

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2537

ภาควิชา เทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง คีชี ทุ คีชี คอนเวอร์เตอร์

ผู้จัดทำ

1. นาย ทวีศักดิ์ พรหมสร รหัสประจำตัว 35102094
2. นาย ชานินทร์ ชมภูโคตร รหัสประจำตัว 35102096
3. นาย มณฑล ไตรแสง รหัสประจำตัว 35102110



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์)

คิซึ ฟู คิซึ คอนเวอร์เตอร์

ทวีศักดิ์ พรหมศรี
ชานินทร์ ชนภูโคตร
มณฑล ไตรแสง

อ.สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2537

บทคัดย่อ

โครงการ คิซึ ฟู คิซึคอนเวอร์เตอร์ ขนาด 1 กิโลวัตต์ ในปริญญาโทนี้ เป็นการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 48 โวลต์ จากแบตเตอรี่ให้มีระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 310 โวลต์ ซึ่งใช้แนวความคิดของระบบสวิตซ์ซึ่งที่ประกอบด้วยการใช้เทคนิค PWM และ วงจรกำลังแบบ พุช - พูล ซึ่งกำลังเอาต์พุตสูงสุดที่ได้ทดสอบโดยใช้โหลดไฟขนาด 1 กิโลวัตต์ เป็นโหลดและประสิทธิภาพที่ได้จากการทดลองมีค่าประมาณ 80% ที่ความถี่สวิตซ์ซึ่ง 7 กิโลเฮิรตซ์

DC TO DC CONVERTER

TAWEESAK PROMSORN

TANIN CHOMPUCOTR

MONTHOL TRISAENG

SINGTONG PATANASETHANON ADVISOR

1994

ABSTRACT

A DC to DC converter 1 kW is reported by this thesis. 48 DC voltage from battery is stepped up to 310 DC voltage. System switching mod concepts consist of PWM techniques and push-pull power drive. Maximum power output are shown by using 1 kW incandescent lamp on load. The power efficiency is 80% by experimental at 7 kHz switching frequency.

สารบัญ

เนื้อหา	หน้า
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 คอนเวอร์เตอร์	3
2.1 ชนิดของคอนเวอร์เตอร์	3
2.1.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	3
2.1.2 ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์	4
2.1.3 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	5
2.1.4 ฮาฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	6
2.1.5 พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	7
2.2 วงจรที่ใช้(พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์)	7
2.2.1 ค่าเวลาเมื่อของพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	8
2.2.2 ค่าแรงดันเอาต์พุต	11
2.2.3 อัตราส่วนจำนวนรอบ	11
2.2.4 แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	12
2.2.5 กระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	12
2.3 หม้อแปลงไฟฟ้า 1 เฟส	13
2.3.1 โครงสร้างของหม้อแปลง	13
2.3.2 การพันขดลวด	15
2.3.3 ทฤษฎีและหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้า	15
2.3.4 อัตราส่วนของแรงเคลื่อนและกระแส	17
2.3.5 ทฤษฎีการทำงาน	18
2.3.6 หม้อแปลงที่ใช้ตามความเป็นจริง	22
2.3.7 การทดสอบหม้อแปลง	30
2.4 การแปลงไฟสลับให้เป็นไฟตรง	31
2.4.1 วงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์	32
2.4.2 วงจรกรองแรงดันหรือฟิเตอร์	34
บทที่ 3 อุปกรณ์สวิทช์ในคอนเวอร์เตอร์	38
3.1 การสวิทช์เมื่อโหลดเป็นอินดักทีฟ	38
3.1.1 วงจรช่วยเหลือนสวิทช์	39

เนื้อหา	หน้า
3.2 การขับกระแสเบส	54
3.3 การระบายความร้อนสำหรับทรานซิสเตอร์	54
บทที่ 4 แบตเตอรี่	60
4.1 หลักการทำงานของแบตเตอรี่	60
4.2 ส่วนประกอบและโครงสร้างของแบตเตอรี่	60
4.3 พิกัดของแบตเตอรี่	63
4.4 แรงดันแบตเตอรี่	64
4.5 ความต้านทานภายในของแบตเตอรี่	64
4.6 คุณสมบัติขณะในการอัดไฟ	64
4.7 คุณสมบัติขณะในการจ่ายไฟ	65
4.8 ขั้นตอนในการอัดไฟเข้าแบตเตอรี่	65
4.9 ข้อควรระวังในการใช้งานและการบำรุงรักษาแบตเตอรี่	66
4.10 ชนิดของแบตเตอรี่	67
4.11 คุณสมบัติของแบตเตอรี่	67
4.12 มาตรฐานสากลของแบตเตอรี่	68
4.13 การเลือกขนาดของแบตเตอรี่	68
4.14 ลักษณะการชาร์จแบตเตอรี่	69
4.15 การเลือก Charger	69
บทที่ 5 การออกแบบวงจรที่ใช้ทดลอง	71
5.1 ลำดับขั้นของการออกแบบวงจรทฤษฎี-ทดลอง	71
5.2 การออกแบบวงจรควบคุม	76
บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง	85
6.1 การทดลองวงจร DC TO AC INVERTER	85
6.2 การทดลองวงจร DC TO DC CONVERTER	85
บทที่ 7 บทสรุปและวิจารณ์ข้อเสนอแนะ	94
ภาคผนวก ก.	
ภาคผนวก ข.	
กิตติกรรมประกาศ	
หนังสืออ้างอิง	

บทที่ บทนำ

ในการที่จะหาแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงที่มีระดับแรงดันที่สูง ๆ ตามที่ต้องการ มาใช้งานนั้นทำได้ค่อนข้างยาก หรือแม้จะทำได้ก็ต้องการการแปลงระบบไฟฟ้ากระแสสลับที่มีใช้ในบ้านเรา เพื่อให้มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรงตามที่ต้องการ ซึ่งในบางครั้งบางสถานการณ์เราไม่สามารถที่จะหาแหล่งจ่ายพลังงานนั้นได้ ดังนั้นเราก็ต้องหาแหล่งจ่ายพลังงานชนิดอื่นมาใช้แทน ซึ่งในที่นี้ผู้จัดทำได้นำเอาพลังงานจากแบตเตอรี่มาใช้งาน

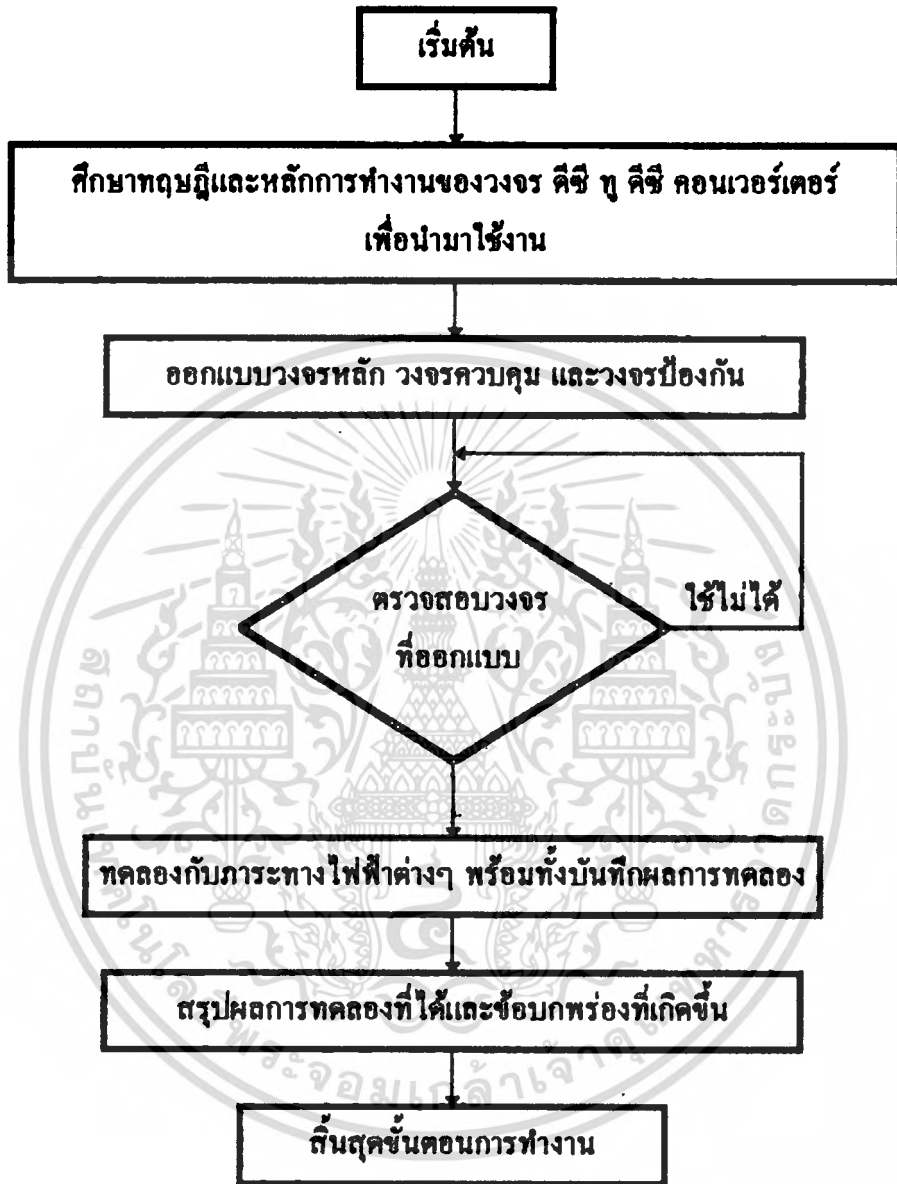
โดยเป็นการขยายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจากแบตเตอรี่ที่มีขนาดแรงดัน 48 โวลต์ให้มีระดับไฟตรงขนาด 310 โวลต์ ที่เรียกว่าวงจร คีชี ทุ คีชี คอนเวอร์เตอร์

ขอบเขตของการศึกษา จะศึกษาความเป็นไปได้ที่จะนำเอาวงจร คีชี ทุ คีชี คอนเวอร์เตอร์ นี้มาใช้งานโดยจัดเป็น Lab ทดลองขึ้น

วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์

1. เพื่อศึกษาความเป็นไปได้ในการนำไปใช้งาน
2. เพื่อศึกษาคูณสมบัติและการทำงานของวงจร คีชี ทุ คีชี คอนเวอร์เตอร์
3. เพื่อศึกษาการทำงานของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในวงจร คีชี ทุ คีชี คอนเวอร์เตอร์
4. เพื่อศึกษาการทำงานของวงจรย่อยต่างๆ ที่ใช้ในวงจร คีชี ทุ คีชี คอนเวอร์เตอร์
5. เพื่อออกแบบและสร้างวงจร คีชี ทุ คีชี คอนเวอร์เตอร์ เพื่อใช้งานและใช้เป็น Lab การทดลองด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์

ลำดับขั้นการดำเนินงาน



แผนภูมิที่ 1 แสดงลำดับขั้นตอนการทำงาน

ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เพื่อนำไปใช้ในห้องปฏิบัติการเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์
2. เพื่อนำไปใช้ในการศึกษาทางด้านเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์
3. เพื่อใช้เป็นข้อมูลในการพัฒนาต่อไปในอนาคต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

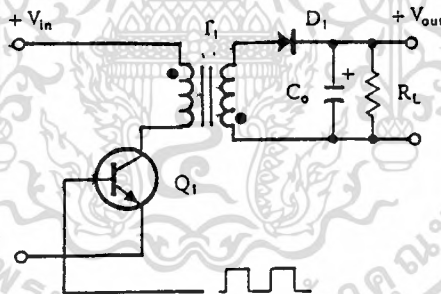
คอนเวอร์เตอร์ (CONVERTER)

2.1 ชนิดของคอนเวอร์เตอร์

การออกแบบวงจร ดีซี ทู ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ต้องพิจารณาว่าต้องการกำลังที่จะใช้งานเท่าไร ซึ่งจะเป็นตัวเลือกชนิดของคอนเวอร์เตอร์ ให้เหมาะสมกับการใช้งาน ซึ่งลักษณะของคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้ และพบในงานอุตสาหกรรมมีดังนี้

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (FLYBACK CONVERTER)
2. ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (FORWARD CONVERTER)
3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (PUSH-PULL CONVERTER)
4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (HALF-BRIDGE CONVERTER)
5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (FULL-BRIDGE CONVERTER)

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้ มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนักและค่อนข้างง่ายต่อความเข้าใจ วงจรพื้นฐานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบ แสดงดังรูปที่ 2.1



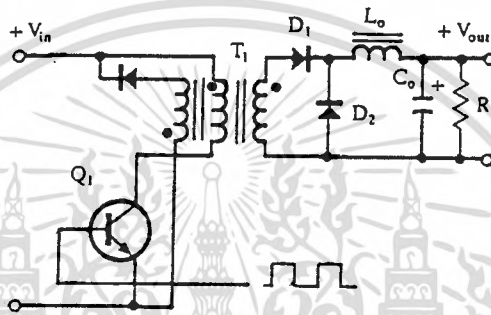
รูปที่ 2.1(ก) ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

2.1.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.1(ก) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์ที่เชื่อมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T_1 จะกำหนดขดลวดปฐมารี่และเซคันดารีให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแสจึงมีการสะสมพลังงานที่ขดลวดปฐมารี่ของหม้อแปลง T_1 แทน เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T_1 ยุบตัวทำให้เกิดเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกลับขั้วแรงดันที่ขดไพรมารีและเซคันดารี D_1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไพรมารีของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคันดารี และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_0 และโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของการทำงานของ Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนักโดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก



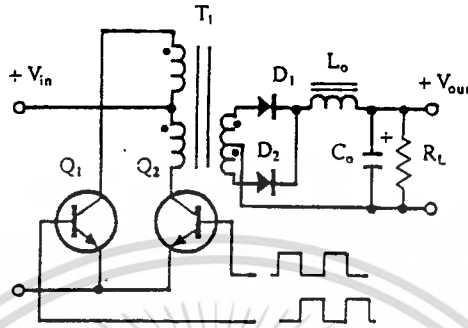
รูปที่ 2.1(ข) ฟลอร์วีลคคอนเวอร์เตอร์

2.1.2 ฟลอร์วีลคคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 2.1(ข) จะเห็นได้ว่าฟลอร์วีลคคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T_1 ในฟลอร์วีลคคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดให้ขดไพรมารีและขดเซคันดารี มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D_1 และตัวเหนี่ยวนำ L_0 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_0 และโหลดได้ ขณะที่มีการไหลผ่าน L_0 จะมีการสะสมพลังงานในตัวมันด้วยเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับจึงไม่มีกระแสไหลจากขดเซคันดารี สนามแม่เหล็กใน L_0 จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D_2 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง L_0 จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมันและ D_2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่ กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตาม ตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

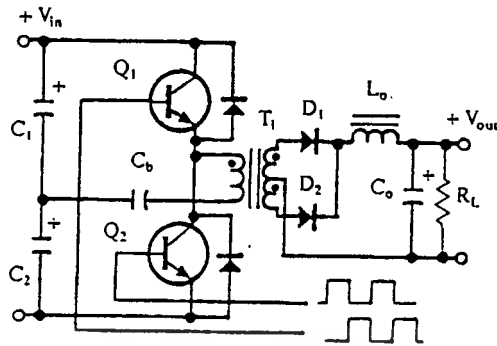


รูปที่ 2.1(ค) พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

2.1.3 พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลง ซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแสจะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้น พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับงานที่ต้องการใช้กำลังงานสูงๆ

จากรูปที่ 2.1(ค) Q_1 และ Q_2 จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงาน เมื่อ Q_1 นำกระแส D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับแต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและนำกระแสผ่าน L_0 ไปยังโหลดได้ เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส Q_2 จะเริ่มนำกระแส D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและ D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงและจะนำกระแสผ่าน L_0 ไปยังโหลดได้ เช่นเดียวกัน ดังนั้น โหลดจึงมีกระแสต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามา จะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

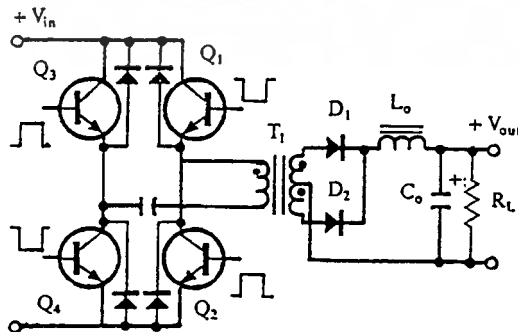


รูปที่ 2.1(ง) ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

2.1.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 2.1(ง) จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q_1 และ Q_2 สลับกันนำกระแส ผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขด ไพรมารี่จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขด ไพรมารี่จึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 2.1(จ) ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอญญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

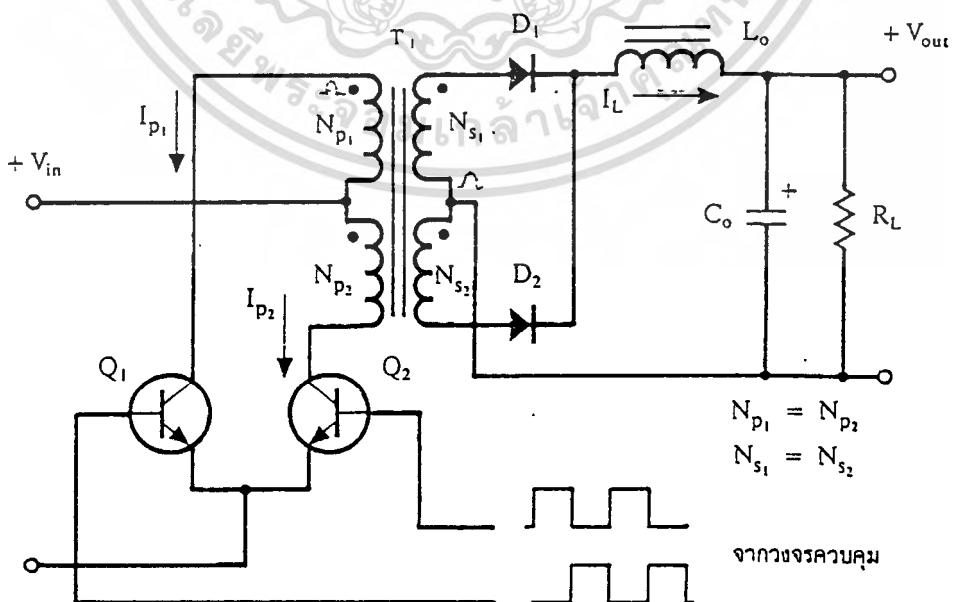
2.1.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.1(จ) จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัวแต่ละทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย Q_1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_4 และ Q_2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_3 กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารีของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่มีข้อได้เปรียบของ ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดไพรมารีจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารีจึงมีค่าต่ำกว่า ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า

สำหรับในการศึกษาได้เลือกวงจร พุช-พุทคอนเวอร์เตอร์ทั้งนี้เพื่อลดจำนวนของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หรืออุปกรณ์ที่ทำหน้าที่สวิตช์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์

2.2 วงจรที่ใช้ (พุช-พุทคอนเวอร์เตอร์)

ในวงจร คิซึ ทู คิซึ คอนเวอร์เตอร์ จะประกอบด้วย 2 ส่วน คือ คิซึ ทู เอช อินเวอร์เตอร์ กับ เอช ทู คิซึ คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งส่วนสำคัญคือ ในวงจร คิซึ ทู เอช คอนเวอร์เตอร์(อินเวอร์เตอร์) ซึ่งจะทำการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงจากแบตเตอรี่ (BATTERY) เป็นไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูงหรือต่ำได้ โดยอาศัยหม้อแปลงไฟฟ้าแปลงแรงดันให้สูงขึ้นหรือต่ำลงตามต้องการ อีกส่วนคือเอช ทู คิซึ คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งนำไฟฟ้ากระแสสลับจากหม้อแปลงผ่านวงจรเรียงกระแส(RECTIFIER CIRCUIT) ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงแล้วผ่านวงจรกรอง (FILTER CIRCUIT) เพื่อให้กระแสเรียบมากขึ้น ซึ่งจะกล่าวรายละเอียดต่อไป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนรูปที่ 2.2 แสดงวงจรพื้นฐานของ พุช-พุทคอนเวอร์เตอร์ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของวงจรถจะเป็นดังนี้

วงจรถูกพื้นฐานของ พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ แสดงไว้ในรูปที่ 2.2 การทำงานของวงจรถจะเป็นดังนี้ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานโดยผลัดกันนำกระแสในแต่ละครึ่งของคาบเวลา T ขณะที่ Q_1 นำกระแสจะมีกระแส I_p ไหลผ่านขดไพรมารี N_{p1} และไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ ส่วนไดโอด D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีกระแสไหลที่ขดไพรมารี N_{s2} ผ่านไดโอด D_2 และ L_0 ไปยังตัวเก็บประจุ C_0 และโหลด R_L ได้ ในจังหวะนี้ แรงดันตกคร่อม Q_2 จะมีค่าเป็น $2V_{in}$ (จำนวนรอบ $N_{p1} = N_{p2}$ และ $N_{s1} = N_{s2}$) ในทำนองเดียวกันขณะที่ Q_2 นำกระแส Q_1 และ D_2 จะไม่นำกระแสเนื่องจากถูกไบแอสกลับ D_1 ซึ่งอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงจะนำกระแสจากขดเซคันดารี N_{s1} ผ่าน L_0 ไปยังตัวเก็บประจุ C_0 และโหลด R_L จะเห็นได้ว่าใน 1 คาบเวลาการทำงาน ขดเซคันดารีจะให้กระแสไหลผ่าน L_0 ได้ถึงสองครั้ง พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้มากเป็นสองเท่าของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ค่ากระแสสูงสุดขดไพรมารีมีค่าเท่ากัน

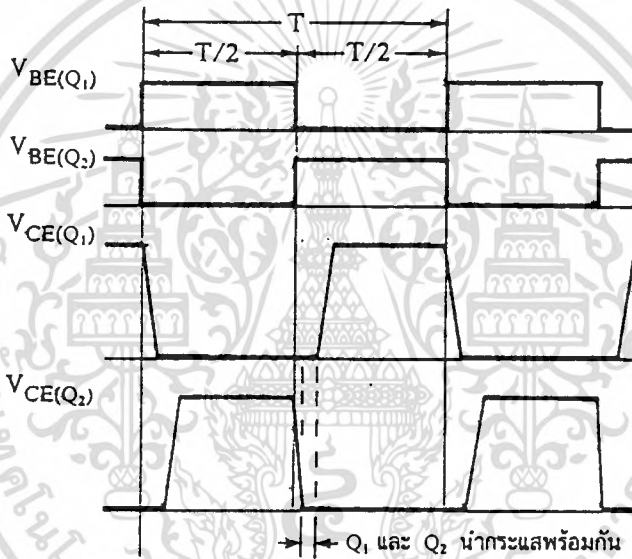
2.2.1 ค่าเวลาเมื่อ t_D สำหรับ พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

การกำหนดค่าเวลาเมื่อ (DEAD TIME) ไว้เพื่อไม่ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีช่วงเวลานำกระแสมากเกินไป มีเหตุผลหลักสองประการ คือ ประการแรก ถ้าไม่มีการจำกัดช่วงเวลานำกระแสเอาไว้ เมื่อเกิดกรณีโหลดคิ่งกระแสมากขึ้น วงจรควบคุมจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าช่วงเวลานำกระแสเพิ่มขึ้น ทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือมีค่าลดลง และเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเหล็กของหม้อแปลง แกนเหล็กจะเข้าสู่จุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็ว ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ เหตุผลอีกประการหนึ่งก็คือ ถึงแม้จะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ครึ่งหนึ่งของคาบเวลาเท่ากันแล้วก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ก็ยังไม่ปลอดภัยเพียงพอเพราะการตอบสนองของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อาจเป็นไปได้ช้า เนื่องจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส เมื่อหยุดจ่ายกระแสไบแอสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เวลา $t = T/2$ ประจุสะสมจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสต่อไปได้อีกชั่วระยะเวลาหนึ่ง ก่อนที่กระแสจะลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ ในขณะที่เดียวกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือเริ่มได้รับกระแสไบแอสที่เวลา $t = T/2$ เช่นเดียวกัน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเกิดนำกระแสพร้อมกันในกรณีนี้แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวขณะนำกระแสจะเท่ากับค่าของแรงดันอินพุตและทำให้เกิดการพังเสียหายอย่างรวดเร็ว แสดงดังรูป 2.3

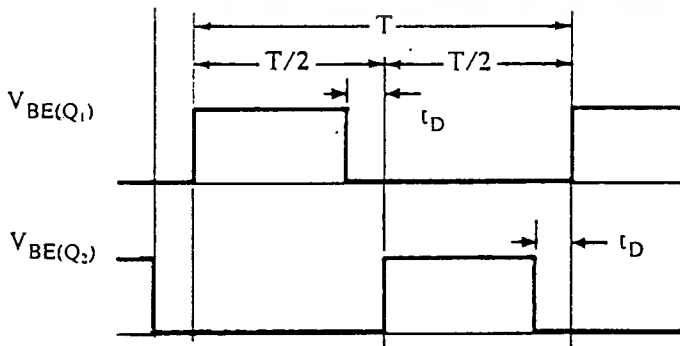


การกำหนดค่าเวลาเมื่อ t_D สำหรับช่วงเวลานำกระแสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ดังรูปที่ 2.4 จะช่วยป้องกันปัญหาที่กล่าวมาแล้วได้ค่าเวลาเมื่อ t_D โดยทั่วไปจะกำหนดไว้ประมาณ 20 เปอร์เซ็นต์ของครึ่งคาบเวลาดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จึงไม่ควรมีค่าเกิน

$$\begin{aligned}
 t_{ON(max)} &= (1.00 - 0.20)t \\
 &= 0.8(T/2) \\
 &= 0.4T \dots \dots \dots (2.1)
 \end{aligned}$$

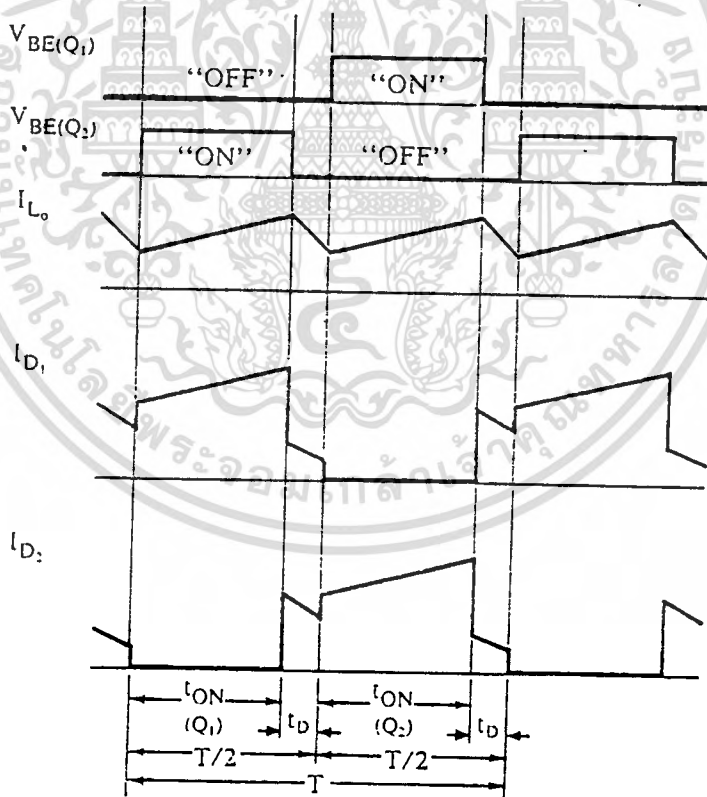


รูปที่ 2.3 แสดงการหน่วงของช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จากประจุสะสม เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน



รูปที่ 2.4 แสดงการกำหนดค่าเวลาเมื่อ t_D ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ข้อสังเกต คือในช่วงเวลาเมื่อ t_D นี้ Q_1 และ Q_2 จะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสพร้อมกัน ทั้งสองตัว ซึ่งเปรียบได้กับช่วงเวลา t_{OFF} ของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ที่เอาต์พุตใช้ L_0 จะมีการยุบตัวของสนามแม่เหล็ก และกลับขั้วแรงดัน แต่เนื่องจาก พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ไม่มีไดโอดฟลายบิล ในกรณีที่ไดโอด D_1 และ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีกระแสไหลผ่านขดเชคันคาร์ N_{s1} และ N_{s2} เนื่องจากการถ่ายเทพลังงานที่สะสมใน L_0 ในช่วงเวลาเมื่อ t_D นี้ด้วย โดกระแสที่ไหลจาก L_0 จะถูกแบ่งครึ่งผ่านไดโอด D_1 และ D_2 อย่างไรก็ตาม พลังงานที่สะสมในขดโทรมารีเนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กในช่วงเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสก็ จะมีการถ่ายเทออกไปที่ขดเชคันคาร์ในช่วงเวลาเมื่อ t_D ด้วยแต่จะมีกระแสไหลผ่านขดเชคันคาร์ได้เพียงขดเดียวเนื่องจาก ไดโอดที่ต่ออยู่กับขดเชคันคาร์ที่เหลือจะอยู่ในลักษณะไบแอสกลับ ทำให้มีกระแสเสริมและลดทอนกระแสที่ไหลจากเอาต์พุตใช้ L_0 ดังนั้นกระแสขบที่เกิดขึ้นในช่วงเวลา t_D ของไดโอดตัวหนึ่ง จะมากกว่าของอีกตัวหนึ่งเสมอ ดังที่ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_2 และกระแสที่ไหลผ่านเอาต์พุตใช้ L_0 ขณะวงจรทำงานจะเห็นว่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอดทั้งสองตัวในช่วงเวลา t_D มีค่าไม่เท่ากันเนื่องจากกระแสที่ไหลในไดโอดไม่เท่ากัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสที่ไหลในขดลวดในช่วงเวลาเมื่อ t_D นี้ จะทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์ในแกนเหล็กของหม้อแปลงยังคงค้างอยู่ที่จุดสูงสุดในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสไปแล้วเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวหนึ่งเริ่มนำกระแสในลักษณะกลับเฟส ความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจึงมีค่าเป็นไปได้อย่างสูง และเป็นการใช้แกนเหล็กได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงที่สุดทำให้แกนที่ใช้มีขนาดเล็กได้

2.2.2 ค่าแรงดันเอาต์พุต

ถ้าพิจารณาในแต่ละช่วงการนำกระแส ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัว และการจัดวงจรทางด้านไพรมารีและเซคันดารี ของทฤษ-ทุตคอนเวอร์เตอร์จะเห็นได้ว่ามีลักษณะเดียวกับการจัดวงจรของฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ โดยมีค่าคาบเวลาเป็นครึ่งหนึ่งของคาบเวลาการทำงานในฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์และช่วงเวลาเมื่อ t_D ก็คือช่วงเวลา t_{OFF} ของฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์นั่นเอง ดังนั้นค่าแรงดันเอาต์พุตของ ทฤษ-ทุตคอนเวอร์เตอร์จะสามารถหาได้จากสมการที่ (2.2) โดยมีค่าคาบเวลา $T = T/2$ ดังนี้

$$V_{out} = \frac{N_s}{N_p} (V_{in} - V_{CE(sat)}) \cdot \frac{2t_{ON}}{T} - V_D \dots\dots\dots(2.2)$$

2.2.3 อัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s และจำนวนรอบ N_p และ N_s

จากสมการข้างบนจะได้ว่า

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{(V_{in} - V_{CE(sat)}) t_{ON(max)}}{(V_{out} + V_D)(T/2)} \dots\dots\dots(2.3)$$

การกำหนดจำนวนรอบ N_p และ N_s จะทำได้จากการกำหนดจำนวนรอบ N_p เสียก่อนจาก

$$N_p = \frac{(V_{in(max)} - V_{CE(sat)}) t_{ON(max)} \cdot 10^8}{(\Delta B_{max} \cdot A_e)} \dots\dots\dots(2.4)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น $I_p(PK) = \frac{P_o \cdot T}{L_p} + \frac{(V_{in(min)} - V_{CE(sat)}) t_{ON(max)}}{L_p} \dots\dots\dots(2.9)$

2.3 หม้อแปลงไฟฟ้า 1 เฟส (Single Phase Transformer)

หม้อแปลงไฟฟ้า เป็นเครื่องหรืออุปกรณ์ชนิดหนึ่ง ที่ใช้ในการเพิ่มหรือลด (step-up or step-down) ระดับแรงเคลื่อนไฟฟ้า (electromotive force = e.m.f.) จากระดับหนึ่งไปสู่อีกระดับหนึ่ง โดยที่มีชื่อแม้ว่า ระดับแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงไปได้นั้น ต้องเกิดขึ้นจากกระแสระดับ (alternating current = a.c.) ดังนั้นจึงนำคุณสมบัตินี้ไปใช้ประโยชน์ในระบบสายส่ง (Transmission line) เพื่อส่งกำลังไฟฟ้าจำนวนมหาศาลไปยังสถานที่ซึ่งอยู่ไกลมากๆ ได้โดยทำให้มีระดับแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่สูงๆ ทั้งนี้เพื่อประหยัดสายไฟและเสาแรงสูง ซึ่งเป็นส่วนสำคัญในระบบสายส่งที่ต้องลงทุนมาก และยังนำไปใช้ในด้านได้อื่นๆ อีก

ปกติแล้วหม้อแปลงไฟฟ้าได้ออกแบบไว้ใช้งาน ให้มีค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าคงที่เสมอที่โหลดต่างๆกัน แต่ก็มีแรงดันไฟฟ้าอีกชนิดหนึ่งที่ออกแบบให้มีค่าของกระแสไฟคงที่ (constant current) ที่ภาระหนึ่งๆเปลี่ยนไป แต่ที่ขั้วของหม้อแปลงชนิดนี้มีแรงเคลื่อนไฟฟ้าเปลี่ยนไปตามโหลด หม้อแปลงชนิดนี้ต้องต่ออนุกรมกับวงจรเพื่อใช้วัดกระแสไฟที่มีค่าสูงๆ ได้ โดยที่ตัวมันได้ลดค่ากระแสที่สูงๆ ลงแล้วต่อเข้ากับ ac.ammeter อีกทีหนึ่งหรือใช้กับเครื่องวัดกำลังไฟฟ้า (wattmeter) ก็ได้

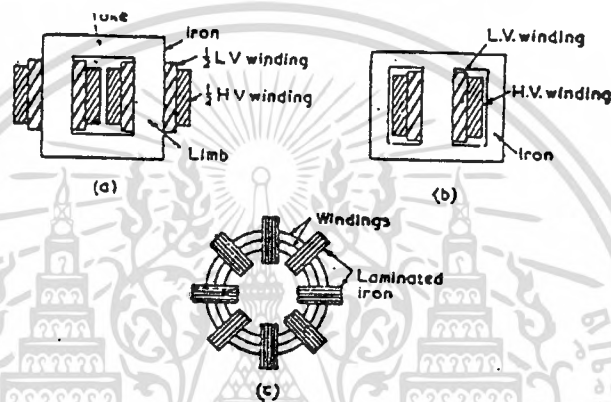
2.3.1 โครงสร้างของหม้อแปลง (Construction)

หม้อแปลงไฟฟ้าแบบธรรมดา ที่ใช้กันอยู่ทั่วไปนั้น เป็นแบบที่มีแรงเคลื่อนไฟฟ้าคงที่ (Constant-potential transformer) มีขดลวดพันอยู่รอบ ๆ แกนเหล็ก 2 ชุด โดยแต่ละชุดอาจจะมีจำนวนรอบเท่าๆ กัน หรือไม่เท่ากันก็ได้ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับจุดประสงค์ของการนำไปใช้งาน แกนเหล็กนั้นเป็นแผ่นเหล็กบางๆที่แต่ละแผ่นถูกเคลือบไว้ด้วยสารบางอย่างที่เป็นฉนวนไฟฟ้า ทั้งนี้เพื่อไม่ให้เกิดการสูญเสีย (loss) ภายในแกนเหล็กอันเนื่องมาจากผลการเหนี่ยวนำทางไฟฟ้า

หม้อแปลงที่ใช้ปรับแรงเคลื่อนทางไฟฟ้าที่มีอยู่ทั่วๆ ไปมีอยู่ 2 ชนิด คือ แบบแรกนั้นใช้สำหรับเพิ่มแรงเคลื่อนทางไฟฟ้า จากแรงเคลื่อนทางไฟฟ้าต่ำให้เป็นแรงเคลื่อนทางไฟฟ้าสูงเรียกว่า "Step-up transformer" ส่วนอีกแบบหนึ่งนั้นจะเปลี่ยนจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าสูงให้ลดลงเป็นแรงเคลื่อนไฟฟ้าต่ำเรียกว่า "Step-down transformer" ขดลวดที่ได้รับกำลังไฟฟ้าเข้าไปเราเรียกว่าขดลวดปฐมภูมิ (primary winding) ขดลวดที่จ่ายกำลังออกไปเราเรียกว่าขดลวดทุติยภูมิ (secondary winding)

หม้อแปลงไฟฟ้าแบ่งตามชนิดใหญ่ ๆ ได้ 3 ชนิด โดยพิจารณาจากลักษณะของการวางหรือการจัดรูปแบบของแกนเหล็ก แบ่งได้ดังนี้ คือ

1. "Core type" เป็นแบบที่มีวงจรมแม่เหล็กเพียงวงจเดียว
2. "Shell type" เป็นแบบที่มีวงจรมแม่เหล็ก 2 วงจร
3. "Berry type" เป็นแบบที่มีวงจรมแม่เหล็กกระจาย(distributed) ออกไปโดยรอบ ทั้ง 3 แบบนี้ได้แสดงไว้ในรูป 2.6 (a , b และ c)



รูป 2.6 การแบ่งชนิดของหม้อแปลงไฟฟ้าตามลักษณะการวางแกนเหล็ก

a) Core type b) Shell type c) Berry type

แบบ Core type นั้นครึ่งหนึ่งของขดลวดทาง primary และ secondary พันไว้รอบขาของแกนเหล็กแต่ละข้าง การพันแบบนี้ทำให้ลดการรั่วไหลของเส้นแรงแม่เหล็ก (flux leakage) ที่เกิดจากขดลวดทั้ง 2 ลงไป ซึ่งทำให้ได้เส้นแรงแม่เหล็กที่คด้อง (linkage flux or mutual flux) ของขดลวดทั้ง 2 มีมากยิ่งขึ้น แต่ถ้าพันขด primary และ secondary แยกกันไว้บนขาของแกนเหล็กแต่ละข้างแล้วจะทำให้เกิดการรั่วไหลของ flux มากยิ่งขึ้น ซึ่งมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้าอย่างยิ่ง (seriously) ปกติแล้วแบบ Core type นี้มักใช้กับหม้อแปลงที่มีขนาดใหญ่

แบบ Shell type นี้มีขดลวดทั้ง primary และ secondary พันไว้ที่แกนกลางของแกนเหล็ก ส่วนที่เหลือของแกนเหล็กอีก 2 ขานั้นทำหน้าที่เป็น low reluctance flux path นั่นเอง

สำหรับแบบ Berry type นั้นมีแกนเหล็กวางอยู่ที่วงรอบๆ ขดลวด แกนเหล็กนี้จำเป็นที่จะต้องมีการสร้างเป็นแบบ shell โดยที่แกนเหล็กกระจายออกไปรอบๆ ขดลวดเหล่านั้น แบบนี้เป็นแบบที่ไม่นิยมเพราะมีโครงสร้างที่ยุ่งยาก

2.3.2 การพันขดลวด (Winding)

