ปีการศึกษา 2532

# แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง (Uninterrupted Power Supplies)

โดย


| | | | |
|---|---|---|---|
| นางสาว | ผุสดี | สมุทระประภูต | 291126 |
| นาย | พงศวิทย์ | พงษ์โพเชฐ | 291139 |
| นาย | พงศธร | แต้มมีรัตนะ | 291147 |

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา2532

ภาควิชาอิเลคทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง (Uninterrupted Power Supplies)


ผู้จัดทำ 1. นางสาว ผุสดี สมุทระประภูต 291126

2. นาย พงศ์วิทย์ พงษ์ไพเชฐ 291139

3. นาย พงศ์ธร แต้มมีรัตนะ 291147


.....อาจารย์ที่ปรึกษา

(อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ)


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ


| | เรื่อง | หน้า |
|---|---|---|
| บทที่ 1 | บทนำ | 1 |
| บทที่ 2 | ทฤษฎีวงจรอินเวอร์เตอร์ | 3 |
| | พุชพูลคอนเวอร์เตอร์ | 5 |
| | พุชพูล-เซ็นเตอร์แทป-คอนเวอร์เตอร์ | 7 |
| | ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ | 13 |
| | ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ | 15 |
| | เพาเวอร์มอสเฟท | 21 |
| | RC สนับเบอร์ | 31 |
| | วงจรพัลส์วิดมอดดูเลชั่น | 34 |
| บทที่ 3 | การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ | 36 |
| | วงจรสร้างสัญญาณซายน์ | 36 |
| | วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม | 38 |
| | วงจรคอมพาราเตอร์และไดร์ฟเวอร์ | 38 |
| | วงจรควบคุมเอาท์พุทโวลเตจ | 40 |
| | วงจรป้องกันการลัดวงจร | 40 |
| | การคำนวณหม้อแปลง | 43 |
| | วงจรกรองความถี่ทางด้านเอาท์พุท | 44 |
| | ผลการทดลอง | 46 |
| บทที่ 4 | สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง | 49 |
| | หนังสืออ้างอิง | 50 |
| | กิตติกรรมประกาศ | 51 |



เอกสารนี้ใช้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่อง (UPS)

นางสาวผุสดี สมุทระปรุระภูต 29.1126
นายพงศ์วิทย์ พงษ์ไพเชฐ 29.1139
นายพงศธร แต้มณีรัตนะ 29.1147
อาจารย์ที่ปรึกษา
อาจารย์ประภากร สุวรรณะ
ปีการศึกษา 2532

บทคัดย่อ

แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องหรือยูพีเอส (Uninterrupted Power Supply : UPS) เป็นระบบที่สามารถจ่ายพลังงานไฟฟ้าได้อย่างต่อเนื่อง ไม่ว่าศักดาทางด้านอินพุทจะมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่าปกติ ศักดาที่ออกจากยูพีเอสต้องค่อนข้างคงที่เสมอ แม้แต่ในกรณีที่แหล่งจ่ายไฟหลักหายไป ยูพีเอสก็จะต้องจ่ายพลังงานให้กับโหลดได้โดยไม่ขาดตอน

หลักการทำงานของยูพีเอส จะเป็นการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง โดยจะชาร์จไฟเข้าแบตเตอรี่เพื่อจ่ายให้กับโหลดในภาวะฉุกเฉิน โดยมีอินเวอร์เตอร์แปลงไฟจากไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อจ่ายให้กับโหลด

ในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ได้ใช้วงจรพัลส์วิดมอดดูเลชั่น (Puls Width Modulation) เป็นวงจรในส่วนอินเวอร์เตอร์ โดยนำหลักการของ High Frequency Switching Power Supply เข้ามาใช้ ซึ่งทำให้มีประสิทธิภาพในการทำงานสูงและมีการสูยเสียของพลังงานน้อย รวมทั้งขนาดของเครื่องจะเล็กลงด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ABSTRACT

The UPS (Uninterrupted Power Supply) is the system that can supply the continuous electric energy not only the input voltage is more but also less than normal. The UPS be used to supply the continuous electric energy on condition that the main power supply cannot work perfectly in anyway.

The UPS should transfer alternative current to direct current and then it would be charge into the battery. After the inverter turns direct current back to alternative current , it can be used to supply power instead of the main power supply in emergency.

In this thesis , pulse width modulation be used as circuit in the inverter according to principle of high frequency switching power supply in order to improve efficiency and decrease power loss , hense this instrument be reduced into smaller size.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

UPS เป็นระบบที่ถูกออกแบบขึ้นเพื่อจ่ายพลังงานระหว่างช่วงเวลาซึ่งแหล่งจ่ายไฟหลักไม่สามารถจ่ายไฟในระดับซึ่งสามารถยอมรับได้ การทำงานของ UPSจะเป็นการจ่ายพลังงานแทนให้กับโหลดที่สำคัญเพื่อรักษาการทำงานของระบบให้สามารถดำเนินต่อไปได้ โดยเฉพาะการใช้งานด้านคอมพิวเตอร์ เนื่องจากการใช้คอมพิวเตอร์อย่างต่อเนื่องตลอดเวลาซึ่งอาจเกิดปัญหาเนื่องจากแรงดันไม่คงที่ของกระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้กับเครื่องได้หรือไฟฟ้าดับกระทันหัน

UPS โดยทั่วไปจะประกอบด้วยส่วนต่างๆดังต่อไปนี้คือ

1.หน่วยเก็บพลังงาน โดยมากเป็นแบตเตอรี่ ทำหน้าที่จ่ายพลังงานในช่วงที่แหล่งจ่ายพลังงานหลักขาดหายไป

2. เรคติไฟเออร์และชาร์เจอร์ ทำหน้าที่ชาร์จแบตเตอรี่เมื่อมีไฟฟ้าเข้ามา

3.อินเวอร์เตอร์ ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟตรงจากแบตเตอรี่เป็นไฟสลับที่จะจ่ายให้กับโหลด

4.สวิทช์อัตโนมัติ ทำหน้าที่ต่อโหลดกับไฟบ้านหรือไฟจากอินเวอร์เตอร์แล้วแต่จะออกแบบ

UPS สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 แบบคือ

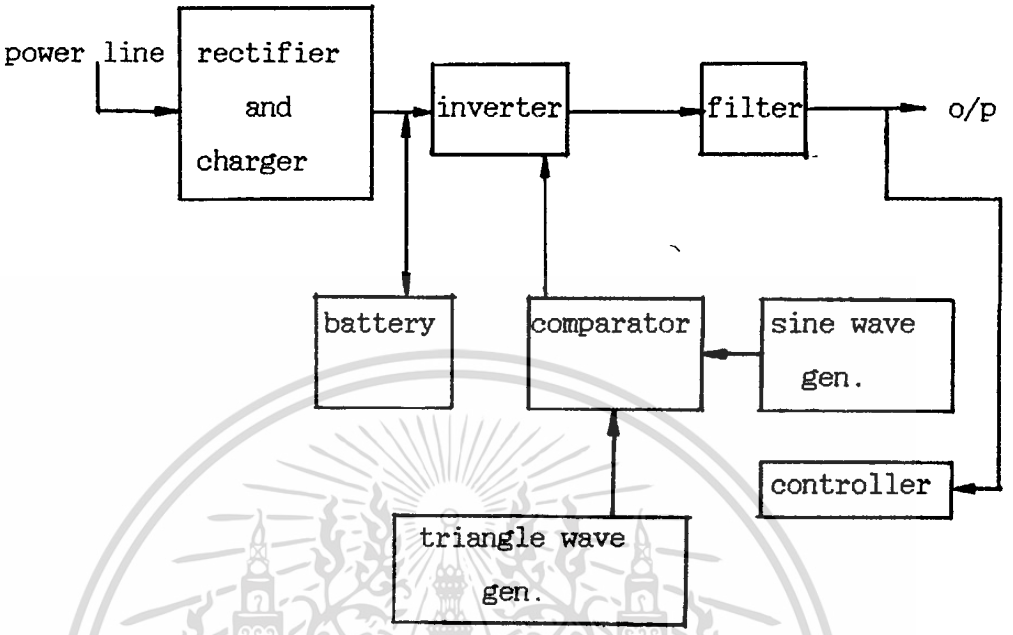
1.On line system เป็นระบบที่อินเวอร์เตอร์จ่ายพลังงานให้โหลดตลอดเวลา

2.Off line system ในสภาวะปกติโหลดจะรับพลังงานจากไฟบ้านโดยตรง เมื่อไฟดับ และโหลดจะรับไฟสลับจากอินเวอร์เตอร์โดยมีแบตเตอรี่เป็นตัวจ่ายพลังงาน

ในโครงการนี้จะใช้ระบบ On line system ซึ่งมีหลักการย่อๆคือ UPS จะแปลงไฟสลับขนาด 220 โวลท์ 50 $H_Z$ มาเป็นไฟตรง แล้วจึงชาร์จเก็บไว้ในแบตเตอรี่เพื่อจ่ายให้โหลดในสภาวะฉุกเฉิน โดยมีอินเวอร์เตอร์เป็นตัวแปลงไฟตรงกลับเป็นไฟสลับขนาด 220 โวลท์ 50 $H_Z$จ่ายให้กับโหลดต่อไปดังรูปที่ 1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปที่ 1 รูปแสดงหลักการทำงานของระบบ UPS ที่ทดลองสร้างขึ้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 2

## ทฤษฎีวงจรอินเวอร์เตอร์

ในโครงการนี้จะใช้การสวิทชิ่งความถี่สูง (High Frequency Switching) ประมาณ 40 $kH_z$ ซึ่งมีทฤษฎีดังต่อไปนี้

นิยามและคำจำกัดความ

คอนเวอร์เตอร์ โดยทั่วไปจะแบ่งออกได้ 3 ลักษณะคือ

1.Flyback or buck-boot

2.Forword

3.Push-pull or buck-derived

ในโครงการนี้เราจะใช้คอนเวอร์เตอร์แบบพุชพูล ซึ่งจะได้กล่าวถึงต่อไป

พุชพูช คอนเวอร์เตอร์ (Push-pull converter)

พุชพูลคอนเวอร์เตอร์จะนำเอาฟอร์เวอร์คอนเวอร์เตอร์สองตัวมาทำงานในลักษณะกลับเฟส (antiphase) ดังนั้นส่วนของพุชพูลคอนเวอร์เตอร์จะจ่ายพลังงานให้กับโหลดแต่ละครึ่งไซเคิลดังแสดงได้ดังรูปที่ 2 ซึ่งแสดงวงจรพื้นฐานของพุชพูลคอนเวอร์เตอร์และลักษณะรูปคลื่นสัญญาณ จากรูปคลื่นเราสามารถเห็นได้ว่าแต่ละส่วนของสวทชิ่งทรานซิสเตอร์และไดโอดจะมีกระแสเฉลี่ยแต่ละส่วนประมาณ 50% ของฟอร์เวอร์คอนเวอร์เตอร์ ส่วนเอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์นี้สามารถหาได้จากสมการ

$$V_{out} = 2 D_{max} * V_{in}/n$$

ค่าของ $D_{max}$ ในสมการจะต้องมีค่าน้อยกว่า 0.5 เพื่อหลีกเลี่ยงการเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่องของทรานซิสเตอร์และเพื่อป้องกันการเสียหาย เราจะสมมุติ $D_{max} = 0.4$ เพราะฉะนั้นสมการดังกล่าวอาจเขียนใหม่ได้คือ

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

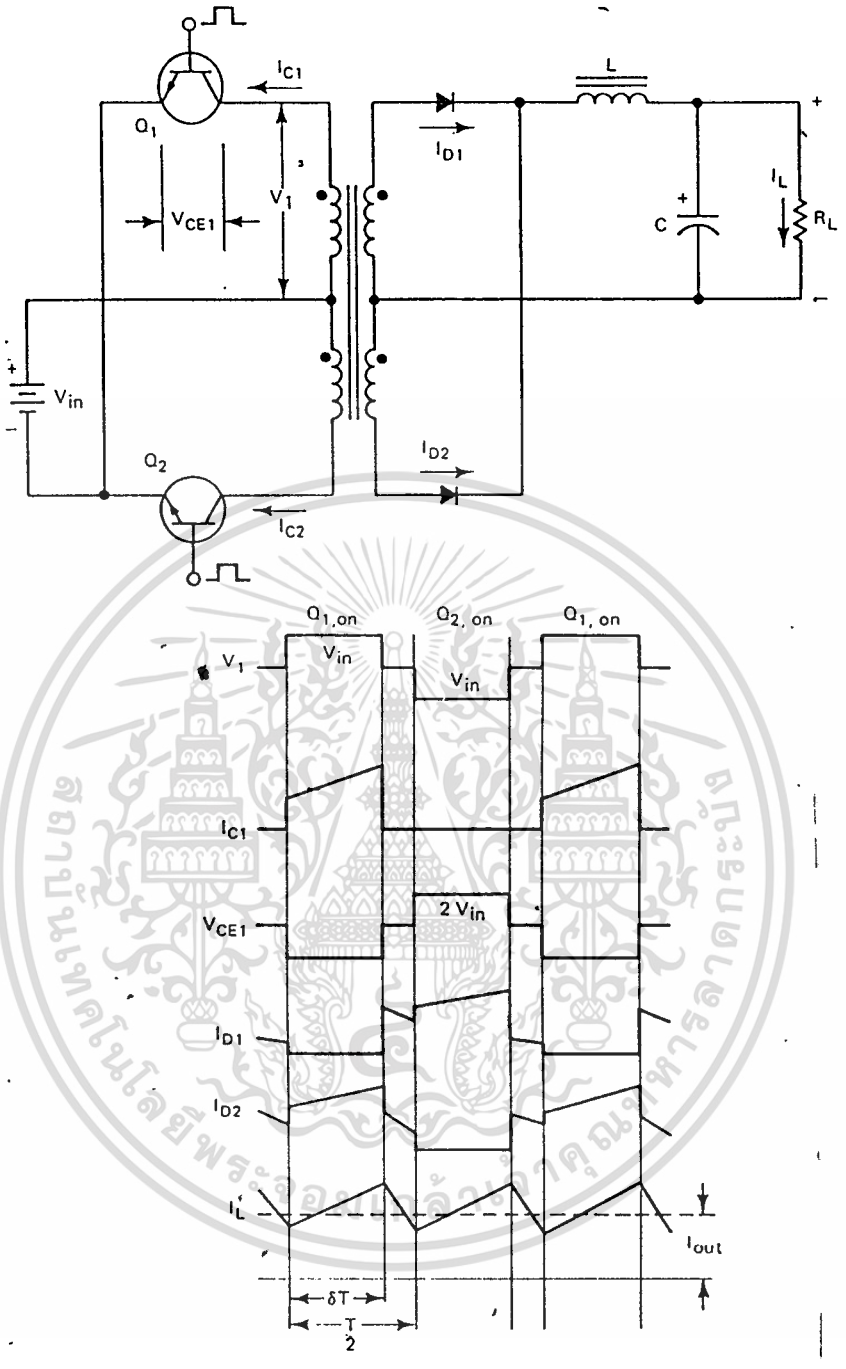
เมื่อ

$D_{max}$ = Maximum Duty Cycle

n = จำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ = $N_p/N_s$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปที่ 2 รูปแสดงพุชพูลคอนเวอร์เตอร์และการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

<u>พุชพูลคอนเวอร์เตอร์ทรานฟอร์มเมอร์</u>

(Push-Pull Converter Transformer)

สมมุติพุชพูลคอนเวอร์เตอร์มีเวลาในการนำกระแสของทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 เท่ากัน ดังนั้น volume ของทรานฟอร์มเมอร์จะได้

$$\text{volume} = 4\mu_o\mu_e I^2_{max} L/B^2_{max}$$

เมื่อ $I_{max} = nV_{out}T/4L$ เป็นกระแสเหนี่ยวนำ

<u>พุชพูลคอนเวอร์เตอร์ทรานซิสเตอร์</u>

(Push-Pull Converter Transister)

