTRACT

The High Frequency Swicthing Power Supply building up by Mosfet technology. That provice Frequency of 70 KHz. Swicthing by Mosfet for use to be, The Half bridge push pull type convertor. That have the output voltage at ± 100 volt , 5 amp. and maximum power 500 watt. Can be supplied the unstable loaded by use, The principle of pulse width modulation control, The pulsewidth peak to peak and sent The signal to step down transformer fer get the desive voltage and rectfied direect current voltage.By the High frequency of feedback control,The Power Supply will have the efficiency more than 80 precent and poperty shap for use with the electronics devices that need, The satsbility of power supply as the audio , vedeo or computer circuit.

สารบัญ

บทคัดย่อ หน้า

Abstract

บทนำ

บทที่ 1 ทฤษฎีและหลักการทำงานของสวิทช์ชิ่งเพาวเวอร์ซัพพลาย 1

1.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์ 2

- buck converter 3
- boost converter 7
- buck-boost converter 9
- push-pull converter 15
- ลักษณะของวงจร push-pull converter 20
- คาปาซิเตอร์คับปลิ้งที่ต่ออนุกรมกับหม้อแปลง 24
- วงจร Full Bridge converter 26

1.3 หม้อแปลงความถี่สูง 28

- ฮีสเตอรีซีสลูป 30

1.4 การใช้ Mosfet เป็นสวิทช์ 35

- การทำงานของ Mosfet 36
- กราฟคุณสมบัติของ Mosfet 38

1.5 ทรานซิสเตอร์ 40

1.6 วงจรควบคุมการทำงานแบบ Puise width Molulation 46

- พื้นฐานการทำงานของ PWM 47
- IC SG 3524 49

1.7 ภาค o/p 50

- การเรียงกระแสและการกรองกระแส 51
- คุณสมบัติของ Power Rectifier 53

- การคำนวณหาค่ากระแสสูงสุดของไดโอด 59
- การออกแบบ Inductor ภาคoutput 61
- หลักการออกแบบคาปาซิเตอร์ตัวกรองกระแส 65

1.8 วงจรสนับเบอร์ 68
- Turn off snubber circuit 69
- Turn on snubber circuit 70
- กรออกแบบ snubber circuit 71

บทที่ 2 การออกแบบและการสร้างวงจรสวิทช์ชิ่งเพาวเวอร์ซัพพลาย 81

2.1 คำนำ 81

2.2 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง 84

2.3 การออกแบบ Inductor 87
- ตาราง EI Type cores 89
- ตารางคุณสมบัติของแกนชนิดต่างๆ 90
- ตารางตรวจสอบของสายไฟ 92

2.4 การออกแบบ Capacitor Filter ด้านอินพุท 93

2.5 การออกแบบในการเลือก Fast and Fast Recovery Diode 94

2.6 การออกแบบ RC Snubber circuit 95
- การออกแบบ L,C 98
- การเลือกใช้อุปกรณ์ต่างๆ 98

บทที่ 3 ผลการทดลองพร้อมสรุปผลการทดลองและปัญหา 99
- สรุปผลการทดลอง 107
- ปัญหาที่เกิดและข้อเสนอแนะ 108

กิติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง

ภาคผนวก A วงจร

บทนำ

เนื่องจากในสมัยก่อนแหล่งจ่ายไฟตรงชนิดลิเนียร์คอนเวอร์ทเตอร์ ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายที่มี ขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก สัญญาณรบกวนสูง ประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจาก ต้องใช้หม้อแปลงแกนเหล็กที่มีความถี่ต่ำ (50 Hz.) จึงต้องพันขดลวดมากรอบ ค่าสูญเสียในแกนเหล็กมาก อีกทั้งวงจรฟิลเตอร์ต้องใช้ค่าแคปปาซิเต็นซ์สูง ๆ จึงจะสามารถกรองกระแสไฟได้เรียบยิ่ง เมื่อออกแบบให้มีกำลังงานสูงขึ้น ค่าสูญเสียต่าง ๆ และขนาดก็จะยิ่งสูงขึ้นไปด้วย จึงไม่เหมาะที่จะนำมาใช้งานกับวงจรอีเลคโทรนิคที่ถูกพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว

1. ความเป็นมาของแหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิทช์ชิ่ง

ปัจจุบันแหล่งจ่ายไฟตรงได้ถูกพัฒนาขึ้นอย่างรวดเร็ว ในช่วงระยะเวลาไม่กี่ปีมานี้ ซึ่งมีแรงผลักดันมาจากความก้าวหน้าของอุปกรณ์อีเคทรอนิคส์ ได้แก่ อุปกรณ์ cmos ซึ่งใช้ทำวงจรรวม หรือ integrated circuit [IC] ถูกพัฒนาขึ้นอย่างสูง ในระยะเวลาอันสั้นจาก IC ธรรมดามาเป็น LSI มาเป็น VLSI และปัจจุบันได้ถูกพัฒนาให้เป็นอุปกรณ์ชนิดใหม่ ที่เรียกว่า "TRANS PUTER" หรือไมโครโปรเซสเซอร์สมบูรณ์แบบ ดังนั้นจะเห็นได้ว่า วงจรอีเลคทรอนิคส์วัน จะมีขนาดเล็กลงแต่ต้องการกำลังไฟสูงขึ้นจึงจำเป็นที่จะต้องหาแหล่งจ่ายไฟที่มีขนาดเล็ก แต่มีกำลังงานสูงและมีประสิทธิภาพสูงเพื่อให้เหมาะสมกัน วงจร "ดีซี-ดีซี คอนเวอร์ทเตอร์" ซึ่งเป็นวงจรที่สำคัญที่สุดของการพัฒนาแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทช์ชิ่ง จึงได้ถูกพัฒนาขึ้น เพื่อให้ใช้งานร่วมกับหม้อแปลงความถี่สูง ได้แก่ หม้อแปลงแกนเฟอร์ไรด์ หลักการทำงานของ "ดีซี-ดีซี คอนเวอร์ทเตอร์" โดยทำการเปลี่ยนไฟกระแสตรงซึ่งได้มาจากการเรียงกระแสแรงดันไฟสลับ 220 V. 50 Hz. มาดัดแปลงให้เป็นไฟกระแสสลับความถี่สูงซึ่งเรียกวิธีการนี้ว่า "Chopper" คือการใช้อุปกรณ์ประเภททรานซิสเตอร์มา "ON" หรือ "OFF" ในโครงงานนี้จะใช้มอสเฟสซึ่งจะทำงานตามจังหวะของสัญญาณควบคุม ได้แก่ วงจร "pulse width modulation" เมื่อได้

ไฟกระแสสลับก็นำไปผ่านหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อ "Step up" หรือ "Step down" ตามแต่โหลดต้องการ ในโครงงานนี้จะทำการ "Step down" จากนั้นก็จะมีวงจรเรียงกระแสและวงจรฟิลเตอร์เพื่อกรองไฟให้เรียบแล้วจึงนำไปใช้งาน เนื่องจากเราใช้ความถี่สูง ในการสวิทช์ชิ่งประมาณ 50 KHz. ซึ่งถ้ายิ่งสูงมากเท่าไรเราก็จะได้หม้อแปลงที่มีขนาดเล็กลง (ขดลวดพันน้อยรอบ ; A_ 1/F น้ำหนักเบา ค่าสูญเสียน้อย มีประสิทธิภาพสูง และค่าแคปปาซิเต็มซ์ที่เราใช้กรองกระแสทางด้านเอาท์พุทก็จะใช้ค่าน้อยลงอีกด้วย [C 1/F] ดังนั้นจึงสามารถที่จะสร้างให้เป็นแหล่งจ่ายไฟที่มีกำลังงานสูง ที่เหมาะสมกับความเจริญก้าวหน้าของ เทคโนโลยีสมัยปัจจุบันและอนาคต

2. วัตถุประสงค์ของโครงงาน

โครงงานนี้เป็นโครงงาน ที่มีความประสงค์จะสร้างเป็นเครื่องต้นแบบ ของสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ที่สามารถรับแรงดันได้ วัตถุประสงค์หลักคือ

2.1 ศึกษาและออกแบบแหล่งจ่ายไฟโดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นสวิทช์ ซึ่งความถี่สูงประมาณ 70 KHz.

2.2 ศึกษาและออกแบบวงจร ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์

2.3 พัฒนาสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายไปใช้ เป็นแหล่งจ่ายกำลังของวงจรอีเลคทรอนิคส์

3. ขอบเขตของโครงงาน แบ่งเป็น 2 เทอมในการทำงาน

เทอมแรก

- สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงถึง 500 วัตต์ ในที่นี้กำหนดการออกแบบเป็น +/- 100 โวลท์ 5 แอมป์
- เป็นแหล่งจ่ายพลังงานที่เป็นอินพุทเป็นไฟ AC 220 Volt. 50 Hz.
- มีเสถียรภาพของแรงดันผิดพลาดได้ไม่เกิน 5% ที่โหลด

5 แอมป์

- มีค่าไฟระลอกริบเพิ้ลและสัญญาณรบกวนน้อยกว่า 50 mV.[rms]

เทอมสอง

- สามารถที่จะปรับได้ 50-100 โวลท์ ทั้งด้านไฟบวกและไฟลบ
- มีเสถียรภาพของแรงดันผิดพลาดได้ไม่เกิน 5 % ที่โหลด 2.5 แอมป์
- มีค่าไฟระลอกริบเพิ้ล และสัญญาณรบกวนน้อยกว่า 50 mV.[rms]

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

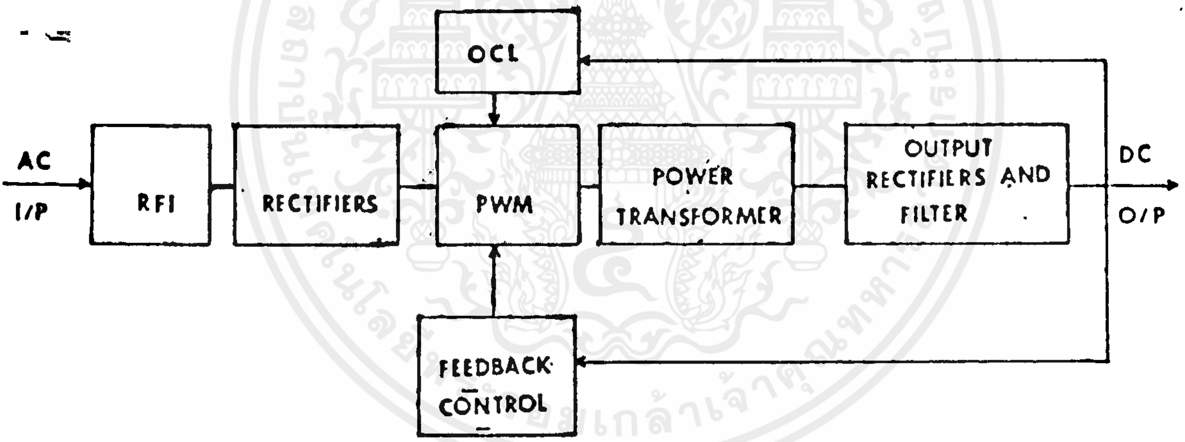
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

ทฤษฎีและหลักการทำงานของสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

1.1 คำนำ

ทฤษฎีและหลักการทำงานของสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายในโครงงานนี้มีลักษณะดัง Block Diagram รูปที่ 1.1


OCL
AC
I/P
RFI
RECTIFIERS
PWM
POWER
TRANSFORMER
OUTPUT
RECTIFIERS AND
FILTER
DC
O/P
FEEDBACK
CONTROL

รูปที่ 1.1 Block diagram ของสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่เอามาจาก line โดยตรง

นั่นคือแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V. 50 Hz. จะถูกป้อนเข้าสู่วงจร PFI Filter เพื่อกรองสัญญาณรบกวนความถี่วิทยุจากภายนอกมิให้เข้ามาในระบบ รวมทั้งกันสัญญาณรบกวนที่จะเกิดขึ้นในการสวิทช์ซึ่งออกสู่ภายนอกด้วย เมื่อผ่านวงจร PFI Filter แล้ว ก็จะไปสู่วงจร Rectifier และ Filter เพื่อเปลี่ยนกระแสไฟฟ้าสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 310 โวลท์ ต่อจากนี้ก็จะทำการแปลงแรงดันไฟกระแสตรงให้กลับไปเป็นไฟกระแสสลับด้วย ส่วนที่เรียกว่า Switching element ซึ่งจะทำงานภายใต้การควบคุมของ Feedback Isolation และวงจร Protection รูปแรงดันที่ออกจาก Switching element นี้ จะเป็น Square Wave มีค่า Peak ที่ 310 V. ความถี่ที่ 70 KHz. จะถูกป้อนเข้าสู่ส่วนขยาย Power Transformer เพื่อ Step down ให้แรงดัน output ต่ำลง จากนั้นก็จะนำไฟกระแสสลับแรงดันต่ำนี้ไปทำการ Rectifier และ Filter อีกครั้งหนึ่งให้เป็นไฟกระแสตรง 100 V. พร้อมที่จะจ่ายให้แก่โหลด

1.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์

แบ่งออกเป็น 2 จำพวกใหญ่ ๆ คือ

1.2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่ไม่แยกระบบไฟฟ้าจากกัน

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่ไม่แยกระบบไฟฟ้าจากกันนี้ จะต้องมีส่วนที่ป้องกัน DC Isotate แล้ว ส่วนประกอบภายนอกปกติใช้ที่ความถี่ 50-60 Hz. การนำไปใช้ในช่วงระดับแรงดันที่เหมาะสม วงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดที่ไม่แยกระบบไฟฟ้านี้ง่ายต่อการเข้าใจและใช้ออกแบบด้วย จากการที่มีการประดิษฐ์ต่าง ๆ และต่อมาผู้ออกแบบเริ่มออกแบบเพาวเวอร์ซัพพลาย โดยใช้ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบไม่แยกระบบไฟฟ้าจากกันนี้ได้ เพราะตรวจสอบในปัญหาในส่วน DC Isotate ได้ โดยมีส่วนป้องกันแล้ว

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบที่ไม่แยกระบบไฟฟ้าจากกันนี้แยกออกเป็น 3 อย่างคือ

1) แบบ Buck Converter เป็นแบบ ที่เข้าใจง่ายในบรรดาคอนเวอร์เตอร์ โดยที่จะสามารถออกแบบได้ แต่จะเห็นได้ว่า Buck Converter จะมีส่วนที่ยังไม่สมบูรณ์ดีนักจากเหตุผลนี้แบบ Buck Converter นี้ถึงใช้งานควรคิดให้รอบคอบก่อน

หลักการทำงานเบื้องต้นของ Buck Converter แบบย่อ ๆ เมื่อที่สภาวะที่กระแสไหลผ่านอินดัคเตอร์ ในทิศทางไปข้างหน้า เมื่อใช้มอสเฟตเป็นตัวสวิทช์ จากการที่สร้างพลังงานให้กับตัวอินดัคเตอร์ และพลังงานจะกลับถ่ายเทมาที่ Load ระหว่างที่มอสเฟต Turn Off โดยมีไดโอดที่เรียกว่า Commutating Diode โดยจะรักษาระดับกระแสโหลด ที่จะไหลไปจากอินดัคเตอร์ เมื่อสวิทช์เพาวเวอร์ Off จะมีกระแสไหล 2 ส่วน ในวงจร Buck Converter เมื่อสวิทช์เพาวเวอร์ทำงานจะมีกระแสจากแหล่งจ่ายอินพุทไหลผ่านมอสเฟต, อินดัคเตอร์ และ Load แหล่งจ่ายอินพุทสามารถที่จะเก็บพลังงานให้มากกว่าโหลดต้องการ ซึ่งจะมีจำนวนหนึ่งสะสมไว้ในตัวอินดัคเตอร์ เมื่อสวิทช์เพาวเวอร์หยุดทำงาน กระแสโหลดจะไหลผ่านไดโอดไปที่โหลดและเริ่มต้นระบบใหม่ พลังงานที่เกิดขึ้นหลังจากที่มีกระแสไหลจะถูกจัดเก็บพลังงานจำนวนหนึ่ง ในอินดัคเตอร์ ทำติดต่อกันจนกระทั่งสวิทช์เพาวเวอร์ทำงานอีกและเริ่มต้นของสัญญาณใหม่

รูปของแรงเคลื่อนและกระแสดังในรูปที่ 1.2 แยกวิเคราะห์ลักษณะแรกของแรงเคลื่อนของไดโอดคือ

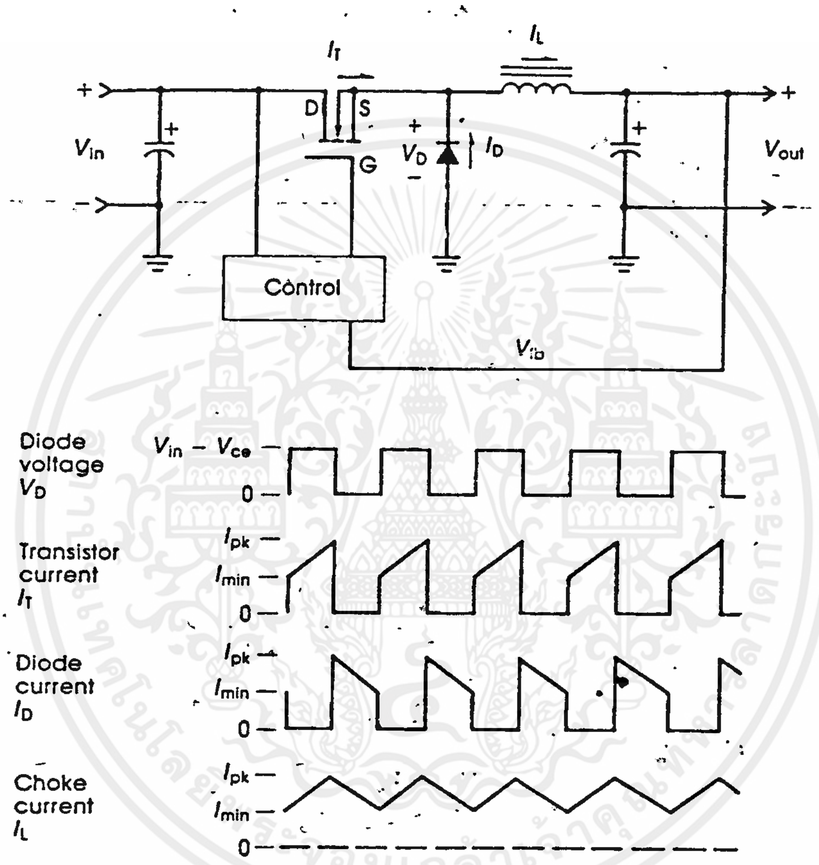
$Vd\ [Q_{on}] = V_{in} - V_{sat}$ [แรงดันอินพุทสูญเสียโดยตกคร่อมสวิทช์เพาวเวอร์]

$Vd\ [Q_{off}] = V_{fwd}$ [แรงดันที่ตกคร่อมไดโอด]

กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำสามารถหาได้

$$Q_{on} : I_{[เหนี่ยวนำ]} = I_{min} + \frac{[(V_{in} - V_{sat}) - V_{out}]\,T_{on}}{L}$$

$$Q_{off} : I_{[เหนี่ยวนำ]} = I_{pk} - \frac{[V_{out} + V_{fwd}]\,T_{off}}{L}$$



I_T
I_L
+
V_{in}
D
S
G
+
V_D
I_D
+
+
V_{out}
Control
V_{fb}
Diode voltage V_D
$V_{in} - V_{ce}$
0
Transistor current I_T
I_{pk}
I_{min}
0
Diode current I_D
I_{pk}
I_{min}
0
Choke current I_L
I_{pk}
I_{min}
0

Estimated parameter	Equation
Peak collector (drain) current	$I_{pk} = 1.5 I_{out}$
Peak collector (drain) voltage	$V_{pk} = V_{in}(max)$
Approximate inductance	$L_{min} = \frac{V_{in} - V_{sat} - V_{out}}{I_{pk}} t_{on}$
Output control	$V_{out} = V_{in}(\%DC)$

รูปที่ 1.2 รูปแบบ Buck Converter

ผลของกระแสรูปคลื่น สามเหลี่ยม แบบฟันเลื่อย กระแสอินดัคเตอร์ที่เป็นผลรวมของรูปคลื่นจากกระแสของสวิทช์เพาวเวอร์และไดโอด ซึ่งรวมส่วนของสามเหลี่ยมทั้งส่วนบวกและลบตามลำดับ อยู่รวมกันในส่วนเดียว ส่วนฐานของรูปนั้นแสดงให้เห็นถึง พลังงานสะสมที่เหลืออยู่ในตัวอินดัคเตอร์ที่เก็บสะสมไว้ พลังงานที่ตกค้างอยู่นี้ จะต้องมีผลต่อการเปลี่ยนของกระแสโหลดก่อนที่วงจรควบคุมจะสามารถควบคุมได้ รูปคลื่นของกระแสไฟตรงเฉลี่ยนี้เท่ากับกระแสไฟจากโหลด

การกำหนดค่าแรงดันเอาท์พุทได้โดยการปรับค่า duty cycleของตัวสวิทช์เพาวเวอร์ในส่วน on-time และ off-time จะควบคุมได้โดย

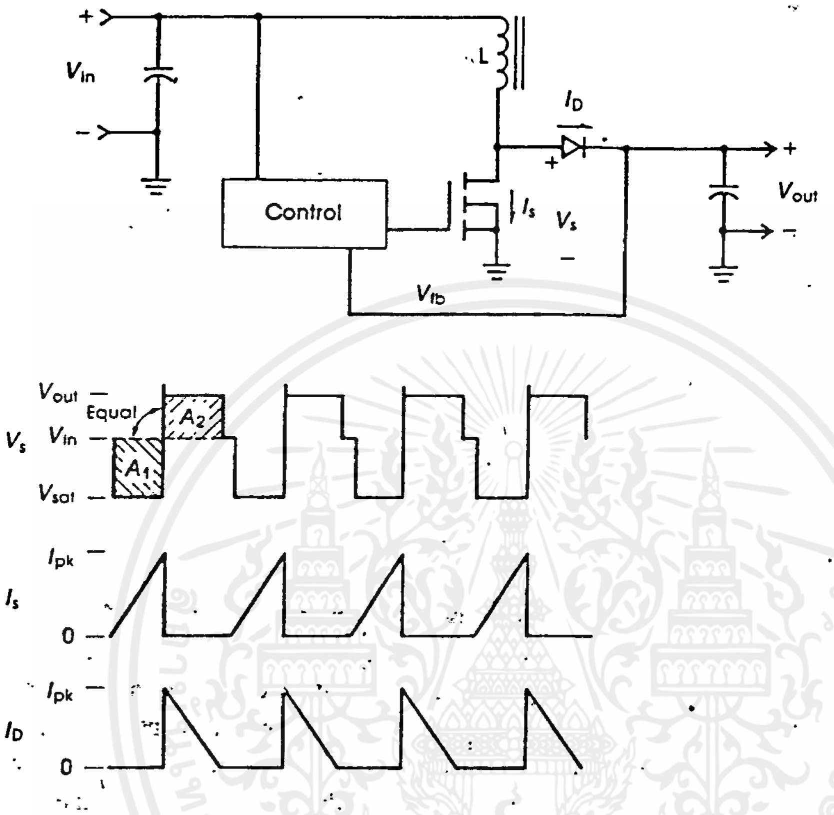
$$V_{out} = V_{in} * [\text{duty cycle}] \quad (\text{ประมาณ})$$

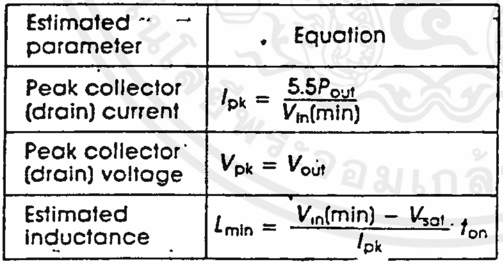
จากสมการควบคุม,แรงดัน ด้านอินพุทจะมีค่าสูงกว่า แรงดันเอาท์พุทช่วงเวลาการ ON ของ Puslsewidth ของสวิทช์เพาวเวอร์ ตรงกันข้ามถ้าต้องการให้แรงดันเอาท์พุทมีค่าใกล้เคียงกับแรงดันอินพุท ทำได้โดยให้ค่า duty cycle มีค่าใกล้ 100% ซึ่งจะเห็นได้ว่าแรงดันเอาท์พุทมีค่าใกล้เคียงกับกระแสไฟตรงเฉลี่ยของรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุท

Buck Converterมีขอบเขตจำกัดและมีปัญหาที่จะเกิดโดยจากการทำงาน

1. ปกติแล้วแรงดันด้านอินพุทจะต้องสูงกว่าแรงดันเอาท์พุท 1 ถึง 2 โวลท์ เพื่อจะได้สามารถรักษาระดับแรงดันด้านเอาท์พุทจะเป็นปัญหาได้ถ้าแรงดันอินพุท อาจจะมีการปรับแรงดันให้ใกล้เคียงกับด้านเอาท์พุท ขณะผลของ Buck Converter สามารถใช้ได้เพียงที่ Step-down

2. เมื่อตัวสวิทช์เพาวเวอร์ทำงาน ไดโอดจะเป็นตัวทำให้เกิดกระแสที่ตัวอินดัคเตอร์ไดโอดจะมีขอบเขตช่วงเวลาของไบแอสกับหรือ สภาวะ off ขณะที่ช่วงไดโอด turn off กระแสจะไหลจากอินพุทไปผ่านสวิทช์เพาวเวอร์ และผ่านไดโอดลงกราวด์


+
V_{in}
−
L
I_D
+
V_{out}
−
Control
I_s
V_s
+
−
V_{fb}
V_{out}
Equal
A_2
V_s
V_{in}
A_1
V_{sat}
I_{pk}
I_s
0
I_{pk}
I_D
0



Estimated parameter	Equation
Peak collector (drain) current	$I_{pk} = \frac{5.5P_{out}}{V_{in}(min)}$
Peak collector (drain) voltage	$V_{pk} = V_{out}$
Estimated inductance	$L_{min} = \frac{V_{in}(min) - V_{sat}}{I_{pk}} \cdot t_{on}$

รูปที่ 1.3 รูปแบบ Boost Converter

3. สารกึ่งตัวนำ ทรานซิสเตอร์เพาวเวอร์ และ มอสเฟตเพาวเวอร์ อาจจะมีการ Short Circuited เมื่อเกิดปัญหาที่เกิดจากการ Short-Circuit

ของวงจรด้านเอาท์พุทของโหลด จะทำให้ผลต่อด้านอินพุทของวงจร เห็นได้ว่าถ้าเราไม่มีส่วนป้องกันจากวงจรด้านเอาท์พุทที่โหลดแล้วจะเกิดปัญหา ดังนั้นผู้ออกแบบต้องออกแบบวงจรที่มีส่วนป้องกันต่อวงจรด้วย อย่างเช่น ส่วนป้องกันแรงดันเกินการ Short-Circuit ของวงจรโหลด ฯลฯ ซึ่ง Buck Converter ใช้กับการใช้กับโหลดกำลัง 1000 วัตต์ได้ แต่ไม่ค่อยนิยมใช้กันในส่วนของสวิทช์ซิ่งเพาวเวอร์ซัพพลาย เพราะมีข้อบกพร่องบางอย่าง

2) แบบ Boost Converter เป็นคอนเวอร์เตอร์ชนิด Step-up อยู่ในจำพวก Fly Back โดยจะมีแรงดันด้านเอาท์พุทสูงกว่าด้านอินพุท

วงจรแบบ Boost Converter ใช้ส่วนประกอบคล้ายกับ วงจร Buck Converter จากรูปที่ 1.3 มีการทำงานที่แตกต่างจากช่วง Forward ต่างจากวงจร Buck Converter เมื่อสวิทช์เพาวเวอร์ทำงาน แรงดันด้านอินพุทจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำกระแสตัวเหนี่ยวนำ จะเป็นเส้นตรงจากศูนย์แอมป์ จนกระทั่งสวิทช์เพาวเวอร์หยุดทำงานในช่วงนี้มีพลังงานสะสมในตัวอินดัคเตอร์ ตอนนี้สวิทช์เพาวเวอร์หยุดทำงาน แต่แรงดันที่ตัวอินดัคเตอร์ มีศักย์สูงกว่าด้านอินพุท ตัวอินดัคเตอร์มีขอบเขตของ แรงดันแต่ค่าแรงดันเอาท์พุทนั้น เมื่อจะรวมกับแรงดันตกคร่อมไดโอด [$V_{out} + V_{diode}$] วิธีนี้จำกัด Duty cycle ที่ 50% ตั้งแต่ให้ตัวอินดัคเตอร์ ถ่ายพลังงานที่สะสมจนหมดให้แก่ คาปาซิเตอร์ ด้านเอาท์พุท

ช่วงการทำงานของ Boost Converter ที่รูปคลื่นสามารถดูจากรูปที่ 1.3 แรงดันที่ตัวอินดัคเตอร์จะกลับไปที่ค่าศูนย์ เมื่อถ่ายเทพลังงานจนหมดแล้วกระแสจะเป็นศูนย์เรียกการทำงานช่วงต่อเนื่องเกิดขึ้นเมื่อตัวอินดัคเตอร์ไม่สามารถถ่ายเทพลังงานที่สะสมอยู่ระหว่างที่สวิทช์เพาวเวอร์หยุดทำงาน และพลังงานที่เหลืออยู่ในอินดัคเตอร์ ขณะนี้แรงดันที่ตัวอินดัคเตอร์จะไม่เป็นศูนย์ เนื่องจากมีพลังงานสะสมที่ อินดัคเตอร์ ปกติ Boost Converter สามารถใช้ที่แรงดันอินพุทต่ำ ที่การทำงานของPulse widths ที่กว้างเพื่อจ่ายพลังงานให้แก่โหลด แต่จะมีเวลาไม่เพียงพอที่พลังงานที่อินดัคเตอร์จะหมดก่อน และปกติแล้วแหล่งจ่ายจะมีระดับแรงดันเอาท์พุทตก

ส่วนสำคัญที่ต้องคำนึงระหว่างการออกแบบของวงจร Boost Converter ที่ตัวอินดัคเตอร์ว่าสามารถ ที่จะเก็บพลังงานได้พอหรือไม่ สามารถที่จะกำหนดโดยต้องรู้เกี่ยวกับ Boost Converter ในส่วนของพลังงานสะสม ในอินดัคเตอร์ที่ได้จากตัวสวิทช์เพาวเวอร์คือ

$$W = \frac{1}{2} L [I_{pk} - I_{min}]^2$$

และ กำลังเฉลี่ยที่เอาท์พุทคือ

$$P_{out} = Wf$$

ที่ P_{out} เป็น กำลังเอาท์พุทที่คาพาซิเตอร์ ของอินดัคเตอร์

f เป็น ความถี่ของการทำงานของ คอนเวอร์เตอร์

การกำหนดค่าของ P_{out} นั้นควรที่จะให้มีค่ามากกว่ากำลังที่โหลดต้องการ ถ้าไม่แล้วจะทำให้เมื่อตอนโหลดมีกำลังมากแล้วจะทำให้ไม่สามารถป้อนกำลังให้โหลดได้เต็มที่ ดังนั้นปัญหาที่ทำให้ค่าอินดัคเตอร์ที่ต่ำที่ได้รับพลังงานจากด้านแรงดันอินพุทที่มีค่าต่ำสุด สามารถแสดงให้เห็นได้

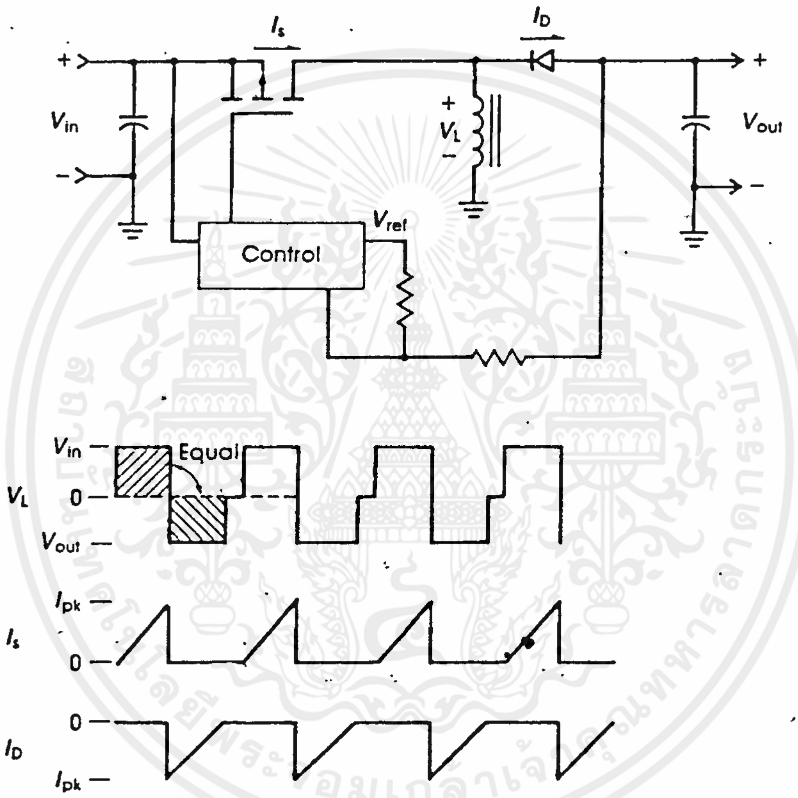
$$I_{pk} = \frac{[V_{in} T_{on}]}{L}$$

ในการเก็บสะสมพลังงานแสดงให้เห็นโดย I_{pk} ที่แรงดันอินพุทต่ำและช่วง T_{on} จะต้องเพิ่มขึ้นช่วงแรกนั้น T_{on} ของ Pulse width จะเป็นตัวทำให้แรงดันเอาท์พุทจ่ายได้โดยไม่ต้องใช้กำลังสะสมจากตัวเหนี่ยวนำ ถัดไปนั้นจะใช้พลังงานที่สะสมในคอยล์ส่งให้แรงดันเอาท์พุทไม่ขาดตอน ฉะนั้นผู้ออกแบบ จะต้องคำนึง

ถึงค่าอินดัคเตอร์

ในกรณีที่แรงดันอินพุทมีค่าต่ำ ๆ

3) Buck-Boost Converterเป็นมาจาก Fly Back Converter เป็นการทำงานของ Boost Converter ไม่ค่อยสมบูรณ์จึงนำ Buck Converter มาผสม จะเห็นความแตกต่างกันระหว่าง Boost กับ Buck-Boost Converter ดูรูปที่ 1.4


I_s
I_D
+
V_{in}
−
+
V_L
−
+
V_{out}
−
V_{ref}
Control
V_{in}
Equal
V_L
0
V_{out}
I_{pk}
I_s
0
0
I_D
I_{pk}

Estimated parameter	Equation	Comment
Peak collector (drain) current)	$I_{pk} = \frac{5.5P_{out}}{V_{in}(min)}$	
Peak collector (drain) voltage	$V_{pk} = -(V_{in}(max) - V_{out})$	V_{out} is negative
Estimated inductance	$L_{min} = \frac{V_{in} - V_{sat}}{I_{pk}}$	

รูปที่ 1.4 รูปแบบ Buck-Boost Converter

032627

จะเห็นได้ว่าสภาวะการทำงานของสวิทช์เพาวเวอร์ ตรงกันข้ามกับอินดัคเตอร์เหมือนกับ Boost Converterที่อินดัคเตอร์จะสะสมพลังงานไว้ระหว่างที่สวิทช์เพาวเวอร์ Turn-on พลังงานที่สะสมจะถูกส่งไปแปลงกระแสถูกเก็บไว้คาพาซิเตอร์ที่เอาท์พุท จากผลของแรงดันด้านลบจะถูกกำหนดได้โดย Duty Cycle ของสวิทช์เพาวเวอร์

Buck-Boost Converter มีขอบเขตที่ 50 % Duty Cycleของสวิทช์เพาวเวอร์ แต่ต้องคำนึงช่วงเวลาที่อินดัคเตอร์คายพลังงานที่สะสมด้วย

สมการพลังงานที่อินดัคเตอร์ต้องคำนึงถึงพลังงานสะสมเช่นเดียวกับของ Boost Converter โดยตัวอินดัคเตอร์ต้องสะสมพลังงาน ให้เพียงพอในระหว่างช่วงที่ T_{on} ในขนาดที่จะสามารถจ่ายให้โหลดได้ จากการทำหนดนี้ที่แรงดันอินพุทต่ำ แรงดันจะผ่านตัวอินดัคเตอร์ที่ต่ำมาก และจะไม่สะสมพลังงานที่ระดับแรงดันเอาท์พุทที่โหลดมาก เกิดสิ่งที่ไม่ดีของการทำงานที่ Duty Cycle เข้าใกล้ที่ 50% ขณะที่ ใน Fly Back Converter จะเพิ่มค่าของการเก็บในตัวอินดัคเตอร์ ถ้าพลังงานสะสมไม่เพียงพอกับระดับแรงดันเอาท์พุทตกที่ระดับแรงดันอินพุทต่ำผู้ออกแบบกำหนดค่าอินดัคแตนส์ของตัวเหนี่ยวนำให้ลดลง จะช่วยให้ Fly Back Converter ทำงานที่แรงดันอินพุทต่ำได้ แต่สภาวะที่กระแสมีค่ามากก็ต้องแน่ใจว่าสารกึ่งตัวนำทนได้

Buck-Boost Converter สามารถทนต่อสภาวะที่อันตรายได้ตรงกันข้ามกับ Buck หรือ Boost Converter อันดับแรกถ้าเกิดทรานเชียสช่วงลบในคอนเวอร์เตอร์ ทรานซิสเตอร์เพาวเวอร์ ซึ่งเป็นสวิทช์เพาวเวอร์จะมีแรงดันสูง ๆ ที่จะเกินแรงดันที่ทรานซิสเตอร์ทนได้ [Break Down Voltage] จะทำให้ทรานซิสเตอร์พังได้ ตรงกันข้ามในช่วงบวกของทรานเชียสในคอนเวอร์เตอร์ สวิทช์เพาวเวอร์ที่ใช้สารกึ่งตัวนำนั้น ในที่สุดจะเกิดปัญหาเมื่อมีแรงดันพังต่อมาจะทำให้ Short Circuit เห็นได้ชัดเพราะโหลดมีปัญหาเกิดขึ้น มีวิธีใหม่ ที่สวิทช์เพาวเวอร์ขาดไปต้องมีการป้องกันโดยมีผลดี ช่วงไบแอสกลับระหว่าง ที่เวลาแรงดันช่วงบวกที่คาโถดมีข้อแก้ไขง่ายจากที่เกิดจากแรงดันเกินใช้ซีเนอร์ไดโอดและฟิวส์หรือวงจรตัดไฟของ

แหล่งจ่าย

1.2.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์ แบบที่แยกระบบไฟฟ้าจากกัน

ขณะที่วิธีการของ วงจรคอนเวอร์เตอร์ แบบ ไม่แยกระบบไฟฟ้าจากกันนั้นเพียงใช้สารกึ่งตัวนำ ที่ใช้ในการจัดเรียงกระแสจากด้านอินพุทไปเอาท์พุท สารกึ่งตัวนำ ที่ใช้กับเพียงแรงดันที่มีค่า Break Down ต่ำ แสดงให้เห็นว่าเวลาที่เกิดปัญหากับส่วนประกอบจะมีผลต่อเพาวเวอร์ซัพพลาย ซึ่งเป็นการประดิษฐ์ที่ไม่ถูกนำใช้แต่เพราะว่าตัวประกอบนี้ นาน ๆ จะเกิดปัญหา เนื่องจากทรานเชียส วิธีแบบแบบซึ่งเพาวเวอร์ซัพพลายแบบ แยกระบบไฟฟ้าออกจากกัน แน่ใจได้เกี่ยวกับโครงสร้างของช่องว่าง ที่จัดเตรียม โดยแยกสารตัวนำและมีตัวแยกเทป พลังงานที่ผ่านไม่มีผล เกิดขึ้นกับโหละเฟอร์ไรท์ ก่อนที่จะออกเอาท์พุท หม้อแปลงนี้สามารถทนได้หลายพันโวลท์ก่อนที่จะทนได้

