ปีการศึกษา 2537

แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง
SWITCHING POWER SUPPLY

โดย

นาย ทัศนัย พรรณบัว

นาย ธนากร คมนโชติ

นาย ธีรพล มีแก้ว

นาย ธีรยศณ์ องอิตสำราญ

วัน เดือน ปี 19 ม.ค. 2539
เลขทะเบียน 034975
เลขเรียกหนังสือ ว 2975 ท6

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผ.ศ. ประภาษ ไพรสุวรรณา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2537

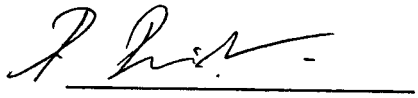
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟกระแสตรงแบบสวิตชิ่ง

ผู้จัดทำ

1. นายทัศนัย พรรณบัว
2. นายธนากร คมนโชติ
3. นายธีรพล มีแก้ว
4. นายธีรยศ์ จงจิตสำราญ



อาจารย์ที่ปรึกษา

(ผศ. ประภาษ ไพรสุวรรณา)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
สารบัญรูป	III - V
สารบัญตาราง	VI
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 ทฤษฎีต่าง ๆ ของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	3
2.1 ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	3
2.2 การทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	4
2.3 วงจรอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพลาย	5
2.4 ลักษณะของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้กับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	13
2.5 พื้นฐานการทำงานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	18
2.6 หม้อแปลงสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	20
2.7 การพันทองแดงและการกำหนดขนาดของทองแดง	21
2.8 วงจรควบคุมของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	22
2.9 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	25
2.10 วงจรสนับเบอร์	26
บทที่ 3 ส่วนประกอบต่าง ๆของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ศึกษา	31
3.1 บล็อคไดอะแกรมของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	31
3.2 วงจรในส่วนต่าง ๆ ของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ศึกษา	32
3.3 สิ่งที่ทำการปรับเปลี่ยนสำหรับโครงงานนี้	38
บทที่ 4 ผลการทดลอง	40
บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป	53
ภาคผนวก	
กิตติกรรมประกาศ	
เอกสารอ้างอิง	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

เครื่องจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบความถี่สูง

นายทัศนัย พรรณบัว
นายธนากร คมนโชติ
นายธีรพล มีแก้ว
นายธีรยศณ์ จงจิตสำราญ
ผศ. ประภาษ ไพรสุวรรณา อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2537

บทคัดย่อ

เมื่อเทคโนโลยีทางด้านเซมิคอนดัคเตอร์ในปัจจุบันได้รับการพัฒนามากขึ้น จึงมีผู้คิดค้นและออกแบบที่จะพัฒนารูปร่าง , ขนาด และน้ำหนักให้มีความกระทัดรัดมากขึ้นเป็นสิ่งสำคัญ ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่ในปัจจุบันมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมากไม่กระทัดรัดและมีหม้อแปลงสวิตชิ่งที่มีขนาดใหญ่ รวมถึงแผ่นระบายความร้อนและพัดลมระบายอากาศที่มีขนาดใหญ่ด้วย

ดังนั้นแนวโน้มในการพัฒนาในปัจจุบันสำหรับเพาเวอร์ซัพพลายให้มีประสิทธิภาพสูง, น้ำหนักเบา และมีขนาดกระทัดรัด เพื่อสะดวกที่จะนำไปใช้งานโดยได้มีการใช้สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายในการขจัดปัญหาหรือข้อเสียเปรียบของเพาเวอร์ซัพพลายแบบเก่าได้เป็นอย่างดี

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้เป็นการศึกษาลักษณะวงจรและลักษณะการทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย และทำการปรับเปลี่ยนกำลังงานให้มีค่ามากขึ้น โดยทำการเปลี่ยนแรงดันเอาท์พุตและกระแสใช้งานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SWITCHING POWER SUPPLY

Tassanai Punbuo
Tanakorn Kommanachot
Teerapol Meekaew
Teerayos Jongjitsamran
Asst.Prof. Prapas Praisuwan Advisor
1994

ABSTRACT

As the integrated semiconductors technology become more advanced , system designers as well as electronic manufacturers are emphasizing size and weight as important features of their products .

Traditionally , the bulkiest part of a system is the power supply , with its heavy isolation power transformer , heat sinks and cooling fans , as in the case of series - pass linear designs .

The trend therefore in recent years has been toward the development of high - efficiency , lightweight and compact power supplies to complement the new system designs . The high - frequency switching power supply is the obvious solution .