แต่ละครึ่งของพุชพูลคอนเวอร์เตอร์ก็คือฟอร์เวอร์ดคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้น โวลเตจคร่อมทรานซิสเตอร์แต่ละตัวขณะออฟ(turn-off)จะมีขีดจำกัด

$$V_{ce,max} = 2V_{in}$$

ค่ากระแสสูงสุดของทรานซิสเตอร์แต่ละตัวคือ

$$I_c = I_L/n + I_{mag}$$

ถ้าสมมุติว่า $I_{mag} << I_L/n$ มากๆ ดังนั้น

$$I_c = I_L/n$$

จากสมการข้างบน เราสามารถแสดงค่ากระแสคอลเลคเตอร์ให้อยู่ในรูปของกำลัง ประสิทธิภาพ และดิวตี้ไซเคิล ดังนี้

$$I_c = P_{out}/\eta D_{max} V_{in}$$

ถ้าให้ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์(n) คือ 80% และดิวตี้ไซเคิล($D_{max}$) คือ 0.8 ดังนั้น กระแสคอลเลคเตอร์ที่ใช้งานคือ

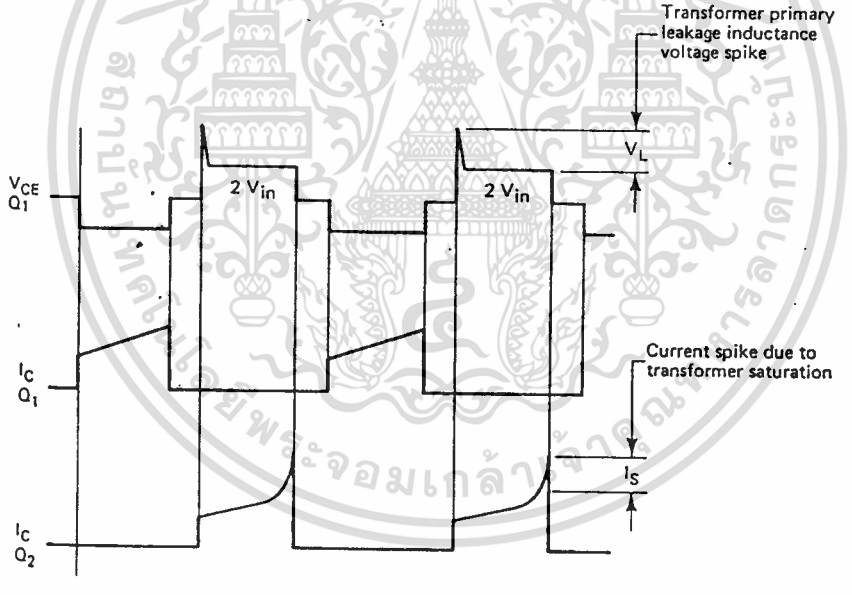
$$I_c = 1.6\ P_{out}/V_{in}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขีดจำกัดของวงจรแบบพุชพูล

(Limitations of the Push-Pull Circuit)

ถึงแม้พุชพูลคอนเวอร์เตอร์จะมีข้อได้เปรียบมาก แต่ก็มีข้อเสียเปรียบซึ่งก็คือขีดจำกัดของมัน ขีดจำกัดแรกก็คือ ค่าโวลเตจของทรานซิสเตอร์จะมีค่าเท่ากับสองเท่าของอินพุทบวกด้วยสไปค์(spike) ซึ่งเป็นผลมาจาก transformer leakage inductance ดังรูปที่ 3 ซึ่งก็คือ ทรานซิสเตอร์ต้องทนโวลเตจได้มากกว่า 800 v (ในกรณีอินพุทโวลเตจใช้ไฟ 230 $V_{ac}$ )สำหรับออฟเดอะไลน์พุชพูลคอนเวอร์เตอร์ (off-the-line push-pull converter) ซึ่งจะเป็นปัญหาสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้งานในความถี่สูง




รูปที่ 3 รูปแสดงปัญหาที่เกิดขึ้นเนื่องมาจากการอิ่มตัวของหม้อแปลง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในปัจจุบัน ได้มีการใช้หม้อแปลงชนิดแกนเฟอร์ไรท์เนื่องจากมีความสูญเสียต่ำที่ความถี่สูงกว่า 20 kHz แต่แกนเฟอร์ไรท์ก็มักจะเกิดปัญหาแกนอิ่มตัวอันเนื่องมาจากความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กต่ำ โดยปกติประมาณ 3000 เกาส์(Guass) ดังนั้นเมื่อมีไฟตรงไบอัสที่แกนเล็กน้อยก็จะทำให้มันอิ่มตัว ซึ่งเป็นปัญหาของวงจรแบบพุชพูล เมื่อทรานซิสเตอร์ตัวหนึ่งทำงานฟลักซ์จะสวิง(swing)ในทิศทางหนึ่งของ B-H curve และจะมีทิศทางย้อนกลับเมื่อทรานซิสเตอร์ตัวแรกทำงานในขณะที่ทรานซิสเตอร์ตัวที่สองไม่ทำงาน เพื่อที่จะทำให้พื้นที่ของความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กเท่ากัน ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวจะต้องมีคุณสมบัติเหมือนกันทุกประการภายใต้สภาวะการทำงานและอุณหภูมิเดียวกัน ถ้าทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวไม่เหมือนกันทุกประการ จะทำให้เกิดทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กขึ้น(flux walking) จะทำให้เกิดปัญหาแกนอิ่มตัว ซึ่งจะทำให้เกิดกระแสสไปค์ขึ้นที่คอลเลคเตอร์ ดังรูปที่ 3

กระแสที่เพิ่มขึ้นนี้จะทำให้เกิดความสูญเสียสูง(loss) ซึ่งจะทำให้เกิดความร้อนสูงจนเกิดเทอร์มัล-รันอะเวย์(thermal runaway) ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ วิธีแก้ไขปัญหานี้ก็คือ การใช้สนับเบอร์(snubber)หรือออกแบบวงจรให้สมมาตรกัน

วงจรพุชพูลคอนเวอร์เตอร์แบ่งออกได้เป็น

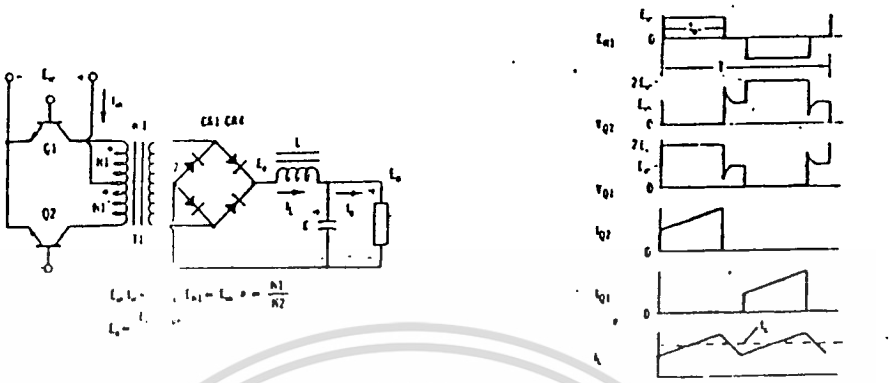
1)<u>พุชพูล-เซ็นเตอร์แทป-คอนเวอร์เตอร์</u>

(Push-Pull Center-tapped Converter)

พุชพูล-เซ็นเตอร์แทป-คอนเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 4 จะทำงานได้ดีกับโวลเตจต่ำๆและที่โวลเตจต่ำปานกลางของอินพุทตามรูปแสดงพูลบริดจ์เร็คติไฟร์เออร์ทางด้านเอาท์พุท ซึ่งจะถูกใช้ถ้าต้องการเอาท์พุทโวลเตจหลายร้อยโวลท์ แต่ละครึ่งของขดลวดปฐมภูมิจะประกอบด้วยจำนวนรอบที่เท่ากัน coupling reverse rectifier จะถูกต่อคร่อมแต่ละทรานซิสเตอร์ เมื่อทรานซิสเตอร์ตัวที่สองไม่ทำงาน($Q_2$) โวลเตจที่ถูกเหนี่ยวนำใน $N_1$ จะไบอัสตรง(fordward bias) ต่อเร็คติไฟร์เออร์ที่คร่อมทรานซิสเตอร์ตัวที่หนึ่ง($Q_1$) และทางเดินกระแสจะทำให้พลังงานถูกเก็บใน leakage inductance ของขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่4 รูปแสดงวงจรพุชพูล-เซ็นเตอร์แทป-คอนเวอร์เตอร์

เอาท์พุทโวลเตจอาจจะมากกว่าหรือน้อยกว่าอินพุทโวลเตจ ซึ่งเอาท์พุทโวลเตจสามารถหาได้จากสมการ

$$E_o = 2E_{in} * t_{on}/(NT)$$

เมื่อ $t_{on}$ = ช่วงเวลาการนำกระแสของแต่ละทรานซิสเตอร์

$T$ = เวลาคลอดทั้งคาบ

$N = N_1/N_2 = N_p/N_s$

เพื่อความสะดวกคิดดิวตี้ไซเคิลปกติจะหมายถึงช่วงเวลาการนำของแต่ละครึ่งไซเคิล ($D = 50\%$) และดังนั้น

$$E_o = D' E_{in}/n = D' E_s$$

เมื่อ $D' = 2t_{on}/T$

$E_s = E_{in}/n$

พิจารณาโวลเตจที่ตกคร่อมในสารกึ่งตัวนำ ซึ่งจะเป็นไปตามความสัมพันธ์ข้างล่าง

$$E_o = D'(E_{in}-V_f) = D'(E_{in}/n - V_f)$$
$$= D'[(E_{in}-V_{sat})/n - V_f]$$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_o = D'(E_{in}-V_{sat}-NV_f)/n$$

เพราะว่าช่วงโวลเตจของอินพุทและเอาท์พุทที่ต้องการ ปกติจะรู้ค่าดิวตี้ไซเคิลที่มากที่สุดที่อินพุทน้อยที่สุดจะถูกเลือก และอัตราส่วนของจำนวนรอบของหม้อแปลงสามารถคำนวนได้จากสมการ

$$n = D'(E_{in}-V_{sat})/(E_o+D'V_f)$$

เมื่อ $D'$ = ดิวตี้ไซเคิล(ต่อครึ่งลูกคลื่น)

$V_{sat}$ = ค่าโวลเตจอิ่มตัวของทรานซิสเตอร์

$V_f$ = ค่าโวลเตจตกคร่อมเร็คติไฟร์เออร์

กระแสอินพุทเฉลี่ย(avarage)และกระแสสูงสุด(peak)ของทรานซิสเตอร์

$$I_{in,av} = DI_o/n$$

$$I_{in,pk} = (2I_o+\Delta I1)/(2n)$$

การแกว่งของฟลักซ์(flux)ของหม้อแปลงจาก $B^+$ไปสู่ $B^-$ซึ่งสามารถให้การใช้สูงสุดของหม้อแปลง ,โดยหม้อแปลงอาจถูกออกแบบเพื่อสนับสนุนการสร้างโวลเตจที่คงที่ของด้านทุติยภูมิ เนื่องจากดิวตี้ไซเคิลจะลดลงเมื่ออินพุทโวลเตจเพิ่มขึ้น ส่วนประกอบของเอาท์พุทฟิลเตอร์จะเล็กกว่าของบัคเร็กกูเลเตอร์(buck regulator) กำลังของเอาท์พุทจะเท่ากันเพราะว่าความถี่ของการสวิทชิ่งที่ให้กับฟิลเตอร์จะเป็นสองเท่าของบัคเร็กกูเลเตอร์

ความสัมพันธ์ของส่วนประกอบของฟิลเตอร์จะแสดงได้ดังนี้

$$L_1 = E_o(E_s-E_o)/(2f_g * \Delta I_1 * E_s)$$

$$= E_o(E_{in}-nE_o)/(2f_g * E_{in} * \Delta I_1)$$

$$C_1 = I_1/(16f_s \Delta E_c)$$

เมื่อ $f_s$ = ความถี่ของการสวิทช์,$H_z$

$\Delta I_1$ = กระแส peak-peak ใน $L_1$

$\Delta E_c$ = โวลเตจ peak-peak ของ $C_1$

วงจรควบคุมอาจทำตามคอนเวอร์เตอร์อีกอันหนึ่ง และทรานซิสเตอร์อาจถูกขับออกจาก PWM IC หรือภาคไดร์ฟเวอร์(driver) ซึ่งปราศจากการแยกกันของหม้อแปลง วงจรควบคุมมักจะต่อเข้ากับส่วนกลับของอินพุท ซึ่งจะเป็นการ on ต่อ



026940

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเริ่มต้นเพราะว่าวงจรควบคุมสามารถได้รับพลังงานโดยตรงจากส่วนของอินพุท เป็นการสะดวกด้วยที่จะตรวจจับและจำกัดกระแสด้วยตัวความต้านทานในการไหลกลับและด้านบวกของตัวความต้านทานที่ถูกต่อกับอินพุทซึ่งตรวจจับกระแส PWM สำหรับภาวะโอเวอร์โหลด(overload)หรือลัดวงจรในส่วนเอาท์พุทจะถูกป้อนกลับไปยังด้านปฐมภูมิ ซึ่งจะไปเพิ่มกระแสอินพุท ทำให้ PWM หยุดการทำงานของทรานซิสเตอร์ตัวที่กระแสเกินระดับที่ตั้งไว้เต่แรก

สำหรับกระแสอินพุทที่สูงเกินกว่าที่ทรานซิสเตอร์ตัวเดียวจะทนได้ เราจะต่อทรานซิสเตอร์ขนานกัน(darlington)เข้ากับทรานซิสเตอร์ตัวเดิม อย่างไรก็ตามการแบ่งกระแสจะกลายเป็นปัญหาต่อทรานซิสเตอร์ที่นำมาต่อขนานและตัวความต้านทาน ซึ่งจะทำให้กระแสของอีมิตเตอร์สมดุลย์จะกระจายพลังงานที่เก็บทิ้งไป

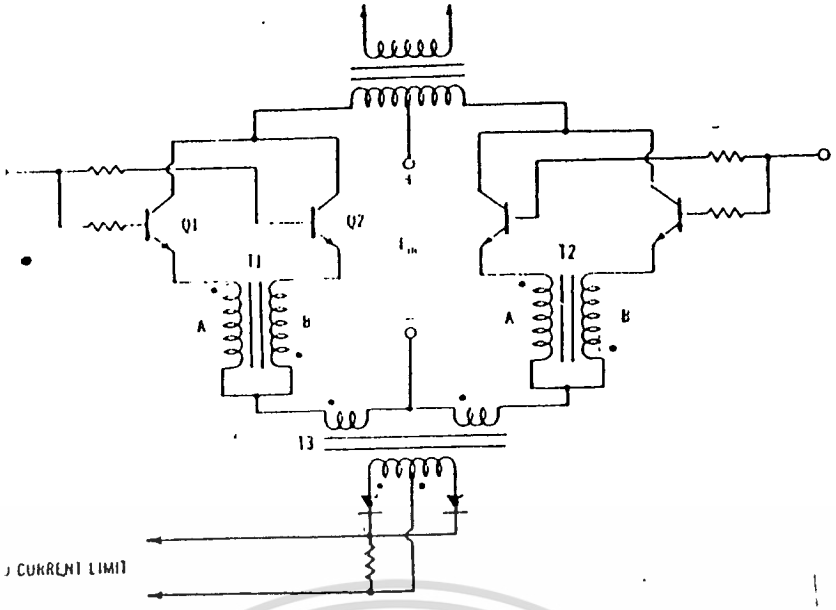
สำหรับวงจรกำลังสูง coupling inductor ($T_1$)ซึ่งแสดงในรูปข้างล่างสามารถถูกใช้เพื่อสมดุลย์กระแสซึ่งผ่าน $Q_1$ และ $Q_2$ , coupled inductor ที่เพิ่มขึ้นมา($T_2$)ถูกต่อเข้ากับอีมิตเตอร์ของคู่ที่ตรงข้ามกันของทรานซิสเตอร์ $T_1$ และ $T_2$ มีผลต่อการต่อของหม้อแปลง ซึ่งขับกระแสด้ากระแสแต่ละครึ่งของขดลวดเท่ากัน ampere-turn จะหักล้างกัน และไม่มีวัลเตจครอ่มขดลวดเว้นแต่ IR drop ใน dc resistance

ถ้ากระแสใน $Q_1$ มากกว่ากระแสใน $Q_2$ วัลเตจครอ่มขดลวด A จะเหนี่ยวนำวัลเตจค่าหนึ่ง ในขดลวด B ซึ่งเห็นข้วที่ตรงกันข้ามและอนุกรมกับอินพุทวัลเตจ ทำให้วัลเตจครอ่ม $Q_2$ ลดลงและกระแสใน $Q_2$ ลดลง ทำให้การแบ่งกระแสเป็นผลสำเร็จ