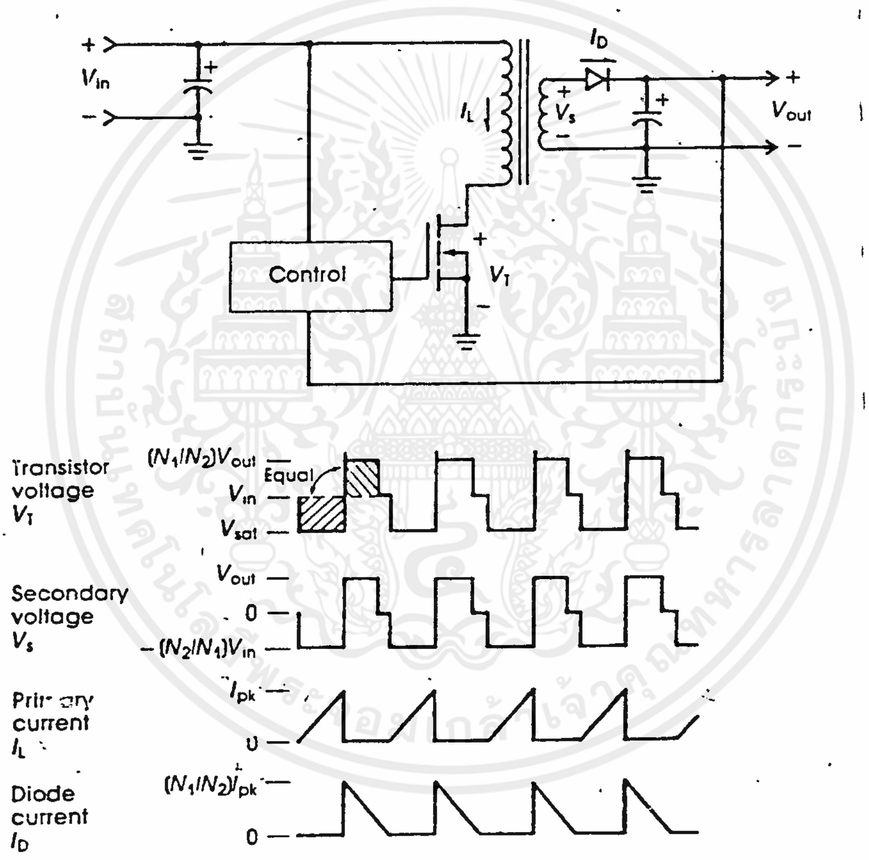
1) Fly Back Converter ซึ่งภายในมีหม้อแปลงแยกระบบไฟฟ้าจากกัน ซึ่งมีส่วนใกล้กับ Boost Converter แต่มีส่วนดีกว่าแบบที่ไม่แยกระบบไฟออกจากกัน ข้อดีนั้นคือมีการนำไปใช้งานได้มากกว่า Boost Converter

สังเกตจากรูปที่ 1.5 การออกแบบวงจร Fly Back มีส่วนคล้ายกับวงจร Boost Converter ที่จริงนั้นขนาดของ Fly Back Converter จะมีขนาดเล็กกว่า Boost Converter ข้อดีของ Fly Back มีมากกว่า Boost - Converter มีคือ

1. ด้านเอาท์พุทสามารถมีได้หลายระดับแรงดัน
2. ด้านเอาท์พุทสามารถเป็นได้ทั้งแรงดันช่วงบวกหรือแรงดันช่วงลบ
3. ระดับแรงดันด้านเอาท์พุทเป็นอิสระจากแรงดันด้านอินพุท
4. แรงดันด้านอินพุทมี ไดเร็กติค แยกจากอินพุทกับเอาท์พุท

การทำงานของ Fly Back Converter สามารถที่แยกในหนึ่งคาบ

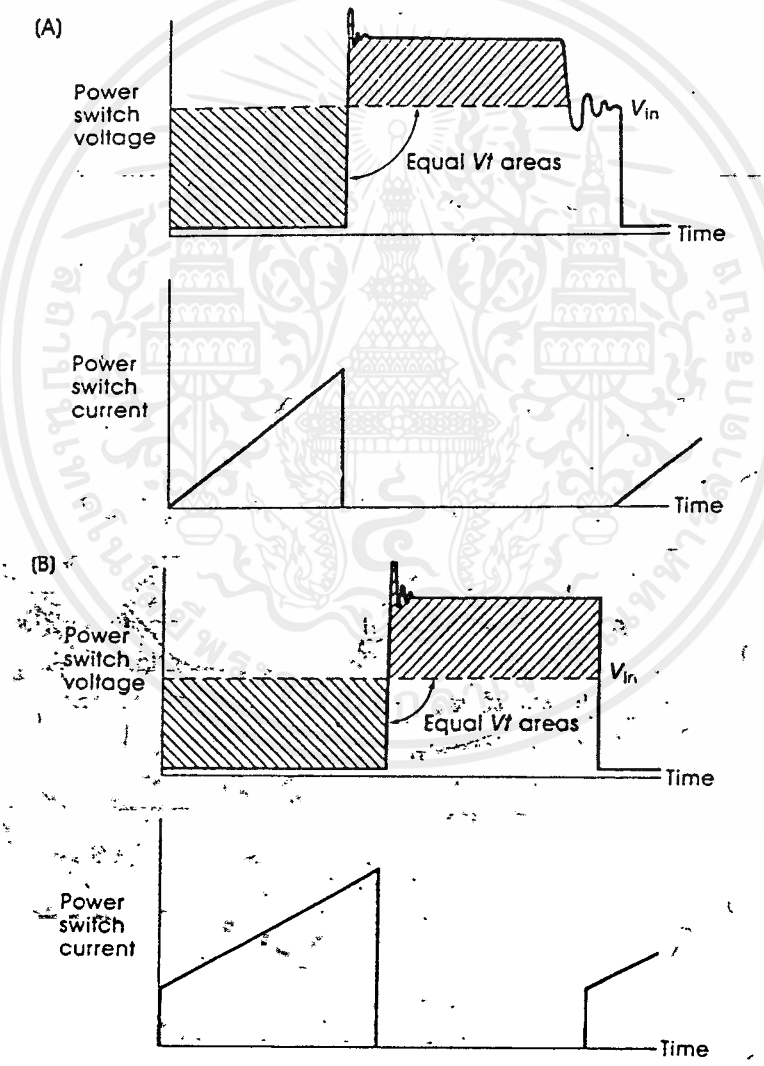
เวลาให้ออกเป็น 2 ส่วน คือ ช่วงที่ สวิทช์เพาวเวอร์ Turn-On และช่วงสวิทช์เพาวเวอร์ Trun-Off ระหว่างช่วง On-Time นี้ แรงดันอินพุทจะไหลผ่านไปที่ขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง มีผลทำให้มีการเพิ่มขึ้นของกระแสที่ผ่านขดลวดปฐมภูมิ $+V_{in} / L_{pri}$ ในช่วงนี้สวิทช์เพาวเวอร์ Off ซึ่งจุดนี้แรงดันคร่อมสวิทช์เพาวเวอร์เท่ากับผลบวกแรงดันเอาท์พุทกับแรงดันคร่อมไดโอด ดังนั้นจากตัวอย่างถ้าหม้อแปลงมีอัตราส่วน 1 : 1 ที่ 5 โวลท์ เอาท์พุท Fly Back ควรจะเพิ่มอินพุทที่ 6 โวลท์ [5V.+1V.จากไดโอด]


+
V_{in}
−
+
I_L
I_D
+
V_s
−
+
+
V_{out}
−
Control
+
V_T
−
Transistor voltage V_T
$(N_1/N_2)V_{out}$
Equal
V_{in}
V_{sat}
Secondary voltage V_s
V_{out}
0
$-(N_2/N_1)V_{in}$
Primary current I_L
I_{pk}
0
Diode current I_D
$(N_1/N_2)I_{pk}$
0

Estimated parameter	Equation
Peak collector (drain) current	$I_{pk} = \frac{5.5P_{out}}{V_{in}}$
Peak collector (drain) voltage	$V_{pk} = V_{out}(N_1/N_2) + V_{in}$
Approximate primary L	$L_{pri} = \frac{V_{in}(\min)DC_{max}}{I_{pk}f}$

รูปที่ 1.5 รูปแบบของ Fly Back Converter

Fly Back Converterสามารถทำงานในสภาวะได้ 2 สภาวะในกรณีสภาวะที่พลังงานที่สะสมไว้ในอินดัคเตอร์จากช่วงเวลาที่สวิทช์เพาวเวอร์ Turn On จะถูกคายพลังงานออกจนหมด ระหว่างช่วงเวลาเห็นได้ว่า แรงดันที่สวิทช์เพาวเวอร์มีระดับที่เหมาะสม ในสภาวะที่สวิทช์เพาวเวอร์ Turn-On ก่อนที่อินดัคเตอร์จะคายพลังงานจะหมด [ดูรูปที่ 1.6] เป็นธรรมดาของ Fly Back Converter การทำงานควรขึ้นอยู่กับโหลดที่ด้านเอาท์พุทและระดับแรงดันอินพุท Fly Back Converter นั้นแรงดันอินพุทต่ำ เมื่อเพิ่มช่วง On-Time ของ Pulse width ช่วงเวลาคายพลังงานที่สะสมจะพอเหมาะ



รูปที่ 1.6 การทำงานของ Fly Back (A) สภาวะไม่สมบูรณ์
(B) สภาวะสมบูรณ์

การทำงานของ Fly Back Converter ความซับซ้อนน้อยกว่า Forward Converter และจากขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิคนละชุดนั้นกระแสปฐมภูมิและกระแสทุติยภูมิจะไม่ไหลในเวลาเดียวกันขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิจะเหนี่ยวนำขึ้นอยู่ระหว่างเวลา ดังนั้นกระแสเข้าด้านปฐมภูมิจะมีค่าเท่ากับ

$$I_{pri} = \int_{\substack{t=0\\T = 0}}^{T_{on}} \frac{V_{in}\ dt}{L_{pri}} \qquad *V_{in} \text{ เป็นตัวคงที่}*$$

หรือ

$$I_{pri} = V_{in}\ [T_{on}] \ / \ L_{pri}$$

กระแสทางขดลวดทุติยภูมิคือ

$$I_{sec} = V_{out}\ [T_{flbk}] \ / \ L_{sec}$$

ในส่วนของขดลวดปฐมภูมิจะส่งพลังงานมีค่า

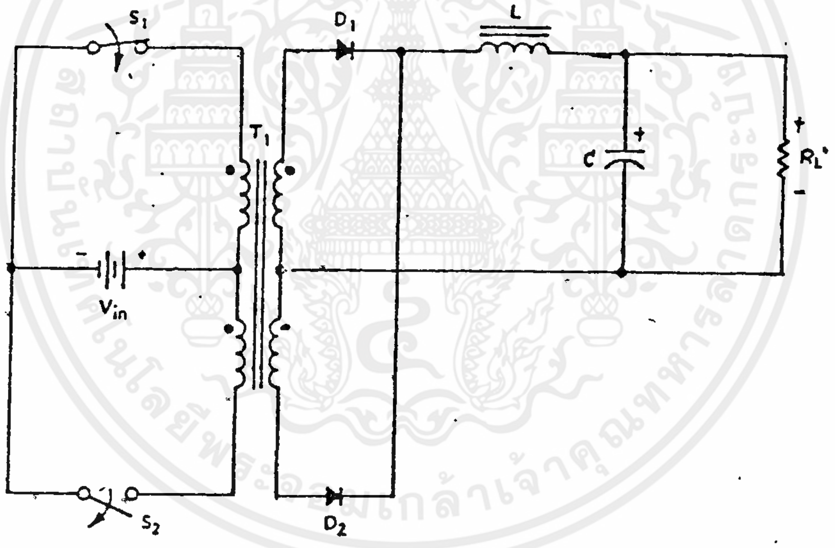
$$W = L \int_{T = 0}^{T_{on}} [I_{pk} - I_{min}]\ dt$$

หรือ

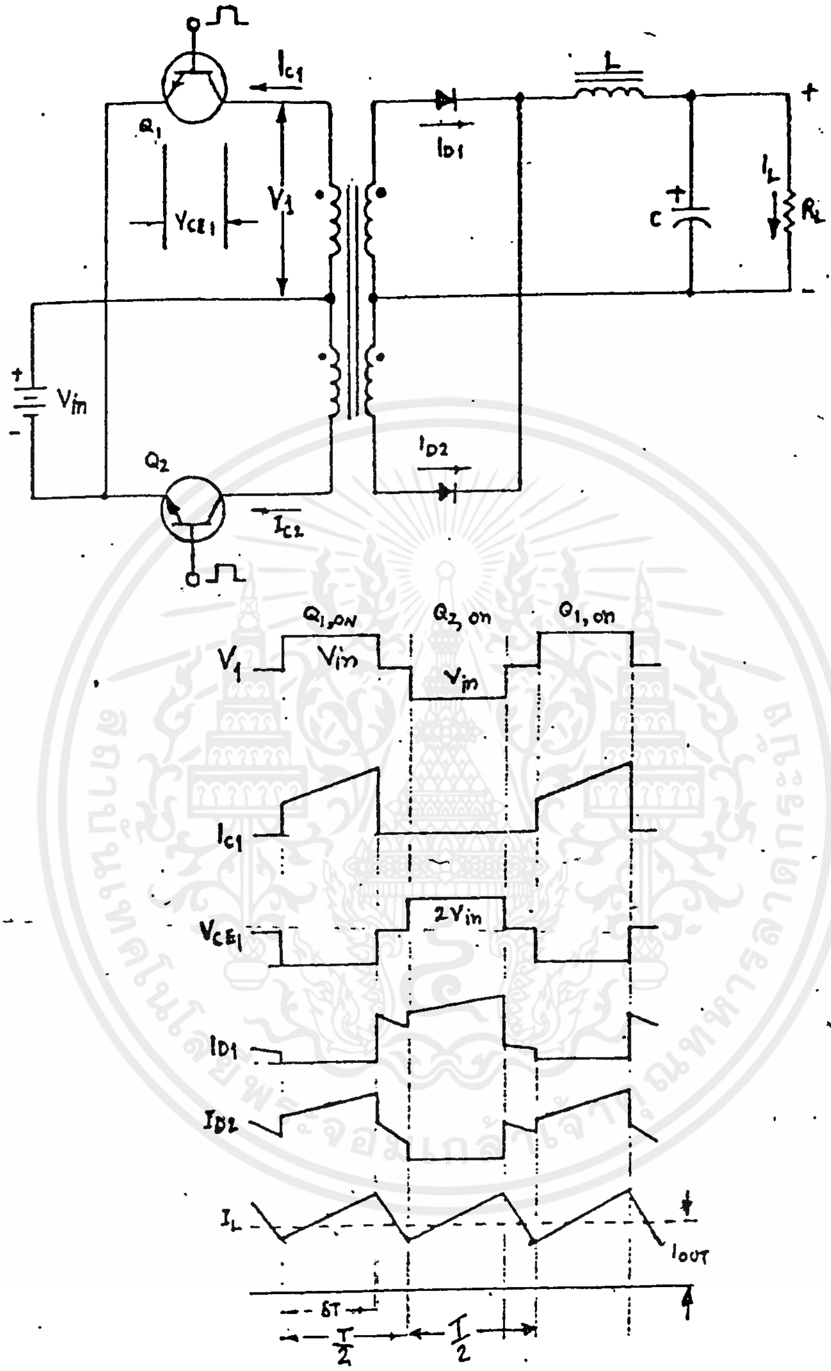
$$W = \frac{1}{2} L\ [I_{pk} - T_{min}]^2$$

1.2.3 Push-pull Converter ดังรูปที่ 1.7

ซึ่งจะประกอบด้วย Forward Converterสองตัวรวมกันทำงานให้จังหวะ Push และ Pull ซึ่งมีการเปลี่ยนสลับกันทำงานระหว่างสวิทช์ S_1,S_2 คือปิดและเปิดสลับกัน วงจรนี้เรียกอีกอย่างว่า Buck-Derived ซึ่งทั้งสองข้างของครึ่งคอนเวอร์ทเตอร์จะจ่ายพลังงานให้กับโหลดในแต่ละครึ่งไซเคิลชื่อที่มีความสำคัญของคอนเวอร์ทเตอร์แบบนี้อีกชื่อหนึ่ง คือ "Push-push Converter"แต่เมื่อเวลาผ่านไปชื่อ "Push-pull" จึงได้เป็นที่เรียกกันต่อมา



รูปที่ 1.7 รูปแบบของ Push pull หรือ Buck Derived Converter


Q1
Ic1
Vce1
V1
ID1
L
C
IL
RL
+
-
+
-
Vin
Q2
ID2
Ic2
Q1,ON
Q2,on
Q1,on
V1
Vin
Vin
Ic1
Vce1
2Vin
ID1
ID2
IL
Iout
δT
T/2
T/2

รูปที่ 1.8 คอนเวอร์เตอร์แบบ Push-pull และรูปร่างสัญญาณ

รูปที่ 1.8 แสดงรูปแบบพื้นฐานของ Push-pull Converter และรูปร่างสัญญาณ จากรูปของสัญญาณจะเห็นได้ว่า ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เป็นสวิทช์อยู่ 2 ชุด และมี Output Diode อีกสองชุดกระแสเฉลี่ย ในแต่ละชุดลดลงมาที่ 50 % ซึ่งต่ำกว่าวงจรสมดุลย์ของ Forward Converter เป็นที่สังเกตว่าในช่วงที่ทรานซิสเตอร์นำกระแสไดโอด D_1 และ D_2 จะนำกระแสพร้อม ๆ กัน ซึ่งจะเป็นการทำให้ขดลวดทางด้านทุติยภูมิของไอโซเลคทรานฟอเมอร์ลัดวงจรและจ่ายพลังงานให้กับภาค Output ขณะเดียวกันก็ทำหน้าที่เป็น Flywheel Diode แรงดัน Output ที่ได้จะเป็นดังนี้

$$V_{out} = (2 \delta_{max} V_{in}) / n$$

ซึ่งค่า $_{max}$ ต้องน้อยกว่า 0.5 เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงการนำกระแสพร้อมกันของทรานซิสเตอร์ ซึ่งแน่นอนการนำกระแสพร้อมกันต้องเกิด Short Circuit เสียหายแน่นอน ถ้าสมมุติว่า

$_{max} = 0.4$ เพราะฉะนั้นจึงได้

$$V_{out} = 0.8 \; V_{in} / n$$

เมื่อ n เป็นอัตราส่วนจำนวนรอบระหว่างปฐมภูมิต่อทุติยภูมิ

หม้อแปลงของ Push-Pull Converter

เป็นที่สังเกตกันแล้วว่าเมื่อเราได้พิจารณา Flyback และ Forward คอนเวอร์เตอร์นั้น หม้อแปลงของคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ จะเป็นประโยชน์ได้เฉพาะในช่วงครึ่งเดียวของกราฟคุณลักษณะ B-H เท่านั้น ทั้งยังใหญ่โต เทอะทะ และต้องมีช่องว่างอากาศ ซึ่งในกรณี Push-pull Converter นั้น สมมุติถ้าให้ทรานซิสเตอร์ทำงานในเวลา Conduct ที่เท่ากันจะเป็นผลทำให้หม้อแปลงตอบสนองได้ทั้งสองครึ่งคือ กราฟคุณลักษณะ B-H ทั้งหมด จึงทำให้ปริมาตรของแกนหม้อแปลงสามารถลดลงได้ครึ่งหนึ่ง จะได้ปริมาตรของแกนหม้อแปลง

Volumn = $(4 \mu_o \mu_e I^2_{max} L) / B^2_{max}$

เมื่อ μ_o = ความซึมซาบสัมพันธ์ของอากาศ

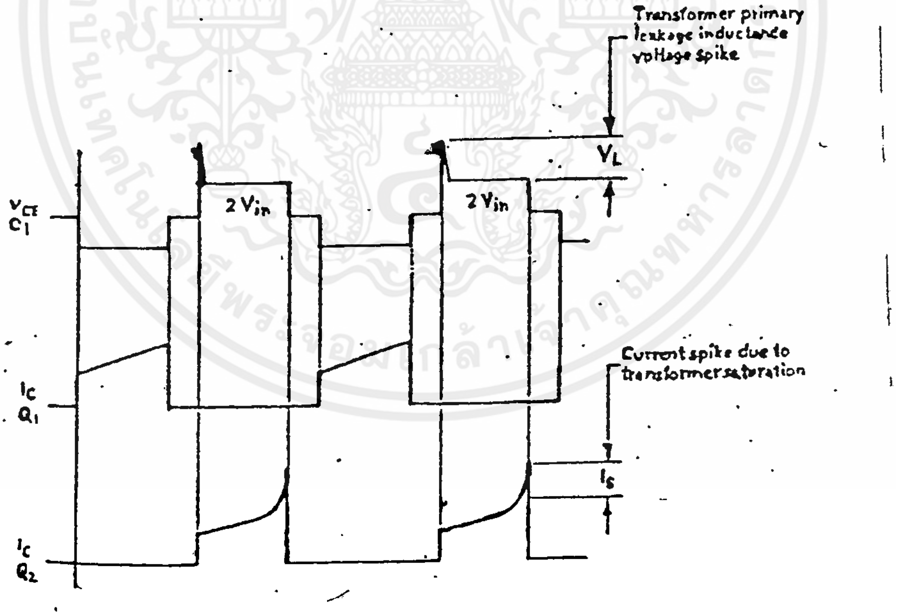
μ_e = ความซึมซาบสัมพันธ์ของวัสดุที่ทำแกน

L = output Inductance (H)

$I_{max} = (n V_{out} T) / 4L$ เป็น Magnetic Current

ขีดจำกัดของวงจร Push pull

ถึงแม้ว่า Push pull จะมีข้อดีอย่างเช่นไม่ต้องแยกวงจรการขับเบส และใช้วงจรขับอย่างง่าย ๆ แต่ก็ยังให้ข้อเสียซึ่งทำให้มันไม่เป็นดังที่คาดว่าสามารถสวิทช์ได้ในช่วงของ Line Voltageขีดจำกัดแรกก็คือพิกัดแรงดันของทรานซิสเตอร์ ซึ่งต้องรับเอาแรงดันถึงสองเท่าของแรงดัน Inputที่ป้อนให้กับ converterรวมกับแรงดันสะไปท์ ซึ่งเป็นผลจาก Inductance รั่วในหม้อแปลงดังรูปที่ 1.9



รูปที่ 1.9 รูปของแรงดันและกระแสในทางปฏิบัติ
ของคอนเวอร์ทเตอร์แบบ Push-pull ที่แสดงในรูป 2.6

ซึ่งนั่นก็หมายความว่าแรงดันที่ทรานซิสเตอร์ต้องรับคือกว่า 800 volt (สำหรับที่ใช้กับ 230 v.ac.) เมื่อจะนำมาใช้กับ Push-pull คอนเวอร์ทเตอร์ที่สวิทช์จาก Line Voltage โดยตรงซึ่งนี่ก็จะเป็นอุปสรรคสำหรับคอนเวอร์ทเตอร์กำลังสูง ๆ เพราะทรานซิสเตอร์ที่มีคุณสมบัติทนแรงดันสูง ๆ และทนกระแสได้สูง ๆ นั้นไม่ค่อยอยู่ในตัวเดียวกัน หรือไม่ก็ราคาแพงมาก

ในรูปที่ 1.9 นั้นได้แสดงปัญหาที่สำคัญอันที่สองคือ ปัญหาของการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลง ปัจจุบันสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะใช้แกนเฟอร์ไรท์กันอย่างกว้างขวาง เพราะว่ามันจะมีค่าสูญเสียต่ำที่ความถี่สูง ๆจาก 20 KHZ และมากกว่า น่าเสียดายที่เฟอร์ไรท์ มีคุณสมบัติการตอบสนองอย่างเร็วต่อการอิ่มตัวของ แกนหม้อแปลง เพราะว่ามันจะมีค่าความหนาแน่นของปลั๊กต่ำซึ่งจะมีค่าอยู่ประมาณ 3000 เกาส์ (G) ดังนั้นค่าของกระแสตรงจำนวนน้อยที่ไบอัสให้กับแกนก็จะส่งผลให้มันอิ่มตัวได้ ซึ่งเป็นสิ่งที่บ่งบอกแน่นอนว่าอะไรจะเกิดในวงจร Push-pull เมื่อทรานซิสเตอร์ตัวแรก ON ฟลั๊กก็จะสวิงอยู่บนทิศทางเดียวของ B-H ในการที่จะกลับทิศทางต้องให้ทรานซิสเตอร์ตัวแรก OFF และตัวที่สอง ON เพื่อที่จะทำให้พื้นที่ทั้งสองของค่าความหนาแน่นฟลั๊กเท่ากันการอิ่มตัวและคุณลักษณะการสวิทช์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองต้องเท่ากันทุกประการ แม้ในสภาพการทำงานเช่นใดหรืออุณหภูมิเท่าใด ถ้าหากคุณสมบัติของทรานซิสเตอร์ไม่เท่ากันทุกประการ การเดินของฟลั๊กไม่เป็นไปในทิศทางเดียวของรูป B-H ส่งผลให้แกนเกิดอิ่มตัว ซึ่งนั่นก็คือ ทำให้เกิดกระแสคอลเลคเตอร์ หรือกระแสเดรนสไปค์ในทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งดังรูปที่ 1.9

กระแสที่ไม่ต้องการนี้ จะทำให้เกิดความสูญเสียในทรานซิสเตอร์ในเชิงของความร้อนเพิ่มการเกิดความไม่สมดุลของการทำงานของทรานซิสเตอร์ และการเกิดการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลง ทำให้เกิดกระแสอิ่มตัวที่สูง รวมทั้งรอบการทำงานที่ไม่สมบูรณ์นี้ จะเป็นไปติดต่อกันจน ทำให้ทรานซิสเตอร์ร้อนจัด นำไปสู่การเสียหายในที่สุด

การแก้ปัญหาที่เป็นไปได้คือ ประการแรก ทำให้แกนหม้อแปลงมีช่องว่าง (gap) ซึ่งก็จะเพิ่มค่า Leakage Inductance และจำเป็นต้อง ในวงจร Snubber ถึงแม้วงจรนี้ทำให้ประสิทธิภาพของสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่มีค่าต่ำลงก็ตามประการที่สองใช้วงจรที่มีความสมมาตรกัน เพื่อประกันการทำงานที่สมดุลของหม้อแปลงกำลัง โดยกรปรับปรุงและรักษาอัตราการ ON-OFF ของตัวกำเนิดสัญญาณขับให้เท่ากัน ซึ่งแน่นอนจะต้องเพิ่มวงจรต่าง ๆ ในการนี้มากขึ้น นั่นหมายถึงค่าใช้จ่ายมากขึ้นด้วย

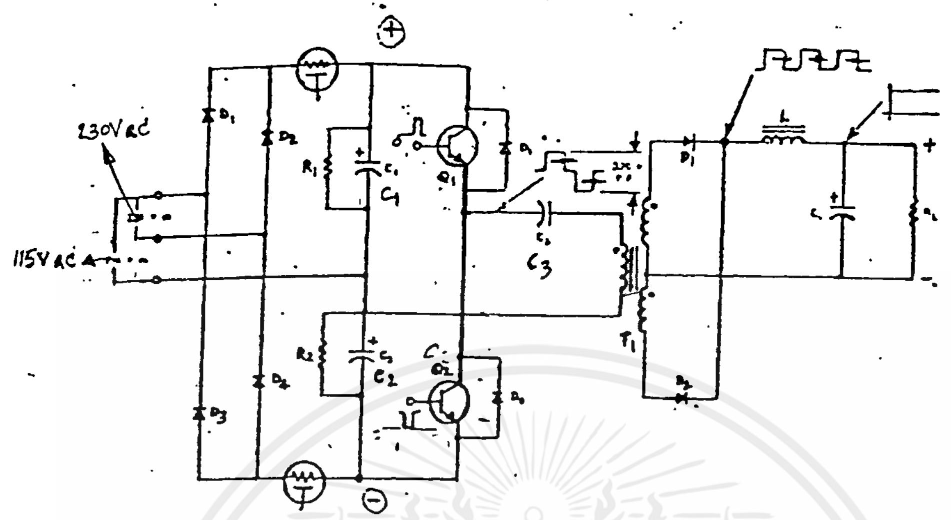
1.2.4 ลักษณะวงจรของ Push-pull Converter

1) คอนเวอร์ทเตอร์แบบฮาฟบริดจ์

ดังได้กล่าวมาแล้วถึง ปัญหาสองประการ ของวงจร Push-pull จึงทำให้เกิดการพัฒนาวงจรฮาฟบริดจ์ขึ้นมา คุณลักษณะที่ดีของวงจรนี้มี 2 ประการที่สำคัญ คือ

ก. สามารถใช้วงจรคอนเวอร์ทเตอร์กับไฟสลับ 115V. และ 230 V. โดยไม่ต้องคำนึงถึงว่าต้องใช้ทรานซิสเตอร์แรงดันสูงขึ้น

ข. เป็นการสร้างให้เกิดการสมดุลของช่วงเวลาการสวิทช์ของทรานซิสเตอร์ ซึ่งหลีกหนีปัญหาการอิ่มตัวของหม้อแปลง โดยไม่ต้องสร้าง gap ขึ้นมาหรือใช้วงจรแก้ให้สมดุลที่มีราคาแพงขึ้นรูปของวงจรฮาฟบริดจ์ที่ใช้แรงดันเข้าสองระดับดังรูปที่ 1.10



รูปที่ 1.10 คอนเวอร์ทเตอร์ฮาฟบริดจ์พื้นฐาน ซึ่งทรานซิสเตอร์และหม้อแปลงตัวเดียวกันใช้ได้กับแรงดันที่ป้อนเข้าทั้ง 115 V. และ 230 V. AC

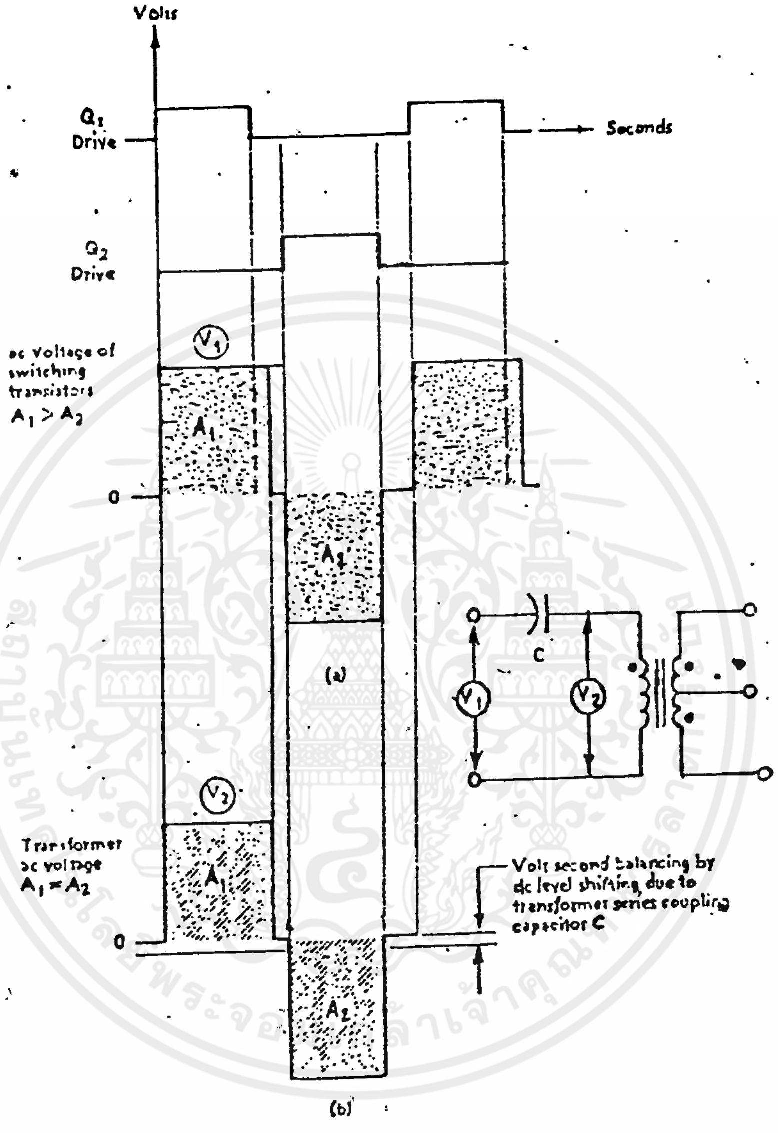
เป็นที่สังเกตุว่าวงจรฮาฟบริดจ์ดังรูปนั้น ปลายของหม้อแปลงจะต่อเข้ากันแรงดันที่ลอยอยู่ โดยใช้คาปาซิเตอร์ C1 และ C2 ต่ออนุกรมกัน ซึ่งจะมีศักดาเท่ากับ Vin/2 คือ 160 V. ปลายอีกข้างหนึ่งต่อเข้ากับจุดต่อระหว่างของอิมิเตอร์และคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง โดยมีคาปาซิเตอร์ C3 ปลายของหม้อแปลงจะถูกจ่ายแรงดันบวก เมื่อ Q1 ON และกำเนิดพัลส์บวกขนาด160 V. เมื่อ Q1 OFF, Q2 "ON"ขั้วของขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงจะกลับขั้วและจะเป็นการต่อเข้ากับขั้วลบกำเนิดพัลส์ลบ 160 V. ซึ่งการสลับกัน ON และ OFF ของ Q1 และ Q2 จะเป็นการกำเนิดพัลสบวกและลบ แบบ Peak to Peak แล้วก็เป็นหน้าที่ของหม้อแปลงว่าจะยกระดับแรงดันขึ้นหรือลงของขดทุติยภูมิ แล้วผ่านการแปลงแรงดันเป็นกระแสตรง และกรองให้เรียบเป็นกระแสตรงที่เรียบ นับเป็นความสำเร็จ

อย่างดียิ่งของวงจรคอนเวอร์ทเตอร์แบบนี้ ที่เป็นการลดความเครียดแรงดัน ที่จ่ายให้กับทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นสวิทช์ ซึ่งจะไม่มากไปกว่า V_{in} ซึ่งแน่นอนก็เป็นการลดแรงดัน V_{ce} ของทรานซิสเตอร์ที่จะมาใช้กับ วงจรในการปฏิบัติจะออกแบบทรานซิสเตอร์ที่ทนแรงดันได้ประมาณ 400 V. เท่านั้น

เป็นอีกเหตุผลหนึ่งราคาของอุปกรณ์จะลดลง เมื่อใช้ครบ วงจรคอนเวอร์ทเตอร์แบบฮาฟบริดจ์นั่นคือ แรงดันของหม้อแปลงจะลดลงเหลือ $V_{in}/2$ แต่กระแสของทรานซิสเตอร์จะเพิ่มเป็นสองเท่า สมมุติให้คอนเวอร์ทเตอร์ ทำงานที่ประสิทธิภาพ 80% และมีดิวดีเชอร์เคิล $_{max} = 0.8$ ดังนั้น กระแสของทรานซิสเตอร์จะเป็น

$$
\begin{aligned}
Ic &= 2P_{out} /(\eta V_{in} \delta_{max}) \\
&= 2P_{out} /(0.8 * V_{in} * 0.8) \\
&= 3.125\, P_{out} / V_{in} \approx 3P_{out} / V_{in}
\end{aligned}
$$

เหตุผลอันที่สองที่เป็นข้อดีของวงจรคอนเวอร์ทเตอร์นี้คือเป็นการสมดุลของแรงดันเวลาที่รวมกันแล้วของการสวิทช์ของทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นโดยอัตโนมัติซึ่งเป็นการหลีกเลี่ยงการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลง โดยการต่อคาปาซิเตอร์อนุกรมในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง ถ้าหากว่าคุณสมบัติของการสวิทช์ของทรานซิสเตอร์ไม่สมดุลกัน โดยที่ Q1 มีการ Turn off ช้า ขณะที่ Q2 Turn on เร็วรูป Wave Form ของการ ON OFF ไม่สมดุลกันจะเป็นดังรูปที่ 1.11


Volts
Q1 Drive
Seconds
Q2 Drive
V1
ac Voltage of switching transistors A1 > A2
A1
0
A2
(a)
C
V1
V2
V2
Transformer ac voltage A1 = A2
A1
Volt second balancing by dc level shifting due to transformer series coupling capacitor C
0
A2
(b)

รูปที่ 1.11 แสดงสัญญาณแรงดันด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงกำลังของวงจร Half bridge converter

a. รูปสัญญาณแสดงว่าแรงดันต่อเวลาไม่สมดุลกัน ซึ่งแสดงโดยสี่เหลี่ยมทางคาด

b. รูปสัญญาณแสดงแรงดันต่อเวลาที่สมดุลกัน หลังจากต่อ Capacitor Couplin

การสวิทช์ที่ไม่สมดุลกันดังแสดงในรูปที่ 1.11a เป็นรูปของเส้นทะแยงภายในที่สี่เหลี่ยมซึ่งเป็นการเพิ่มให้กับทางด้านบวกของแรงดันกระแสสลับ กระแสสลับที่ไม่สมดุลนี้จะถูกป้อนใหกับหม้อแปลงแล้วเกิดอาการ Flux Walking เป็นผลให้เกิดแกนอิ่มตัว เกิดการสไปด์ในกระแสสไปด์ที่คอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ทำให้ประสิทธิภาพของคอนเวอร์ทเตอร์ลดลงทรานซิสเตอร์ร้อนจัดจนกระทั่งเสียหาย ในที่สุดการแก้ปัญหาโดยการใส่คาปาซิเตอร์คับปลิ้งอนุกรมกับขดปฐมภูมิของหม้อแปลง ซึ่งคาปาซิเตอร์นี้ จะเป็นตัวเก็บเอาส่วนของแรงดันตรง ที่ไปอัสที่สัมพันธ์กับแรงดันเวลาอันไม่สมดุล แล้วยกระดับแรงดันตรงขึ้นดังในรูปที่ 1.9 b เป็นการสมดุลแรงดันเวลาของคาบเวลาการสวิทช์

คาปาซิเตอร์คับปลิ้งที่ต่ออนุกรมกับหม้อแปลง

คาปาซิเตอร์คับปลิ้งที่ต่ออนุกรมตัวนี้ปกติจะเป็นแบบฟิล์มซึ่งสามารถรองรับเอากระแสของขดปฐมภูมิของหม้อแปลงได้ เพื่อลดความร้อนต้องใช้คาปาซิเตอร์ที่มีค่าความต้านทานอนุกรมสมดุลต่ำหรือนำมาต่อกันแบบขนานเพื่อลดค่าความต้านทานอนุกรมสมดุล และเพื่อให้ได้ค่าคาปาซิเตอร์ที่ต้องการวิธีการในการหาคาปาซิเตอร์

ตรวจสอบรูป 1.10 ค่าคาปาซิเตอร์ที่ต่ออยู่ และค่าอินดัคเตอร์ที่เป็นตัวกรองแรงดันทางภาค Output จะเป็นตัวทำให้เกิด Series Resonance ซึ่งความถี่รีโซแนนซ์ คือ

$$f_R = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C}}$$

เมื่อ f_R = ความถี่เรโซแนนซ์ (KHZ)

C = คาปาซิเตอร์ที่ต่อคับปลิ้ง (μF)

L_R = ค่าอินดัคแตนซ์ของตัวกรองกระแสที่สะท้อนกลับมา (μH)

ค่า L_R = $(NP/NS)^2$ L=> NP/NS = อัตราจำนวนรอบของปฐมภูมิกับทุติยภูมิ

L = ค่าอินดัคแตนซ์ของตัว Output (H)

ดังนั้นค่า

$$C = \frac{1}{4\pi^2 f_R^{\,2} (NP/NS)^2 L}$$

เพื่อที่จะชาร์จคับปลิ้งคาปาซิเตอร์ตัวนี้ให้เป็นเส้นตรงต้องเลือกความถี่เรโซแนนซ์ให้ต่ำกว่าความถี่การสวิทช์ของคอนเวอร์ทเตอร์ในทางปฏิบัติจะเลือกเอาประมาณ 1/4 ของความถี่สวิทช์นั่นคือ f_R = 0.25 f_R ค่าอื่น ๆ ที่จำเป็นในการเลือกคาปาซิเตอร์คือ ค่าแรงดันที่คาปาซิเตอร์ประจุเข้าซึ่งการ Charge และ Dischargeจะเกิดขึ้นทุกครึ่งไซเคิล ซึ่งจะทำการยกระดับแรงดันกระแสตรงเป็นไปตามรูปที่ 1.10 ซึ่งค่าแรงดันของคาปาซิเตอร์จะทั้งบวกเข้าและลบออกจาก $V_{in}/2$ ซึ่งเป็ฯค่าที่ป้อนเข้าขดปฐมภูมิของหม้อแปลง ดังนั้นจุดวิกฤติในการออกแบบที่นำมาพิจารณาคือ ช่วงที่เกิดแรงดันประจุเข้าคาปาซิเตอร์มากว่า Vin/2 ซึ่งถ้าเป็นเช่นนั้นมันจะไปรบกวนระบบการรักษาระดับแรงดันของคอนเวอร์ทเตอร์ขณะที่แรงดันไลน์Input ต่ำลง