การพันขดลวดของหม้อแปลงแบ่งได้ 2 แบบใหญ่ๆ คือ

1. แบบ concentric เป็นแบบรูปทรงกระบอก (concentric cylinder) ดังรูป 2.6(a) แบบนี้มีขดลวดแรงต่ำอยู่ภายใน ทั้งนี้เนื่องจากปัญหาการทำฉนวนหุ้มเส้นลวดที่ใช้ทำขดลวดนั่นเอง ลวดที่ใช้ในการทำ coil นั้นเป็นลวดทองแดงที่หุ้มฉนวน ฉนวนนี้อาจมีรอยขีดข่วนได้ อันเนื่องมาจากการใส่ winding เข้าไปใน core ฉะนั้นเมื่อให้ด้านแรงต่ำ (L.V. side = Low voltage side) อยู่ข้างในจึงปลอดภัยกว่าและยังระบายความร้อนได้ดีกว่าอีกด้วย

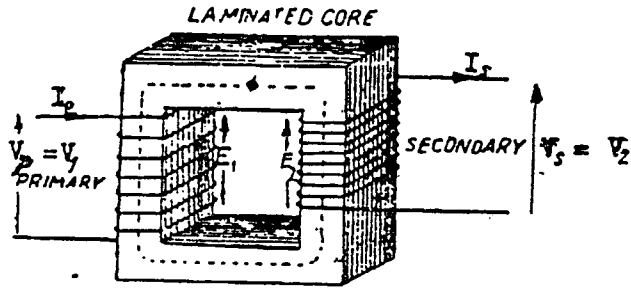
2. แบบประกบซ้อนกัน (sandwich) ดังรูป 2.6(b) แบบนี้ช่วยในการลดเส้นแรงแม่เหล็กที่รั่วไหล (leakage flux) ให้ตกลงไป ขดลวดแรงต่ำเป็นแบบ 2 ส่วน แต่ละครึ่งของขดลวดแรงต่ำนั้นประกบหัวท้ายของขดลวดแรงสูงขดลวดที่ใช้ทั้งแรงสูง และแรงต่ำนั้นส่วนใหญ่เป็นขดลวดทองแดงที่อาบน้ำยาวานิช (varnish) ซึ่งเป็นฉนวนและมีเส้นค้าย (cotton) พันรอบๆ ลวดทองแดงอีกทีหนึ่ง

2.3.3 ทฤษฎีและหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้า (Transformer Theory and Principle)

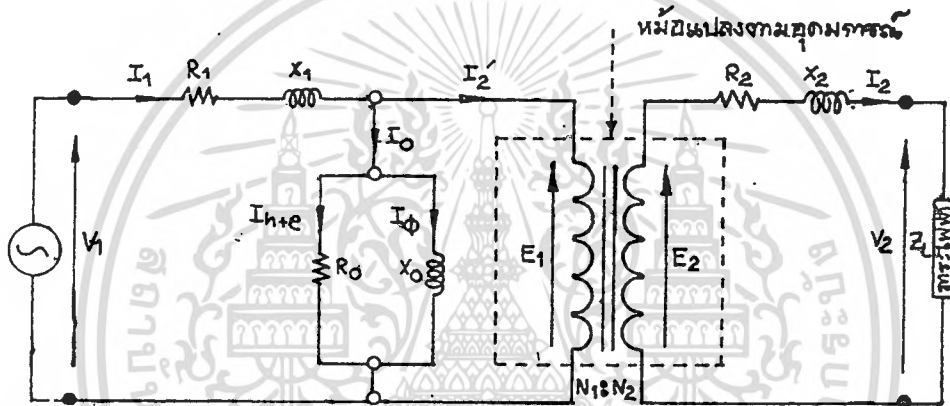
หลักการของหม้อแปลง (Transformer's Principle)

หม้อแปลงประกอบด้วยขดลวด 2 ชุด ที่พันอยู่บนแกนเหล็ก (รูป 2.7-1) ชุดที่ต่อไปยังแหล่งกำเนิดไฟฟ้าเรียกว่า ชุดปฐมภูมิ (primary winding) โดยที่มีแรงเคลื่อนไฟฟ้าตกคร่อมอยู่ V_p (V_1) volts อีกชุดหนึ่งที่ต่อไปยังภาระทางไฟฟ้า (load) เรียกว่าชุดทุติยภูมิ (secondary winding) โดยมีแรงเคลื่อนไฟฟ้าตกคร่อมที่ load เป็น V_s (V_2) volts จำนวนของขดลวดทาง primary และ secondary มีจำนวนรอบเป็น N_p (N_1) และ N_s (N_2) ตามลำดับค่านที่ใ้รับกำลังไฟฟ้าอาจจะเป็นด้านแรงต่ำหรือแรงสูงก็ได้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับการใช้งาน

เมื่อหม้อแปลงได้รับแรงเคลื่อนทางไฟฟ้า V_p volts เข้าไปที่ขด primary (pri.) จะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้า V_s ทางค่าน secondary (sec.) (รูป 2.7-1) ขึ้น ถึงแม้ว่าจะไม่มี load มาต่อก็ตาม ในกรณีเช่นนี้ $V_s = E_2 = V_2$

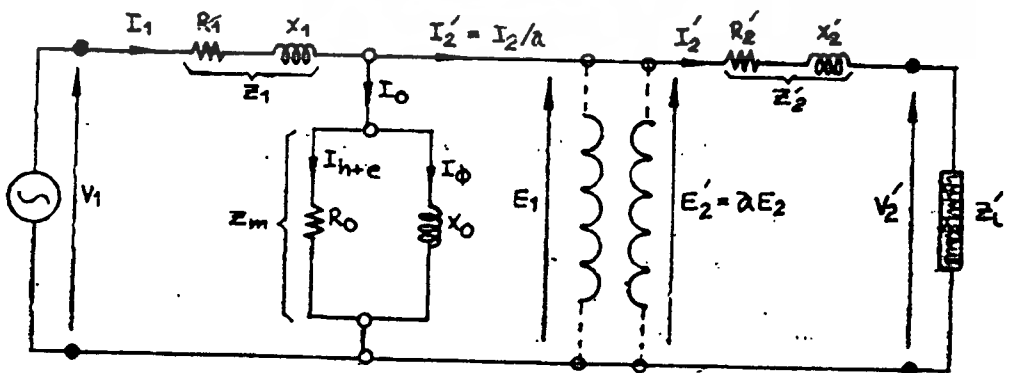


รูป 2.7-1 หลักการเบื้องต้นของหม้อแปลง



รูป 2.7-1.1 วงจรสมมูลของหม้อแปลงจริงๆ ที่วงจรไฟฟ้ายังไม่ต่อดังกัน

จากรูป 2.7-1.1 นี้ทำให้เห็นได้ว่าวงจรทางไฟฟ้ายังไม่มีส่วนใดต่อดังกันเลย ฉะนั้นเมื่อต้องการคำนวณหา parameter ต่างๆ ของหม้อแปลงทั้งตัวก็อาจมีปัญหา ดังนั้นจึงทำการย้ายค่า parameter จากด้านที่จ่ายไฟไปยังด้านที่รับไฟหรืออาจจะกลับกันก็ได้ดังรูป 2.7-1.2 ซึ่งการย้ายค่าต่างๆนี้จะไม่ทำให้คุณสมบัติต่างๆ ของหม้อแปลงเปลี่ยนไป



รูป 2.7-1.2 วงจรสมมูลที่ย้ายค่าต่างๆ ทางทุติยภูมิไปไว้ทางด้านปฐมภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3.4 อัตราส่วนของแรงเคลื่อนและกระแส (Voltage and Current Ratio)

จากรูป 2.7-1 เมื่อมีโหลดมาต่อทางด้าน sec.ทำให้เกิดกระแส I_s ไหลอยู่ทาง sec. และมีแรงเคลื่อนไฟฟ้าตกคร่อม load = V_s (V_s ไม่เท่ากับ E_2) ส่วนทางด้าน pri. นั้นก็มีกระแส I_p และแรงเคลื่อนไฟฟ้า V_p ออกมาจาก source เมื่อทำการสังเกตต่อไปก็พบว่าอัตราส่วน V_p/V_s นั้นมีค่าใกล้เคียงกับอัตราส่วนของ N_p/N_s และมีค่าใกล้เคียงกับส่วนกลับของอัตราส่วนของ I_p/I_s นั่นก็คือ $V_p I_p$ มีค่าใกล้เคียงกับ $V_s I_s$ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของ I_s เกิดขึ้นทาง sec. นั้นมีผลทำให้ I_p เปลี่ยนแปลงด้วย นั่นคือ

$$V_p I_p \propto V_s I_s$$

เส้นแรงแม่เหล็ก (ϕ) ส่วนใหญ่นี้คล้อง (link) ขดลวดของ pri และ sec. ดังนั้น จึงทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นทั้ง 2 ขด (E_1 และ E_2) ซึ่งค่าของแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นนี้เป็นสัดส่วนกับจำนวนรอบของขดลวดแต่ละขด ซึ่งได้จากความสัมพันธ์ตามกฎของการเหนี่ยวนำคิงในสมการ

$$e = N(d\phi/dt) \dots \dots \dots (2.10)$$

เมื่อ e = แรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำขึ้นในขณะใดขณะหนึ่ง

N = จำนวนรอบของขดลวดที่ได้รับอัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้น

แรงแม่เหล็กต่อหน่วยเวลา

$d\phi/dt$ = อัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กต่อหน่วยเวลา

นั่นคือ $E_1/E_2 = N_1/N_2 = a$ = อัตราส่วนการเปลี่ยนแปลงของหม้อแปลง

= (Transformation Ratio)

เมื่อ E_1 และ E_2 คือแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในขดลวด pri. และ sec. ตามลำดับ N_p กับ N_s ก็คือจำนวนรอบของขดลวดทาง pri. และ sec. เช่นกัน สำหรับแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ขั้วของ pri. และ sec. ทั้ง 2 ข้าง นั้น แตกต่างจากแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดจากการเหนี่ยวนำก็เพียงเล็กน้อยเท่านั้น ฉะนั้นจึงไม่ทำให้ Vector ของ V_p และ V_s มีมุมแตกต่างไปจาก Vector ของ E_1 และ E_2 มากนัก. ดังนั้น ถ้าหากจะพิจารณาว่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่ขั้ว(terminal voltage) นั้นเป็นสัดส่วนโดยตรงกับจำนวนขดลวดของแต่ละด้าน

โดยประมาณแล้ว ก็จะได้ความสัมพันธ์ดังสมการ

$$V_p/V_s = N_p/N_s = \text{Transformation ratio}$$

ถ้าหากว่าการสูญเสียกำลังไฟฟ้าจากภายในหม้อแปลงนั้นมีค่าจำนวนเล็กน้อย ก็ตัดค่าที่เสียนั้นทิ้งไปได้ นั่นก็คืออาจพิจารณาได้ว่ากำลังที่ได้รับ (power output) กับกำลังที่ใส่เข้าไป (power input) มีค่าเท่ากัน นั่นก็คือ

$$V_p I_p \cos\theta_p = V_s I_s \cos\theta_s \dots\dots\dots(2.11)$$

ค่า $\cos(\theta_s)$ นั้น หาได้จากชนิดของ load แต่เนื่องจากว่า Power factor ของทาง pri. และ sec. มีความแตกต่างเพียงเล็กน้อย ดังนั้นจึงอาจกล่าวได้ว่า

$$V_p I_p = V_s I_s \dots\dots\dots(2.12)$$

หรือ $V_p/V_s = I_s/I_p = N_p/N_s \dots\dots\dots(2.13)$

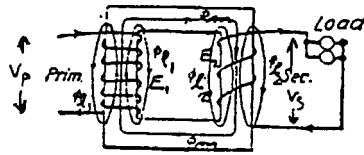
จะได้ $I_p N_p = I_s N_s \dots\dots\dots(2.14)$

หม้อแปลงนี้ จะทำหน้าที่ก็ต่อเมื่อ ไฟที่ใส่เข้าไปทางค้ำ pri. นั้นเป็นไฟสลับหรือไฟที่มีการเปลี่ยนแปลงเป็นจังหวะๆ (pulse) ถ้าเป็นไฟตรงก็คืองเป็นแบบที่มีการเปลี่ยนแปลงการกระเพื่อมขึ้นลง (fluctuating) หรือมีจะนั้นก็ให้มีการเปิดปิดไฟตรงด้วยอัตราเร็วอัตราหนึ่งหรือหลายอัตราก็ได้ จึงจะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าขึ้นทาง sec. อันเนื่องมาจากมีการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรง(flux change) นั้น จะนั่นถ้าไฟตรงที่ใส่เข้าไปทาง pri. มีค่าคงที่ตลอดเวลาก็จะทำให้ไม่มีไฟเกิดขึ้นทาง sec. ดังนั้นจึงทำให้หม้อแปลงมีลักษณะเด่นในการเปลี่ยนค่าของแรงเคลื่อนไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าในวงจรกระแสไฟสลับเท่านั้น

2.3.5 ทฤษฎีการทำงาน (Theory of Operation)

เพื่อความเข้าใจง่ายในทฤษฎีการทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้า จึงใคร่ที่จะเริ่มต้นจากทฤษฎีที่ได้วางแนวคิด (concept) ที่เป็นพื้นฐานไว้ก่อน ฉะนั้นจึงจะกล่าวถึงหม้อแปลงไฟฟ้าตามความคิดฝัน (Ideal Transformer) หม้อแปลงชนิดนี้ไม่คิดการสูญเสียต่างๆ (loss) ที่เกิดขึ้นในหม้อแปลง ดังนั้นจึงเป็นการวาดภาพทจนซ์ของหม้อแปลงไฟชนิดนี้ขึ้นในความคิดได้ หม้อแปลงไฟฟ้า ตามความคิดฝันหรือตามอุดมการณ์ (Ideal transformer) ทำให้เกิดมีหลักการดังนี้

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยีพลังงานไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 2.7-2 Flux distribution ใน transformer

เมื่อใส่ไฟ V_p เข้าไปทำให้เกิดกระแส I_p กระแสนี้ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมด (ϕ) เส้นแรงแม่เหล็กนี้จะเหนี่ยวนำขดลวดของมันเองและขดลวดของทุติยภูมิให้เกิดแรงเคลื่อนไฟฟ้าเป็น E_1 และ E_2 ขึ้นพร้อมๆ กัน นั่นคือ E_1 และ E_2 ที่เกิดขึ้นเป็นไปตามกฎของ Lenz และ Faraday ตามลำดับ นั่นคือ $V_p = E_1$ และ $E_2 = V_2$ ในกรณีที่เป็นหม้อแปลงไฟฟ้าตามอุดมการณ์ เท่านั้น ส่วนหม้อแปลงจริงๆ (Actual transformer) นั้น มีหลักการทำงานดังรูป 2.7-2 ดังนี้ คือเมื่อใส่ไฟ ตลับ V_p เข้าไปที่ค้ำานปฐมภูมิทำให้มีกระแส I_p ไหลผ่านขดลวดนี้ไปยังวงจรรภายนอก (วงจรรภายนอกนี้คือ ตัวจ่ายไฟหรือ Source ของวงจรมันเอง) ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็ก (Flux) ϕ_1 ขึ้นที่ ขดลวด Primary

ϕ_1 นี้ประกอบด้วย mutual Flux (ϕ_{1m}) และ leakage Flux (ϕ_{1l}) ขณะที่ ϕ_1 เปลี่ยนแปลงไปตามการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำ e.m.f. (electromotive force) ขึ้นภายในขด pri. และมีทิศทางตรงกันข้ามกับ V_p (ตามกฎของ Lenz) ให้ไฟที่จ่ายเข้าไปเป็น sinusoidal - wave form เพราะฉะนั้น ϕ_1 เป็น sine wave ด้วย (ไม่คิด loss ต่างๆ และ lag impressed Voltage V_p ไป 90°) นั่นคือ

$$\phi_1 = \phi_{1max} \cos \omega t = \phi_{1m} + \phi_{1l} \dots \dots \dots (2.15)$$

ตามกฎของ Lenz ได้ $e_1 = -N_1 d\phi_1 / dt$

$$e_1 = N_1 \omega \phi_{1max} \sin \omega t$$

$$E_{1max} = N_1 \omega \phi_{1max}$$

$$E_1 = (N_1 2\pi f_1 \phi_{1max}) / \sqrt{2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวน $E_1 = 4.44 N_1 f_1 \phi_{1max} \dots \dots \dots (2.16)$ ราคา

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

E_1 = effective value หรือ r.m.s. value ของแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เหนี่ยวนำขึ้นใน primary และมีทิศทางตรงกันข้ามกับ V_p (volt)

= back e.m.f. (โวลต์)

N_1 = จำนวนขดลวดทาง primary (รอบ)

f_1 = ความถี่ของไฟสลับที่จ่ายให้กับขดลวด pri.(รอบ/วินาที=CPS)

ϕ_{1max} = flux ทั้งหมดที่เกิดขึ้นทาง primaryขณะที่มีค่าสูงสุด(เวเบอร์)

(1 weber = 10^8 lines)

ϕ_{1m} = เส้นแรงแม่เหล็กร่วมที่ขดปฐมภูมิ (Primary mutual flux) (เวเบอร์)

ϕ_m = เส้นแรงแม่เหล็กร่วมที่เกิดขึ้นทั้งทางปฐมภูมิและทุติยภูมิ(mutual flux)(เวเบอร์)

= ϕ_{1m}

แรงเคลื่อนไฟฟ้า E_1 นี้ประกอบด้วย E_{1m} และ E_{1l} ซึ่งเกิดจาก ϕ_{1m} และ ϕ_{1l} ทั้ง E_{1m}

และ E_{1l} นี้ inphase กันดังรูป 2.7-3



รูป 2.7-3 การเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นกับ Ideal transformer เมื่อ ไม่มี load

$$E_{1m} + E_{1l} = V_p \dots \dots \dots (2.17)$$

เมื่อ E_{1m} = การเหนี่ยวนำที่เกิดจาก Mutual flux

E_{1l} = การเหนี่ยวนำที่เกิดจาก Self inductanceหรือเส้นแรงแม่เหล็กรั่ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ (leakage flux) สำหรับการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับทางด้านทุติยภูมิ (secondary winding) นั้นก็เกิดการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้า E_2 ขึ้นในขณะเดียวกันกับ E_1 เกิดขึ้น และมีทิศทางไปในทางเดียวกันด้วย แต่ E_2 นี้เกิดจาก ϕ_m เท่านั้น ดังนั้นขนาดของ E_2 จึงขึ้นอยู่กับจำนวน N_2 และ ϕ_m ที่มาคดต้องขดลวด secondary E_2 ที่เกิดขึ้นนี้เกิดขึ้นตามกฎของ Faraday

$$E_1 = 4.44N_1f_1\phi_{m-max} \dots \dots \dots (2.18)$$

เมื่อ $E_2 = \text{induce e.m.f. ทาง secondary} = V_s (\text{เมื่อ no load})$

$\phi_{m-max} = \text{maximum mutual flux ที่มา link หรือคดต้องขด(sec.)}$

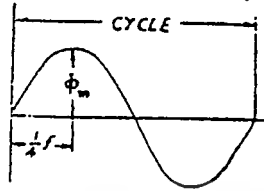
$= \phi_{1max} (\text{สำหรับ Ideal transformer})$

$N_2 = \text{จำนวนรอบขดลวดทางด้าน secondary}$

ขณะ no load นี้จะให้ความสัมพันธ์ของกระแสดังนี้

$I_p = I_0$ (no load current) = I (magnetizing current) โดยที่ I นี้มีมุมตามหลัง (lag) V_p ไป 90° และ inphase กับ ϕ_1 และ ϕ_m (เมื่อเป็นหม้อแปลงตามอุดมการณ์) ขณะที่ทาง secondary ไม่มี load นั้น $I_p = I_0$ แต่เมื่อมี load เพิ่มขึ้น I_p ก็จะไม่เท่ากับ I_0 แล้วแต่ I_0 ก็ยังคงที่อยู่ตลอดเวลาแม้ว่า load ทาง secondary จะเปลี่ยนแปลงไปก็ตาม

ในการหาสมการ การเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงนี้ สามารถหาได้จากคำจำกัดความของ Faraday ได้เช่นเดียวกัน โดยพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของ flux ที่เกิดขึ้นต่อหนึ่งหน่วยเวลา จากการพิจารณาจากรูปของ sine wave ดังรูป 2.7-4 พบว่ามีการเปลี่ยนแปลงเส้นแรงแม่เหล็กจาก 0 ถึงค่าสูงสุดคือ ϕ_{max} ภายในเวลา $1/4f$ เพราะฉะนั้นสำหรับตัวนำ 1 mm มีค่าเท่ากับ $\phi_{max}/(1/4f)$



รูป 2.7-4 แสดง flux wave ที่เปลี่ยนแปลงไปตามกำลังไฟที่เป็น sine wave ภายในหม้อแปลง

$$\text{average e.m.f./turn} = 4f\phi_{\max}$$

$$\text{average e.m.f. for } N \text{ turn} = 4Nf\phi_{\max}$$

สำหรับ sine wave นั้นมีค่า form factor = 1.11

$$\text{form factor} = 1.11 = (\text{R.M.S. value})/(\text{average value})$$

เพราะฉะนั้น

$$\text{R.M.S. value of e.m.f. for } N \text{ turn} = 4.44Nf\phi_{\max}$$

2.3.6 หม้อแปลงที่ใช้ตามความเป็นจริง (Actual Transformer)

เพื่อความง่ายต่อการเข้าใจทฤษฎีการทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้า จึงทำการแยกแยะออกเป็นขั้นตอนดังนี้

1. คัดการสูญเสีย (loss) ที่เกิดจากการสูญเสียที่แกนเหล็ก (core loss) ค่าการสูญเสียที่เกิดจากการรั่วของเส้นแรงแม่เหล็ก (magnetic leakage) และกำลังไฟที่เสียไปที่ขดลวด (copper loss) ในขดลวดตัดทิ้งไป

2. ไม่คิคค่าการรั่วของเส้นแรงแม่เหล็ก (magnetic leakage) อย่างเดียว

3. คิคค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้งหมด (core loss + copper loss + magnetic leakage)

ทั้ง 3 ขั้นตอนข้างบนนี้ต่างก็จะต้องพิจารณาเมื่อตอนหม้อแปลงไฟไม่มีภาระ (no load) และตอนที่ได้รับภาระ (on load) โดยแยกเป็นขั้นตอนดังนี้

ก. คิดเฉพาะ เมื่อมีการสูญเสียกำลังไฟไปที่แกนเหล็กเท่านั้น
เมื่อไร้ภาระ (NO - LOAD)

เมื่อจ่ายไฟให้กับหม้อแปลงนั้นทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเหล็ก (core loss) ขึ้น แม้ว่าจะไม่มีภาระไฟฟ้า (no load) ก็ตาม

จากรูป 2.8-2 สิ่ง que สูญเสียไปในแกนเหล็ก (core loss) ของหม้อแปลงไฟฟ้าก็คือ hysteresis and eddy current losses นั้นเอง สำหรับ impedance drop ที่เกิดในขดลวดที่รับไฟเข้า อันเนื่องมาจากความต้านทานของขดลวดนั้นน้อยมาก (เมื่อขดที่จ่ายไฟ วงจรเปิด) จึงไม่น่ามาคิด (I_0 มีค่า 2 - 10% ของ rated current) ฉะนั้นกระแสเมื่อไม่มี load I_0 (no load current) จึงประกอบด้วยกระแส 2 ส่วน ซึ่งตั้งฉากกัน คือ กระแสอันเนื่องมาจากการเกิด hysteresis and eddy current (I_{h+e}) กับกระแสที่ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็ก (magnetizing current) คือ I_ϕ

สำหรับ I_{h+e} นี้จะมาพร้อม (inphase) กับแรงเคลื่อนไฟฟ้า V_p ($V_p = E_1$) ที่จ่ายเข้าไปที่ขดลวดปฐมภูมิ แต่ I จะ lag E_1 ไป 90° ฉะนั้นจึงทำให้ I_0 เกิดการมาที่หลัง (lag) จาก E_1 ไปเกือบเท่ากับ 90° นั่นคือ

$$I_0 = I_{h+e} + I_\phi \dots \dots \dots (2.19)$$

$$\text{หรือ } I_0 = \sqrt{(I_{h+e})^2 + (I_\phi)^2} \text{ มุม } \theta_0$$

$$\text{นั่นคือ } I_{h+e} = I_0 \cos \theta_0$$

$$I_\phi = I_0 \sin \theta_0$$

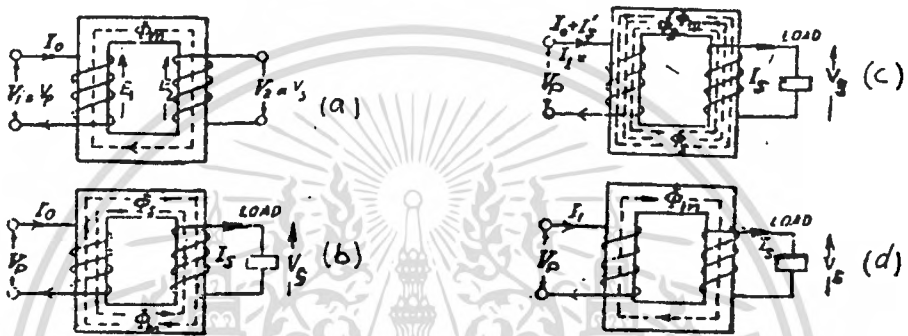
$$\text{เมื่อ } \theta_0 = \tan^{-1} \left(\frac{I_\phi}{I_{h+e}} \right) \dots \dots \dots (2.20)$$

โดยปกติแล้วขนาดของ I_ϕ นั้นมากกว่า I_{h+e} หลายเท่า ฉะนั้นจึงทำให้ θ_0 มีค่าใกล้เคียง 90° เพราะว่า I_0 มีค่าน้อยมาก ฉะนั้นจึงทำให้มุมที่แตกต่างระหว่าง V_p กับ E_1 มีค่าน้อยมาก ฉะนั้นถ้าคิดโดยประมาณแล้วจึงอาจกล่าวได้ว่า θ_0 มาที่หลัง (lag) V_p ไปเกือบเท่ากับ 90° จุดที่ควรจะสังเกตอย่างระมัดระวังมีดังนี้

1. กระแส I_0 นี้มีค่าน้อยมาก เมื่อเปรียบเทียบกับกระแสไฟที่หม้อแปลงไฟต้องจ่ายให้กับภาระเต็มที่ (full load current)

2. จากความจริงที่ว่า permeability ของแกนเหล็กนั้นเปลี่ยนแปลงไปกับค่าของกระแสกระตุ้น (exciting current) ช่วงเวลาที่ใส่เข้าไป ฉะนั้นรูปคลื่นของกระแสกระตุ้นหรือ กระแสที่ทำให้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขึ้นพร้อมกันกับ I_s นั่นเอง ดังนั้นจึงทำให้ได้ผลลัพท์ของวงจรทางแม่เหล็กมีค่าคงที่ นั่นคือเส้นแรงแม่เหล็กเท่ากับ ϕ_m อันเนื่องมาจาก $I\phi$ เท่านั้น แต่ว่ากระแสทางค้ำรับไฟนั้นก็เปลี่ยนจาก I_0 ไปเป็น I_p ซึ่งเท่ากับ $I_0 + (I_s)$ ตาม vector นั่นเอง กรรมวิธีการต่างๆที่เกิดขึ้นอันเนื่องมาจากหม้อแปลงได้รับภาระไฟ I_s นั้นได้แสดงไว้ทั้งหมดเป็นขั้นตอนแล้วในรูป 2.8-1 a ถึง d



รูป 2.8-1 แสดงปรากฏการณ์ของเส้นแรงแม่เหล็ก (magnetic flux) ที่เปลี่ยนแปลงไปชั่วขณะเดียว (transient) ในขณะที่หม้อแปลงได้รับภาระไฟ

(a) เมื่อยังไม่ได้รับภาระไฟ ก็จะมีแต่ ϕ_m เท่านั้น

(b) เมื่อได้รับภาระไฟ I_s ทางค้ำจ่ายไฟ ทำให้เกิด ϕ_s ขึ้นสวนทางกับ ϕ_m

(c) ขณะ ϕ_m ลดไป ทำให้ E_1 ลดลงเกิด (I_s) โหลดเพิ่มขึ้นทางค้ำรับไฟ (I_s) นี้ทำให้เกิด (ϕ_s) มีทิศทางตรงข้ามกับ ϕ_s แต่มีขนาดเท่ากันโดยที่ยังมี I_s ทางค้ำจ่ายไฟ

(d) ϕ_m กลับมาอยู่ในสภาพเดียวกับ (a) แต่ว่ากระแสเปลี่ยนจาก I_0 ไปเป็น I_p ซึ่งเท่ากับ $I_0 + (I_s)$ โดยที่ภาระไฟเป็น I_s ทางค้ำจ่ายไฟ

จะเห็นได้ว่าไม่ว่าภาระไฟทางค้ำจ่ายไฟจะเปลี่ยนไปอย่างไรก็ตาม ก็ไม่ทำให้ค่าของเส้นแรงที่ไหลผ่านในแกนเหล็ก ทั้งหมดผิดแปลกไปจากเมื่อตอนไม่ได้รับภาระไฟมากนัก นั่นคือเส้นแรงทั้งหมด (net flux) มีค่าเท่ากับเมื่อตอนไม่ได้รับภาระไฟ (โดยประมาณ) ดังนั้นจึงทำให้ค่าของการสูญเสียในแกนเหล็ก (Core loss) มีค่าคงที่ตลอดไปที่ค่าภาระไฟต่างๆ ทั้งนี้เพราะ ϕ_m มี

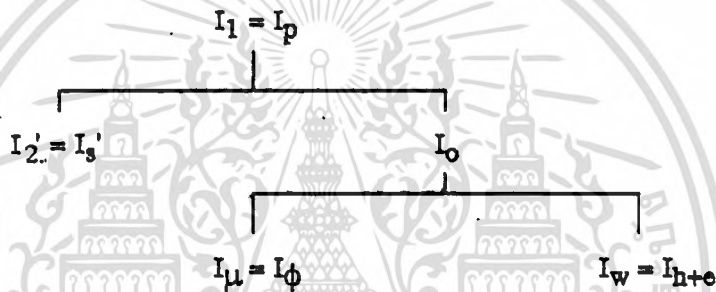
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าคงที่โดยประมาณ

$$\begin{aligned} \phi_s &= (\phi_s) \\ N_2 I_s &= N_1 (I_s) = N_1 I_1 \\ I_1 &= N_2 I_1 / N_1 = I_s / a = (I_s) \dots \dots \dots (2.21) \end{aligned}$$

ฉะนั้นเมื่อหม้อแปลงได้รับภาระไฟจึงทำให้กระแสทางpri. มี 2 ส่วน คือ I_o และ $(I_s), (I_1)$ (I_s) นี้มีทิศทางของ phase ตรงกันข้ามกับ I_s และ มีขนาดเท่ากับ I_s หารด้วย a กระแสทั้งหมดทางด้านรับไฟ ก็คือผลบวกตาม vector ของ I_o กับ (I_s) ดังแสดงในรูป 2.8-2



รูป 2.8-2 แสดงส่วนประกอบ (component) ต่างๆ ของกระแสทางด้านรับไฟ เมื่อได้รับภาระไฟ I_s

ข. ไม่คิดค่าการรั่วของเส้นแรงแม่เหล็ก(magnetic leakage) อย่างเดียว (คิด core loss และความต้านทานของขดลวดด้วย)

หม้อแปลงตามอุดมการณ์นั้น คิดว่าขดลวดไม่มีความต้านทาน และไม่มีส่วนที่สูญเสียต่างๆ(losses) แต่ว่าหม้อแปลงจริงๆ นั้นต้องมีความต้านทานเสมอทั้ง 2 ด้านของขดลวด ฉะนั้นจึงทำให้เกิดแรงเคลื่อนตกคร่อมความต้านทานของขดลวดทั้ง 2 ด้านซึ่งได้รับผลดังนี้

1) แรงเคลื่อนที่ขั้ว $V_2 = V_s$ ที่รวมกันตามเวกเตอร์มีค่าน้อยกว่าแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำ E_2 ไปเป็นจำนวน $I_2 R_2$ เมื่อ R_2 คือความต้านทานทางด้านทุติยภูมิ ดังนั้น V_2 ก็คือผลต่างทางเวกเตอร์ของ E_2 กับ $I_2 R_2$ ดังรูป 2.8-3

$$V_2 = E_2 - I_2 R_2 \dots \dots \dots (2.22)$$

ให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็ก (magnetizing current) จึงไม่ใช่รูป sinusoidal wave อย่างแท้จริง(เพราะมี hysteresis เกิดขึ้นในแกนเหล็ก) เมื่อเป็นเช่นนั้นจึงมีอาจที่จะใช้ vector เขียนแทนกระแสที่จะเกิดขึ้นนี้ เหตุผลก็คือปริมาณ vector ที่ใช้เขียนนี้ใช้เขียนแทนการเปลี่ยนแปลงของ sinusoidal เท่านั้น แต่ว่าในทางปฏิบัติแล้วไม่ได้ทำให้เกิดความแตกต่างไปมากนัก ฉะนั้นจึงถือเสมือนว่า I_0 เป็น sinusoidal ด้วย

3. เพราะว่ามี I_0 น้อยมาก ดังนั้นการสูญเสียกำลังไฟของขดลวดที่รับไฟจึงตัดทิ้งไป นั่นก็คือไฟที่ใส่เข้าไปนั้น เสียไปเนื่องจากการสูญเสียในแกนเหล็ก(iron loss) ของหม้อแปลง ในทางปฏิบัติแล้วมักถือว่าเป็นเช่นนั้น

4. เนื่องจากว่าสิ่งที่สูญเสียส่วนใหญ่นี้ เป็นการสูญเสียในแกนเหล็ก ซึ่งทำให้ current vector เลื่อนไปจากเคิม (Ideal transformer) ดังนั้น θ_0 จึงเรียกว่า "hysteresis angle of advance"

เมื่อมีภาระไฟฟ้า (ON - LOAD)

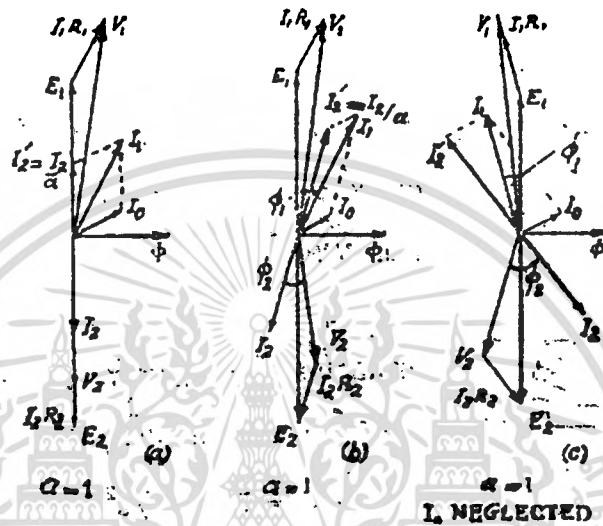
เมื่อทางด้านจ่ายไฟของหม้อแปลงได้รับภาระ จะทำให้เกิดการไหลของกระแส I_2 ขึ้นทางด้านนั้น ขนาดและเฟส(phase) ของ I_2 เมื่อเปรียบเทียบกับ V_2 นั้นหาได้จากชนิดของภาระไฟฟ้าที่หม้อแปลงนั้นได้รับ กระแสจะมาพร้อม(inphase) กับแรงเคลื่อนไฟฟ้าเมื่อภาระไฟเป็นความต้านทานล้วนๆ (pure resistance) แต่จะตามหลัง(lag) แรงเคลื่อนเมื่อภาระไฟเป็นแบบเหนี่ยวนำ (inductive) และจะนำหน้า (lead) เมื่อภาระไฟเป็นแบบที่มีความจุ (capacitive)

กระแส I_2 ที่เกิดขึ้นนี้ทำให้เกิด ϕ_2 ขึ้น มีทิศทางสวนกับเส้นแรงแม่เหล็กหลัก(main flux) ของทางด้านรับไฟ ซึ่งเป็นเส้นแรงแม่เหล็กร่วม (mutual flux) หรือเส้นแรงแม่เหล็กคด ϕ_m (linkage flux) อันเนื่องมาจาก $I\phi$ เส้นแรงแม่เหล็ก ϕ_2 นี้ เรียกว่าเส้นแรงแม่เหล็กลด (demagnetising flux) ฉะนั้นจึงทำให้ ϕ_m มีค่าลดลงไปเพียงชั่วขณะหนึ่งเท่านั้น ฉะนั้นจึงทำให้แรงเคลื่อนไฟที่เกิดจากการเหนี่ยวนำ E_1 ลดลงไป เมื่อเป็นเช่นนั้นจึงทำให้ผลแตกต่างระหว่าง V_p กับ E_1 มากขึ้นจึงเป็นเหตุให้มีกระแสไหลเพิ่มขึ้นทางด้านรับไฟเข้า

ให้กระแสทางด้านรับไฟเข้าเป็น (I_2) กระแสนี้มีทิศทางที่ต่อต้าน phase (anti phase) กับ I_1 และมีชื่อว่าการเป็นส่วนที่เป็นเฉาะของภาระไฟของทางด้านรับไฟ (load component of primary current) กระแส (I_2) นี้สร้างเส้นแรงแม่เหล็ก (ϕ_2) ขึ้นมีทิศทางไปทางเดียวกับ ϕ_m แต่มีทิศทางตรงกันข้ามกับ ϕ_2 และมีขนาดเท่ากับ ϕ_2 ด้วย ฉะนั้นผลที่เกิดขึ้นทางวงจรแม่เหล็ก อันเนื่องมาจากกระแส I_2 นั้นถูกทำให้สะเทิน (Neutralized) หรือหมดไป ไปในทันทีทันใด โดย (I_2) ซึ่งเกิด

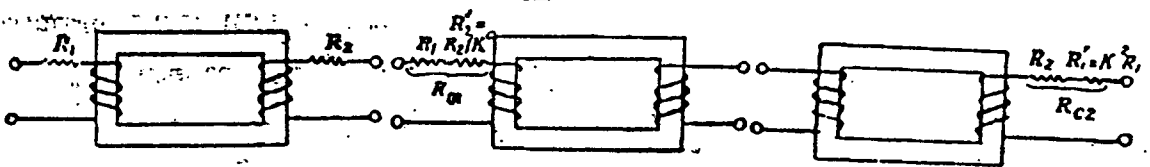
2) ทำนองเดียวกัน E_1 ก็คือผลต่างทางเวกเตอร์ของ $V_1 = V_p$ กับ $I_1 R_1$ เมื่อ R_1 เป็นความต้านทานของขดลวดทางปฐมภูมิ ดังรูป 2.8-3

$$E_1 = V_1 - I_1 R_1 \dots \dots \dots (2.23)$$



รูป 2.8-3 a, b และ c เป็นรูปเวกเตอร์ของหม้อแปลงที่รับภาระไฟเป็น ค.ต.ท.อย่างเดียวกัน ค่าความเหนี่ยวนำ และค่าความจุ ตามลำดับ

ข. 1 สมมุติความต้านทานก็คือค่าความต้านทานที่ย้ายจากด้านหนึ่งของขดรับไฟหรือจ่ายไฟไปยังขดจ่ายไฟหรือขดรับไฟ โดยที่ไม่ทำให้ค่าหรือคุณสมบัติของหม้อแปลงเปลี่ยนไป ค่าที่ย้ายไปใหม่นี้เรียกว่าค่าสมมูลของ R_2 (R_2) หลังจากที่ย้ายไปยังด้านที่รับไฟแล้ว ค่าการสูญเสียที่เกิดทางด้านจ่ายไฟนี้ก็คือค่าการสูญเสียที่ตัวรับไฟ ซึ่งมีกระแส I_1 เป็นตัวจ่ายให้ นั่นคือ ถ้า (R_2) เป็นสมมูลของ R_2 เมื่อคิดที่ด้านรับไฟแล้ว ย่อมต้องมีค่าเท่ากับการสูญเสียที่เกิดขึ้นเมื่ออยู่ทางด้านจ่ายไฟอันเนื่องมาจาก R_2 ด้วย