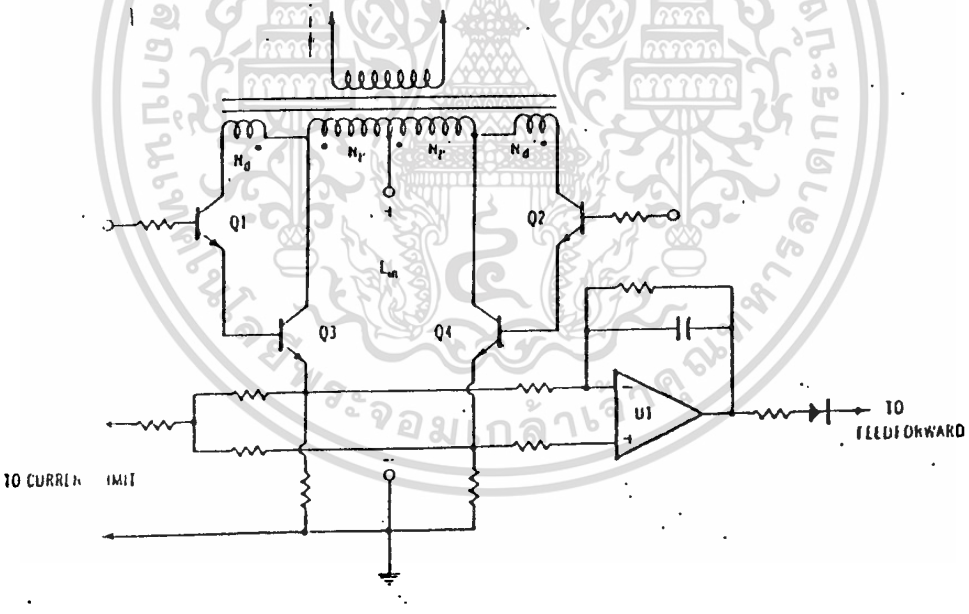
เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพตัวความต้านทานชั่วตรวจจับกระแส อาจจะถูกแทนโดย $T_3$ ตามรูป (a) ขดปฐมภูมิซึ่งถูกเซ็นเตอร์แทปเป็นการพันอย่างแรกบนแกนทอรอยด์ (toroid core) ผลรวมครั้งสุดท้ายแต่ละพลังงานจะนำผ่านแกนในทิศทางตรงกันข้ามเพื่อ form หนึ่งรอบด้านปฐมภูมิ เพราะว่า ampere turn เท่ากัน วัลเตจที่เกิดขึ้นด้านทุติยภูมิจะถูกเร็คติไฟร์ และ burden resister ถูกใช้เพื่อสเกล์ (scale)วัลเตจ ซึ่งวัลเตจอันนี้จะถูกจ่ายให้กับ PWM ซึ่งเป็นตัวตรวจจับกระแสอินพุทสำหรับจำกัดกระแส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปที่ 5 A




รูปที่5 รูป (a),(b) แสดงวงจรแบพุชพูล



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อเสียของการใช้คาร์ลิงตันทรานซิสเตอร์ในความต้องการกระแสสูงคือ รีวลเตจอิ่มตัวมีค่าสูง ซึ่งตรงข้ามกับทรานซิสเตอร์ตัวเดียว อย่างไรก็ตามถ้ารีวลเตจซึ่งตกคร่อมทรานซิสเตอร์ สามารถถูกทำให้ลดลงโดยใช้ทรานซิสเตอร์สองตัวซึ่งต่อแบบคาร์ลิงตัน ตามที่แสดงในรูป (b) ขดลวดด้านปฐมภูมิเพิ่มจำนวนรอบที่ขดรอบนอกสุดซึ่งมีขั้วตรงข้ามกับการต่อด้านปฐมภูมิ เพราะว่าแต่ละครึ่งของวงจรสมมาตรกัน ดังนั้นเราจะพูดถึงเพียง $Q_1$ และ $Q_3$ เท่านั้น ขั้นแรกพิจารณาว่าไม่มี $N_d$ และที่คอลเลคเตอร์ของ $Q_1$ และ $Q_3$ ต่อคอมมอน ดังนั้นรีวลเตจของทรานซิสเตอร์ซึ่งตกคร่อมรอยต่อที่สำคัญ คือ

$$V_{ce,sat,Q3} = V_{ce,sat,Q1} + V_{be,sat,Q3}$$
$$= 1+2 = 3 \text{ รีวลท์}$$

ด้วย $Q_1$ ต่อกับ $N_d$ รีวลเตจที่คร่อม $N_d$ จะไปเสริมกับรีวลเตจที่คอลเลคเตอร์ของ $Q_1$ โดย

$$E_d = E_p * N_d / N_p$$

ดังนั้น

$$V_{ce,sat,Q3} = (V_{ce,sat,Q1} + V_{be,sat,Q3}) - N_d$$

ถ้า $E_d$ = 1.5 v การใช้รีวลเตจคร่อมรอยต่อข้างบน($V_{ce,sat,Q3}$ = 1.5) และการกระจายของพลังงานใน $Q_3$ มีค่าเป็นครึ่งหนึ่ง ควรระวังในการเลือกจำนวนรอบที่เหมาะสมของ $N_d$ เช่น ถ้า $E_d$ มีค่ามาก รอยต่อเบส-คอลเลคเตอร์ของ $Q_3$ จะกลายเป็นไบอัสตรง และกระแสจำนวนมากจะไหลผ่าน $Q_1$ ซึ่งเป็นสาเหตุให้เกิดเบรคดาวน์ที่สอง บนพื้นฐานนี้ การออกแบบหม้อแปลงอาจจะป้องกันการใช้วงจรนี้

การใช้ค่า $E_d$ = 1.5 v และจำนวน 1 รอบของ $N_d$ ค่ารีวลเตจต่อ รอบ = 1.5, หม้อแปลงที่ใช้ในการสวิทชิ่งคอนเวอร์เตอร์ที่ความถี่สูงมักจะมีค่ารีวลเตจต่อรอบที่สูงกว่ามาก เพราะว่ารอบที่น้อยกว่าถูกต้องการเพื่อค้ำจุนค่ารีวลเตจทางขดทุติยภูมิ

✳ ปัญหาอย่างหนึ่งที่เกี่ยวกับการต่อแบบ push-pull center-tapped คือการขัดขวางต่อการอิ่มตัวของหม้อแปลง เนื่องจากความไม่สมดุลย์ของรีวลเตจทาง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านทุติยภูมิ การไม่สมดุลย์ของช่วงการนำของครึ่งรอบ มีสาเหตุจาก เวลาของวงจรควบคุมหรือจาก เวลาการสวิทชิ่งทรานซิสเตอร์จะไปเปลี่ยนเวลาที่รวลเตจถูกจ่ายคร่อมหม้อแปลง ความไม่สมดุลย์ของรวลเตจอิ่มตัวหรือ on resister ของทรานซิสเตอร์จะไปเปลี่ยนประสิทธิภาพของรวลเตจที่จ่ายคร่อมหม้อแปลง ภายใต้สภาวะเหล่านี้ ความไม่สมดุลย์ของฟลักซ์จะเป็นสาเหตุให้เกนเหล็กมี B-H curve เข้าสู่การอิ่มตัว การเพิ่มของกระแสอาจเป็นสาเหตุของ เบรคดาวน์ที่สองของการไบอัสตรงในทรานซิสเตอร์ ในรูปที่ 5(b) ปรากฏการเพิ่มของรวลเตจซึ่งคร่อมตัวความต้านทาน ซึ่งตรวจจับกระแสถูกจ่ายให้กับอินพุท ซึ่งตรวจจับกระแสในวงจรควบคุมสำหรับการตอบสนองที่เร็วต่อภาวะกระแสมากไป ซึ่งจะไปทำให้ทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแสสำหรับส่วนที่เหลือของครึ่งลูกคลื่น ถ้าไม่มีการปรับทางไดนามิค การอิ่มตัวของหม้อแปลงและภาวะกระแสมากเกินไป มีแนวโน้มที่จะซ้ำในแต่ละครึ่งของไซเคิลในรูปที่ 5(b) สัญญาณตรวจจับกระแสถูกจ่ายให้กับ $U_1$ ซึ่งเป็นแอมปลิไฟร์เออร์หรืออินทิเกรเตอร์

เอาท์พุทของแอมปลิไฟร์เออร์ถูกจ่ายให้กับ feed forward junction ในวงจรควบคุมเพื่อเปลี่ยนความชันของ triangle wave form ซึ่งจะไปเพิ่มช่วงเวลาการนำกระแสของทรานซิสเตอร์ ซึ่งค่ากระแสต่ำที่สุด และเพื่อลดช่วงการนำกระแสของทรานซิสเตอร์ ซึ่งมีกระแสสูงที่สุด และจะซ่อมช่วงที่สมดุลย์ วิธีอีกอย่างซึ่งอาจจะถูกใช้เพื่อลดผลอันนี้ให้น้อยที่สุด

2)<u>ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์</u>

(Half-Bridge Converter)

ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ของรูป 5(b) เป็นการต่อที่นิยมที่สุดซึ่งถูกใช้ในแหล่งจ่ายไฟขนาดกลาง ปกติมักต้องการ input filter capacitor ประกอบเป็นฮาล์ฟบริดจ์ ขณะที่ทรานซิสเตอร์สองตัวถูกต้องการสำหรับอีกครึ่งหนึ่งของบริดจ์ เมื่อทรานซิสเตอร์ตัวใดก็ตาม on รวลเตจด้านปฐมภูมิจะเป็นครึ่งหนึ่งของอินพุทรวลเตจ และกระแสด้านปฐมภูมิเป็นสองเท่าของกระแสพีคของอินพุท เอาท์พุทรวลเตจจะมีค่า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_o = 1/2E_{in}*D'/n \qquad \text{----------(1)}$$

พิจารณาแรงดันตกคร่อมในอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ จะได้

$$E_o = D'*E_a$$

$$E_a = E_s - V_f$$

$$E_s = E_p/n$$

$$E_p = (E_{in}/2) - V_{sat}$$

โดยการรวมเทอมเหล่านี้จะได้

$$E_o = D'[(E_{in}-2V_{sat})/2n - V_f \qquad \text{---------(2)}$$

เมื่อ

$D'$ = $2t_{on}/T$

$n$ = $N_1/N_2$ = $N_p/N_s$

$V_{sat}$ = collector to emitter saturation voltage

$V_f$ = แรงดันคร่อมเร็คติไฟร์เออร์

ปกติ $E_o$ และ $E_{in}$ ทราบค่า จัดเทอมใหม่จะได้อัตราส่วนของหม้อแปลง

$$n = D'(E_{in}-2V_{sat})/2(E_o+D'V_e)$$

สมการ (1) และ (2) จะคัดค่า IR drop ของหม้อแปลงและเอาท์พุทฟิลเตอร์อินดัคเตอร์ซึ่งถูกทำให้มีค่าน้อยมาก

พิจารณาค่าแรงดันตกคร่อมและการสูญเสีย กระแสอินพุทเฉลี่ยและกระแสพีคของทรานซิสเตอร์สามารถถูกกำหนดในลักษณะเดียวกันขณะการคำนวณค่าเอาท์พุทแรงดัน อย่างไรก็ตามวิธีการ short cut อาจถูกใช้โดยการสมมุติค่าประสิทธิภาพทั้งหมด ดังนั้น

$$I_{in,av} = I_oE_o/(\eta E_{in})$$

$$I_{pri,pk} = (2I_o+\Delta I_1)/n$$

ซึ่ง

$\eta$ = ประสิทธิภาพ = $P_o/P_{in}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของอินดัคแตนซ์และคาปาซิแตนซ์ของ เอาท์พุทฟิลเตอร์มีค่า เท่ากับของพุชพูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นขณะที่ ในกรณีของพุชพูลคอนเวอร์เตอร์ ความไม่สมดุลย์ของฟลักซ์ในหม้อแปลงอาจจะมีสาเหตุจากช่วง เวลาการนำกระแสที่ไม่เท่ากันของ $Q_1$ และ $Q_2$ หรือโดยช่วงเวลาการสวิทช์ไม่เท่ากันของ $Q_1$ และ $Q_2$ เพื่อกำจัดความไม่สมดุลย์ของหม้อแปลง dc blocking capacitor อาจจะถูกต่ออนุกรมกับหม้อแปลงด้านปฐมภูมิ

พิจารณาจากรูปที่ 6 จะเห็นได้ว่า คาปาซิเตอร์จะทำให้พื้นที่ใต้กราฟของวัลเตจในแต่ละทิศทางสมดุลย์ต่อกัน

ทางวัลเตจของ $\Delta e_{dc}$ และสำหรับ $z = \sqrt{L/2C}$ กระแสมีค่า

$$I_1 = e_{dc}\, 2C/L$$

ด้วยกระแสปฐมภูมิเพิ่มขึ้นเพราะว่า

$$I_2 = E_{dc} * t_{on}/4L$$

ซึ่ง $I_1$ = กระแสที่ไหลผ่านความต้านทานของวงจร

$i_2$ = กระแสแม่เหล็กขดปฐมภูมิ

$E_{dc}$ = dc วัลเตจตกคร่อมแต่ละคาปาซิเตอร์

$e_{dc}$ = การเปลี่ยนแปลงของคาปาซิเตอร์

$C$ = capacitance , $c_1 = c_2$

$L$ = primary inductance

การรวมกันของกระแสสำหรับ $I = I_1 + I_2$

$$e_{dc}\, 2C/L = (4IL - V_{dc} t_{on})/4L$$

$$C = (4IL - V_{dc} t_{on})^2 / [32L(e_{dc})2]$$

3) ฟูลบริดจ์ทรานซิสเตอร์คอนเวอร์เตอร์

(Full Bridge Transistor Converter)

ฟูลบริดจ์ทรานซิสเตอร์คอนเวอร์เตอร์จะมีประสิทธิภาพสูงกว่าการต่อแบบฮาล์ฟบริดจ์ เมื่อพลังงานเอาท์พุทมีค่าสูงกว่า โดยเฉพาะตรงที่ทรานซิสเตอร์สองตัวจะต้องถูกต่อขนานกันในวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ เพราะวัลเตจ

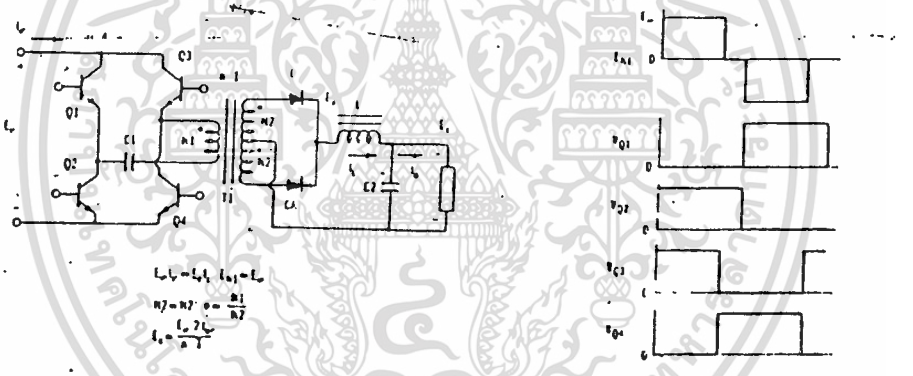


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขดปฐมภูมิของหม้อแปลงของวงจรฟูลบริดจ์เหมือนกะบอินพุทรีวลเตจ กระแสทางขดปฐมภูมิจะเป็นครึ่งหนึ่งของกระแสวงจรฮาล์ฟบริดจ์ ถ้าทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัวถูกต้องการ วงจรฟูลบริดจ์จะขจัดปัญหาของธรรมชาติของการต่อขนานทรานซิสเตอร์ในวงจรฮาล์ฟบริดจ์ สำหรับพลังงานเอาท์พุทที่เท่ากัน

อย่างไรก็ตามสำหรับพลังงานเอาท์พุทที่สูงมาก ทรานซิสเตอร์สามารถถูกต่อขนานในวงจรบริดจ์เพื่อนำกระแสที่ต้องการ

dc blocking capacitor ($c_1$) ของรูปที่ 6 จะป้องกันการอิ่มตัวของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ค่าของคาปาซิเตอร์อาจถูกกำหนดจากสมการ ด้วยตัวแปรของรีวลเตจและกระแสที่สอดคล้องต้องมีอิมพีแดนซ์ค่าที่ความถี่สวิทชิ่งและต้องมีอัตรากระแส rms มากกว่ากระแส rms ในด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง

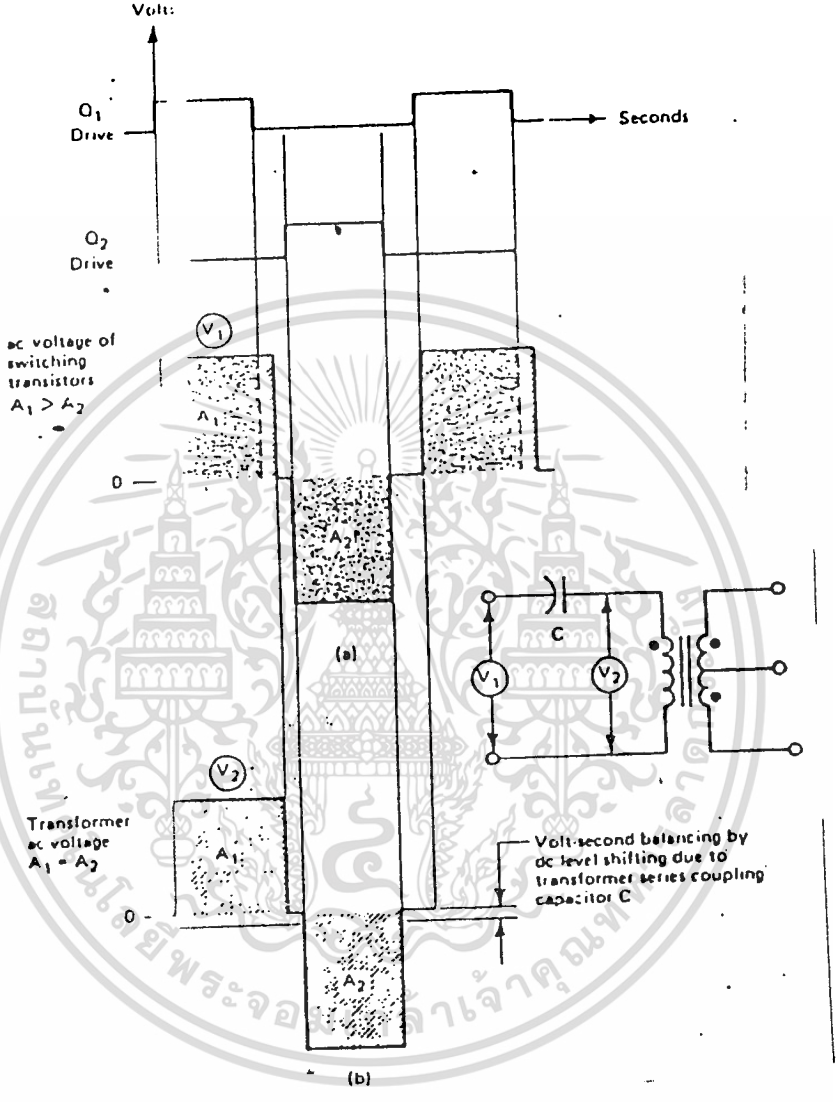


รูปที่7 รูปแสดง Full Bridge Transistor Converter

จากรูปกราฟแสดงว่า $Q_1$ และ $Q_2$ สลับกันนำกระแสสำหรับ full half cycle $Q_3$ และ $Q_4$ ก็จะสลับกันนำกระแสสำหรับ full half cycle แต่เฟสถูกทำให้เคลื่อนจาก $Q_1$ และ $Q_2$ หมายความว่าระหว่าง dead time (ไม่มีกระแสไหลจากอินพุท) ไม่ว่า $Q_1$ และ $Q_3$ หรือ $Q_2$ และ $Q_4$ จะ on เพราะว่าเร็คติไฟร์เออร์ที่มีขั้วตรงข้ามถูกสมมุติให้ต่อคร่อมทรานซิสเตอร์ $C_1$ถูกต่อขนานกับ $N_1$ ระหว่าง dead time ดังนั้น $c_1$จะดิสชาร์จผ่าน $N_1$ เมื่ออินพุท



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปที่ 6 รูปแสดงผลของตัวเก็บประจุ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รีวลเตจถูกจ่ายไหม่ให้กับ $N_1$ ของตัวเก็บประจุเป็นครึ่งหนึ่ง เพราะว่า dv เป็นครึ่งตรงข้าม full swing ของรีวลเตจคร่อม $C_1$ ถ้าทรานซิสเตอร์ทั้งหมด off ระหว่าง dead time

อย่างไรก็ตาม สิ่งเหล่านี้อาจจะไม่เป็นข้อพิจารณาที่สำคัญ ถ้าความไม่สมดุลย์ของรีวลเตจมีค่าน้อย แต่เทคนิคการไหมมิ่งอันนี้อาจจะมีผลให้เกิดผลลัพธ์ที่ไม่ต้องการส่วนใหญ่การ common หรือการ overlap การนำกระแสของ $Q_1$ และ $Q_3$ หรือของ $Q_2$ และ $Q_4$ เมื่อทรานซิสเตอร์เหล่านี้สวิทช์ใน storage time ในไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ อาจจะเป็นสาเหตุของทรานซิสเตอร์ที่ต่ออนุกรมกัน เพื่อรักษาการนำกระแสระหว่างที่ทรานซิสเตอร์ตัวอื่น on การลัดวงจรของอินพุทและกระแสพีคค่าสูง อาจทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ เนื่องจากเบรคดาวน์ที่สอง เมื่อไบอัสตรง หรือเนื่องจากเบรคดาวน์ที่สอง เมื่อไบอัสย้อนกลับ สนับเบอร์และ load line shaping สามารถดูดซับบางส่วนของพลังงานซึ่งถูกกระจายในทรานซิสเตอร์ แต่การเพิ่มเหล่านี้จะไม่สามารถปรับปรุงประสิทธิภาพของการทำงาน

ส่วนใหญ่ของ dual end PWM IC ถูกใช้กับ single drive state พร้อมด้วยหม้อแปลงซึ่งมีขดลวดด้านทุติยภูมิ 4 ขด ภาคขับกระแสทำให้ $Q_1$ และ $Q_4$ นำครึ่งลูกของคลื่น และ $Q_2$ กับ $Q_3$ นำในอีกครึ่งของลูกคลื่นที่มีขั้วตรงข้าม ระหว่าง dead time จะไม่มีทรานซิสเตอร์ที่จะนำกระแส วิธีของการไหมมิ่งนี้จะกำจัดปัญหาของการนำกระแส ซึ่งเกี่ยวข้องกับสัญญาณขับของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม เหมือนกับกรณีของวงจรฮาล์ฟบริดจ์ ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงภาคขับกระแสควรถูกลัดวงจรอย่างมีประสิทธิภาพระหว่างช่วง actual dead time เช่นเดียวกับการวิเคราะห์ของวงจรฮาล์ฟบริดจ์ รีวลเตจ , กระแส และความสัมพันธ์ของรอบของหม้อแปลงสำหรับวงจนฟูลบริดจ์มีค่า

$$n = D(E_{in}-2V_{sat})/(E_o+DV_f)$$

นั่นคือครึ่งหนึ่งของอัตราส่วนซึ่งถูกต้องการในวงจรฮาล์ฟบริดจ์จะให้ค่ารีวลเตจอิ่มตัวและค่า forward drop ของเร็คติไฟร์เออร์ที่เท่ากัน

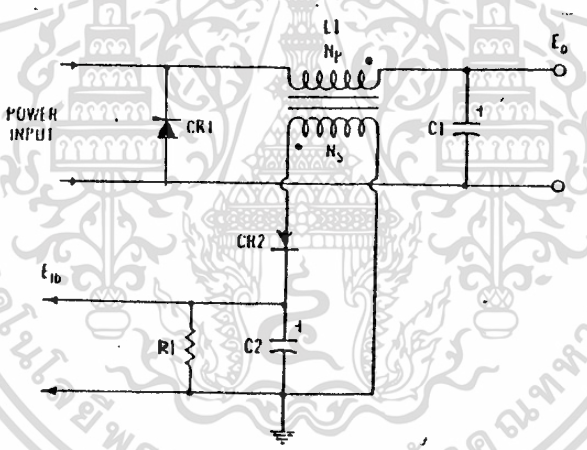
ถ้าเอาท์พุทเร็คติไฟร์เออร์เป็นฟูลเวฟบริดจ์ ค่าเอาท์พุทของรีวลเตจที่สูงกว่าการตกคร่อมของเร็คติไฟร์เออร์ทั้งสองตัวเกิดขึ้นจะได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$n = D(E_{in}-2V_{sat})/(E_o+2DV_f)$$

การเร็กกูเรชั่นของโวลเตจของเอาท์พุท จะสำเร็จได้โดยการตรวจสอบส่วนหนึ่งของเอาท์พุทโวลเตจ และป้อนสัญญาณอันนี้ให้กับวงจรควบคุม duty cycle วงจรควบคุมปกติจะประกอบด้วย วงจรรวมของ PWM หรือส่วนประกอบซึ่งให้การทำงานเช่นเดียวกันกับ PWM IC เพราะการแบกกันของอินพุทและเอาท์พุทจะเป็นสิ่งที่ต้องการ วิธีอย่างหนึ่งของการตรวจสอบเอาท์พุทโวลเตจโดยทางอ้อมถูกแสดงไว้ในรูปที่ 7 ซึ่งจะให้วงจรควบคุมเป็นคอมมอนด้วย ส่วนกลับของอินพุทเป็นฟลายแบคเร็คติไฟร์เออร์เหมือนกับในพุชพูลฮาล์ฟบริดจ์หรือฟอร์เวอร์ดคอนเวอร์เตอร์ $N_p$ เป็นขดลวดปกติของฟิลเตอร์อินดัคเตอร์ เมื่อทรานซิสเตอร์ไม่นำกระแส โวลเตจคร่อมขดปฐมภูมิมีค่า $E_p = E_o+V_{f1}$




รูปที่8 รูปแสดง Sensing Converter Output Voltage Indirectly

ขดลวดที่เพิ่มขึ้นของ $L_1$ ซึ่ง form secondary และ coupled voltage ในขดลวดอันนี้คือ $E_s = E_{fb}+V_{f2}$ ซึ่งถูกไบอัสตรงเมื่อทรานซิสเตอร์นำกระแส คือสัญญาณป้อนกลับให้กับวงจรควบคุม ถ้า IR drop ในขดลวดมีค่าน้อยและมีการกำจัดทิ้งปรากฏระหว่างด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิ อัตราร่วมของจำนวนรอบมีค่า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$n = E_p/E_s = N_p/N_s$$
$$= (E_o+V_{f1})/(E_{fb}+V_{f2})$$

แก้สมการสำหรับหาค่าวัลเตจย้อนกลับ

$$E_{rb} = (N_sE_o+N_sV_{f1}-N_pV_{f2})N_p$$

ถ้าอัตราส่วนรอบและ forward มีค่า $N_sV_{f1} = N_pV_{f2}$ ดังนั้น

$$E_{fb} = E_oN_s/Np$$

ดังนั้น เอาท์พุทวัลเตจสามารถจะหาได้โดยทางอ้อม ในลักษณะเช่นเดียวกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

THE POWER TRANSISTOR IN CONVERTER DESIGN

ในโครงงานนี้เราจะทดลองโดยใช้ Mosfet ในการสวิทชิงที่ความถี่สูง เนื่องจาก Bipolar Transistor นั้นจะมีขีดจำกัดในด้านความถี่คัทออฟ ซึ่ง Mosfetนี้สามารถใช้ได้ดีในย่านความถี่สูงๆ ซึ่งการใช้ความถี่สูงนั้นจะทำให้เครื่องมีขนาดเล็กและมีน้ำหนักเบา ซึ่งเป็นประโยชน์ของการสวิทชิงที่ความถี่สูงๆ

THE POWER MOSFET USED AS A SWITCH

ถึงแม้ FET(Field-effect Transistor) จะใช้ในวงจรในหลายปีนี้แต่ Mosfet(Metal-oxide Semiconductor Field-effect Transistor) ก็ได้ถูกพัฒนาจนนำมาใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังในปัจจุบันอย่างแพร่หลาย เพราะมันสามารถทำงานได้ที่ความถี่มากกว่า 20 กิโลเฮิร์ทขึ้นไปจนถึง 100-200 กิโลเฮิร์ท โดยไม่มีขีดจำกัดเหมือนกับพวก Bipolar Transistor ซึ่งแน่นอนว่าสิ่งนี้จะเป็นประโยชน์ในการออกแบบวงจรConverter ที่ความถี่ตั้งแต่ 20-30 กิโลเฮิร์ท ซึ่งสามารถที่จะลดขนาดและน้ำหนักของมันลงได้ พวก Power Mosfet จะทำให้ผู้ออกแบบสามารถออกแบบโดยให้มีความเร็วสูง (high-speed) กำลังมาก (high-power) โวลเตจสูง(high-voltage) มีอัตราการขยายสูง(high-gain) โดยไม่เกิดปัญหา Storage Time และไม่เกิดปัญหา thermal runaway และการเกิดเบรคดาวน์ขึ้น

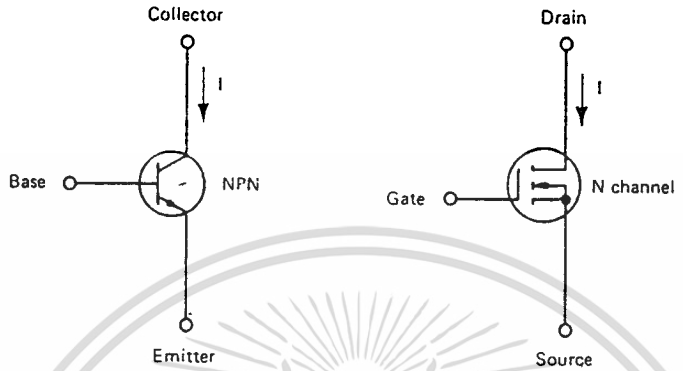
BASIC MOSFET DEFINITIONS

สัญลักษณ์ของ Mosfet แสดงได้ดังรูปที่ 9 ซึ่งเป็นลักษณะของ n-channel mosfet ซึ่งจะมีหัวลูกศรตรงกันข้าม จากรูปจะเห็นว่าคอลเลคเตอร์, เบส , อีมิเตอร์ ถูกจัดให้อยู่ในรูปของเดรน, เกท และซอสของมอสเฟท

ถึงแม้อุปกรณ์ทั้งสองชนิดนี้จะเรียกว่า Transistor แต่มันมีโครงสร้างและลักษณะการทำงานที่แตกต่างกัน ความแตกต่างที่สำคัญคือ Mosfet จะเป็นชนิดที่เรียกว่า majority carrier semiconductor ส่วน Bipolar Transistor จะเป็น minority carrier semiconductor



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปที่ 9 รูปแสดง npn bipolar transistor และ
n-channel Mosfet

GATE DRIVE CONSIDERATION OF THE MOSFET

Bipolar Transister จะสังเกตุเห็นได้ว่าเป็นอุปกรณ์ลักษณะ current-driven ซึ่งก็คือกระแสจะถูกอัดเข้าไปในเบสเพื่อทำให้เกิดการไหลของกระแสในคอลเลคเตอร์ และกระแสที่ไหลนี้ขึ้นกับอัตราการขยาย(gain)ของ transistor ส่วน Mosfet จะเป็นลักษณะ voltage-controlled คือจะมีการให้โวลเตจคร่อมระหว่าง เกทกับซอสเพื่อจะให้กระแสไหลในเดรน โดยที่ชั้นของ เกทจะแยกออกจากซอสอย่าง เด็ดขาดด้วยซิลิกอนออกไซด์ (silicon oxide) จะมีเพียงกระแสรั่ว(leakage current)จำนวนเล็กน้อยไหลจากซอสไปยัง เกท ดังนั้นจึงสามารถพูดได้ว่า Mosfet มีอัตราการขยายที่สูงมากและก็มีอิมพีแดนซ์ที่สูงด้วย