มีอยู่ 2 ลำดับขั้นในการตรวจสอบการประจุแรงดันของคาปาซิเตอร์ซึ่งเกี่ยวพันกับการคำนวณหาค่าคาปาซิเตอร์

แรงดันประจุของคาปาซิเตอร์ V_c = I/C dt

I = กระแสเฉลี่ยของขดปฐมภูมิ (A)

C = ค่าคาปาซิแตนซ์ของคาปาซิเตอร์ต่อคับปลิ้ง (μ F)

dt = เวลาในการประจุของคาปาซิเตอร์ (μ S)

ซึ่ง $dt = T/2 \quad \delta_{max}$

$T = \frac{1}{f_s}$

T = ช่วงคาบของการสวิทช์

δ_{max} = duty cycle

f_s = ความถี่ในการสวิทช์ KHZ

โดยปกติค่าแรงดันประจุของคาปาซิเตอร์ จะมีค่าประมาณ 10-20 % ของ Vin/2 แต่ถ้าหากว่าค่า Vc มีมากกว่านี้นั้น ค่าคาปาซิเตอร์ต้องคำนวณใหม่

$$C = I\,dt / dv_c$$

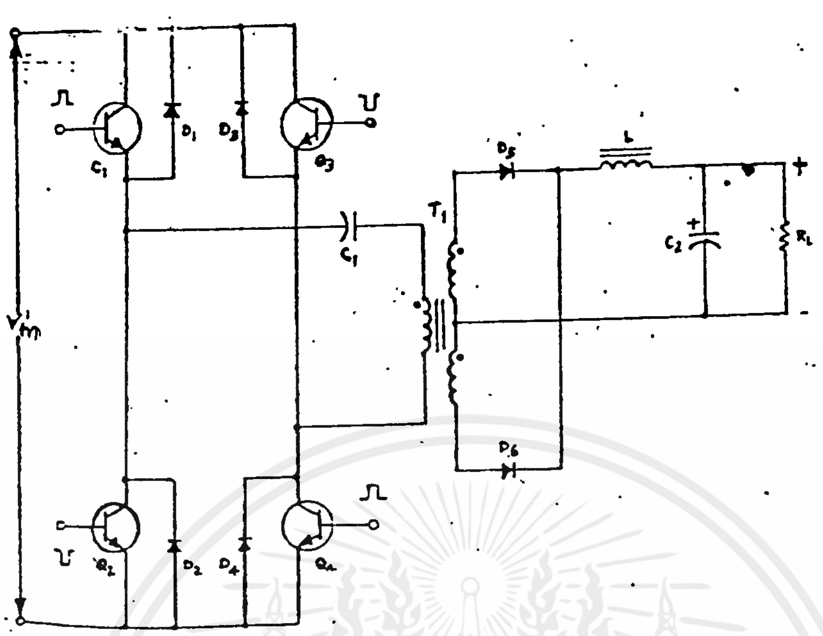
เมื่อ I = ค่ากระแสเฉลี่ยทางขดปฐมภูมิ (A)

dt = ช่วงเวลาการประจุ (μF)

dv_c = ช่วงระดับแรงดันจาก 10% -20% ของ V_{in} /2

2) วงจร Full Bridge Converter

ถึงแม้วงจร Half Bridge จะสามารถลดความเครียดแรงดันที่ป้อนให้ทรานซิสเตอร์ในช่วงการ Turn-off ให้เหลือครึ่งเดียวเมื่อเทียบกับ Push pull Converter ราคาที่จ่ายเป็นสองเท่าเมื่อคิดในแง่ของกระแสคอลเลคเตอร์ต้องเพิ่มเป็น 2 เท่า ในช่วง Trun-on เมื่อเปรียบเทียบกับวงจร Push-pull ซึ่งก็น่าจะเป็นสิ่งที่ยอมรับได้ในวงจรที่ใช้งานกำลังต่ำถึงปานกลาง แต่ถ้าใช้ในกำลังสูง ๆ เช่น แรงดันสูง กระแสสูง ทรานซิสเตอร์ที่มีคุณสมบัตินี้จะหาได้ยาก วิธีแก้ปัญหาคือ การจับคุณสมบัติของสองวงจรมารวมกันคือ ทำคุณสมบัติของกระแสให้เป็นแบบ Push-pull และทำคุณสมบัติของแรงดันเป็นแบบ Half-bridge วงจรนี้คือ Full-bridge ซึ่งแสดงในรูปที่ 1.12



รูปที่ 1.12 รูปวงจร Converter แบบ Full Bridge

ซึ่งทรานซิสเตอร์ที่อยู่ตรงข้ามเยื้องคือ Q1-Q4, Q2-Q3 จะTurn on และ off พร้อมกัน ซึ่งการ ON-OFFของทรานซิสเตอร์นี้จะป้อนแรงดันให้ขดปฐมภูมิของหม้อแปลงระหว่าง +Vin กับ -Vin ซึ่งทรานซิสเตอร์จะถูกป้อนแรงดันที่คอลเลคเตอร์เสมอแต่ไม่มากกว่า Vin ดังนั้น กระแสที่ผ่านจึงเป็นครึ่งหนึ่งของวงจร Half-bridge

สิ่งที่สิ้นเปลืองคือ ต้องใช้ทรานซิสเตอร์ 4 ตัว และตัวที่อยู่คนละมุมต้องทำงานพร้อมกันและวงจรการ Drive Base ของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวต้องแยกจากกัน

สมมุติคอนเวอร์ทเตอร์ประสิทธิภาพ 80% และทำงาน 0.8 duty cycle

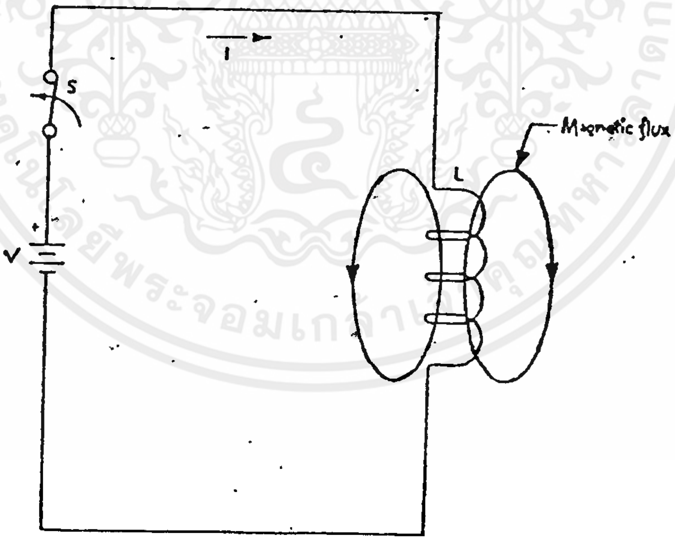
$$I_c = 1.6\ P_{out} / V_{in}$$

สูตรและค่าต่าง ๆ เป็นเหมือนวงจร Half Bridge.

1.3 หม้อแปลงกำลังความถี่สูง

1.3.1 คุณสมบัติของแม่เหล็กไฟฟ้า

พิจารณาวงจร ไฟฟ้าอย่างง่ายแสดงในรูปที่ 1.13 ซึ่งประกอบด้วยแหล่งจ่ายแรงดัน V_1 สวิทช์ S และ Load L ในลักษณะของ ขดลวดแกน เมื่อขณะที่สวิทช์ S ปิด ซึ่งไปสอดเกี่ยวกัน แต่ละรอบของขดลวด ซึ่งเรียกว่า "Flux" และเส้นของสนามเรียกว่า Flux Linkage



รูปที่ 1.13 เส้นแรงแม่เหล็กที่สร้างตัวขึ้นในขดลวดแกนอากาศ เนื่องมาจากกระแสไหลผ่าน

เส้นแรงแม่เหล็กในขดลวดนี้จะไม่แข็งแรงมากนัก ถ้าเราใส่วัสดุที่มีคุณสมบัติทางแม่เหล็กเข้าไปในขดลวดจะเป็นการเพิ่มสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำในแท่งนั้นเกิดเส้นแรงแม่เหล็กเพิ่มมากขึ้น เส้นแรงแม่เหล็กจะเดินทางผ่านแท่งไป และจะหวนกลับสู่ทางเดิมผ่านทางอากาศ ถ้าหากแท่งแม่เหล็กมีโครงสร้างให้ครบทางเดินของเส้นแรงแม่เหล็กสนามแม่เหล็กก็จะอยู่ในวงจรของแกนเท่านั้น ทำให้เกิดเหนี่ยวนำสนามแม่เหล็กแข็งแรงมาก

ระดับของเส้นแรงแม่เหล็กที่รวมกันอยู่เรียกว่า ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กหรือการเหนียวนำแม่เหล็กวัดในสภาวะใด ๆ ซึ่งมีสัญญลักษณ์คือ B มีหน่วยในมาตราเซ็นติเมตร-กรัม-วินาที (Cgs) เป็นเกาส์ (G) และในขณะเดียวกันค่าแรงแม่เหล็กจะผลิตเส้นแรงแม่เหล็กเรียกว่า ความเข้มสนามแม่เหล็ก H มีหน่วยเป็น เออสเตด (Oe)

ความเข้มสนามแม่เหล็กมีค่า

$$H = 0.4 \pi NI / L_1$$

เมื่อ N = จำนวนรอบของขดลวด

I = ขนาดของกระแสที่ไหล

L_1 = ขนาดความยาวของแกนแม่เหล็ก

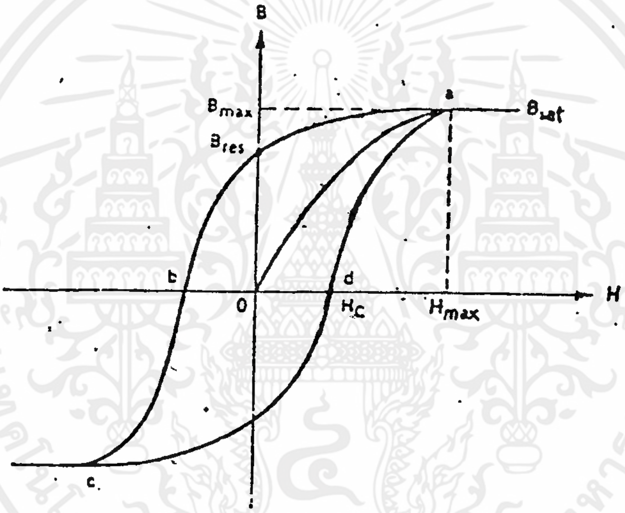
ความสัมพันธ์อันหนึ่งระหว่างเส้นแรงแม่เหล็กและแรงแม่เหล็กคืออัตราส่วนของมันเรียกว่า ความซึมซาบแม่เหล็ก (μ)

$$\mu = B/H$$

ความซึมซาบของวัสดุแม่เหล็กจะเป็นไปตามแรงเหนี่ยวนำซึ่งค่า ของอากาศจะมีค่าคงที่ 1 ในหน่วย Cgs.

1.3.2 อิสเตอรีซีสลูป

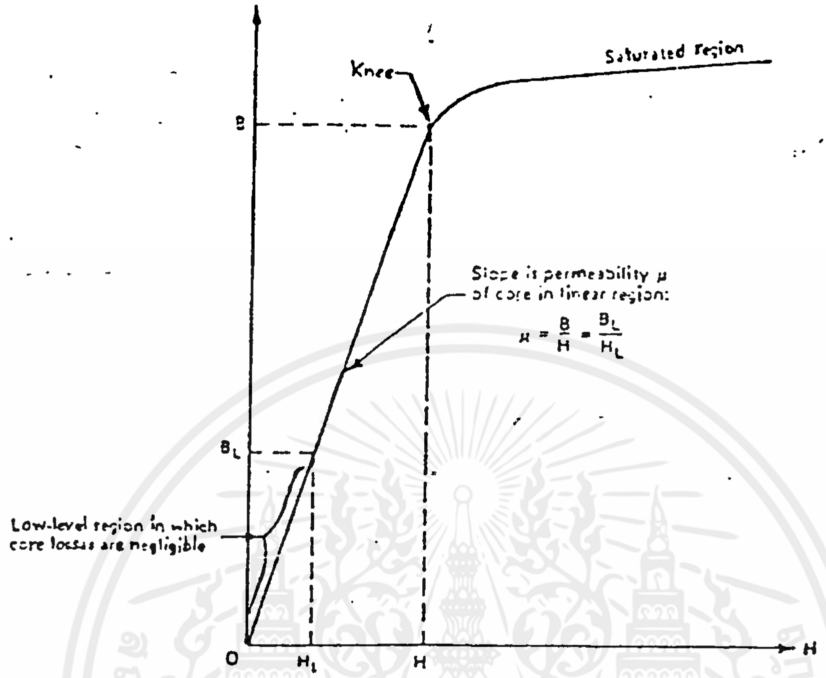
วัสดุแม่เหล็กทุกอย่างจะมีคุณลักษณะที่มีกราฟโค้งเป็นรูปตัวS ซึ่งเรียกว่าอิสเตอร์รีสลูป ซึ่งลูปนี้จะเป็นการพล๊อตตามค่า B และ H ในแต่ละจุด อันเป็นตัวประกอบให้วัสดุแม่เหล็กมีความเป็นแม่เหล็กเป็นวงจรหมุนเวียนไปเรื่อย ๆ รูป 1.14 แสดงรูปอิสเตอรีซิสของแกนเฟอโรแมกเนติก ที่ไม่มีช่องว่างอากาศใน เส้นทางขดเส้นแรงแม่เหล็ก



รูปที่ 1.14 อิสเตอรีซีสลูปของแกนแม่เหล็ก ซึ่งไม่มีช่องว่างอากาศ

หนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กของแกนแบบไม่มีช่องว่างอากาศ นั่นคือ ค่า B_{sat} ของแกนแบบมีช่องว่างจะต่ำกว่า B_{sat} ของแกนที่ไม่มีช่องว่าง ซึ่งค่าของ B-H Curve ของแม่เหล็กแบบมีช่องว่างนี้จะเอียงข้าง ซึ่งจะลดค่าความสามารถของการอิ่มตัวของแรงแม่เหล็กที่สูง ๆ

ผู้ผลิตแกนแม่เหล็กส่วนใหญ่อธิบายคุณสมบัติกราฟ B-Hของวัสดุแม่เหล็ก โดยใช้กราฟที่มีความเป็นปกติ ดังรูป 1.15



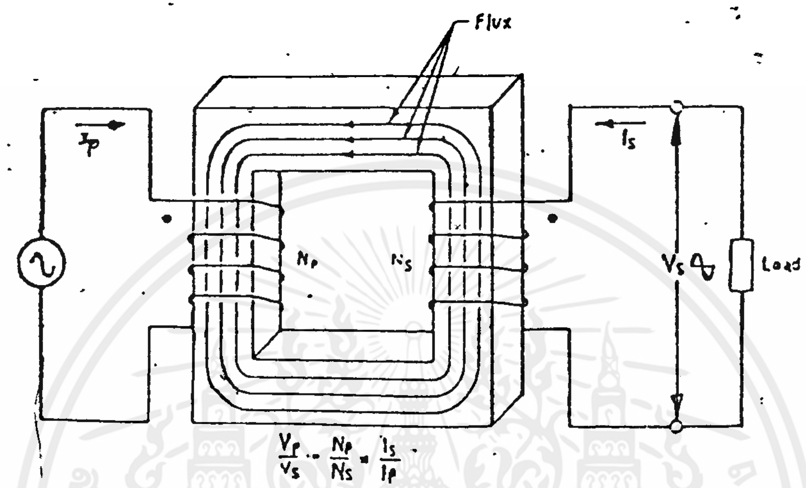
รูปที่ 1.15 รูปแสดงความเป็นแม่เหล็กในช่วงที่เป็นเส้นตรงและช่วงอิ่มตัว

ซึ่งกราฟนี้อธิบายความชันระหว่าง B และH ในส่วนที่ต่ำกว่าจุดโค้งงอของกราฟ ซึ่งมีค่าความชันคงที่ ซึ่งจะให้ค่าความสัมพันธ์ที่คงที่ระหว่างกระแสกระตุ้นและค่าเส้นแรงแม่เหล็กซึ่งทำให้ค่าความซึมซาบของแกนคงที่ในส่วนล่างของกราฟนั้น จะถือว่าค่าสูญเสียของแกนสามารถตัดทิ้งไปได้ ดังนั้นค่าอุณหภูมิของแกนจะต่ำ ส่วนที่อยู่บนจุดโค้งงอนั้นแกนจะมีค่าการอิ่มตัวซึ่งควรจะหลีกเลี่ยงไม่ให้แกนทำงานในส่วนนี้

1.3.3 ทฤษฎีการทำงานพื้นฐานของหม้อแปลง

เมื่อมีกระแสไหลผ่านขดลวดที่พันอยู่บนแกนที่ครบวงจร (แกนวนครบปิด)จะเกิดการเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กภายใน ถ้ากระแสนี้ถูกป้อนเป็นช่วงคาบ และมีขดลวดที่สองพันอยู่บนแกนเดียวกันก็คาดได้ว่าจะเกิดผลในทางตรงกันข้าม นั่นคือ

เส้นแรงแม่เหล็กจะเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันและกระแสไหลในขดลวดอันที่สองนี้ ซึ่งแสดงให้เห็นในรูป 1.16



รูปที่ 1.16 แสดงหม้อแปลงมีขดลวด 2 ชุด

โดยปกติการทำงานของหม้อแปลงจะมีประสิทธิภาพสูงในการเพิ่ม หรือลดแรงดัน Output โดยสอดคล้องกับอัตราส่วนจำนวนรอบโดย

$$\frac{NP}{NS} = \frac{VP}{VS}$$

จึงแบ่งหม้อแปลงออกเป็น 2 อย่าง คือ Step up และ Step down ซึ่งเป็นไปตามค่าแรงดันของขดทุติยภูมิว่ามากกว่าหรือต่ำกว่าแรงดันที่ป้อนเข้า ซึ่งแน่นอนอาจจะใช้ขดลวดทุติยภูมิมากกว่า 1 ขด ซึ่งอาจจะให้แรงดันมากน้อยตามจำนวนรอบของขดลวด ข้อดีอีกประการหนึ่งของหม้อแปลงคือ เป็นการแยกระบบ

ไฟฟ้าออกจากกันระหว่างขดปฐมภูมิและทุติยภูมิ

จากความสัมพันธ์พื้นฐานของแม่เหล็กให้หม้อแปลง

$$e = NA_e * \frac{dB}{dT} * 10^{-8}$$

ซึ่งสามารถแก้สมการเพื่อให้ค่า B นั้นอยู่ในส่วนล่างของกราฟ B-H เพื่อจะได้แน่ใจได้ว่าหม้อแปลงไม่ได้ทำงานอยู่ในย่านการอิ่มตัวของแกน คือ ทำงานอยู่ในย่านเป็นเส้นตรง

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

V_p = แรงดันที่ใส่เข้าไปทางขดปฐมภูมิ (V)

f = ความถี่ (HZ)

N_p = จำนวนรอบของขดปฐมภูมิ

A_e = ค่าพื้นที่โดยประสิทธิผลของแกน (Cm^2)

K = 4.44 สำหรับแรงดันรูปไซน์ และ
4.0 สำหรับแรงดันรูปสี่เหลี่ยม

โดยปกติ การเลือก B_{max} ที่อยู่ในส่วนที่เป็นเส้นตรงของกราฟ B-H ซึ่งจะให้ประมาณ B_{sat} /2 จากสมการข้างบน จะได้

$$N_p = (V_p)\,10^8 / 4f\, B_{max}\, A_e$$

สิ่งสำคัญสองประการในการเลือกแกนหม้อแปลงคือ พื้นที่ในการพัด ขดลวด(Bobbin) ต้องใหญ่เพียงพอที่จะรองรับขนาดสาย เพื่อที่จะลดค่าความสูญเสียในขดลวดและการเลือกแกนที่มีค่าของกำลังเพียงพอ ซึ่งเป็นไปตามสมการ

$$P_{out} = (1.16\ B_{max}\ fd\ A_e\ A_c)\ 10^{-8}$$

เมื่อ P_{out} = กำลังของแกนที่สามารถรองรับได้ (W)

B_{max} = ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด (G)

f = ความถี่ HZ

d = ความหนาแน่นของกระแสของสายไฟ A/m_2

A_e = พื้นที่ประสิทธิผลของแกน (cm^2)

A_c = พื้นที่พันขดลวดของบอบบิ้น (cm^2)

ซึ่งผู้ผลิตบางรายอาจใช้ W_a แทนพื้นที่หน้าต่าง แทน A_c ซึ่งมีค่าความหนาแน่นแม่เหล็กปกติจะเป็น เซอคูลาร์มิลต่อแอมป์ สัญญลักษณ์ D

ซึ่งสัมพันธ์กับ d คือ

$$d = \frac{1.27 * 10^{-6}}{D}$$

แทนค่า d ในสมการข้างบน

$$p_{out} = \frac{(1.4fB_{max}\ a_e\ a_c)10^{-3}}{D}$$

ทำให้ได้ขนาดของแกน

$$A_e\ A_c = \frac{(0.68\ P_{out}\ D)\ 10^3}{f\ B_{max}}\ (Cm^4)$$

ค่าของ D จะอยู่ระหว่าง 1000เซอร์คูลาร์มิลต่อแอมแปร์ในทางปฏิบัติใช้ค่าต่ำกว่านี้ขึ้นอยู่กับการใช้งานและจำนวนรอบของขดลวดซึ่งประมาณ 200 Cm/A

จะมีค่าปลอดภัยกว่าใช้ 400 Cm/A ในการออกแบบคำนวณ

1.3.4 วัสดุที่ใช้ทำแกนและการเลือกค่าทางเรขาคณิต

แกนหม้อแปลงความถี่สูงที่นิยมใช้กันมากในปัจจุบันกับคอนเวอร์เตอร์ คือแกนเฟอร์ไรท์ ซึ่งแกนเฟอร์ไรท์จะมีค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กไม่มากนัก ซึ่งค่า B_{sat} จะอยู่ระหว่าง 3000 ถึง 5000 G แต่ก็ให้ค่าความสูญเสียน้อยที่ความถี่สูง สามารถนำขดลวดต่อเข้าและประกอบง่ายแกนที่ทำจากเฟอร์ไรท์จะมีหลายรูปแบบและหลายขนาด

รูปแบบลักษณะของแกนออกแบบสำหรับใช้งานต่างกัน เช่น E-E,E-I, E-C และแบบกะทะซึ่งใช้กันมาก แบบกะทะจะใช้ในเพาเวอร์ซัพพลายขนาดต่ำและปานกลางจาก 20 ถึง 200 watt เป็นแกนที่สามารถสร้างกรอบป้องกันตัวเองจากการรบกวนของแม่เหล็กไฟฟ้า ถ้าเป็นแบบกำลัง watt สูง ๆ จะใช้แบบ E-E, E-L และ E-C

1.4 การใช้ Mosfet เป็นสวิทช์

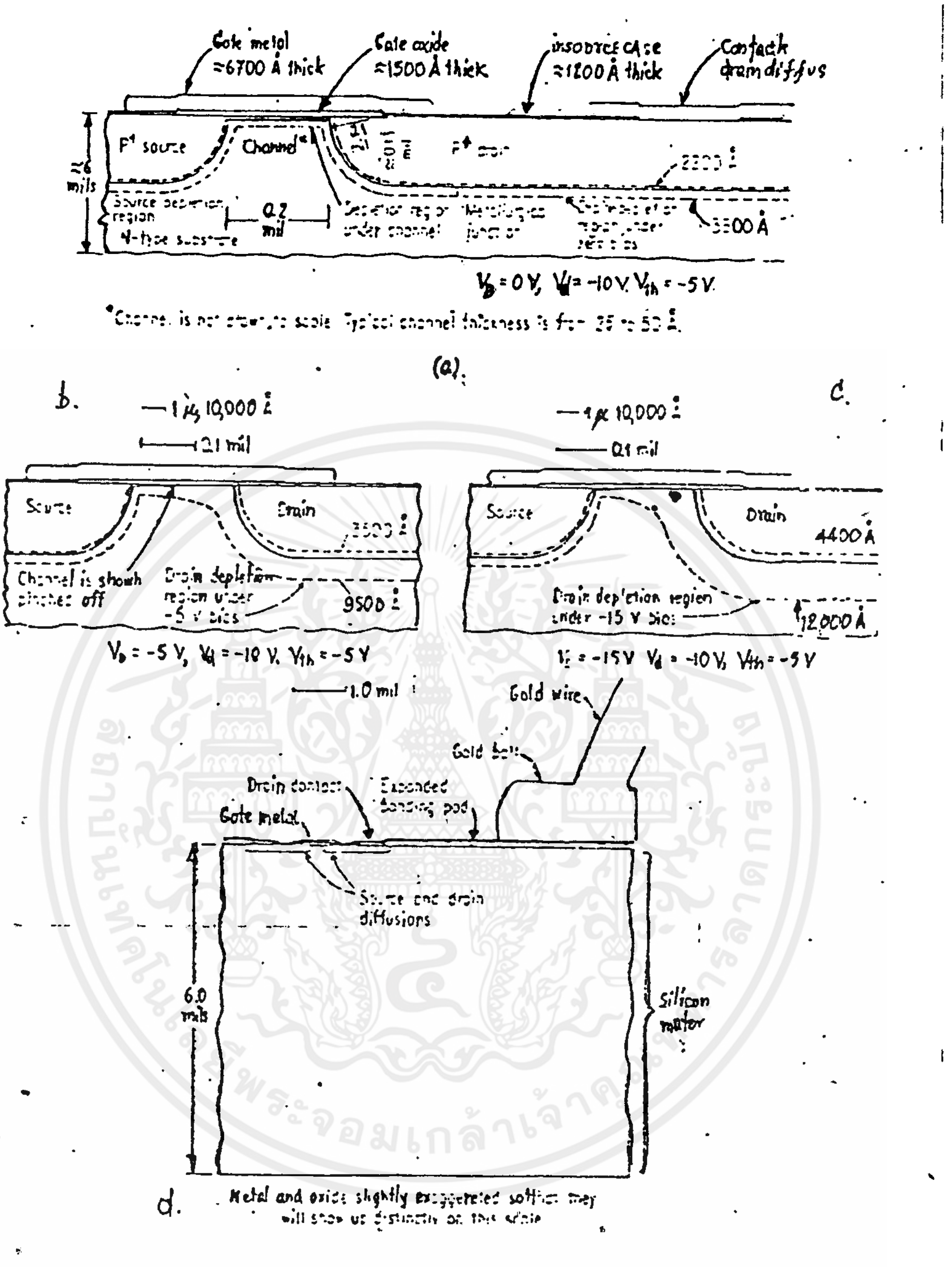
Mosfet เป็นทรานซิสเตอร์ที่ทใช้แรงดันควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ มีความต้านทาน Input สูงมาก (ประมาณ 10^{12} ถึง 10^{14} โอห์ม)ซึ่งไม่เหมือนเฟตธรรมดา ด้วยขาเกตที่ถือว่าเป็นฉนวนจะเป็นตัวทำให้เกิดความต้านทาน Input สูง ไม่ว่าจะใส่แรงดันบวกหรือลบขนาดมากน้อยเท่าใด และทนระดับของอุณหภูมิได้ กระแสรั่วไหลของเกตุจึงตัดทิ้งไปได้

โครงสร้างของ P-channel Mos แสดงในรูป 1.17 มีการโด๊ปสารชนิด P ทั้งสองข้างเป็นบริเวณกว้าง (10^{18} /cm^3 ถึง 10^{20} /cm^3 ที่ผิว) จะแผ่กระจายลงในสารชนิด N (ซิลิกอน)(1-10-0-cm) สารที่ทำให้เกิดการแผ่กระจายสองอย่างนี้จะถูกเรียกว่า ซอร์สและเดรน ซึ่งจะถูกวางอยู่ให้ใกล้ ๆ กัน (ประมาณ 0.2 มม. แยกจากกันสำหรับอุปกรณ์ที่ใช้เป็นตัวขับและประมาณ 1-2 มม. ห่างกันสำหรับอุปกรณ์ที่ใช้เป็นโหลด)ใช้แผ่นซิลิกอนออกไซด์บาง ๆ ขนาด 800-2000 อัง-

สตรอม ซึ่งเป็นวัสดุฉนวนวางบนผิวสารซิลิกอนระหว่างซอร์สและเครนเป็นการสร้างไดเรคติคให้แก่เกตใช้โลหะควบแน่นเข้ากับแผ่นผิวของสารเพื่อทำเป็นจุดต่อ สำหรับสายต่อภายในและเป็นอิเลคโตรดของเกต

1.4.1 การทำงานของมอสเฟต

เมื่อเครนและซอร์สต่อลงดิน เกตจะเป็นตัวควบคุมประจุในเชลเนล ซึ่งเป็นส่วนผิวของซับสเตทระหว่างเครนกับซอร์สเมื่อไบอัสลบให้กับเกตจะเกิดการขยายในส่วนของซิลิกอน เมื่อเกตสะสมประจุลบเอาไว้มาก ๆ อีเลคครอนอิสระที่อยู่ในสารซิลิกอนชนิด N จะถูกขับออกไปสร้าง Depletion Reqion เมื่อ Depletion ถูกสร้างขึ้นมาอย่างเพียงพอ จะเป็นภารเพิ่มการไบอัสให้กับเกตไปชนกับโฮลบวกที่เคลื่อนที่ให้ไปยังผิวเมื่อโฮลถูกสะสมมาก ๆ ในพื้นที่ของ Channel ผิวของซิลิกอนจะเปลี่ยนเป็นที่วัสดุ (แต่เดิมคืออิเลคตรอน)ที่จากการครอบครองของอิเลคตรอนเป็นการครอบครองของโฮล นั่นคือมีการกลับเปลี่ยน ดังนั้น สภาวะนี้จึงเป็นทางสู่สาร P ที่แผ่กระจายสองข้างถูกต่อถึงกันโดยส่วนสารชั้น P ที่เปลี่ยนสภาพ (จึงเป็นอุปกรณ์ชนิด P Channel)สัญญาณที่เกตสามารถจะผสมผสานกับพาหะในส่วน Channel ดังนั้นเกตจึงเป็นตัวควบคุมการไหลของกระแสใน Channel เมื่อแรงดันที่เครนมีค่าต่ำชั้นที่เกิดเปลี่ยนไปจะขยายผ่านคร่อม Channel ทั้งหมดเกิดการต่อกันระหว่างเครนและซอร์ส ภายใต้การไบอัสแบบนี้ กระแสของเครนจะขึ้นอยู่กับแรงดันที่ป้อนกับเครนเหมือนกับแรงดันที่เกต สังเกตุว่า รูป 1.17a ส่วนของ P ซึ่งแผ่กระจายหรือเป็นตัวสลับเปลี่ยน จะถูกแยกออกจากสารซับสเตทโดยชั้น Depletion


Gate metal ≈6700 Å thick
Gate oxide ≈1500 Å thick
insource case ≈1200 Å thick
Contact drain diffus
≈6 mils
P+ source
Channel*
P+ drain
2200 Å
Source depletion region
0.2 mil
N-type substrate
Depletion region under channel
3300 Å
V_D = 0 V, V_G = -10 V, V_{th} = -5 V
*Channel is not drawn to scale. Typical channel thickness is from 25 to 50 Å.
(a)
b.
1 μ 10,000 Å
.1 mil
Source
Drain
3300 Å
Channel is shown pinched off
Drain depletion region under -5 V bias
9500 Å
V_D = -5 V, V_G = -10 V, V_{th} = -5 V
c.
1 μ 10,000 Å
0.1 mil
Source
Drain
4400 Å
Drain depletion region under -15 V bias
12,000 Å
V_D = -15 V V_G = -10 V, V_{th} = -5 V
1.0 mil
Gold wire
Gold ball
Drain contact
Extended bonding pad
Gate metal
Source and drain diffusions
6.0 mils
Silicon wafer
d.
Metal and oxide slightly exaggerated so that they will show up distinctly on this scale

รูปที่ 1.17 โครงสร้างภาคตัดของ MOS (a) Vd = 0 V ; (b) Vd = -5 V ; (c) Vd = -15 V ; (d) แสดงชั้นของซิลลิคอน ใน MOS ที่ถูกขยายขึ้น และ Channel ถูกฝังอยู่ในส่วนลึก Soure และ Substrate ถูกพิจารณาให้มีศักย์เป็นดิน

ถ้าแรงดันที่เกตุมีค่าคงที่ เมื่อมีการเพิ่มแรงดันที่เครนจะเปลี่ยนสภาวะในส่วนของ Channel กระแสเครนทำให้เกิดแรงดัน ซึ่งเกิดจากการไบอัสที่เกต เมื่อแรงดันตก IR มีค่าถึงจุดที่ทำให้สนามลดลง จนทำให้ชั้นที่กลับที่กันนั้นไม่สามารถขยายได้อีก Channel จะถึงจุดตัน กระแสเครนจะถึง จุดอิ่มตัดที่ค่าคงที่ค่าหนึ่ง (ไม่ขึ้นอยู่กับแรงดันที่เครน)

แรงดันคร่อมเกตออกไซด์ในจุดที่เกิดการอิ่มตัวเรียกว่าแรงดัน Pinch off หรือแรงดัน Threshold

การเพิ่มของแรงดันที่เครนมากเกินไปจะส่งผลให้ MOS เกิดอิ่มตัวมากขึ้นซึ่งแสดงในรูป 1.17c แสดงการเพิ่มในส่วนของDeplteion ซึ่งรวมอยู่กับเครน และทำให้ความยากของ Channel ลดลง ถ้าแรงดันเพิ่มมากเกินไป จะทำให้ส่วนของ Depletion ที่เครนเกิดทะลุเป็นผลให้กระแสไหลอย่างไม่จำกัด ซึ่งมันไม่สามารถจำกัดด้วยวงจรภายนอก

1.4.2 กราฟคุณสมบัติของ Mosfet

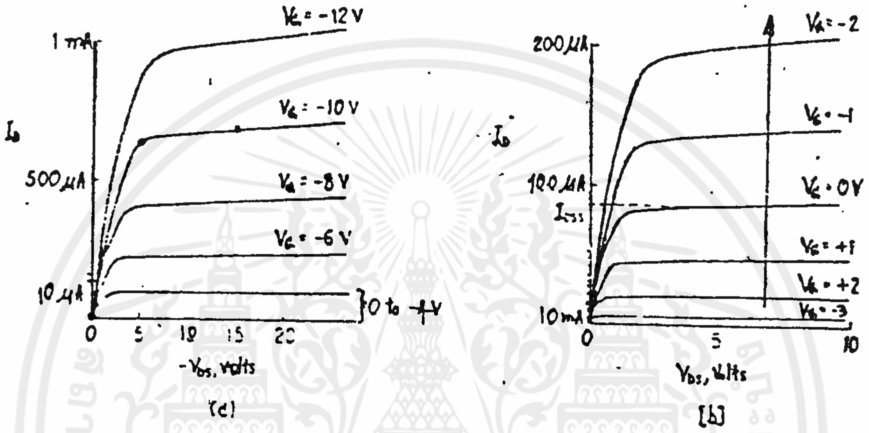
เมื่อคุณลักษณะของแรงดันและกระแส ที่เครนถึงพล๊อตออกมาให้เชิงของแรงดันเกต จะมีผลเหมือนรูปที่ 1.18 ลักษณะสำคัญของรูปนี้มี

1) ตัวการในการควบคุมกระแสคือ แรงดัน ตรงข้ามกับไบโพลาห์ที่ใช้กระแสคุมกระแส

2) แรงดัน Inputแรงดัน Output และกระแสจะมีเครื่องหมายเหมือนกัน ซึ่งสามารถนำไปใช้กับวงจรดิจิตอลได้อย่างสบาย แต่จังชั่นเฟตจะมีลักษณะตรงข้าม

3) รูป 1.18a ต้องไปอัสที่เกตขนาดแรงดัน -4 volt จึงจะทำให้ปรากฏกระแสไหล ซึ่งเป็นลักษณะของการทำงานแบบ Enhancement ในรูปที่ 1.18a แสดงการทำงานแบบ Depletion ในขณะกระแสไหลที่ -85 A ที่แรงดันไปอัสเกต 0 V

4) กระแส Output จะเปลี่ยนแปลงไปตามแรงดันเกต แต่ถ้าแรงดันที่เกตเพิ่มสูงกว่าแรงดัน Threshole จะเห็นว่ากระแส Output จะมีค่าเท่ากับกำลังสองของแรงดัน Inputที่จริง MOS จะถูกเรียกว่า อุปกรณ์กฎกำลังสอง



รูปที่ 1.18 กราฟคุณสมบัติของ MOS ชนิด P Channel (a) ทำงานในลักษณะ Enhancement จุดสามจุดที่อยู่บนกราฟ แสดงการทำงานทั้งสามจุดเหมือนรูป 1.28 (b) ทำงานในลักษณะ Depletion

ขีดจำกัดความเร็วของ MOS ขึ้นอยู่กับค่าคาปาซิเตอร์สถิตย์ของ วงจรและความสามารถของ Mosfet ในการเก็บประจุและคายประจุของค่าคาปาซิเตอร์นี้ ซึ่งการทำงานจะอยู่ในช่วง 1 GHz ดังนั้น ตัวที่ลดความเร็วในการสวิทช์ของ Mosfet คือ ค่าคาปาซิเตอร์ที่สวิทช์อยู่ ซึ่งถ้านำเอาคุณสมบัติที่ดีเด่น ของอุปกรณ์ใช้แรงดันควบคุม คืออัตรา gm/cin เมื่อ cin เป็นค่าคาปาซิเตอร์ Input เกตของอุปกรณ์ ซึ่งเป็นค่าหยาบ ๆ Bw. ประมาณ 3 db

$$gm = -\beta\,(vg-vp)$$

ค่าคาปาซิเตอร์ Input เป็นค่าแผ่นเพลทขนานกัน และค่า Areaและ ความหนา Tox รวมกัน

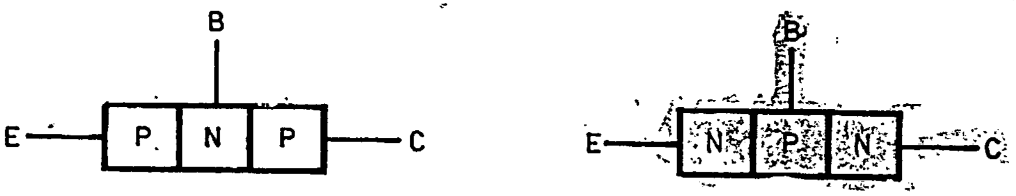
$$Cin = A\varepsilon ox$$

$$gm/c = \mu\,(vg - vp)$$

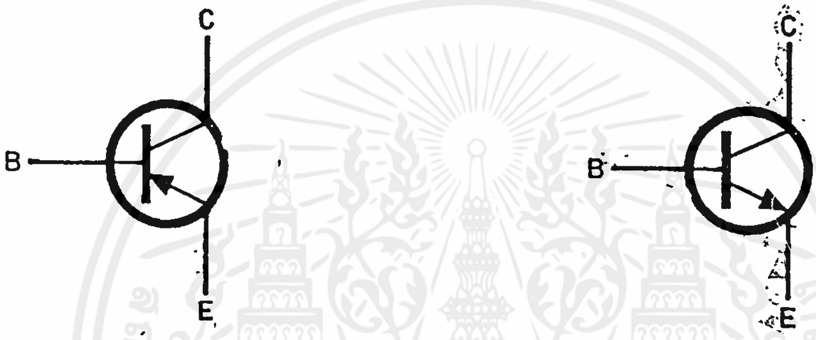
ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าความยาวของ Channel