รูป 2.8-4

รูป 2.8-5

รูป 2.8-6

$$I_1^2(R_2) = I_2^2 \cdot R_2 \dots\dots\dots(2.24)$$

$$R_2' = (I_2/I_1)^2 \cdot R_2 \dots\dots\dots (2.25)$$

เมื่อไม่คิด I_0

$$\text{ได้ } R_2' = a^2 \cdot R_2 \dots\dots\dots(2.26)$$

ทำนองเดียวกัน ความต้านทานสมมูลของขดปฐมภูมิ เมื่อย้ายไปไว้ (refer to) ทางขดทุติยภูมิคือ R_1

$$R_1' = R_1/a^2 \dots\dots\dots(2.27)$$

จากรูป 2.8-5 นั้น ได้ย้ายค่าความต้านทานมาไว้ทางด้านรับไฟ ทั้งหมดเรียกความต้านทานที่ได้นี้ว่าความต้านทานสมมูลของหม้อแปลงทั้งตัว เมื่อคิดที่ด้านรับไฟ

$$R_{01} = R_1 + R_2' = R_1 + a^2 R_2 \dots\dots\dots(2.28)$$

ทำนองเดียวกัน ความต้านทานสมมูลของหม้อแปลงทั้งตัวเมื่อคิดทางด้านจ่ายไฟคือ R_{02}
(รูป 2.8-6)

$$R_{02} = R_2 + R_1/a^2 \dots\dots\dots(2.29)$$

สรุปการคิดความต้านทานสมมูล

1. เมื่อนำมาคิดที่ด้านรับไฟ (refer to primary)

$$R_{01} = R_1 + R_2'$$

2. เมื่อนำมาคิดที่ด้านจ่ายไฟ (refer to secondary)

$$R_{02} = R_2 + R_1'$$

นั่นคือ เมื่อต้องการเปลี่ยนค่า R ไปคิดทางด้านรับไฟก็ให้ a^2 เข้าไปคูณแต่ถ้าต้องการคิดทางด้านจ่ายไฟก็ให้ a^2 ไปหาร

ในเมื่อ $a = \text{transformer ratio} = V_1/V_2 = I_2/I_1 = 1/K$

ข. 2 การรั่วของสนามแม่เหล็ก (Magnetic leakage)

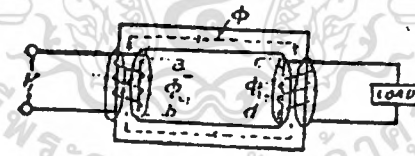
ได้กล่าวมาตอนต้นนี้ว่าสนามแม่เหล็กที่คดงอ (link) ขดรับไฟต้องคดงอขดจ่ายไฟทั้งหมดด้วย แต่ตามความเป็นจริงแล้วไม่เป็นเช่นนั้น ทั้งนี้ต้องมีสนามหรือเส้นแรงบางส่วนที่ไม่ได้

P ไปคดต้องทางขดจ่ายไฟ เส้นแรงเหล่านั้นคือ ϕ_{11} ซึ่งมันจะครบวงจรของมัน โดยการผ่านอากาศแทนที่จะผ่านแกนเหล็กจากขดลวดอันหนึ่งไปอีกอันหนึ่ง ทำนองเดียวกัน เส้นแรงที่ไม่ได้ไปคดต้องที่ขดรับไฟนั้นก็คือ ϕ_{12} = เส้นแรงแม่เหล็กรั่ว(leakage flux) ของขดจ่ายไฟนั่นเองดังรูป 2.8-7 เส้นแรงแม่เหล็กรั่วของแต่ละขดที่เกิดนี้ต่างเป็นสัดส่วนกับจำนวนแอมป์-รอบ ของแต่ละขดลวด นอกจากนั้นเส้นแรงแม่เหล็กรั่วแต่ละขดต่างก็มาพร้อม(imphase) กับกระแสที่ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กนั้นๆ นั่นคือ ϕ_{11} มาพร้อมกับกระแสที่ทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็ก($I\phi$) ทางด้านรับไฟ ส่วน ϕ_{11} ก็มาพร้อมกับกระแส I_2 ซึ่งจ่ายให้กับภาระไฟฟ้าเส้นแรงแม่เหล็กรั่ว แต่ละขดต่างก็เหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟขึ้นในตัวของมันเอง(self induced e.m.f.) นั่นคือ ϕ_{11} ทำให้เกิด e_{11} และ e_{12} ทำให้เกิด e_{22} ขึ้น ซึ่งมีค่าเท่ากับ I_1X_1 และ I_2X_2 ตามลำดับ

$$e_{11} = I_1X_1 = I_1 * 2\pi f L_1 \dots \dots \dots (2.30)$$

และ $e_{12} = I_2X_2 = I_2 * 2\pi f L_2 \dots \dots \dots (2.31)$

เมื่อ X_1 และ X_2 เป็น leakage reactance ของขดรับไฟและจ่ายไฟ (โอห์ม)
 L_1 และ L_2 เป็น leakage inductance ของขดรับไฟและจ่ายไฟ (henry)
 f เป็นความถี่ของไฟที่จ่ายให้ในหม้อแปลง (हन/วินาที)



รูป 2.8-7

จากที่กล่าวมาแล้วนี้จึงสรุปได้ว่า

$$1) \quad V_1 = E_1 + I_1(R_1 + jX_1) \dots \dots \dots (2.32)$$

และ $E_2 = V_2 + I_2(R_2 + jX_2) \dots \dots \dots (2.33)$

2) ในหม้อแปลงที่ใช้งานจริงๆ นั้น ขดลวดแต่ละขดไม่ได้แยกกันอยู่บนขาหรือแกนแต่ละอัน ทั้งนี้เพราะจะทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กรั่วขึ้นเป็นจำนวนมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค. คิดค่าการสูญเสียต่างๆ ที่เกิดขึ้นทั้งหมด (core loss + copper loss + magnetic leakage)

ตามที่กล่าวมาแล้วในตอน ข.2 ก็พบว่าหม้อแปลงจริงๆ นั้นต้องมีการรั่วของเส้นแรงแม่เหล็ก (magnetic leakage) ด้วย ฉะนั้นจึงสรุปความสัมพันธ์ต่างๆ ของหม้อแปลงออกมาได้ดังนี้

1) impedance Z_1 และ Z_2 ของทางด้านรับไฟ ต่างก็มีค่าเท่ากับผลบวกของความต้านทานและ reactance ของแต่ละด้านตามเวกเตอร์คั่งสมการข้างล่าง ตามลำดับ

$$Z_1 = R_1 + jX_1 \dots \dots \dots (2.34)$$

$$Z_2 = R_2 + jX_2 \dots \dots \dots (2.35)$$

2) แรงเคลื่อนไฟที่จ่ายให้กับทางด้านรับไฟนั้นมีค่าเท่ากับผลบวกตามเวกเตอร์ของแรงเคลื่อนไฟที่เหนี่ยวนำขึ้น E_1 กับแรงเคลื่อนไฟตกคร่อม impedance $I_1 Z_1$ ที่เกิดขึ้นในขดรับไฟ นั่นคือ

$$\begin{aligned} V_1 &= E_1 + I_1 Z_1 \\ V_1 &= E_1 + I_1 (R_1 + jX_1) \dots \dots \dots (2.36) \end{aligned}$$

3) แรงเคลื่อนที่เหนี่ยวนำขึ้นที่ขดจ่ายไฟ E_2 มีค่าเท่ากับผลบวกตามเวกเตอร์ของแรงเคลื่อนไฟที่ขั้ว V_2 กับแรงเคลื่อนไฟตกคร่อม impedance $I_2 Z_2$ ที่เกิดขึ้นในขดจ่ายไฟ นั่นคือ

$$\begin{aligned} E_2 &= V_2 + I_2 Z_2 \\ E_2 &= V_2 + I_2 (R_2 + jX_2) \dots \dots \dots (2.37) \end{aligned}$$

2.3.7 การทดสอบหม้อแปลง (Transformer test)

การทดสอบหม้อแปลงนั้นเป็นส่วนสำคัญในการหา parameter ต่างๆ ของตัวหม้อแปลง ซึ่งทำให้หาวงจรสมมูลย์ (equivalent circuit) ของหม้อแปลงทั้งตัวได้ โดยหาค่าต่างๆ เหล่านั้นทางด้านใดด้านหนึ่งก็ได้ นอกจากนี้ยังสามารถหาหรือเขียนรูปเวกเตอร์แทนการทดลองที่เกิดขึ้นนั้นๆ จากการทำวงจรสมมูลย์นี้ได้ ทำให้สามารถพยากรณ์หม้อแปลงนี้ได้ว่าจะมีประสิทธิภาพ, กำลังไฟที่ต้องการใช้, กำลังไฟที่ส่งออกมาและอื่นๆ ได้อีกตามต้องการ ในเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงภาระ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ชนิดต่างๆ ให้กับหม้อแปลง อย่างไรก็ตามก็ดี ในการทดสอบนี้แบ่งออกได้เป็น 2 ตอนคือ

1.เมื่อเปิดวงจรหรือเมื่อตอนที่หม้อแปลงไม่ได้รับการ (open circuit or no load test) จุดประสงค์ของการทดสอบนี้ ก็เพื่อหาส่วนสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเหล็กและกระแสขณะที่ไม่ต้องจ่ายภาระ ในการทดสอบนี้โดยปกติมักทำการเปิดวงจรทางด้านที่มีแรงเคลื่อนไฟสูง และทำการวัดทางด้านแรงเคลื่อนไฟต่ำ อย่างไรก็ตามก็ดี ในการทดสอบนี้อาจวัดหรือเปิดวงจรทางด้านใดด้านหนึ่งก็ได้

จุดประสงค์ที่ทำการวัดทางด้านแรงต่ำนี้ ก็เพื่อลดความผิดพลาดที่อาจเกิดจากการอ่านและการวัดค่ากระแสในขณะที่ไม่มีการจ่าย ซึ่งเป็นค่าที่ต่ำมาก ก็มีค่าประมาณ 2-10% ของ rated load

2.การทดสอบโดยการลัดวงจรของหม้อแปลง(short circuit or impedance test) การทดสอบแบบนี้เป็นวิธีการที่ประหยัดอย่างหนึ่งในการหาสิ่งต่างๆ ต่อไปนี้

2.1 impedance สมมูลย์(Z_{01} หรือ Z_{02}) สมมูลย์ leakage reactance(X_{01} หรือ X_{02}) และความต้านทานสมมูลย์(R_{01} หรือ R_{02}) ของหม้อแปลงที่ลัดทางด้านที่ใส่มิเตอร์ต่างๆ เข้าไปวัดทางด้านนั้น

2.2 ส่วนสูญเสียเนื่องจากความต้านทานของขดลวดทองแดง(Cu loss) ที่พิกัดของภาระ (หรือที่ load ใดๆ ก็ได้ที่ต้องการ) ส่วนสูญเสียที่หาได้นี้ ใช้สำหรับคำนวณหาประสิทธิภาพของหม้อแปลงด้วย

2.3 สามารถคำนวณหา regulation ของหม้อแปลงได้จากกรที่ทราบค่าของ Z_{01} หรือ Z_{02} ทำให้รู้ว่าแรงเคลื่อนที่หายไปทั้งหมดเมื่อลัดทางด้านรับไฟหรือจ่ายไฟเป็นค่าเท่าใด

ในการทดสอบนี้ โดยปกติแล้วมักทำการลัดวงจรทางด้านไฟต่ำโดยใช้ขดลวดทองแดงขนาดใหญ่ลัดวงจร หรืออาจใช้แอมมิเตอร์เป็นตัวลัดวงจรแทนก็ได้เพื่อชี้ให้เห็นถึงกระแสที่พิกัดในขณะลัดวงจร

2.4 การแปลงไฟสลับให้เป็นไฟตรง (Rectifier)

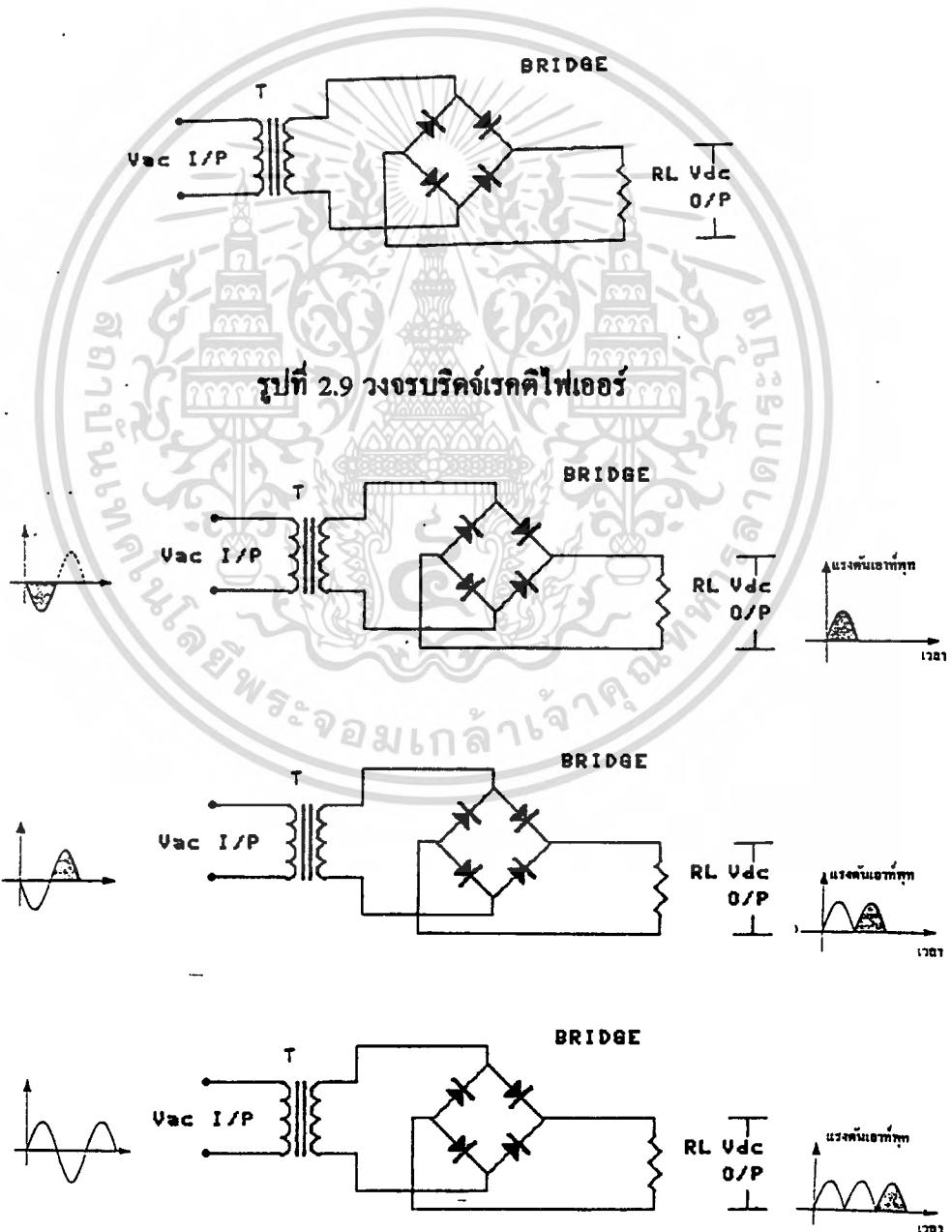
ในที่นี้จะใช้ไดโอด เป็นตัวแปลงไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง สำหรับในส่วนของวงจร เฮอร์ ทู คิซี คอนเวอร์เตอร์ หรือ เรกติไฟเออร์ ซึ่งการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงสามารถทำได้หลายวิธี คือ วงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์ วงจรฟูลเวฟเรกติไฟเออร์ และวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ ซึ่งมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันไป ในขณะที่วงจรฮาล์ฟเวฟเรกติไฟเออร์ใช้อุปกรณ์น้อย ดังที่ใช้ในฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ และฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่แรงดันที่ได้จะต่ำกว่าวงจรฟูลเวฟที่ใช้ใน พูช-ฟูลคอนเวอร์เตอร์ หรือ ฮาล์ฟบริดจ์ หรือ ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ลักษณะของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะต้องใช้หม้อแปลงที่มีแทป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำให้หม้อแปลงมีขนาดใหญ่ ซึ่งในที่นี้จะอธิบายถึงการใช่วงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ ซึ่งให้ผลของแรงดันเหมือนฟูลเวฟเรกติไฟเออร์ ดังนั้นเพื่อลดขนาดของหม้อแปลงจึงใช่วงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ แต่ก็ต้องเพิ่มจำนวนของไดโอด ซึ่งการทำงานของวงจบริดจ์เรกติไฟเออร์จะได้กล่าวต่อไป

2.4.1 วงจบริดจ์เรกติไฟเออร์ (Bridge rectifier)

วงจรที่ให้สัญญาณออกเป็นรูปฟูลเวฟ(full wave)อีกแบบหนึ่งคือ วงจบริดจ์เรกติไฟเออร์ แรงดันไฟสลับจะต่อเข้ากับทั้งสองมุมของวงจบริดจ์ และเอาต์พุตจะนำออกแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 วงจบริดจ์เรกติไฟเออร์

รูปที่ 2.10 แสดงการทำงานของวงจบริดจ์เรกติไฟเออร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

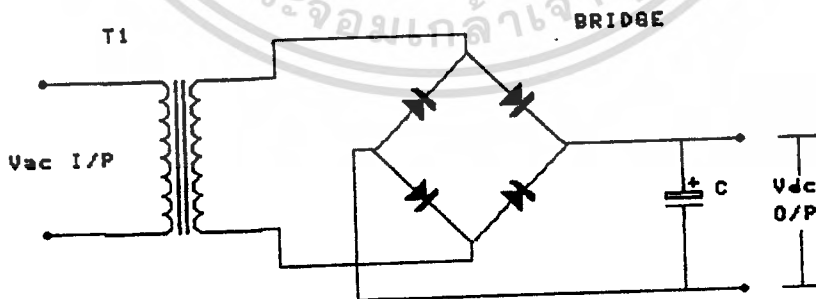
เมื่อพิจารณาขณะที่ไดโอดบางตัวถูกไบแอสกลับ สมมติว่าไดโอด D_2 และ D_3 นำกระแส ไดโอด D_1 และ D_4 จะไม่นำกระแส ซึ่งในขณะที่ไดโอดทั้งคู่ไม่นำกระแสนั้นแรงดันที่ตกคร่อม D_3 และ D_2 จะมีค่ามากที่สุดได้เพียงค่า V_p เท่านั้น ซึ่งมีค่าน้อยกว่าวงจรฟูลเวฟแบบหม้อแปลงมีจุดต่ออยู่ที่กลาง ซึ่งเป็นข้อดีอีกประการหนึ่งของไดโอดที่ใช้ ที่ไม่ต้องให้ทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงมากเกินไปนัก คือทนแรงดันได้ $V_p/2$ ก็เพียงพอ

จึงเห็นได้ว่าวงจรฟูลเวฟแบบบริดจ์ให้ผลของสัญญาณได้ดี จึงมีผู้นิยมนำมาใช้กันมากในวงจรจ่ายไฟกระแสตรง

2.4.2 วงจรกรองแรงดัน หรือฟิเตอร์ (Filter Circuit)

แรงดันที่ได้จาก Rectifier ซึ่งมีลักษณะที่ไม่เรียบ ซึ่งทำให้แรงดันกระแสตรงที่ได้มีค่าต่ำ เพื่อให้แรงดันเรียบขึ้นจึงต้องมีการกรองแรงดันโดยใช้วงจรฟิเตอร์ ซึ่งลักษณะของวงจรมีหลายแบบ ในที่นี้จะวิเคราะห์การกรองแรงดันได้โดยใช้คาปาซิเตอร์ (Capacitor; C) ซึ่งอาศัยการประจุและการคายประจุ (Charge & Discharge) ของ C ซึ่งลักษณะของวงจรแสดงตามรูปที่ 2.11

ค่ากระแสขณะ Charge & Discharge จะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับค่าความจุของ C และสถานะของโหลดที่วงจรต้องจ่ายกระแสออกไป ซึ่งจะแสดงการวิเคราะห์หาค่าต่อไป



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรเรกติไฟเออร์และฟิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในแต่ละครึ่งไซเคิลของวงจรอินพุต สมมติว่าขั้วบนของหม้อแปลงมีค่าเป็นบวกและขั้วล่างมีค่าเป็นลบหรือครึ่งไซเคิลลบ ที่ถูกป้อนเข้าทางขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง ไดโอด D_2 และ D_3 จะอยู่ในลักษณะไบแอสตรง ดังนั้นกระแสจะไหลครบวงจรจากขั้วบนของหม้อแปลงผ่านไดโอด D_2 ความต้านทานโหลด ไดโอด D_3 แล้วกลับเข้าขั้วล่างของหม้อแปลงดังรูปที่ 2.10ก และเมื่อแรงดันไฟสลับเปลี่ยนข้างมาเป็นบวกที่ขั้วล่าง และเป็นลบที่ขั้วบน การนำกระแสของไดโอดจะเป็นไปโดยเริ่มจากจุดล่างผ่านไดโอด D_4 ความต้านทานโหลด ไดโอด D_1 กลับเข้าขั้วบนของหม้อแปลง ทิศทางแรงดันคร่อมโหลดจะมีทิศทางเดียวกันกับตอนแรกคือ D_2 กับ D_3 และ D_1 กับ D_4 ดังรูปที่ 2.10ข

แรงดันไฟตรงที่โหลดหาได้จาก

$$V_{DC} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} [V_m \sin(\omega t)] dt = \frac{2V_m}{\pi} = 0.6366V_m$$

แต่

$$V_{rms} = \left[\frac{2}{T} \int_0^{T/2} [V_m \sin(\omega t)]^2 dt \right]^{0.5} = 0.707V_m$$

หรือ $V_m = \sqrt{2} V_{rms}$

ฉะนั้นแรงดันไฟตรงที่โหลดจะมีค่า

$$V_{DC}(\text{full wave}) = 0.6366 \cdot \sqrt{2} \cdot V_{rms} \dots\dots\dots(2.38)$$

เมื่อกำหนดหม้อแปลงให้เป็นแบบวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ วงจรนี้สามารถทำให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าได้เป็น 2 เท่า ของวงจรฟูลเวฟแบบมีจุดต่ออยู่กึ่งกลางขดลวดปฐมภูมิ ทั้งนี้เป็นเพราะแรงดันที่คร่อมหม้อแปลงทั้งหมดไม่มีการแบ่งครึ่ง แต่จะป้อนเข้าไปยังวงจรบริดจ์ได้โดยตรง จึงทำให้ V_p ของวงจรบริดจ์มีค่าเป็น 2 เท่า ของวงจรหม้อแปลงที่มีจุดต่ออยู่กึ่งกลาง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการฟิลเตอร์เราต้องคำนึงถึงค่าแรงดันกระเพื่อม (ripple voltage) ซึ่งสามารถหาค่า ripple factor ของ Rectifier ได้จาก

$$r = \frac{\text{ค่าแรงดัน rms กระแสสลับที่เป็นส่วนประกอบของสัญญาณ}}{\text{ค่าเฉลี่ยของสัญญาณ}}$$

หรือ
$$r = \frac{V_{r(rms)}}{V_{dc}}$$

ซึ่งในส่วนของแรงดันกระแสสลับประกอบด้วยระดับ dc คือ

$$V_{ac} = V - V_{dc}$$

สามารถหาค่า rms ของส่วนที่เป็นกระแสสลับ คือ

$$\begin{aligned} V_{r(rms)} &= \left[\int_0^{2\pi} V_{ac}^2 d\theta \right]^{1/2} = \left[\int_0^{2\pi} (V - V_{dc})^2 d\theta \right]^{1/2} \\ &= \left[V_{(rms)}^2 - 2V_{dc} + V_{dc} \right]^{1/2} \\ &= \left[V_{(rms)}^2 - V_{dc} \right]^{1/2} \end{aligned}$$

สำหรับ Full wave rectifier จะได้

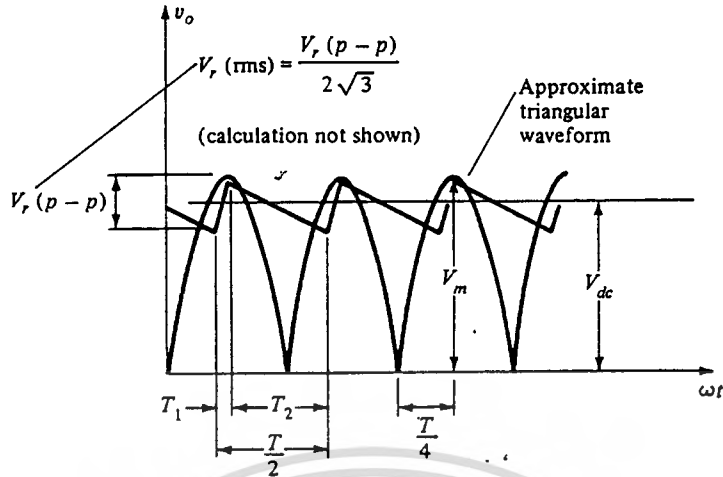
$$\begin{aligned} V_{r(rms)} &= \left[V_{(rms)}^2 - V_{dc} \right]^{1/2} \\ &= \left[\left(\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}} \right)^2 - \left(\frac{2V_m}{\pi} \right)^2 \right]^{1/2} \\ &= V_m \sqrt{[1/2 - 4/\pi]} \end{aligned}$$

$$V_{r(rms)} = 0.308 V_m$$

เมื่อพิจารณาให้ Ripple Voltage มีรูปเป็นสัญญาณสามเหลี่ยมดังแสดงในรูปที่ 2.12 เราสามารถเขียนได้เป็น .

$$V_{dc} = V_m - \bar{V}_{r(p-p)} \dots\dots\dots(2.39)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ 2 ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.12 แสดงสัญญาณ ripple voltage เมื่อใช้ C ฟิลเตอร์

ตลอดช่วงที่ C-discharge แรงดันคร่อม C เป็น

$$V_{r(p-p)} = \frac{I_{dc} T_2}{C} \dots\dots\dots(2.40)$$

จากรูปที่ 2.12

$$V_{r(rms)} = \frac{V_{r(p-p)}}{2\sqrt{3}} \dots\dots\dots(2.41)$$

จากรูปที่ 2.12 สามารถอธิบายได้ดังนี้

$$\frac{V_{r(p-p)}}{T_1} = \frac{V_m}{T/4} \dots\dots\dots(2.42)$$

$$T_1 = \frac{V_m}{V_r(p-p)}$$

$$T_1 = \frac{V_r(p-p) (T/4)}{V_m}$$

$$\text{ซึ่ง } T_2 = T/2 - T_1 = T/2 - \frac{V_r(p-p) (T/4)}{V_m} = \frac{2TV_m - V_r(p-p) T}{4V_m}$$

$$T_2 = \frac{2V_m - V_{r(p-p)}}{V_m} T/4 \dots\dots\dots(2.43)$$

จากสมการ 2.39 สามารถเขียนได้เป็น

$$V_{dc} = \frac{2V_m - V_{r(p-p)}}{2} \dots\dots\dots(2.44)$$

เมื่รวมสมการ 2.43 กับ 2.44 จะได้

$$T_2 = \frac{V_{dc} T/2}{V_m} \dots\dots\dots(2.45)$$

แทนค่าสมการ 2.45 ในสมการ 2.40 จะได้

$$V_{r(p-p)} = \frac{I_{dc} (V_{dc} T/2)}{C V_m}$$

เมื่อ $T = 1/f$

$$V_{r(p-p)} = \frac{I_{dc} V_{dc}}{2f C V_m} \dots\dots\dots(2.46)$$

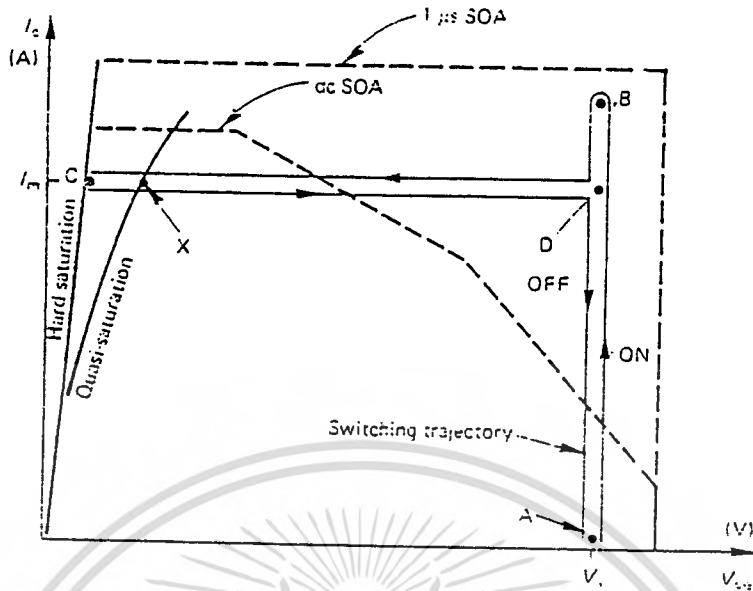
แทนค่าสมการที่ 2.46 ในสมการที่ 2.41 จะได้

$$V_{r(rms)} = \frac{V_{r(p-p)}}{2\sqrt{3}} = \frac{I_{dc} V_{dc}}{4\sqrt{3} f C V_m} \dots\dots\dots(2.47)$$

ซึ่งจากสมการที่ 2.46 และสมการที่ 2.47 เราสามารถนำไปหาค่า C ที่จะใช้ในวงจร Rectifier ได้

ตัวอย่าง ถ้าต้องการกระแส output 4A, $V_{dc} = 310$ V , Input rectifier 220 V_{ac} ความถี่ 50 Hz ต้องการให้มี $V_{r(rms)}$ 15 V

$$\therefore C = \frac{4 \times 310}{4\sqrt{3} \times 50 \times \sqrt{2} \times 220} = 11,505.17 \mu F$$



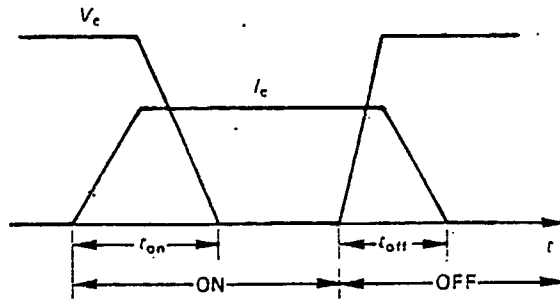
รูปที่ 3.1 แสดงคุณลักษณะของแรงดันและกระแสสำหรับ SOA ของทรานซิสเตอร์ และทางการสวิทช์เมื่อภาวะเป็นอินดักทีฟ

จากรูปที่ 3.1 ในช่วงสวิทช์ปิดการทำงานที่จุด C ถึง A แรงดันและกระแสสูงสุดจะเกิดที่จุด D ซึ่งจุดนี้จะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ ในช่วงสวิทช์เปิดที่จุด B จะเกิดสภาวะแรงดันและกระแสสูงสุดซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ ซึ่งในลักษณะการเกิดขึ้นทั้ง 2 ของช่วงสวิทช์เปิดและสวิทช์ปิดสามารถแก้ไขได้โดยการใช้วงจรช่วยในการสวิทช์ ซึ่งจะสามารถปรับปรุงการเกิดการสวิทช์ให้อยู่ภายใต้ช่วงพื้นที่ SOA ได้

3.1.1 วงจรช่วยเหลือสวิทช์ (SWITCHING-AID CIRCUIT)

ในการที่จะให้ทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ที่เชื่อถือได้ มีความทนทาน และอายุการใช้งานยาวนาน จะต้องใช้วงจรช่วยเหลือสวิทช์ โดยปกติเราจะเรียกว่า วงจรสับเบอ (Snubber circuit) ซึ่งวงจรมีสามารถลดพลังงานที่สูญเสียในการสวิทช์ของทรานซิสเตอร์ ทั้งช่วงเวลาสวิทช์เปิดและสวิทช์ปิด

สำหรับโหลดชนิดเหนี่ยวนำ (Inductance load) ที่เวลาชั่วขณะหนึ่ง ทรานซิสเตอร์จะได้รับแรงเคลื่อนไฟฟ้าและกระแสไหลกลับเต็มที่ ในเวลาที่พร้อมกันดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงรูปคลื่นการสวิตช์ของคอลเลกเตอร์สำหรับภาวะเป็นอินคักทิฟ

จากรูปที่ 3.2 ในสถานะนี้ไม่สามารถเปลี่ยนแปลงการสูญเสียสูงสุดได้ แต่สามารถเปลี่ยนแปลงคาบเวลาของการสวิตช์ได้ ค่าการสูญเสียที่สวิตช์ (switching loss) จะกระจายอยู่ในรูปของความร้อนในทรานซิสเตอร์ ขณะสวิตช์ ในโพลชนิดเหนียวน่าจะมีผลจากพลังงานสะสม $P = (1/2)LI^2$ ทำให้เกิดแรงดันชั่วขณะสูงมากเมื่อสวิตช์ปิด และค่ากระแสชั่วขณะสูงมากเมื่อสวิตช์เปิด และเมื่อใส่ D_f (free wheel diode) จะมีผลให้กระแสหรือแรงดันชั่วขณะลดลง โดยจะผ่านไดโอดกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายกำลัง พลังงานสูญเสียในทรานซิสเตอร์ คือ

$$W_{t(on)} = \int_0^{t_d} V_c(t) I_c(t) dt + \int_0^{t_{ri}} V_c(t) I_c(t) dt$$

เมื่อ $V_c(t) = V_s$ และ $I_c(t) = I_m(t/t_d)$ ช่วง $0 - t_d$

และ $V_c(t) = V_s(1-t/t_{ri})$ และ $I_c(t) = I_m$ ช่วง $0 - t_{ri}$

จะได้สมการคือ

$$W_{t(on)} = \int_0^{t_d} V_s I_m (t/t_d) dt + \int_0^{t_{ri}} V_s (1-t/t_{ri}) I_m dt$$

บทที่ 3

อุปกรณ์สวิทช์ในคอนเวอร์เตอร์

ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ส่วนสำคัญคือ ส่วนที่เป็นสวิทช์ในการตัดต่อเพื่อให้ไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับเพื่อผ่านหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งใช้หลักการเหนี่ยวนำจากที่กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 ซึ่งอุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์ที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์ มีอยู่หลายชนิดเช่น มอสเฟต (MOSFET) เอสซีอาร์ (SCR) ไอจีบีที (IGBT) และทรานซิสเตอร์ (TRANSISTOR) เป็นต้น และอุปกรณ์ที่เป็นกได เช่น สวิทช์รีเลย์ ซึ่งแต่ละชนิดก็มีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกันไป เช่น มอสเฟต ไอจีบีที จะควบคุมได้ง่ายและมีความเร็วในการสวิทช์สูงแต่มีราคาแพง ส่วนเอสซีอาร์ควบคุมได้ยากกว่าและยุ่งยากในการทำให้หยุดนำกระแส พวกที่ใช้กไดมีความเร็วต่ำและอาจมีประกายไฟที่หน้าสัมผัสได้ ซึ่งในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่ในการสวิทช์ ซึ่งจะนำไปใช้งานเพราะในปัจจุบันการพัฒนาโดยการสร้างทรานซิสเตอร์ได้ก้าวหน้าขึ้น ซึ่งเวลาในการสวิทช์ของทรานซิสเตอร์เร็วขึ้นและใช้กับงานที่แรงดันสูงมากขึ้นได้ ถึงแม้การควบคุมทำได้ยากกว่า ไอจีบีที แต่ราคาถูกกว่า

ในคอนเวอร์เตอร์ ภาระของวงจรหรือทรานซิสเตอร์คือหม้อแปลง ซึ่งมีลักษณะเป็นภาระที่แสดงเป็นตัวเหนี่ยวนำ (Inductive Load) ซึ่งในการใช้งานทรานซิสเตอร์เมื่อมีภาระเป็นแบบอินดักตีฟจะต้องมีข้อพิจารณาและการป้องกันการเสียหายที่เกิดกับทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะกล่าวต่อไป

3.1 การสวิทช์เมื่อโหลดเป็นอินดักตีฟ

การทำงานของทรานซิสเตอร์เมื่อใช้เป็นสวิทช์ จะทำงานในช่วงอิ่มตัว (Saturation) ซึ่งจะเกิดได้เมื่อมีกระแสขั้วเบสของทรานซิสเตอร์มากเพียงพอที่จะให้ทำงานที่จุดอิ่มตัวได้ในลักษณะนี้ กระแสคอลเลกเตอร์ (Collector current ; I_C) ของทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วในขณะที่แรงดันระหว่างคอลเลกเตอร์กับอีมิเตอร์ (Collector-Emitter Voltage ; V_{CE}) ยังไม่ตกลงมาถึง $V_{CE(sat)}$ แรงดันระหว่างคอลเลกเตอร์กับอีมิเตอร์อิ่มตัว ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานออกนอกช่วงพื้นที่ทำงานที่ปลอดภัย (Safe Operating Area ; SOA) ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ และในขณะที่ภาระเป็นอินดักตีฟจะมีแรงดันสไปค์ (VOLTAGE SPIKE) ที่สร้างจากภาระในช่วงหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์ (TURN OFF) ซึ่งผลอันนี้จะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานอยู่นอกพื้นที่ SOA มากยิ่งขึ้น ซึ่งลักษณะทางเคมีการสวิทช์ของทรานซิสเตอร์ดังแสดงในรูปที่ 3.1

$$W_{t(on)} = \frac{V_s I_m t_d + t_{ri}}{2}$$

$$W_{t(on)} = \frac{1}{2} V_s I_m t_{on} \quad \text{โดยที่ } t_d + t_{ri} = t_{on}$$

ฉะนั้นสำหรับสวิตช์เปิดจะได้สมการคือ

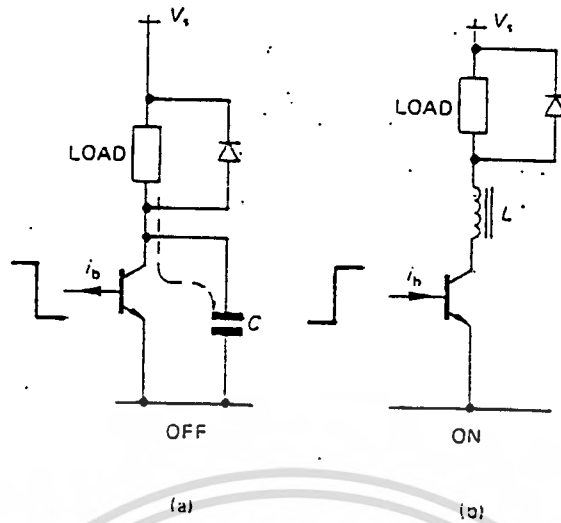
$$W_{t(on)} = \frac{1}{2} V_s I_m t_{on} \quad (J) \dots \dots \dots (3.1)$$

การพิสูจน์หาพลังงานขณะที่สวิตช์ปิดก็สามารถพิสูจน์ได้ว่า

$$W_{t(off)} = \frac{1}{2} V_s I_m t_{off} \quad (J) \dots \dots \dots (3.2)$$

โดยที่ $t_d + t_{ri} = t_{off}$

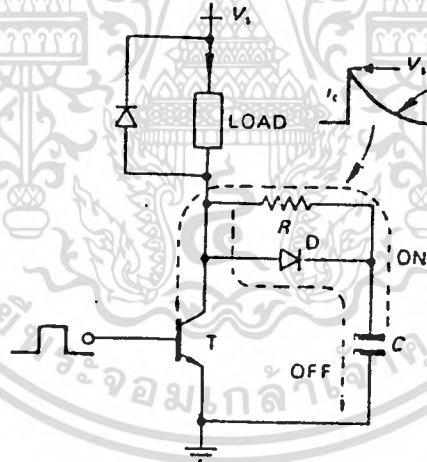
วงจรสับเบอร์ทังสองวงจร สามารถนำไปใช้งานกับเพาเวอร์สวิตชิงทรานซิสเตอร์ วงจรแรกนั้นระยะเวลาการทำงานของทรานซิสเตอร์จะอยู่ในสภาวะเปิด (turn on) และวงจรที่สองเป็นระยะเวลาการทำงานที่สภาวะปิด (turn off) กรณีของ turn off snubber พลังงานจะถูกแบ่งจากทรานซิสเตอร์เข้าไปที่คาปาซิเตอร์ที่ต่อขนานอยู่ ดังในรูปที่ 3.3a ส่วนกรณี turn on snubber จะต่อควเหนี่ยวนำอนุกรมเข้าไปที่ขาคอดเดคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ดังในรูปที่ 3.3b ซึ่งจะควบคุมระยะเวลาขึ้น (rise time) ของกระแสคอดเดคเตอร์ และระยะเวลาลง (fall time) ของแรงดันคอดเดคเตอร์