ในกรณีที่จะทำให้ Mosfet ทำงาน(on) โวลเตจคร่อมเกทและซอส (a gate-to-sourse voltage pulse) ต้องเพียงพอที่จะทำให้กระแสไหลไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชาร์จอินพุทคาพาซิเตอร์ที่เราต้องการ อินพุทคาพาซิเตอร์($C_{iss}$) คือผลรวมของคาพาซิเตอร์ซึ่งถูกสร้างขึ้นโดย metal-oxide gate structure จาก gate to drain($C_{gd}$) และ gate to sourse($C_{gs}$) ดังนั้นรีวลเตจซอสอิมพีแดนท์ ($R_g$) ต้องมีค่าต่ำมากเพื่อที่จะทำให้ transistor มีความเร็วสูงพอที่จะประมาณรีวลเตจอิมพีแดนท์ ($R_g$) ได้คือ

$$R_g = \frac{t_r(\text{or } t_f)}{2.2\ C_{iss}}$$

และ

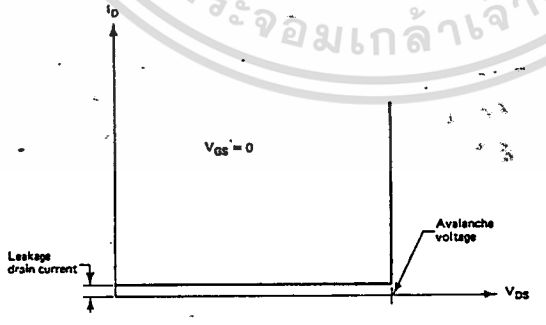
$$I_g = C_{iss} \frac{dv}{dt}$$

เมื่อ $R_g$ = generator impedance , ohm

$C_{iss}$ = mosfet input capacitance , pF

$\frac{dv}{dt}$ = generator voltage rate of change, v/ns

ในการ turn off มอสเฟทเราจะ removal gate-to-sourse voltage เมื่อ removal gate voltage จะทำให้ทรานซิสเตอร์shut down ทำให้เกิดอิมพีแดนท์สูงมากระหว่างเดรนกับซอสดังนั้นจะไม่เกิดกระแสไหลยกเว้นกระแสรั่วเท่านั้น ตามรูปที่ 10 จะแสดงให้เห็นถึงความสัมพันธ์ของกระแสเดรนและรีวลเตจคร่อมเดรนและซอส



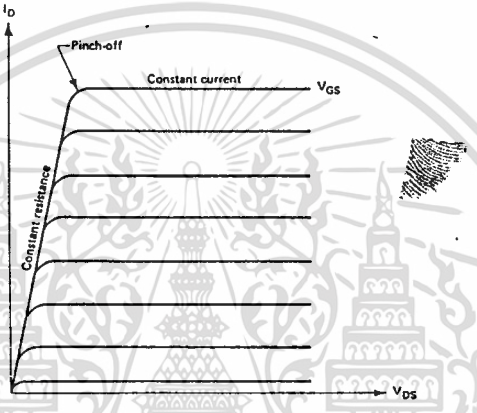

รูปที่ 10 แสดงความสัมพันธ์ของกระแสเดรนและรีวลคร่อมเดรนกับซอส



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

STATIC OPERATING CHARACTERISTICS OF THE MOSFET

จากรูปที่ 11 แสดงให้เห็นถึงลักษณะการทำงานของ Mosfet curve ของเอาท์พุทมอสเฟทมี operating region 2แห่งคือ constant resistance และ constant current เมื่อโวลเตจคร่อมเดรนกับซอสเพิ่มขึ้นกระแสเดรนจะไหลเพิ่มจนกระทั่งโวลเตจถึงจุด pinch off หลังจากถึงจุด pinch off แล้วกระแสเดรนที่เพิ่มจะคงที่แม้โวลเตจของเดรนกับซอสจะเพิ่มขึ้นก็ตาม




รูปที่ 11 แสดงลักษณะการทำงานของ Mosfet

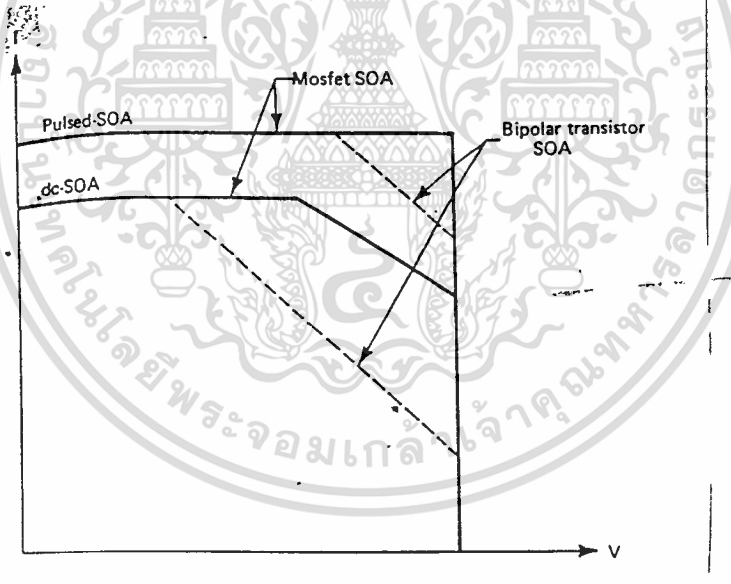
เมื่อ Power Mosfet ถูกใช้งานเป็นสวิทช์ voltage drop ระหว่างเดรนกับซอสจะเป็นไปตามส่วนของกระแสเดรน Power Mosfet จะทำงานอยู่ในช่วง constant resistant region ดังนั้น on-resistance $R_{DS}$ ของPower Mosfet จะมีส่วนสำคัญในการพิจารณาด้าน power loss สำหรับกระแสเดรนที่ให้

ตามรูปที่ 11 เราจะเห็นว่ากระแสเดรนจะไม่เพิ่มขึ้นเมื่อเราให้โวลเตจระหว่างเกทกับซอสซึ่งที่จริงแล้วกระแสเดรนจะเริ่มไหลหลังจากถึงช่วงthreshold gate voltage ซึ่งในทางปฏิบัติใช้ประมาณ 2-4 โวล ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเดรนและ gate voltage จะใกล้เคียงกัน ดังนั้น Transconductance $G_{fs}$ ถึงกำหนดในอัตราส่วนของการเปลี่ยนแปลงกระแสเดรนต่อ gate voltage



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามรูปที่ 10 แสดง transfer characteristics ของ $I_D$ และ $V_{gs}$ ในขณะที่รูปที่ 11จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง transconductance ต่อกระแสเดรน ซึ่งจะเห็นได้ว่าการเพิ่มของ transconductance จะเพิ่มตามอัตราส่วนการเพิ่มของgain เมื่อกระแสเดรนจำนวนมากไหลก็จะทำให้ input capacitance เพิ่มขึ้น ดังนั้นจะต้องออกแบบ gate driverดีๆเพื่อชาร์จ input capacitance ซึ่งทำให้ speed ของ Mosfetเพิ่มขึ้น



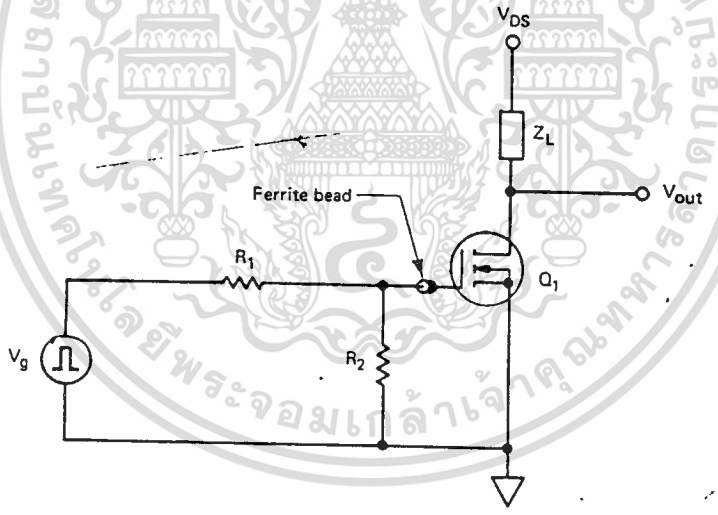

รูปที่ 12 แสดงการเปรียบเทียบระหว่าง SOA ของ biplar transister กับของ Mosfet



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOSFET SAVE OPERATING AREA (SOA)

ในการพิจารณา bipolar power transistor เราต้องพยายามหลีกเลี่ยงปัญหา secondary breakdown การกระจายกำลังของอุปกรณ์ต้องอยู่ภายใต้ SOA curve คือเมื่อโวลเตจที่คอลเลคเตอร์สูง การกระจายกำลัง (power dissipation)ของbipolar transistor จะถูกจำกัดโดย secondary breakdown ให้มีเปอร์เซนต์ full rated power ต่ำ ดังนั้นการสวิทชิงช่วงสั้นๆภายใต้ SOA จะมีขีดจำกัด และการใช้วงจรสนับเบอร์ (snubber)จะช่วยลดปัญหา secondary breakdown ในทางตรงกันข้าม Mosfet จะไม่มีปัญหาเรื่องsecondary breakdown ระหว่างไบอัสตรง และไม่จำเป็นต้องมีวงจรสนับเบอร์ช่วย ตามรูปที่ 12 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างSOA ของ bipolar transistor กับ Mosfet




รูปที่ 13 A typical MOSFET used as a switch, operating in common-source configuration.

DESIGN CONSIDERATIONS FOR DRIVING THE POWER MOSFET

ข้อบังคับในการออกแบบอย่างง่าย 2 ข้อสำหรับ Mosfet คือต้องป้องกัน transistotจากการออสซิลเลทเมื่อใช้ในความถี่สูง ข้อแรกคือ พยายามลด lead lengths ของ Mosfet terminals โดยเฉพาะ gate lead ถ้าไม่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สามารถทำให้สั้นพอผู้ออกแบบอาจต้องใช้ ferrite bead หรือ resistor $R_1$ เล็กๆต่ออนุกรมกับ Mosfet ตามรูปข้างล่าง ข้อสองเนื่องจาก Mosfet มี input impedanceสูงมาก driving sourse impedance ต้องต่ำเพื่อหลีกเลี่ยงการเกิด positive feedback ซึ่งจะทำให้เกิดการออสซิลเลทได้ เราสังเกตเห็นได้จากการที่ dc input impedance ของ Mosfet จะมีค่าสูงมาก และ dynamic หรือ ac input impedance จะแปรผันตามความถี่ ดังนั้น rise time และ fall time ของ Mosfet จะขึ้นอยู่กับ driving generator impedance

$$t_r \text{ or } t_f = 2.2\, R_g\, C_{iss}$$

เมื่อ $t_r$ = Mosfet rise time ,ns

$t_f$ = Mosfet fall time ,ns

$R_g$ = driving generator impedance ,ohm

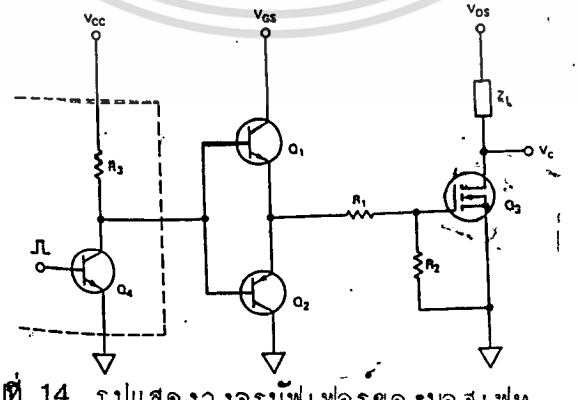
$C_{iss}$ = Mosfet input capacitance ,pF

ในสมการข้างบนถ้า $R_L >> R_g$ จะไม่มี storage หรือ delay time เกิดขึ้น ฉะนั้น $t_r$ หรือ $t_f$ สามารถถูกกำหนดโดยผู้ออกแบบได้ และ $R_2$ ในวงจรจะช่วยในการ turn-off ของ transistor

CIRCUIT USED IN DRIVING THE MOSFET

DRIVING MOSFET from TTL

ถึงแม้จะสามารถ drive Mosfet โดยตรงจาก output ของ TTL บางชนิด แต่การ drive โดยตรงไม่นิยมเนื่องจาก transister จะอยู่ช่วง linear เป็นเวลานานก่อนจะถึงช่วง saturate




รูปที่ 14 รูปแสดงวงจรบัฟเฟอร์ของมอสเฟท



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการที่จะปรับปรุงการสวิทช์ต้องใช้วงจร buffer ซึ่งจะให้กระแสซอสและซิงค์ ผ่าน gate capacitor เร็วมาก ตามรูปที่ 14 transistor $Q_1$ และ $Q_2$ ต้องเลือกตัวที่มี gain สูง จะให้กระแสได้สูงเพื่อจ่ายกระแสให้ Miller ช่วง on และ off

สมการข้างล่างใช้คำนวณกระแสของแต่ละ bufferในขณะ turn-on และ turn-off กระแสชาร์จ $I_{charge}$ เป็นไปตามสมการ

$$I_{charge} = \frac{C_{ss}\, V_{ss}}{t_r}$$

และ $C_{gs} = C_{iss} - C_{rss}$

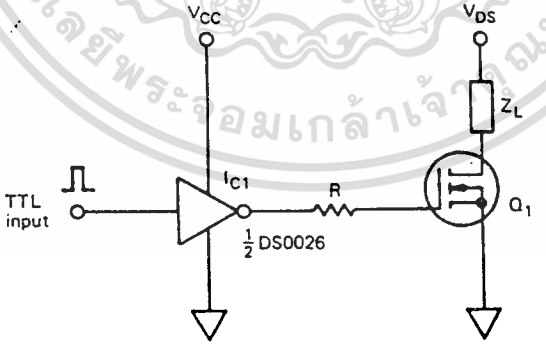
เมื่อ $C_{gs}$ = gate- to-source capacitance ,pF

$C_{iss}$ = input capacitance ,pF

$C_{rss}$ = reverse transfer capacitance,pF

$V_{gs}$ = gate-to-source voltage ,V

$t_r$ = input pulse rise time ,ns




รูปที่ 15 A high current integrated buffer (i.e., DS0026) may be used to interface TTL levels to a MOSFET, thus considerably improving the switching times.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าเราสมมุติว่า $C_{gs}$ ดิสชาร์จเวลาเดียวกัน ดังนั้น $t_r = t_f$ และกระแสดิสชาร์จคือ

$$I_{dis} = \frac{C_{rss}\ V_{DS}}{t_r}$$

เมื่อ $V_{DS}$ คือ drain-to-source voltage ,V

ในการคำนวน power dissipate ของแต่ละ buffer transistor

$$P = V_{CE}\ I_c\ t_r\ f$$

เมื่อ $V_{CE}$ = buffer transister saturate voltage ,V

$I_c$ = buffer transister collector current,A

f = transister switching frequescy, KHz

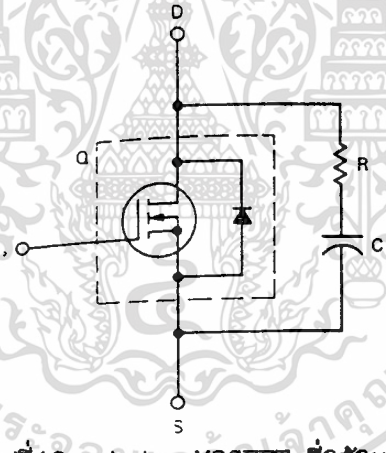


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Power MOSFET Switching Protection Circuit

เราสังเกตุได้ว่า ภายใต้ MOSFET SOA จะได้กำลังในการสวิทช์สูงสุดโดยไม่จำเป็นต้องใช้สนับเบอร์ แต่การออกแบบที่ดีนั้น เราควรต้องพิจารณาเพิ่มวงจร RC snubber คร่อม MOSFET ด้วย เนื่องจากมีเหตุผลหลักอยู่สองประการคือ ประการแรก RC snubber หลังโหลดไลน์ของ MOSFET จะเพิ่มขึ้นอย่างเชื่อถือได้สู่จุดสูงสุด และประการที่สองคือ snubber จะกระจายพลังงานที่สูงเกินไปในช่วง turn-off หรือไม่ก็ถูกกระจายพลังงานโดยทรานซิสเตอร์สวิทช์ ดังนั้น จุดเน้นของทรานซิสเตอร์ถูกทำให้ลดลงได้โดยไม่มีผลต่อประสิทธิภาพในการสวิทช์

มีสิ่งที่น่าสนใจอีกอย่างคือ เมื่อใช้ power MOSFET , leakage inductance commutating diode ซึ่งถูกใช้คร่อมสวิทช์เพื่อเปลี่ยนพลังงานอินดัคทีฟกลับไปยังซัพพลายไม่จำเป็นต้องใช้ เนื่องจากโครงสร้างของ MOSFET มี body drain p-n junction ต่อขนานกับ channel ตามรูปที่ 16