1.5 ทรานซิสเตอร์

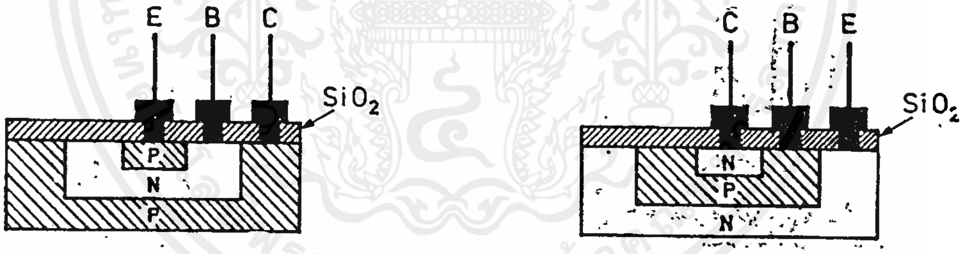
ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์อีเลคทรอนิคส์ ที่ทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงจากยุคของหลอดสูญญากาศมาเป็นยุคของสารกึ่งตัวนำ ถ้าพิจารณาในแง่ของเนื้อสารแล้วทรานซิสเตอร์ก็เหมือนกับการนำเอาไดโอดสองตัวมาต่อชนกันแต่ในทางเป็นจริงแล้วในการสร้างทรานซิสเตอร์ จะต้องมีกรรมวิธีอื่น เพิ่มเติมขึ้นอีก จึงทำให้เราไม่สามารถใช้ไดโอดสองตัวเป็นทรานซิสเตอร์ได้ ที่ใช้มีอยู่ 2 ชนิด คือ NPN และPNP ลักษณะโครงสร้างและสัญญลักษณ์แสดงดังรูปที่ 1.19


B
E
P
N
P
C
B
E
N
P
N
C

PNP โครงสร้างแสดงชั้น สารกึ่งตัวนำ NPN



PNP สัญญลักษณ์ NPN


E
B
C
SiO_2
P
N
P
C
B
E
SiO_2
N
P
N

โครงสร้างตามความเป็นจริงของทรานซิสเตอร์

รูปที่ 1.19 สัญญลักษณ์และโครงสร้างทั่วไปของทรานชิสเตอร์

ทรานชิสเตอร์มีข้อดีในการทำงานด้วยกำลังงานเอาท์พุทได้สูงมาก ทนกระแสได้สูง ๆ ถึงหลาย ๆ สิบแอมป์ ความถี่ใช้งานก็สูงถึงกิกะเฮิรทซ์

ทรานซิสเตอร์มีขั้วต่อออกมาใช้งานได้ 3 ขั้วคือ อิมิตเตอร์ เบส และคอลเลคเตอร์ เนื่องจากโครงสร้างภายในของทรานซิสเตอร์ประกอบด้วยรอยต่อPN เหมือนไดโอด ดังนั้นถ้าหากเราใช้งานเพียง 2 ขั้วคือขั้วเบสกับอิมิตเตอร์หรือเบสกับคอลเลคเตอร์ลักษณะสมบัติก็จะเหมือนกับไดโอดธรรมดาแต่ถ้าไบแอสกลับระหว่างขั้วเบสกับอิมิตเตอร์ ค่าแรงดันพังจะมีค่าต่ำอยู่ในช่วงประมาณ 5-10 โวลท์ส่วนการไบแอสกลับระหว่างขั้วเบสกับคอลเลคเตอร์จะมีค่าแรงดันพังสูงขึ้นไปอาจจะมากกว่า 30 โวลท์ ทั้งนี้ขึ้นกับชนิดและเบอร์ของทรานซิสเตอร์

ลักษณะการทำงานของทรานซิสเตอร์จะแตกต่างจากการเป็นไดโอด 2 ตัวทั้งนี้ เพราะเมื่อป้อนกระแสส่วนเบสให้กับทรานซิสเตอร์เป็นเพียงจำนวนน้อยนิดจะมีกระแสไหลในส่วนของอิมิตเตอร์และคอลเลคเตอร์ได้มาก ทิศทางของกระแสที่ไหลจากความเป็นจริงในทรานซิสเตอร์

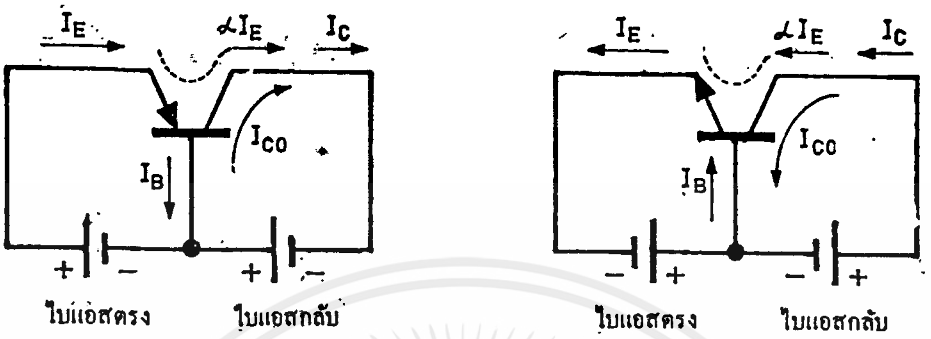
คุณสมบัติการทำงานของทรานซิสเตอร์ที่สำคัญและถือเป็นหลักในการใช้งานของทรานซิสเตอร์คือการใช้กระแสส่วนน้อย ควบคุมการทำงานหรือการไหลของกระแสส่วนใหญ่ กรณีนี้จะใช้กระแสเบสควบคุมการไหลของกระแสอิมิตเตอร์ หรือคอลเลคเตอร์ เพื่อเข้าใจการทำงานของทรานซิสเตอร์ดีขึ้นเราลองมาพิจารณากรณีใช้งานทรานซิสเตอร์ทั่วไป โดยรอยต่อเบสกับอิมิตเตอร์จะได้รับการไบแอสตรง ๆ [ให้นำกระแส]ส่วนรอยต่อเบสคอลเลคเตอร์ต้องไบแอสกลับการไหลของกระแสส่วนต่าง ๆ เขียนได้เป็น

จากกรณีนี้ถ้าให้ Bเป็นเสมือนตัวเลขที่จะบอกถึงความสัมพันธ์ของกระแสเบส กับกระแสคอลเลคเตอร์และเนื่องจากการไบแอสกลับคอลเลคเตอร์จึงมีกระแสย้อนกลับ I_{co} ซึ่งเสมือนเป็นกระแสรั่วไหล ความสัมพันธ์ของสมการเขียนได้เป็น

$$I_E = I_B + I_C$$

$$I_C = \alpha I_E + I_{co}$$

$$I_B = (1-\alpha) I_E - I_{co}$$

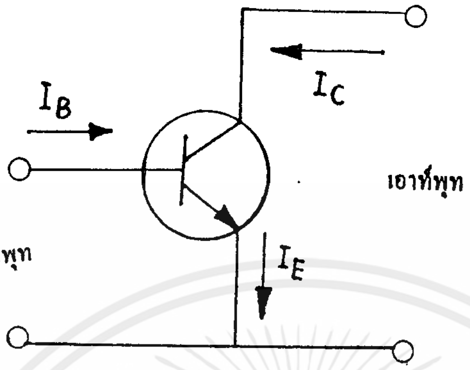

I_E
αI_E
I_C
I_{CO}
I_B
+
−
ไบแอสตรง
ไบแอสกลับ
I_E
αI_E
I_C
I_{CO}
I_B
−
+
ไบแอสตรง
ไบแอสกลับ

รูปที่ 1.20 ลักษณะของแรงดันที่ต่อระหว่างขาของทรานซิสเตอร์ขณะใช้งาน

แต่เนื่องจากค่ากระแส I_{co} มีค่าน้อยมากทั้งนี้เพราะเป็นกระแสไบแอสกลับที่รอยต่อเบสคอลเลคเตอร์ ในการวัดหรือคำนวณค่าทางกระแสอาจใช้ความสัมพันธ์เป็น

$$I_c \approx I_E$$

และหากว่าเราจัดวางทรานซิสเตอร์ ให้อยู่ในรูปแบบที่มีเบสเป็นอินพุท และคอลเลคเตอร์เป็นเอาท์พุทและอิมิเตอร์เป็นขาร่วม หรือที่เรียกว่า วงจรอิมิเตอร์ร่วม ดังรูป



รูปที่ 1.21 วงจรอิมิตเตอร์ร่วม

จากสูตรที่ผ่านมาแล้ว เราทำการจัดเทอมใหม่ จะได้ความสัมพันธ์

$$I_c = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_E + \frac{1}{1-\alpha} I_{co}$$

จากสูตรนี้เป็นสูตรที่แสดงความสัมพันธ์ ของกระแส I_c และ I_B และในกรณีที่ I_{co} มีค่าน้อยมาก เราอาจสรุปความสัมพันธ์ของ I_c กับ I_B เหลือเพียง

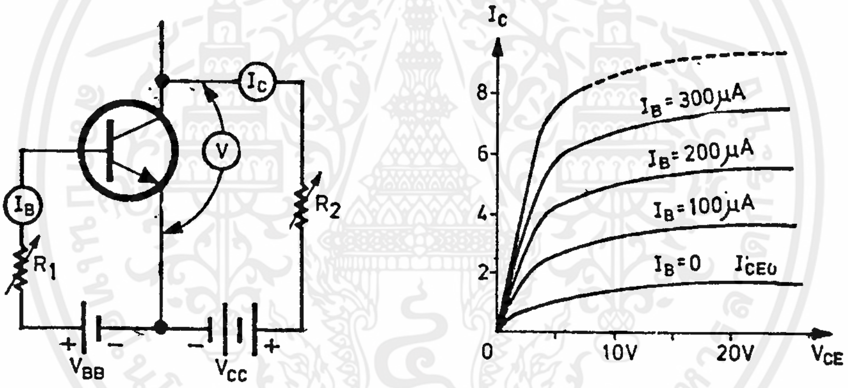
$$I_c = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B$$

$$= \beta I_B$$

ในที่นี้ $\beta = \frac{I_C}{I_B}$ เป็นพารามิเตอร์ที่เราเรียกว่า อัตราขยายกระแสสำหรับ วงจรอิมิเตอร์ร่วม

ลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์

ความสัมพันธ์ของกระแสของแรงดันของตัวทรานซิสเตอร์เป็นสิ่งที่น่าสนใจ และควรแก่การทำ ความเข้าใจการทำงานของทรานซิสเตอร์



รูปที่ 1.22 ลักษณะสมบัติของทรานซิสเตอร์ NPN

จากการทดสอบความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันแล้วเขียนเป็นกราฟจะได้ตามรูปที่ 1.22 จากรูปนี้พอเห็นได้ว่าเมื่อให้กระแส I_B เป็นศูนย์แล้วเพิ่มค่า V_{CE} จะมีกระแส I_C ไหลได้บ้างเล็กน้อยกระแสส่วนนี้ เป็นกระแสรั่วไหลที่เกิดขึ้นระหว่างขาคอลเลคเตอร์และอิมิตเตอร์ สภาวะการทำงานเช่นนี้เราเรียกว่าสภาวะ

คัทออฟ [cut off] ครั้นเพิ่มค่ากระแส I_B ขึ้นค่าของ I_C ก็จะเพิ่มขึ้นช่วงความสัมพันธ์ที่ I_B กับ I_C แปรค่าตามกันเราเรียกว่า ช่วงแอกตีฟ [active] ซึ่งความสัมพันธ์ของ I_C/I_B จะมีค่าโดยประมาณเท่ากับ B จากกราฟลักษณะสมบัติจะมีช่วงหนึ่งที่เราให้ I_B สูงมากและ I_C มีค่าจำกัดอยู่ช่วงหนึ่งค่าของ V_{CE} จะมีค่าต่ำมากจุดทำงานนี้จะอยู่ใกล้ ๆแกน I_C สภาวะการทำงานเช่นนี้เราเรียกว่า สภาวะอิ่มตัว [Satuvation]

การกำหนดสภาวะการทำงานของทรานซิสเตอร์

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่าการทำงานของทรานซิสเตอร์ขึ้นอยู่กับการกำหนดสภาวะของการทำงานในขณะที่เราต้องการให้มันอยู่ในสภาวะแอกตีฟ จะต้องทำการไบแอสตรงที่รอยต่อเบส อิมิตเตอร์และไบแอสกลับที่รอยต่อเบสคอลเลคเตอร์ การกำหนดสภาวะให้มีกระแสหรือแรงดันพอเหมาะตามที่เราต้องการนี้เรียกว่า การให้ไบแอสกับตัวทรานซิสเตอร์ [transistor biasing]

1.6 วงจรควบคุมการทำงานแบบ Pulse Width Modulation (PWM)

วงจรควบคุมการทำงานแบบ PWM นี้เป็นหัวใจของวงจรทั้งหมดเพราะวงจร PWM นี้จะทำหน้าที่ในการส่ง Pulse ไปกระตุ้นให้อุปกรณ์ ที่ทำหน้าที่สวิทช์ซึ่งได้แก่ Transistor Mosfet ฯลฯทำการนำกระแสหรือหยุดนำกระแส ตามสัญญาณ Pulse รูป Square Wave ซึ่งความกว้างของ Pulse นี้ จะสามารถปรับให้กว้างหรือแคบได้เพื่อเป็นตัวควบคุมแรงดัน Outputให้มากหรือน้อยตามไปด้วยโดยมีความถี่คงที่มีเสถียรภาพสูงในการควบคุมและในการรักษาระดับแรงดัน Output

แม้ว่าเทคนิคการควบคุมการสวิทช์ ของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิทช์ชิ่งนี้จะมีอยู่หลายอย่าง แต่เทคนิคของ PWM โดยการสร้างความถี่คงที่นี้ได้รับความนิยมมากที่สุดโดยปกติทั่วไป PWM จะถูกสร้างออกมาเป็นวงจรรวม(Integrate Circuits) ซึ่งโดยการรวบรวมวงจรต่าง ๆ ที่สำคัญที่ใช้ในการควบคุมได้แก่ Error Amplifier ;Flip-flop ; Comparator ; Oscillator ; Current Limitting ฯลฯมาอยู่ใน Chip IC เดียวกันเพื่อความสะดวกในการนำไปใช้งานในโครงงานนี้

ผู้เขียนจะขออธิบายการทำงาน PWM ตาม IC เบอร์ SG3524 ถึงแม้ IC เบอร์นี้ จะออกมาสู่ตลาดนานแล้ว แต่ก็มีการทำงานที่สมบูรณ์และเคยเป็น เบอร์ยอดนิยมของตลาดอุตสาหกรรมมาแล้ว เหตุที่ผู้เขียนเลือก IC เบอร์นี้แทนที่จะใช้ IC เบอร์ TL 494 เพราะ IC SG 3524 สามารถ Soft Start ได้ด้วยการต่อวงจรที่ประหยัดกว่านั่นเอง

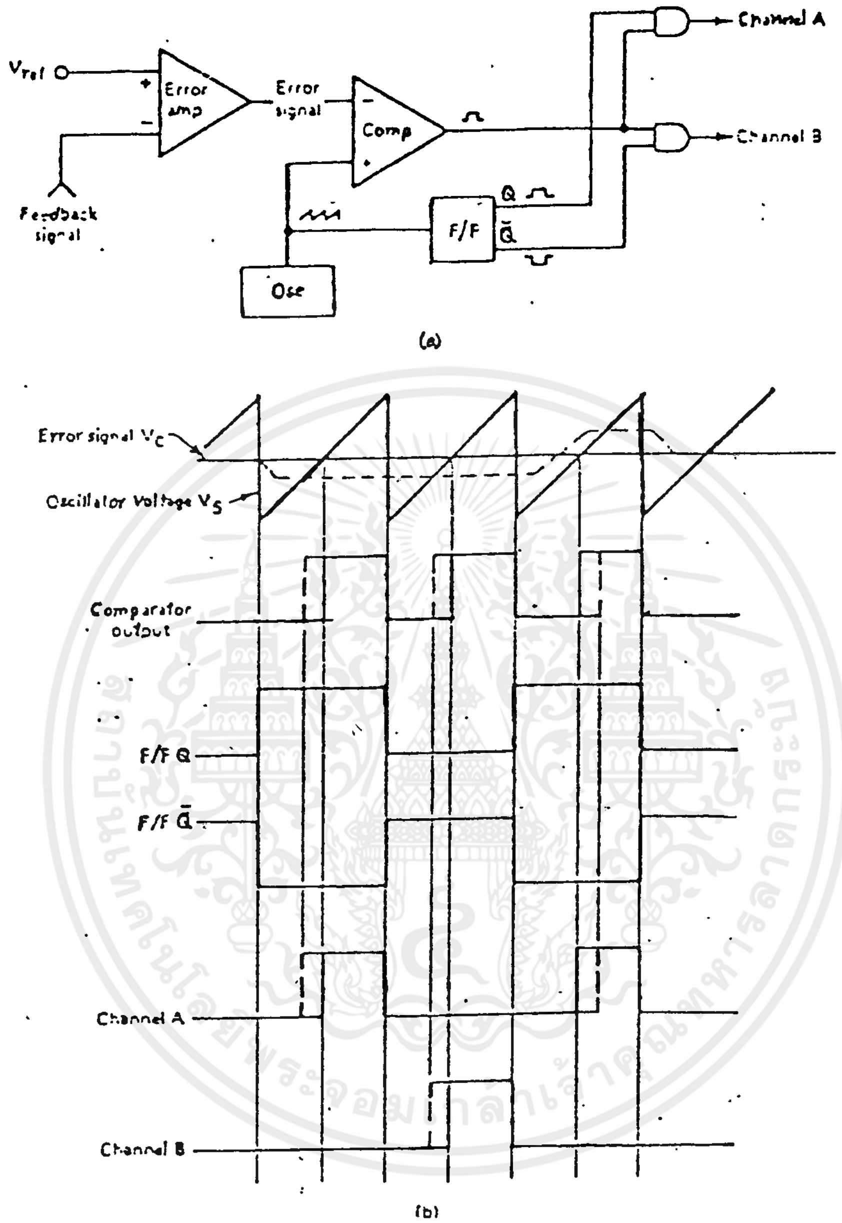
1.6.1 พื้นฐานการทำงานของ PWM.

การทำงานพื้นฐานของวงจร PWM.จะมีลักษณะแสดงดังรูปที่ 1.23

การทำงานจากรูป

วงจร Error Amplifier มีหน้าที่รับสัญญาณจากระดับแรงดันจาก Output ของแหล่งจ่ายไฟตรงนำมาเปรียบเทียบกับ V_{ref} ที่กำหนดไว้แล้วทำการขยายสัญญาณ Error นี้ ส่งต่อไปให้กับวงจร Comperator

วงจร Comparator มีหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณระหว่าง Error-Signal กับสัญญาณ Sawtooth จาก Oscillator ซึ่งสัญญาณ Output ของ Comparator จะมีเป็นรูปสัญญาณ Squar Wave ที่มีความกว้างของ Pulse ขึ้นอยู่กับสัญญาณ Error Signal


V_ref
Error amp
Error signal
Comp
Feedback signal
Osc
F/F
Q
Q̄
Channel A
Channel B
(a)
Error signal V_C
Oscillator Voltage V_S
Comparator output
F/F Q
F/F Q̄
Channel A
Channel B
(b)

รูปที่ 1.23 (a) วงจรรวมของการควบคุมโดย PWM

(b) แสดงรูปสัญญาณ

วงจร Flip-Flop มีหน้าที่รับสัญญาณ Sawtooth จากOscillator ไปทำการหาร 2 แล้วเปลี่ยนเป็นSquare Wave ส่งต่อไปให้ And Gateไปทำการ Drive Transistor ในแต่ละ Channel ซึ่งจะมีสัญญาณต่างเฟสกัน 180 และสามารถปรับเปลี่ยนความกว้างของ Pulse (duty Cycle)ได้โดยอัตโนมัติตามแต่ระดับแรงดัน Output นั่นคือถ้าแรงดัน Output ต่ำ Duty Cycle จะกว้างขึ้น แต่เมื่อแรงดัน Output สูงขึ้น Duty Cycle ก็จะแคบลง ฉะนั้น แรงดัน Output จึงสามารถรักษาระดับแรงดันให้คงที่ได้เสมอ

1.6.2 IC. SG 3524

เป็น IC PWM ที่ผลิตความถี่คงที่ ซึ่งจะสามารถโปรแกรมความถี่ได้โดยต่อค่า R_t ที่ขา 6 และต่อ C_t ที่ขา 7 จากรูปที่ 1.24 ก็จะสามารถคำนวณหาความถี่ของ Osc. ซึ่งจะมีค่าเป็นสองเท่าของความถี่ที่ใช้สวิทช์ ดังสมการ

$$f = \frac{1.15}{R_t C_t}$$

เมื่อ R_t = จะมีค่าเฉลี่ยที่ใช้งานอยู่ระหว่าง 1.8 ถึง100 กิโลโอห์ม

C_t = จะมีค่าที่ใช้งานอยู่ระหว่าง 0.001 F ถึง 0.1 F

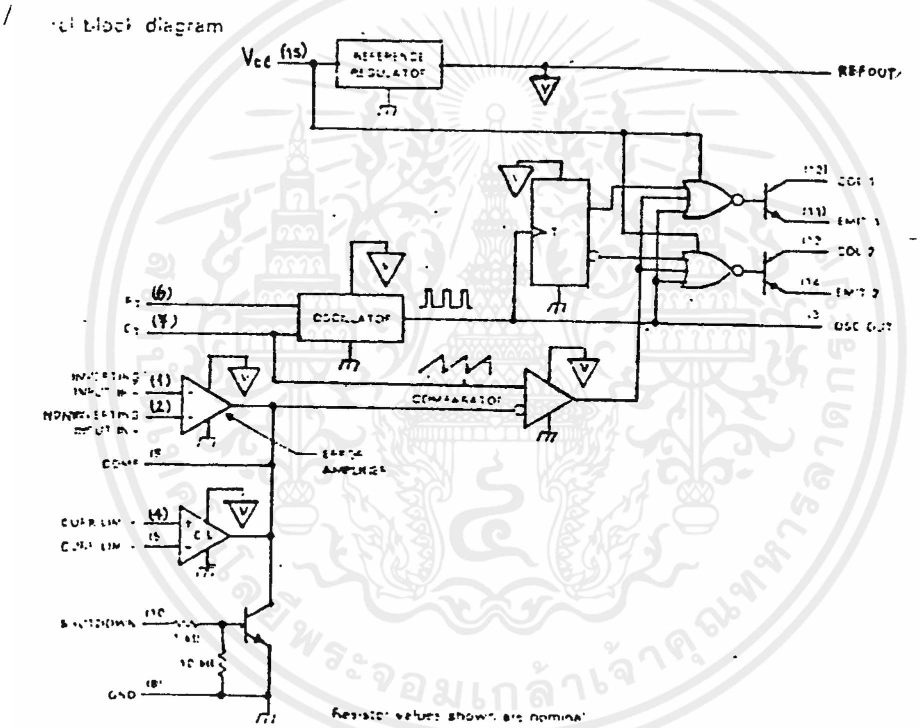
วงจร Error Amplifier จะอยู่ที่ขา 1 และขา 2 ในการใช้งานขา 1 ซึ่งเป็นขา Inverting จะต่อกับ Feed Back จากแรงดัน Outputส่วนขา 2 จะต่อกับระดับแรงดันคงที่เพื่อเป็นแรงดันอ้างอิง (V_{ref})

วงจร Current Limitting จะอยู่ที่ขา 4 และขา 5 ซึ่งมีลักษณะการทำงานคล้ายคลึงกับวงจร Error Amplifier ในการต่อใช้งานขา 5 ซึ่งเป็น Non-iverting จะต่อลง Ground ส่วนขา 4 ซึ่งเป็นขา Inverting จะต่อจาก Sensor Current

ขา 10 เป็นวงจร Shut Down มีไว้สำหรับต้องการให้วงจร PWM หยุดการทำงานทันทีทันใด ด้วยการป้อนไฟบวงเข้าไป

ขา 16 เป็นขาที่ให้แรงดันคงที่ +5 โวลท์ เพื่อนำไปใช้เป็น V_{ref}

ส่วนขา 11, 12, 13, 14, เป็นส่วน Transistor Switch - Output ของ PWM Channal A. และ Channal B. ที่จะนำไปDrive วงจรสวิทช์ชิ่ง


block diagram
Vcc (15)
REFERENCE REGULATOR
REFOUT
OSCILLATOR
(6)
(7)
COMPARATOR
(1)
INVERTING INPUT IN
(2)
NONINVERTING INPUT IN
ERROR AMPLIFIER
COMP
(4)
CURR LIM
CURR LIM
C L
SHUTDOWN
10 kΩ
GND
(12) COL 1
(11) EMIT 1
COL 2
(14) EMIT 2
OSC OUT
T
Resistor values shown are nominal

รูปที่ 1.24 Block Diagram ของ IC SG 3524

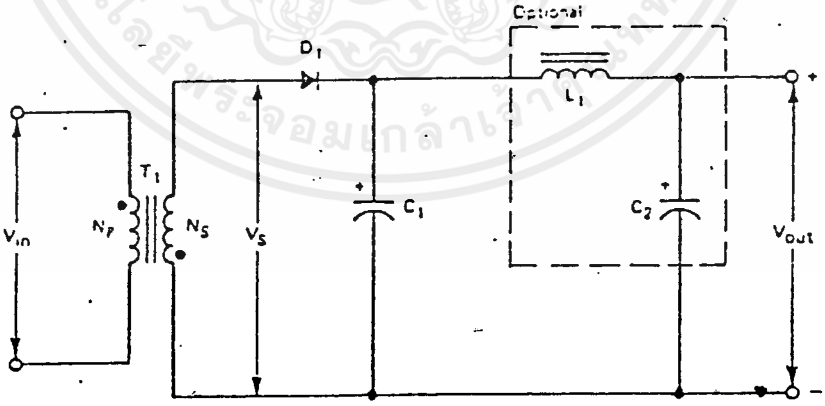
1.7 ภาค Output (Output Section)

วงจรภาค Output จะประกอบไปด้วย วงจรเรียงกระแสและวงจรกรองกระแสโดยทั่วไปภาค Output ของสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะประกอบด้วย

ชุดแรงดันระดับเดียวหรือหลายระดับก็ได้ ซึ่งเป็นการเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสตรงแล้วกรองแรงดันจากขดทุติยภูมิปกติแรงดัน Output จะมีระดับต่ำ ซึ่งสามารถจ่ายพลังงานขับวงจรอีเลคทรอนิคส์ ซึ่งอาจจะประกอบด้วย +5 Vdc, +12 Vdc,+15 Vdc, +24 Vdc, +28 Vdc จากกำลังวัตต์ต่ำ ๆ ถึงหลายพันวัตต์ สิ่งที่สำคัญที่สุดของวงจรภาคนี้ก็คือ การเปลี่ยนแรงดันเป็นกระแสตรงในสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายความถี่สูงซึ่งต้องใช้อุปกรณ์พิเศษ เช่น Schottky หรือ Fast Recovery - Rectifier คาปาซิเตอร์ที่มีค่าความต้านทานอนุกรมสมดุลต่ำ และอินดัคเตอร์ไว้เก็บพลังงาน เพื่อให้สัญญาณ Output มีการรบกวนน้อยที่สุด จึงต้องใช้อุปกรณ์อิเลคทรอนิคส์ที่ดี

1.7.1 การเรียงกระแสและการกรองกระแส

การเรคติไฟส์และการกรองแรงดันที่ใช้ในวงจรนั้น จะขึ้นอยู่กับลักษณะของวงจรคอนเวอร์ทเตอร์ ผู้ออกแบบเลือกที่จะใช้แบบง่าย ๆ สะดวกคือ Flyback Converter ซึ่งภาค Output แสดงดังรูปที่ 1.25

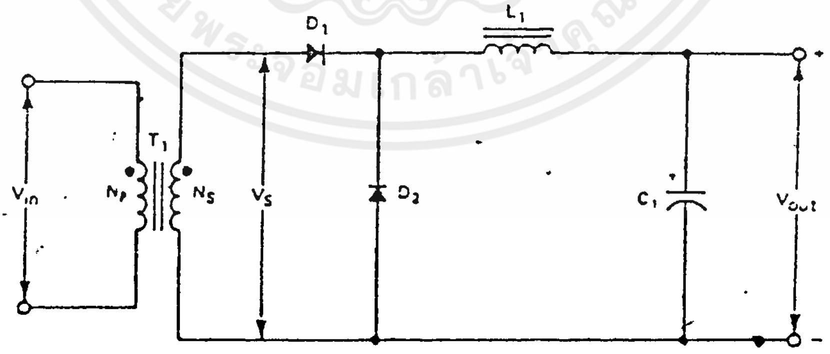


รูปที่ 1.25 รูปของภาค Output ของ Flyback สวิทช์ชิ่งคอนเวอร์ทเตอร์

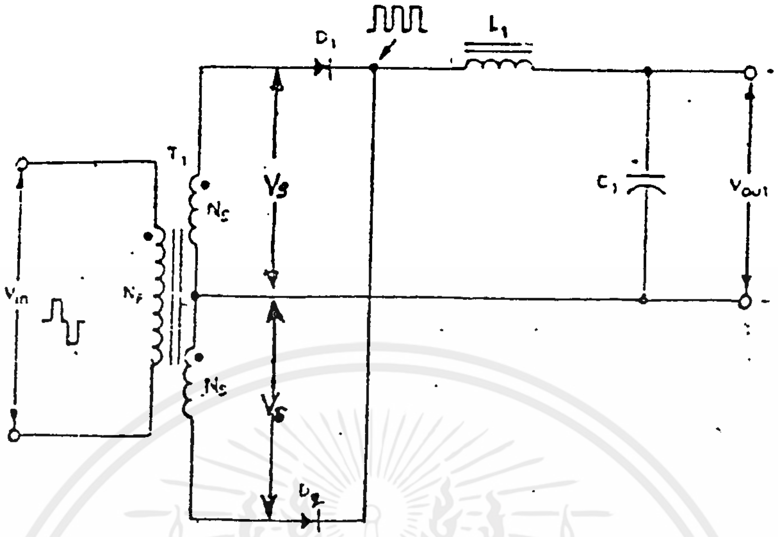
หม้อแปลง T1 ของ Flyback Converter เก็บพลังงานไดโอด D_1 และคาปาซิเตอร์ C_1 เป็นตัวการสำคัญที่ทำให้เกิดแรงดันกระแสตรงออกมาแต่ในทางปฏิบัตินักออกแบบอาจเลือกใส่ LCเป็นตัวกรองดังในรูปที่ 1.25 (ในกรอบเส้นประ) เป็นตัวลดแรงดันสไปค์ที่เกิดจากการสวิทช์ที่ความถี่สูง ค่าทางกายภาพและทางไฟฟ้าของทั้ง L และ C จะค่าน้อย

องค์ประกอบที่สำคัญอันหนึ่งในการออกแบบภาค Output ของPower Supply คือแรงดันกระแสตรงที่ต่ำที่สุดที่ถูกปิดกันไว้ ซึ่งเป็นคุณลักษณะของไดโอดเรคติไฟเออร์และไฟวีลไดโอดซึ่งในกรณีของ Flyback Converterเรคติไฟเออร์ไดโอด D_1 จะต้องมีแรงดันต่ำสุด รีเวอร์คพิกัดที่ 1.2 Vin (NS/NP)

ภาค Outputของคอนเวอร์ทเตอร์แบบ Forwordแสดงดังรูปที่ 1.26 จะมีข้อแตกต่างที่น่าสังเกตคือ มี Flywheel ไดโอด D_2 เพิ่มเติมเข้าไปและใส่อันดัคเตอร์ L_1 เพิ่มความเรียบของแรงดันก่อนเข้าคาปาซิเตอร์ ไดโอด D_2จะจ่ายกระแสให้กับ Loadในช่วงที่ Turn off ดังนั้น เมื่อรวม D_1 D_2 ต้องสามารถจ่ายกระแสเต็มที่ให้ Load ได้ ในขณะที่แรงดันที่รีเวอร์สของไดโอดต้องเท่ากันคือ 1.2 Vin (NS/NP) รูปที่ 1.27 นั้นแสดงภาค Output ที่ใช้กับคอนเวอร์ทเตอร์แบบ Push Pull ทั้งแบบ Full Bridge และแบบ Half Bridge



รูปที่ 1.26 ภาค Output ของคอนเวอร์ทเตอร์ Forward สวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ชัพพลาย



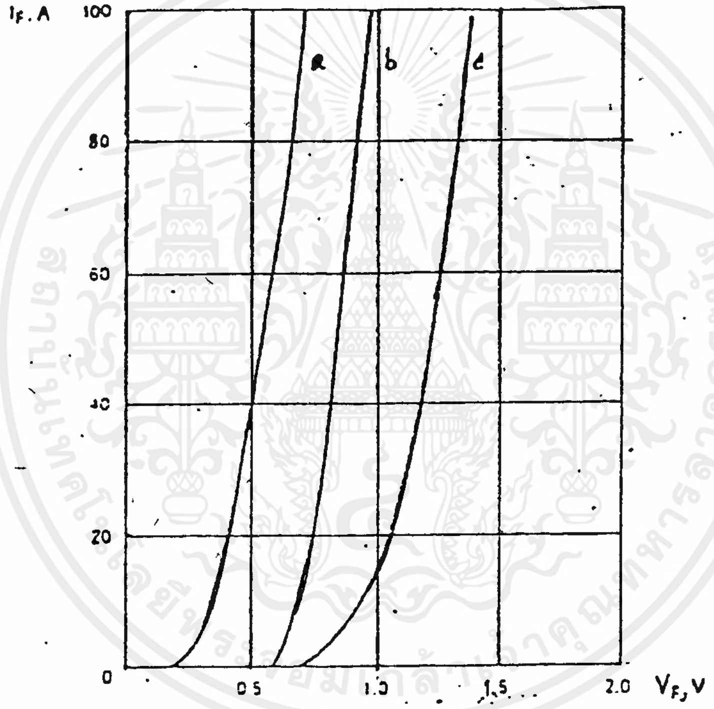
รูปที่ 1.27 ภาค Output ของคอนเวอร์ทเตอร์แบบ Push-Pull Half-Bridge หรือ Full-Bridgeสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

1.7.2 คุณสมบัติของ Power Rectifier ในสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

ไดโอดเรคติไฟเออร์กำลัง ที่ใช้ในสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย จะต้องมีค่าแรงดันตกเนื่องจากฟอเวอร์ดไบอัสน้อย และคุณสมบัติการคืนตัวต้องเร็ว และต้องสามารถทนต่อกำลังงานสูงได้ PN จังชั่นไดโอดธรรมดาจะไม่สามารถใช้กับสวิทช์ชิ่งได้เพราะมีอัตราการคืนตัวช้าและมีประสิทธิภาพต่ำไดโอด 3 แบบที่สามารถใช้กับสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายได้คือ

1) แบบประสิทธิภาพสูง อัตราคืนตัวสูง
2) แบบประสิทธิภาพสูง และอัตราการคืนตัวสูงมาก
3) แบบสคอตตีแบเรีย เรคติไฟเออร์

รูปที่ 1.28 แสดงการทำงาน ในช่วงฟอเวอร์ดของไดโอดทั้งสามแบบ จะเห็นว่าสกอตตีแบเรียเรคติไฟเออร์นั้น จะมีแรงดันตกคร่อมในช่วงฟอร์เวอร์ดน้อยมาก ซึ่งเป็นสิ่งแสดงว่ามันต้องให้ประสิทธิภาพที่สูงกว่า ซึ่งต่อไปจะได้กล่าวในรายละเอียดของแต่ละแบบ



รูปที่ 1.28 คุณลักษณะของแรงดันตกคร่อมของไดโอดแต่ละชนิด
(a) Schottky Barrier (b) ไดโอดที่มีการคืนตัวเร็วมาก
(c) ไดโอดที่มีการคืนตัวเร็ว

ไดโอดที่มีการคืนตัวเร็ว และเร็วมาก

ไดโอดทั้งสองแบบนี้ จะมีค่าแรงดันตกในช่วงของฟอเวอร์ดขนาดปานกลาง ในช่วงจาก 0.8 V. ถึง 12. V.เพราะเหตุผลนี้ และด้วยเพราะปกติมันจะมีการปิดกันแรงดันสูง ในช่วงรีเวอร์ตมันจึงถูกใช้กับเพาเวอร์ซัพพลายที่มีค่ากำลังต่ำโดยแรงดันมากกว่า 12 V.ทุกวันนี้เพาเวอร์ซัพพลายส่วนมากเกือบทั้งหมดจะทำงานที่ความถี่ 20 KHZ. และสูงกว่านี้ ไดโอดที่มีอัตราคืนตัวเร็วและเร็วมากนี้จะลดค่า t_{RR} เป็น Nanosecond กฎของนิ้วมือคือการเลือกไดโอดที่มีการคืนตัวเร็ว มีค่า t_{RR} น้อยกว่าค่าสวิทช์ของทรานซิสเตอร์ประมาณ 3 เท่า ไดโอดชนิดนี้จะเป็นตัวลดการสไปค์ซึ่งเกิดขึ้นพร้อมกับริปเปิ้ลเทจ ดังนั้น ไดโอดที่มีค่าคืนตัวน้อย ๆ จะให้สัญญาณรบกวนมีน้อย ซึ่งถ้า t_{RR} มาก รวมกับค่าการรีเวอร์มาก ๆ จะทำให้การสูญเสียของสวิทช์สูง ไดโอดที่มีค่าการสวิทช์สูงนี้จะถูกนำมาใช้ในสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยที่อาจจะใช้ Heat Sink หรือไม่ก็ขึ้นอยู่กับ Power ของซัพพลายซึ่งค่าอุณหภูมิรอยต่อของไดโอดมีค่าประมาณ 175 c.

สกอตตีแบเรีย เรคติไฟเออร์

มีค่าแรงดันตกจากการไบอัสไปข้างหน้าต่ำมากประมาณ 0.5 V.ถึงแม้มีค่ากระแสสูงจึงสามารถใช้กับเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันต่ำได้ จะมีค่าอุณหภูมิรอยต่อเท่านั้นที่เพิ่มขึ้น จึงทำให้ค่าแรงดันตกในช่วงของ Forword ที่ค่าต่ำ

ค่าของเวลาการคืนตัวในช่วงรีเวอร์คจะถูกยกเว้น เพราะอุปกรณ์นี้เป็นสารกึ่งตัวนำแบบ เมเจอร์ริตีแคเรียร์ จึงไม่มีค่าประจุไมเนอริตี้แคเรียตกค้างที่ต้องขจัดออกในการสวิทช์ชิ่ง เป็นการโชคร้ายที่มีประเด็นที่เป็นจุดอ่อนของสกอตตี 2 ประการ คือ

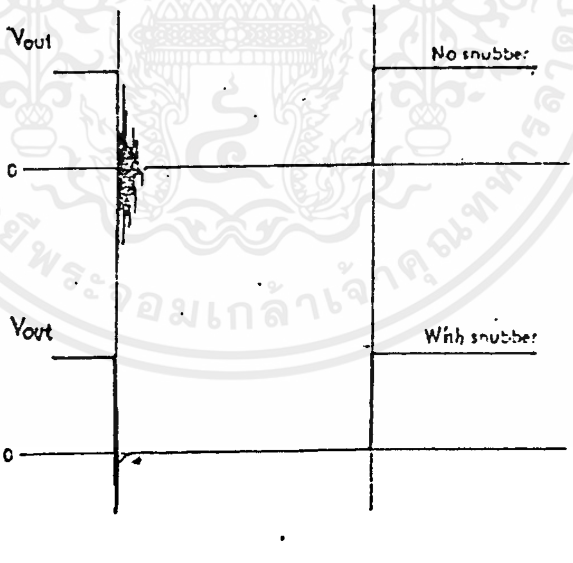
1. ค่า Reverse Blocking Voltage มีค่าต่ำประมาณ 100 V.