รูปที่ 3.3 พื้นฐานวงจรช่วยการสวิตช์ ประกอบด้วย

- (a) คาปาซิเตอร์สำหรับแบ่งกระแสในขณะที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส
- (b) ตัวเหนี่ยวนำสำหรับจำกัดอัตราการเพิ่มของ I_c ในขณะที่ทรานซิสเตอร์นำ

กระแส



รูปที่ 3.4 แสดงการทำงานของ turn off snubber

วงจรสับเบอว์ขณะหยุดนำกระแส

รูปที่ 3.4 แสดงวงจร turn off snubber ที่สมบูรณ์ ซึ่งประกอบด้วย คาปาซิเตอร์ ไดโอด และตัวต้านทาน ประกอบกันเข้าที่ขาคอลเลกเตอร์ และขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์สวิตช์ซึ่งสถานะที่ทรานซิสเตอร์ turn off กระแสคอลเลกเตอร์จะลดลง แรงดันที่คอลเลกเตอร์จะเหมือนกับแรงดันที่คาปาซิเตอร์ (capacitor voltage) ซึ่งแรงดันเริ่มต้นเป็นศูนย์ (initially zero)

ที่คาปาซิเตอร์มีขนาดใหญ่ ช่วงเวลาขึ้นของแรงดันคอลเลกเตอร์จะช้า

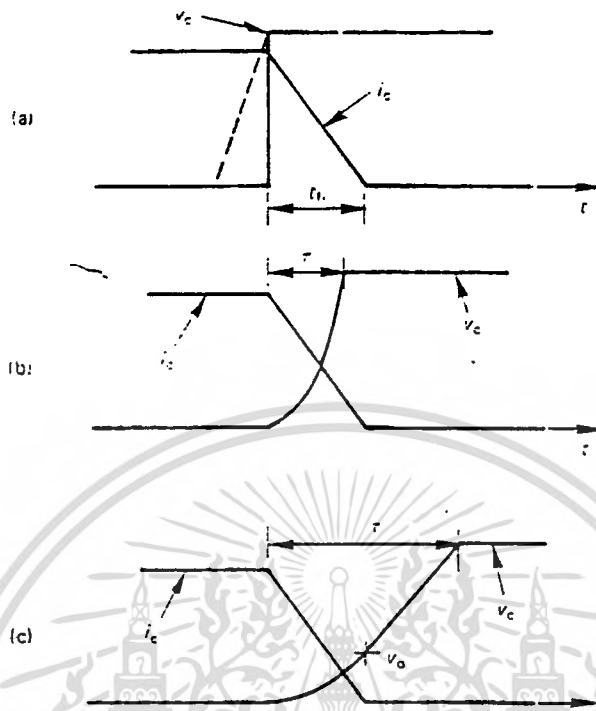
เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของสถาบันวิจัยและพัฒนาเทคโนโลยี มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับกระแสไหลจะเหมือนเดิมที่สถานะ turn off นี้ แรงดันที่แหล่งจ่ายและกระแสไหลจะเกิดขึ้นพร้อมกัน ดังรูปที่ 3.5 แสดงสัญญาณรูปคลื่นของคอตเตจเคอร์ขณะ turn off ที่ค่าของคาปาซิเตอร์ขนาดต่างๆ กัน ดังรูปที่ 3.5a สัญญาณรูปคลื่นของทรานซิสเตอร์ขณะที่ไม่มีสับเบอร์ที่แรงดันคอตเตจเคอร์นั้นสมมติให้ช่วงเวลาขึ้น (rise time) มีค่าสั้นมากเมื่อเทียบกับเวลาตก (fall time) ของกระแสคอตเตจเคอร์ สำหรับคาปาซิเตอร์ที่มีขนาดเล็กหรือมีความจุต่ำ คาปาซิเตอร์จะเก็บประจุที่มีแรงดันเต็มก่อนที่กระแสคอตเตจเคอร์จะตกลงมาที่ศูนย์. ดังในรูป 3.5b สำหรับคาปาซิเตอร์ที่มีขนาดใหญ่ กระแสคอตเตจเคอร์จะตกลงมาถึงศูนย์ก่อนที่คาปาซิเตอร์จะเก็บประจุให้ มีแรงดันเต็มดังแสดงในรูปที่ 3.5c

สำหรับการวิเคราะห์ช่วงเวลาที่ขึ้น ของแรงดันคอตเตจเคอร์สำหรับเมื่อไม่มีสับเบอร์สมมติให้เป็นศูนย์ ดังนั้นพลังงานที่สูญเสียที่ทรานซิสเตอร์ในขณะที่แสดงในรูปที่ 3.5a คือ

$$W = \frac{1}{2} V_s I_m t_{ri} \quad (\text{J}) \dots \dots \dots (3.3)$$

เมื่อมีวงจรสับเบอร์ พลังงานที่สูญเสียที่ตัวทรานซิสเตอร์ จะมีค่าลดลง แต่จะเพิ่มขึ้นที่สับเบอร์แทน หลังจาก turn off คาปาซิเตอร์จะเก็บประจุพลังงานส่วนนี้ก็คือ $(1/2)C_s V_m^2$ ต่อมาเมื่อทรานซิสเตอร์ turn on พลังงานส่วนนี้จะกระจายอยู่ในรูปพลังงานสูญเสีย ของตัวทรานซิสเตอร์ที่มีวงจรสับเบอร์ซึ่งจะมีค่าน้อยกว่าที่ไม่มีวงจรสับเบอร์ ซึ่งกำลังงานที่สูญเสียได้มาจากสมการที่ (3.3) การออกแบบวงจรสับเบอร์ทั้งสองกรณีนี้แสดงให้เห็นในรูปที่ 3.5b และ 3.5c



รูปที่ 3.5 แสดงรูปคลื่นขณะที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส

- (a) ไม่มีการช่วย turn off
 (b) turn off ด้วยคาปาซิเตอร์สแน็บเบอร์ขนาดเล็ก
 (c) turn off ด้วยคาปาซิเตอร์สแน็บเบอร์ขนาดใหญ่

ถ้าคาปาซิเตอร์สแน็บเบอร์ ถูกเก็บประจุให้เต็มก่อนที่กระแสคอลเลกเตอร์ I_C จะลงมาถึงศูนย์ ดังนั้น ก่าตังงานที่สูญเสียของวงจร (loss snubber and transistor) หาได้โดย

กรณีที่ 1 $\tau < t_{off}$ กำหนดให้ $K = \tau/t_{off}$

กำหนดสมการพิจารณาเป็น 2 ช่วงคือ

1. ช่วง $0 < t < \tau$

$$\text{ให้ } i(t) = I_m(1-t/t_{off}), \quad V = V_s(t/\tau)^2$$

2. ช่วง $\tau < t < t_{off}$

$$\text{ให้ } i(t) = I_m(1-t/t_{off}), \quad V = V_s$$

1.1 พิจารณาพลังงานที่ C ได้รับ

$$\text{จาก } W_C = \frac{1}{2} CV^2 = \frac{1}{2} QV$$

$$Q = CV = \int_0^{\tau} (I_m - i) dt$$

$$= \int_0^{\tau} [I_m - I_m(1 - t/t_{\text{off}})] dt$$

$$Q = \frac{I_m}{2t_{\text{off}}} = \frac{1}{2} I_m t_{\text{off}} K$$

แทนค่า Q ในสมการจะได้

$$W_C = \frac{1}{2} V_s I_m t_{\text{off}} K \quad (\text{J})$$

1.2 พิจารณาพลังงานที่ r

$$W_{\text{tr}} = \int_0^{\tau} V_c(t) i_c(t) dt + \int_{\tau}^{t_{\text{off}}} V_c(t) i_c(t) dt$$

$$= \int_0^{\tau} [V_s(t)^2 I_m(1-t/t_{\text{off}})] dt + \int_{\tau}^{t_{\text{off}}} V_s I_m(1-t/t_{\text{off}}) dt$$

$$= \frac{V_s I_m t_{\text{off}}}{2} \left(1 - \frac{4\tau}{t_{\text{off}}} + \frac{\tau^2}{t_{\text{off}}^2} \right)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W_{tr} = \frac{V_s I_m t_{off}}{2} (1 - \frac{4K}{3} + \frac{K^2}{2}) \quad (J)$$

พลังงานรวม $W_{tot} = W_c + W_{tr}$

จะได้

$$W_{tot} = \frac{V_s I_m t_{off}}{2} (1 - \frac{4K}{3} + \frac{K^2}{2}) + \frac{V_s I_m t_{off} K^2}{4}$$

$$W_{tot} = \frac{V_s I_m t_{off}}{2} (1 - \frac{4K}{3} + \frac{K^2}{2}) \quad (J) \dots\dots\dots(3.4)$$

สำหรับ $K < 1$ ที่ $K = \tau / t_{off}$ ให้นิยามตามรูปที่ 3.5

ในทางกลับกัน คาปาซิเตอร์สับเบอร์ไม่สามารถเก็บประจุถึง V_s จนกระทั่งหลังจากกระแสคอลเลกเตอร์ I_c มาถึงศูนย์ $K > 1$ ดังนั้นกำลังที่สูญเสียทั้งหมด หาได้โดย

กรณีที่ 2 $\tau > t_{off}$ กำหนดให้ $K = \tau / t_{off}$

พิจารณาได้ 2 ช่วงคือ

1. ช่วง $0 < t < t_{off}$

ให้ $i(t) = I_m(1-t/t_{off})$, $V = V_o(t/t_{off})^2$

2. ช่วง $t_{off} < t < \tau$

ให้ $i(t) = 0$ และ $V = \frac{[V_s - V_o]}{t_{off}(K-1)} t + \frac{KV_o - V_s}{K-1}$

2.1 พิจารณาพลังงานที่ C ได้รับ

$$Q = CV = \int_0^{t_{off}} [I_m - i(t)] dt + \int_{t_{off}}^{\tau} I_m dt$$

$$= \int_0^{t_{\text{off}}} [I_m - I_m(1-t/t_{\text{off}})] dt + \int_{t_{\text{off}}}^{\tau} I_m dt$$

$$= I_m t_{\text{off}} [K - 1/2]$$

$$W_C = 1/2 CV^2 = 1/2 QV = 1/2 V_s I_m t_{\text{off}} [K - 1/2]$$

$$\text{แต่ } V_o = 1/C \int_0^{t_{\text{off}}} i(t) dt = \int_0^{t_{\text{off}}} I_m(1-t/t_{\text{off}}) dt$$

$$V_o = 1/C * I_m * t_{\text{off}} / 2$$

แต่โดยที่ $Q = CV = I_m t_{\text{off}} [K - 1/2]$

$$C = \frac{(I_m t_{\text{off}}) * [K - 1/2]}{V}$$

หาค่า V_o ได้จากการแทนค่า C ซึ่งจะได้

$$V_o = \frac{(V_s)}{[K - 1/2]}$$

2.2 พิจารณาพลังงานที่เกิดขึ้นที่ tr โดยที่ $i(t) = 0$

$$W_{tr} = \int_0^{t_{\text{off}}} V_o I_m (1-t/t_{\text{off}}) (t/t_{\text{off}})^2 dt + \int_{t_{\text{off}}}^{\tau} i(t) V_o dt$$

$$= V_o I_m [t_{\text{off}}/3 - t_{\text{off}}/4]$$

เมื่อแทนค่า V_o จะได้

$$W_{tr} = \frac{(V_s I_m t_{\text{off}})^*}{2} \frac{1}{6(2K - 1)}$$

พลังงานรวม $W_{tot} = W_c + W_r$

$$W_{tot} = (V_s I_{m\text{off}}) [K - 1/2] + \frac{(V_s I_{m\text{off}})^2}{2} \frac{1}{6(2K - 1)}$$

$$W_{tot} = \frac{(V_s I_{m\text{off}})^2}{2} \frac{[K^2 - K + 1/3]}{(K - 1/2)} \text{ (J)(3.5)}$$

เลือกพิจารณาช่วง $K < 1$

จาก
$$W_{tot} = \frac{(V_s I_{m\text{off}})^2}{2} [1 - 4K + \frac{K^2}{3}]$$

$$\frac{d(W_{tot})}{dK} = 0 = (V_s I_{m\text{off}})^2 / 2 [2K - 4/3]$$

ฉะนั้น $K = 2/3$

และจาก

$$Q = C_s V_s = \frac{(I_{m\text{off}})^2 K^2}{2}$$

แทนค่า $K = 2/3$ จะได้

$$C_s = 2/9 (I_{m\text{off}})^2 / V_s \text{ (F)}$$

$$P_{R_s} = 1/2 C_s V_s^2 \text{ (W)}$$

ในกรณีของ L_s ก็สามารถสรุปได้ว่า

$$L_s = 2/9 (V_s t_{on}) / I_m \text{ (H)}$$

$$P_{R_s} = 1/2 L_s I_m^2 \text{ (W)}$$

สำหรับ $K > 1$

การสูญเสียที่จะมีผลกับวงจรขณะที่ไม่มีวงจรช่วยเหลือ (un-aided) กำลังงานที่สูญเสียหาได้จากสมการที่ 3.5 และนำไปเขียนกราฟดังแสดงในรูปที่ 3.6 เมื่อทรานซิสเตอร์และคาปาซิเตอร์ประกอบเข้าไปช่วยเหลือ การสูญเสียทั้งหมดก็แสดงในรูปที่ 3.6 เหมือนกัน จุดสำคัญที่เกิดขึ้นเกี่ยวกับสแน็บเบอว์ *turn off* และ *snubber loss* คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

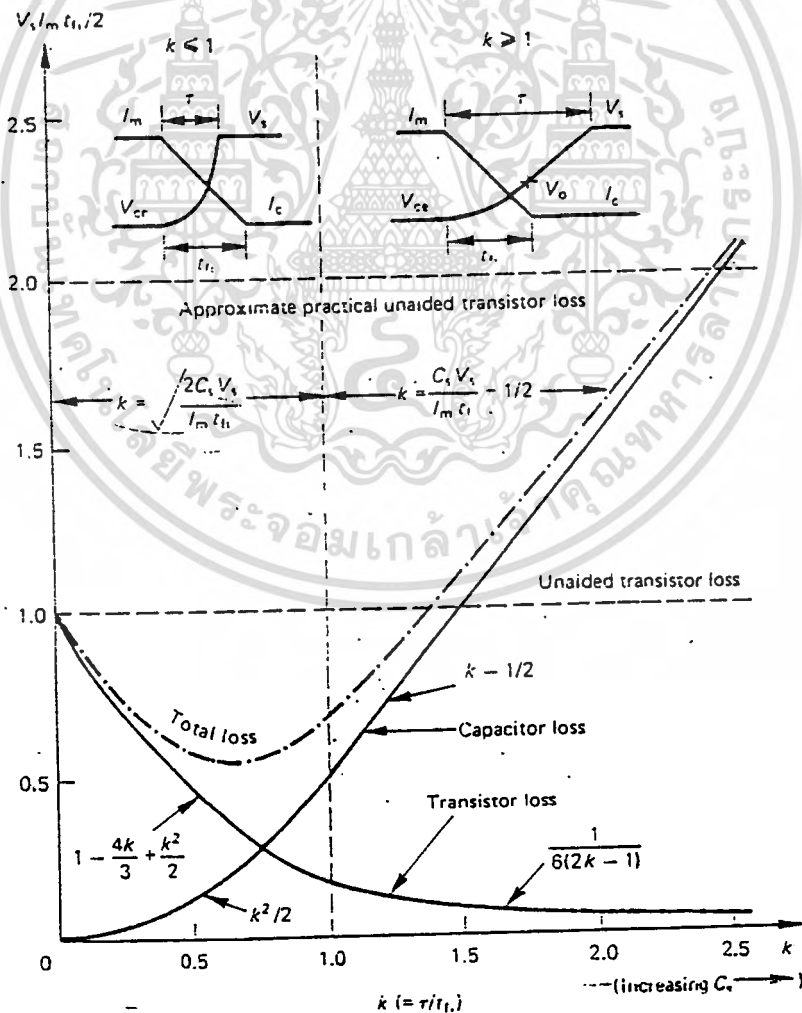
1. เพราะกระแสที่จุดสุดท้าย, การพุ่งเกินของแรงดัน และที่สมมติเวลาขึ้น (rise time) ของแรงดันใช้เวลานั้นมากถือว่าไม่สำคัญ กำลังงานสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์ เมื่อไม่มีวงจรมช่วย แสดงโดยประมาณด้วยสมการที่ (3.5)

2. เพิ่มคาปาซิเตอร์ snubber (snubber capacitance) ขึ้น นั่นคือค่า K ก็เพิ่มขึ้นด้วย กำลังที่สูญเสียที่ทรานซิสเตอร์ก็จะลดลงไปเรื่อย ๆ แต่กำลังสูญเสียที่ snubber จะเพิ่มขึ้น

3. ถ้า $K < 1.4$ การสูญเสียทั้งหมด ก็จะมีน้อยกว่าเมื่อไม่มีวงจรมช่วยเหลือทรานซิสเตอร์ (un-aided transistor)

4. สถานะที่การสูญเสียทั้งหมดมีค่าน้อยที่สุด เมื่อ $K = 2/3$ ในสถานะนี้คาปาซิเตอร์ snubber จะหาได้โดย $C_s = 2/9 (I_m t_r) / V_s$ (F)

snubber ไม่ได้ช่วยลด loss ทั้งหมด แต่เพราะว่า loss จะกระจายอยู่ระหว่าง ทรานซิสเตอร์และตัวต้านทานในรูปของพลังงานความร้อน



รูปที่ 3.6 แสดงส่วนประกอบการสูญเสียสำหรับทรานซิสเตอร์ที่สวิทช์ปิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส... เมื่อประกอบด้วยคาปาซิเตอร์ snubber นั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลังงานที่เก็บในคาปาซิเตอร์ จะถูกเคลื่อนย้ายในขณะที่วงจร turn on และกระจายใน วงจรสับเบอร์ที่ความต้านทาน R loss ของความต้านทานนี้ ขึ้นอยู่กับความถี่ของการสวิทช์ และ หาได้โดย

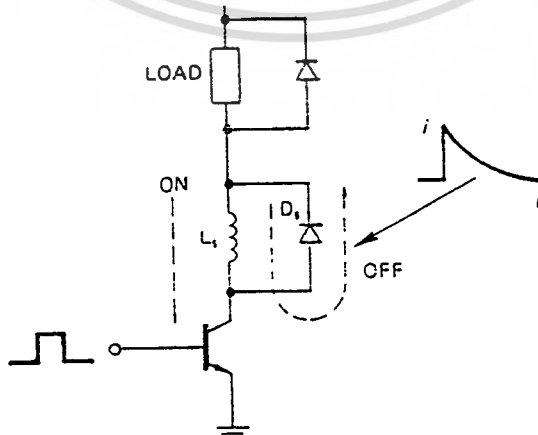
$$P_{R_s} = 1/2 C_s V_s^2 f_m \quad (W) \dots \dots \dots (3.6)$$

ขนาดของความต้านทานวงจรสับเบอร์ แสดงรายละเอียดได้ 2 ข้อคือ

1. วงจรสับเบอร์ R-C time constance มักจะเกิดขึ้นหลังจาก turn on คาปาซิเตอร์จะคายประจุ (discharges) ก่อนที่จะถึง turn off ถัดไป ถ้า $t_{on(min)}$ ของทรานซิสเตอร์มีค่าต่ำ ดังนั้น $t_{on(min)} = 5R_s C_s$ จึงจะเพียงพอให้เกิดการแก้ไขวงจรสับเบอร์ที่สภาวะเริ่มแรก
2. กระแสเริ่มต้นที่ความต้านทานได้รับจากการคายประจุของคาปาซิเตอร์ หาได้จาก V_s/R_s นั่นคือส่วนประกอบของกระแสขณะ turn on จะต้องรวมค่าของกระแสที่คาปาซิเตอร์จ่ายออกมาด้วย ฉะนั้นกระแสของคาปาซิเตอร์สูงสุดจะไม่เกินค่าของกระแสนี้ ในระดับนี้จะลดกระแส discharge เริ่มแรกโดยการต่อตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าน้อยอนุกรมกับตัวต้านทาน ผลอันนี้จะทำให้เกิด over damped R-L-C oscillation ของกระแสที่ turn on

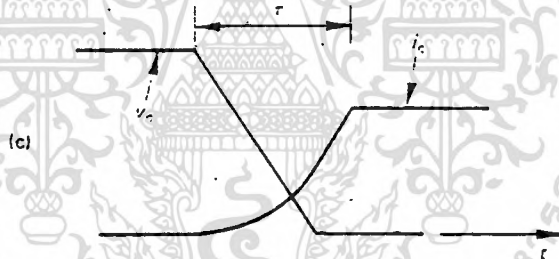
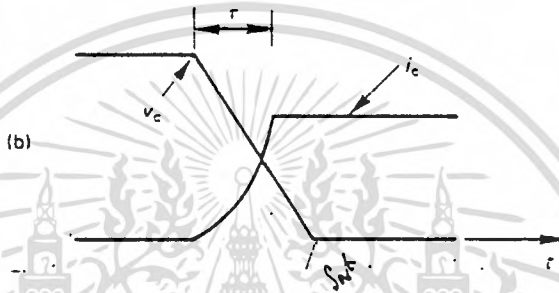
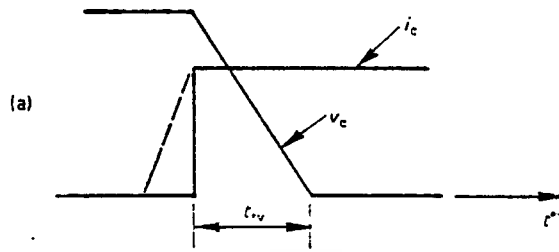
วงจรสับเบอร์ขณะนำกระแส

วงจรสับเบอร์ที่สภาวะ turn on ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ และไดโอดที่ต่อเข้ากับขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ ดังแสดงในรูป 3.7 ที่สภาวะ turn on ตัวเหนี่ยวนำจะควบคุมอัตราการขึ้นของกระแสคอลเลกเตอร์ระหว่างแรงดันคอลเลกเตอร์ตก(fall) ที่สภาวะทรานซิสเตอร์ turn off พลังงานจะเก็บไว้ในตัวเหนี่ยวนำซึ่งมีค่า $1/2 L_s I_m^2$ ซึ่งจะถ่ายเทด้วยกระแสที่ไหลผ่านไดโอดอยู่ตลอด และกระแสในไดโอดและความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 3.7 วงจรช่วยสวิทช์ ขณะ turn on ซึ่งใช้ตัวเหนี่ยวนำควบคุม

จากรูปที่ 3.7 แสดงรูปคลื่นของคอลเลกเตอร์ขณะ turn on ซึ่งไม่ใส่วงจรนับเบอร์และที่ใส่วงจรนับเบอร์



รูปที่ 3.8 แรงดันและกระแสคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ขณะที่ turn on
 (a) เมื่อไม่มีนับเบอร์
 (b) และ (c) จะมีอินดักทีฟนับเบอร์

ที่สภาวะ turn on การสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์ซึ่งไม่มีวงจรช่วย จะหาได้จากสมการ

$$W = 1/2 V_{cc} I_m t_{fv} \quad (J) \dots \dots \dots (3.7)$$

สมมติให้ช่วงเวลายาวขึ้น (rise time) ของกระแสคอลเลกเตอร์มีค่าเป็นศูนย์ และช่วงตก (fall) ของแรงดันคอลเลกเตอร์เป็นเส้นตรง (linearly) การนำเอาวงจรนับเบอร์ turn on ไปใช้งาน รายละเอียดของรูปคลื่นคอลเลกเตอร์แสดงในรูปที่ 3.8b และ 3.8c สำหรับค่าความเหนี่ยวนำที่มีค่าต่ำนั้น การสแกนของคอลเลกเตอร์จะถึงค่าสูงสุดก่อนที่แรงดันคอลเลกเตอร์จะมาถึงศูนย์ แสดงไว้

ในรูปที่ 3.8b กระแสคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นในลักษณะ สมการกำลังสอง และการสูญเสียทั้งหมดที่สภาวะ turn on หาได้โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W_t = 1/2 (V_s I_m t_{fv} [K^2 - 4K/3 + 1]) \quad (J) \dots\dots\dots(3.8)$$

สำหรับ $K < 1$ ที่ $K = T/t_{fv}$ เหมือนนิยามในรูปที่ 3.8 การสูญเสียนี้จะประกอบไปด้วย การสูญเสียที่ทรานซิสเตอร์ และพลังงานที่เก็บไว้ในตัวเหนี่ยวนำ สำหรับวงจรสับเบอร์ทที่ค่าความเหนี่ยวนำสูงนั้น แรงเคลื่อนคอตเลคเตอร์จะตกลงมาถึงศูนย์ ก่อนที่กระแสคอตเลคเตอร์จะมาถึงศูนย์ แล้วกระแสจะเพิ่มขึ้นในลักษณะเป็นเส้นตรง (linearly) การสูญเสียทั้งหมดหาได้โดย

$$W_t = \frac{(V_s I_m t_{off})^2}{2(K - 1/2)} \quad (J) \dots\dots\dots(3.9)$$

การสูญเสียทั้งหมดมีค่าต่ำสุดที่สถานะ *turn on* เกิดขึ้นที่ $K = 2/3$ เมื่อ

$$L = 2/9 (V_s t_{fv}) / I_m \quad (H) \dots\dots\dots(3.10)$$

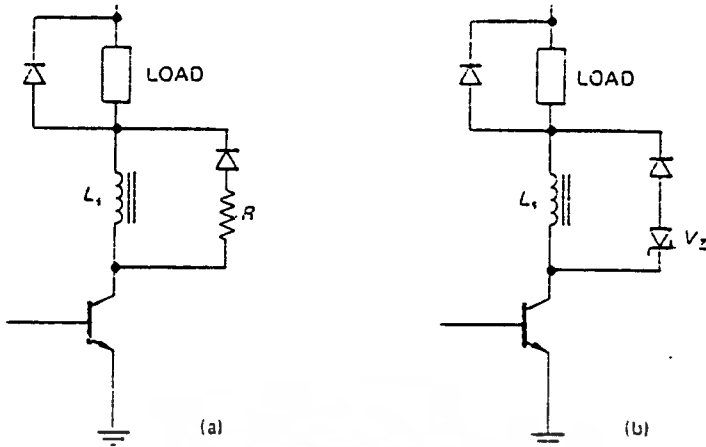
ที่สถานะ *turn on* ตัวเหนี่ยวนำสับเบอร์ทจะเก็บพลังงานและกระจายในรูปของความร้อนผ่านไดโอดสับเบอร์ท ขนาดของการสูญเสียสูงสุดขึ้นอยู่กับความถี่และหาได้จากสมการ

$$P_{Ls} = 1/2 L_s I_m^2 f_m \quad (W) \dots\dots\dots(3.11)$$

พลังงานนี้ จะกระจายอยู่ที่ความต้านทานของตัวเหนี่ยวนำและไดโอด D_s ความต้านทานใน loop นี้มักจะมีค่าต่ำเนื่องจาก time constance L/R มีความยาวในการกระจาย ค่าเวลาถูกนำไปออกแบบ คือ $t_{off(min)} = 5L/R$ ที่ $t_{off(min)}$ เป็นเวลาที่ทรานซิสเตอร์ใช้เวลาต่ำสุด off-time time constance สามารถลดลงได้โดย การต่อความต้านทานอนุกรมหรือต่อซีเนอร์ไดโอด ดังแสดงในรูปที่ 3.9

ข้อเสียของการเพิ่มความต้านทานอนุกรมเข้าไปคือ แรงดันคอตเลคเตอร์ที่ทรานซิสเตอร์ขณะ *turn off* จะมีค่าเพิ่มขึ้นจาก V_s ไปเป็น $V_s + I_m R$

ข้อดีของการใช้ซีเนอร์ไดโอดคือ แรงดันเกิน (over voltage) จะถูกfixed ซึ่งไม่ขึ้นอยู่กับขนาดของกระแสไหลตก ถ้าให้แรงดันเกิน ซีเนอร์ไดโอดจะดูดกินพลังงานได้เร็วกว่าการใช้ตัวต้านทาน ส่วนข้อดีของการใช้ตัวต้านทานในการกระจายคือราคาถูกและมีคุณสมบัติในการระบายความร้อนได้ดีกว่า



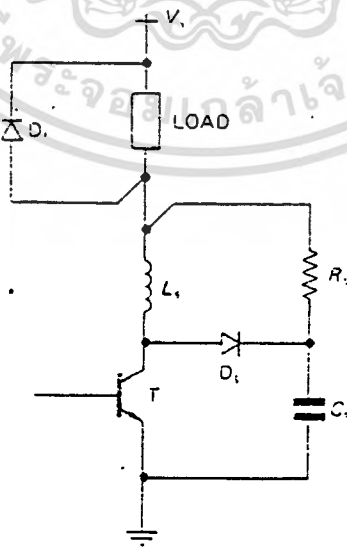
รูปที่ 3.9 การปรับปรุง snubber สำหรับตัวเหนี่ยวนำเพื่อลดพลังงานสะสม

- (a) ใช้ตัวต้านทาน
- (b) ใช้ซีเนอร์ไดโอด

วงจรรวมของ snubber

รูปที่ 3.10 แสดงทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์ เป็นการรวมวงจรรวม snubber ทั้ง turn on และ turn off ทั้ง L_s หาได้โดยการวิเคราะห์จากสมการที่ผ่านมาแล้วกำลังที่จะกระจายที่ตัวต้านทาน เป็นการรวมทั้ง turn on inductor และ turn off capacitor ที่เกิดขึ้น

$$P_{R_s} = \frac{1}{2} (L_s I_m^2 + C_s V_s^2) f_m \quad (W) \dots \dots \dots (3.12)$$



รูปที่ 3.10 วงจรรวม snubber ซึ่งประกอบด้วย turn on และ turn off snubber

เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนวิชาสำหรับการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นไปไซ้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การขับเคลื่อนแบบ

ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้ขากระแสและขาคูณกระแสและสามารถช่วยให้การสวิทช์ของทรานซิสเตอร์เป็นไปอย่างรวดเร็วขึ้นและเป็นที่ยอมรับกันโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในทรานซิสเตอร์ ขณะนำกระแสจะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอส ที่ให้กับทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการขับเคลื่อนกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานที่สูญเสียให้กับทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน วงจรขับเคลื่อนกระแสไบแอสโดยทั่วไปจะทำได้ใน 2 ลักษณะใหญ่ๆ คือ วงจรขับเคลื่อนแบบคงที่ (FIXED BASE DRIVE) โดยขับเคลื่อนกระแสที่ด้วยค่ากระแสที่มากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสที่จุดอิ่มตัวอยู่ตลอดเวลา ซึ่งวิธีนี้จะให้ค่าประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส และวงจรขับเคลื่อนแบบเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเลกเตอร์ (PROPORTIONAL BASE DRIVE) ซึ่งค่ากระแสไบแอสที่ขาเบส จะขึ้นอยู่กับค่าของกระแสที่ไหลผ่านคอลเลกเตอร์ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อย การหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็วแต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากและเสียค่าใช้จ่ายมากกว่า ลักษณะของวงจรขับเคลื่อน ทั้ง 2 ลักษณะแสดง ดังรูปที่ 3.11

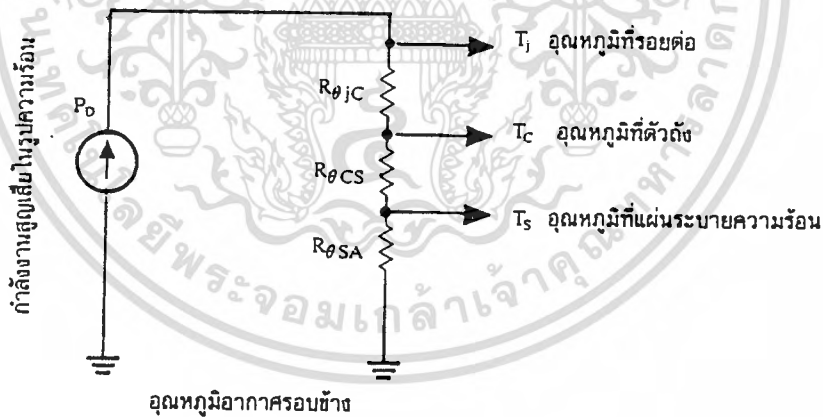
ในทางทฤษฎีแล้วกระแสขับเคลื่อนต้องมีลักษณะดังรูปที่ 3.12 ซึ่งจากรูปคือ ที่ I_{B1} เป็นกระแสที่สูงกว่าปกติทั้งนี้เพื่อต้องการให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสได้เร็วขึ้น เพื่อลดการสูญเสียพลังงานในช่วงสวิทช์เปิด (ON) แล้วที่ I_{B2} เป็นค่ากระแสที่ทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานที่จุดอิ่มตัวที่ I_{B2} จะเป็นค่ากระแสลบที่ไบแอสให้ทรานซิสเตอร์เพื่อลดประจุสะสมทำให้ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสได้เร็วขึ้น เพื่อลดการสูญเสียพลังงานในช่วงหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์ หรือช่วงสวิทช์ปิด (OFF) ซึ่งวงจรจะขับเคลื่อนแบบก็เป็นส่วนสำคัญส่วนหนึ่งที่จะช่วยลดการสูญเสียกำลังงานในควัททรานซิสเตอร์ เพื่อป้องกันการเสียหายของทรานซิสเตอร์

3.3 การระบายความร้อนสำหรับทรานซิสเตอร์

กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ขณะทำงานเป็นเรื่องที่ไม่สามารถหลีกเลี่ยงได้ กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำให้เกิดความร้อนที่รอยต่อ และอุณหภูมิที่รอยต่อ (T_1) ของสารกึ่งตัวนำภายในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น หากไม่มีการระบายความร้อนออกไปจากตัวถังแล้ว อุณหภูมิที่รอยต่อจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วจนเกินค่าอุณหภูมิสูงสุดที่รอยต่อจะทนได้ ทำให้เกิดการพังเสียหายขึ้นในที่สุด

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์โดยทั่วไปจะมีค่าอุณหภูมิที่รอยต่อ T_j สูงสุด ขณะทำงานประมาณ 150° ถึง 200° ขึ้นอยู่กับชนิดของสารกึ่งตัวนำและลักษณะของตัวถัง วิธีที่ง่ายที่สุดในการระบายความร้อนคือการติดแผ่นระบายความร้อนเข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์โดยตรง การระบายความร้อนออกจากตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีประสิทธิภาพสูงสุด เมื่อเลือกขนาดและชนิดของแผ่นระบายความร้อนได้เหมาะสม แผ่นระบายความร้อนที่มีขนาดใหญ่เกินไปจะสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายและกินเนื้อที่มาก ในทางตรงข้าม แผ่นระบายความร้อนที่มีขนาดเล็กจะไม่สามารถระบายความร้อนได้เพียงพอ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะร้อนและอายุการใช้งานจะสั้นลง

การลดความร้อนที่รอยต่อ สามารถทำได้โดยการถ่ายเทความร้อนที่เกิดขึ้นออกจากรอยต่อผ่านตัวถังของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และเมื่อติดแผ่นระบายความร้อนเข้ากับตัวถัง ความร้อนจะถูกถ่ายเทผ่านแผ่นระบายความร้อนได้มากหรือน้อยนั้นอาจกล่าวได้ว่าวัสดุมีค่าความต้านทานทางความร้อน (THERMAL RESISTANCE) หรือ R_{θ} ไม่เท่ากันคือ เมื่อให้พลังงานความร้อนผ่านวัสดุ วัสดุจะสามารถระบายความร้อนผ่านตัวมัน โดยมีการต้านทานพลังงานความร้อนไม่ให้ผ่านไปได้ง่ายๆ ซึ่งจะทำให้ตัวมันมีอุณหภูมิเพิ่มขึ้น ดังนั้นการระบายความร้อนของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อาจเขียนเป็นวงจรสมมูลในลักษณะความต้านทานทางความร้อนได้ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรสมมูลของการถ่ายเทความร้อนออกจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ด้วยแผ่นระบายความร้อนไปยังอากาศรอบข้าง

และที่อุณหภูมิที่รอยต่อ T_J หลังคิดแผ่นระบายความร้อน อาจคำนวณได้จากสมการสมมูล ดังนี้

$$T_J = P_D(R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) + T_A \quad (^\circ\text{C}) \dots \dots \dots (3.13)$$

เมื่อ P_D คือ ค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นวัตต์ (W)

T_A คือ ค่าอุณหภูมิแวดล้อมของระบบเป็น $^\circ\text{C}$

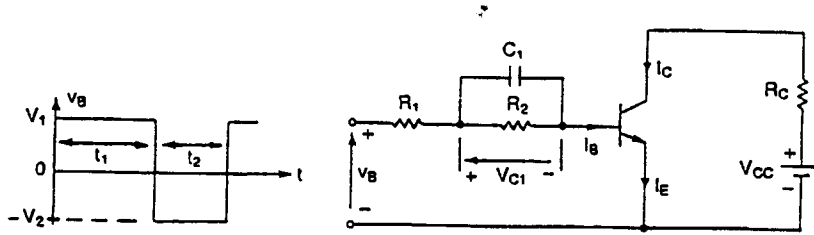
$R_{\theta JC}$ คือ ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างรอยต่อและตัวถังเป็น $^\circ\text{C/W}$

$R_{\theta CS}$ คือ ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างตัวถังและแผ่นระบายความร้อนเป็น $^\circ\text{C/W}$

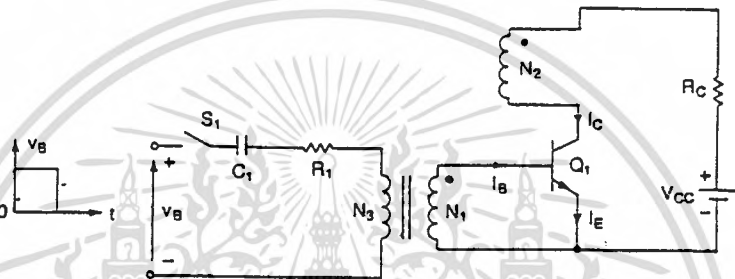
$R_{\theta SA}$ คือ ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างแผ่นระบายความร้อนและอุณหภูมิแวดล้อมเป็น $^\circ\text{C/W}$

ปกติผู้ผลิตจะระบุค่า $R_{\theta JC}$ มาพร้อมกับแผ่นคาดีซีต ส่วนค่า $R_{\theta CS}$ จะขึ้นอยู่กับลักษณะการยึดติดของตัวถังของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กับแผ่นระบายความร้อน ค่า $R_{\theta SA}$ จะขึ้นอยู่กับวัสดุและขนาดรูปร่างของแผ่นระบายความร้อนที่ใช้จากสมการข้างบน จะเห็นได้ว่า ค่า R_{θ} ยิ่งมีค่าน้อยจะยิ่งดี

ขนาดตัวถัง ลักษณะของผิวสัมผัส และแรงกดยึดตัวถังเข้ากับแผ่นระบายความร้อน จะมีผลโดยตรงต่อค่า $R_{\theta CS}$ การใช้แผ่นฉนวนกันระหว่างตัวถังกับแผ่นระบายความร้อน จะทำให้ค่า $R_{\theta CS}$ เพิ่มขึ้น แต่อาจลดลงได้โดยการทาครีมระบายความร้อน เช่น กรีมซิลิโคน การทาครีมระบายความร้อนจะทำให้ค่า $R_{\theta CS}$ ลดลงได้ เนื่องจากครีมจะช่วยลดช่องว่างระหว่างผิวสัมผัสให้น้อยลง รูปที่ 3.14(ก) แสดงผลของแรงกดชนตัวถังและแผ่นฉนวนชนิดต่าง ๆ ที่ตัวถังแบบ TO-220 ที่มีค่าต่อ $R_{\theta CS}$ สำหรับรูปที่ 3.14(ข) แสดงค่า $R_{\theta CS}$ ที่เปลี่ยนไปเมื่อใช้ครีมระบายความร้อนช่วย