รูปที่16 รูปแสดง MOSFET ที่ใช้ในการสวิทช์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

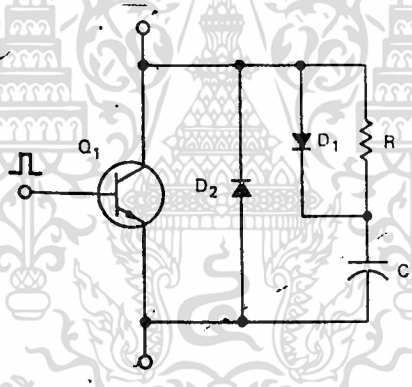
Switching Transistor Protective Network : RC snubber

จะสังเกตุได้ว่า ส่วนใหญ่จุดวิกฤต(critical)ของสวิทชิ่งไซเคิลจะเกิดในช่วง turn-off เราจะเห็นได้ว่าในการให้กระแส reverse bias current ($I_{B2}$) นี้จะต้องมาเพื่อลด storage time แต่ในสภาวะเช่นนี้อาจเกิดปรากฏการณ์อะวาลานช์ (avalanche) ในรอยต่อของเบส-อีมิตเตอร์ และจะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ มีวิธีอยู่สองวิธีที่จะช่วยแก้ปัญหานี้คือ

1) turn-off ทรานซิสเตอร์ที่ค่าคร่อมคอลเลคเตอร์-อีมิตเตอร์ต่ำ($V_{ce}$)

2) ลดกระแสคอลเลคเตอร์ด้วยการเพิ่มคอลเลคเตอร์โหลดเจ

เมื่อออกแบบภาคจ่ายกำลังเป็นชนิด off-the-line ผลที่เกิดจากข้อสองอาจสามารถยืดหยุ่นได้ ตามรูปที่ 17 แสดงผลของการใช้วงจร RC snubber คร่อมทรานซิสเตอร์เพื่อแบ่งกระแสคอลเลคเตอร์ช่วง turn-off

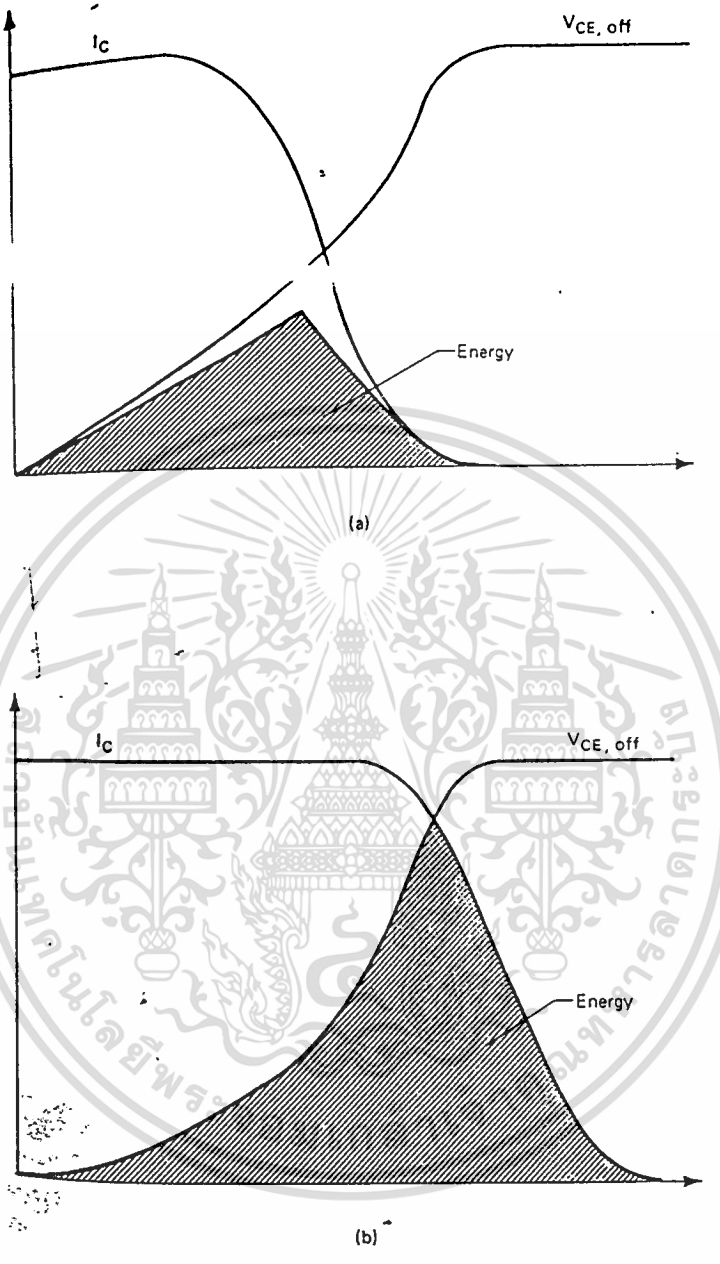



รูปที่ 17 รูปแสดงการใช้วงจรสนับเบอร์

ซึ่งการทำงานของวงจรเป็นดังนี้ เมื่อทรานซิสเตอร์ $Q_1$ off ตัวเก็บประจุ C จะชาร์จผ่านไดโอด $D_1$ ในระดับโหลดเจ $V_{cc}-V_d$ เมื่อ $Q_1$ on ตัวเก็บประจุจะดิสชาร์จผ่านตัวความต้านทาน R มีข้อสังเกตุที่สำคัญคือ สนับเบอร์นั้นจะกระจายพลังงานได้มาก ดังนั้นจึงช่วยสวิทชิ่งทรานซิสเตอร์ในการกระจายพลังงาน ซึ่งถ้าไม่มีสนับเบอร์ ตัวทรานซิสเตอร์จะต้องทำหน้าที่กระจายพลังงานเอง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปที่ 18 รูปแสดงกราฟคุณลักษณะของเพาเวอร์ทรานวิสเตอร์สำหรับ
(a) Resistive load (b) Inductive load



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการวิเคราะห์และออกแบบสนับเบอร์ตามรูปข้างบน พื้นที่พลังงานในช่วง turn-off เขียนได้ว่า

$$E = (CV^2_{ce})/2 = I_c V_{ce}(t_r+t_f)/2$$

เมื่อ $I_c$ = กระแสคอลเลคเตอร์สูงสุด , A

$V_{ce}$ = โวลเตจคร่อมคอลเลคเตอร์-อีมิตเตอร์สูงสุด , v

$t_r$ = maximum collector voltage risetime , $\mu$s

$t_f$ = maximum collector current falltime , $\mu$s

ดังนั้นจะใช้ค่าตัวเก็บประจุ C ดังนี้

$$C = I_c(t_r+t_f)/V_{ce}$$

และตัวเก็บประจุ C จะชาร์จช่วง turn-off และดิสชาร์จช่วง turn-on ผ่าน R โวลเตจคร่อมตัวเก็บประจุ C เขียนได้ว่า

$$V_c = V_{cc}*\exp(-t_{on}/RC)$$

เพื่อที่จะให้ตัวเก็บประจุชาร์จได้เต็มก่อน turn-off ประมาณ $V_{ce}$ เราต้องเลือก RC ซึ่งทำให้ $\exp(-t_{on}/RC)$ เป็นหนึ่ง ในทำนองเดียวกัน เราต้องเลือก RC เพื่อทำให้ตัวเก็บประจุถูกดิสชาร์จในช่วงสุดท้ายของ turn-on

จากทฤษฎีทั่วไป เราจะใช้ 5 เท่าของค่าคงที่ (5$\tau$ , $\tau$ = RC)สำหรับคาปาซิเตอร์ดิสชาร์จเต็มผ่านตัวความต้านทาน โดยสรุปในกรณีนี้ ตัวเก็บประจุต้องดิสชาร์จที่สุดท้าย(end)ของ 3$\tau$ (three time constant) เราสามารถแสดงค่าตัวความต้านทานสำหรับการดิสชาร์จสูงสุดคือ

$$R = t_{on}/3C$$

จากค่า R เราสามารถตรวจสอบกระแสดิสชาร์จผ่านทรานซิสเตอร์เมื่อ turn-on และจำกัดไว้ประมาณ $0.25I_c$ โดย

$$I_{dis} = V_{ce}/R$$

ในการคำนวณค่า maximum rectifier power จะได้ว่า

$$P_R = (CV^2_{ce}*f)/2$$

เมื่อ f คือ ความถี่ที่ใช้งานในคอนเวอร์เตอร์ , kHz



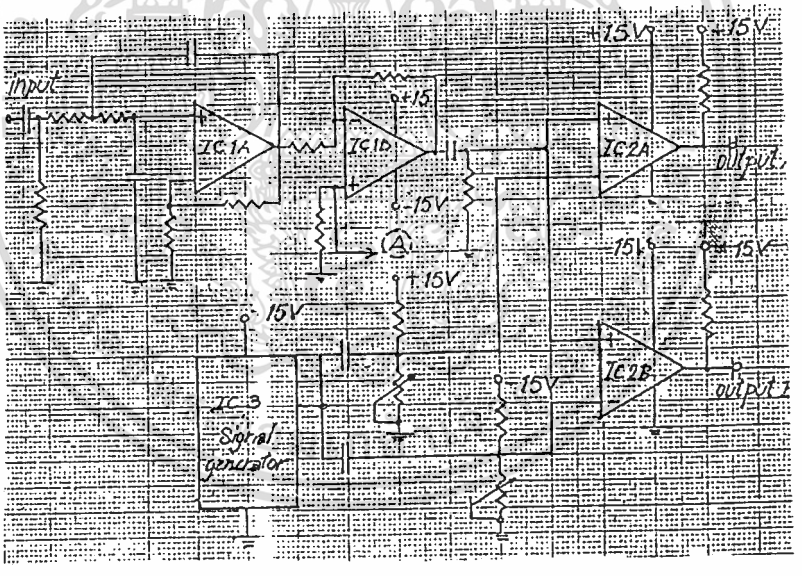
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรพัลซ์วิดมอดดูเลชั่น (Puls Width Modulation) : PWM

วงจรพัลซ์วิดมอดดูเลชั่นจะประกอบไปด้วยวงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมและวงจรเปรียบเทียบ สัญญาณอินพุทที่เข้ามาจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณสามเหลี่ยม เพราะฉะนั้นวงจรพัลซ์วิดมอดดูเลชั่นจะให้เอาท์พุทออกมาในรูปของพัลซ์ที่มีความกว้างแตกต่างกัน โดยความกว้างของพัลซ์จะขึ้นอยู่กับขนาดสัญญาณของอินพุท

วงจรสวิทชิ่งเพาเวอร์แอมป์ (Switching Power Amplifier) จะขยายขนาดของพัลซ์ให้ใหญ่ขึ้น แล้วนำไปผ่านวงจรกรอง (Filter Circuit) เพื่อให้ได้สัญญาณเอาท์พุทที่มีความเพี้ยนจากสัญญาณอินพุทน้อยที่สุด

วงจรพัลซ์วิดมอดดูเลชั่นประกอบด้วยวงจรย่อยหลายวงจร คือ วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ วงจรอินเวอร์เตอร์ วงจรสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม และวงจรเปรียบเทียบ ดังรูปที่ 19 , 20

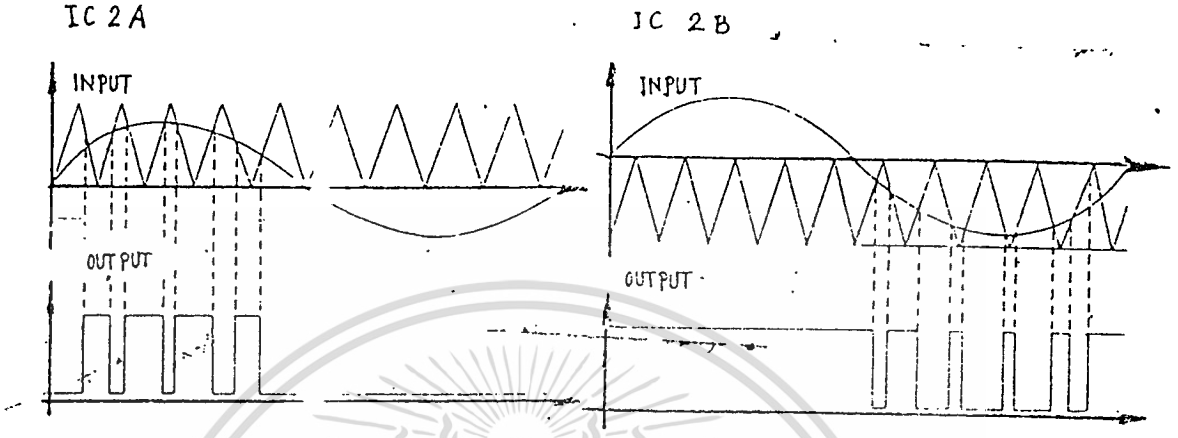



รูปที่ 19 รูปแสดงวงจร พัลซ์วิดมอดดูเลชั่น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสัญญาณอินพุทและ เอาท์พุทที่ได้จะมีลักษณะดังนี้




รูปที่ 20 รูปแสดงรูปร่างของสัญญาณอินพุทและเอาท์พุทของ PWM



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 3

## การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์ในโครงงานนี้จะเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงศักดาประมาณ 24 โวลท์ ไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับศักดา 220 โวลท์ ความถี่ 50 Hz วงจรอินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยวงจรย่อยแล่งการทำงานดังนี้

ภาคกำลัง เป็นส่วนที่เปลี่ยนจากไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ เอาท์พุทที่ได้จากภาคนี้จะประกอบด้วยความถี่มูลฐานและฮาร์โมนิคอื่นๆมากมาย ส่วนประกอบที่สำคัญของภาคกำลังคือ สวิทช์อิเลคทรอนิคส์และหม้อแปลงที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงค่าๆไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับสูงๆ

วงจรกรอง เป็นส่วนที่ลดทอนฮาร์โมนิคต่างๆออกไปเพื่อให้รูปร่างของศักดาเอาท์พุทที่ออกจากวงจรกรองเป็นแบบซายน์ วงจรนี้ต้องอยู่ระหว่างภาคกำลังและโหลด

วงจรควบคุมและป้องกัน เป็นส่วนควบคุมและป้องกันวงจรส่วนอื่นๆให้ทำงานได้ปกติไม่เกิดการเสียหายขึ้น

- ควบคุมความถี่ให้คงที่
- ควบคุมศักดาเอาท์พุทให้คงที่
- ป้องกันโอเวอร์โหลด

ข้อควรพิจารณาในการออกแบบสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์

การป้อนกลับในวงจรอินเวอร์เตอร์

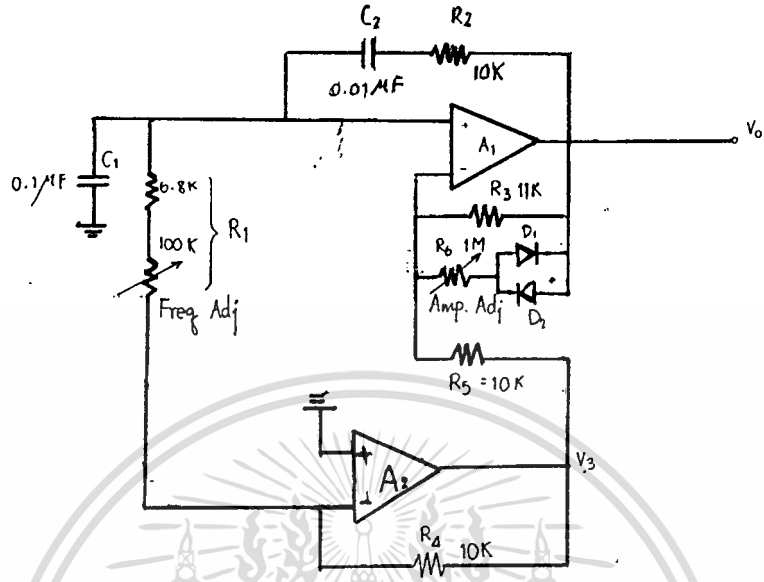
- Voltage Feedback เป็นการนำศักดาเอาท์พุทมาเปรียบเทียบกับศักดาอ้างอิง ผลที่ได้จะถูกส่งไปยังวงจรควบคุมให้ภาคกำลังปรับศักดาเอาท์พุทให้มีค่าคงที่