2. มีค่ากระแสรั่วไหลในช่วงรีเวอร์ดสูง ซึ่งทำให้มันเร็วต่ออุณหภูมิซึ่งอาจจะเสียหายได้เมื่อเปรียบเทียบกับไดโอดแบบอื่น แต่ปัญหาเหล่านี้สามารถแก้ได้โดยการป้องกันการเกิดแรงดันเกินจาก Transientและโดยการรักษาและเลือก

ระดับอุณหภูมิของรอยต่อ

การขจัดแรงดันเกินจากปัญหา Transient

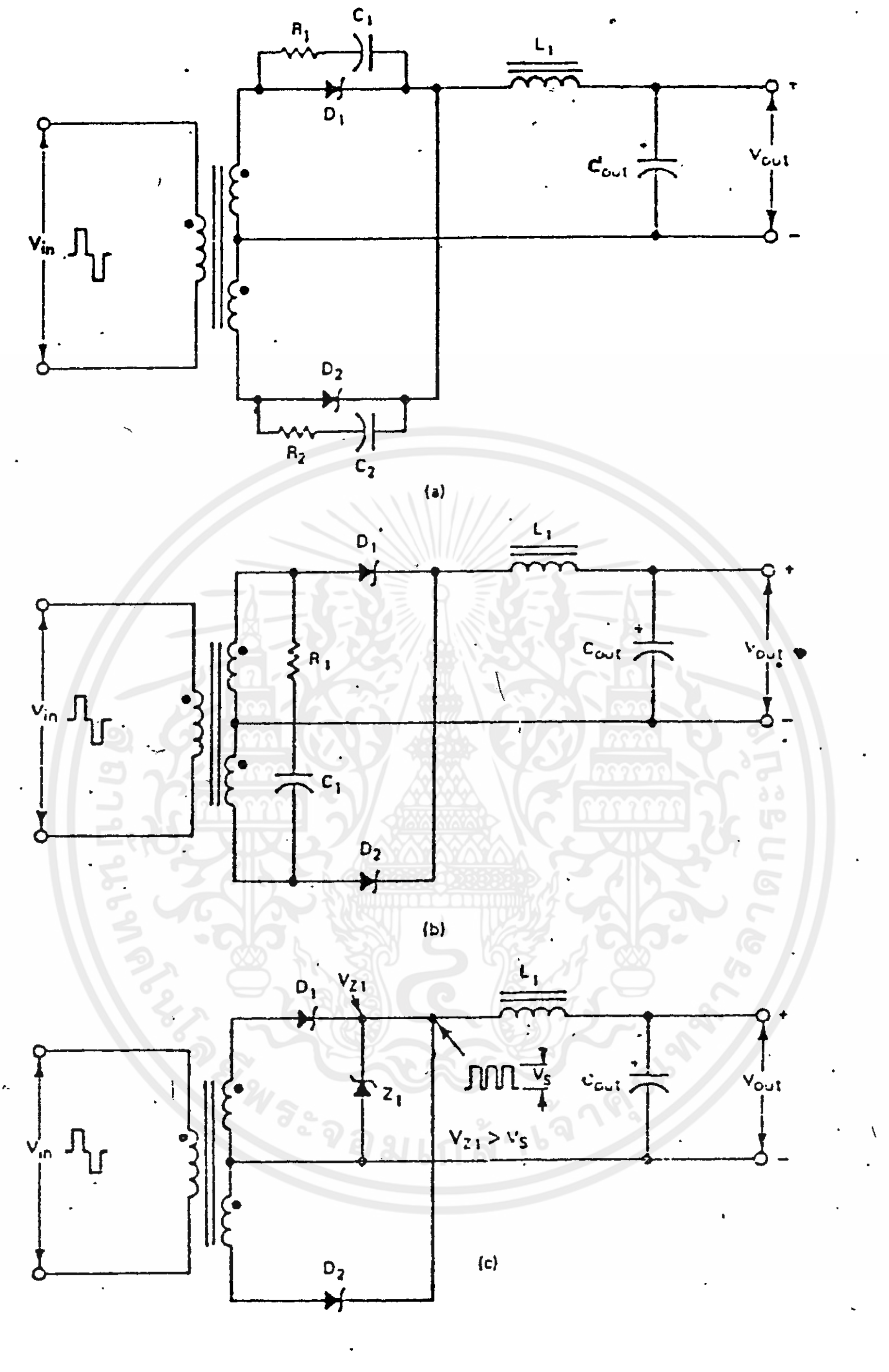
พิจารณาวงจรเรดติไฟร์แบบเต็มคลื่น ซึ่งแสดงดังรูปที่ 1.27ใช้สกอตตีไดโอด D_1 และ D_2 ในเพาเวอร์ซัพพลายแบบครึ่งบริดจ์ รักษาแรงดันโดย PWM แรงดัน V_s คร่อมระหว่างแต่ละครึ่งของขดทุติยภูมิของหม้อแปลงจะมีค่า 2 V_{out} เป็นอย่างต่ำดังนั้นไดโอดต้องมีค่าแรงดันปิดกั้น 2 V_s ขณะ Turn-off หรือ 4_{out} โชคไม่ดีที่ค่าอินดัคแตนซ์รั่วไหลของหม้อแปลงความถี่สูงและค่าคาปาซิแต็นซ์ของจุดต่อของสกอตตีไดโอด จากวงจรปรับแต่งที่สภาวะ Turn-off ซึ่งจะเกิด Transient แรงดันเกินในลักษณะแกว่ง ดังรูปที่ 1.29



รูปที่ 1.29 รูปบนแสดงการแกว่งของแรงดันช่วง Turn-off ของสกอตตี
รูปล่างแสดงภาคเรคติไฟเดียวกันหลังจากใส่วงจรตัดTransient

ความสูง (ขนาดของสัญญาณ) ที่เกิดการแกว่งนี้จะมีขนาดสูงมากพอที่จะเกินกว่าค่าปิดกันของสกอตตีซึ่งจะส่งผลให้เกิดความเสียหายในสภาวะTurn-off การใส่วงจรเพิ่มเติมเข้าไป คือ RC สนับเบอร์จะลดแรงดันแกว่งให้อยู่ในสภาวะที่ปลอดภัย ซึ่งแสดงดังรูป 1.29 ซึ่งมีเทคนิคการใส่สองอย่าง คือ สำหรับวงจรที่ใช้กระแสสูงจะใส่สนับเบอร์คร่อมตัวเปลี่ยนแรงดันดังรูป 1.30 a

ในขณะที่วงจรที่ให้กระแสต่ำ จะใช้วงจรสนับเบอร์ต่อคร่อม ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงก็เพียงพอแล้ว เทคนิคอื่นคือการต่อซีเนอร์ไดโอดคร่อมดังรูป 1.30c เพื่อเป็นตัวแคลมป์ แรงดันที่เกิดกระเพื่อมเต็มที่ให้อยู่ภายในระดับที่ปลอดภัย แม้ว่าวิธีนี้จะทำงานได้ แต่ติดที่ค่าการคืนตัวของซิเบอร์เป็นตัวเหนี่ยวนำให้เกิดสไปค์ที่ Output ขอเพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งเป็นสิ่งที่ได้ต้องการสำหรับที่จะไปใช้กับงานที่ต้องการความเรียบร้อยของสัญญาณ


R1
C1
L1
D1
Cout
Vout
Vin
D2
R2
C2
(a)
D1
L1
R1
Cout
Vout
Vin
C1
D2
(b)
D1
VZ1
L1
Z1
VS
Cout
Vout
Vin
VZ1 > VS
D2
(c)

รูปที่ 1.30 วงจรป้องกันการแกว่งในช่วง Turn-off ของเรคติไฟ (a) สนับเบอร์ใส่คร่อมไดโอดแต่ละตัว (b) RC สนับเบอร์ใส่คร่อมขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลง (c) ใช้ซีเนอร์ไดโอด

ค่าของความต้านทานที่จะมาต่อเป็นสนับเบอร์ คือ R_s มีค่า

$$R_s = [\sqrt{L_T / C_s}] / n$$

เมื่อ L_T = ค่าอินดัคแตนซ์ที่รั่วไหลของหม้อแปลง (μ H)

C_s = คาปาซิแตนซ์ที่รอยต่อของสกอตตี (PF)

n = อัตราส่วนจำนวนรอบหม้อแปลง n_p / n_s

ค่า C_s จะเลือกอยู่ระหว่าง 0.01 ถึง 0.1

ค่ากำลังของความต้านทาน

$$P_R = (1/2) \,.\, C_s (V_{in} / n)^2 f$$

เมื่อ f คือค่าความถี่การทำงานของคอนเวอร์ทเตอร์

1.7.4 การคำนวนหาค่ากระแสสูงสุดของไดโอด สำหรับคอนเวอร์ทเตอร์ แบบ Flyback, Forward และ Push Pull

ดังได้พิจารณาก่อนหน้าแล้วว่า ไดโอดภาค Output ของ Flybackจะนำกระแสเฉพาะระยะที่คอนเวอร์ทเตอร์ทำการสวิทช์นั่นคือในช่วงทรานซิสเตอร์ Offจะไม่มีกระแสไหลผ่านไดโอด แต่การเรคติไฟต้องสามารถจ่ายกระแส Output ได้เต็มที่ในช่วงที่เกิดการนำกระแส ค่ากระแสต่ำสุด ซึ่งไดโอดต้องจ่ายคือ

$$I_{FM} = 2\, I_{out} / 1 - \delta_{max}$$

δ_{max} คือ ค่าดิวตี้ แฟคเตอร์สูงสุดของคอนเวอร์ทเตอร์

สมมุติให้ δ_{max} = 0.45 ดังนั้นคอนเวอร์ทเตอร์ Flyback จะมี I_{FM} = 3.6 I_{out} ในคอนเวอร์ทเตอร์แบบ Forward การเลือกไดโอดภาค Outputจะมีความยุ่งยากขึ้นคือต้องคำนวณค่ากระแสฟอร์เวอร์ดสูงสุดของFlywheel ไดโอด แต่ในทางตรงข้ามคอนเวอร์ทเตอร์แบบนี้จะจ่ายพลังงานอย่างต่อเนื่องไปยังโหลด ดังนั้นค่ากระแส Forward สูงสุดของไดโอดจะมีค่าต่ำลงกว่ากรณีของ Fly backซึ่งค่ากระแสสูงสุดในช่วง Forward คือ

$$I_{FM} = I_{out} \delta D$$

δD คือ ดิวตี้แฟคเตอร์ของไดโอดทั้งสอง

ในกรณีของคอนเวอร์ทเตอร์แบบ Push-Pull นั้น ภาคเรคติไฟจะจ่ายกระแสให้ Load ในช่วงการนำกระแสเท่ากัน ซึ่งเป็นเหมือนกันทั้งแบบ Half-Bridge และแบบ Full-Bridge เพราะว่าภาค Output ของคอนเวอร์ทเตอร์ทำงานเหมือนการ Back to Back ค่ากระแสสูงสุด สำหรับภาคเรคติไฟ จะเป็น

$$I_{FM} = I_{out} \delta D \text{ เหมือนกัน}$$

ในกรณีของโหลดที่กำลังมาก ๆ ไดโอดกระแสสูง ๆ นั้น ไดโอดต้องมีตัวระบายความร้อนและในกรณีที่ไดโอดจ่ายกระแสไม่พอ ต้องใช้การขนานไดโอดเพื่อช่วยจ่ายกระแส แต่ต้องหลีกเลี่ยงการขนานโดยตรง คือต้องพันขดลวดเพิ่มเข้ามาอีกชุดที่เหมือนกันแล้วต่อไดโอดเรคติไฟ คนละขดลวดนำมาต่อจ่าย Load จุดเดียวกัน

1.7.5 การออกแบบ Inductor ภาค Output

พิจารณาโดยทั่วไป

การออกแบบสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายทั้งหมดจะใช้ Inductor เป็นส่วนหนึ่งของการกรองกระแสภาค Output ซึ่งค่า Inductorนี้จะทำหน้าที่เป็น

1. เก็บสะสมพลังงานในช่วงที่เกิด Switch off เพื่อเป็นการรักษาให้กระแสจ่ายให้ Output ได้ต่อเนื่อง

2. เป็นการช่วยให้แรงดันโดยเฉลี่ยของ Output นั้น เรียบขึ้นหรือมีระดับการกระเพื่อมของแรงดันอยู่ในระดับที่ยอมรับได้

มีแกนหลายชนิดที่สามารถเลือกใช้ได้ในการออกแบบ Inductor แต่ที่นิยมที่สุดในปัจจุบันที่ใช้กับความถี่สูง ๆ คือ แกนเฟอร์ไรท์ แกนผงเหล็ก และแกนโมลิเปอมอลลอย ซึ่งล้วนเป็นวัสดุที่ใช้ได้ดี สำหรับ Inductor สิ่งที่พิจารณาในการใช้คือ ราคา น้ำหนัก ความเชื่อถือได้ประสิทธิภาพ แกนแบบผงเหล็ก และแบบโมลีเปอมอลลอย (MPP) จะเป็นแกนแบบทอรอยด์ ซึ่งเป็นแกนที่ใช้ได้ดีกับโช๊คกำลังเพราะคุณสมบัติต่อไปนี้

1. มีค่าอิ่มตัวของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูง B_{sat}-8000 G
2. มีค่าการสะสมพลังงานสูง
3. สามารถขจัดปัญหาเรื่องช่องว่างของแกนได้
4. มีขนาดให้เลือกมากมาย

แกนเฟอร์ไรท์ จะต้องทำเป็นช่องว่างแกน เพราะมีค่าการอิ่มตัวของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กต่ำ และตอบสนองต่อความร้อนเร็ว และมีรูปร่างใหญ่ แต่ถ้าเป็นแกนรูปกะทะก็ใช้เป็นโช๊คของภาค Output ได้การแผ่กระจายการรบกวนของแม่เหล็กไฟฟ้าจะลดลง เพราะคุณลักษณะการชีลดิ้งของแกนแบบกะทะและในการพันขดลวดก็ทำได้ง่าย

สมการในการออกแบบ

พิจารณาภาค Output ของ PWM Converter แบบ Half-Bridge แสดงในรูป 2.31 a ซึ่งเวฟฟอร์มของ E_{in} และ E_{out} แสดงในรูป 2.31b ซึ่งค่ากระแสเฉลี่ยของ Load I_{out}, จะกระเพื่อมอยู่บน Waveform เหล่านี้ △ I

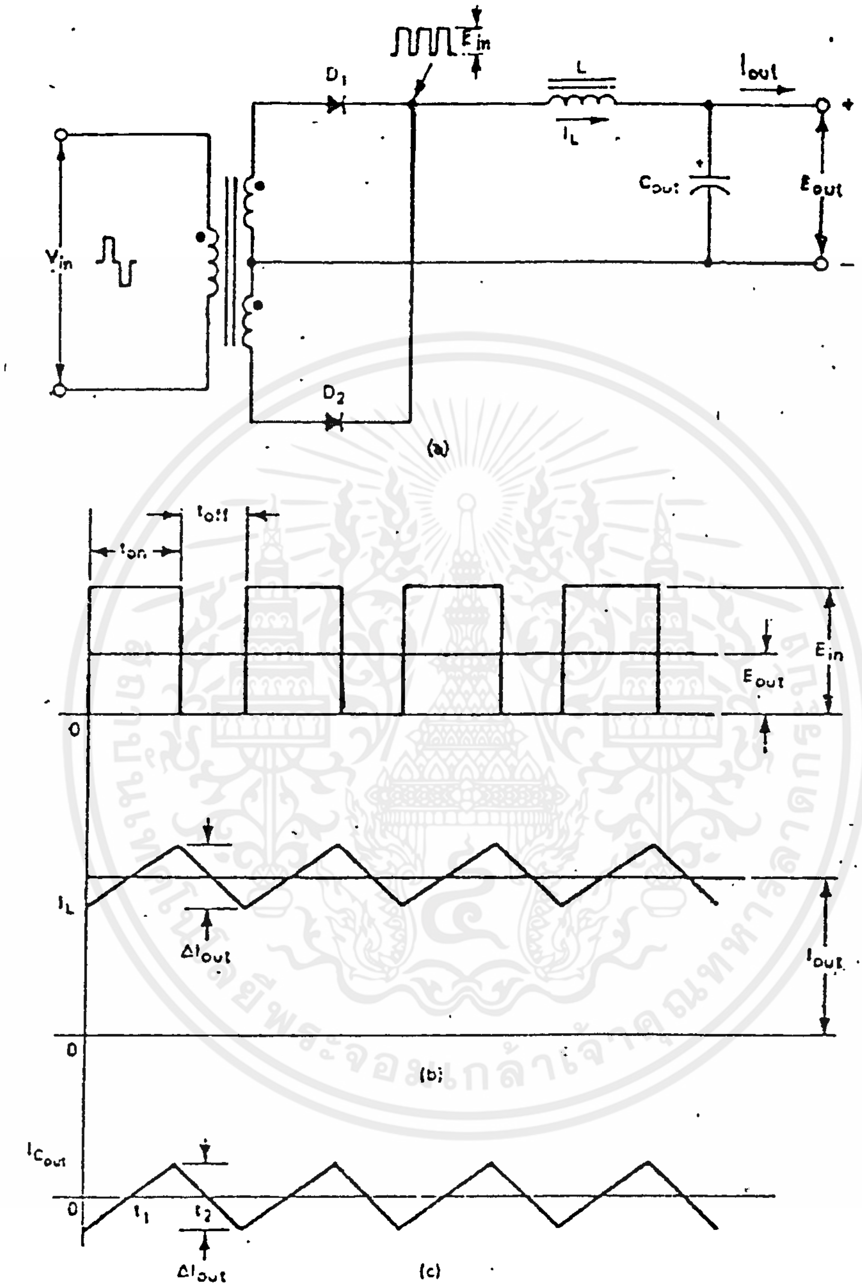
จาก $V_L = L\ di/dt$

เพราะ $V_L = E_{in} - E_{out}$

$di = I_L$

$E_{in} - E_{out} = L\ L\ /\ t$

$L = [E_{in} - E_{out}]\ t\ /\ L$


E_{in}
D_1
L
I_{out}
I_L
C_{out}
E_{out}
V_{in}
D_2
(a)
t_{off}
t_{on}
E_{in}
E_{out}
0
I_L
ΔI_{out}
I_{out}
0
(b)
$I_{C_{out}}$
0
t_1
t_2
ΔI_{out}
(c)

รูปที่ 1.31 (a) ภาค Output ของคอนเวอร์ทเตอร์แบบ PWM Half-Bridge (b,c) แรงดันและกระแสของคอนเวอร์ทเตอร์

ในกรณีของคอนเวอร์ทเตอร์แบบ PWM Halt-Bridge หรือ Full-Bridge แรงดัน E in จะประมาณสองเท่าของแรงดัน Output E Out ที่แรงดันสูงสุดที่ป้อนให้กับขดลวดปฐมภูมิ V_{in} ดังนี้

$$E_{in} - E_{out} = E_{out}$$

ในช่วงเวลา t เป็นช่วงเวลาสูงสุดที่ไม่นำกระแส t_{off} ซึ่งเกิดขึ้นระหว่างการเปลี่ยนการสวิทช์ ในช่วงครึ่งไซเคิล ช่วงเวลา t_{off} สูงสุดเกิดขึ้นที่ระดับแรงดันป้อนเข้าสูงสุด เวลาการนำกระแสของทรานซิสเตอร์ t_{on} จะมีค่าต่ำสุด ซึ่งค่าของอินดัคเตอร์ต้องออกแบบให้สะสมพลังงานอย่างเพียงพอที่จะจ่ายกระแส Output ได้อย่างต่อเนื่องในช่วงเวลา Switch off ดังนั้น

$$t = t_{off} = \frac{1}{2}\,\frac{[\,1 - E_{out} / E_{in}\,]}{F}$$

F = ความถี่การทำงานของคอนเวอร์ทเตอร์(KHz)

1/2 = ความสัมพันธ์การสวิทช์ ON-OFF

เพื่อต้องการให้กระแสสูงสุดของ Inductor มีค่าต่ำและมีการกระเพื่อมของ Output ดีจึงทำให้ I_L ตัดไม่มากกว่า $0.25\ I_{out}$

จาก $V_L = L\,\Delta I_L / \Delta t$

$$L = E_{out}\, t_{off} / 0.25\ I_{out}$$

ซึ่งค่า L ที่คำนวณออกมาจะใกล้เคียงกับค่าที่จะใช้ในทางปฏิบัติมาก ซึ่งอาจจะเพิ่มตัวปรับให้ละเอียด หรือไม่เพิ่มเติมก็ได้ หลังจากนั้นก็เลือกชนิดแกนและขนาดแกน

1.7.6 หลักการออกแบบคาปาซิเตอร์ตัวกรองกระแส

การเลือกคาปาซิเตอร์ตัวกรองขึ้นอยู่กับชนิดคอนเวอร์ทเตอร์ ซึ่งจะตัดให้กระแสสูงสุดและตอบสนองต่อความถี่ได้ดี ซึ่งส่วนมากจะใช้อีเลคโตรไลท์ ซึ่งมีค่าความต้านทานอนุกรมสมดุลต่ำ ซึ่งค่านี้จะมีผลโดยตรงกับค่าการกระเพื่อมของแรงดันออก และอายุของคาปาซิเตอร์ด้วย ซึ่งค่าความต้านทานอนุกรมสมดุลนี้ จะเป็นตัวทำให้สูญเสียพลังงานและทำให้อายุการใช้งานของคาปาซิเตอร์สิ้นลง

คาปาซิเตอร์ สมัยใหม่จะมีพิกัดอุณหภูมิ 105 C และมีค่า ESR ต่ำที่ความถี่มากกว่า 20 KHz ในขณะที่การทำงานของคอนเวอร์ทเตอร์จะเพิ่มความถี่สูงขึ้น ผู้ผลิตคาปาซิเตอร์จะทำให้ค่า ESR ต่ำลงและเป็นแบบอีเลคโตรไลท์ซึ่งสามารถรับประกันประสิทธิภาพถึงความถี่100 KHz ด้วยเทคโนโลยีของชิ้นส่วนด้านPasseve มีความก้าวหน้า ดังนั้น การทำงานของ Converter ที่ 50 KHz จึงได้พัฒนาคาปาซิเตอร์แบบฟิลม์มาใช้ ซึ่งจะให้ค่ากระแสสูง คาปาซิเตอร์แบบฟิลม์นี้จะมีความต้านทานอนุกรมสมดุล (ESR) ต่ำมาก และการทำงานกว่าแบบอิเลคโตรไลท์มาก ซึ่งมีผู้ผลิตบางรายรับประกันว่าที่ความถี่ 100 KHz และมากกว่าคาปาซิเตอร์แบบฟิลม์จะมีค่ากระแส 2A/ F

ถ้าไม่คำนึงถึงชนิดของคาปาซิเตอร์ที่ใช้ในการกรองแสง Outputการวิเคราะห์คำนวณออกแบบหาค่าซึ่งใช้ในรูป 2.31C เป็นตัวอ้างอิง ซึ่งเห็นว่า Wave Form กระแสที่ไหลใน Output Capacitor จะมีค่าอยู่ระหว่างกึ่งกลาง 0 ถึงครึ่งหนึ่ง และมีขนาดสัญญาณ I จะเห็นว่ากระแสจะตัดผ่านจุดศูนย์ในช่วงที่มีการทำงาน (Active) ที่ t_1 ซึ่งอยู่กึ่งกลางของช่วงเวลา "ON" ในขณะที่ t_2 จะอยู่กึ่งกลางของช่วงเวลา off จะตัดผ่านเส้นอ้างอิงในทางลดลง ซึ่งกระแสนี้จะทำให้เกิดแรงดันกระเพื่อม V ซึ่งมีค่าตามสมการนี้

$$V_{out} = (1 / C_{out}) \int_{t_2}^{t_1} idt$$

แต่ค่าของกระแสเฉลี่ยในช่วง t_1 และ t_2 คือ $(\Delta I_{out} /2)/2$ หรือ $\Delta I_{out} /4$

ซึ่งจะได้ $V_{out} = \Delta I_{out} \ T/4 \ C_{out} \ 2 = (I_{out}) \ T/8 \ C_{out}$

$$= \Delta I_{out} \ / \ 8 \ FC_{out}$$

เมื่อ T คือช่วงเวลาระหว่าง ON time (t_1) และ OFF time (t_2)

ดังนั้น $C_{out} = \Delta I_{out} \ / \ 8 \ f \Delta V_{out}$

เมื่อ $I_{out} = 0.25 \ I_L$

I_L = ค่ากระแส Output

ΔV_{out} = ค่า Peak to Peak ของแรงดันกระเพื่อมที่ยอมให้ได้

F = ความถี่ในการทำงาน

ในการที่จะรับรองว่าค่าแรงดันกระเพื่อมมีน้อยที่สุด ค่าของความต้านทานอนุกรมสมดุลจะตัดคำนวณตามความสัมพันธ์ดังนี้

$$ESR_{max} = \Delta V_{out} \ / \ \Delta I_{out}$$

การเลือกค่า LC ในการกรองก็เป็นสิ่งสำคัญ ซึ่งมีผลต่อประสิทธิภาพของสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย อันมีองค์ประกอบสำคัญ 2 อย่าง คือ ประการแรก วงจรกรอง LC ที่รวมเข้าไปในสวิทช์จะมีอิทธิพลอย่างมากต่อเสถียรภาพของระบบการสวิทช์ ประกอบ ค่า L ที่น้อย ๆ ค่า C มาก ๆ จะคิดผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ทันทีทันใดของวงจรกรองกระแส Output ลดลงซึ่งหมายถึงเพาเวอร์ซัพพลายจะมีการตอบสนองต่อทรานเชี้ยนอันเป็นผลจากการเปลี่ยนของ Load เป็นอย่างดี

ตัวอย่างการออกแบบ

คำนวณหาค่าคาปาซิเตอร์ และ ESR สำหรับวงจรกรองกระแสที่ใช้กับคอนเวอร์ทเตอร์ 20 KHz 100 W. Half-Bridge o/p 5 V. 20 A. ค่าแรงดันกระเพื่อมยอมให้ 100 nv.

จาก $C_{out} = I_{out} / (8 * F * V_{out})$

$= 5/8 * 20 * 10^3 * 0.1$

$= 0.3125 * 103$

$= 312$ F

จาก $ESR_{max} = \Delta V_{out} / \Delta I_{out}$

$= 0.1/5 = 0.02$ โอห์ม

เมื่อกำหนดค่าใช้ ;

R_t = ความต้านทานเป็น K โอห์ม

C_t = คาปาซิเตอร์ μF

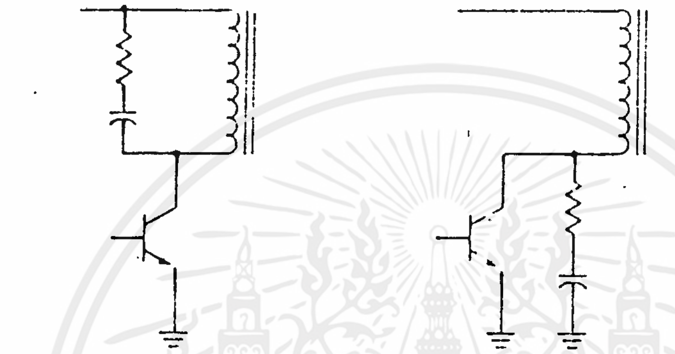
f = ความถี่ KHz

เมื่อเราต้องการความถี่ 60 KHz โดยเลือกค่า คาปาซิแตนซ์ 0.001 F (ตามข้อมูลทางเทคนิคคอล ให้ใช้ตั้งแต่ 0.001-0.1 F)ทำให้เราต้องคำนวณหาค่า R_t

สำหรับด้าน Output ของ IC SG 3524 คือ ขา 12 , 13 นั้นนำเอามาเข้าวงจร Buffer สัญญาณให้มีค่ากระแสเพิ่มขึ้นโดยใช้ Inverter-BufferIc #14049 นำสัญญาณมาขยายให้มีแรงดันเพิ่มขึ้นโดยใช้Isolate Pulse Transformer จำนวน 2 ชุด นำแรงดันที่ Step Up ขึ้นไปป้อนผ่านความต้านทานต่ำเข้าสู่เกทของ Mosfet

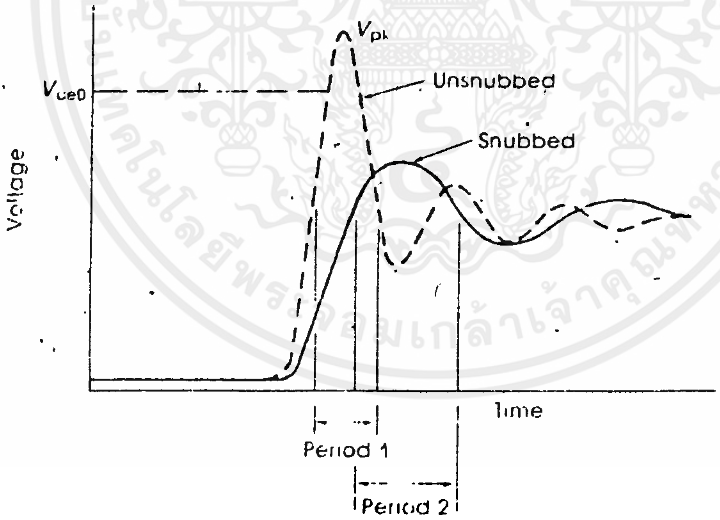
1.8 วงจรสนับเบอร์ [SNUBBER CIRCUIT]

ในวงจรสนับเบอร์เป็นวงจรควบคุมเปลี่ยนค่า Spike และรูปร่างของ Vpead ซึ่งเป็นวงจรป้องกัน แรงดันพัง [bread down] และกระแสที่เกินที่เกิดกับสวิทช์เพาวเวอร์ ดังรูปที่ 1.32



(A) Snubber across transformer (parallel snubbing)

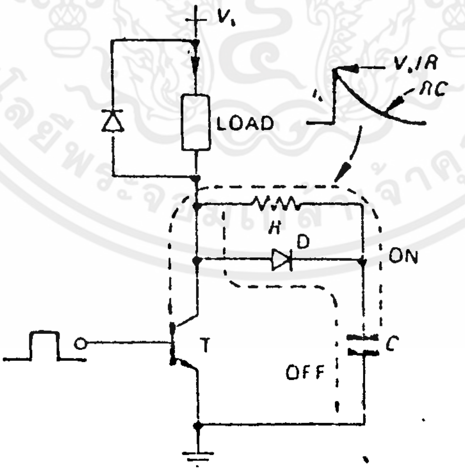
(B) Snubber across switch (series snubbing)



รูปที่ 1.32 วงจร สนับเบอร์

TURN - OFF SNUBBER CIRCUIT

วงจร Turn-off snubberที่ประกอบด้วยคาปาซิเตอร์,ไดโอด และตัวต้านทานสภาวะที่ทรานซิสเตอร์ Turn-off กระแสคอลเลคเตอร์จะลดลงแรงดันที่คอลเลคเตอร์จะเหมือนกับ แรงดันที่คาปาซิเตอร์ ที่คาปาซิเตอร์มีค่ามากช่วงเวลาขึ้นของแรงดันคอลเคลเตอร์จะช้า รูปที่ 1.34 (a)สัญญาณรูปคลื่นของทรานซิสเตอร์ขณะไม่มีสนับเบอร์ แรงดันคอลเลคเตอร์นั้น สมมุติให้ช่วงเวลาขึ้น [Rise Time] มีค่าสั้นมากเมื่อเทียบกับเวลาตก [Fall Time] ของกระแสคอลเคลเตอร์ สำหรับขนาดคาปาซิเตอร์ต่ำ คาปาซิเตอร์จะเก็บประจุให้มีแรงดันเต็มก่อนที่กระแสคอลเลคเตอร์จะตกลงมาที่ศูนย์ แสดงในรูปที่ 1.34(b) สำหรับคาปาซิเตอร์ที่มีค่ามาก กระแสคอลเลคเตอร์จะตกมาถึงศูนย์ ก่อนที่คาปาซิเตอร์จะเก็บประจุ ให้มีแรงดันเต็มถัง แสดงในรูปที่ 1.34 (c)

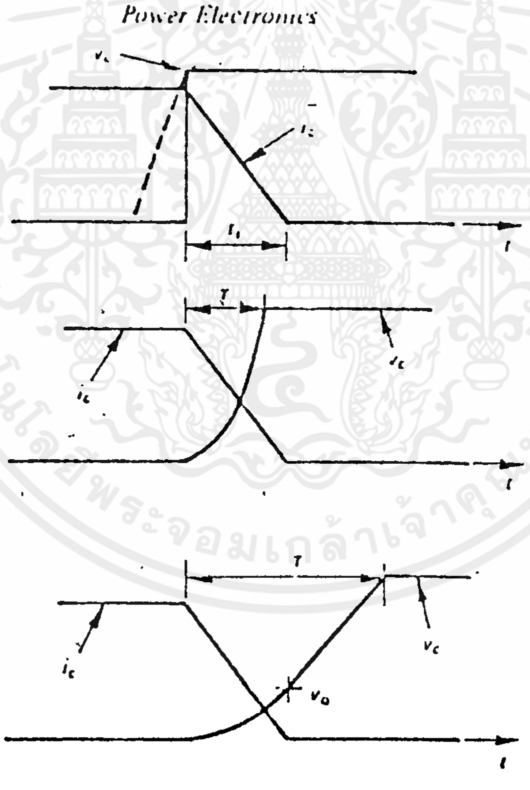


รูปที่ 1.33 วงจรสนับเบอร์สภาวะ Turn-Off

สำหรับการวิเคราะห์ ช่วงเวลาขึ้น [Rise Time] ของแรงดันคอลเลคเตอร์สำหรับไม่มี Snubber สมมุติให้เป็นศูนย์ ดังนั้น พลังงานที่ศูนย์เสียที่ทรานซิสเตอร์ขณะ Turn Off คือ

$$W = V_m I_m t_{fi} \quad {}_2 \qquad [\text{จูล}]$$

เมื่อมีวงจรสนับเบอร์ พลังงานที่สูญเสียที่ทรานซิสเตอร์มีค่าลดลงแต่จะไปเพิ่มขึ้นที่สนับเบอร์แทน หลังจาก Turn-Off คาปาซิเตอร์ จะเก็บประจุแรงดัน พลังงานส่วนนี้ก็คือ 1/2 CV ต่อมาเมื่อทรานซิสเตอร์ Turn-On พลังงานส่วนนี้จะกระจายในรูปของความร้อน ซึ่งเกิดจาก คาปาซิเตอร์ คายประจุผ่านความต้านทาน Snubber กำลังงานที่สูญเสียของทรานซิสเตอร์ที่มีวงจรสนับเบอร์ จะมีค่าน้อยกว่าที่ไม่มีวงจรสนับเบอร์



รูปที่ 1.34 [a] รูปคลื่นของทรานซิสเตอร์ขณะไม่มีสนับเบอร์

[b] คาปาซิเตอร์มีค่าต่ำ

[c] คาปาซิเตอร์มีค่ามาก

จุดสำคัญที่เกิดขึ้นของสนับเบอร์ Turn-Off

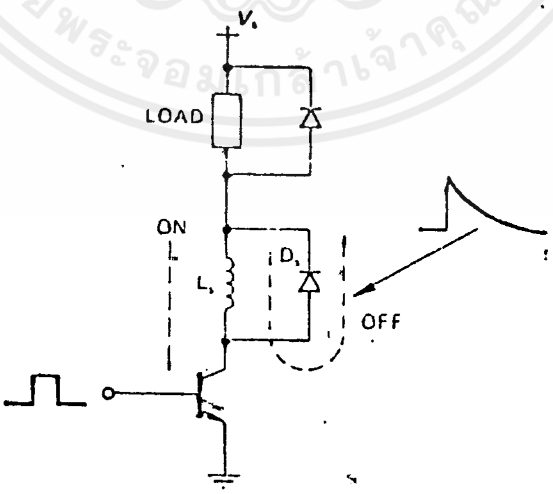
1. เพราะ Current Tailing , Voltage Overshootและสมมุติเวลาขึ้น [Rise Time] ของแรงดันใช้เวลาสั้นมากถือว่าไม่สำคัญ กำลังงานสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์เมื่อไม่มีวงจรช่วย

2. เพิ่มคาปาซิเตอร์ สนับเบอร์ [Snubber Capacitance]ขึ้น ก็จะเพิ่ม Power ที่สูญเสียที่ทรานซิสเตอร์ก็จะลดลงไปเรื่อย ๆแต่ Power สูญเสียที่สนับเบอร์จะเพิ่มขึ้น

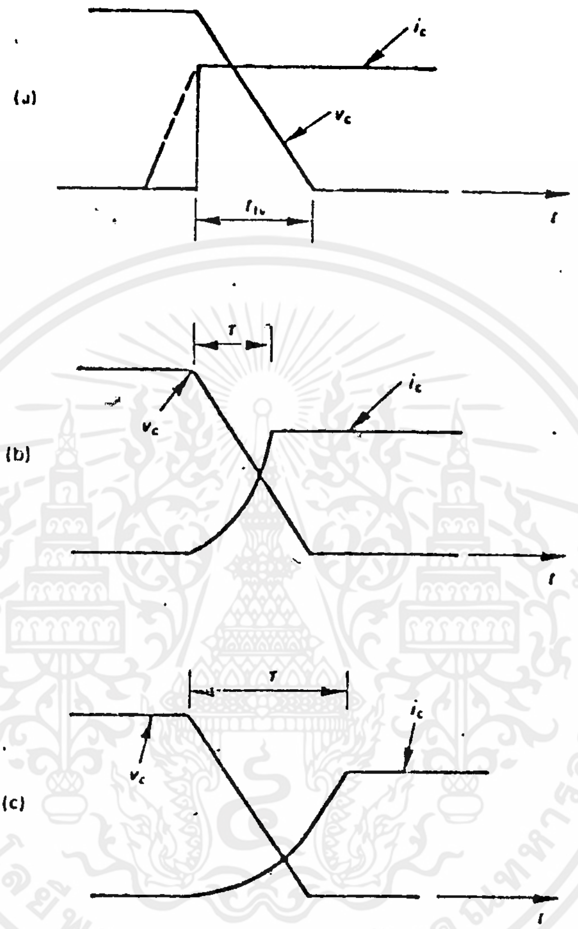
3. สนับเบอร์ไม่ได้ช่วยลด Loss ทั้งหมด แต่เพราะว่า Lossจะกระจายอยู่ในรูประหว่างทรานซิสเตอร์และตัวต้านทาน

TURN - ON SUBBER CIRCUIT

วงจรสนับเบอร์ที่สภาวะ Turn on ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ ไดโอดประกอบที่คอลเลคเตอร์ดังรูปที่ 1.35ที่สภาวะ Turn on ตัวเหนี่ยวจะควบคุมอัตราการเพิ่มของกระแสคอลเลคเตอร์ระหว่างแรงดันคอลเลคเตอร์ตก [Fall]ที่สภาวะทรานซิสเตอร์ Turn offพลังงานจะเก็บไว้ในตัวเหนี่ยว $LI^2/_2$ ซึ่งจะถ่ายเทด้วยกระแสที่ไหลผ่านไดโอดตลอด และกระแสในไดโอดและความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 1.35 วงจรสนับเบอร์สภาวะ Turn on



รูปที่ 1.36 [a] รูปคลื่นของทรานซิสเตอร์ ไม่ใส่วงจรสนับเบอร์
[b] และ [c] รูปคลื่นของทรานซิสเตอร์ใส่วงจรสนับเบอร์

ที่สภาวะ Turn on loss ที่ทรานซิสเตอร์ซึ่งไม่มีวงจรช่วย โดย

$$W = V_m I_m T_{fv} / 2 \qquad [\text{จูล}]$$

การนำวงจรสนับเบอร์ Turn on ไปใช้งานจากรายละเอียดรูปคลื่นคอลเลคเตอร์ แสดงดังรูปที่ 1.36 [b] และ [c] สำหรับค่าเหนี่ยวนำต่ำนั้น กระแสคอลเลคเตอร์จะถึงค่ากระแสสูงสุดก่อนที่แรงดันคอลเลคเตอร์ จะมาถึงศูนย์ แสดงในรูปที่ 1.36 [b] กระแสคอลเลคเตอร์จะเพิ่มขึ้นในลักษณะสมการกำลังสอง และ loss ทั้งหมดที่สภาวะ Turn-on ตัวเหนี่ยวนำสนับเบอร์จะเก็บพลังงานและกระจายในรูปความร้อนผ่านไดโอดสนับเบอร์ขนาดของ loss สูงสุดขึ้นอยู่กับความดีด้วย

SNUBBER CIRCUIT

ในการออกแบบวงจร Snubber นั้น ต้องคำนึงถึงค่า R L C ที่จะทำให้เกิด Damping Factor ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างค่าความต้านทานและค่าอิมพิแดนซ์กระชากของวงจรซึ่งค่าของอินดัคแตนท์ประสิทธิผลจะอยู่ในเทอมของ E,R และ C ของวงจร ซึ่งสัมพันธ์กันดังนี้

$$E = \frac{2}{R}\sqrt{C / L}$$

ซึ่งถ้าค่า L สูงจะต้องเพิ่มค่า R ตาม และลดค่า C เพื่อให้ Damping Ratio คงที่ เป็นการควบคุมอัตราการเพิ่มของ dv/dt และค่า Peak Overshoot Voltage การใช้ค่า R สูง ๆ และค่า C ต่ำ ๆ ไม่ใช่เพียงแต่ลดค่ากำลังสูญเสียในวงจร Sbubber เท่านั้น ยังเป็นการจำกัดกระแสที่จะ Discharge ไปยัง Mosfet ในช่วง Turn on อีกด้วย ค่าของ Damping Ratio คงจะมีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 ถึง 1 ซึ่งเป็นการกำจัดค่า Peak Overshoot Voltage ที่จะป้อนสู่ Mosfet และเป็นการลดค่าการสวิง หรือการสั่นของสัญญาณในวงจร R L C ในช่วงของการเพิ่มของแรงดันต่อเวลาสูงสุดที่กำหนด

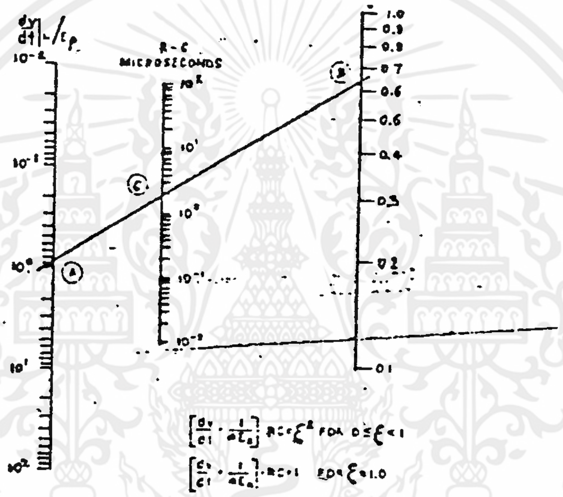
เช่น Peak Switching Voltage (E_m) = 600 V.