(ก)

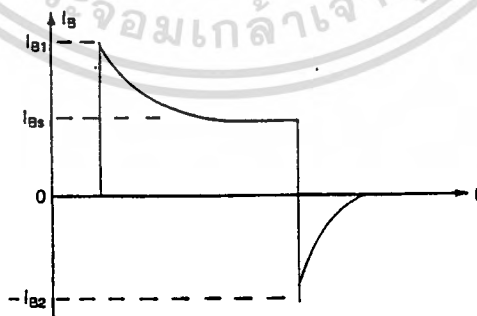


(ข)

รูปที่ 3.11 แสดงลักษณะวงจรขั้วเบสทั้ง 2 ลักษณะ

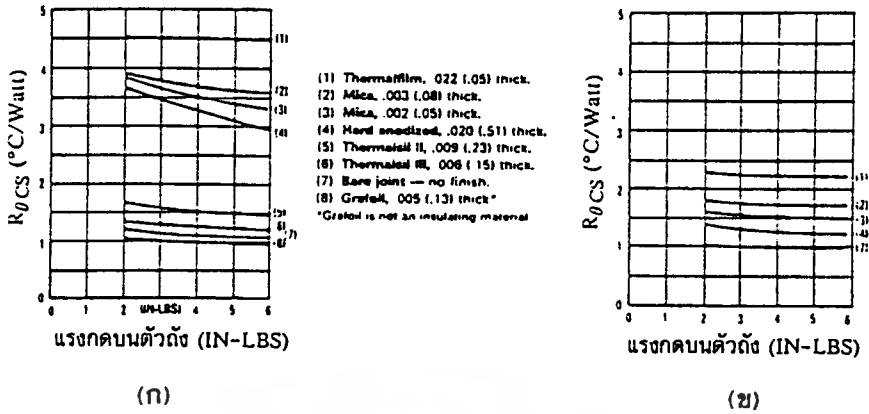
ก) แบบกระแสตรงที่

ข) แบบเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเลกเตอร์



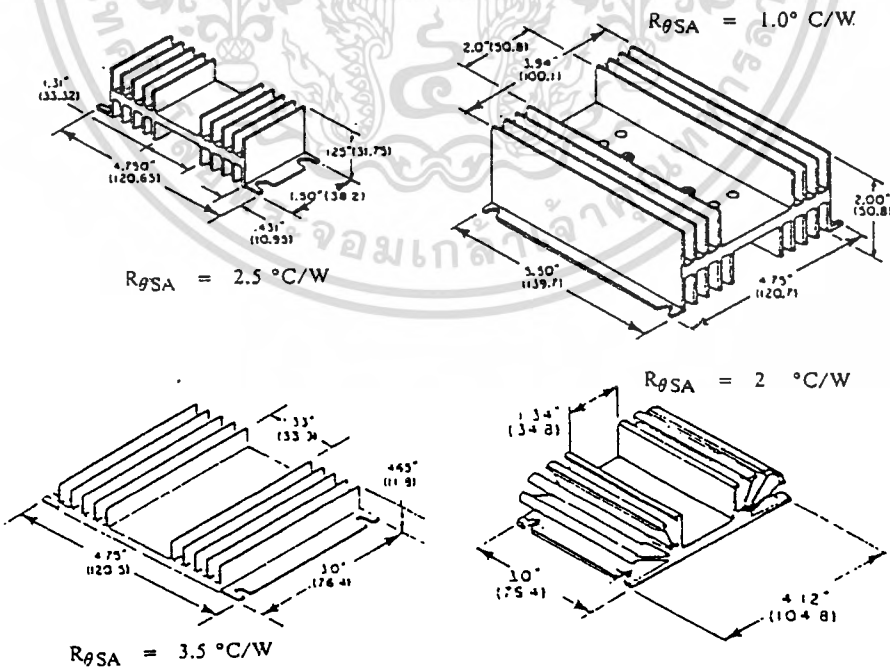
รูปที่ 3.12 แสดงรูปคลื่นกระแสขั้วเบส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 แสดงผลของแรงกบนตัวถังและการใช้แผ่นฉนวนชนิดต่างๆ ที่มีค่า $R_{\theta CS}$ ของตัวถังแบบ TO-220(ก) และเมื่อใช้ครีมนระบายความร้อนช่วย(ข) (ที่มา : MOTOROLA)

ค่า $R_{\theta SA}$ สำหรับแผ่นระบายความร้อนแบบต่างๆ จะมีค่าแตกต่างกัน และมีกระบุไว้ในสเปคของแผ่นระบายความร้อน โดยค่า $R_{\theta SA}$ จะเป็นตัวกำหนดขนาดของแผ่นระบายความร้อน ค่า $R_{\theta SA}$ ของแผ่นระบายความร้อนแบบต่างๆ แสดงไว้เป็นตัวอย่างในรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 แสดงตัวอย่างแผ่นระบายความร้อนขนาดต่างๆ และค่า $R_{\theta SA}$ ของมัน (ที่มา : ECG)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างการคำนวณ

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในการสวิตช์ 10 A, 48 V ที่ 10 kHz ช่วงนำกระแสมี duty circle 90 % และมี $R_{\theta JC}$ $0.25^{\circ}\text{C}/\text{W}$, $V_{CE(on)} = 2.5\text{ V}$ ช่วง switch on (τ_{on}) และ switch off (τ_{off}) เป็น $2\ \mu\text{S}$, $13\ \mu\text{S}$ ตามลำดับ อุณหภูมิแวดล้อม 35°C อุณหภูมิหลังแผ่นระบายความร้อนต้องไม่เกิน 725°C หา Heatsink ที่ใช้เมื่อตัวถังเป็นแบบ TO-220 และทาสีลิโค

วิธีทำ กำลังที่สูญเสียขณะนำกระแส คือ

$$P_c = V_{CE(on)} I_c \delta \quad (\text{เมื่อ } \delta \text{ คือค่า duty circle})$$

$$= 2.5 \times 10 \times 0.9 = 22.5\text{ W}$$

การสูญเสียขณะสวิตช์ เมื่อโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ

$$P_s = P_{s(on)} + P_{s(off)}$$

หรือ
$$P_s = \frac{V_s I_m \tau f_s}{2} \quad (\text{W}) \quad (\text{เมื่อ } \tau = \tau_{on} + \tau_{off})$$

$$P_s = \frac{48 \times 10 \times (2\ \mu\text{S} + 13\ \mu\text{S}) \times 10\ \text{kHz}}{2}$$

$$= 72\text{ W}$$

$$P_D = 94.5\text{ W}$$

$$T_J = P_D (R_{\theta JC} + R_{\theta CS} + R_{\theta SA}) + T_A \quad (^{\circ}\text{C})$$

$$T_J = 94.5 (0.25 + 1.75 + 1.0) + 35$$

$$T_J = 318.5^{\circ}\text{C}$$

ใช้ค่า $R_{\theta CS}$ จากรูปที่ 3.14(ข) ใช้ Mica ขนาด 0.003 นิ้ว แรงกดบนตัวถัง 3LBS และ $R_{\theta SA}$ จาก Heatsink รูปที่ 3.15

ซึ่งจากการคำนวณ T_J มากกว่าที่กำหนดไว้เพราะฉะนั้นต้องใช้ Heatsink ที่มีขนาดใหญ่กว่า Heatsink ในรูปที่ 3.15 เพื่อให้ระบายความร้อนได้มากขึ้น

บทที่ 4

แบตเตอรี่ (Battery)

แบตเตอรี่ เป็นอุปกรณ์ที่ใช้สำหรับเก็บพลังงานไฟฟ้าที่เวลาหนึ่ง เพื่อที่จะนำไปใช้อีก เวลาหนึ่งมันไม่ได้เก็บอยู่ในรูปพลังงานไฟฟ้าโดยตรง ถึงแม้ว่าจะใส่พลังงานไฟฟ้ากระแสตรงลงไป แต่พลังงานนี้จะสะสมอยู่ในรูปของพลังงานเคมีด้วยขบวนการทางเคมี และในขบวนการที่กลับกัน พลังงานทางเคมีนี้จะเปลี่ยนกลับมาอยู่ในรูปของพลังงานไฟฟ้า เพื่อจ่ายให้กับอุปกรณ์ทางไฟฟ้าต่างๆ ขบวนการที่ใส่พลังงานเข้าไปในแบตเตอรี่เราเรียกว่าการชาร์จ (Charging) และขบวนการที่แบตเตอรี่จ่ายพลังงานออกมา เราเรียกว่า การคายชาร์จ (Discharging)

จากคุณสมบัติของแบตเตอรี่ที่กล่าวมาแล้วนั้น จะเห็นว่ามีคุณสมบัติที่เหมาะสมที่จะใช้เป็นแหล่งจ่ายพลังงานให้กับรถยนต์หรือรถไฟฟ้า โดยติดอยู่กับตัวรถในขณะที่รถเคลื่อนที่ ฉะนั้นแบตเตอรี่ในรถไฟฟ้าก็เปรียบเทียบกับ น้ำมันเชื้อเพลิง หรือ ก๊าซ ที่ใช้ในรถยนต์ ที่ใช้เครื่องยนต์ที่มีการสันดาปภายใน

4.1 หลักการทำงานของแบตเตอรี่

แบตเตอรี่ประกอบด้วย หนึ่งเซลล์ หรือ หลายๆ เซลล์ ต่ออนุกรมกัน ในแต่ละเซลล์จะมีแผ่นธาตุอยู่ 2 แผ่น(แผ่นบวกและแผ่นลบ) และเชื่อมในสารละลายอิเล็กโทรไลต์ เมื่อแบตเตอรี่คายชาร์จ องค์ประกอบทางเคมีของทั้งสามส่วนนี้จะเปลี่ยนแปลง เมื่อชาร์จ สภาวะต่างๆจะกลับคืนมาเหมือนเดิม ปฏิกิริยาเคมีที่เกิดขึ้นนี้จะแตกต่างกัน ขึ้นอยู่กับชนิดของแบตเตอรี่ แบตเตอรี่ที่นิยมใช้กันมากที่สุด คือ แบตเตอรี่ชนิด ตะกั่ว-กรด เพราะจะให้ผลทางเศรษฐศาสตร์สูงสุดส่วนแบตเตอรี่ชนิด นิกเกิล - แคดเมียม จะมีราคาแพงกว่า

แรงดันที่ขั้วของเซลล์จะเพิ่มขึ้นเมื่อมีการชาร์จและจะตกลง เมื่อถูกคายชาร์จ แรงดันของแบตเตอรี่คือ ผลคูณระหว่างแรงดันต่อเซลล์ และจำนวนเซลล์ที่ต่ออนุกรมกัน การต่อเซลล์มี 3 แบบคือ ต่อแบบอนุกรม, ต่อแบบขนาน และต่อแบบอนุกรมขนาน

ความจุของแบตเตอรี่ของเซลล์ประมาณว่าขึ้นอยู่กับพื้นที่ของแผ่นธาตุอัตราในการคายชาร์จ ซึ่งถูกกำหนดโดยแอมแปร์-ชั่วโมง ที่อุณหภูมิมาตรฐาน 25 องศาเซลเซียส หรือ 77 องศาฟาเรนไฮต์ ความจุของเซลล์จะลดลงเมื่ออัตราการคายชาร์จเพิ่มสูงขึ้น

4.2 ส่วนประกอบและโครงสร้างของแบตเตอรี่ชนิด ตะกั่ว - กรด

ส่วนประกอบที่สำคัญของแบตเตอรี่ชนิด ตะกั่ว - กรด ประกอบด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. แผ่นธาตุบวก (Positive Plate)

เป็นแผ่นอิเล็กโทรดที่มีศักย์สูง โดยทั่วไปจะประสานแผ่นธาตุบวกเข้าด้วยกันเป็นกลุ่มแผ่นธาตุบวก ในปัจจุบันแผ่นธาตุบวกที่มีใช้อยู่ทั่วไปจะมีอยู่ 2 แบบ คือ แผ่นธาตุบวกชนิดหลุดกับแผ่นธาตุบวกชนิดแผ่น(plate)พลังงานไฟฟ้าที่ได้จากแบตเตอรี่ 80%จะถ่ายออกมาจากแผ่นธาตุบวก แผ่นธาตุบวกทำจากตะกั่ว2ชนิด คือ ตะกั่วผสมพลวง และตะกั่วบริสุทธิ์ หลังจากนำตะกั่ว 2 ชนิดมาผ่านขั้นตอนในระบบการทำแผ่นธาตุแล้ว มีชื่อเรียกทางเคมีว่า "เกดเปอร์ออกไซด์"

2. แผ่นธาตุลบ (Negative Plate)

เป็นแผ่นธาตุอิเล็กโทรดที่มีศักย์ต่ำซึ่งมีจำนวนมากกว่าแผ่นธาตุบวกอยู่หนึ่งแผ่นในแต่ละเซลล์ และจะถูกประสานรวมกลุ่มเข้าด้วยกันเป็นกลุ่มแผ่นธาตุลบที่มีแรงยึดเหนี่ยวในเนื้อสารมาก โอกาสที่วัตถุไวปฏิกิริยาจะร่วงหล่นที่โครงกริดจึงมีน้อย ทำให้ไม่จำเป็นต้องทำแผ่นธาตุลบให้เป็นหลอด ฉะนั้นจะเห็นได้ว่าแผ่นธาตุลบของแบตเตอรี่ทุกชนิดจะเป็นแผ่นชนิดแผ่น(plate) ทั้งสิ้น แผ่นธาตุลบทำมาจากตะกั่วผสมพลวง และ ตะกั่วบริสุทธิ์ ซึ่งแผ่นธาตุลบที่คิดจะต้องมีลักษณะเป็นรูพรุน เพื่อให้ น้ำกรดเข้าไปทำปฏิกิริยาได้ทั่วถึง

3. อิเล็กโทรไลต์ (Electrolyte)

เป็นสารละลายที่แตกตัวเป็นไอออนบวกและไอออนลบ ทำหน้าที่เป็นตัวนำกระแสไฟฟ้า นอกจากนี้อิเล็กโทรไลต์ของแบตเตอรี่ ยังมีความสัมพันธ์เกี่ยวข้องต่อเนื่องโดยตรงกับปฏิกิริยาการประจุไฟ และคายประจุไฟอีกด้วย อิเล็กโทรไลต์ที่ใช้กับแบตเตอรี่นี้เป็นกรดซัลฟูริกเจือจาง ที่มีความบริสุทธิ์สูงตามมาตรฐานสำหรับความหนาแน่นสัมพันธ์ (ความถ่วงจำเพาะ) ซึ่งอาจจะเปลี่ยนแปลงไปตามประเภทของแบตเตอรี่ที่จะนำไปใช้งาน

4. น้ำกรดกำมะถันชนิดเจือจาง (Sulfuric acid Dill)

น้ำกรดกำมะถันที่ใส่ลงไปในแบตเตอรี่ต้องเป็นน้ำกรดที่มีความบริสุทธิ์มากกว่าปกติคือ มีส่วนผสมของแร่ธาตุต่างๆ น้อยที่สุดและความเข้มข้นของน้ำกรดนี้มีความสำคัญต่ออายุการใช้งานของแบตเตอรี่ น้ำกรดกำมะถันที่เข้มข้นไปจะทำให้แบตเตอรี่มีอายุการใช้งานสั้น ส่วนน้ำกรดที่เจือจางเกินไปจะทำให้พลังงานในแบตเตอรี่ต่ำ ดังนั้นน้ำกรดที่เหมาะสมที่สุดสำหรับประเทศไทย คือ น้ำกรดที่มีความถ่วงจำเพาะ 1.240 - 1.250 เท่านั้น

น้ำกรดที่ใสในแบตเตอรี่เปรียบเสมือน น้ำยาที่แยกกระตุ่นแผ่นธาตุบวกและแผ่นธาตุลบ ให้เปลี่ยนแปลงตัวเองเป็นพลังงานไฟฟ้าเรียกชื่อทางวิชาการว่า "น้ำยาอิเล็กโทรไลต์" (Electrolyte Solution)

ในการประกอบแบตเตอรี่ ผู้ผลิตจะนำแผ่นธาตุบวก,แผ่นธาตุลบ และแผ่นกั้นมาวางสลับกัน โดยจัดออกเป็นกลุ่ม ซึ่งเราเรียกรวมกันว่า"กลุ่มแผ่นธาตุ"ในกรณีที่ต้องการให้แบตเตอรี่มีประจุสูง ให้เพิ่มจำนวนแผ่นธาตุบวกและแผ่นธาตุลบตามต้องการ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. แผ่นกั้น (Separator)

ใช้สอดใส่ระหว่างแผ่นธาตุบวกและแผ่นธาตุลบ เพื่อป้องกันแผ่นธาตุทั้งสองชนิดติดกัน สารที่เป็นฉนวนนี้จะต้องไม่ขัดขวางการเคลื่อนที่ของไอออน ขณะเกิดปฏิกิริยาภายในแบตเตอรี่ด้วย

แผ่นกั้นยังแบ่งออกตามชนิดของสารที่เป็นส่วนประกอบสำคัญ เช่นแผ่นกั้นยาง,แผ่นกั้นใยสังเคราะห์, แผ่นกั้นไม้ และแผ่นกั้นพลาสติก

6. แผ่นใยแก้ว (Strap)

ใช้ร่วมกับแผ่นกั้น โดยทำหน้าที่เป็นผิวสัมผัสกับแผ่นธาตุบวกชนิดแผ่น เพื่อป้องกันการหลุดร่วงของวัตถุไวปฏิกิริยา ซึ่งจะช่วยให้อายุการใช้งานให้นานขึ้นและมีคุณสมบัติด้านทานความดันสะเทือนได้ดี กลุ่มของใยแก้ว จะมีส่วนผสมของกาวบางชนิดรวมอยู่ด้วย เพื่อป้องกันการกระจายของใยแก้ว

7. เปลือกหม้อ (Container)

ใช้เป็นภาชนะสำหรับแผ่นธาตุบวก,แผ่นธาตุลบ,อิเล็กโทรไลต์, แผ่นกั้นและส่วนประกอบอื่นๆ ของแบตเตอรี่ แบ่งออกตามวัสดุที่ทำได้เป็น 4 ชนิด คือ พลาสติก ยาง แก้ว และไม้บุแผ่นตะกั่ว แต่ปัจจุบันเปลือกหม้อที่ทำจากแก้ว และไม้บุแผ่นตะกั่วได้เลิกใช้แล้ว ส่วน 2 ชนิดที่เหลือมีความเหมาะสมในการใช้งานที่ต่างกัน เปลือกหม้อแบบยางจะนิยมใช้กับแบตเตอรี่ที่มีค่าความจุสูงๆส่วนเปลือกหม้อชนิดพลาสติกเหมาะสำหรับการผลิตที่ต้องการจำนวนมาก และขนาดของเปลือกหม้อถูกต้องตรงตามที่กำหนด โดยมีค่าความคลาดเคลื่อนน้อยที่สุด นอกจากนี้เปลือกหม้อพลาสติกยังต้องมีคุณสมบัติด้านทนต่อกรดได้เป็นอย่างดี พร้อมกับมีความแข็งแรงทนทาน และมีน้ำหนักที่เบาด้วย

แบตเตอรี่ที่ใช้กับรถไฟฟ้า หรือ แบตเตอรี่รถยนต์ จะใช้เปลือกหม้อที่ทำจากพลาสติกอีกชนิดหนึ่ง ที่ไม่ใช่โปร่งใส แต่เป็นโปร่งแสง ซึ่งมีความทนทานต่อแรงกระแทกสูง

8. ฝาหม้อ (Cover)

ทำหน้าที่ป้องกันอิเล็กโทรไลต์กระเด็นจากเซลล์ภายในเปลือกหม้อออกสู่ภายนอก ในเวลาเดียวกันก็จะป้องกันไม่ให้สิ่งแปลกปลอมจากภายนอกตกลงไปในแบตเตอรี่ ปัจจุบันฝาหม้อมี 2 ชนิดคือ ชนิดที่ทำจากพลาสติกและชนิดที่ทำจากยาง ซึ่งจะเป็นไปตามวัสดุที่ใช้ทำเปลือกหม้อ

9. จุดที่ใช้ปิดช่องในฝาหม้อแบตเตอรี่ (Plug)

ทำไว้เพื่อการเติมน้ำอิเล็กโทรไลต์ หรือการเติมน้ำขณะการบำรุงรักษาจุดนี้จะต้องมีช่องสำหรับระบบก๊าซ ที่เกิดขึ้นภายในแบตเตอรี่ให้ระเหยออกไปได้ด้วยนอกจากนี้แบตเตอรี่ที่ใช้อยู่ในปัจจุบัน ยังมีจุดนิรภัยชนิดพิเศษ ที่สร้างขึ้นโดยเฉพาะเพื่อป้องกันการระเบิด และป้องกันการรั่ว

เอกละเค้นของน้ำยาอิเล็กโทรไลต์อีกด้วยหรือบางแบบอาจเป็นชนิดปิดผนึกให้ แต่มีสารเคมีอยู่ภายใน

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำหน้าที่รวมก๊าซที่เกิดขึ้นให้เป็นน้ำ กลับลงไปในเซลล์อีก

10. ระบบอุปกรณ์ป้องกันก๊าซ (Vent Plug)

โดยทั่วไปเมื่อทำการประจุไฟให้แบตเตอรี่ บางส่วนของกระแสที่ใช้งานโดยเฉพาะตอนที่แบตเตอรี่กำลังมีประจุเต็มที จะถูกนำไปแยกน้ำจากอิเล็กโทรไลต์ทำให้เกิดก๊าซไฮโดรเจนจากแผ่นลบ และเกิดก๊าซออกซิเจนจากแผ่นบวกลอยขึ้นสู่บรรยากาศภายนอก ทำให้อิเล็กโทรไลต์ในเซลล์ลดระดับลง จึงจำเป็นต้องมีการเติมน้ำลงไปเพื่อรักษาระดับให้คงที่เสมอ บางครั้งจะเห็นว่า เป็นงานน่าเบื่อสำหรับการปฏิบัติงาน ทั้งยังเป็นต้นเหตุของการกัดกร่อนหรือมีกลิ่นฉุนอันเกิดจาก ก๊าซที่ระเหยขึ้นในบริเวณใกล้เคียงที่ตั้งแบตเตอรี่ เราสามารถที่จะแก้ไขปัญหานี้ได้โดยใช้ระบบ และอุปกรณ์ป้องกันก๊าซ ซึ่งมีด้วยกันหลายชนิด

4.3 พิกัดของแบตเตอรี่ (Ratings Of Batteries)

พิกัดความจุของแบตเตอรี่ จะกำหนดเป็นค่าแอมแปร์-ชั่วโมง(Ampere Hour)หรือ A-h ซึ่ง A-hนี้หมายถึง ปริมาณไฟฟ้าที่แบตเตอรี่สามารถจ่ายออกมาได้ ภายใต้ขุมหมุ่ที่กำหนด ด้วย ค่ากระแสและแรงดันสุดท้ายที่กำหนด (End of cell)

วิธีการวัดความจุของแบตเตอรี่จาก มอก. ฉบับที่ 9 ว่าด้วยเรื่องแบตเตอรี่ชนิด ตะกั่ว-กรด ให้ระบุอัตราการจ่ายไฟต่อ 20 ชั่วโมง(20 hour rating)เป็นมาตรฐาน ความจุที่อัตรา 20 ชั่วโมง ซึ่งเป็นค่าขนาดความจุที่ระบุไว้ที่ตัวแบตเตอรี่ ขนาดความจุในการจ่ายไฟ (Discharge Capacity) หรือ C สามารถหาได้จากสมการ

$$C = \int_0^t i(t) dt \dots \dots \dots (4.1).$$

เมื่อ

t คือ Discharge Time คือเวลาดังแต่เริ่มจ่ายไฟจนถึงระดับแรงดันสุดท้ายที่กำหนด

i(t) คือ กระแสที่จ่ายออกจากแบตเตอรี่ โดยทั่วไปจะถือว่าคงที่ เท่ากับ I

ดังนั้น

$$C = It \dots \dots \dots (4.2)$$

จุดสิ้นสุดการใช้งานของแบตเตอรี่จะถูกกำหนดด้วยแรงดันสุดท้าย สำหรับแบตเตอรี่ชนิด ตะกั่ว-กรด ระดับแรงดันสุดท้ายจะประมาณ 1.8 - 1.9 โวลต์ ต่อเซลล์ ความจุของแบตเตอรี่จะสูงขึ้นถ้า Discharge ต่ำกว่าพิกัด ในทางกลับกันความจุของแบตเตอรี่จะลดลง ถ้าการ Discharge สูง

เอกสารที่ส่งมอบไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 แรงดันแบตเตอรี่ (Battery Voltage)

แรงดันแบตเตอรี่เป็นค่าความต่างศักย์ระหว่างขั้วของแบตเตอรี่ ค่าแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วขณะไร้อโหลด(แบตเตอรี่ปิดวงจร) จะเป็นฟังก์ชันของการเกิดประจุของแบตเตอรี่ แต่ในขณะที่มีโหลดแรงดันที่ขั้วจะเป็นฟังก์ชันของกระแสไหลและการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันของแบตเตอรี่ จะมีผลต่อการควบคุมความเร็วของรถไฟฟ้าอย่างมากในกรณีที่ใช้กับรถไฟฟ้า

4.5 ความต้านทานภายในของแบตเตอรี่ (Battery Internal Impedance)

ค่าความต้านทานภายในของแบตเตอรี่ จะมีผลต่อการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันไฟฟ้าที่ขั้วของแบตเตอรี่ขณะมีโหลด รวมทั้งมีผลต่อความจุของแบตเตอรี่ด้วย ค่าความต้านทานภายในของแบตเตอรี่นั้น เกิดจากปรากฏการณ์ทางเคมีที่เกิดขึ้นภายในของแบตเตอรี่ในขณะที่เกิดการถ่ายเทประจุไฟฟ้า เช่น ปรากฏการณ์โพลาไรเซชันซึ่งจะทำให้เกิดประจุไฟฟ้าใกล้ๆ ผิวของแผ่นขั้วอิเล็กโทรดซึ่งจะทำให้กระแสไฟฟ้าที่เกิดจากการไหลของไอออน ระหว่างแผ่นขั้วอิเล็กโทรดมีค่าลดลง ดังนั้นปรากฏการณ์นี้จึงเสมือนเป็นค่าความต้านทานภายในของแบตเตอรี่นั่นเอง

4.6 คุณลักษณะในการอัดไฟ (Charge Characteristics)

ในการอัดไฟเข้าแบตเตอรี่นั้น สิ่งที่ต้องคำนึงถึงมากที่สุดคือ ปริมาณก๊าซไฮโดรเจนที่เกิดขึ้น เนื่องจากก๊าซไฮโดรเจน เป็นก๊าซที่ไวไฟ ดังนั้นจึงต้องมีระบบระบายก๊าซที่เกิดขึ้นให้ดี การอัดไฟที่ใช้กระแสสูงๆก็จะยิ่งทำให้เกิดความร้อนขึ้น เป็นผลทำให้เกิดก๊าซมากขึ้นด้วย ความร้อนที่เกิดขึ้นในช่วงระหว่างการอัดไฟไม่ควรเกิน 55 องศาเซลเซียส

วิธีการอัดไฟ มีด้วยกัน 4 วิธีคือ

1. การอัดไฟด้วยกระแสคงที่ (Charging With Constant Current)
2. การอัดไฟด้วยกระแสเป็นช่วงๆ(Charging With Intermittent Constant Current)
3. การอัดไฟด้วยแรงดันคงที่และจำกัดกระแส (Charging With Constant Voltage and Current Limitation)
4. การอัดไฟด้วยกระแสไม่คงที่ (Charging With tapered Current)

การอัดไฟด้วยกระแสคงที่ จะใช้เวลาในการอัดไฟนาน (มากกว่า 12 ชั่วโมง) ส่วนการอัดไฟที่ต้องการเวลาในการอัดสั้น (FastCharge) โดยทั่วไปมักใช้วิธี IE. Characteristic มากกว่า W. Characteristic

4.7 คุณลักษณะในการจ่ายไฟ (Discharge Characteristic)

ขณะที่ใช้กำลังงานเพิ่มมากขึ้น พลังงานที่เก็บสะสมไว้ในแบตเตอรี่จะค่อยๆ ลดลงตามไปด้วย การที่พลังงานเหล่านี้ลดลง เนื่องจากการลดลงของแรงดันที่ขั้วของแบตเตอรี่ ซึ่งเกิดจากการเพิ่มขึ้นของกระแสไหลด ประจุในตัวแบตเตอรี่ค่อยๆ ลดลงในขณะที่มีการใช้กำลังงานเพิ่มขึ้น ซึ่งการที่พลังงานในแบตเตอรี่ลดลงนี้ มีสาเหตุมาจาก

1. การลดลงของประจุในแบตเตอรี่ตามขนาดของกระแสที่จ่ายออกไป
2. ระดับแรงดันที่ขั้วลดลง

จากสาเหตุทั้งสองนี้ทำให้เกิดความสัมพันธ์ของความจุของแบตเตอรี่, กระแสที่จ่ายออกไป และเวลาที่ใช้ ซึ่งเรียกว่า สมการของ Peukert

ซึ่งมีความสัมพันธ์ดังนี้ คือ

$$I^n t = c \dots \dots \dots (4.3)$$

เมื่อ

n และ t เป็นค่าคงที่

I คือ กระแสที่จ่ายออกไป มีค่าคงที่ มีหน่วยเป็นแอมแปร์
ค่า n และ c นั้นหาได้จากข้อมูลที่ได้จากการทดลองที่กระแสคงที่

$$I_1^n t_1 = c \dots \dots \dots (4.4)$$

$$I_2^n t_2 = c \dots \dots \dots (4.5)$$

$$n \log I_1 = \log c - \log t_1$$

$$n \log I_2 = \log c - \log t_2$$

$$n = (\log t_2 - \log t_1) / (\log I_1 - \log I_2)$$

โดยที่

$n = 1.0$ สำหรับกระแสดำมากๆ

$n = 2.0$ สำหรับกระแสสูงมากๆ

4.8 ขั้นตอนในการอัดไฟเข้าแบตเตอรี่ (Charging Method)

เป็นการอัดไฟแบบกระแสคงที่ (Constant Current Charging)

1. ทำความสะอาดสิ่งสกปรก หรือ สิ่งแปลกปลอมอื่นๆ ที่จับอยู่บนแบตเตอรี่โดยเฉพาะที่ขั้วแบตเตอรี่

2. เปิดฝาจุกเติมน้ำยาอิเล็กทรอนิกส์โครไลต์ออก เพื่อให้ก๊าซที่เกิดขึ้นในขณะอัดไฟระบายออกไปได้โดยง่าย

3. ตรวจสอบระดับน้ำยาอิเล็กทรอนิกส์โครไลต์ จะต้องอยู่เหนือแผ่นตะกั่ว 10 - 15 มม. ถ้าขาด ให้เติมน้ำกลั่นบริสุทธิ์

4. ต่อขั้วเครื่องบรรจุก๊าซเข้ากับขั้วของแบตเตอรี่ให้ถูกต้อง โดยต่อขั้วบวก(+) ของเครื่องบรรจุก๊าซเข้ากับขั้วบวก(+) ของแบตเตอรี่ และขั้วลบ(-) ของเครื่องบรรจุก๊าซเข้ากับขั้วลบ(-) ของแบตเตอรี่

5. ทำการอัดไฟด้วยกระแสประมาณ (1/10) ของขนาดความจุของแบตเตอรี่

6. ในขณะทำการอัดไฟ ต้องคอยระวัง อย่าให้อุณหภูมิของน้ำยาอิเล็กทรอนิกส์โครไลต์สูงเกินกว่า 40 องศาเซลเซียส ถ้าเกินให้ลดกระแสในการอัดไฟให้ต่ำลง หรือ หยุดทำการอัดไฟ จนกว่าน้ำยาจะมีอุณหภูมิลดลง

7. อย่าทำให้เกิดประกายไฟหรือ นำเปลวไฟเข้ามาใกล้แบตเตอรี่ ในขณะทำการอัดไฟ เพราะเป็นอันตรายจากการที่มีก๊าซไฮโดรเจนเกิดขึ้นแพร่กระจายในขณะทำการอัดไฟ

8. การอัดไฟจะเสร็จสิ้น เมื่อค่าความถ่วงจำเพาะของน้ำยาอิเล็กทรอนิกส์โครไลต์สูงกว่าที่กำหนด คุณน้ำยาออกทิ้งบางส่วน แล้วเติมน้ำกลั่น ในทางตรงกันข้าม เมื่อค่าความถ่วงจำเพาะต่ำกว่าค่าที่กำหนด ให้คุณน้ำยาทิ้งแล้วเติมน้ำกรดกัมมะถันเจือจาง

4.9 ข้อควรระวังในการใช้งาน และการบำรุงรักษาแบตเตอรี่

1. อย่าทำการอัดไฟเข้าแบตเตอรี่ด้วยกระแสที่มากเกินไปเพราะจะทำให้เกิดความร้อนสูงในตัวแบตเตอรี่ เป็นเหตุให้น้ำยาอิเล็กทรอนิกส์โครไลต์กลายเป็นไอและเกิดก๊าซไฮโดรเจนมาก เกิดปฏิกิริยาทางเคมีอย่างรุนแรงเป็นเหตุให้แผ่นตะกั่วเกิดการบิดตัวสารที่เคลือบไว้จะหลุดร่วงและเปลือกแบตเตอรี่เกิดการเสียหาย

2. อย่าปล่อยให้แบตเตอรี่จ่ายไฟออกมากเกินไป การปล่อยให้แบตเตอรี่จ่ายไฟออกจนหมด จะทำให้เกิดเกลือกัมมะถัน(ตะกั่วซัลเฟต) ไปจับที่แผ่นตะกั่วการที่มีเกลือกัมมะถันไปจับที่แผ่นตะกั่วมากๆ จะทำให้ประสิทธิภาพของแบตเตอรี่ลดลง และการแก้ไขให้กลับคืนสู่สภาพปกติทำได้ยาก

3. รักษาขั้วของแบตเตอรี่ให้สะอาดและแน่นอยู่เสมอหากมีเกลือกัมมะถันจับอยู่ที่ขั้ว ให้ใช้น้ำร้อนล้างทำความสะอาดและควรเคลือบขั้วแบตเตอรี่ไว้ด้วยจารบี, ซิลิโคน หรือ วาสลิน เพื่อป้องกันการสึกกร่อน

4. ทำการตรวจสอบความถ่วงจำเพาะตามระยะเวลา(1 หรือ 2 สัปดาห์ต่อครั้ง) และรักษาให้ระดับน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ อยู่เหนือแผ่นตะกั่ว 10 - 15 มม. เสมอ หากทิ้งให้แผ่นตะกั่วแห้งเป็นเวลานานจะทำให้ประสิทธิภาพของแผ่นตะกั่วเสื่อมลง ขนาดความจุของแบตเตอรี่จะลดลงด้วย หากน้ำยาค้ำเกินไปให้เติมด้วยน้ำกลั่น

5. อย่าปล่อยให้แบตเตอรี่จ่ายไฟด้วยกระแสจำนวนมาก เป็นเวลานานติดต่อกัน ควรหยุดทิ้งช่วงระยะเวลาประมาณ 30 วินาที เพื่อให้แบตเตอรี่มีเวลากลับสภาพ

6. เมื่อไม่ได้ใช้แบตเตอรี่เป็นเวลานาน ให้ปลดขั้วแบตเตอรี่ออก และนำแบตเตอรี่ไปทำการอัดไฟทุกๆ 2 สัปดาห์ เพื่อป้องกันไม่ให้แบตเตอรี่เกิดการเสื่อมสภาพ

7. แบตเตอรี่ใหม่ที่ยังไม่มีการเติมน้ำยาอิเล็กโทรไลต์มา เมื่อทำการอัดไฟให้เติมน้ำยาอิเล็กโทรไลต์แล้วทิ้งไว้ประมาณ 8 ชั่วโมง เพื่อให้แผ่นตะกั่วอวบน้ำยาจนอิ่มตัว แล้วจึงทำการอัดไฟเข้า ด้วยกระแส 3 - 5 แอมแปร์(หรือเติมขนาด 1 ใน 10 ของขนาดความจุ) เป็นเวลาไม่น้อยกว่า 8 ชั่วโมง

4.10 ชนิดของแบตเตอรี่ (Type of Battery)

ในประเทศไทยแบตเตอรี่มีอยู่ 2 แบบ

1. แบบกรด Lead - Acid

แบบนี้จะกำหนด 2 V/cell

2. แบบด่าง NI - cd

แบบนี้จะกำหนด 1.2 V/cell

ในการกำหนดค่าพิกคของแบตเตอรี่นี้ ทางโรงงานผู้ผลิตจะเป็นผู้กำหนดพิกคมา ซึ่งจะอยู่ในรูป A-h หรือ I*hours หรือกระแสคูณจำนวนชั่วโมง เช่น 100 A-h ผู้ผลิตจะกำหนด

20 hours ใช้กับรถยนต์

10 hours ใช้ในการ stand by

5 hours

1 hours

4.11 คุณสมบัติของแบตเตอรี่ (Characteristic of Battery)

1. ค่า h (hours) ยิ่งสั้นแบตเตอรี่ยิ่งดี คือจะทำให้ได้ High rate discharge

2. ค่า h (hours) ยิ่งยาวแบตเตอรี่จะมีค่า Low rate dischargeจากการดูกราฟของแบตเตอรี่

ทำให้เราได้ว่า แบตเตอรี่ขนาด 100 A-h 20 hours ใช้ที่ 5 A จะใช้ได้นาน 20 hours คิดแล้วได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นประโยชน์หรือข้อผิดพลาดในการใช้

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

100 A-h แต่ถ้าใช้ 10 A อาจจะได้นานเพียง 7 hours คิดแล้วได้ 70 A-h และที่ 20 A อาจจะได้
ได้นานเพียง 3 hours ซึ่งคิดแล้วได้ 60 A-h

3. ประสิทธิภาพของ A-h = (ประจุที่คายออก)/(ประจุที่อัดเข้าไปใหม่)

$$(A-h) \text{ eff (\%)} = (Q.\text{dischare})/(Q.\text{charge})$$

ประสิทธิภาพ A-h นี้ ทางบริษัทผู้ผลิตจะเป็นผู้กำหนดมา คือ ผ่านการทดสอบมาแล้ว
โดยปกติจะประมาณ 90%

โดยการจ่ายกระแสไฟเข้าแบตเตอรี่ให้คงที่ แล้วนับจำนวนชั่วโมง ก็จะเป็น A-h เช่น เรา
จ่ายไฟให้แบตเตอรี่ที่ 10 A นาน 10 ชม. จะได้ 100 A-h

4. Voltage discharge คือแรงดันที่ตกลงหลังจากจ่ายกระแสออกจะอยู่ระหว่าง 1.8 - 1.9 V
ต่อเซลล์

Voltage charge คือแรงดันที่เราอัดกลับคืนให้แบตเตอรี่ ปกติจะอยู่ประมาณ 2.15 V ต่อ
เซลล์ ถ้าเราให้ Voltage charge สูงมาก จะทำให้แบตเตอรี่เสื่อมเร็ว แต่ถ้าเราให้ Voltage charge
น้อยไปจะทำให้เราอัดกระแสไม่เข้า คือ จะไม่เกิดปฏิกิริยา

$$W-H \text{ eff(\%)} = A.h \text{ eff} * (V \text{ discharge/cell}) / (V \text{ charge/cell})$$

4.12 มาตรฐานสากลของแบตเตอรี่

1. จะชาร์จที่ 2.15 V ต่อเซลล์ ที่อุณหภูมิ 25 องศาเซลเซียสในยุโรป ดังนั้นในประเทศไทย
ไทยอุณหภูมิประมาณ 35 องศาเซลเซียสจึงควรลดลงเหลือ 2.13 V ต่อเซลล์

2. ให้ผสมที่ ถพ. 1.210 - 1.215 ที่ 25 องศาเซลเซียส สำหรับในประเทศไทย จะต้องดู
ตารางประกอบสำหรับการผสม เพื่อที่จะลดปฏิกิริยาที่จะเกิดขึ้น