- Protection Circuit ถ้าโหลดสูงมากเกินไปจะควบคุมให้ระบบ shut down

**ส่วนต่างๆของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ได้ออกแบบและทำการทดลอง**

วงจรสร้างสัญญาณซายน์ จะใช้วงจร Wien-bridge ในการสร้างสัญญาณ สำหรับความถี่ออสซิลเลเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่า $R_1$ , $R_2$ , $C_1$ , $C_2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปแสดงวงจรสร้างสัญญาณซายน์

ซึ่งมีความสัมพันธ์ตามสมการดังต่อไปนี้

$$f_o = 1/2 \ (R_1R_2C_1C_2)^{1/2}$$

ตามรูปวงจร $R_1$ ใช้ในการปรับความถี่ $A_2$ จะทำให้ Possitive Feedback เท่ากับ Negative Feedback สำหรับทุกค่าของ $R_1$

$D_1$ , $D_2$ และ $R_6$ ใช้ปรับแอมปลิจูดให้เสถียรภาพ ถ้า $V_o$ เพิ่มขึ้นจะทำให้ $D_1$ , $D_2$ นำกระแสมากขึ้น ทำให้กระแสผ่าน $R_3$ ลดลง ทำให้เกนของ $A_1$ ลดลงและจะทำให้ $V_o$ รักษาค่าที่ถูกต้องแน่นอนไว้

เกนของ $A_2 = R_4/R_1$ และจะไปเพิ่มฮาร์มอนิกของ $A_2$ ที่ความถี่ $f_o$

การออกแบบให้

$$R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = 10 \text{ K}$$

$$C_1 = C_2 = 0.1 \ \mu\text{F}$$

$$R_1 = V_R(100\text{K}) + 6.8 \text{ K}$$

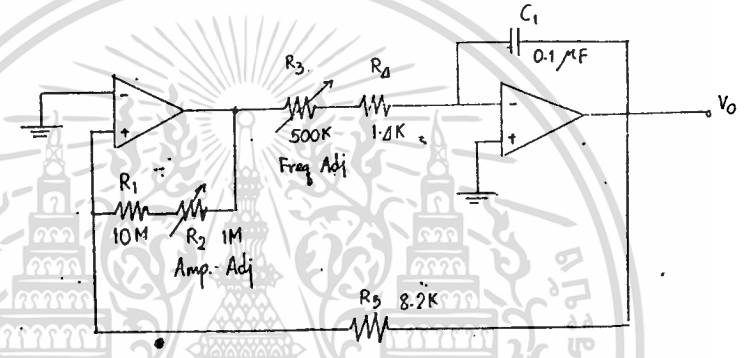
$$R_6 = 100R_3 = 1 \text{ M}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งสามารถปรับความถี่ได้ในช่วง 45-150 Hz สำหรับในการทดลอง เราปรับสัญญาณซายน์ที่ความถี่ 50 Hz และแอมปลิจูด 5 V

<u>ส่วนสร้างสัญญาณสามเหลี่ยม</u>

จากวงจร เราสามารถปรับความถี่และแอมปลิจูดได้จาก $R_3$ และ $R_2$ ตามลำดั




รูปแสดงวงจรสร้างสามเหลี่ยม

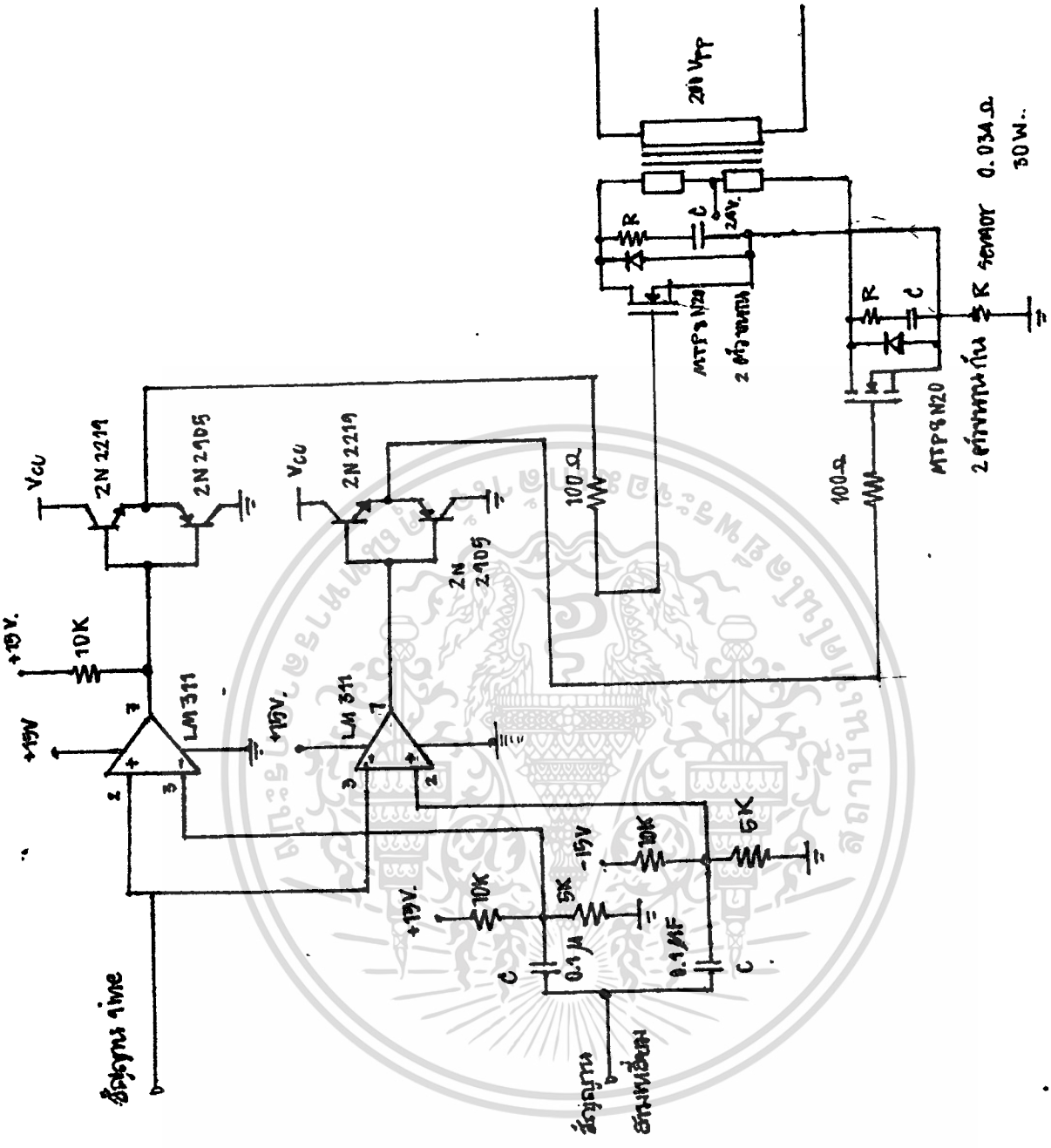
ในการทดลอง เราสร้างสัญญาณสามเหลี่ยมที่ความถี่ 40 KHz และที่แอมปลิจูด 6 V

<u>ส่วนวงจร Comparator และ Driver</u>

ส่วนวงจร Comparater จะทำการเปรียบเทียบสัญญาณซายน์และสัญญาณสามเหลี่ยมและจะได้รูปพัลซ์ออกมาซึ่งมีความกว้างไม่เท่ากัน และนำเข้าสู่ภาค driver ซึ่งจะขับสัญญาณพัลซ์ไปสู่หม้อแปลง เพื่อเพิ่มระดับศักดา ดังแสดงได้ในรูปหน้าถัดไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปแสดงวงจร Comparator และ Driver

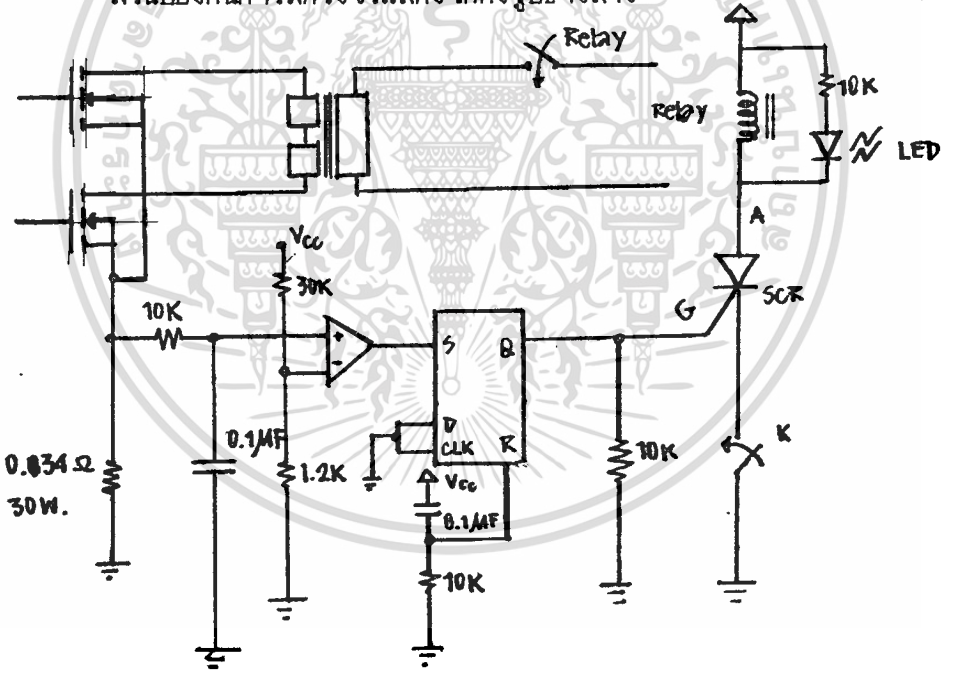
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ส่วนวงจรควบคุมเอาท์พุทโวลเตจ

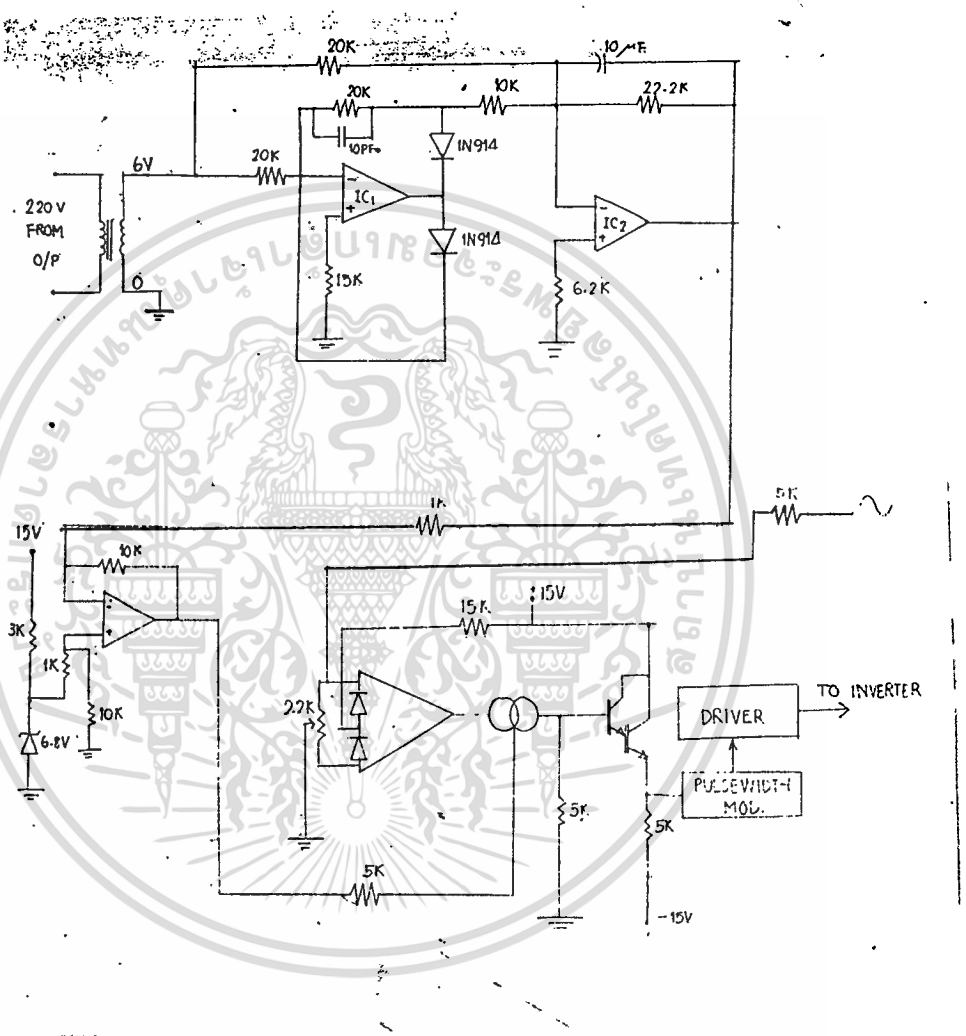
ส่วนควบคุมจะนำเอาเอาท์พุทโวลเตจมาเปรียบเทียบโดยผ่านหม้อแปลงเพื่อลดระดับโวลเตจลง แล้วนำไปผ่านเร็คติไฟร์ไอออร์เพื่อทำให้เป็นศักดาตรงแล้วจึงนำไปเปรียบเทียบกับศักดาอ้างอิงของวงจร AGC จะได้กระแสผ่านส่วน OTA ถ้าเอาท์พุทโวลเตจลดหรือเพิ่มระดับจะทำให้กระแสที่ผ่านเข้าส่วน gain control ของ OTA เปลี่ยนไป ซึ่ง OTA จะเป็นวงจรที่เปลี่ยนค่า $g_m$ ตามกระแสไบอัสที่เข้ามา และจะไปปรับสัญญาณซายน์ที่นำมาเปรียบเทียบให้เปลี่ยนแปลงตามเอาท์พุทโวลเตจ ซึ่งจะได้สัญญาณซายน์ใหม่เข้าสู่วงจรเปรียบเทียบและจะทำให้สัญญาณเอาท์พุทโวลเตจที่มีค่าค่อนข้างคงที่ ดังรูปหน้าถัดไป

ส่วนวงจรป้องกันการลัดวงจร

ส่วนป้องกันการลัดวงจรแสดงได้ดังรูปข้างล่าง




รูปแสดงวงจรป้องกันการลัดวงจร




รูปแสดงวงจรควบคุม

ขณะเกิดการลัดวงจรที่เอาท์พุทจะทำให้มีกระแสไหลเป็นจำนวนมากทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงซึ่งจะทำให้มอสเฟทเสียหายได้ จึงต้องมีการจำกัดกระแสไม่ให้สูงเกินพิกัดที่ตั้งไว้ ซึ่งเป็นค่าที่ทรานซิสเตอร์ทนได้โดยไม่เสียหาย หลักการทำงานของวงจรนี้คือ เมื่อมีกระแสไหลผ่านมอสเฟทมากเกินไป กระแสจะไหลผ่านตัวความต้านทาน R ค่า 0.034 โอมห์ และจะนำศักดาที่คร่อมตัวความต้านทานไปเปรียบเทียบกับศักดาอ้างอิงที่เรากำหนดไว้เท่ากับ 0.44 V ที่ตัว comparator เมื่อกระแสไหลผ่านเกิน 13.3 A วงจรคอมพาราเตอร์จะให้โวลเตจออกมาเข้าตัวฟลิป-ฟลอป (Flip-Flop) โดยฟลิปฟลอปจะต่อในลักษณะการแลทช์ค่าไว้จนกว่าจะรีเซ็ต ลักษณะการต่อ จะต่อขา D,Clock ลงกราวนด์ และต่อ R,C ที่สวิทช์ เมื่อเริ่มทำงานจะมีพัลซ์มาทริกที่ขารีเซ็ต ทำให้ Q อยู่ในสถานะต่ำ เมื่อมีพัลซ์ลูกแรกเข้ามาที่ขาเซ็ต จะทำให้ Q มีสถานะสูงและจะไปทริกตัว SCR ให้ทำงาน โดยมีตัวรีเลย์ต่ออยู่ ซึ่งจะทำให้ระบบ shut down เมื่อต้องการให้ทำงานใหม่ก็ทำได้โดยการกดสวิทช์ที่ขารีเซ็ตและที่ตัว SCR



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หม้อแปลง

ในวงจรงานนี้จะใช้หม้อแปลงที่ step up จาก 24 V เป็น 350 V หม้อแปลงที่ใช้กับสวิทชิ่งความถี่สูงนั้น ในวงจรงานนี้เราจะใช้แกนเฟอร์ไรท์ (ferrite core) เพราะมีความเหมาะสมหลายประการคือ