Operating Frequency = 400 Hz

ต้องการ dv/dt ในช่วง 500 v/μsec.

เลือก Damping Factor

เพื่อควบคุมแรงดัน Overshoot ที่ 22%



รูปที่ 1.37 Chart การเลือกค่า Time Constant ของวงจร Snubber

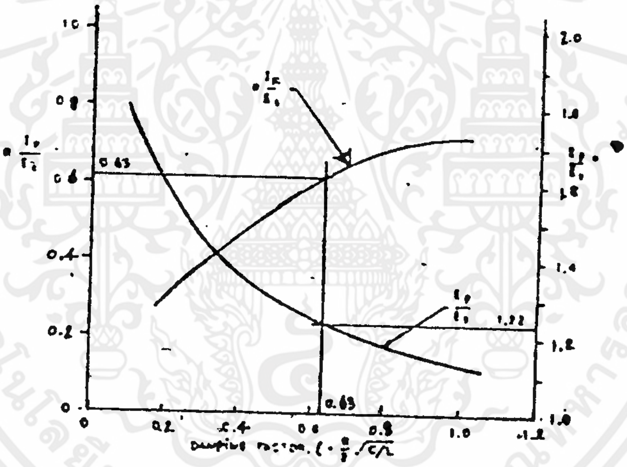
วิธีการ

(1) ในการที่จะเลือกค่า RC Time Constant ของวงจร Snubber ดังรูป 1.37

จุด A : $\frac{dv/dt_{(max)}}{E_m}$ $\frac{500}{600}$ = 0.83

จุด B ได้ = 0.65

จะได้ RC ที่จุด C คือ 2.0 sec.



รูปที่ 1.38 กราฟของกระแสสูงสุดในวงจร Snubber และแรงดัน Overshoot ต่อ Damping Ratio ของวงจร

(2) ในการหาค่า R ให้ดูรูป 1.38 และกำหนดจุด $I_p \frac{R}{E_s} = 0.63$

สมมุติว่า $I_{p\,(snubber)}$ จำกัดที่ 50 A. จะได้ค่า R

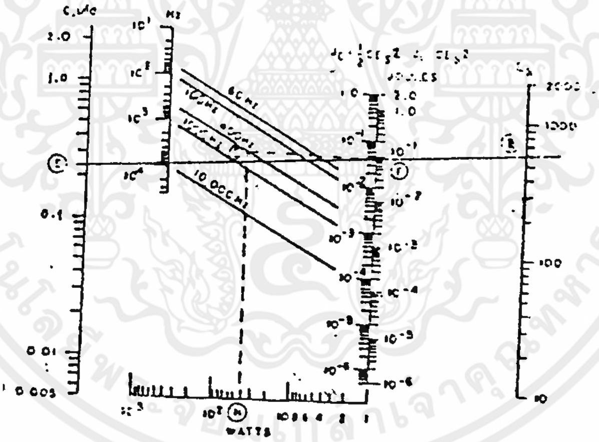
$$R = 0.63\ (600/500)$$

$$= 7.6 \text{ ohms.}$$

เลือกใช้ $R = 8$ ohms.

(3) จาก Step 1 และ 2 ค่า C จะได้

$$C = \frac{2.0}{2.0} = 0.25\ \mu F.$$



รูปที่ 1.39 Monograph การสูญเสียในวงจร Snubber

(4) จากค่า C, ความถี่ และ Peak Switching Voltage, ในรูป 1.39 จะหาค่ากำลังงานในวงจร Snubber สูงสุด โดยการต่อจุดกราฟดังนี้

จุด D : $C = 0.25$ F

จุด E : $E_s = 600$ V.

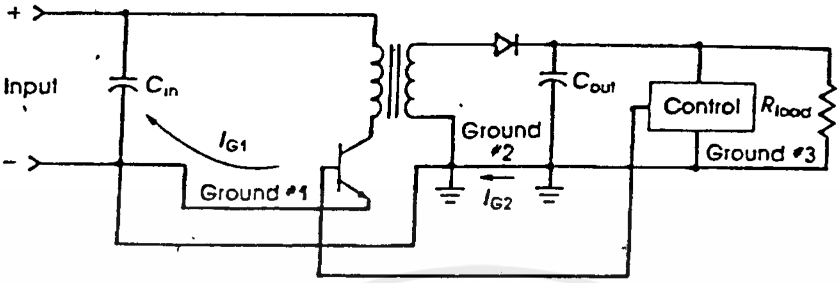
จุด F : $J_c = 0.045$ Joules

จากจุด F ไปตามแนวนอนไปยัง Scale ความถี่ที่จุด G แล้วลากจากจุด G มาในแนวตั้งที่จุด H จะได้ค่ากำลัง Watt สูงสุดของวงจร Snubber คือ 40 Watts.

1.9 ระบบกราวด์

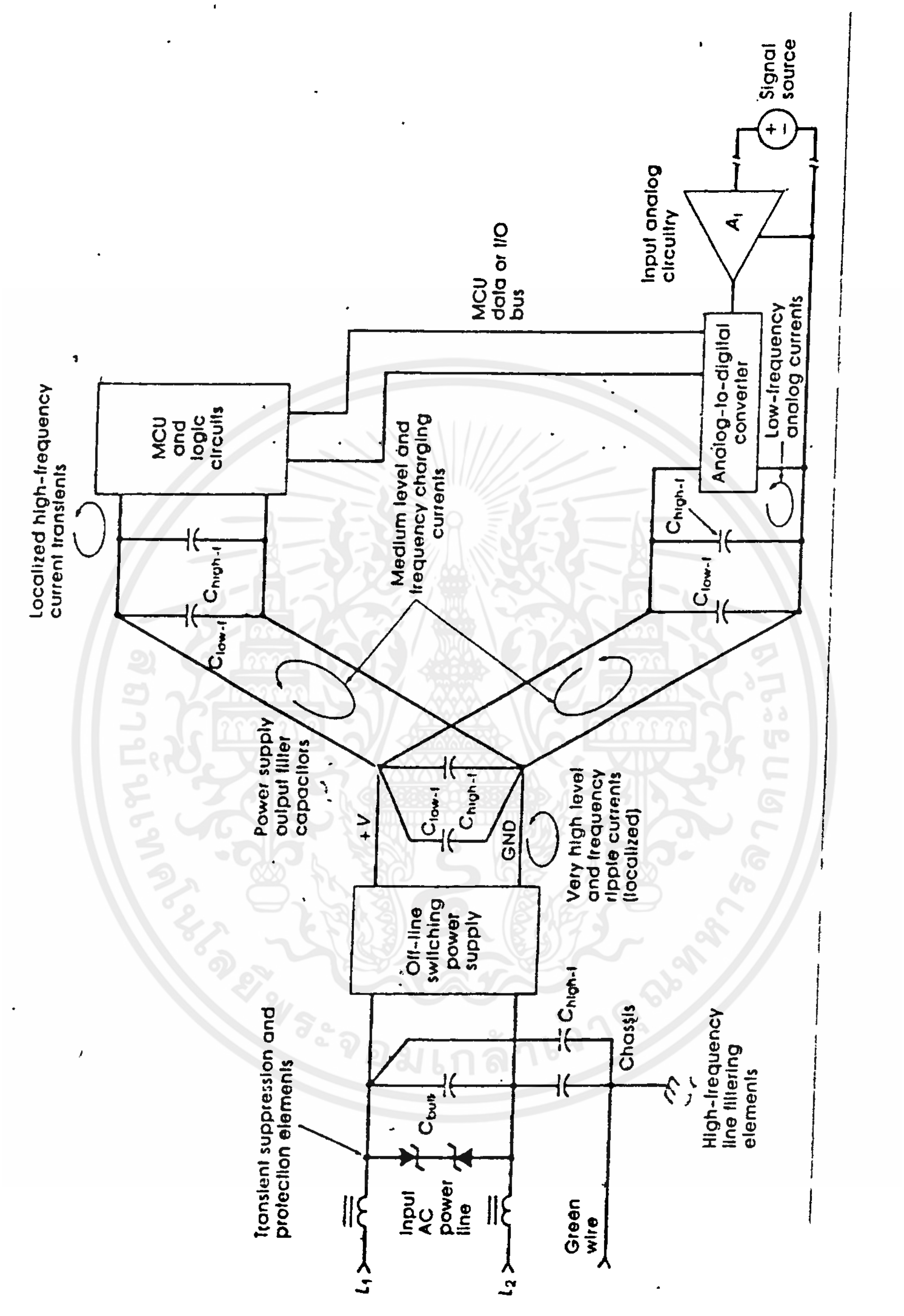
การออกแบบระบบกราวด์ในสวิทช์ชิ่งเพาวเวอร์ซัพพลาย มีความสำคัญ เพราะการนำไปใช้งานแล้วต้องไม่มีปัญหาตามมาภายหลัง ฉะนั้นการออกแบบจะต้องทำความเข้าใจรายละเอียดให้ดีก่อน และควรที่จะพิจารณาถึงปัญหาที่จะเกิดในระบบที่จะออกแบบด้วย

ระบบกราวด์มีหน้าที่หลัก 2 อย่างหนึ่งเป็นเส้นทางไหลกลับของกระแสมายังแหล่งจ่าย สอง เป็นกราวด์ร่วมของวงจรต่อถึงกัน นส่วนของสวิทช์ชิ่งเพาวเวอร์ซัพพลาย กระแสในวงจรจะมีความถี่สูงเป็นส่วนประกอบ กระแสที่มีความถี่สูงเป็นส่วนทำให้มีค่าเหนี่ยวนำเกิดขึ้นน้อยในสาย และจากวงจรจะเห็นได้ว่ากระแสจะเปลี่ยนเป็นแรงดัน



รูปที่ 1.40 ระบบกราวด์ในวงจรเพาวเวอร์ซัพพลาย

หลักการเบื้องต้นของระบบกราวด์มี 3 อย่าง ในสวิทช์ชิ่งเพาวเวอร์ซัพพลาย [ดูรูปที่ 1.40] อันดับแรก เป็นทางเดินย้อนกลับจากขดลวดปฐมภูมิ และสวิทช์เพาว์เวอร์รูปคลื่นของกระแสที่ไหลผ่านย้อนกลับมาที่ทางเดินของกราวด์ มีรูปคลื่นเหมือนกับกระแสที่ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง ตามเหตุผลขนาดกราวด์ของสวิทช์ชิ่งเพาวเวอร์ซัพพลาย ควรต่อที่จุดด้านอินพุท ที่มีคาปาซิเตอร์กรอง ซึ่งจะทำให้กระแสจากขดปฐมภูมิสะดวกในการโหลด อันดับที่สองกราวด์จากขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงด้านเอาท์พุทซึ่งเป็นการรวมของวงจรในส่วนขดลวดทุติยภูมิชุดแปลงไปและคาปาซิเตอร์ที่ด้านเอาท์พุทที่เป็นตัวกรองกระแส ระบบกราวด์ ที่เป็นทางเดินระหว่างจุดต่อของขดทุติยภูมิทางด้านเอาท์พุทฟิลเตอร์ อันดับที่สาม ระบบกราวด์ในส่วนของส่วนควบคุมของ Ic กราวด์ทั้งหมดนี้ควรจะมาจากจุดเดียวกัน


Transient suppression and protection elements
L1
Input AC power line
L2
Green wire
C_bulk
C_high-f
Chassis
High-frequency line filtering elements
Off-line switching power supply
+V
GND
Power supply output filter capacitors
C_low-f
C_high-f
Very high level and frequency ripple currents (localized)
Medium level and frequency charging currents
C_low-f
C_high-f
Localized high-frequency current transients
MCU and logic circuits
MCU data or I/O bus
C_high-f
C_low-f
Analog-to-digital converter
Low-frequency analog currents
Input analog circuitry
A1
+
−
Signal source

รูปที่ 1.41 ตัวอย่างระบบกราวด์ในวงจร

ในชิ้นงาน ดังรูปที่ 1.41 กราวด์มีส่วนสำคัญมาก ทั้งคาปาชิเตอร์ควรจะมีค่าสูง และความถี่ต่ำคุณลักษณะของฟิลเตอร์ โดยความคิดแล้วเมนระบบฟิลเตอร์จะคุมทั้งระบบ ประสิทธิภาพสามารถจำกัดที่สัญญาณรบกวนความถี่สูง ในบริเวณที่เป็นแหล่งกำเนิดมีผลกระทบต่อวงจรคาปาชิเตอร์สามารถกรองสัญญาณกระแสทรานเชียสความถี่สูงและพลังงานเกิดจากการทรานเชียส

บทที่ 2

การออกแบบและสร้างวงจรสวิทซ์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

2.1 คำนำ

ปัจจุบันการใช้ Power Mosfet ในการทำหน้าที่สวิทซ์ชิ่งได้เข้ามามีบทบาทอย่างสูงต่อการออกแบบวงจรสวิทซ์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ทั้งนี้เพราะ Power Mosfet ได้ถูกพัฒนาไปอย่างมาก ทำให้สามารถรับกระแสและแรงดันไฟฟ้าได้สูงขึ้น อีกทั้งความเร็วในการสวิทซ์ก็สูง โดยเฉพาะการควบคุมในการ Drive ทำได้ง่ายกว่าอุปกรณ์ที่จะมาทำหน้าที่แบบเดียวกันนี้ ทำให้เป็นจุดเด่น ที่สำคัญของ Power - Mosfet

ในโครงงานนี้ ได้มีการออกแบบและสร้างวงจรคอนเวอร์ทเตอร์ ซึ่งได้รับการออกแบบเป็นชนิด Half-Bridge Converter ซึ่งนับเป็นหัวใจของวงจรส่วนภาค Control ได้เลือกใช้ IC PWN เบอร์ SG 3524 เนื่องจากมีระบบการทำงานและวงจรย่อยต่าง ๆ สมบูรณ์ตามความต้องการของโครงงาน

ในการสร้างวงจรสวิทซ์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย จะต้องทำการออกแบบวงจรตาม Block Diagram รูปที่ 1.1 โดยใช้ทฤษฎีที่ได้เขียนไว้ในบทที่ 1 มาทำการคำนวณหาค่าต่าง ๆ และนำค่าเหล่านั้นมาเลือกอุปกรณ์เพื่อทำการทดลองต่อไป

2.2 หลักการเลือกส่วนประกอบให้เหมาะสม

ในการเลือกส่วนประกอบ ที่เหมาะสมกับการนำไปใช้งาน ซึ่งทำให้ง่ายต่อการเข้าใจความแตกต่างระหว่างกรรมวิธี และส่วนประกอบต่าง ๆ ที่จะนำไปใช้งาน มี 5 หัวข้อ

1. สามารถทนกระแสที่มีค่ามาก ซึ่งแสดงให้เห็นความสามารถของสารกึ่งตัวนำกำลังที่ต้องทนกระแสได้และจะมีจุดขีดจำกัด ตามรูปร่าง ที่เหมาะสมที่ด้านเอาท์พุทเพาวเวอร์ที่จ่ายออกและด้านอินพุทซึ่งสามารถทำงานได้

2. แรงดันด้านอินพุท สามารถป้อนให้ขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงได้เท่าไร ซึ่งแสดงให้เห็นถึงประสิทธิภาพของกำลังไฟฟ้าที่ได้มาจากแหล่งจ่ายด้านอินพุทสวิทชิ่งเพาวเวอร์ซัพพลายประกอบด้วยวงจรกำลัง ดังนั้น แรงดัน

จำนวนมากที่จ่ายให้หม้อแปลงหรือขดลวด ส่วนการสูญเสีย กระแสเฉลี่ยและกระแสสูงสุดต้องปรับปรุงที่กำลังเอาท์พุท

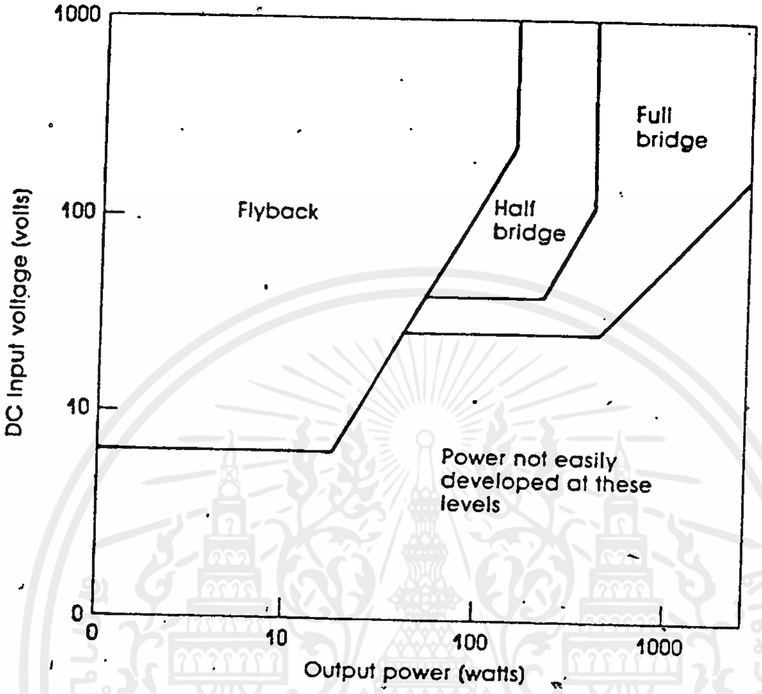
3. สามารถใช้คุณสมบัติ B-H curve ในช่วงใดที่นำมาใช้ในหม้อแปลงแสดงให้เห็นรูปร่างของหม้อแปลงที่เล็กมากแต่ยังมีกำลังทางเอาท์พุท ตามกำหนด

4. แยกกระแสตรงด้านอินพุทให้อยู่ห่างจากด้านจ่ายโหลด จัดให้กระแสตรงด้านเอาท์พุทอยู่ห่างจากด้านอินพุท และออกแบบด้านเอาท์พุทให้เหมาะสมไม่ยุงยาก ส่วนหม้อแปลงควรจะแยกด้านอินพุท และเอาท์พุทออกคนละด้านด้วย เพื่อความปลอดภัย

5. ราคาและคุณภาพ ผู้ออกแบบต้องออกแบบให้มีส่วนต่าง ๆให้น้อยซึ่งให้เหมาะสมกับรูปร่างของกล่อง

ตั้งแต่เริ่มมีเพาวเวอร์ซัพพลายผู้ออกแบบพยายามที่จะออกแบบให้มีส่วนประกอบน้อย เพื่อราคาจะได้ถูกเพาวเวอร์ซัพพลายนี้เมื่อทำขึ้นมาแล้วจะถูกสามารถที่จะเป็นแหล่งจ่ายที่มีประสิทธิภาพและใช้งานกับเครื่องกำเนิดที่มีกระแสและแรงดันที่สูงจากตัวอย่างสามารถเลือกสวิทช์ชิ่งเพาวเวอร์ซัพพลายที่ดีที่สุด หลักการเลือกควรดูที่สารกึ่งตัวนำและราคาที่ต้องเสียไปกับส่วนประกอบต่าง ๆผู้ออกแบบควรที่จะสนใจในส่วนของอุปกรณ์โดยใช้ให้มีจำนวนน้อยเพื่อให้ได้ แหล่งจ่ายไฟราคาที่ถูกจากความพยายามนี้ สามารถวางแผนล่วงหน้าของการออกแบบและประหยัดเวลา เพราะผู้ออกแบบสามารถจัดลำดับของส่วนประกอบสารกึ่งตัวนำชนิดใดก่อนที่จะออกแบบเพาวเวอร์ซัพพลาย

ทางอุตสาหกรรมนั้นในการใช้งานได้มีสวิทช์ชิ่งหลายชนิด ดังรูปที่ 1 จากไดอะแกรม แสดงในแต่ละช่วงของชนิดต่าง ๆ ในแต่ละพื้นที่จากรูปที่ 1 นั้นเป็นตัวกำหนดกำลังของสวิทช์ชิ่งว่าใช้ชนิดใด[ทรานซิสเตอร์เพาวเวอร์หรือมอสเฟต] ต้องสามารถกำลังได้จึงนำไปใช้จากเริ่มการพิจารณา รูปที่ 1 แสดงกำลังที่ต้องการใช้ถ้าใช้ไม่เหมาะสมจะมีส่วนแสดงการไม่ปกติ จึงต้องพิจารณาให้ดีว่าจะใช้ช่วงใด



รูปที่ 2.1 รูปไดอะแกรมพื้นที่การใช้งานของชนิดต่าง ๆ

แบบฟายแบคจะสามารถใช้ได้ในช่วงวัตต์ต่ำถึงประมาณ 150 วัตต์ เพราะทำให้ไม่ยุ่งยากและมีราคาถูก แต่ฟายแบคนี้ ไม่ดีที่มีกระแสสูง กว่าด้านจ่าย ดังนั้นจะไม่เหมาะกับเอาท์พุทสูง ๆ ซึ่งเอาท์พุทในช่วง 100-400 วัตต์ นั้นควรใช้แบบฮาฟบริดจ์ แต่ชนิดฮาฟบริดจ์จะมีความยุ่งยากแบบฟายแบค แน่นอนราคาต้องแพงกว่าแต่กระแสสูงสุดเมื่อเอาท์พุทที่ 400 วัตต์ขึ้นไปประสิทธิภาพการใช้งานไม่ดีควรใช้แบบฟูลบริดจ์ แต่ราคาย่อมสูงขึ้น

2.2 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

ข้อกำหนดเราต้องการวงจรสวิทช์ชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย 500 watt.ที่ความถี่ 70 KHz. แบบ HALF BRIDGE OUTPUT ± 100 VOLT. 5 AMP.

ขั้นตอนที่ 1. เลือกแกนหม้อแปลง เนื่องจากแกนที่ขายในท้องตลาดที่มีขนาดใหญ่สุดพร้อมป็อบบิ้นของยี่ห้อ TOMITA FREEITEเป็นแกน E1-50 ทราบข้อมูลจากบริษัทว่าใช้สารที่ทำแกนหม้อแปลงเป็นสารชนิด 2E6 ทำให้ทราบค่าต่าง ๆ ได้โดยดูจากตารางที่ 1,2,3 ดังนี้

แกน E1-50 สารที่ทำแกนเป็นชนิด 2E6 มีค่า $A_e = 2.257 \text{ cm}^2$, $A_w = A_c = 2.55 \text{ cm}^2$ มีค่า $B_{max} = 4900$ เกาส์ แต่ในทางปฏิบัติจะใช้ $B_{max}/2 = 4900/2 = 2450$ เกาส์

เพื่อให้แน่ใจว่าคุณสมบัติของแกนทำงานในช่วงเส้นตรงจากตาราง ซึ่งจะไม่อิ่มตัว

ขั้นตอนที่ 2. หากระแสสูงสุดของหม้อแปลงทางด้าน PRIMARY

เราต้องเผื่อแรงดันตกที่ 10% ของแรงดัน 220 VOLT.

จึงได้ค่าแรงดันน้อยสุดที่ = 220 - [220 * 0.1]=198 VOLT.

ขณะแรงดันไฟสลับน้อยสุดที่ผ่านไดโอดเรียงกระแล้วจะเป็น

$$V_{in} = 198 * 1.414 = 280 \text{ VOLT.}$$

จากสูตรการหา I_p ของวงจร [HALF CONVERTER]

$$I_p = 3P_{out} / V_{in}$$

เพราะฉะนั้นจะได้กระสูงสุดของหม้อแปลงทางด้าน PRIMARY

$$I_p = [3 * 1000] / 280 = 10.71 \text{ AMP.}$$

[ค่าที่ P_{out} ใช้ 1000 เพราะว่าวงจรสวิทช์ชิ่งมี output ± 100 VOLT.]

ขั้นตอนที่ 3. หา P_{out} สูงสุดจากข้อมูลของ E1-50

จากตาราง $A_e = 2.257\ cm^2$ $2.257\,(10^{2})_{2}\ 100$

$A_c = 2.55\ cm^2$ 225.7 mm

จากสูตร $A_e\ A_c = [0.68\ P_{out} * D]\ /f\ B_{max}\ cm^2$

แทนค่า $P_{out} = [2.257 * 2.55 * 70 * 10^3 * 2450]/400 * 0.68 * 10^3$

$= 3628.8$ WATT.

[ค่า D จะเทียบเท่ากับค่า 1000 เวอร์คูลาร์มิลล์ต่อแอมป์ ในทางปฏิบัติจะใช้ค่าเพียง 200-400 เซอร์คูลาร์มิลล์]

ขั้นตอนที่ 4. หาจำนวนรอบทาง primary

จากสูตร $N_p = V_p * 10^3\ /K * f * B_{max} * A_e$

เผื่อแรงดันตกที่ 10 % จาก AC INPUT 220 VOLT.

จะหาค่าแรงดันต่ำสุด = 220 - [220 * 0.1] = 198 VOLT.

กำหนดให้แรงดันกระเพื่อมหลังจากการกรองแก้ว 20 VOLT.[DC.]

$V_p = [198 * 1.1414] - 20 = 260$ VOLT.

ส่วนค่า K = 4.44 ในกรณีแรงดันรูปซายน์

= 4 ในกรณีแรงดันรูปสี่เหลี่ยม

แทนค่า $N_p = [260 * 10^8]\ /\ 4 * 70 * 10^3 * 2450 * 2.257$

$= 16.79$ 17 รอบ

ขั้นตอนที่ 5. การหาจำนวนรอบด้าน SECONARY

ในเทคนิคพัลส์วิดธ์มอดูเลชั่น แรงดันขดลวดทุติยภูมิ จะเท่ากับ 4 V_{out} ที่ V_p ต่ำสุด

จากสูตร $V_p\ /\ V_s = N_p\ /\ N_s$

$N_p = 17[4 * 150]\ /260$

$= 39.23$ 40 รอบ

ขั้นตอนที่ 6 การเลือกขนาดสายโดยใช้ความหนาแน่นของกระแสในสาย = 400 cm/A

- ขนาดสายทางด้าน primary = 400 * 10.71 = 4284 cm/A
  เปิดตารางเทียบดูตรงกับลวดเบอร์ 14 AWG.
- ขนาดสายทางด้าน seconary = 400 * 5 = 2000 cm/A
  เปิดตารางเทียบดูตรงกับลวดเบอร์ 20 AWG.

จากการพันหม้อแปลงแล้วนำไปทดลองปรากฏว่าหม้อแปลงร้อนผิดปกติที่แกนสาเหตุเนื่องมาจากเส้นแรงแม่เหล็กอิ่มตัว แสดงว่าค่าของ B_{sat} ที่ได้จากตารางนั้นไม่ตรงกับค่าจริงของแกนเฟอร์ที่ทางบริษัทผลิต

วิธีการแก้ไขทำได้โดยนำแกนเฟอร์ไรท์มาขนานอีกแกนหนึ่ง

ค่ากำหนดต่าง ๆ จะเปลี่ยนเป็น $A_e = 4.1514\ cm^2$., $A_c = 5.1\ cm^2$.

แก้ไขขั้นตอนที่ 3. เป็น

$$P_{out} = [A_e * A_c * f * B_{max}] / d * 0.68 * 10^3$$

$$= [4.514 * 5.1\ 70 * 10^3 * 2450] / 400 * 0.68 * 10^3$$

$$= 14515.33\ watt.$$

แก้ไขในขั้นตอนที่ 4. เป็น

$$N_p = [V_p * 10^8] / k * B_{max} * A_e$$

$$= [260 * 10^8] / [4 * 70 * 10^3 * 2450 * 4.514]$$

$$= 8.396 \sim 9\ รอบ$$

แก้ใขในขั้นตอนที่ 5. เป็น

$$N_s = [N_p * V_s] / V_p$$

$$V_s = 4 * V_{out}$$

$$N_s = N_p\ [4 * V_{out}] / V_p$$

$$= 9 * [4 * 150] / 260$$

$$= 20.71 \sim 21\ รอบ$$

2.3 การออกแบบ INDUCTOR

กำหนดใช้แกน E1-50 ที่ 500 WATT. ความถี่ 70 KHz. ± 100 VOLT. 5 AMP.

ขั้นตอนที่ 1. หา t_{off} สูงสุด

จากสูตร $t_{off} = \{ 1 - [E_{out} / E_{in}] / 2f \}$

$E_{in} = 2E_{out}$ จากคุณสมบัติ PWM HALF CONVERTER

$t_{off} = \{ 1 - [100/200] / 2 * 70 * 10^{3} \}$

$= 3.57$ Sec.

ขั้นตอนที่ 2. หาค่า L

จากสูตร $L = [E_{out} . t_{off}] / 0.25 I_{out}$

$= [100 * 3.57 * 10^{-6}] / 0.25 * 5$

$= 2.856 * 10^{-4}$ H.

ขั้นตอนที่ 3. หาขนาดของแกน

จากสูตร $A_c A_e = 5.067 * 10^{8} * [L * I_{out} * D^{2}] / K * B_{max}$

K = 0.4 สำหรับแกนเทอรอยด์

= 0.8 สำหรับป๊อบบิ้น

D = เส้นผ่าศูนย์กลางของสาย หน่วยเป็นนิ้ว

A_e = พื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็ก

A_c = พื้นที่หน้าตัดของป๊อบบิ้น

[เลือกความหนาแน่นกระแสเป็น 400 เซอร์คูลาร์มิลล์ต่อแอมป์ ที่กระแส output 5 AMP จะได้ 400 * 5 = 2000 cm/A ตรงกับเบอร์ 17 AWG. เส้นผ่าศูนย์กลางลวด = 0.0488 นิ้ว

แทนค่า $A_c \ A_e = 5.067 * 10^8 * 0.2856 * 10^{-3} * 5 *,$

$[0.0488]^2 / 0.4 * 2450$

$= 1.758 \text{ cm}^4.$

จากข้อมูลแกน E1-50 $A_e = 2.257 \text{ cm}^2$, $A_c = 2.55 \text{ cm}^2$

จาก $A_e \ A_c = 2.257 * 2.55 = 5.755 \text{ cm}^2.$

เพราะฉะนั้นใช้ E1-50 ได้

ขั้นตอนที่ 4. หาระยะช่องว่าง [lg]