4.13 การเลือกขนาดของแบตเตอรี่

ในการเลือกเราต้องรู้จักข้อมูลเหล่านี้

1. เป็นโหลดอะไร เช่น ใช้ในรถยนต์ หรือใช้ในการ stand by
2. ขนาดโหลดเท่าไร คือ ใช้ที่กระแสกี่แอมป์
3. ตารางแบตเตอรี่ที่มีขายในท้องตลาด หรือผู้ผลิต ผลิตขึ้นมา

$$P = \text{กำลังที่ใช้ (W)}$$

$$V = \text{แรงดันที่ใช้ (V)}$$

$$I = \text{กระแสที่แบตเตอรี่จะต้องจ่าย (A)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A-h = แอมป์ - ชั่วโมง ที่เราเลือกของแบตเตอรี่

h = เวลาที่ใช้ (h)

$$P = V \cdot I$$

$$I = P/V$$

$$A-h = I \cdot h$$

เราจะได้พิกัดของแบตเตอรี่ = A-h = I*h

4.14 ลักษณะการชาร์จแบตเตอรี่

1. Floating charge

เป็นการชาร์จแบบปกติ

Lead Acid 2 V/cell Floating charge ที่ 2.15 V/cell

NI - cd 1.2 V/cell Floating charge ที่ 1.35 V/cell

2. Equalizing charge

เป็นการชาร์จแบบรุนแรงจะใช้ในกรณีการคัปไปแล้วเรามาเริ่มชาร์จใหม่ในต่างประเทศจะ

ใช้ 72 hours/year แต่ในประเทศไทยใช้ 12 hours/year

Lead-Acid 2 V/cell Equalizing charge 2.3-2.35 V/cell

NI-cd 1.2 V/cell Equalizing charge 1.45-1.55 V/cell

จาก W-H eff.% = A-h eff.%*(V discharge)/(V charge)

ในกรณี Equalizing charge จะทำให้ W-H eff.(%) ต่ำลงเพราะ V charge สูง

4.15 การเลือก Charger

1. แบตเตอรี่จ่ายได้กี่แอมป์ กี่ชั่วโมง

2. ต้องการชาร์จให้เต็มภายในกี่ชั่วโมง

3. ชนิดของแบตเตอรี่ที่ใช้เป็นชนิดใด

4. พิกัดการทนได้ของกระแสที่จ่ายเข้าแบตเตอรี่

จาก W-H eff.(%) = A-h eff.(%)*(V discharge)/(V charge)

จากโรงงาน A-h eff.(%) ประมาณ 90 (%)

ดังนั้น W-H eff.(%) = 90 *(V discharge)/(V charge)

$$I = (A-h)/(W-H \text{ eff.}(\%)*h)$$

เมื่อ

W-H eff.(%) = ประสิทธิภาพ วัตต์ - ชั่วโมง

h = จำนวนชั่วโมงที่ต้องการชาร์จให้เต็ม

จากที่ใช้ในการทดลอง

แบตเตอรี่ขนาด 200 A-h 12 V 4 ลูก ต่ออนุกรมกัน

A-h eff.(%) = 90(%)

ต้องการชาร์จให้เต็มภายใน 15 ชั่วโมง

วิธีทำ

W-H eff.(%) = A-h eff.(%)*(V discharge)/(V charge)

$$= 90*(1.8)/(2.25)$$

$$= 72\%$$

ซึ่งถ้าเราคิด V discharge = 1.8 V/cell

V charge Equalize = 2.25 V/cell

ดังนั้น ต้องการชาร์จ = (200)/(0.72)

$$= 277.78 \text{ A-h}$$

เมื่อต้องการชาร์จให้เต็มภายใน 15 ชั่วโมง

เพราะฉะนั้น ต้องการชาร์จ = (277.78)/15

$$= 18.52 \text{ A}$$

ดังนั้นเราต้องเลือกขนาดของCharger ที่มีขนาด 20 A ที่แรงดัน 48 V

บทที่ 5

การออกแบบวงจรที่รีทคอง

ในการศึกษาและวิจัยการทำคิซี ทุ คิซี คอนเวอร์เตอร์ เพื่อจะจ่ายให้อินเวอร์เตอร์ 3 เฟส ซึ่งได้ทดลองออกแบบโดยใช้วงจรพุ่ม-พุดคอนเวอร์เตอร์ โดยใช้ทรานซิสเตอร์และใช้หม้อแปลงแกนเหล็ก เพราะว่าหม้อแปลงที่ใช้ความถี่สูงเช่น แกนเฟอร์ไรต์ในขนาดกำลังสูงๆ ทำได้ยาก

ซึ่งในการทดลองต้องการออกแบบที่กำลังเอาต์พุต ประมาณ 1 kW โดยการแปลงไฟจากแบตเตอรี่ที่ 48 โวลต์ เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่ 310 โวลต์และในส่วนของวงจรควบคุมได้ใช้เทคนิคของ การมอดูเลตความกว้างพัลส์(PULSE WIDTH MODULATION; PWM) เพื่อแก้ปัญหาคาร์บอนที่นานเกินไปของทรานซิสเตอร์ ถ้าใช้พัลส์ 50 เฮิร์ตซ์ จัปตรง ซึ่งจะทำให้ทรานซิสเตอร์ทำงานนอกช่วง SOA ได้ ส่วนในวงจรเรกติไฟเออร์ ใช้แบบบริดจ์และกรองให้เรียบโดยใช้คาปาซิเตอร์ (C) ซึ่งการใช้บริดจ์เรกติไฟเออร์ สามารถลดขนาดของหม้อแปลงได้ เพราะถ้าใช้วงจรพุดเวฟเรกติไฟเออร์ จะต้องใช้หม้อแปลงที่มีลักษณะแบบมีแทปกกลาง ซึ่งในบริดจ์ไม่ต้องใช้หม้อแปลงที่มีแทป จึงทำให้ขนาดของหม้อแปลงเล็กลงในกำลังเอาต์พุตที่เท่ากัน

5.1 ลำดับขั้นของการออกแบบวงจรพุ่ม-พุดคอนเวอร์เตอร์

1. กำลังเอาต์พุตที่ต้องการ คือ
2. หากำลังที่ต้องเมื่อไว้เพื่อคิปรประสิทธิภาพของหม้อแปลง

$$P'_{out} = P_{out}/\eta \dots \dots \dots (5.1)$$

เมื่อ P_{out} = กำลังเอาต์พุตที่ต้องการ

$$P'_{out} = \text{กำลังงานที่ใส่}$$

$$\eta = \text{ประสิทธิภาพของหม้อแปลง (ที่ใช้รูปแบบคิคที่ 75 \%)}$$

3. ประมาณค่ากระแสคอดเตลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์สำหรับสแคววฟ (I'_c) สามารถหาจากอัตราส่วนของ P'_{out} ต่อ แรงคันทึจ่ายให้ (E_{in})

$$I'_c = P'_{out}/E_{in} \dots \dots \dots (5.2)$$

4. หาค่าแรงดันอิมิตระหว่างคอลเลคเตอร์กับอิมิตเตอร์ ($V_{CE(sat)}$)

จากคู่มือการใช้งานของทรานซิสเตอร์ ที่ I_c และกลับไปหากระแสคอลเลคเตอร์ใหม่

$$I_c = P'_{out}/(E_{in} - V_{CE(sat)}) \dots \dots \dots (5.3)$$

5. จากคู่มือการใช้งานหาแรงดันระหว่างเบส-อิมิตเตอร์ (V_{BE}) ที่ต้องการที่ $V_{CE(sat)}$ ในข้อ 4 ที่ I_c และหาอัตราขยาย (h_{fe}) ที่ กระแสคอลเลคเตอร์นี้แล้วใช้ค่านี้ซึ่งใช้เป็น $h'_{fe}/2$ เพื่อจะทำให้ทรานซิสเตอร์อิมิตในตัวในการทำงานได้เพื่อประมาณหาค่ากำลังจ่ายเข้า (P_{in})

$$P_{in} = V_{BE}(I_c/h'_{fe}) + (I_c/h'_{fe})^2 \cdot R_B \dots \dots \dots (5.4)$$

เมื่อ R_B เป็นความต้านทานที่ขาเบสของทรานซิสเตอร์เพื่อเสถียรภาพของวงจร ซึ่งค่าความต้านทานจะให้โดยให้ แรงดันตกคร่อมตัวมันที่ประมาณครึ่งหนึ่งของ V_{BE}

6. ซึ่งจากลำดับขั้นตอนของการออกแบบเพื่อนำ ไปใช้หาขนาดของทรานซิสเตอร์ที่จะใช้งาน ซึ่งการพิจารณาเลือกทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นสวิทช์ต้องคำนึงถึง

1. อัตราทนแรงดันและกระแสสูงสุด
2. ค่า $MAXIMUM BV_{CEO} = 2V_{in} + 30\%$ สำหรับสไปต์ที่เกิดขึ้นขณะหยุดนำกระแสและนำกระแสที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดไพรมารีของหม้อแปลง
3. ช่วงเวลานำกระแส (Turn on ; T_{on}) เวลาหยุดนำกระแส (Turn off ; T_{off}) และช่วงเวลาสะสม (Storage time ; t_s) ซึ่งเมื่อรวมกันแล้วจะต้องน้อยกว่าความถี่ที่จะใช้งาน ซึ่งจะไม่เกิดความร้อน
4. และยังต้องพิจารณาในช่วงพื้นที่ที่ปลอดภัย (SOA) หรือ อัตราทนกำลังสูญเสียของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

อัตราทนกำลังสูญเสียของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ความสามารถในการทนกำลังสูญเสียของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขึ้นอยู่กับเงื่อนไข 2 ประการคือ อุณหภูมิเฉลี่ยที่รอยต่อ (AVERAGE JUNCTION TEMPERATURE, T_j) และ เซคันด์ารีเบรคดาวน์ (SECONDARY BREAKDOWN)

โดยทั่วไปผู้ผลิตมักจะให้กราฟแสดงพิกัดความปลอดภัย SOA (SAFE OPERATION AREA) มาพร้อมกับค่าดัชนี ที่ให้มากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละเบอร์ กราฟ SOA จะเป็นข้อมูลเพื่อให้ทราบพลังงานงานสูญเสียที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์สามารถทนได้ โดยที่ SOA จะแสดงพิกัดค่าต่างๆ ของกระแสและแรงดันขณะทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่จะไม่ทำให้อุณหภูมิเฉลี่ยมีรอยต่อสูงเกินกว่าที่มันจะทนได้ และไม่ทำให้เกิดเข้กันคาร์เบรคความขึ้น

ซึ่งสามารถแก้ปัญหาโดยการใช่วงจรสับเบอร์ช่วยในการสวิตซ์คั้งที่ได้กล่าวรายละเอียดในบทที่ 3

ในการออกแบบได้ใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ EVL31-050 (100A)ซึ่งข้อมูล (data sheet) อยู่ในภาคผนวกข. ซึ่งสามารถทนแรงดันและรองรับกระแสจากการออกแบบได้เกินกว่าพิกัดที่ออกแบบไว้เพื่อความปลอดภัยในการทำงาน

การควบคุมการสวิตซ์ของทรานซิสเตอร์กำลัง

ในการออกแบบอินเวอร์เตอร์ ในส่วนของการสวิตซ์เราได้ใช้ทรานซิสเตอร์กำลังเป็นตัวสวิตซ์สัญญาณในการสวิตซ์เราแบ่งออกได้เป็น

1. รูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave)

ข้อดี... วงจรควบคุม ไม่ยุ่งยาก

ข้อเสีย. การใช้งานที่แรงดันสูงและกำลังสูง ทรานซิสเตอร์กำลังมีโอกาสเสียหายได้ง่าย

2. การมอดูเลตตามความกว้างของพัลส์ (Pulse Width Modulation : PWM)

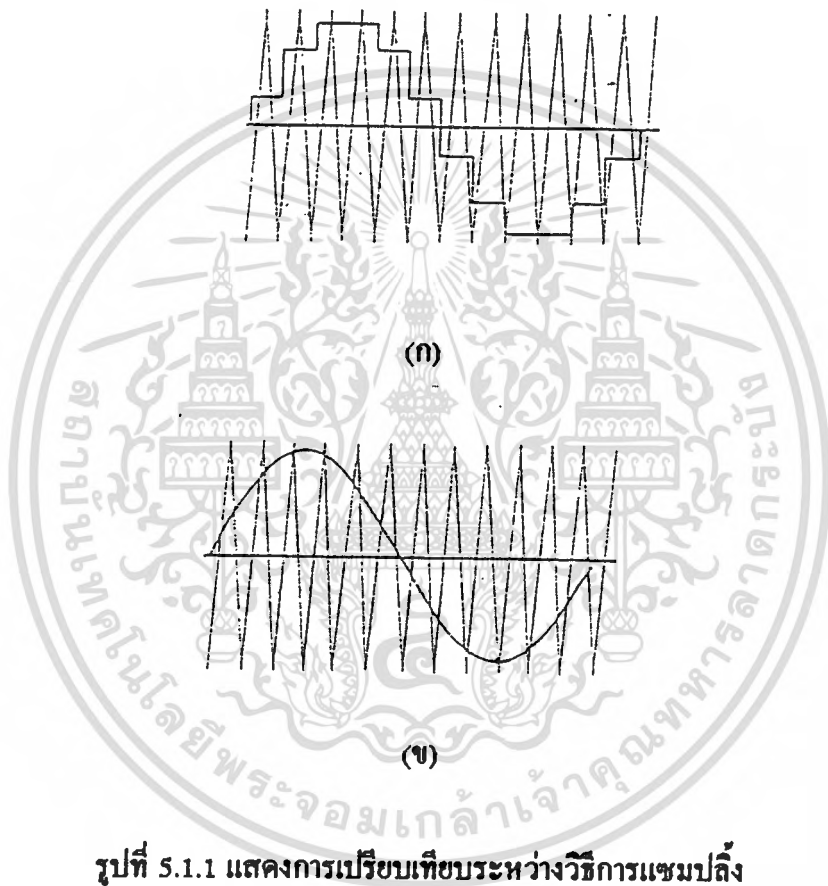
ข้อดี...การใช้งานที่แรงดันสูงและกำลังสูง ทรานซิสเตอร์กำลังสามารถทำงานได้โดยไม่เสียหาย

ข้อเสีย. วงจรควบคุมค่อนข้างยุ่งยาก

สำหรับโครงงานนี้ได้นำเอาวิธีการสวิตซ์แบบ PWM ในการสร้างและออกแบบวงจรในการสวิตซ์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ลักษณะการมอดูเลต

เริ่มต้นด้วยทฤษฎีของการสุ่มตัวอย่าง ซึ่งมีอยู่ด้วยกัน 2 ลักษณะคือ ยูนิฟอร์ม แซมปลิง กับ เนเจอร์ล แซมปลิง (Uniform sampling and Natural sampling)



รูปที่ 5.1.1 แสดงการเปรียบเทียบระหว่างวิธีการแซมปลิง

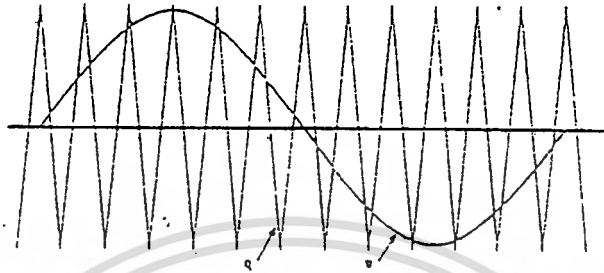
(ก) แบบยูนิฟอร์ม

(ข) แบบเนเจอร์ล

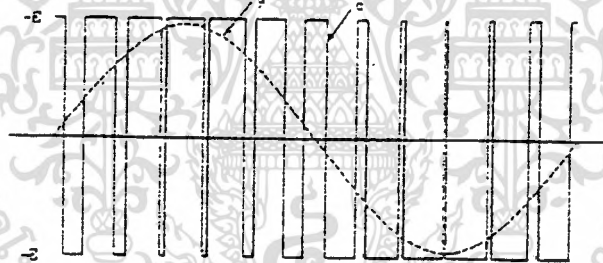
ในลักษณะของเนเจอร์ลแซมปลิงสัญญาณแคร่เรียร์ จะถูกเปรียบเทียบโดยตรงกับสัญญาณมอดูเลต เพื่อที่จะกำหนดจุดตัดในการสวิตช์ ซึ่งเป็นกระบวนการเลือกจุดตัดตามธรรมชาติอย่างแท้จริง ส่วนยูนิฟอร์มแซมปลิงจุดตัดเหล่านี้ขึ้นอยู่กับทฤษฎี แซมปลิง และโฮดส์ วิธีการนี้สามารถปรับปรุงฮาร์โมนิกย่อยที่ไม่เป็นเลขจำนวนเต็ม โดยอาศัยไมโครคอมพิวเตอร์เข้าช่วย ซึ่งจะไม่กล่าวถึงเพราะโดยทั่วไปจะนิยมใช้วิธีแบบ เนเจอร์ล แซมปลิง มากกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการผลิตสัญญาณ PWM ที่ใช้กันทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 5.1.2 ซึ่งวิธีนี้เราจะเรียกว่า "ไบโพลาร์ มอดูเลชัน" เพราะว่าสัญญาณ แคร่เรียร์ มีทั้งขั้วบวกและขั้วลบระหว่างคาบเดียวกัน



(ก)



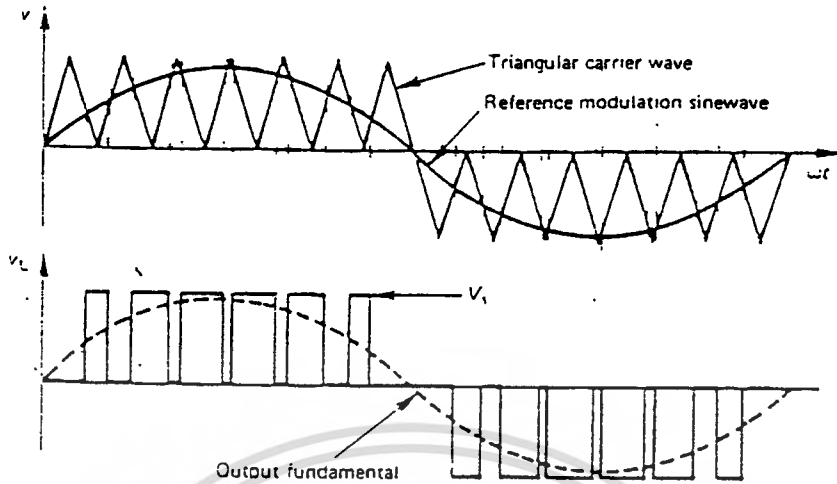
(ข)

รูปที่ 5.1.2 แสดงการมอดูเลตแบบ ไบโพลาร์

สัญญาณควบคุมทางอุดมคติ ซึ่งได้แสดงไว้ในรูปที่ 5.1.2(ข) ไม่สามารถใช้ได้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์สวิตช์เช่น ทรานซิสเตอร์กำลัง เพราะอุปกรณ์เหล่านี้จะใช้เวลาในการเทิร์นออฟมากกว่าการเทิร์นออน ดังนั้นจึงต้องมีการหน่วงเวลาสำหรับการเปลี่ยนสถานะซึ่งใช้เวลาหลายไมโครวินาที ซึ่งเวลานี้ใช้ในการกระจายประจุที่ขั้วเบสของอุปกรณ์สวิตช์ ถ้าไม่มีเวลานี้ก็จะเกิดการตีควงจร

ส่วนรูปที่ 5.1.3 แสดงวิธีการผลิตสัญญาณ โดยสัญญาณแคร่เรียร์เหมือนกับสัญญาณข้างอิง ซึ่งวิธีการนี้เรียกว่า "ยูนิโพลาร์ มอดูเลชัน"

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

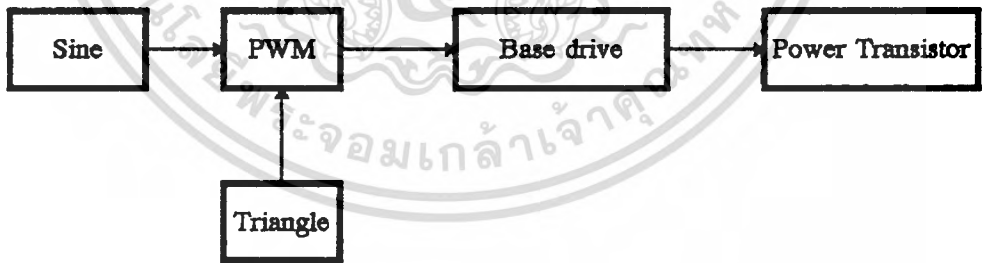


รูปที่ 5.1.3 แสดงการมอดูเลตแบบ ยูนิโพลาร์

วิธีการนี้ต้องการการกำหนดช่วงเวลาหรือช่วงถือเอาต์ ที่ทุก ๆ 180 องศาของสัญญาณมอดูเลต หรือสัญญาณอ้างอิง แต่ช่วงถือเอาต์นี้จะเกิดขึ้นอัตโนมัติ เมื่อเป็นการมอดูเลตแบบ ยูนิโพลาร์

5.2 การออกแบบวงจรควบคุม

แสดงได้คั้งบล็อก โคอะแกรม



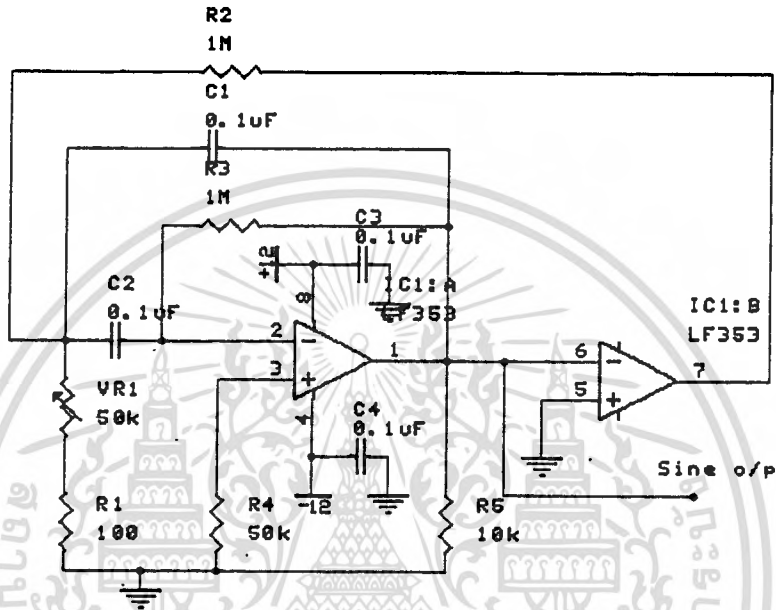
รูปที่ 5.2.1 แสดงบล็อกโคอะแกรมของการออกแบบวงจร

วงจรกำเนิดคลื่นซายน์

เราสามารถสร้างสัญญาณซายน์ได้โดยใช้อปแอมป์ 2 ตัว ดังรูปที่ 5.2.2 โดยต่อในลักษณะของวงจรคอมพาราเตอร์ และวงจรรองความถี่เป็นช่วง โดยยึดหลักที่ว่าคลื่นสี่เหลี่ยมเกิดจากผลรวมของคลื่นหลายชนิด (ในความเป็นจริงแล้วควรกล่าวว่าเกิดจากคลื่นซายน์ หลายๆ ฮาร์โมนิค)

ซึ่งรวมทั้งคลื่นซายน์หลักด้วยจะนั่นถ้าเรากรองความถี่ของคลื่นซายน์หลัก โดยใช้วงจรฟิลเตอร์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาต์พุตก็จะอยู่ในรูปของสัญญาณชายนับวิสุทธิ ส่วนการนำคอมพิวเตอร์ต่อกับวงจรฟิลเตอร์ นั้นก็เพื่อ สร้างสัญญาณคลื่นสี่เหลี่ยมเพื่อนำกลับไปป้อนให้กับวงจรฟิลเตอร์อีกที ทำให้อวงจรสร้าง สัญญาณออสซิลเลตออกมาอย่างต่อเนื่อง



รูปที่ 5.2.2 แสดงวงจรกำเนิดชายนับ (Sine generator)

เราสามารถหาความถี่ f_{out} ได้จากสมการ

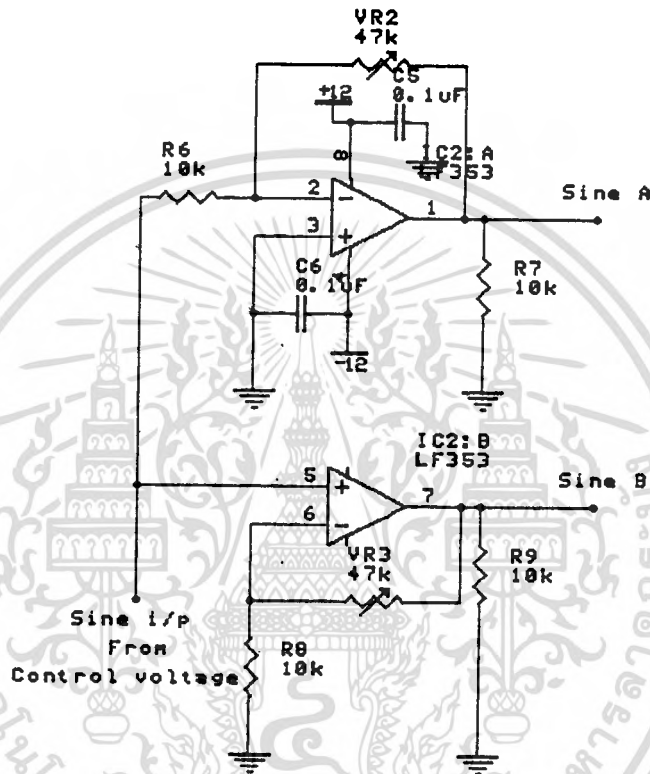
$$f_{out} = 1 / (2\sqrt{R_p R_3 C_1 C_2}) \dots\dots\dots(5.5)$$

$$R_p = (VR_1 \cdot R_2) / (VR_1 + R_2) \dots\dots\dots(5.6)$$

ตัวต้านทาน R_2 ในวงจรมีค่าต่ำมาก ซึ่งมีไว้สำหรับป้องกันไม่ให้สัญญาณป้อนกลับลง กราวด์เท่านั้น (กรณีที่มี R_1 ถูกปรับให้เป็นศูนย์) ส่วนตัวต้านทาน R_1 จะใช้เป็นตัวเปลี่ยนความถี่ ของการออสซิลเลต ในวงจรรูปที่ 5.2.2 f_0 อาจเปลี่ยนแปลงได้จาก 7 เฮิรตซ์ ถึง 1.6 กิโลเฮิรตซ์ โดยการปรับ R_1 และหากต้องการออสซิลเลตเตอร์ที่มีความถี่ในย่านความถี่ของเสียง ก็สามารถทำ ได้โดยเปลี่ยนประจุ C_1 และ C_2 ซึ่งในการออกแบบใช้ความถี่ความถี่ที่ 50 เฮิรตซ์

วงจรกลับเฟสสัญญาณขาอิน

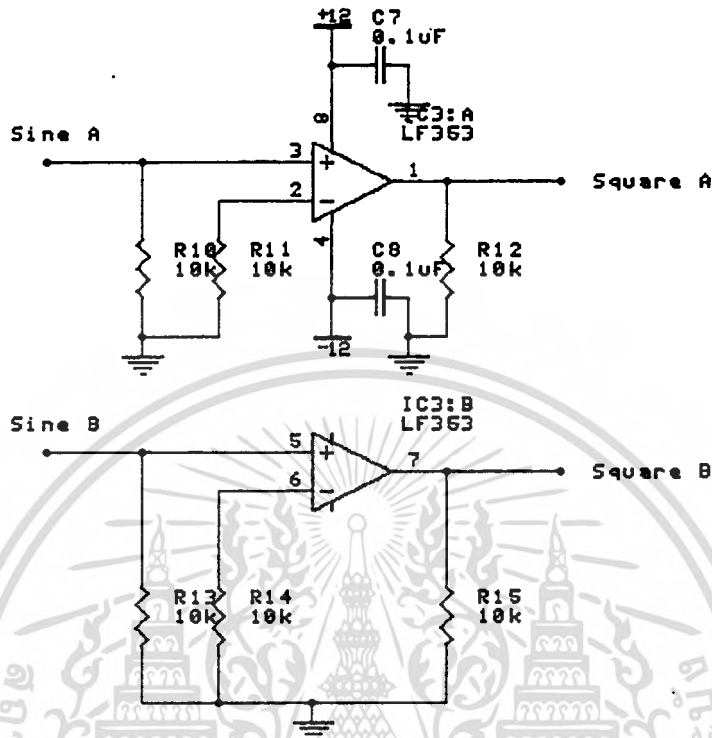
เป็นวงจรอินเวอร์ตพื้นฐานโดยการนำเอาสัญญาณขาอินมาเข้าวงจรกลับเฟสสัญญาณเพื่อ
นำสัญญาณที่ได้ทั้ง 2 สัญญาณไปทำการมอดูเลชันกับสัญญาณสามเหลี่ยม และจะป้อนเข้าวงจร
แปลงสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม



รูปที่ 5.2.3 แสดงวงจรกลับเฟสสัญญาณขาอิน

วงจรสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม

เป็นการนำเอาสัญญาณขาอิน 2 สัญญาณที่ได้จากวงจรกลับเฟสมาแปลงเป็นสัญญาณรูปสี่
เหลี่ยมเพื่อนำไปใช้ในการถือสัญญาณ PWM และ นำไปเป็นสัญญาณ OFF ป้อนเข้าวงจร Base
drive

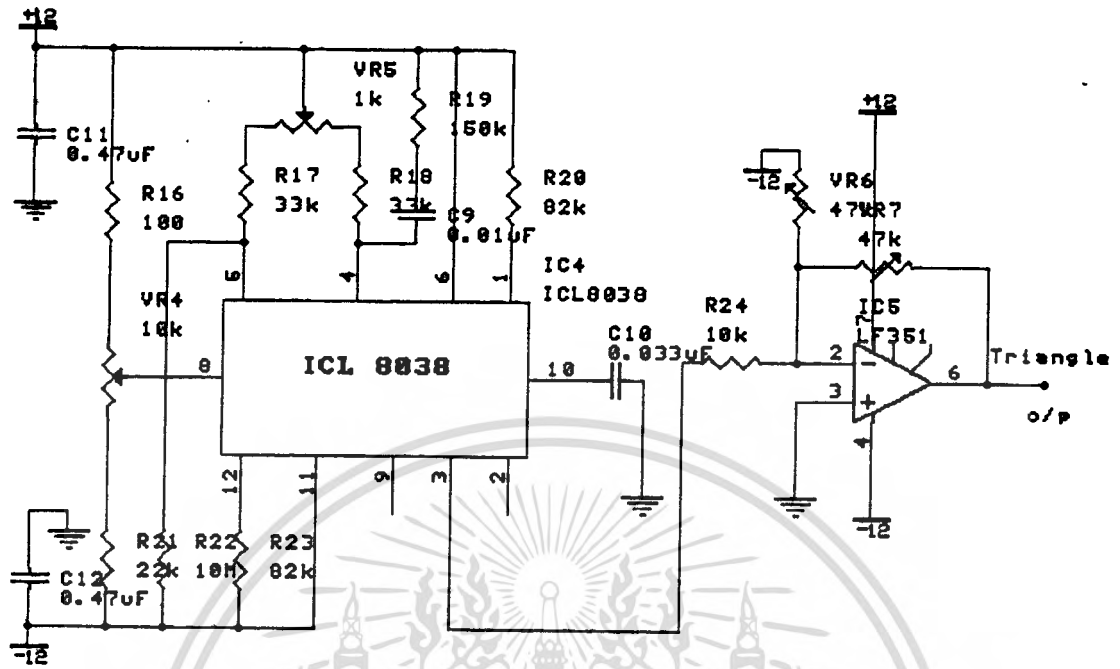


รูปที่ 5.2.4 แสดงวงจรสร้างสัญญาณรูปสี่เหลี่ยม

วงจรกำเนิดสัญญาณตามเหลี่ยม

ใช้ไอซีฟังก์ชันเนเรเตอร์เบอร์ 8038 ในการสร้างเป็นวงจรออสซิลเลเตอร์ที่ใช้สวิทช์เลือกช่วงความถี่นั้น ถ้าต่ออุปกรณ์ RC อนุกรมกันเพิ่มเข้าไประหว่างขา 4 และไฟบวกจะช่วยให้รูปคลื่นที่ช่วงความถี่สูงๆ มีสมมาตรได้อยู่ ทำให้ไม่ต้องคอยปรับสมมาตรใหม่หรือไม่ต้องสวิทช์เลือกตัวต้านทานที่ควบคุมการสมมาตรไปพร้อม ๆ กับการเลือกค่า C ซึ่งกำหนดในช่วงความถี่

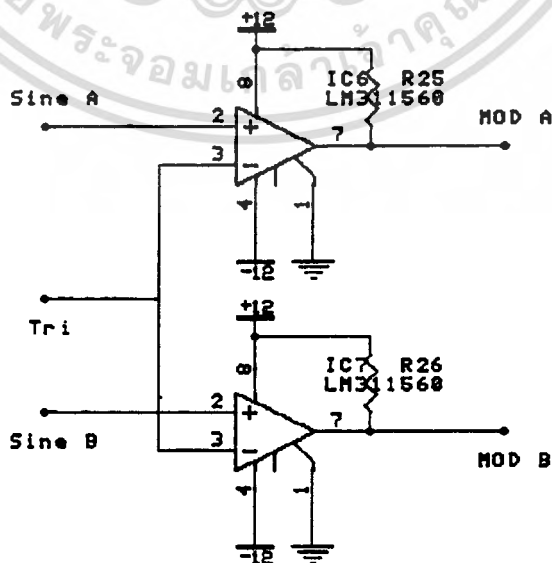
การต่อ RC เข้าไปที่ขา 4 นี้จะช่วยลดผลความถี่ขึ้นที่เกิดจากวงจรภายในตัวไอซีในขณะที่คาบประจุและประจุที่ความถี่สูง ซึ่งใช้ตัวเก็บประจุที่กำหนดความถี่มีค่าน้อยกว่า $0.001 \mu\text{F}$ ค่าอุปกรณ์ที่ให้ไว้เป็นตัวอย่างในทั้งสองวงจรมัน อาจทำให้อัตราการกวาดความถี่สูงสุดของวงจรลดลงไป แต่หน้าที่การทำงานอื่นๆ จะไม่ได้รับผลการกระทบกระเทือน



รูปที่ 5.2.5 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

วงจรมอดูเลต

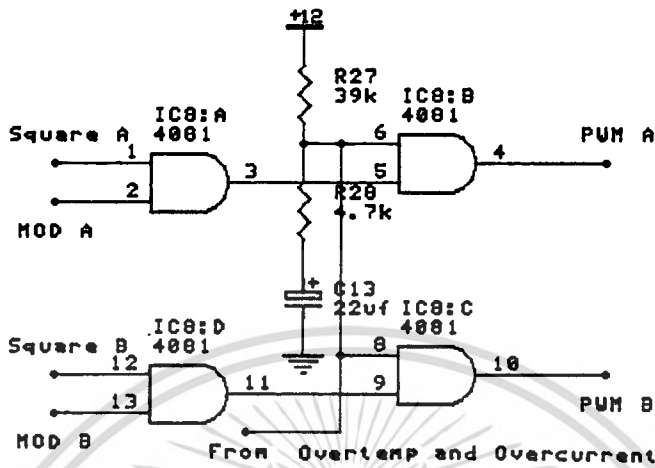
หลักการของการมอดูเลตความกว้างของพัลส์ จะใช้คลื่นพาหะเป็นรูปสามเหลี่ยมมาเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปไซน์ ซึ่งเป็นสัญญาณมอดูเลตที่มีความถี่ฐานผลของการเปรียบเทียบ จะเกิดจุดตัดกันของรูปคลื่นทั้งสองนำมากำหนดเป็นสัญญาณในการสวิตช์ทรานซิสเตอร์กำลัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น กรุณาอย่าได้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรล็อกเอาต์

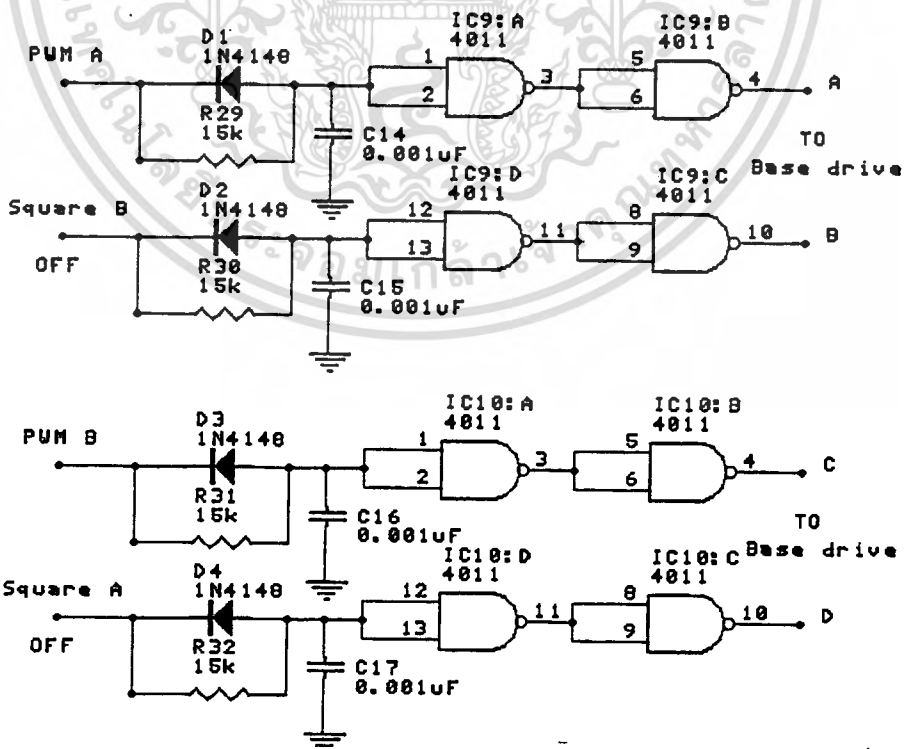
เป็นวงจรล็อกสัญญาณ PWM โดยการนำเอาสัญญาณที่เหลื่อมมา AND กับสัญญาณ PWM