1) แกนชนิดนี้มีขนาดเล็กและใช้ได้กับความถี่สูง

2) ความสูญเสียต่ำที่ความถี่สูง

แต่มีข้อเสียคือ อุณหภูมิคูรี่ (curie temperature) หมายถึง อุณหภูมิที่แกนจะสูญเสียคุณสมบัติทางแม่เหล็กมีค่าประมาณ $200^{0}C$ ในขณะที่แกนชนิดอื่นจะมีค่าประมาณ $450\text{-}700^{0}C$

สำหรับการพันหม้อแปลงมีหลักการดังนี้

1.หากระแสที่ไหลทางด้านปฐมภูมิเพื่อหาขนาดของขดลวดที่เหมาะสม

$$I_{p(average)} = 1.6\ P_{out}/v_{in}$$

สมการข้างต้นคิดที่ดิวตี้ไซเคิลรวม 0.8 และประสิทธิภาพ 80% ที่โหลด 200 VA

$$I_{p(average)} = 1.6*200/24$$
$$= 13.33\ A$$

เพราะฉะนั้นขนาดของขดลวดทางด้านปฐมภูมิจะต้องมีขนาดใหญ่พอที่จะทนกระแสได้ประมาณ 15A ซึ่งในวงจรงานนี้ได้ใช้ลวดเส้นเล็กพันขนานกันหลายๆ เส้นซึ่งจะช่วยลดผลของ skin effects ของขดลวดด้วยและทำให้พันได้แน่นยิ่งขึ้นอีกด้วย

2.หาจำนวนรอบของขดลวดทางด้านปฐมภูมิจาก

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

$V_p$ =24 V f =40 $KH_Z$ $A_e$ = 1.5cm $B_{max}$ =1600 G

$$N_p = 5.305 \text{ รอบ}$$

หรือโดยประมาณ 6 รอบ

3. หาจำนวนรอบของขดลวดทางด้านทุติยภูมิจาก

$$N_p/N_s = V_p/V_s$$

$V_p$=24 V $V_s$=350V $N_p$ = 6 รอบ

$$N_s = 87.5 \text{ รอบ}$$

หรือโดยประมาณ 88 รอบ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. หาขนาดของขดลวดทางด้านทุติยภูมิ

$$I_S = 1.6\ P_{out}/V_{out}$$

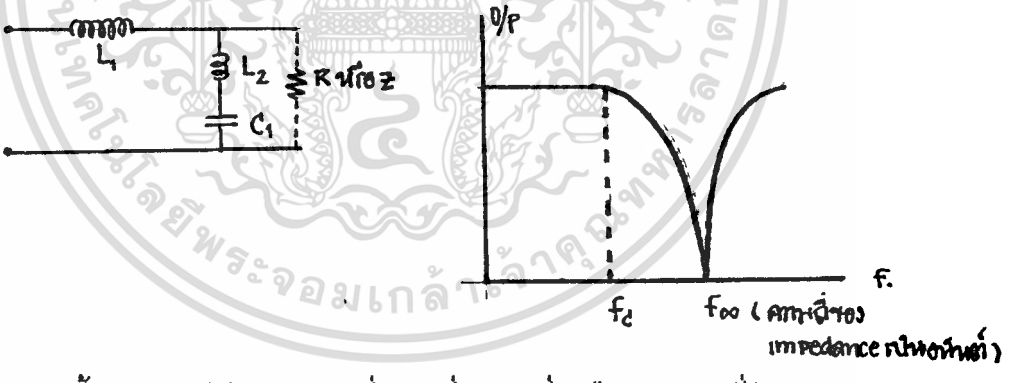
$$= 0.91\ A$$

เพราะฉนั้นจะต้องใช้ขนาดขดลวดที่สามารถทนกระแสได้มากกว่า 0.91 A

วงจรกรองความถี่ทางด้านเอาท์พุท (Output filter circuit)

วงจรกรองความถี่หรือวงจรฟอวเตอร์มีหน้าที่หลักคือทำการแยกเอาบางส่วนของความถี่ที่ต้องการออกและในขณะเดียวกันก็ส่งผ่านความถี่ส่วนที่ต้องการไปของสเปคตรัมความถี่ วงจรกรองประกอบด้วยขดลวด(ความเหนี่ยวนำ L) และตัวเก็บประจุ (C)แต่บางทีก็อาจมีตัวต้านทานรวมอยู่ด้วย การต่ออินพุทของวงจรกรองความถี่ส่วนใหญ่จะเทอร์มิเนท(Terminate) กับความต้านทานโหลดและแหล่งกำเนิดหรืออิมพีแดนซ์ที่เท่ากับอิมพีแดนซ์ของมัน

หลังจากที่เราได้พลัสสี่เหลี่ยมที่มีความสูงประมาณ 700 $V_{pp}$ แล้ว เราจะนำมาเข้าวงจรกรองความถี่ต่ำ ซึ่งจะส่งผ่านความถี่ต่ำกว่าค่าที่ได้เลือกไว้ทั้งหมดไปได้ในขณะที่จะลดทอนความถี่สูงกว่าลง เพื่อกรองให้ได้สัญญาณซายน์ ในการทดลองนี้เราได้เลือกวงจรกรองความถี่ต่ำแบบ m-derived ซึ่งมีวงจรพื้นฐานดังนี้




วงจรแบบนี้ออกแบบให้มีการลดทอนที่ความถี่เฉพาะที่เหนือกว่าความถี่คัทออฟ($f_c$) อย่างไม่สิ้นสุด(infinite) โดยที่อิมพีแดนซ์ของอุปกรณ์ที่เกี่ยวข้องกับค่าคงที่"m" (m constant) ซึ่งในรูปมีสมการเป็นความสัมพันธ์ของอัตราส่วนระหว่างความถี่คัทออฟ ($f_c$) กับความถี่ของการลดทอน (infinite attenuation) หรือ $f_r$ ซึ่งค่าคงที่" m" นี้มีค่าระหว่าง 0 ถึง 1 และปกติมีค่าประมาณ 0.6ซึ่งสามารถคำนวณค่าต่างๆได้ดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$L_1 = mR/(3.1416*f_c)$$

$$L_2 = (1-m^2)\ R/(4*m*3.1416*f_c)$$

$$C_1 = m/(3.1416*f_c*R)$$

$$m = (1-(f_c/f_r)^2)^{1/2}$$

เพราะว่าความถี่คัทออฟมีค่าประมาณ $1KH_Z$ และคิดโหลดที่240โอมห์จะได้

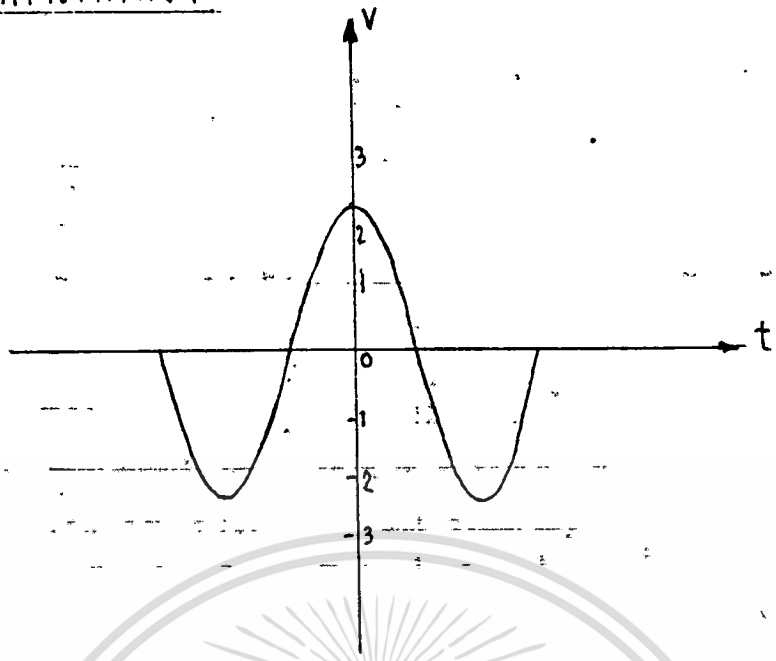
$$L_1 = 45.84\ mH$$

$$L_2 = 20.37\ mH$$

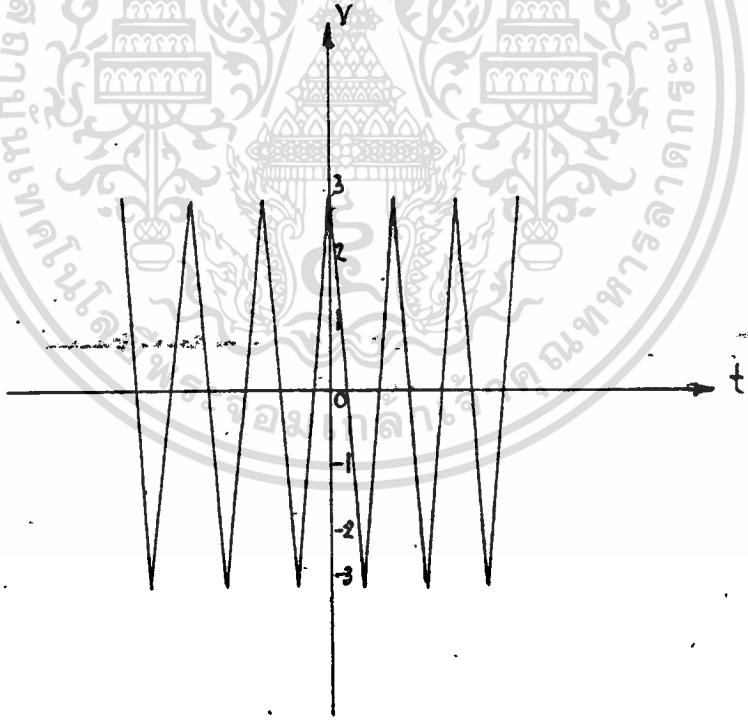
$$C_1 = 0.8\ \rightarrow F$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ผลการทดลอง



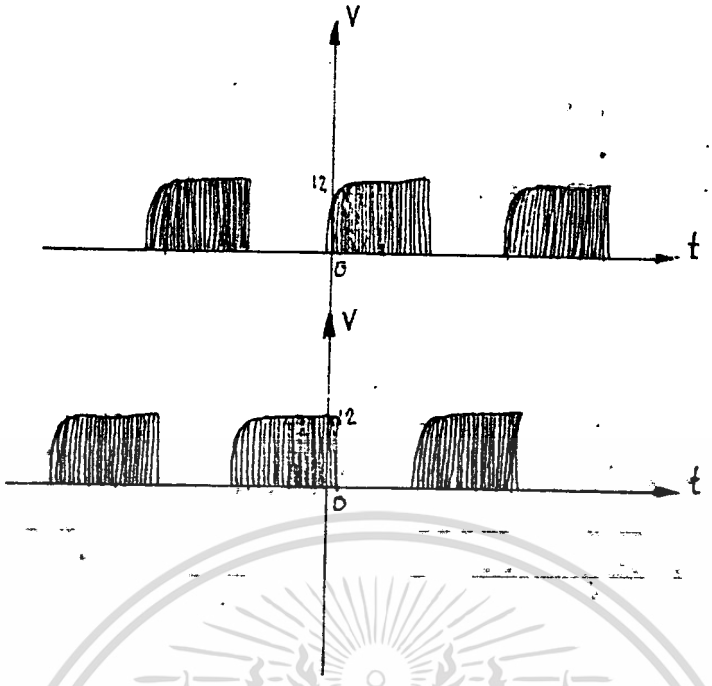

รูปแสดงสัญญาณไซน์ 50 Hz 5$V_{p-p}$



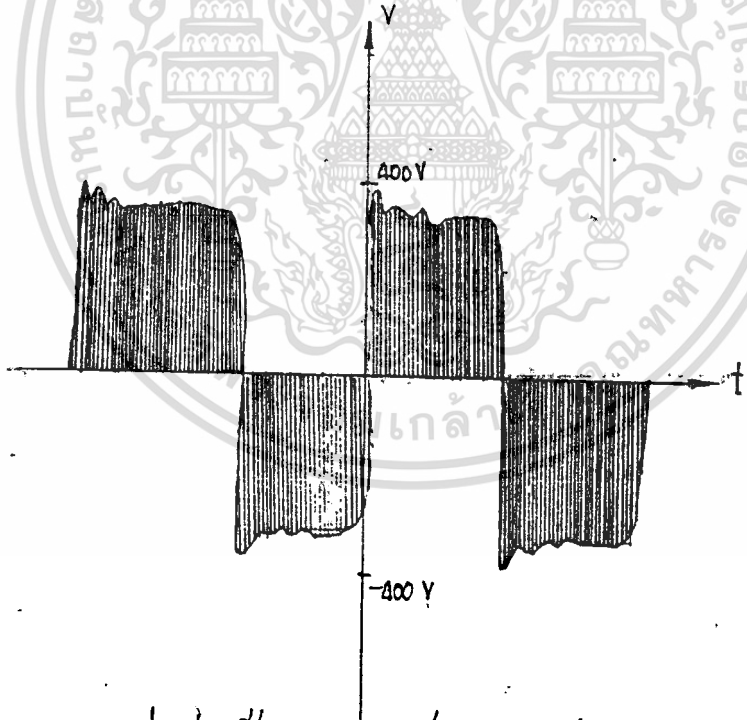

รูปแสดงสัญญาณสามเหลี่ยม 40 KHz 6 $V_{p-p}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้




รูปแสดงสัญญาณที่ขาเกท $M_1$ , $M_2$




รูปแสดงสัญญาณเอาท์พุทที่ทางด้าน ทุติยภูมิ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 5

## บทสรุปและวิจารณ์

เครื่อง UPS ในโครงงานนี้ได้ใช้หลักการของ PWM (Pluse Width Modulation) ในส่วนของอินเวอร์เตอร์ซึ่งใช้การสวิทชิ่งที่ความถี่สูงมาช่วย(ประมาณ 40KHz) ซึ่งจะเป็นการลดการสูญเสียและฮาร์โมนิกต่างๆในวงจร ทำให้ประสิทธิภาพของเครื่องสูง นอกจากนี้ยังสามารถลดขนาดของเครื่องลง ทำให้สะดวกต่อการเคลื่อนย้ายและติดตั้ง

อย่างไรก็ตามการนำหลักการของ PWM มาใช้ในส่วนของอินเวอร์เตอร์ยังมีข้อจำกัดอยู่บางประการคือ

1.อุปกรณ์ที่ใช้บางตัวหาซื้อได้ยาก เช่น แกนเฟอร์ไรต์ที่มีจำหน่ายอยู่ในขณะนี้สามารถจ่ายพิกัดได้ไม่สูงนักคือประมาณ 100-200 VA ทำให้เครื่อง UPS นี้จ่ายพิกัดได้น้อยกว่าที่ตั้งใจไว้แต่แรก

2.อุปกรณ์ที่ใช้งานบางตัวมีราคาแพง เช่น Mosfet



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หนังสืออ้างอิง

1.ABRAHAM I. PRESSMAN,"SWITCHING AND LINEAR POWER SUPPLY,POWER CONVERTER DESIGN ", HAYDEN BOOK COMPANY ROCHELLE PARK, NEW JERSEY, 1977.

2.GEORGE CHRYSSIS, "HIGH-GREQUENCY SWITCHING POWER SUPPLIES:THEORY AND DESIGN", MC GRAW-HILL BOOL COMPANY, NEWYORK,1984.

3.GOBIND DARYANANI, "PRINCIPLES OF ACTIVE NETWORK SYNTHESIS AND DESIGN" NEWYORK,1976.

4.M.E. VAN VALKENBURG, "ANALOG FILTER DESIGN", HOLT-SAUNDERS INTERNATIONAL EDITION,1982.

TK 5103 H3
ฑท 7865 P6



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์เรื่อง แหล่งจ่ายไฟต่อเนื่องนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ ทางผู้จัดทำปริญญานิพนธ์นี้ต้องขอขอบคุณ อาจารย์ ประภากร สุวรรณะ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ให้คำแนะนำวางจร อุปกรณ์ตลอดจนเอกสารในการทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้และเพื่อนๆที่ให้ความร่วมมือและคอยให้กำลังใจทุกท่านคน ผู้จัดทำขอขอบคุณไว้ ณ. โอกาสนี้ด้วย

ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้