$lg = [0.4 \quad LI^2_{out}] * 10^8 / A_e B^2_{max}$

$= [0.4 * 3.141 * 0.2856 * 10^{-3} * 5^2 * 10^8]/,$

$2.257 * 2450$

$= 0.067 \text{ cm}$

ช่องว่างฉะนั้นด้านเดียวคือ lg /2 = 0.06/2 = 0.03 cm

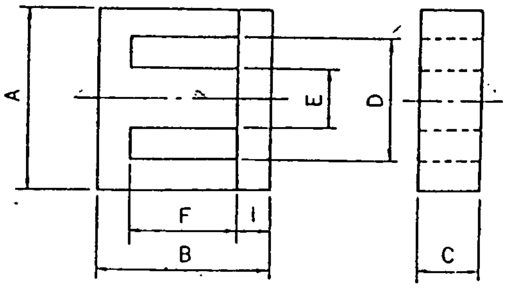
ขั้นตอนที่ 5. หาจำนวนรอบของขดลวด

จากสูตร $N = [B_{max} \ lg] / 0.4 \quad l_{out}$

$= [2450 * 0.06] / 0.4 * 3.14 * 5$

= 23.39 รอบ

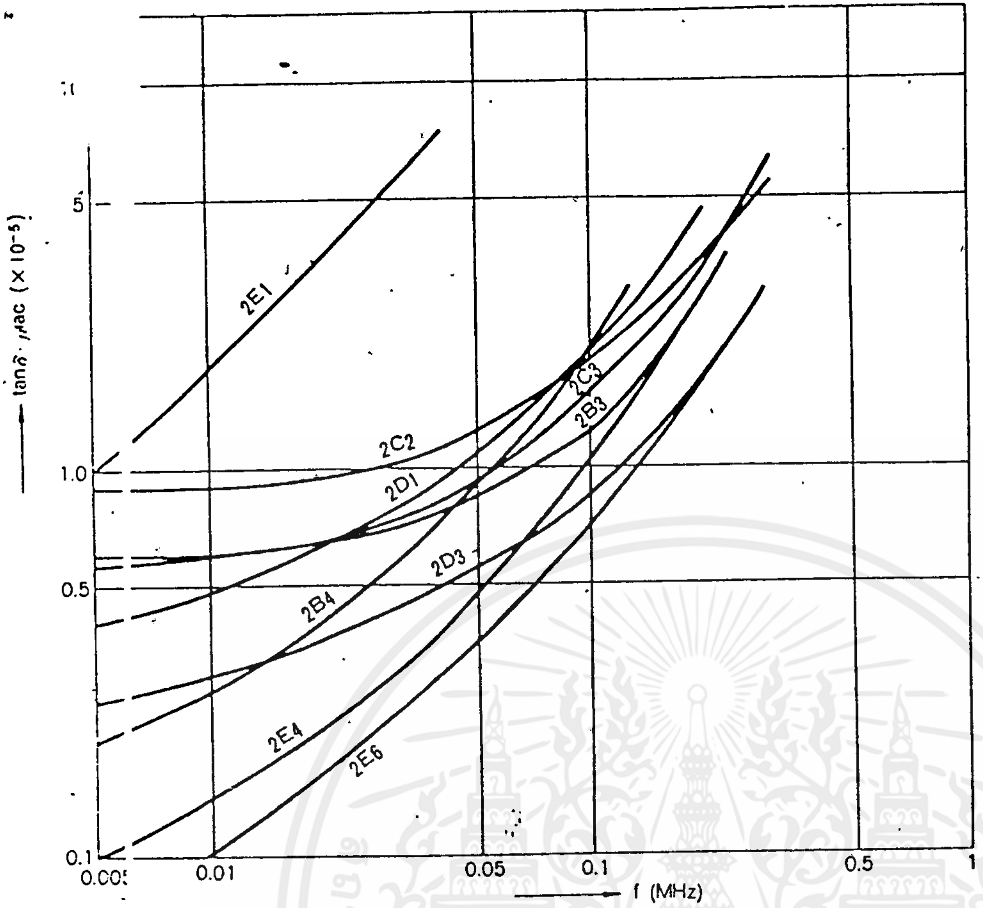
EI Type Cores



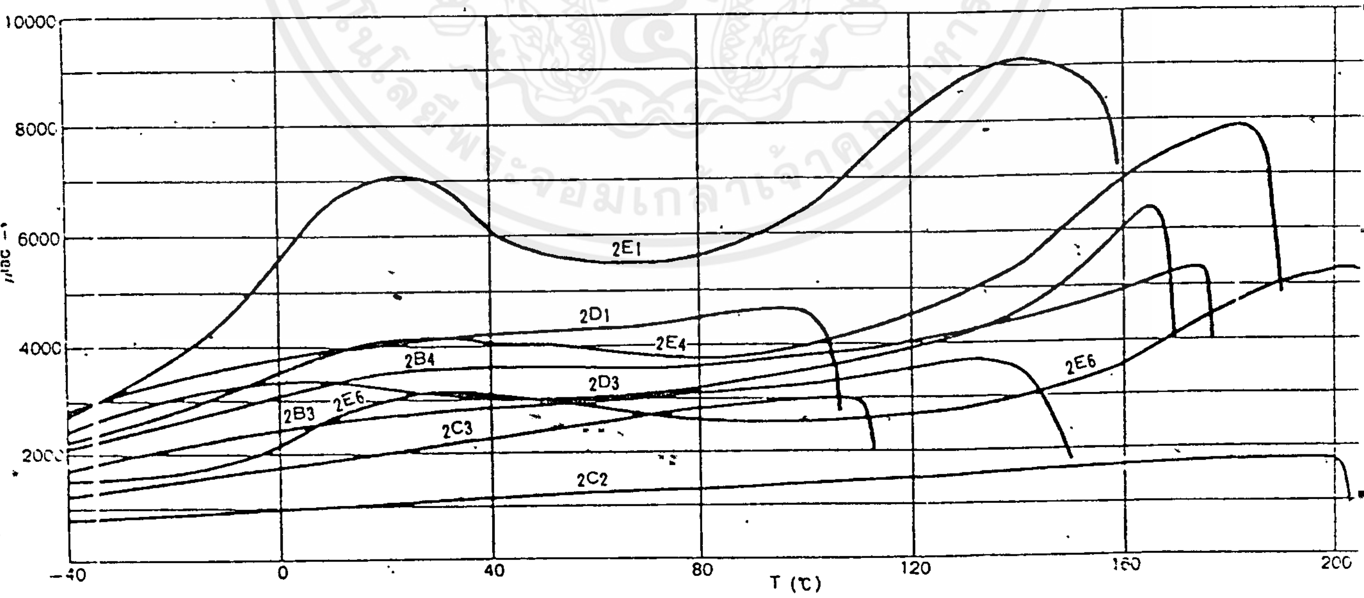
Dimensions and Magnetic Parameter

Cores	Dimensions (mm)							Parameter					Bobbin Availabl
	A	B	C	D	E	F	I	Ci (mm⁻¹)	Ae (mm²)	ℓe (mm)	Ve (mm³)	Aw (mm²)	
EI-10	10.0±0.3	6.6±0.2	$4.9^{+0}_{-0.3}$	$7.7^{+0.3}_{-0}$	2.4±0.2	4.2±0.1	$1.0^{+0.2}_{-0}$	1.59	11.0	17.5	192.4	11.4	
EI-10.2×5C	10.2±0.2	$8.875^{+0}_{-0.4}$	$5.0^{+0}_{-0.35}$	7.8±0.2	2.4±0.15	6.45±0.2	$1.0^{+0.2}_{-0}$	1.94	11.3	21.9	247.1	17.4	
EI-12 6.8/4	12.0±0.2	$6.8^{+0.3}_{-0.2}$	$4.0^{+0.1}_{-0.2}$	8.8±0.2	$3.2^{+0.1}_{-0.2}$	$3.6^{+0.2}_{-0.1}$	1.6±0.1	1.43	12.6	18.0	226.0	10.3	
EI-12ZT	12.0±0.3	9.6±0.3	$5.0^{+0}_{-0.4}$	8.0±0.3	$3.0^{+0}_{-0.4}$	$5.6^{+0.3}_{-0.2}$	2.0±0.1	1.31	16.6	21.7	358.7	14.6	
EI-12.2	12.2±0.25	9.0±0.3	5.3±0.2	9.0±0.25	2.5±0.2	5.2±0.15	1.5±0.15	1.32	16.4	21.6	352.7	16.9	
EI-12H	12.2±0.25	8.95±0.3	2.8±0.2	9.0±0.25	2.5±0.2	5.15±0.15	1.9±0.15	2.48	8.6	21.5	185.6	16.7	
EI-12.5	12.5±0.2	9.1±0.35	5.0±0.2	$9.2^{+0.25}_{-0.15}$	$2.5^{+0.1}_{-0.2}$	5.0±0.15	1.6±0.15	1.36	15.7	21.4	336.9	17.0	10p
EI-13	13.0±0.3	12.0±0.35	$6.3^{+0}_{-0.3}$	10.2±0.2	$2.8^{+0.1}_{-0.2}$	9.2±0.2	1.4±0.15	1.77	17.1	30.2	517.3	34.3	
EI-13/6.7/6.5	13.0±0.3	6.7±0.25	6.5±0.2	9.8±0.3	3.8±0.15	$4.0^{+0.2}_{-0}$	1.1±0.15	0.96	19.4	18.6	362.0	12.3	
EI-13B	13.0±0.3	12.0±0.3	$6.1^{+0}_{-0.3}$	$10.0^{+0.4}_{-0}$	$2.6^{+0}_{-0.4}$	$8.9^{+0.3}_{-0}$	1.5±0.15	1.89	15.9	30.0	478.7	35.3	
EI-14C	13.8±0.2	11.7±0.4	$2.7^{+0.1}_{-0.2}$	9.4±0.2	$4.8^{+0.1}_{-0.2}$	$7.0^{+0.3}_{-0}$	2.3±0.2	2.16	12.1	26.1	315.3	16.6	
EI-16	16.0±0.3	14.3±0.4	$5.0^{+0}_{-0.3}$	12.0±0.3	$4.2^{+0}_{-0.4}$	$10.2^{+0.3}_{-0.2}$	2.05±0.2	1.78	19.6	34.8	679.6	40.8	6p
EI-16B	16.0±0.3	14.4±0.4	$5.0^{+0}_{-0.4}$	$12.0^{+0.3}_{-0.1}$	$4.0^{+0}_{-0.4}$	$10.2^{+0.5}_{-0.2}$	2.0±0.2	1.90	18.6	35.3	657.8	43.4	
EI-18	$18.0^{+0.1}_{-0.3}$	14.9±0.2	3.3±0.1	$12.5^{+0.2}_{-0.1}$	$6.2^{+0.1}_{-0.2}$	$9.4^{+0.3}_{-0}$	2.7±0.1	1.85	18.4	34.1	628.4	30.6	
EI-19	19.0±0.3	15.9±0.4	$5.1^{+0}_{-0.5}$	14.0±0.3	$5.1^{+0}_{-0.5}$	11.3±0.3	2.35±0.2	1.68	23.3	39.2	914.2	51.7	7p
EI-19ZT	19.0±0.3	$15.8^{+0.4}_{-0.3}$	$5.2^{+0}_{-0.4}$	14.5±0.3	$4.7^{+0}_{-0.5}$	$11.0^{+0.3}_{-0.2}$	2.4±0.2	1.72	22.9	39.4	902.2	55.5	
EI-19E	19.0±0.3	15.1±0.4	$7.85^{+0}_{-0.4}$	$14.0^{+0.4}_{-0.2}$	$5.0^{+0.1}_{-0.2}$	$10.0^{+0.4}_{-0}$	2.4±0.2	0.99	37.6	37.3	1401	46.7	
EI-22	22.0±0.4	18.6±0.4	$6.0^{+0}_{-0.6}$	14.0±0.3	$6.0^{+0}_{-0.6}$	10.6±0.3	4.0±0.2	1.02	39.6	40.2	1592	44.0	10p
EI-22AT	22.0±0.3	18.8±0.4	5.7±0.2	$15.75^{+0.5}_{-0}$	5.7±0.2	10.8±0.2	4.0±0.2	1.15	36.6	42.1	1541	55.6	10p
EI-22B	22.0±0.4	19.4±0.4	5.7±0.2	16.5±0.3	5.7±0.2	11.4±0.2	4.0±0.2	1.23	35.4	43.4	1534	61.6	
EI-24	24.0±0.4	18.1±0.4	$9.85^{+0}_{-0.4}$	$18.0^{+0.4}_{-0.2}$	6.0±0.2	$12.0^{+0.4}_{-0}$	2.9±0.2	0.80	57.2	45.8	2622	73.8	
EI-25	25.0±0.4	20.0±0.4	6.55±0.3	18.6±0.3	6.55±0.3	13.6±0.25	3.2±0.15	1.17	42.2	49.4	2084	81.9	8p
EI-25/20/6.3	$25.0^{+0.35}_{-0.3}$	20.4±0.5	$6.3^{+0.1}_{-0.3}$	18.6±0.3	$6.4^{+0.2}_{-0.3}$	$13.2^{+0.6}_{-0}$	$3.3^{+0.3}_{-0.1}$	1.22	40.6	49.6	2014	82.7	
EI-25B	25.4±0.4	19.9±0.5	6.3±0.3	19.0±0.4	6.3±0.25	13.5±0.2	3.2±0.2	1.24	40.1	49.7	1994	85.7	
EI-25.3	25.3±0.4	18.3±0.4	$7.0^{+0}_{-0.5}$	19.3±0.3	6.5±0.25	$12.2^{+0.4}_{-0.1}$	$2.9^{+0}_{-0.3}$	1.14	41.3	47.0	1943	79.0	
EI-25.4	25.4±0.4	19.05±0.5	6.35±0.25	19.0±0.3	6.35±0.3	12.7±0.3	3.2±0.2	1.19	40.4	48.0	1942	80.3	
EI-28	28.0±0.4	20.5±0.5	$11.0^{+0}_{-0.5}$	$18.6^{+0.5}_{-0}$	$7.5^{+0}_{-0.5}$	12.5±0.3	3.5±0.2	0.57	86.1	49.0	4215	72.5	10p
EI-28D	$28.0^{+0.35}_{-0.45}$	25.0±0.4	$10.9^{+0}_{-0.4}$	$20.0^{+0.6}_{-0}$	$8.0^{+0.1}_{-0.3}$	$17.0^{+0.4}_{-0}$	3.9±0.2	0.71	83.3	59.0	4914	106.6	
EI-29	29.0±0.4	$27.0^{+0.5}_{-0.2}$	$10.0^{+0}_{-0.5}$	$21.0^{+0.2}_{-0.4}$	$8.6^{+0}_{-0.5}$	$18.0^{+0.5}_{-0}$	4.5±0.	0.76	82.5	62.6	5163	114.5	
EI-30	30.0±0.5	26.0±0.5	$10.0^{+0}_{-0.6}$	20.0±0.4	$10.0^{+0}_{-0.6}$	16.0±0.3	5.5±0.2	0.60	96.0	57.9	5555	82.4	
EI-30A	$30.0^{+0.7}_{-0.2}$	$26.5^{+0.8}_{-0.2}$	$11.0^{+0}_{-0.7}$	$20.0^{+0.7}_{-0}$	$11.0^{+0}_{-0.7}$	$16.0^{+0.6}_{-0}$	5.5±0.2	0.53	110.0	58.6	6440	79.1	10p
EI-33	33.0±0.5	28.6±0.5	$13.0^{+0}_{-0.5}$	24.0±0.5	$10.0^{+0}_{-0.5}$	19.2±0.3	5.2±0.2	0.56	119.4	67.3	8039	136.8	
EI-35	35.0±0.5	29.2±0.5	$10.3^{+0}_{-0.5}$	25.0±0.5	$10.3^{+0}_{-0.5}$	18.2±0.3	5.0±0.2	0.65	103.8	67.8	7035	136.0	
EI-35AT	35.0±0.7	29.6±0.6	9.5±0.3	25.6±0.5	9.5±0.3	$20.0^{+0.5}_{-0}$	4.6±0.2	0.80	89.5	71.4	6384	163.0	
EI-35B	35.0±0.7	28.5±0.5	9.5±0.3	25.6±0.5	9.5±0.3	19.0±0.	4.75±0.15	0.77	89.9	69.0	6204	153	
EI-35C	$35.0^{+0.35}_{-0.65}$	28.5±0.5	$12.4^{+0}_{-0.5}$	$25.5^{+0.6}_{-0}$	$9.5^{+0.1}_{-0.3}$	$19.0^{+0.6}_{-0}$	4.55±0.2	0.62	111.9	69.5	7774	158.3	
EI-36T	36.0±0.5	29.7±0.6	$12.0^{+0}_{-0.5}$	26.0±0.5	$10.3^{+0}_{-0.5}$	18.2±0.3	5.5±0.2	0.56	123.1	69.0	8501	145.1	12p
EI-40	40.0±0.6	34.7±0.6	$12.0^{+0}_{-0.7}$	27.5±0.5	$12.0^{+0}_{-0.7}$	20.4±0.3	7.2±0.3	0.52	147.9	77.0	11380	161.7	10p
EI-50	50.0±0.8	42.0±0.6	$15.0^{+0}_{-0.8}$	35.0±0.6	$15.0^{+0}_{-0.8}$	25.0±0.4	8.5±0.3	0.42	225.7	95.1	21460	255	

■ Relative Loss Factor as a Function of Frequency



■ Permeability Factor as a Function of Temperature



ตารางที่ 2 คุณสมบัติ ของแกนเหล็กชนิดต่าง ๆ

Material Characteristics

■ Standard Characteristics of Materials — (1)

Materials	μ iac	tanδ / μiac ($\times 10^{-6}$) 10kHz	$\alpha\mu r$ ($\times 10^{-6}$)	TC (°C)	f (MHz)	DF (10^{-6}) 1~10min	ρ ($\Omega\cdot$cm)	Bms (G)	Hcms (Oe)	d g/cm³
2B3	2700 ± 20%	0.6	1.0	140	<0.2	< 3	80	4400 (15Oe)	0.20	4.9
2B4	3500 ± 20%	0.3	0.1	170	<0.2	< 1	40	4300 (15Oe)	0.25	4.9
2C2	1100 ± 20%	0.9	4	200	<0.3	< 7	20	4200 (15Oe)	0.35	4.8
2C3	2000 ± 20%	0.6	3	110	<0.2	< 4	130	3700 (15Oe)	0.20	4.9
2D1	4000 ± 20%	0.5	0.3	105	<0.1	< 2	13	3800 (15Oe)	0.15	4.9
2D3	3000 ± 20%	0.3	−0.4	160	<0.3	< 2	90	4500 (15Oe)	0.15	4.9
2E1	7000 ± 25%	1.8	−0.8	150	<0.1	< 2	1.2	4J50 (15Oe)	0.1	4.9
2E4	4000 ± 20%	0.15	−0.5	180	<0.2	< 5	10	4500 (15Oe)	0.15	4.8
2E6	3000 ± 20%	0.1	−0.5	200	<0.3	—	23	4900 (15Oe)	0.15	4.9

ตารางที่ 3

TABLE 5-2 HEAVY FILM-INSULATED MAGNET WIRE SPECIFICATIONS

AWG	*Diameter over insulation (inches)* Min.	Max.	*Nominal circular mil area*	*Resistance per 1000 ft*	*Current capacity in milliamperes based on 1000 c.m./A*	AWG
8	0.130	0.133	16510	0.6281	16510	8
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090	9
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380	10
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226	11
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529	12
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184	13
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109	14
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260	15
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581	16
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052	17
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624	18
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289	19
20	0.0340	0.0351	1020	10.13	1024	20
21	0.0302	0.0314	812	12.77	812.3	21
22	0.0271	0.0281	640	16.20	640.1	22
23	0.0244	0.0253	511	20.30	510.8	23
24	0.0218	0.0227	404	25.67	404	24
25	0.0195	0.0203	320	32.37	320.4	25
26	0.0174	0.0182	253	41.02	252.8	26
27	0.0157	0.0164	202	51.44	201.6	27
28	0.0141	0.0147	159	65.31	158.8	28
29	0.0127	0.0133	128	81.21	127.7	29
30	0.0113	0.0119	100	103.7	100	30
31	0.0101	0.0108	79.2	130.9	79.21	31
32	0.0091	0.0098	64	162	64	32
33	0.0081	0.0088	50.4	205.7	50.41	33
34	0.0072	0.0078	39.7	261.3	39.69	34
35	0.0064	0.0070	31.4	330.7	31.36	35

ตารางที่ 4

2.4 การออกแบบ CAPACITOR FILTER ด้าน INPUT

จาก $C = I_c\ dt/dvc$

$dt = 1/2f = 1/2 * 50 = 10$ mSec.

ถ้าต้องการประสิทธิภาพ 80 %

เพราะฉะนั้น $P_{in} = P_{out}/n = 1000/0.8 = 1250$ WATT.

$I = P/E = 1250/320 = 3.9$ AMP.

เพราะฉะนั้น $C = 3.9\ [\ 10 * 10^{-3}\ ]$

$= 1300\ \mu F.$ 400 VOLT.

เลือกใช้ $= 1000\ \mu F.$ 400 VOLT.

การออกแบบ Capacitor Coupling ต่อ Series กับ Power Tranformer

$C = 1/[4^2\ f^2\ r\ (N_p/N_s)^2 * L]$

fr = 0.25fs [fs ความถี่ที่ใช้ในสวิทช์ชิ่งเพาว์เวอร์ซัพพลาย

$C = 1/4^2 *[0.25 * 70 * 10^3]^2 * [0.8]^2 * 5.58 * 10^{-6}$

$C = 1\ \mu F.$

2.5 การออกแบบในการเลือก FAST AND FAST RECOVERY DIODE

$I_{FM} = 3.6\ I_{out}$ ที่ duty cycle 45 %

$= 3.6 * 5$

$= 18$ AMP.

เลือกขนาดของ Fast Recovery Diode ที่มีค่า peak forward current 18 AMP. เลือกใช้เบอร์ BYT 08 PI

การออกแบบ Capacitor filter ด้านเอาท์พุท $[c_{out}]$โดยใช้สูตร

$C_{out}\ min = A.I_{out}/8fav_{out}$

$A\ I_{out} = 0.25\ I_L$, $AV_{out} = 50 * 10^{-3}\ V_{P-P}$

$C_{out}\ min = 1.250/\ [8 * 70 * 10^3 * 50 * 10^{-3}]$

$= 44.64\ \mu F.$

แต่ในทางปฏิบัติใช้ 470 uF. 400 VOLT.

2.6 การออกแบบ RC SNUBBER CIRCUIT [Rs , Cs]

จาก $Cs = I_c\ [Tr+/Tf]\ /\ V_{CE}$

เมื่อ $Tr = 180$ ns.

$Tf = 180$ ns.

$V_{CE} = 310$ VOLT.

$I_c = 10$ AMP.

จาก DATA Sheet ของ MOSFET

$C_s = 10\ [180+180]\ 10^{-3}\ /\ 310 = 0.016\ \mu F.$

เลือกใช้ค่า 0.01 µF.

และจาก $Rs = t_{on}\ /\ 3c$ เมื่อ t_{on} = % duty cycle / 2f

$t_{on} = 0.45/70 * 10^{3} = 6.43\ \mu Sec.$

$Rs = 6.43 * 10^{-6}\ /3\ [0.01 * 10^{-6}]$

= 214.3 โอห์ม

$P_R = 1/2\ CV^{2}\ CE^{f}$

$= 1/2\ [(0.01 * 10^{-6})(300)^{2}[70 * 10^{3})$

= 31.5 WATT.

discharge current $I_{dis} = 300/500 = 0.6$ AMP.

เลือกใช้ค่า R_s = 500 โอห์มเนื่องจากเมื่อใช้ค่า Rs = 250 โอห์มตัวมันจะมีความร้อนสูงเกิน

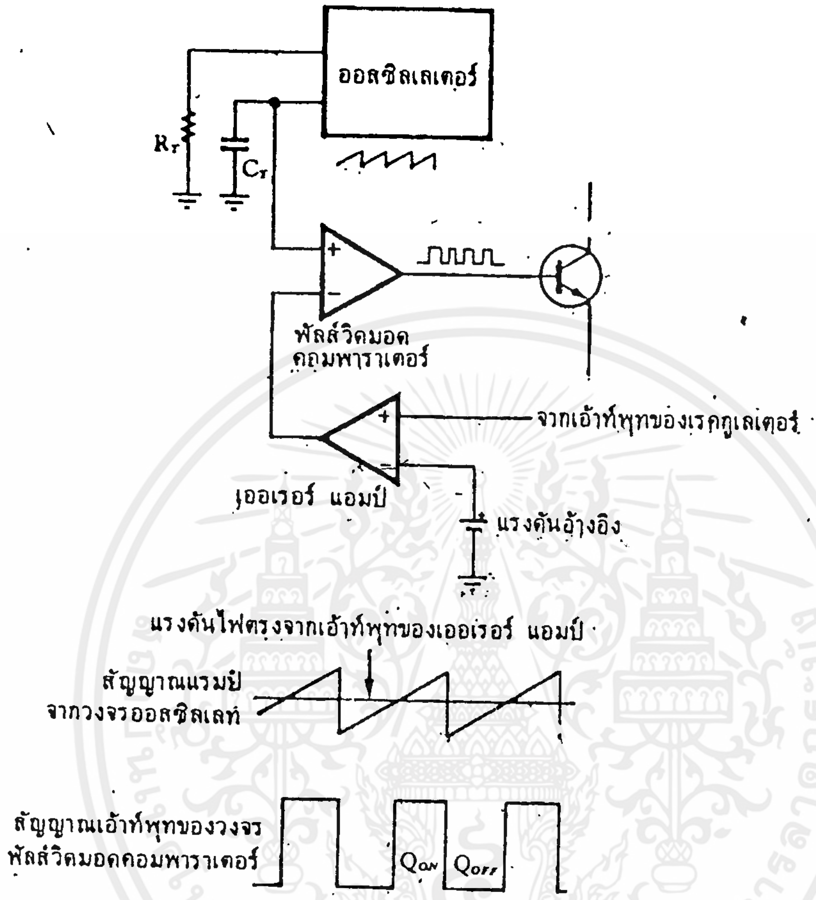
2.7 การออกแบบตอนที่ 2

การออกแบบวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

การทำงานของ Ic TL 494

ไอซี TL 494 (หรือ A494) ได้รับการออกแบบมาสำบรับงานนี้โดยเฉพาะในส่วนของเอาท์พุท คือทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 นั้น สามารถจะควบคุมได้ (โดยขาเอาท์พุทคอนโทรล) ถ้าหากขาควบคุม (โดยขาเอาท์พุทคอนโทรล) ถ้าขาควบคุมเป็น "HIGH" ทั้ง Q_1 และ Q_2 ก็จะทำงานสลับกัน (ใช้สำหรับวงจรแบบ Push Pull)หรือถ้าขาควบคุมได้เป็น "LOW" ทั้ง Q_1 และ Q_2ก็จะทำงานในแบบที่ขนานกัน (ใช้สำหรับวงจรแบบ Bridge) นอกจากนี้ก็ยังมีวงจรเพิ่มเติมอีกบางส่วน เพื่อจะให้ไอซีเองมีฟังก์ชั่นการทำงานที่สมบูรณ์มากขึ้น เช่นว่ามีวงจร dead time Compartor เพื่อป้องกันกระแสเกิน วงจรป้องกันกระแสเกินจะทำงานโดยอาศัยแรงดันซึ่งเกิดจากกระแสทางเอาท์พุทไหลผ่านตัวต้านทานค่าต่ำๆ ที่ต่ออนุกรมไว้ ถ้าหากว่าแรงดันสูงถึงค่าที่ตั้งไว้ เออร์เรอร์แอมป์ส่วนนี้จะส่งผลไปลด t_{on} ของทรานซิสเตอร์ส่วนลอจิกเกทและฟลิปฟลอปจะทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2

วงจรในรูปที่ 2.2 และในรูปที่ 2.3 จะมีข้อแตกต่างกันเล็กน้อย เช่นว่าที่ขาอินพุทจะมีแรงดันประมาณ 0.1V. ต่ออยู่คือ dead time control แรงดันออฟเซ็ทอันนี้จะป้อนเข้าขาอินเวอร์ติ้งอินพุทของวงจร dead time comarator ดังนั้นเมื่อแรงดันคร่อม C_T สูงกว่า 0.1 โวลท์ คอมพาราเตอร์ก็จะให้เอาท์พุทเป็น "HIGH" และทุกไซเคิลการออสซิลเลท C_T จะคายประจุและแรงดันต่ำกว่านี้ในตอนต้นของสัญญาณแรมป์ทุกลูก ทางเอาท์พุทของคอมพาราเตอร์จะต้องมีช่วง "LO" อยู่เสมอ เพื่อให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสช่วงนี้จะเรียกว่าเวลาที่ทรานซิสเตอร์หยุดทำงาน (dead time) และด้วยคุณสมบัติทางฟิสิกส์ของทรานซิสเตอร์ที่ทำงานแบบสวิทชิ่งทุกตัวในช่วง "ON" จะมีการสะสมประจุในเบส ถ้าหากว่าช่วง "OFF" ไม่นานพอ (ที่จะทำให้ประจุนี้ลดลงได้) ทรานซิสเตอร์จะทำเป็นตัวเสมือนลัดวงจรซึ่งเป็นลักษณะที่เราไม่ต้องการ วงจร PWM

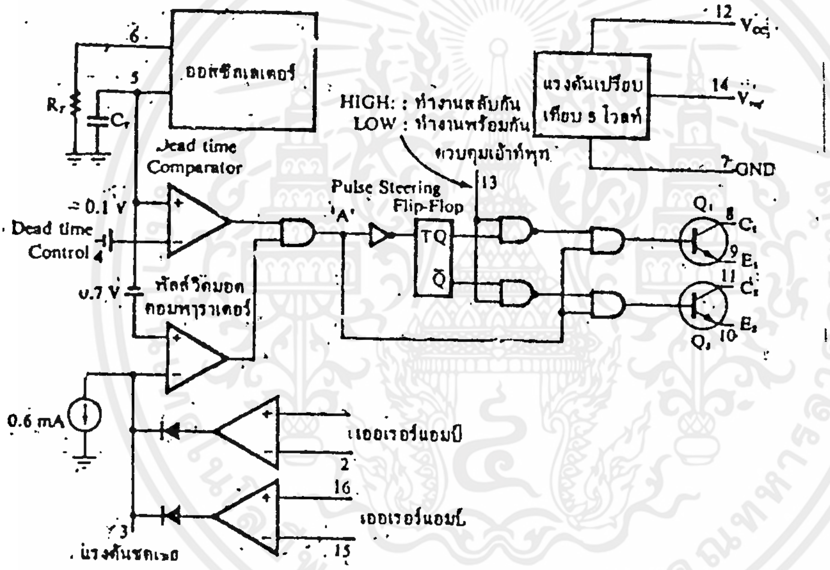

ออสซิลเลเตอร์
R_T
C_T
พัลส์วิดมอด คอมพาราเตอร์
จากเอ้าท์พุทของเรคกูเลเตอร์
เออเรอร์ แอมป์
แรงดันอ้างอิง
แรงดันไฟตรงจากเอ้าท์พุทของเออเรอร์ แอมป์
สัญญาณแรมป์ จากวงจรออสซิลเลท
สัญญาณเอ้าท์พุทของวงจร พัลส์วิดมอดคอมพาราเตอร์
Q_{ON}
Q_{OFF}

รูปที่ 2.2 แสดงการทำงานของวงจรพัลส์วิดมอด

Comparator ได้รับการออกแบบมาให้เปรียบเทียบแรงดันตกคร่อม C_T ซึ่งจะรวมกับแรงดันออฟเซ็ทอีก 0.7 โวลท์ กับแรงดันจากเอาท์พุทของวงจรเออร์เรอร์แอมป์ จะเห็นว่าที่ขาอินเวอร์ติ้งอินพุทของ PWM Comparator จะต่อกับวงจรดึงกระแสคงที่ 0.6 มิลลิแอมป์ เมื่อวงจรเออร์เรอร์แอมป์ตรวจสอบความแตกต่างได้จะส่งกระแสออกมาหักล้างกับกระแส 0.6 มิลลิแอมป์นี้ เอาท์พุทของเออร์เรอร์แอมป์แต่ละชุดจะมีไดโอดอนุกรมอยู่เพื่อทำตัวเป็น OR gate นั่นเองทำนองเดียวกันแรงดัน

ที่ขา3 (compenstion/PWM comparator input) จะสามารถควบคุมผลทางเอาท์พุทเช่นกันกับส่วนของ dead time control

อีกส่วนหนึ่งที่เพิ่มเข้ามาก็คือ วงจรเรคกูเลทแรงดัน 5 โวลท์ เพื่อใช้สำหรับเป็นแรงดันอ้างอิง (วงจรนี้สามารถจ่ายได้ 20mA) หรือจะให้จ่ายให้กับวงจรภายนอกก็ได้


6
5
R_T
C_T
ออสซิลเลเตอร์
Dead time Comparator
≈ 0.1 V
Dead time Control 4
0.7 V
พัลส์วิดมอดคอมพาราเตอร์
0.6 mA
เออเรอร์แอมป์
2
16
เออเรอร์แอมป์
15
3
แรงดันชดเชย
HIGH : ทำงานสลับกัน
LOW : ทำงานพร้อมกัน
ควบคุมเอ้าท์พุท
13
Pulse Steering Flip-Flop
'A'
T Q
Q̄
แรงดันเปรียบเทียบ 5 โวลท์
12 Vcc
14 Vref
7 GND
Q1
8 C1
9 E1
11 C2
E2 10
Q2

รูปที่ 2.3 บล๊อบไดอะแกรมภายใน TL 494

การออกแบบ L,C

โดยให้มีแรงดัน o/p ออกสูงสุด 100 VDC.

กระแสสูงสุด	3 A.
ริบเปิ้ล	50 mA $_{p-p}$
แรงดันที่จ่ายให้วงจร	120 VDC.
ประสิทธิภาพ	85 %
ความถี่ที่ใช้ในการสวิทช์	20 KHZ.

หาค่าของ L

$$L = [E_{in}-E_{out}]E_{out}/2fE_{in}[I_{max}-I_{c}]$$

$$= [120-100]100/2[20*10^{8}]*120[6-3]$$

$$= 0.14\ mH.$$

หาค่าของ C

$$C = [E_{in}-E_{out}]E_{out}/f^{2}[E_{pp}- \quad H]8LE_{in}$$

$$= [120-100]100/[20]^{2}*[50]*[10]^{-3}*8*0.14*10^{-3}*120$$

$$= 744\ \mu F.$$

การเลือกใช้อุปกรณ์ต่างๆ

- การเลือกแกนเหล็กอัด มาพันขดลวดเบอร์ # 14 AWG. เพื่อให้ได้ค่า L ที่ต้องการนั้น แกนเหล็กในบ้านหม้อที่เป็นแบบทรอยด์ที่หาซื้อได้ขนาดใหญ่พอใช้ได้โดยราคาไม่แพงนัก คือเส้นผ่าศูนย์กลางวงใน ~ 4 ซม. จากการทดลองใช้เครื่องวัดค่า [INDUCTANCE] วัดเมื่อทดลองพันที่จำนวนรอบต่างๆ กัน เพื่อให้ได้ค่าที่ต้องการ (~ 20รอบ)

- ส่วนคาปาซิเตอร์เลือกใช้ 1000 μF. 200 VOLT.

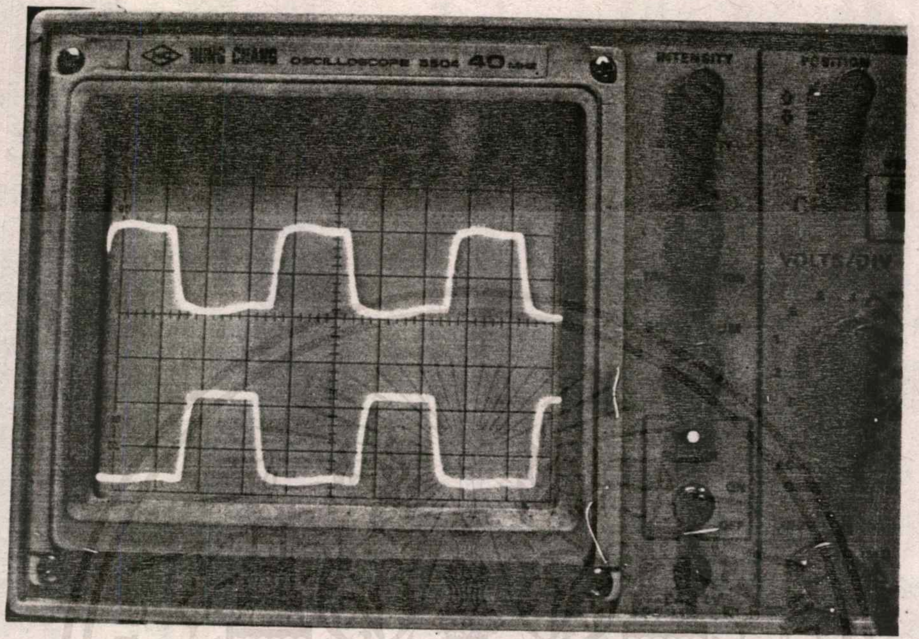
- ส่วนเพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์ เลือกใช้เบอร์ MJ 15004 เพราะทนแรงดันได้ 140 โวลท์ และทนกำลังได้ 250 WATT. < $I_{c\ max}$ 20 Amp.>

- ส่วนไดโอดเบอร์ BYT 08PI ซึ่งทนแรงดันได้ 400 โวลท์ ทนกระแสได้สูงสุด 8 แอมป์ ซึ่งเป็นขนาดที่สามารถใช้กับวงจรได้

บทที่ 3

ผลการทดลองพร้อมสรุปผลทดลองและปัญหา

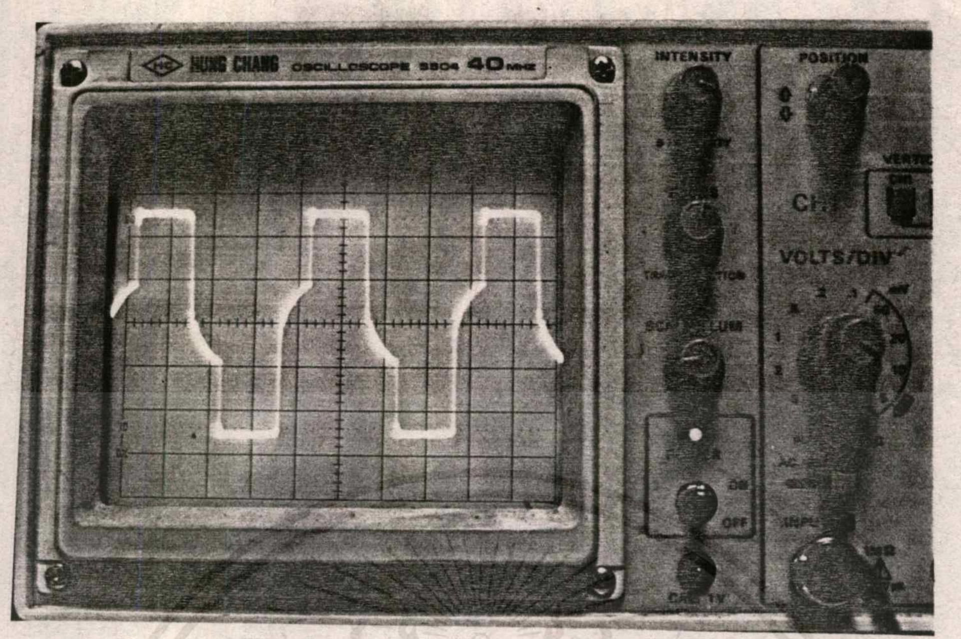
ผลการทดลอง


HUNG CHANG OSCILLOSCOPE 5504 40MHz
INTENSITY
POSITION
VOLTS/DIV

รูปที่ 3.1 รูปสัญญาณทริกเพาวเวอร์มอสเฟตทั้ง 2 ตัว

Time/Div = 5 Sec

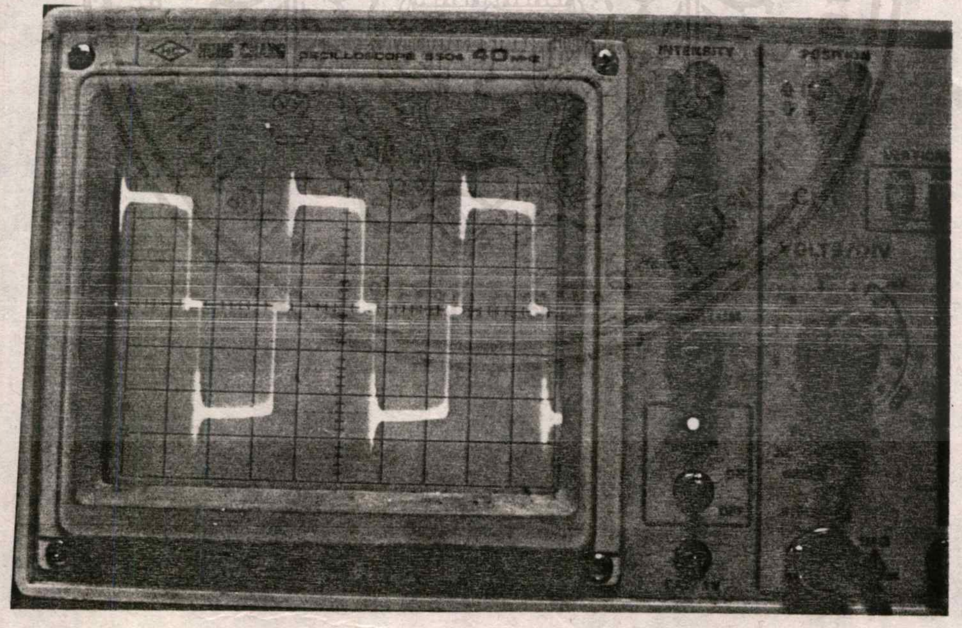
Volt/div = 4 Vdc [*10]



รูปที่ 3.2 รูปสัญญาณที่ขดทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง

Time/Div = 5 Sec

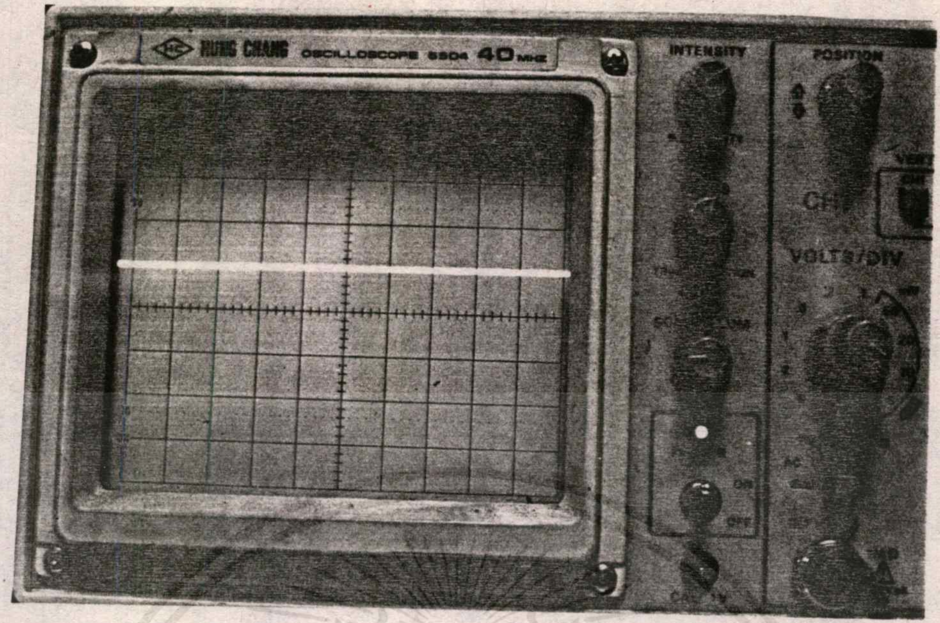
Volt/Div = 5 VAc [*10]



รูปที่ 3.3 V o/p = 50 Vdc , Io/p = 2 Amp.(ที่ขดทุติยภูมิ)

Time/Div = 5 Sec

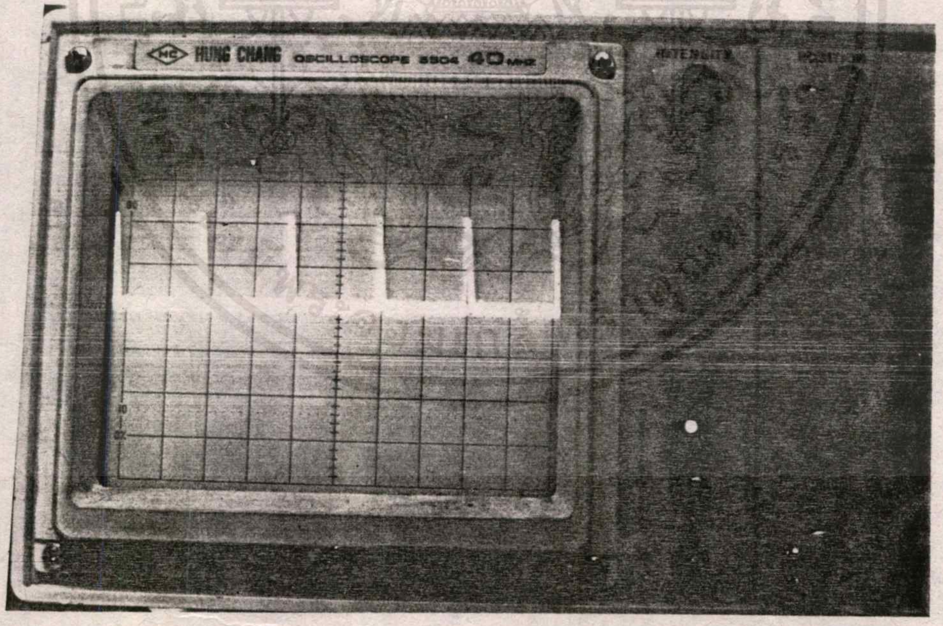
Volt/Div = 5 VAc [*10]


HUNG CHANG OSCILLOSCOPE 5504 40 MHz
INTENSITY
POSITION
VOLTS/DIV

รูปที่ 3.4 Vo/p = 50 Volt , Io/p Full Load

Time/Div =0.5 mSec.

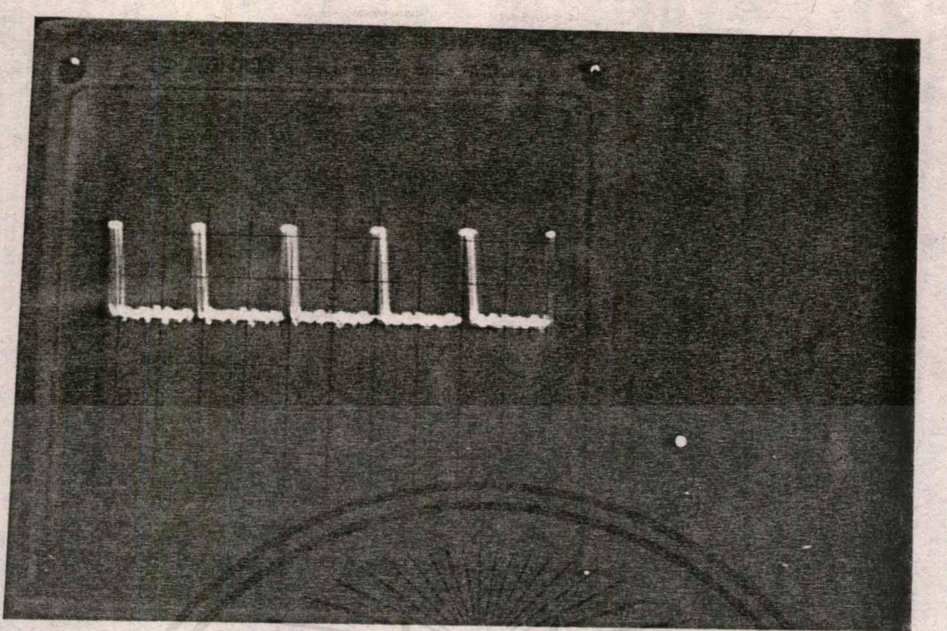
Volt/Div = 5 Vdc [*10]


HUNG CHANG OSCILLOSCOPE 5504 40 MHz

รูปที่ 3.5 Vo/p =50 Vdc No Load [Transistor turn on]

Time/Div = 5 Vdc [*10]

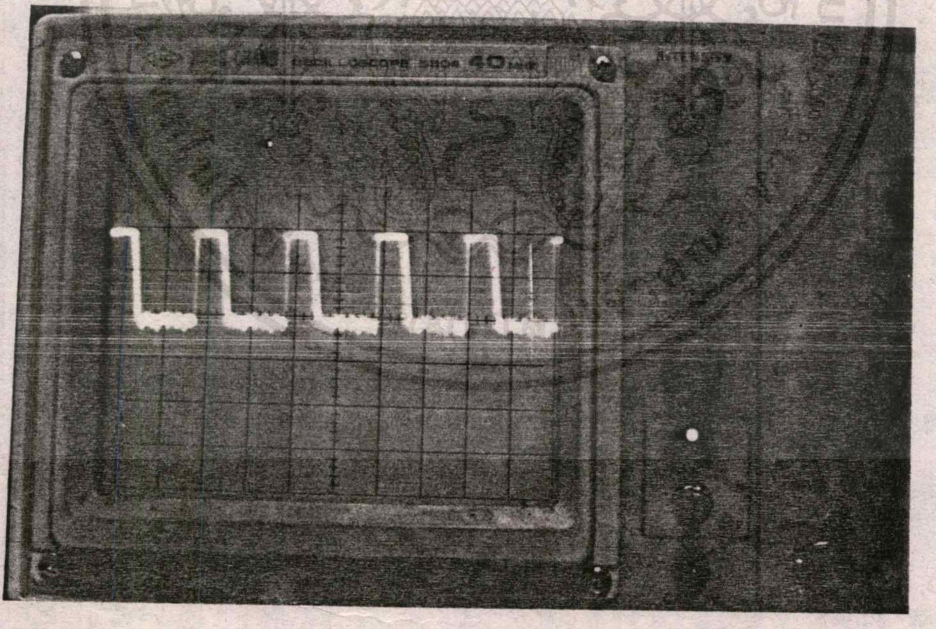
Volt/Div = 20 Sec.