รูปที่ 5.2.7 แสดงวงจรล็อกเอาต์

วงจรเคดไทม์

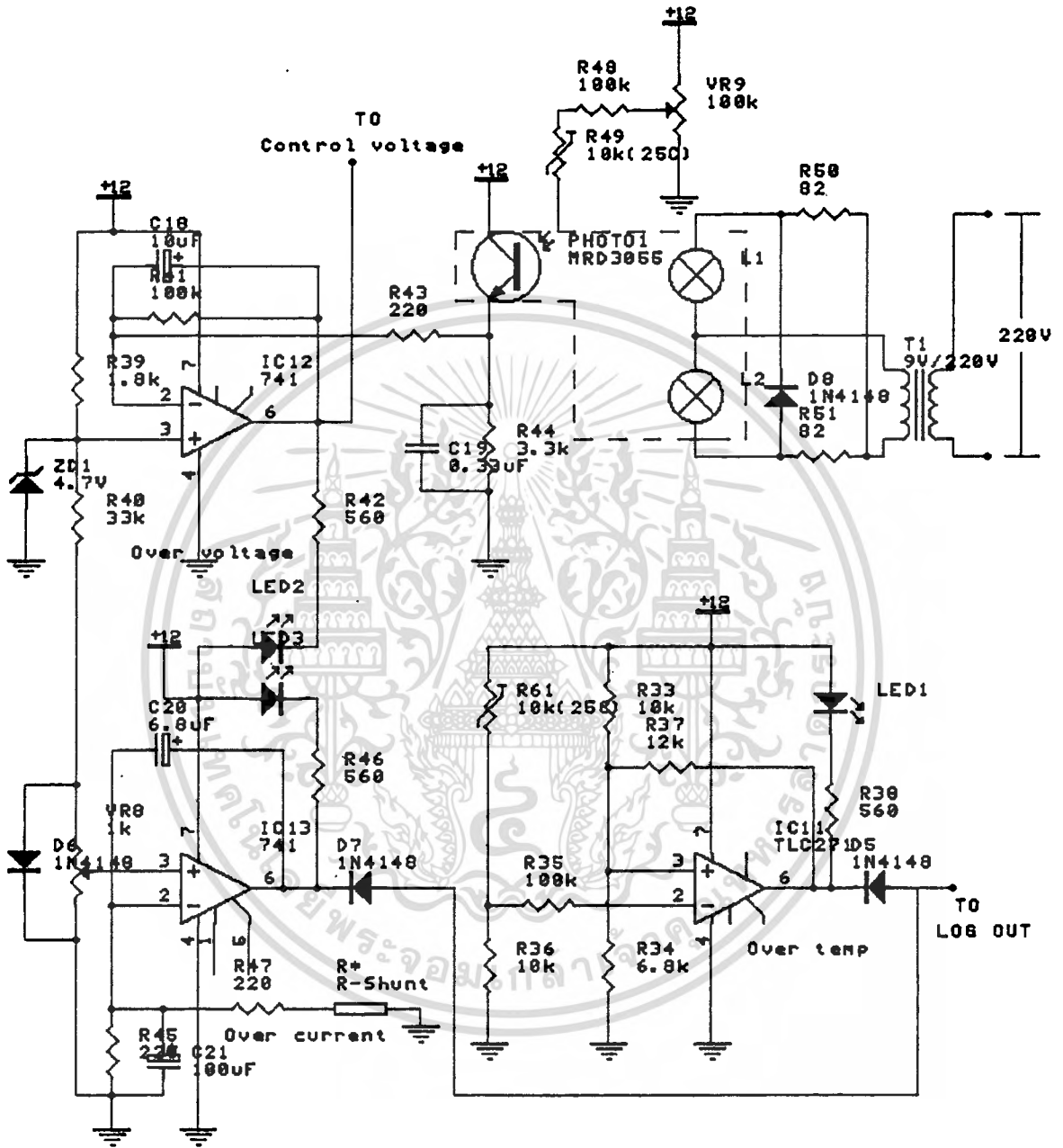
โดยมีการสร้างเคดไทม์(Dead time) ซึ่งเป็นการป้องกันไม่ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานพร้อมกัน



รูปที่ 5.2.8 แสดงวงจรเคดไทม์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรตรวจจับแรงดัน,กระแสและอุณหภูมิ

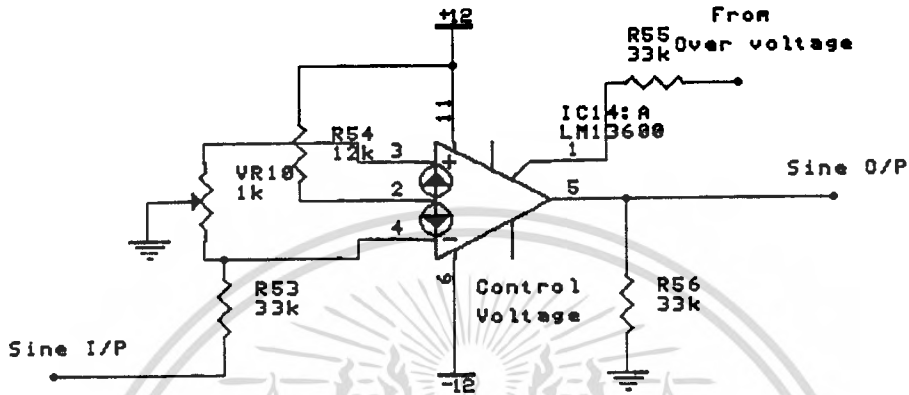


รูปที่ 5.2.9 แสดงวงจรตรวจจับแรงดัน,กระแสและอุณหภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

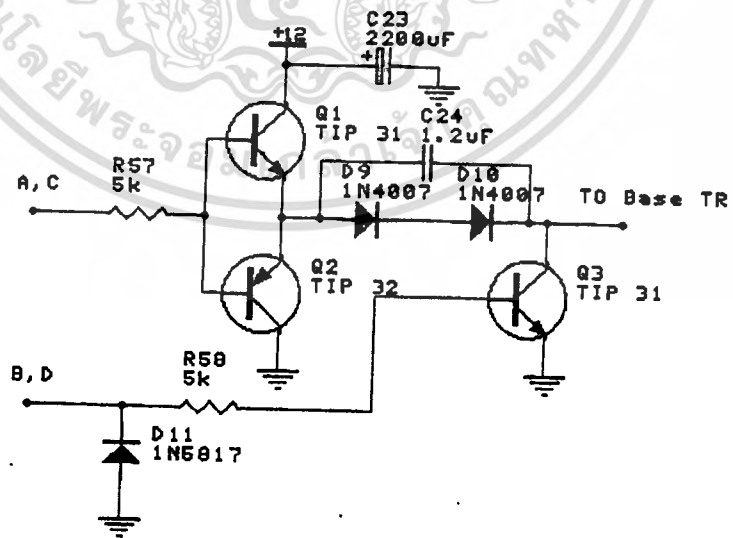
วงจรควบคุมแรงดัน

เป็นวงจรควบคุมแรงดันอัตโนมัติโดยใช้ไอซีเบอร์ LM 13600 ต่อเป็นวงจร Voltage control amplifier โดยนำเอาสัญญาณที่ตรวจวัดได้จากวงจรตรวจวัดแรงดันมาควบคุม



รูปที่ 5.2.10 แสดงวงจรควบคุมแรงดัน

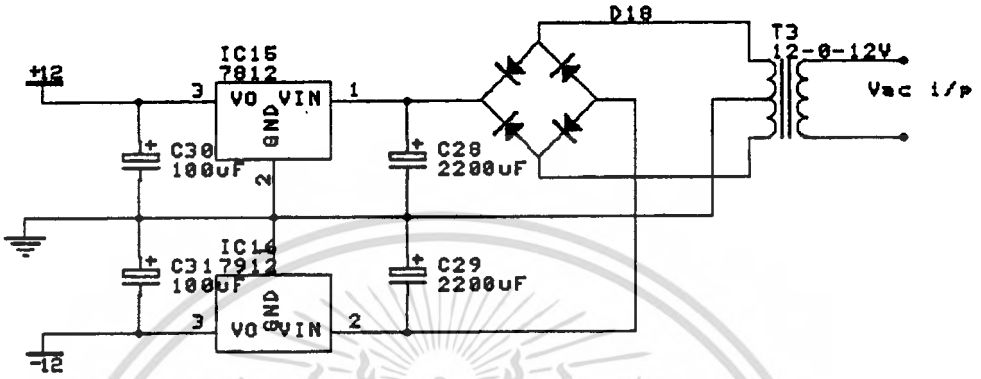
วงจรขับเบส



รูปที่ 5.2.11 แสดงวงจรขับเบส

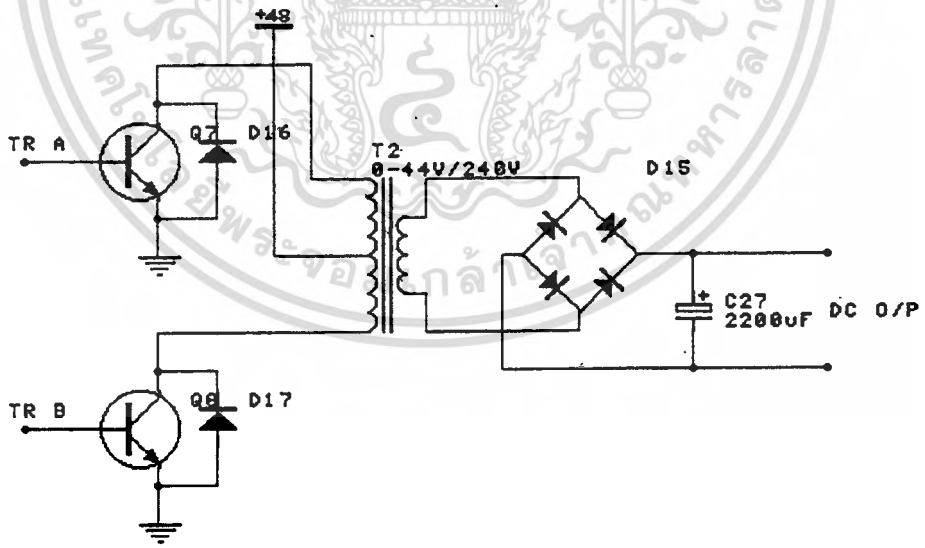
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรชาร์จแบตเตอรี่



รูปที่ 5.2.12 แสดงวงจรชาร์จแบตเตอรี่

วงจรเพาเวอร์



รูปที่ 5.2.13 แสดงวงจรเพาเวอร์

บทที่ ๑**การทดลองและผลการทดลอง**

ในการทดลองได้แบ่งออกเป็น 2 การทดลอง คือ

1. การทดลองในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์
2. การทดลองในส่วนของวงจรคอนเวอร์เตอร์

6.1 การทดลองวงจร DC TO AC INVERTER**จุดประสงค์**

1. เพื่อศึกษาและทดลองการสร้างสัญญาณ PWM
2. เพื่อทดสอบความเป็นไปได้ในการใช้สัญญาณ PWM ในการ Drive Inverter
3. เพื่อทดสอบการทำงานของ DC TO AC INVERTER

อุปกรณ์การทดลอง

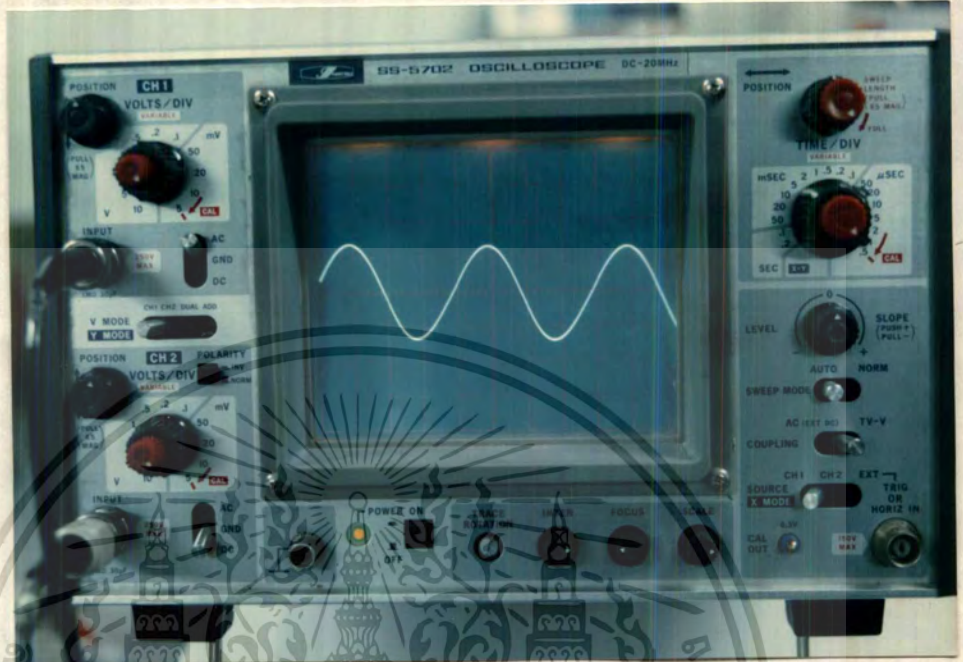
- | | |
|-------------------------------|-----------|
| 1. ชุดทดลอง DC TO AC INVERTER | 1 ชุด |
| 2. หลอดไฟ 220V 100W | 11 หลอด |
| 3. มัลติมิเตอร์ | 3 เครื่อง |
| 4. ออสซิลอสโคป | 1 เครื่อง |
| 5. แบตเตอรี่ 12V 200A-h | 4 ตัว |

ลำดับขั้นการทดลอง

1. ทดลองวงจรตามแบบแผนทดลอง
2. วัดสัญญาณตามจุดทดสอบต่าง ๆ และศึกษาลักษณะของสัญญาณ
3. ทดสอบต่อหลอดไฟ 220V และบันทึกค่าที่ได้ลงตาราง
4. สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

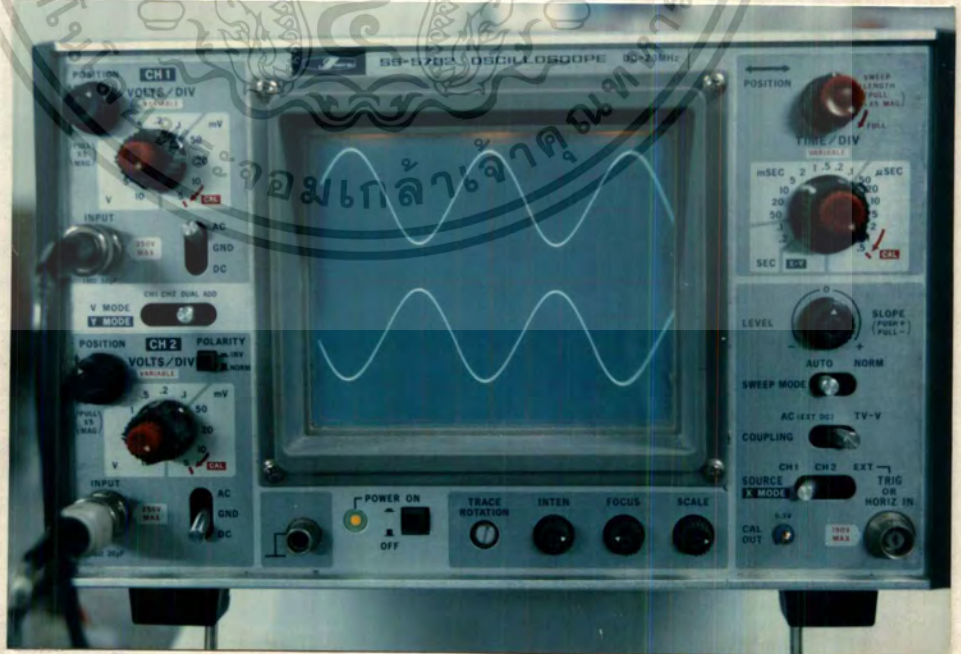
ผลการทดลอง

Scale
2 VOLTS/DIV
5 mSEC/DIV



รูปที่ 6.1.1 แสดงรูปสัญญาณไซน์ (Sine Wave)

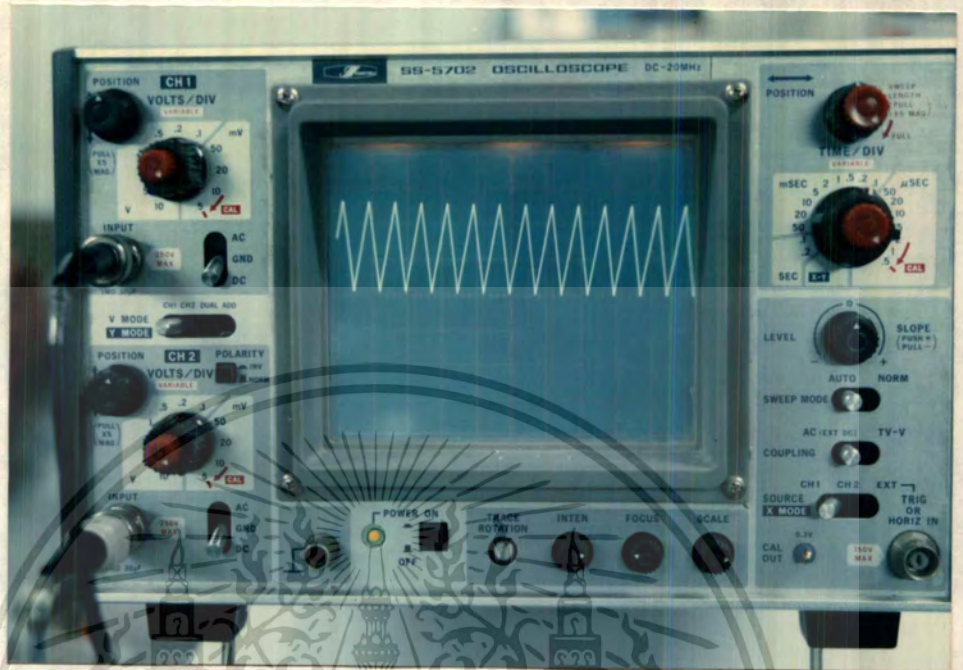
Scale
2 VOLTS/DIV
5 mSEC/DIV



รูปที่ 6.1.2 แสดงรูปเปรียบเทียบสัญญาณไซน์ทั้ง 2 เฟส

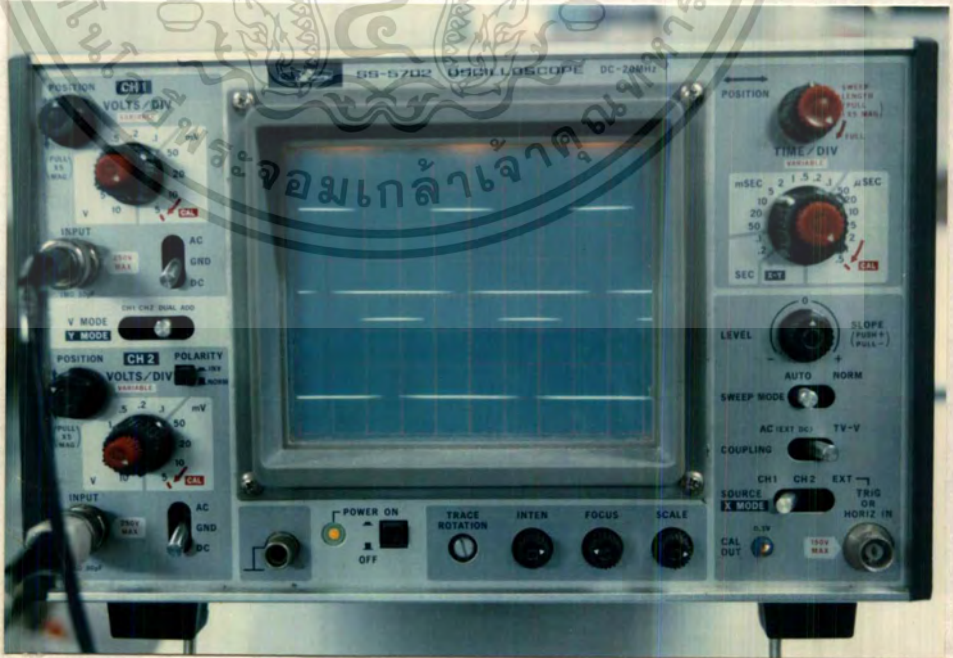
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ทั้งนี้เพื่อป้องกันมิให้อีกผู้หนึ่งไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Scale
2 VOLTS/DIV
5 mSEC/DIV



รูปที่ 6.1.3 แสดงรูปสัญญาณสามเหลี่ยม

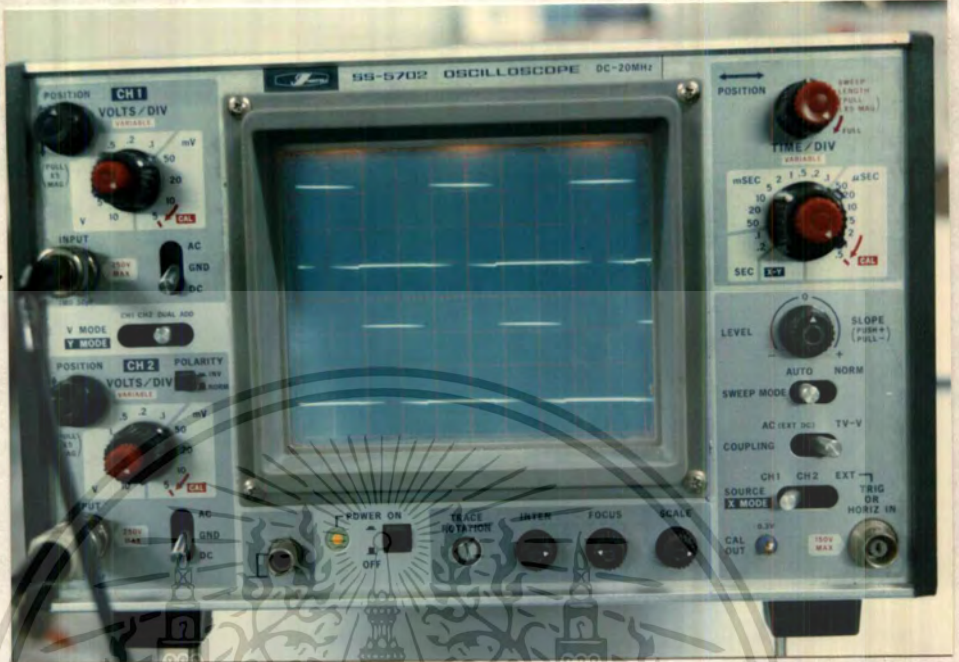
Scale
5 VOLTS/DIV
5 mSEC/DIV



รูปที่ 6.1.4 แสดงรูปสัญญาณ PWM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับ... อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Scale
5 VOLTS/DIV
5 mSEC/DIV



รูปที่ 6.1.5 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตของวงจร Base drive กอน Drive Power transistor

Scale
2 VOLTS/DIV
5 mSEC/DIV

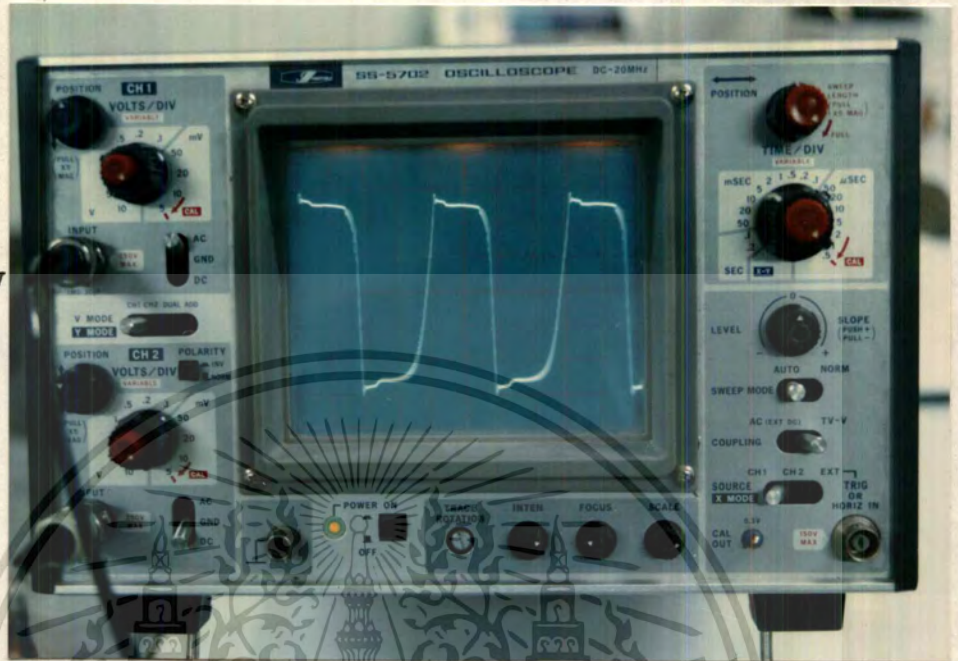


รูปที่ 6.1.6 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุตของวงจร Base drive ขณะ Drive Power transistor
เอกสารนี้เป็นเอกสารทงงานเ็นสาหรับการเขงานเพอการศึกษาเท่านั้น เอนอญูาตเ็นหาไปไซประเษขนาดการค้
ไม่วากรณเิดจ้ท้งส่ัน อี้กท้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื่อหา และต้ออ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารท้กคร้งท้มีการนำไปไซ

Scale

100 VOLTS/DIV

5 mSEC/DIV

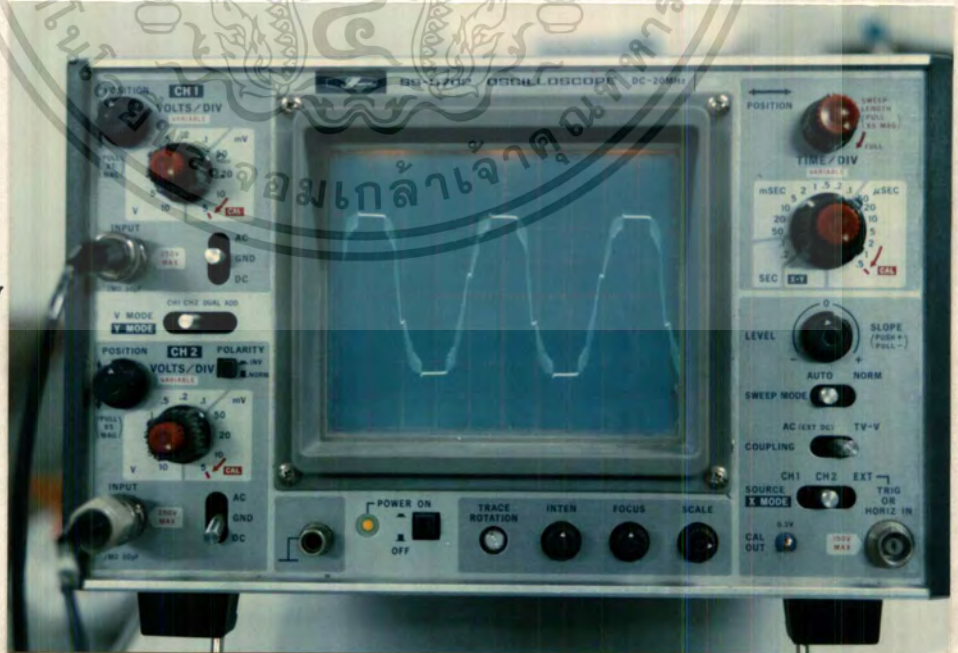


รูปที่ 6.1.7 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุต Vac ขณะ NO LOAD

Scale

100 VOLTS/DIV

5 mSEC/DIV



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่รูปที่ 6.1.8 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุต Vac ขณะ FULL LOAD
 ไม่ว่การณืใดทังสิ้น อีกรังห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บันทึกผลการทดสอบต่อโหลดไฟ 220V 100 W ที่ได้ลงตาราง

จำนวนโหลดไฟ (โหลด)	แรงดันเอาต์พุต (โวลต์)	กระแสเอาต์พุต (แอมแปร์)	แรงดันแบคเคอร์รี่ (โวลต์)
0	260	-	46.3
1	260	0.4	45.9
2	246	0.8	45.6
3	240	1.4	45.3
4	235	1.8	45.0
5	230	2.2	44.7
6	225	2.8	44.5
7	225	3.2	44.2
8	220	3.4	44.0
9	220	4.0	43.7
10	210	4.4	43.4
11	205	4.7	43.2

ตารางที่ 6.1

สรุปผลการทดลองที่ 6.1

จากการทดลองนี้ปรากฏว่าเมื่อทดสอบต่อโหลดโดยใช้โหลดไฟ 220 โวลต์ ปรากฏว่าในช่วงคอนตันแรงดันเอาต์พุต ลดลงพอสมควร แต่เมื่อทดสอบโหลดไปเรื่อย ๆ แรงดันเริ่มคงที่ ในการทดลองค่าต่าง ๆ ที่อ่านได้อาจผิดพลาดจากตัวมิเตอร์และจากการอ่านค่า ในเรื่องของประสิทธิภาพของโครงการนี้เราไม่สามารถที่จะวัดได้เนื่องจากขาด คีซี แอมป์มิเตอร์ (DC AMPMETER) ที่มีค่าสูงพอมาต่อวัดกระแสที่แบคเคอร์รี่จะต้องจ่ายให้กับโครงการเพื่อที่จะคำนวณหาประสิทธิภาพ

.....

6.2 การทดลองวงจร DC TO DC CONVERTER

จุดประสงค์

1. เพื่อทดสอบการทำงานของ DC TO DC CONVERTER

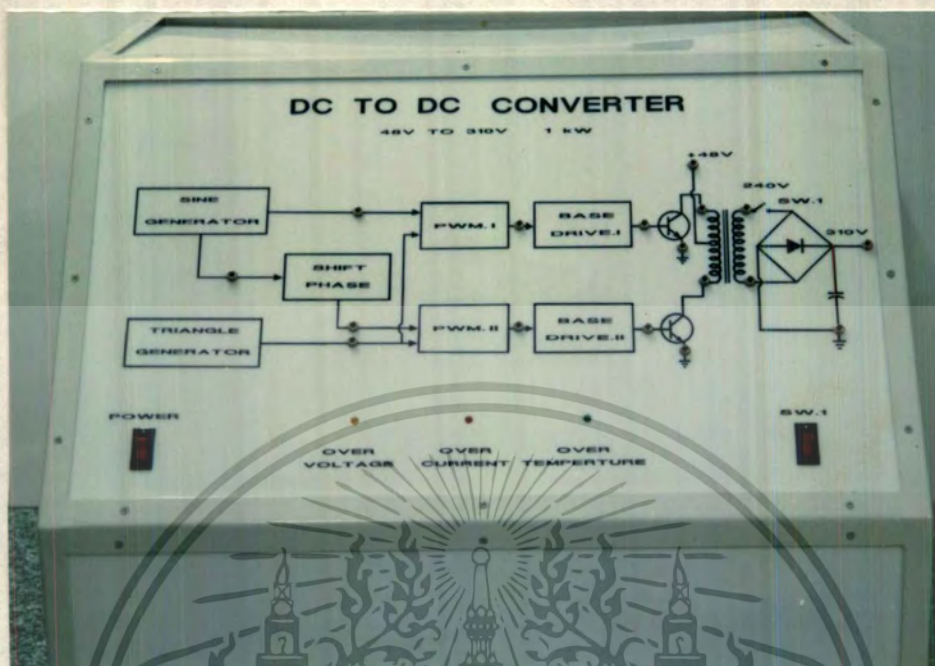
อุปกรณ์การทดลอง

- | | |
|--------------------------------|-----------|
| 1. ชุดทดลอง DC TO DC CONVERTER | 1 ชุด |
| 2. หลอดไฟ 220V 100W | 11 หลอด |
| 3. มัลติมิเตอร์ | 3 เครื่อง |
| 4. ออสซิลอสโคป | 1 เครื่อง |
| 5. แบตเตอรี่ 12V 200A-h | 4 ตัว |

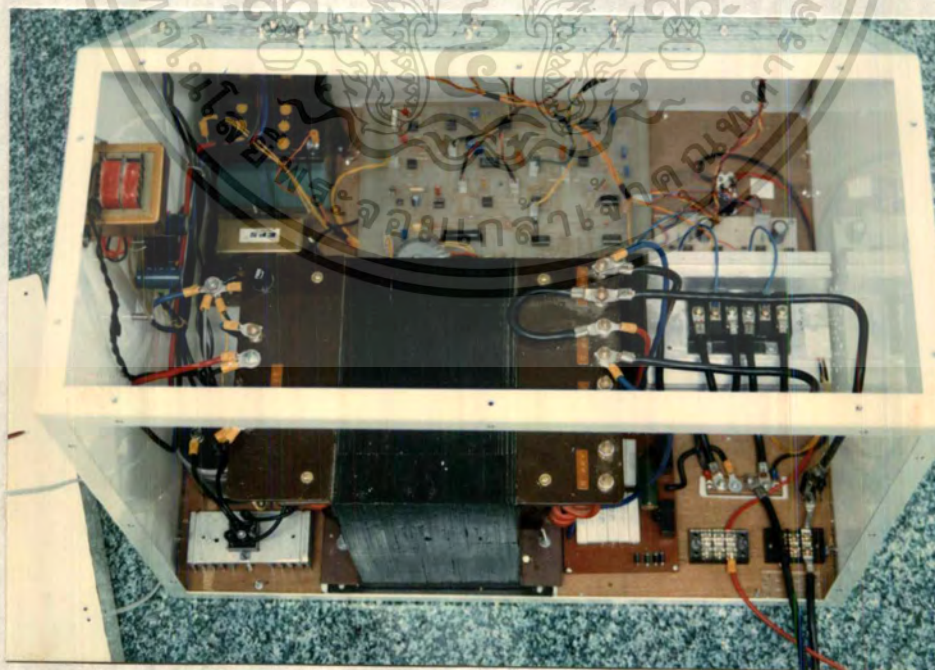
ลำดับขั้นการทดลอง

1. ทดลองวงจรตามแบบแผนทดลอง
2. ทดสอบต่อหลอดไฟ 220V และบันทึกค่าที่ได้ลงตาราง
3. สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

ผลการทดลอง



รูปที่ 6.2.1 แสดงรูปแผงทดลอง DC TO DC CONVERTER



รูปที่ 6.2.2 แสดงรูปภายในแผงทดลอง DC TO DC CONVERTER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาดเห็นาไปไซ้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บันทึกผลการทดสอบต่อหลอดไฟ 220V 100 W ที่ได้ลงตาราง

จำนวนหลอดไฟ (หลอด)	แรงดันเอาต์พุต (โวลต์)	กระแสเอาต์พุต (แอมแปร์)	แรงดันแบคเคอร์รี่ (โวลต์)
0	280	-	46.4
1	245	0.4	45.8
2	240	0.8	45.5
3	230	1.4	45.3
4	220	1.8	45.0
5	210	2.2	44.8
6	205	2.6	44.6
7	200	3.0	44.3
8	220	3.4	43.9
9	195	3.8	43.7
10	190	4.2	43.3
11	190	4.6	43.0

ตารางที่ 6.1

สรุปผลการทดลองที่ 6.2

โครงการนี้เป็นกรทดลองโดยนำเอาสัญญาณเอาต์พุตของวงจร คิซี ทุ เอซี อินเวอร์เตอร์ มาแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ปรากฏว่าหลอดไฟจะสว่างกว่าปกติ แต่ในการทดลองจากระดับแรงดันเอาต์พุตปกติจะต้องอยู่ในช่วง 310 โวลต์ ปรากฏว่าลดลงมาก เนื่องจากค่า C ฟิลเตอร์ที่ต่อในโครงการมีค่าน้อยเกินไป คือ 1,000 μF 450 V ทำให้จ่ายกระแสให้โหลดไม่เพียงพอ จากการคำนวณควรจะใช้ค่า C ฟิลเตอร์ประมาณ 2,200 μF 450 V ขึ้นไปจึงจะจ่ายกระแสได้เพียงพอ

.....