รูปที่ 3.6 Vo/p =50 Vdc , Io/p=2.5 Amp.[Transistor turn on]

Time/Div = 5 Vdc [*10]

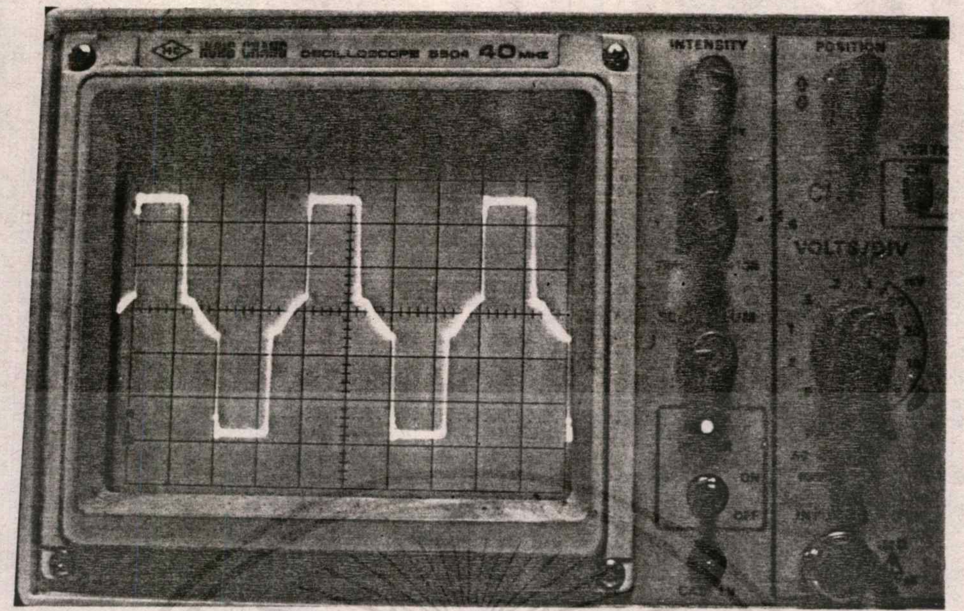
Volt/Div = 20 Sec.



รูปที่ 3.7 Vo/p =50 Vdc, Io/p Half Load [Transistor turn on]

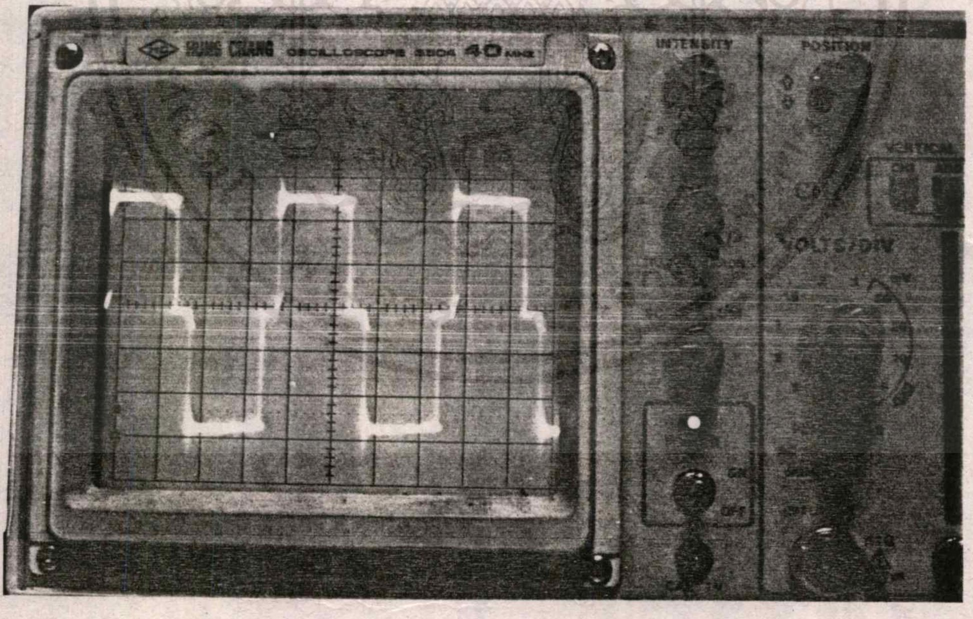
Time/Div = 5 Vdc [*10]

Volt/Div = 20 Sec.


HUNG CHANG OSCILLOSCOPE 5504 40 MHz
INTENSITY
POSITION
VOLTS/DIV
ON
OFF

รูปที่ 3.8 No Load [Vo/p = 75 Vdc]ที่ขดทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง

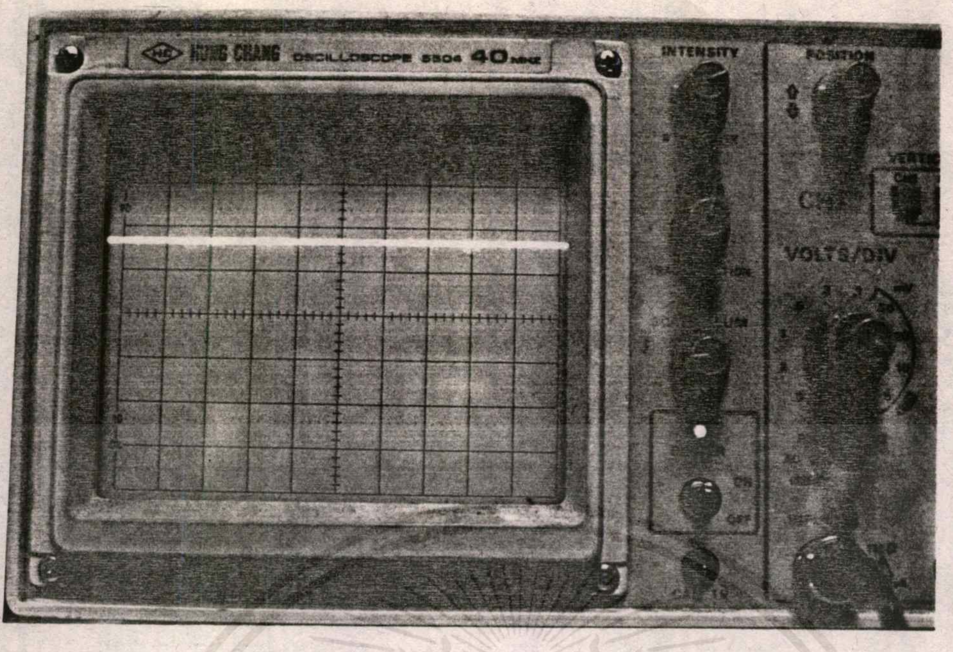
Time/Div = 5 Sec., Volt/Div = 5 VAC [*10]


HUNG CHANG OSCILLOSCOPE 5504 40 MHz
INTENSITY
POSITION
VERTICAL
VOLTS/DIV
ON
OFF

รูปที่ 3.9 Full Load [Vo/p = 75 Vdc]ที่ขดทุติยภูมิหม้อแปลงความถี่สูง

Time/Div = 5 Sec.

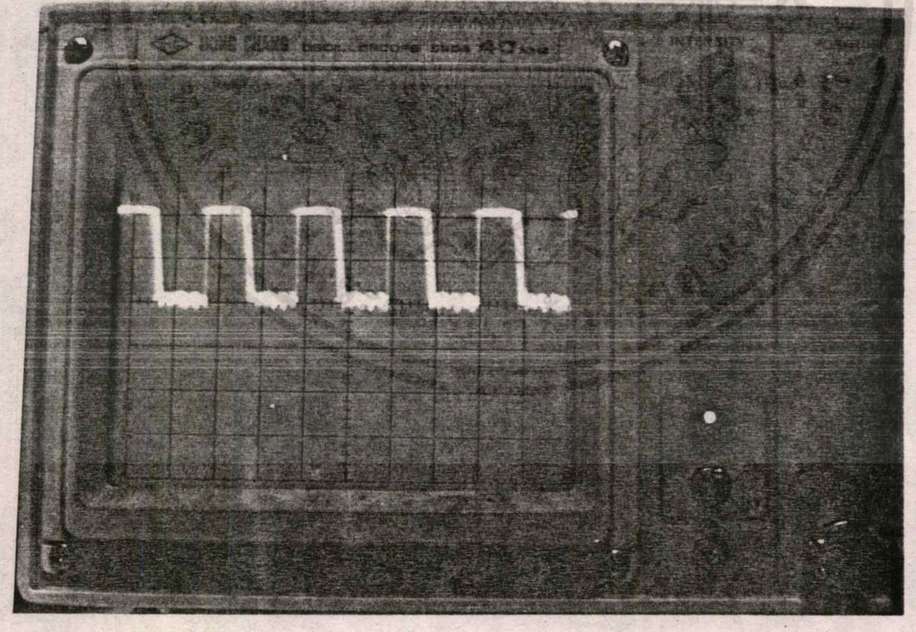
Volt/Div = 5 VAc [*10]


HUNG CHANG OSCILLOSCOPE 5504 40MHz
INTENSITY
POSITION
VOLTS/DIV

รูปที่ 3.10 Vo/p = 75 Vdc , Io/p [Full Load]

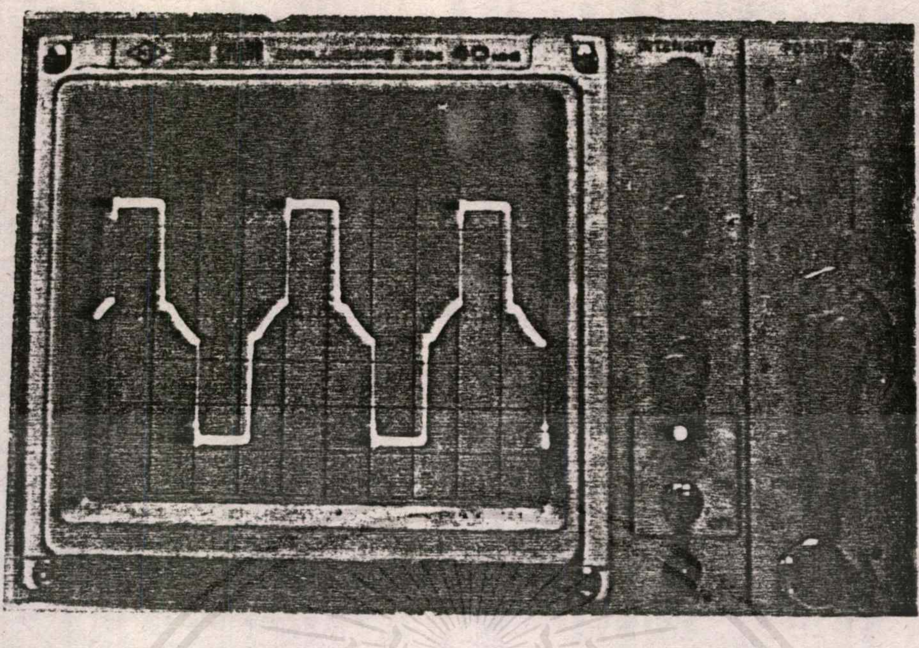
Time/Div =0.5 mSec.

Volt/Div = 5 Vdc [*10]


HUNG CHANG OSCILLOSCOPE 5504 40MHz
INTENSITY

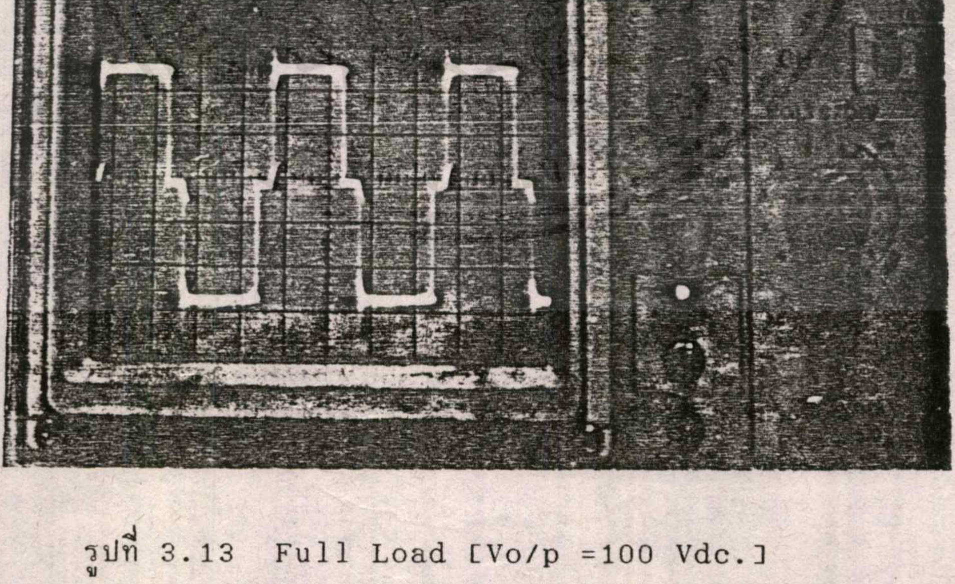
รูปที่ 3.11 Vo/p =75Vdc,Io/p Half Load [Transistor turn on]

Time/Div = 20 Sec. , Volt/Div = 5Vdc [*10]

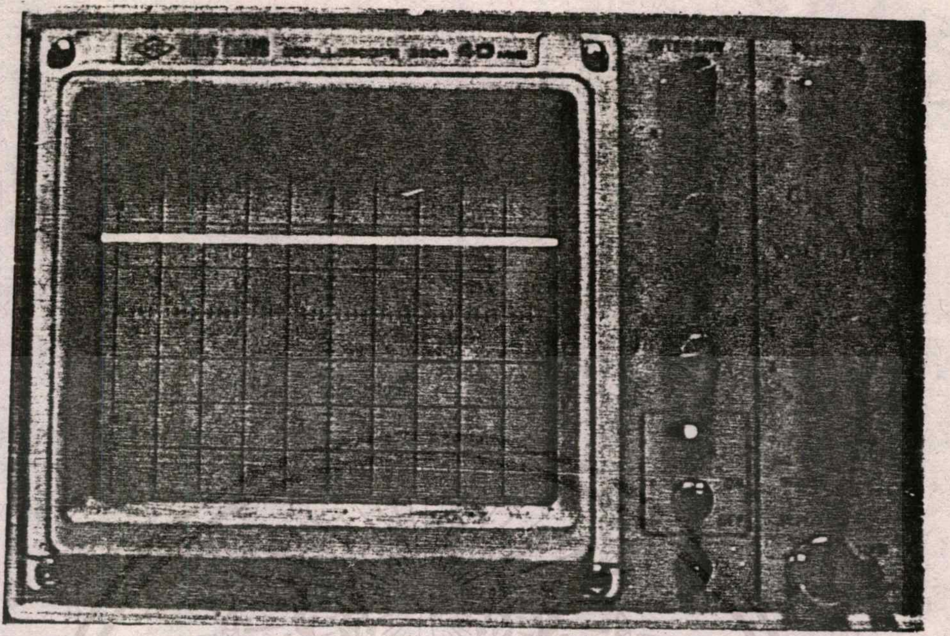


รูปที่ 3.12 No Load [Vo/p =100 Vdc]ที่ขดทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูง

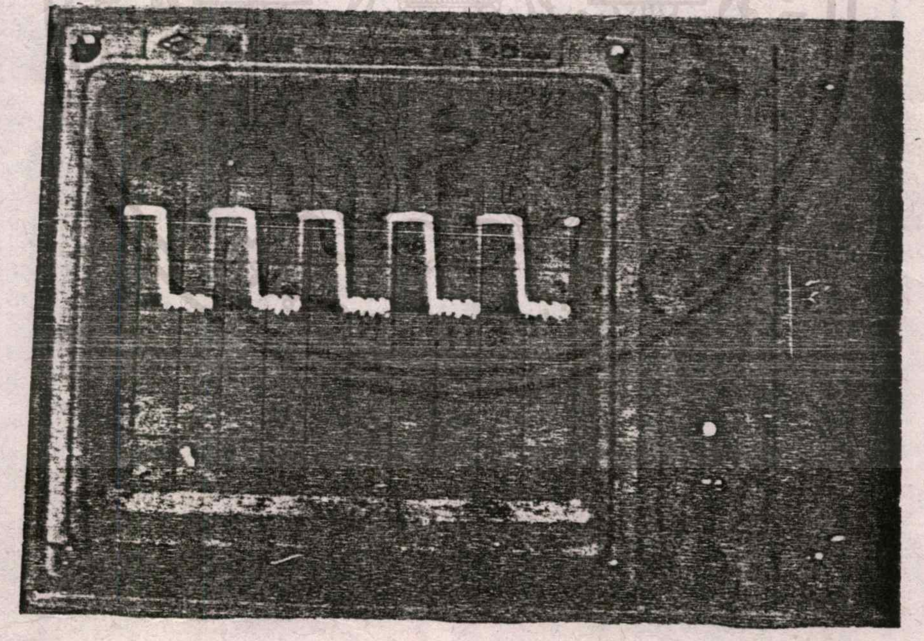
Time/Div = 5 Sec. , Volt/Div = 5 VAc [*10]



รูปที่ 3.13 Full Load [Vo/p =100 Vdc.]



รูปที่ 3.14 Vo/p = 100 Vdc , Io/p [Full Load]



รูปที่ 3.15 Vo/p = 100 Vdc , Io/p Half Load

[Transistor turn on]

สรุปผลการทดลองและข้อเสนอแนะ

คำนำ

โครงนี้ได้ศึกษาและออกแบบสวิทช์ชิ่งเพาวเวอร์ชัพพลายที่นำเอาไฟฟ้ากระแสสลับเรียงกระแสเป็นกระแสตรง ที่แรงดันสูงแล้วทำการ SWITCHING ให้เป็นกระแสสลับรูปสี่เหลี่ยม peak to peak โดนใช้ power Mosfet เป็นสวิทช์ควบคุมการสวิทช์โดย pulse width modulation ซึ่งมีการป้อนกลับจากภาค o/p ให้ได้แรงดันที่ Stable เมื่อการสวิทช์ออกมาเป็น AC Voltage รูปสี่เหลี่ยม แล้วป้อนให้กลับหม้อแปลงความถี่สูง เปลี่ยนระดับแรงดันแล้วทำการเรียงกระแสใหม่อีกครั้งเพื่อให้ได้กระแสไฟตรงที่เรียบ เพื่อป้อนให้กลับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ [buck converter] ซึ่งเป็นวงจรที่สามารถปรับแรงดันไฟเอาท์พุทได้และช่วยให้ประสิทธิภาพของเครื่องดีขึ้น

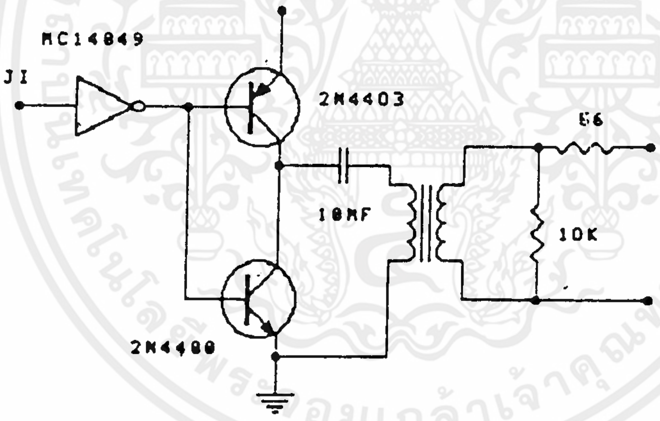
จากข้อมูลที่ได้จากการทดลองในการปรับแรงดันเพื่อให้ใช้งานที่ระดับต่างๆ จาก 50 โวลท์ ถึง 100โวลท์ ประสิทธิภาพที่ได้จากการจ่ายกระแสนั้นสูงพอใช้ได้และจากการที่ได้ทดลองประสิทธิภาพที่ Full Load จะมีประสิทธิภาพสูงพอใช้ได้แต่มีปัญหาบางอย่างที่ต้องแก้ไขได้แก่แรงดัน Transient ซึ่งเกิดจากการสวิทช์และค่า Leakage Inductance ของหม้อแปลงซึ่งเป็นปัญหาที่ต้องใช้เวลาในการศึกษาและแก้ไขในช่วงเวลาอันสั้น การพันหม้อแปลงนั้นได้ทดลองพันหลายแบบ เพื่อลดค่า Leakage Inductance แต่ก็ได้ผลน้อยมาก รวมกับนำวงจร Snubber มาใช้กับ Mosfet ก็ลดได้บ้างแต่ยังไม่หมดกลับทำให้มีกำลังสูญเสียใน Snubber เพราะการถ่ายพลังงานของ Capacitor ผ่าน Resistor ในช่วงที่ Mosfet นำกระแสจะเห็นได้ว่า Snubber Resistor ร้อนมาก แรงดัน Transient ในรูปของสไปค์จะส่งผลไปถึงแรงดันเอาท์พุททำให้ไม่เรียบมีการแกว่ง ในช่วงที่มีการตัดต่อสวิทช์

ด้วยการป้อนกลับ [Feed Back] ที่มีประสิทธิภาพจะเห็นได้ว่าแรงดันจะถูกรักษาให้คงที่คือมี Regulation ดีมากในช่วง 80 % ของ Load หรือแม้กระทั่ง Full Load ก็ยังถือว่าใช้ได้

ปัญหาที่เกิดขึ้นและข้อเสนอแนะ

(1)การเลือกใช้ power Mosfet ที่มีค่า V_{DS} ที่พอรับแรงดันสไปค์ในการสวิทช์ได้เมื่อเลือกใช้ V_{DS} ต่ำ จะทำให้ทนแรงดันนี้ไม่ได้ จนเกิดความเสีย หายแก่ Mosfet ซึ่งจากการทดลองนี้ ต้องสูญเสียไปกับความบกพร่องนี้หลายครั้ง

(2)สัญญาณเอาท์พุทที่ออกจาก Ic SG 3524 เมื่อจะนำมาทริกที่ขา Gate ของ power Mosfet ต้องนำมาขยายสัญญาณก่อนจากการทดลองได้ต่อเข้ากับ Buffer [Ic MC14049]แล้วจึงนำมาขับหม้อแปลงความถี่สูงตัวเล็ก (ซึ่งทำหน้าที่แยกวงจรควบคุมกับกำลัง) สัญญาณที่ได้ด้านทุติยภูมินี้เมื่อต่อเข้ากับขา Gate ของ power Mosfet จะเกิดเพี้ยนขึ้นจึงได้นำทรานวิสเตอร์ มาช่วยในการทำให้สัญญาณทริก Gate ดีขึ้น ดังรูป



TRIGGER AMPLIFIER

(3)ค่า Resistor ของวงจร Snubber ที่ได้จากการคำนวณนั้นนำมาใช้จริงๆ แล้วตัวมันจะเกิดความร้อนมาก จึงได้ทำการเพิ่มค่าขึ้นเป็นสองเท่า ส่วน Capacitor ได้ใช้ค่าที่ใกล้เคียงจากการคำนวณมากที่สุด

(4)Capacitor ที่คำนวณได้ ไม่ว่าจะเป็นด้าน i/p และ o/p จะเป็นค่าที่ต้อง มีค่าแรงดันสูงและมีค่าความจุมาก ส่วนมากจะหาได้ยากจึงใช้ค่าที่เหมาะสมที่มีอยู่

(5)Transformer แกน EI-50 เป็นเบอร์ที่ใหญ่ที่สุดที่หาซื้อได้พร้อม bobin เมื่อใช้งานจริงๆ แล้วเกิดความร้อนเนื่องจากฟลักซ์อิ่มตัว สาเหตุอาจเนื่องมาจากสารที่ใช้ทำนั้นมีค่าฟลักซ์อิ่มตัวไม่ตรงตาม ~~DTDA~~ DATA Sheet จึงแก้ไขได้โดยการขนานแกน EI-50 อีก 1 อัน

(6)ส่วนในด้านวงจรปรับแรงดันนั้น [buck converter] ใช้เพาวเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นตัวสวิทช์ซึ่งเพราะง่ายต่อการใช้วงจรควบคุม ถ้าใช้ power Mosfet จะทำให้วงจรในการควบคุมมีอุปกรณ์เพิ่มขึ้นอีก แต่มีข้อดีคือ power Mosfet ใช้แรงดันในการควบคุมตัวมันไม่ ขึ้นอยู่กับกระแสมากนัก

(7)ส่วนแกนทอร์รอยด์นั้นควรใช้ให้มีขนาดใหญ่กว่าที่ใช้ในโครงงานนี้ เพื่อที่จะทำให้กระแสสะสมพลังงานมากขึ้น

(8)เวลาที่ใช้ในการวิจัยโครงงานนี้มีเวลาที่จำกัดมากไปหน่อย ข้อผิดพลาดบางอย่างอาจจะยังไม่ถูกค้นพบ หรือปัญหาบางอย่างยังไม่ได้แก้ไข

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ถูกจัดทำขึ้นจนกระทั่งสำเร็จเป็นรูปเล่ม ก็เพราะได้รับความร่วมมือเป็นอย่างดีจาก ท่านอาจารย์สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ และรุ่นพี่คุณโชวนันท์ แสงแห่งธรรม ซึ่งกรุณาได้ให้ข้อมูลทางหนังสือ ตลอดจนคำแนะนำที่ดีทำให้ปัญหาต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นถูกแก้ไขจนเป็นผลสำเร็จและต้องขอขอบคุณ การสื่อสารแห่งประเทศไทย สถานที่ทำงานที่ได้ให้ความอนุเคราะห์ เครื่องมืออุปกรณ์การวัดคุมซึ่งใช้ทดลองในโครงงานนี้เป็นอย่างดี

นายดำรงกุล ศรีบุญเรือง
นายสมศักดิ์ เม่นขำ

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

หนังสืออ้างอิง

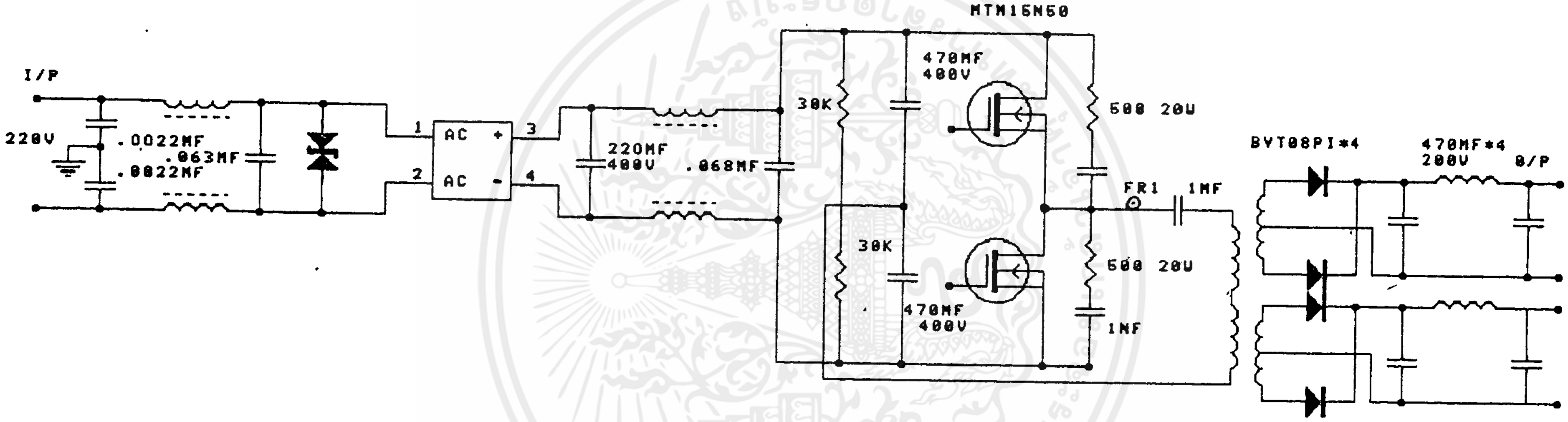
[1] PRACTICAL SWICTHING POWER SUPPLY DESIGN MARTY BROWN MOTOROLA SEMICONDUCTOR

[2] DESIGN OF SOLID STATE POWER SUPPLY [THIRD EDITION] EUGENE R. HNATEK.

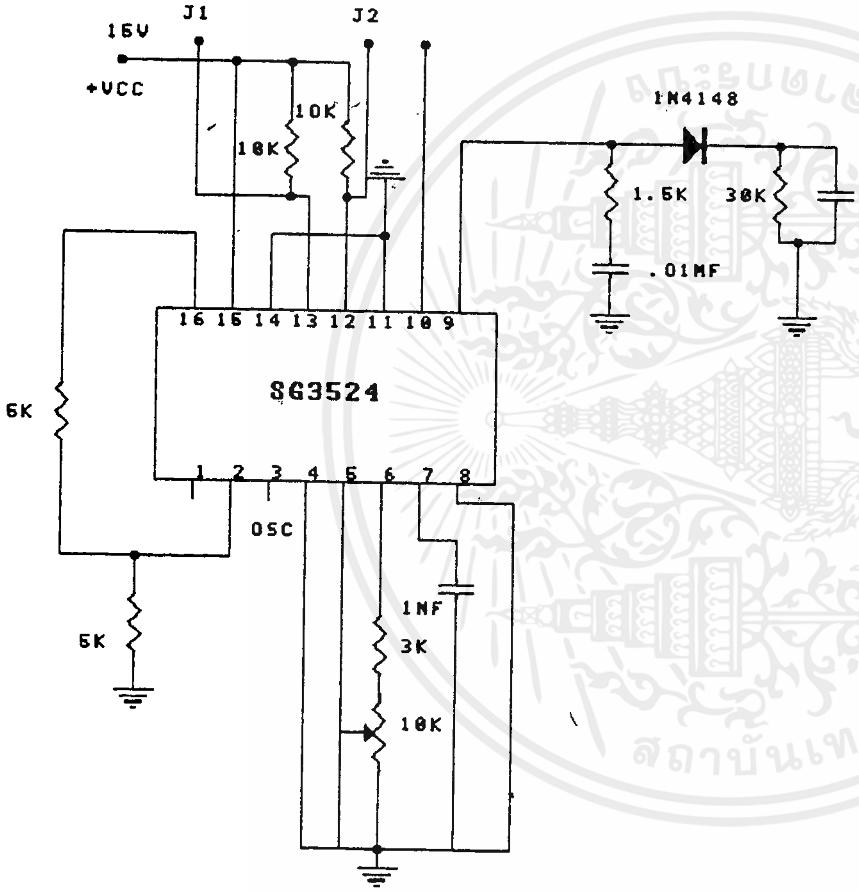
[3] HIGH - FREQUENCY SWICTHIHING POWER SUPPLIES THEORY AND DESIGN GEORGE CHRYSSIS

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

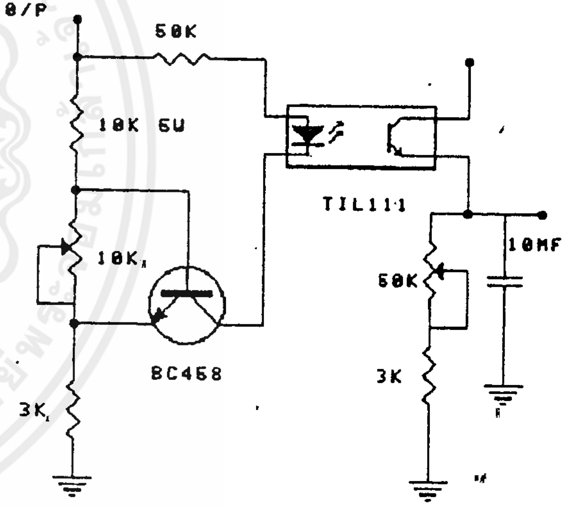
ภาคผนวก


I/P
220V
.0022MF
.063MF
.0022MF
1
2
AC
AC
+
-
3
4
220MF
400V
.068MF
30K
30K
470MF
400V
470MF
400V
MTM15N50
500 20V
500 20V
FR1
1MF
1NF
BYT08PI*4
470MF*4
200V
O/P

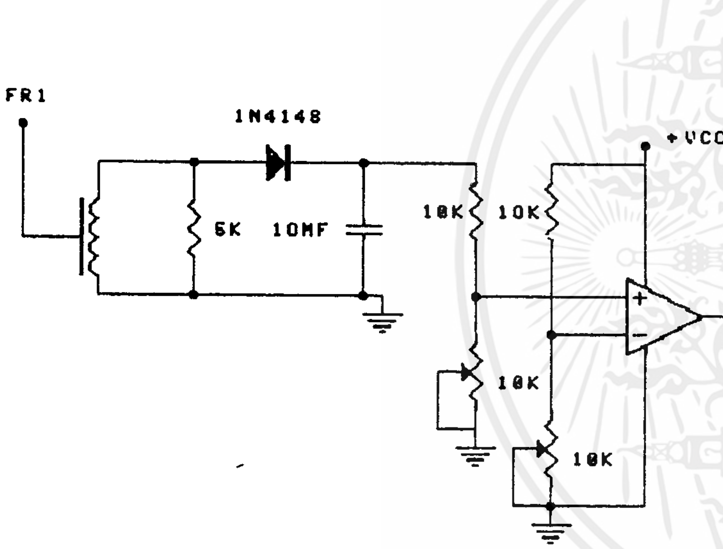
HALFBRIDGE CONVERTER CIRCUIT


16V
+VCC
J1
J2
10K
10K
1N4148
1.5K
30K
10MF
16V
.01MF
16 15 14 13 12 11 10 9
SG3524
1 2 3 4 5 6 7 8
5K
5K
OSC
1NF
3K
10K

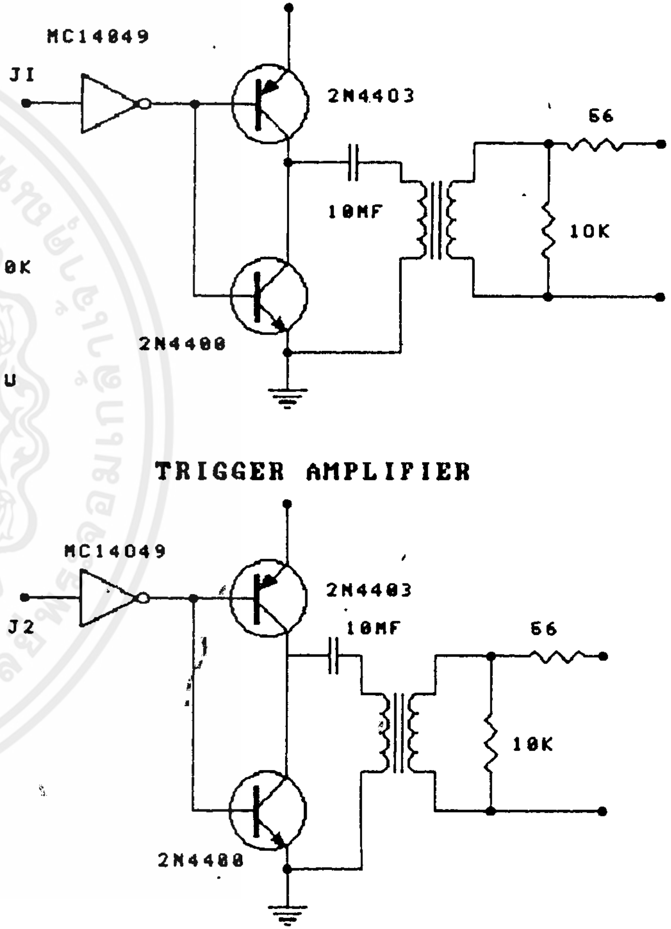
CONTROL CIRCUIT


O/P
50K
10K 6U
10K,
BC458
3K,
TIL111
10MF
50K
3K

FEED BACK CONTROL


FR1
1N4148
5K
10MF
10K
10K
+VCC
10K
10K
1N4148
5K
5K
+VCC
10K
SU

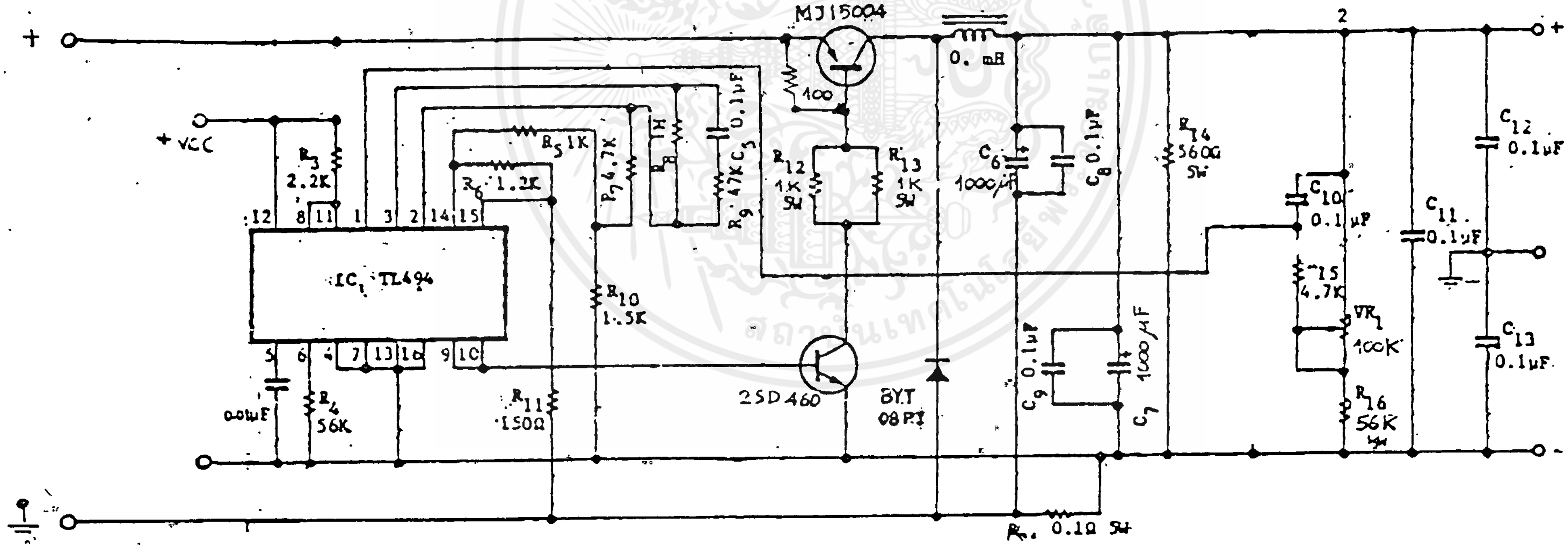
CURRENT LIMIT CIRCUIT


MC14049
J1
2N4403
2N4400
10MF
56
10K
MC14049
J2
2N4403
2N4400
10MF
56
10K

TRIGGER AMPLIFIER

วงจร buck copnverter

จะใช้ต่อกับ o/p ของ switching แบบ half converter ซึ่งจะต้องใช้วงจร buck converter จำนวนสองชุดต่อที่เอาท์พุททั้งสองชุดของวงจร half converter


+
+VCC
R3 2.2K
IC1 TL494
12
8
11
1
3
2
14
15
5
6
4
7
13
16
9
10
0.01μF
R4 56K
R5 1K
R6 1.2K
P7 4.7K
R8 1K
R9 47K
C5 0.1μF
R10 1.5K
R11 150Ω
MJ15004
100
R12 1K 5W
R13 1K 5W
2SD460
BYT 08P1
0. mH
C6 1000μF
C8 0.1μF
C9 0.1μF
C7 1000μF
R14 560Ω 5W
R. 0.1Ω 5W
2
C10 0.1μF
R15 4.7K
VR1 100K
R16 56K 1W
C11 0.1μF
C12 0.1μF
C13 0.1μF
+
-