บทที่ 7

บทสรุปและวิจารณ์ข้อเสนอ

บทสรุป

จุดประสงค์หลักของโครงการชุดนี้ต้องการที่จะแปลงพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันค่าที่ 48 โวลต์ไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูงที่ประมาณ 310 โวลต์ เพื่อที่จะนำไปเป็นแหล่งจ่ายไฟในการขับเคลื่อนมอเตอร์ไฟฟ้าเหนี่ยวนำ 3 เฟสต่อไป ดังนั้นในการสร้างสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน คือ ส่วนของวงจรควบคุม และส่วนของวงจรหลัก

ในส่วนของวงจรควบคุมได้ทดลองสร้างหลาย ๆ แบบปรากฏว่าได้ใช้วงจรควบคุมแบบสัญญาณพัลส์วีกต์มอดูเลชัน PWM ซึ่งสามารถควบคุมได้ง่ายกว่าแต่อาจมีปัญหาในการสร้างซึ่งยุ่งยากกว่าการใช้วงจรควบคุมแบบสัญญาณพัลส์ธรรมดา

ในส่วนของวงจรหลักได้แบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนแปลงไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันค่าที่ 48 โวลต์เป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่ 240 โวลต์ ซึ่งได้นำเอาวงจร พุช-พูล มาใช้งานเนื่องจากจำนวนเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ใช้จำนวนน้อยกว่า และส่วนของการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 240 โวลต์เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่ 310 โวลต์ ใช้วงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์

ส่วนประสิทธิภาพของงานไม่สามารถที่จะทดสอบได้ว่ามีประสิทธิภาพเท่าไรเนื่องจากขาดอุปกรณ์ในการวัด และไม่สามารถที่จะทดสอบได้ว่าสามารถที่จะใช้งานได้นานเพียงใด และใช้งานที่โหลดสูงสุดที่เท่าไร เนื่องจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงหรือแบตเตอรี่นั้นมีสภาพเก่ามากแล้ว ทำให้การจ่ายไฟและเก็บประจุของแบตเตอรี่นั้นทำไม่ได้เต็มที่ คณะผู้จัดทำการทดสอบโหลดเพียงแค่ 1000 วัตต์เท่านั้น

วิจารณ์

จากการสร้างพบปัญหาคือ การทำงานที่ไม่เท่ากันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งอาจทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เสียหายได้ เนื่องจากการทำงานของวงจร พุช-พูล คอนเวอร์เตอร์ ต้องอาศัยการทำงานที่เท่ากันทั้ง 2 ข้าง ดังนั้นถ้าจะนำไปพัฒนาไปใช้งานได้ก็ยิ่งขึ้นในกำลังที่ต้องการมากขึ้นควรจะใช้วงจร พูลบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ซึ่งจะให้ผลดีกว่า แต่จะต้องเพิ่มจำนวนของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขึ้น 2 เท่าทำให้ต้องเสียค่าใช้จ่ายมากขึ้นตาม

ข้อเสนอแนะ

การทดลองโครงงานนี้เพื่อที่จะได้เข้าใจในส่วนต่าง ๆ ของโครงงานนี้ให้ได้ดี
 คณะผู้สร้างได้ทดลองสร้างจากวงจรพื้นฐานตามทฤษฎี ซึ่งในการปรับแตงนั้นอาจจะยากสักหน่อย
 คั้งนั้นในการปรับแตงควรระวังระดับของสัญญาณให้ถูกต้องก่อนการทดลองใช้งานซึ่งในวงจรบาง
 ส่วนอาจจะมีไอซีสำเร็จรูปที่สามารถนำมาใช้งานทดแทนกันได้
 เพื่อความง่ายขึ้น และความถูกต้องของสัญญาณจะได้ดีขึ้น





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

パワートランジスタモジュール

POWER TRANSISTOR MODULE

■特長：Features

- 大電流 High Current
- h_{FE} が高い High D.C. Current Gain
- 絶縁形 Insulated Type

■用途：Applications

- 大電力スイッチング High Power Switching
- 無停電電源装置 Uninterruptible Power Supply
- DC モータ制御 D.C Motor Controls
- 溶接機 Welding Machines

■定格と特性：Maximum Ratings and Characteristics

●絶対最大定格：Absolute Maximum Ratings

Items	Symbols	Ratings	Units
コレクタ・ベース間電圧	V_{CB0}	600	V
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CE0}	600	V
コレクタ・エミッタ間電圧	$V_{CE0(SUS)}$	450	V
エミッタ・ベース間電圧	V_{EB0}	6	V
コレクタ電流	DC	I_C	100
	1ms	I_{CP}	200
	DC	$-I_C$	100
ベース電流	DC	I_B	6
	1ms	I_{BP}	12
コレクタ損失	One Transistor	P_C	500
	Two Transistors	P_C	1000
接合部温度	T_j	+150	°C
保存温度	T_{stg}	-40 ~ +125	°C
重量	m	450	g
絶縁耐圧	AC, 1min	V_{iso}	2500
締付けトルク	Mounting ※1	35	kg·cm
	Terminals ※1	35	kg·cm

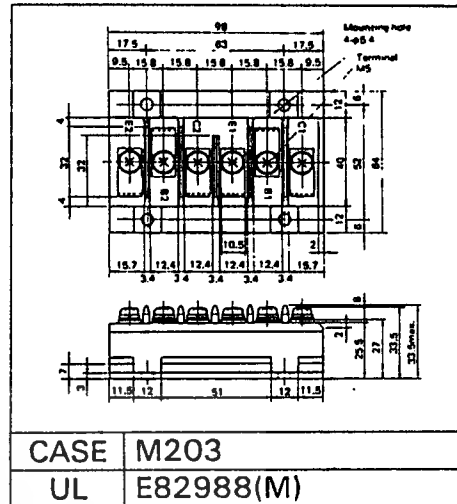
●電気的特性：Electrical Characteristics ($T_j=25^\circ\text{C}$)

Items	Symbols	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
コレクタ・ベース間電圧	V_{CB0}	$I_{C0}=1\text{mA}$	600			V
コレクタ・エミッタ間電圧	V_{CE0}	$I_{CE0}=1\text{mA}$	600			V
コレクタ・エミッタ間電圧	$V_{CE0(SUS)}$	$I_C=1\text{A}$	450			V
	$V_{CEX(SUS)}$	$I_C=100\text{A}, I_{B1}=2\text{A}, -I_{B2}=2\text{A}$	500			V
エミッタ・ベース間電圧	V_{EB0}	$I_{EB0}=300\text{mA}$	6			V
コレクタしゃ断電流	I_{CBO}	$V_{CB0}=600\text{V}$			1.0	mA
エミッタしゃ断電流	I_{EBO}	$V_{EB0}=6\text{V}$			300	mA
コレクタ・エミッタ間電圧	$-V_{CE}$	$-I_C=100\text{A}$		1.25	1.5	V
直流電流増幅率	h_{FE}	$I_C=100\text{A}, V_{CE}=5\text{V}$	100			
コレクタ・エミッタ飽和電圧	$V_{CE(Sat)}$	$I_C=100\text{A}, I_B=2\text{A}$			2.0	V
ベース・エミッタ飽和電圧	$V_{BE(Sat)}$				2.5	V
スイッチング時間	t_{on}	$I_C=100\text{A}, I_{B1}=2\text{A}, -I_{B2}=2\text{A}$			2.0	μs
	t_{stg}	$R_L=3\Omega, P_w=50\mu\text{s}$			10.0	μs
	t_i	Duty $\leq 2\%$			3.0	μs
逆回復時間	t_{rr}	$-I_C=100\text{A}, V_{BE}=-6\text{V}, -di/dt=100\text{A}/\mu\text{s}$			0.6	μs

●熱的特性：Thermal Characteristics

Items	Symbols	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
熱抵抗	$R_{th(j-c)}$	Transistor			0.25	°C/W
熱抵抗	$R_{th(j-d)}$	Diode			0.60	°C/W
熱抵抗	$R_{th(c-l)}$	Between case and cooling fin		0.03		°C/W

■外形寸法：Outline Drawings



■等価回路

Equivalent Circuit Schematic

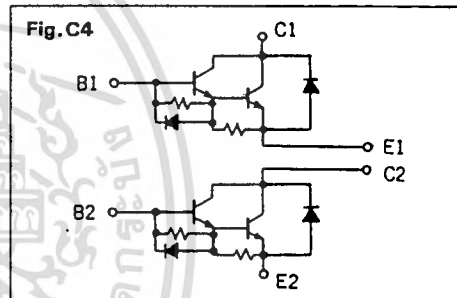
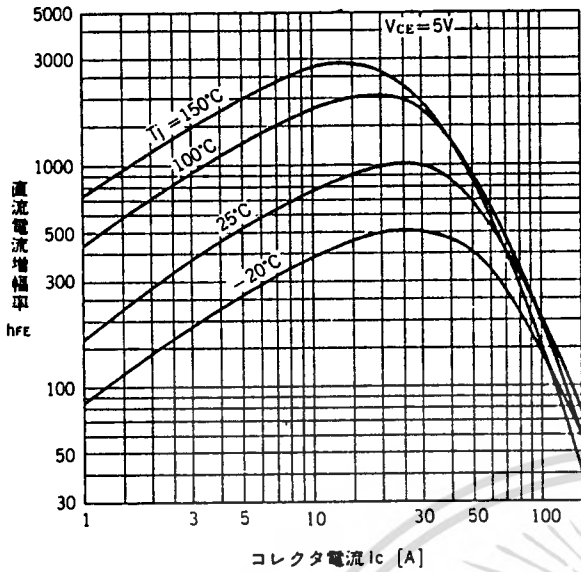


Fig. C4

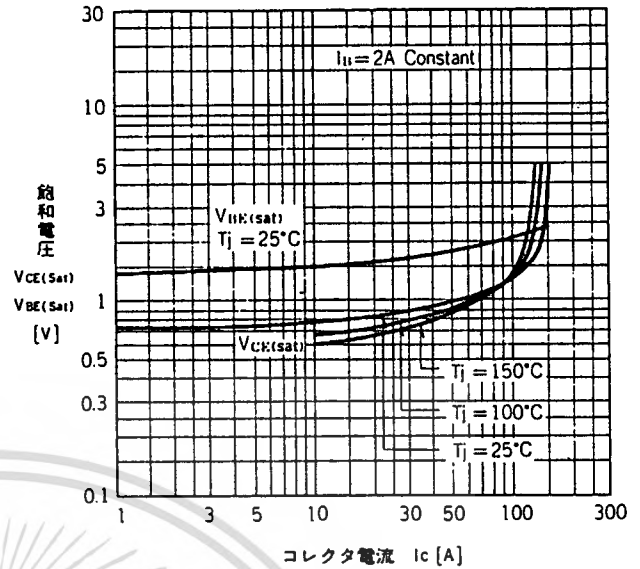
Note:

※1: 推奨値 Recommendable Value;
M5: 25 ~ 30 kg·cm

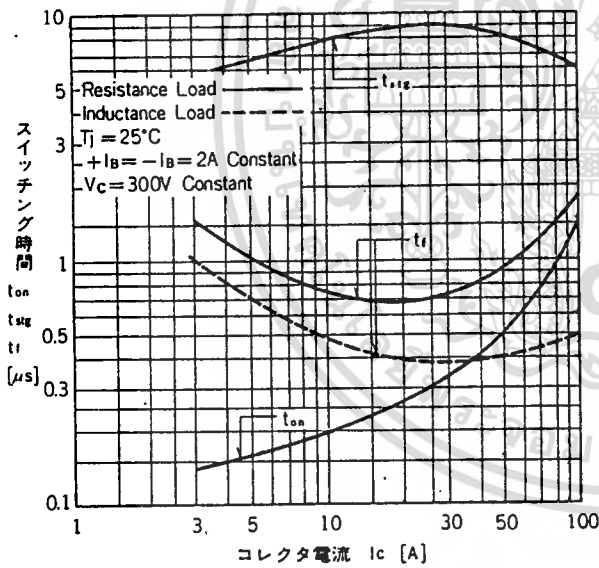
■特性曲線：Characteristics



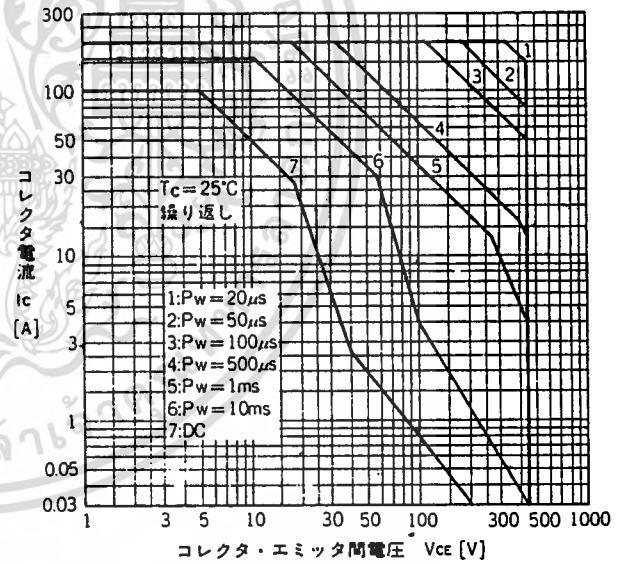
直流電流増幅率－コレクタ電流特性
DC Current Gain



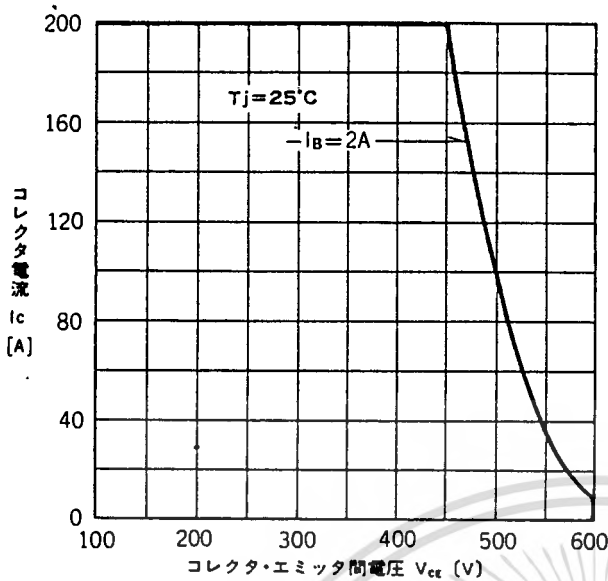
飽和電圧－コレクタ電流特性
Base and Collector Saturation Voltage



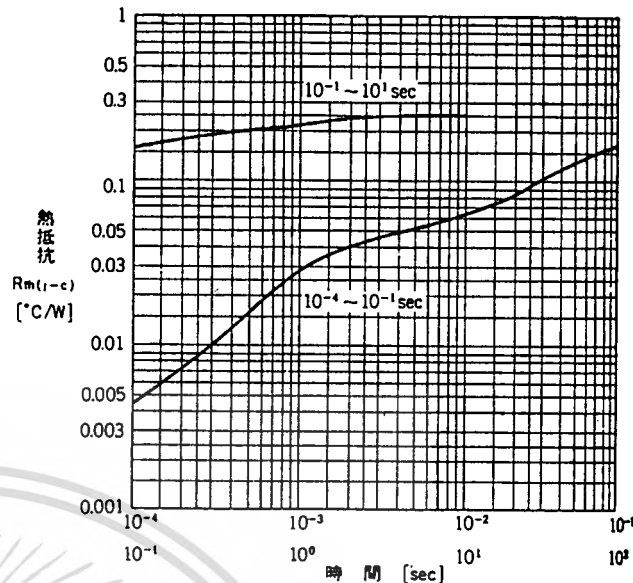
スイッチング時間－コレクタ電流特性
Switching Time



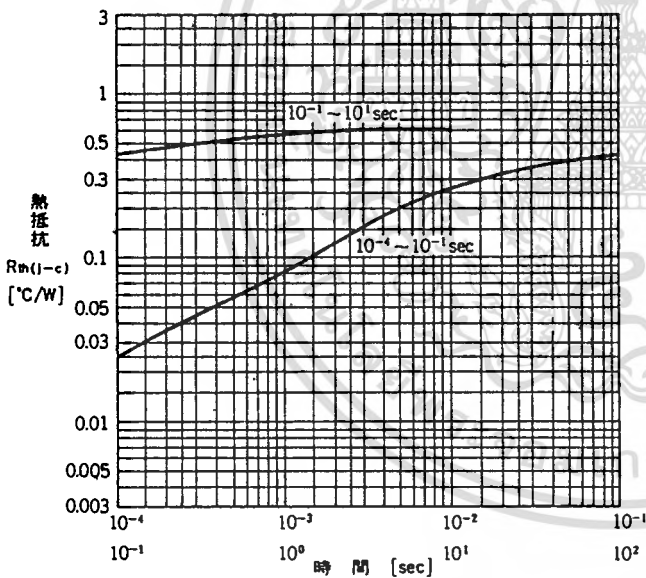
安全動作領域特性(繰返し)
Safe Operating Area



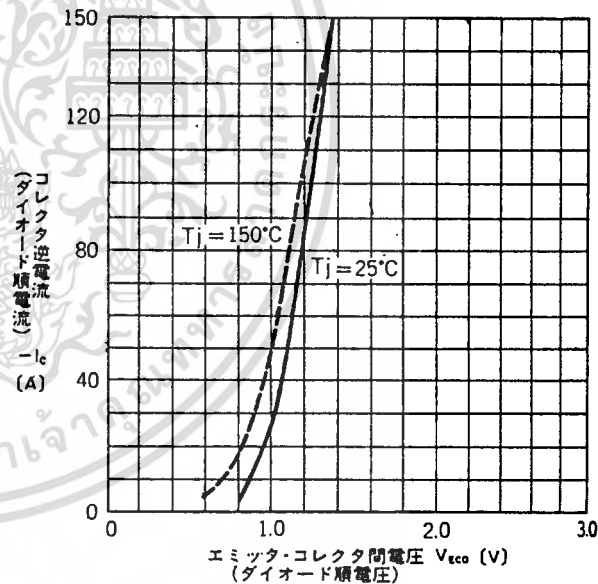
安全動作領域(逆バイアス)
Reverse Biased Safe Operating Area



過渡熱抵抗(トランジスタ)特性
Transient Thermal Resistance
(Transistor)

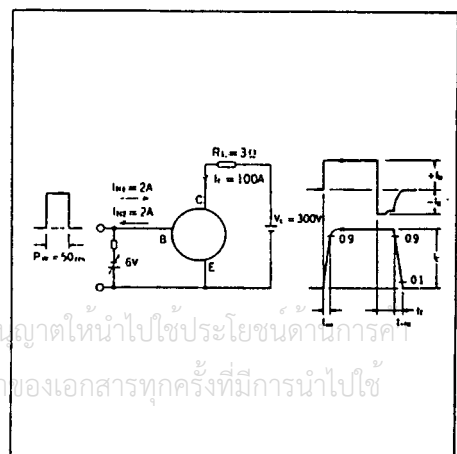


過渡熱抵抗(ダイオード)特性
Transient Thermal Resistance (Diode)



高速フリーホイリングダイオード順電圧
Forward Voltage of Free Wheeling Diode

※ Switching Time Test Circuit



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM13600/LM13600A Dual Operational Transconductance Amplifiers with Linearizing Diodes and Buffers

General Description

The LM13600 series consists of two current controlled transconductance amplifiers each with differential inputs and a push-pull output. The two amplifiers share common supplies but otherwise operate independently. Linearizing diodes are provided at the inputs to reduce distortion and allow higher input levels. The result is a 10 dB signal-to-noise improvement referenced to 0.5 percent THD. Controlled impedance buffers which are especially designed to complement the dynamic range of the amplifiers are provided.

- Excellent matching between amplifiers
- Linearizing diodes
- Controlled impedance buffers
- High output signal-to-noise ratio
- Wide supply range $\pm 2V$ to $\pm 22V$

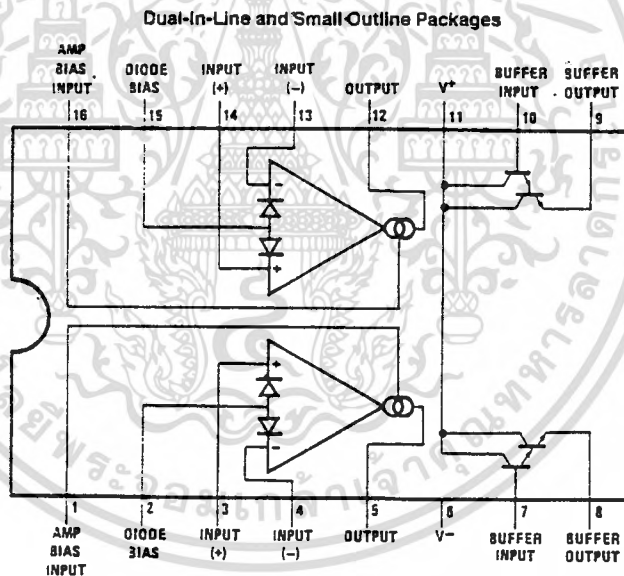
Features

- g_m adjustable over 6 decades
- Excellent g_m linearity

Applications

- Current-controlled amplifiers
- Current-controlled impedances
- Current-controlled filters
- Current-controlled oscillators
- Multiplexers
- Timers
- Sample and hold circuits

Connection Diagram



TL/H/7980-2

Order Number LM13600M, LM13600N or LM13600AN
See NS Package Number M16A or N16A

Absolute Maximum Ratings

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (Note 1)	
LM13600	36 VDC or $\pm 18V$
LM13600A	44 VDC or $\pm 22V$
Power Dissipation (Note 2) $T_A = 25^\circ C$	570 mW
Differential Input Voltage	$\pm 5V$
Diode Bias Current (I_D)	2 mA
Amplifier Bias Current (I_{ABC})	2 mA
Output Short Circuit Duration	Continuous
Buffer Output Current (Note 3)	20 mA

Operating Temperature Range

$0^\circ C$ to $+70^\circ C$

DC Input Voltage

$+V_S$ to $-V_S$

Storage Temperature Range

$-65^\circ C$ to $+150^\circ C$

Soldering Information

Dual-in-Line Package

Soldering (10 seconds)

Small Outline Package

Vapor Phase (60 seconds)

Infrared (15 seconds)

See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics (Note 4)

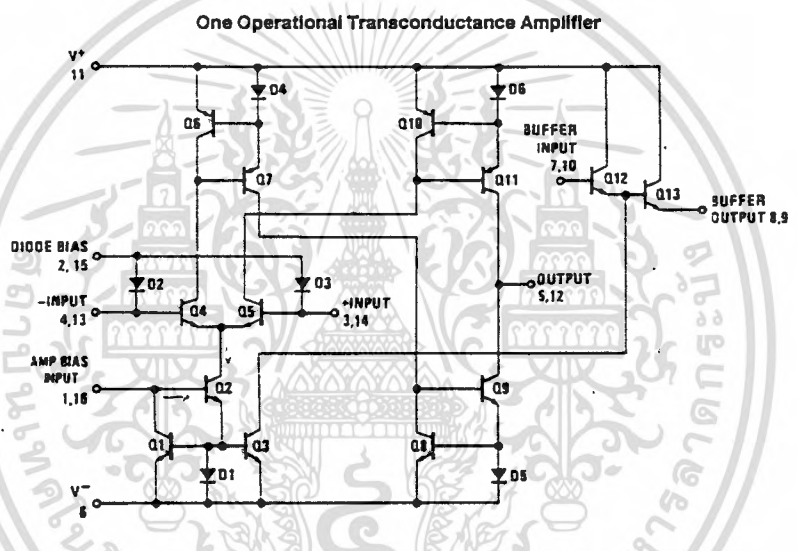
Parameter	Conditions	LM13600			LM13600A		
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max
Input Offset Voltage (V_{OS})	Over Specified Temperature Range		0.4	4		0.4	1
	$I_{ABC} = 5 \mu A$		0.3	4		0.3	1
V_{OS} Including Diodes	Diode Bias Current (I_D) = 500 μA		0.5	5		0.5	2
Input Offset Change	$5 \mu A \leq I_{ABC} \leq 500 \mu A$		0.1	3		0.1	1
Input Offset Current			0.1	0.6		0.1	0.6
Input Bias Current	Over Specified Temperature Range		0.4	5		0.4	5
			1	8		1	7
Forward Transconductance (g_m)		6700	9600	13000	7700	9600	12000
	Over Specified Temperature Range	5400			4000		
g_m Tracking			0.3			0.3	
Peak Output Current	$R_L = 0, I_{ABC} = 5 \mu A$		5		3	5	7
	$R_L = 0, I_{ABC} = 500 \mu A$	350	500	650	350	500	650
	$R_L = 0, \text{Over Specified Temp Range}$	300			300		
Peak Output Voltage	Positive		+12	+14.2		+12	+14.2
	Negative		-12	-14.4		-12	-14.4
Supply Current	$I_{ABC} = 500 \mu A, \text{Both Channels}$		2.6			2.6	
V_{OS} Sensitivity	Positive		20	150		20	150
	Negative		20	150		20	150
CMRR		80	110		80	110	
Common Mode Range		± 12	± 13.5		± 12	± 13.5	
Crosstalk	Referred to Input (Note 5) $20 \text{ Hz} < f < 20 \text{ kHz}$		100			100	
Differential Input Current	$I_{ABC} = 0, \text{Input} = \pm 4V$		0.02	100		0.02	10
Leakage Current	$I_{ABC} = 0$ (Refer to Test Circuit)		0.2	100		0.2	5

Electrical Characteristics (Note 4) (Continued)

Parameter	Conditions	LM13600			LM13600A			Units
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Resistance		10	26		10	26		kΩ
Open Loop Bandwidth			2			2		MHz
Slew Rate	Unity Gain Compensated		50			50		V/μs
Buffer Input Current	(Note 5), Except I _{ABC} = 0 μA		0.2	0.4		0.2	0.4	μA
Peak Buffer Output Voltage	(Note 5)	10			10			V

- Note 1: For selections to a supply voltage above ±22V, contact factory.
- Note 2: For operating at high temperatures, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a thermal resistance of 175°C/W which applies for the device soldered in a printed circuit board, operating in still air.
- Note 3: Buffer output current should be limited so as to not exceed package dissipation.
- Note 4: These specifications apply for V_S = ±15V, T_A = 25°C, amplifier bias current (I_{ABC}) = 500 μA, pins 2 and 15 open unless otherwise specified. The inputs of the buffers are grounded and outputs are open.
- Note 5: These specifications apply for V_S = ±15V, I_{ABC} = 500 μA, R_{OUT} = 5 kΩ connected from the buffer output to -V_S and the input of the buffer is connected to the transconductance amplifier output.

Schematic Diagram

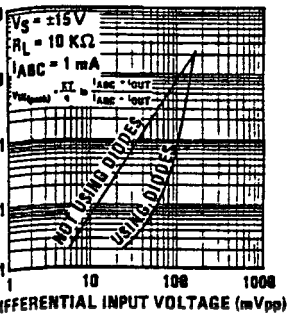


TL/H/7980-1

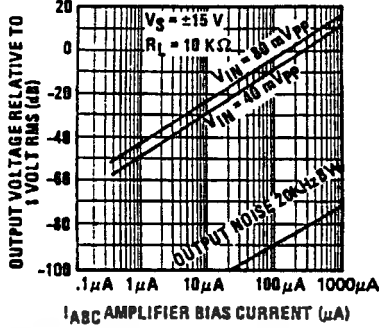
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)

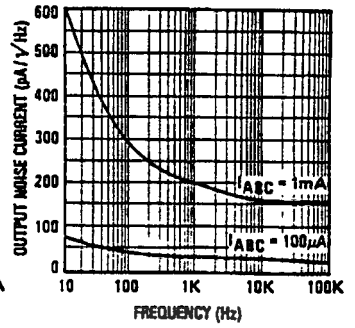
Distortion vs Differential Input Voltage



Voltage vs Amplifier Bias Current

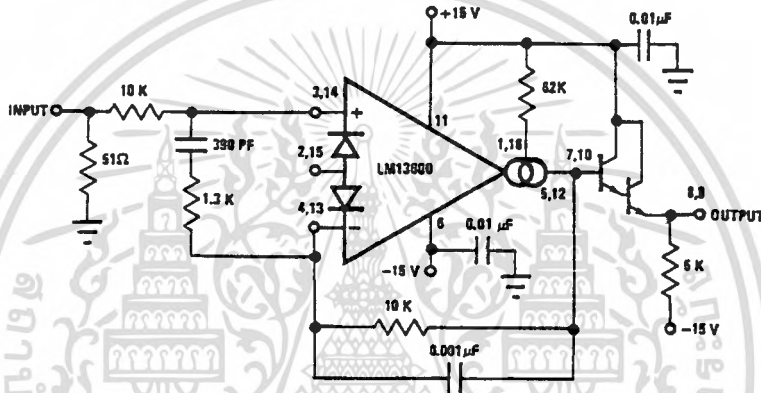


Output Noise vs Frequency



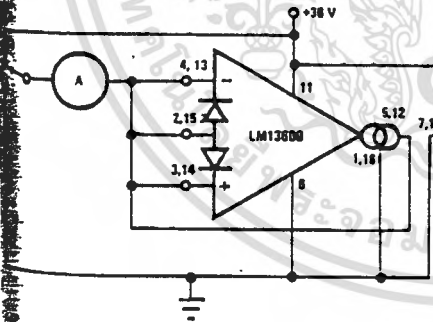
TL/H/7980-4

Unity Gain Follower

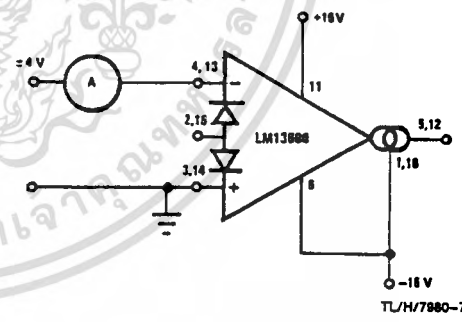


TL/H/7980-5

Leakage Current Test Circuit



Differential Input Current Test Circuit



TL/H/7980-6

TL/H/7980-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LM111/LM211/LM311 Voltage Comparator

General Description

The LM111, LM211 and LM311 are voltage comparators that have input currents nearly a thousand times lower than devices like the LM106 or LM710. They are also designed to operate over a wider range of supply voltages: from standard $\pm 15V$ op amp supplies down to the single 5V supply used for IC logic. Their output is compatible with RTL, DTL and TTL as well as MOS circuits. Further, they can drive lamps or relays, switching voltages up to 50V at currents as high as 50 mA.

Both the inputs and the outputs of the LM111, LM211 or the LM311 can be isolated from system ground, and the output can drive loads referred to ground, the positive supply or the negative supply. Offset balancing and strobe capability are provided and outputs can be wire OR'ed. Although slower than the LM106 and LM710 (200 ns response time vs

40 ns) the devices are also much less prone to spurious oscillations. The LM111 has the same pin configuration as the LM106 and LM710.

The LM211 is identical to the LM111, except that its performance is specified over a $-25^{\circ}C$ to $+85^{\circ}C$ temperature range instead of $-55^{\circ}C$ to $+125^{\circ}C$. The LM311 has a temperature range of $0^{\circ}C$ to $+70^{\circ}C$.

Features

- Operates from single 5V supply
- Input current: 150 nA max. over temperature
- Offset current: 20 nA max. over temperature
- Differential input voltage range: $\pm 30V$
- Power consumption: 135 mW at $\pm 15V$

Typical Applications**

Offset Balancing

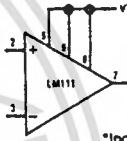


Strobing



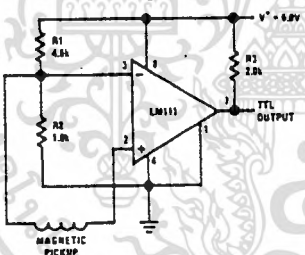
**Note: Pin connections shown on schematic diagram and typical applications are for HOB metal can package.

Increasing Input Stage Current*

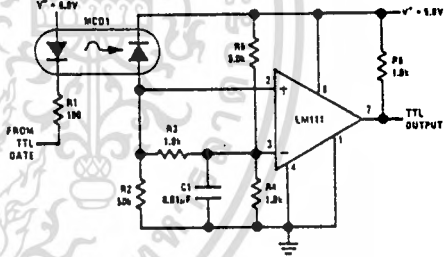


*Increases typical common mode slew from 7.0V/ μs to 18V/ μs .

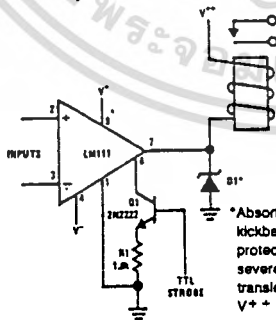
Detector for Magnetic Transducer



Digital Transmission Isolator



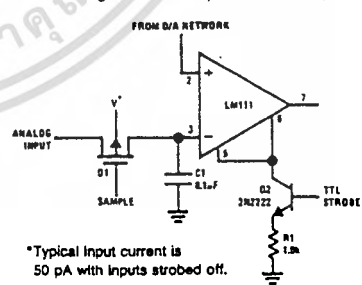
Relay Driver with Strobe



*Absorbs inductive kickback of relay and protects IC from severe voltage transients on V_{CC} line.

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

Strobing off Both Input* and Output Stages



*Typical input current is 50 pA with inputs strobed off.

Note: Do Not Ground Strobe Pin.

Absolute Maximum Ratings for the LM111/LM211

If Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications. (Note 7)

Total Supply Voltage (V_{S4})	36V
Output to Negative Supply Voltage (V_{74})	50V
Ground to Negative Supply Voltage (V_{14})	30V
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Input Voltage (Note 1)	$\pm 15V$
Power Dissipation (Note 2)	500 mW
Output Short Circuit Duration	10 sec

Operating Temperature Range LM111	$-55^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$
LM211	$-25^{\circ}C$ to $85^{\circ}C$
Storage Temperature Range	$-65^{\circ}C$ to $150^{\circ}C$
Lead Temperature (Soldering, 10 sec)	$280^{\circ}C$
Voltage at Strobe Pin	$V^{+} - 5V$
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	$260^{\circ}C$
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	$215^{\circ}C$
Infrared (15 seconds)	$220^{\circ}C$
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.	
ESD Rating (Note 8)	300V

Electrical Characteristics for the LM111 and LM211 (Note 3)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Input Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^{\circ}C, R_S \leq 50k$		0.7	3.0	mV
Input Offset Current (Note 4)	$T_A = 25^{\circ}C$		4.0	10	nA
Input Bias Current	$T_A = 25^{\circ}C$		60	100	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^{\circ}C$	40	200		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^{\circ}C$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -5$ mV, $I_{OUT} = 50$ mA $T_A = 25^{\circ}C$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current (Note 6)	$T_A = 25^{\circ}C$	2.0	3.0	5.0	mA
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5$ mV, $V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25^{\circ}C, I_{STROBE} = 3$ mA		0.2	10	nA
Input Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 50$ k			4.0	mV
Input Offset Current (Note 4)				20	nA
Input Bias Current				150	nA
Input Voltage Range	$V^{+} = 15V, V^{-} = -15V$, Pin 7 Pull-Up May Go To 5V	-14.5	13.8-14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V^{+} \geq 4.5V, V^{-} = 0$ $V_{IN} \leq -6$ mV, $I_{OUT} \leq 8$ mA		-0.23	0.4	V
Output Leakage Current	$V_{IN} \geq 5$ mV, $V_{OUT} = 35V$		0.1	0.5	μA
Positive Supply Current	$T_A = 25^{\circ}C$		5.1	6.0	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^{\circ}C$		4.1	5.0	mA

Note 1: This rating applies for ± 15 supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the negative supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.

Note 2: The maximum junction temperature of the LM111 is $150^{\circ}C$, while that of the LM211 is $110^{\circ}C$. For operating at elevated temperatures, devices in the HOJ package must be derated based on a thermal resistance of $165^{\circ}C/W$, junction to ambient, or $20^{\circ}C/W$, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is $110^{\circ}C/W$, junction to ambient.

Note 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and Ground pin at ground, and $-55^{\circ}C \leq T_A \leq +125^{\circ}C$, unless otherwise stated. With the LM211, however, all temperature specifications are limited to $-25^{\circ}C \leq T_A \leq +85^{\circ}C$. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to $\pm 15V$ supplies.

Note 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with a 1 mA load. These parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and input impedance.

Note 5: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.

Note 6: This specification gives the range of current which must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.

Note 7: Refer to RETS111X for the LM111H, LM111J and LM111J-8 military specifications.

Note 8: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

LM111/LM211/LM311

Absolute Maximum Ratings for the LM311

Military/Aerospace specified devices are required, please contact the National Semiconductor Sales Office/Distributors for availability and specifications.

Supply Voltage (V_{S4})	36V
Input to Negative Supply Voltage (V_{74})	-40V
Output to Negative Supply Voltage (V_{14})	30V
Differential Input Voltage	$\pm 30V$
Output Voltage (Note 1)	$\pm 15V$
Power Dissipation (Note 2)	500 mW
ESD Rating (Note 7)	300V

Output Short Circuit Duration	10 sec
Operating Temperature Range	0° to 70°C
Storage Temperature Range	-65°C to 150°C
Lead Temperature (soldering, 10 sec)	260°C
Voltage at Strobe Pin	$V^+ - 5V$
Soldering Information	
Dual-In-Line Package	
Soldering (10 seconds)	260°C
Small Outline Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

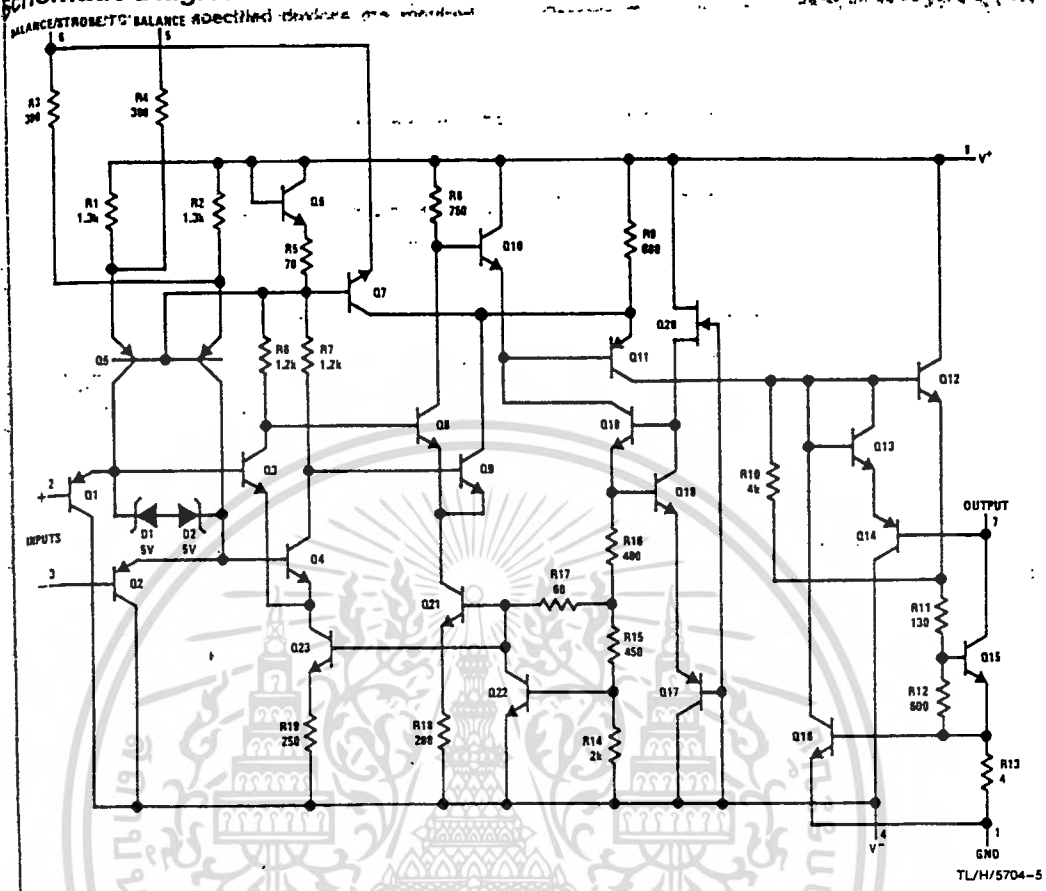
See AN-450 "Surface Mounting Methods and Their Effect on Product Reliability" for other methods of soldering surface mount devices.

Electrical Characteristics for the LM311 (Note 3)

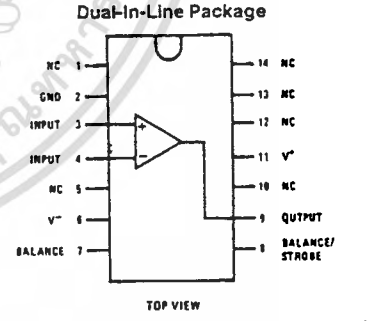
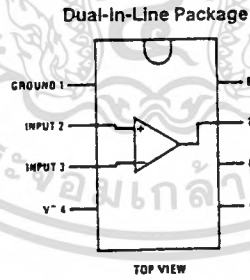
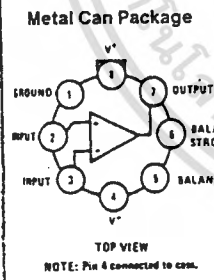
Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Output Offset Voltage (Note 4)	$T_A = 25^\circ C, R_S \leq 50k$		2.0	7.5	mV
Output Offset Current (Note 4)	$T_A = 25^\circ C$		6.0	50	nA
Output Bias Current	$T_A = 25^\circ C$		100	250	nA
Voltage Gain	$T_A = 25^\circ C$	40	200		V/mV
Response Time (Note 5)	$T_A = 25^\circ C$		200		ns
Saturation Voltage	$V_{IN} \leq -10 mV, I_{OUT} = 50 mA$ $T_A = 25^\circ C$		0.75	1.5	V
Strobe ON Current	$T_A = 25^\circ C$	1.5	3.0		mA
Input Leakage Current	$V_{IN} \geq 10 mV, V_{OUT} = 35V$ $T_A = 25^\circ C, I_{STROBE} = 3 mA$ $V^- = V_{GRND} = -5V$		0.2	50	nA
Output Offset Voltage (Note 4)	$R_S \leq 50K$			10	mV
Output Offset Current (Note 4)				70	nA
Output Bias Current				300	nA
Output Voltage Range		-14.5	13.8, -14.7	13.0	V
Saturation Voltage	$V^+ \geq 4.5V, V^- = 0$ $V_{IN} \leq -10 mV, I_{OUT} \leq 8 mA$		0.23	0.4	V
Positive Supply Current	$T_A = 25^\circ C$		5.1	7.5	mA
Negative Supply Current	$T_A = 25^\circ C$		4.1	5.0	mA

- 1: This rating applies for $\pm 15V$ supplies. The positive input voltage limit is 30V above the negative supply. The negative input voltage limit is equal to the positive supply voltage or 30V below the positive supply, whichever is less.
- 2: The maximum junction temperature of the LM311 is 110°C. For operating at elevated temperature, devices in the H08 package must be derated based on a thermal resistance of 165°C/W, junction to ambient, or 20°C/W, junction to case. The thermal resistance of the dual-in-line package is 100°C/W, junction to ambient.
- 3: These specifications apply for $V_S = \pm 15V$ and the Ground pin at ground, and $0^\circ C < T_A < +70^\circ C$, unless otherwise specified. The offset voltage, offset current and bias current specifications apply for any supply voltage from a single 5V supply up to $\pm 15V$ supplies.
- 4: The offset voltages and offset currents given are the maximum values required to drive the output within a volt of either supply with 1 mA load. Thus, these parameters define an error band and take into account the worst-case effects of voltage gain and input impedance.
- 5: The response time specified (see definitions) is for a 100 mV input step with 5 mV overdrive.
- 6: This specification gives the range of current which must be drawn from the strobe pin to ensure the output is properly disabled. Do not short the strobe pin to ground; it should be current driven at 3 to 5 mA.
- 7: Human body model, 1.5 k Ω in series with 100 pF.

Schematic Diagram*



Connection Diagrams*



Order Number LM111H, LM211H or LM311H
NS Package Number H08C

Order Number LM111J-8, LM211J-8, LM311J-8, LM311M or LM311N
See NS Package Number J08A, M08A or N08E

Order Number LM111J, LM211J, LM311J or LM311N-14
See NS Number Package J14A or N14A

*Connections shown on schematic diagram are for H08 package.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้ จะสำเร็จมิได้ถ้าขาดบุคคลที่ให้ความช่วยเหลือหลายๆ ท่านผู้จัดทำขอขอบคุณอาจารย์ สິงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ให้คำแนะนำในการจัดทำมาโดยตลอด พ่อแม่ ที่ช่วยเหลือด้านทุนทรัพย์และให้กำลังใจที่และเพื่อนทุกคนที่มีส่วนให้คำแนะนำและเจ้าหน้าที่สโตร์ภาคเทคโนโลยีการวัดคุมทางอุตสาหกรรม ที่เอื้อเพื่อเครื่องมือและอุปกรณ์ ทำให้โครงการดำเนินการไปได้ จึงขอขอบคุณมา ณ โอกาสนี้ด้วย

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

1. กิตติพงษ์ คันมิตร, "เครื่องกลไฟฟ้า 1", ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยขอนแก่น, 2529
2. สัมพันธ์ หาญทะเล, "เครื่องกลไฟฟ้า 1", ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี, 2535
3. สุวัฒน์ คั่น, "สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย", ฝ่ายวิจัยและพัฒนา บริษัทเอนเทคไทย จำกัด, 2537
4. B.W. WILLIAMS, "POWER ELECTRONICS", MACMILLAN EDUCATION LTD., 1988
5. EUGENE R. HNATEK, "DESIGN OF SOLID STATE POWER SUPPLIES" VAN NOSTRAND REINHOLD COMPANY, 1981
6. M.H. RASHID, "POWER ELECTRONICS", PRENTICE-HALL INTERNATIONAL, INC., 1988