The purpose of this thesis is to study the circuits and the characteristic of switching power supply . And advancement of this thesis is changing output power of switching power supply . By means of changing output DC voltage and output current of switching power supply .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป	5
รูปที่ 2.2 ส่วนตัวอย่างวงจรส่วนอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย	6
รูปที่ 2.3 แสดงค่าแรงดันไฟตรงเฉลี่ยที่เอาท์พุตของวงจรเรคติไฟเออร์ ที่โหลดและตัวต้านทานจำกัดกระแสที่ค่าต่าง ๆ	7
รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ในวงจรเรคติไฟเออร์	8
รูปที่2.5 แสดงค่ากระแส RMS ที่ไหลผ่านเรคติไฟเออร์	9
รูปที่ 2.6 แสดงค่ากระแส RMS ที่ผ่านตัวเก็บประจุฟิลเตอร์	9
รูปที่ 2.7 แสดงค่ากระแสสูงสุดที่ผ่ารตัวเก็บประจุฟิลเตอร์	10
รูปที่ 2.8 แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์	12
รูปที่ 2.9 ก แสดงลักษณะฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	15
รูปที่ 2.9 ข แสดงลักษณะฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	15
รูปที่ 2.9 ค แสดงลักษณะพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	15
รูปที่ 2.9 ง แสดงลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	16
รูปที่ 2.9 จ แสดงลักษณะฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	16
รูปที่ 2.10 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมแรงดัน	23
รูปที่ 2.11 แสดงวงจรพื้รฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส	24
รูปที่ 2.12 แสดงการต่อวงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส	27
รูปที่ 2.13 แสดงการต่อสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	29
รูปที่ 3.1 แสดงการทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายในรูปบล็อคไดอะแกรม	31
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรในส่วนอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ศึกษา	33
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ทำการศึกษา	34
รูปที่ 3.4 แสดงวงจรในส่วนแผงควบคุมของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพลาย	35
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรในส่วนแผงควบคุมของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพลาย (ต่อ)	36
รูปที่ 3.6 แสดงวงจร Current Limit Protection จาก Pulse Transformer	37
รูปที่ 4.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับปริมาณโหลดที่แรงดันเอาท์พุต 40 โวลต์	46

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับปริมาณโหลดที่แรงดันเอาท์พุต 42 โวลต์ 46

รูปที่ 4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับปริมาณโหลดที่แรงดันเอาท์พุต 44 โวลต์ 46

รูปที่ 4.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับปริมาณโหลดที่แรงดันเอาท์พุต 46โวลต์ 46

รูปที่ 4.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับปริมาณโหลดที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ 46

รูปที่ 4.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเรกูเลชั่นกับแรงดันเอาท์พุต 46

รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณแรงดันกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสสภาวะ noload 47

รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณแรงดันกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสโหลด 2 แอมแปร์ 47

รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณแรงดันกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสโหลด 4 แอมแปร์ 47

รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณแรงดันกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสโหลด 6 แอมแปร์ 48

รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณแรงดันกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสโหลด 8 แอมแปร์ 48

รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมขา CE และ BE ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่ สภาวะ no load 49

รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมขา CE และ BE ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่กระแสโหลด 2 แอมแปร์ 49

รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมขา CE และ BE ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่กระแสโหลด 4 แอมแปร์ 50

รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมขา CE และ BE ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่กระแสโหลด 6 แอมแปร์ 50

รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมขา CE และ BE ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่กระแสโหลด 8 แอมแปร์ 50

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณของแรงดันไพรมารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ ในสภาวะ no load 51

รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณของแรงดันไพรมารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสโหลด 2 แอมแปร์ 51

รูปที่ 4.19 แสดงสัญญาณของแรงดันไพรมารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสโหลด 4 แอมแปร์ 51

รูปที่ 4.20 แสดงสัญญาณของแรงดันไพรมารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสโหลด 6 แอมแปร์ 52

รูปที่ 4.21 แสดงสัญญาณของแรงดันไพรมารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสโหลด 8 แอมแปร์ 52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

		หน้า
ตารางที่ 2.1	ตัวอย่างอัตราการทนกระแสสูงสุดของตัวเก็บประจุอิเลคโตรไลต์	11
ตารางที่ 4.1	แสดงผลการทดลองเมื่อแรงดันเอาท์พุตเท่ากับ 40 โวลต์	40
ตารางที่ 4.2	แสดงผลการทดลองเมื่อแรงดันเอาท์พุตเท่ากับ 42 โวลต์	40
ตารางที่ 4.3	แสดงผลการทดลองเมื่อแรงดันเอาท์พุตเท่ากับ 44 โวลต์	41
ตารางที่ 4.4	แสดงผลการทดลองเมื่อแรงดันเอาท์พุตเท่ากับ 46 โวลต์	41
ตารางที่ 4.5	แสดงผลการทดลองเมื่อแรงดันเอาท์พุตเท่ากับ 48 โวลต์	42
ตารางที่ 4.6	แสดงแรงดันกระเพื่อมของแรงดันที่เอาท์พุต	43

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1
บทนำ

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่งและสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากระบบแรงดันไฟสลับที่ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ เพื่อใช้งานอิเล็กทรอนิคส์ได้เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น หรือที่เรียกว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย เพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันที่ 220 โวลต์ ลงมาเป็นแรงดันไฟค่าต่ำเช่นเดียวกัน แต่มีข้อแตกต่างอยู่ที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมากกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย การพัฒนาของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก รวมถึงประสิทธิภาพค่อนข้างต่ำ

ในขณะเดียวกันสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งใช้หม้อแปลงขนาดเล็ก และมีประสิทธิภาพสูง น้ำหนักเบา เริ่มเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมาก ในการใช้เครื่องอิเลคทรอนิคส์ที่มีขนาดเล็กซึ่งต้องการแหล่งจ่ายไฟที่ให้กำลังงานได้สูงและมีขนาดเล็กด้วย เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ เครื่องโทรสาร หรือเครื่องรับโทรทัศน์สี เป็นต้น แนวโน้มในการนำสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมาใช้ในเครื่องใช้อิเลคทรอนิคส์ทุกประเภทจึงเป็นไปได้สูง การศึกษาหลักการทำงานและการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นสิ่งจำเป็นที่ไม่อาจหลีกเลี่ยงได้สำหรับผู้ที่เกี่ยวข้องกับงานอิเลคทรอนิคส์ทุกประเภท

1.1 การเปรียบเทียบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย

ข้อได้เปรียบของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายก็คือ มีประสิทธิภาพสูง ขนาดเล็ก และมีน้ำหนักเบากว่าลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย ลิเนียรเพาเวอร์ซัพพลายนั้นใช้หม้อแปลงความถี่ต่ำซึ่งมีขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก และขนาดใช้งานจะมีแรงดันและกระแสไหลผ่านหม้อแปลงตลอดเวลาทำให้กำลังงานสูญเสียที่อินพุตของหม้อแปลงมีค่าสูง การคงค่าแรงดันของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต่ออนุกรมที่เอาท์พุตเพื่อจ่ายกระแสและคงค่าแรงดัน กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะมีค่าสูงและจะต้องใช้แผ่นระบายความร้อนที่มีขนาดใหญ่ซึ่งกินเนื้อที่มาก เมื่อเพาเวอร์ซัพพลายต้องจ่ายกำลังงานสูง ๆ จะทำให้มีขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก ปกติลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีประสิทธิภาพประมาณ 30% หรืออาจทำได้สูงถึง 50% ในบางกรณี ซึ่งนับได้ว่าค่อนข้างต่ำเมื่อเปรียบเทียบกับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายซึ่งมีประสิทธิภาพอยู่ในช่วงประมาณ 65% - 80%

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีช่วงเวลาโฮล์ดอัพประมาณ 20 - 50 มิลลิวินาที ในขณะที่ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายทำได้แค่เพียงประมาณ 2 มิลลิวินาที ซึ่งมีผลต่อการจัดหาแหล่งจ่ายไฟสำรองเพื่อป้อง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กันการหยุดทำงานของอุปกรณ์ที่ใช้กับเพาเวอร์ซัพพลายเมื่อเกิดการหยุดจ่ายไฟสลับ รวมทั้งสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายสามารถทำงานได้ในช่วงแรงดันอินพุตค่อนข้างกว้างจึงยังคงสามารถทำงานได้เมื่อเกิดกรณีแรงดันตกอีกด้วย

อย่างไรก็ตาม สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะมีเสถียรภาพในการทำงานที่ต่ำกว่าและก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนได้สูงเมื่อเปรียบเทียบกับลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย รวมทั้งสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังมีความซับซ้อนของวงจรมากกว่าและมีราคาสูงกว่า ที่กำลังงานต่ำ ๆ ลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะประหยัดกว่าและให้ผลดีเช่นกัน ดังนั้นสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงมักนิยมใช้กันในงานที่ต้องการกำลังงานตั้งแต่ 20 วัตต์ ขึ้นไปเท่านั้น

ดังนั้นสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นอีกอุปกรณ์ทางอิเลคทรอนิคส์ที่น่าสนใจที่จะทำการศึกษา ส่วนวัตถุประสงค์ของโครงงานนี้คือการศึกษาถึงวงจรต่าง ๆ ของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเพื่อให้ทราบถึงบล็อคไดอะแกรมต่าง ๆ และเอาท์พุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย รวมถึงลักษณะการทำงานและทฤษฎีต่าง ๆ ของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายโดยโครงงานนี้จะทำการปรับเปลี่ยนกำลังงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจากเดิมที่มีพิกัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเท่ากับ 48 โวลต์ และพิกัดกระแสตรงเท่ากับ 4.5 แอมแปร์ ให้เป็นสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่มีพิกัดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถปรับได้ถึง 60 โวลต์และมีพิกัดกระแสเท่ากับ 8.5 แอมแปร์ ทำให้ได้พิกัดกำลังงานเท่ากับ 510 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีต่าง ๆ ของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

2.1 ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

การออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย นั้นจำเป็นจะต้องกำหนดหรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างขึ้นเสียก่อนเพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่างๆที่จะใช้ในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายได้อย่างเหมาะสม สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงจะทำงานได้ตรงตามความต้องการอย่างแท้จริง

กำลังงานขาออก (Output Power)

คือ ความสามารถในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากค่าผลคูณของกระแสและแรงดันรวมทั้งหมดที่เอาท์พุตและที่โหลดค่าสูงสุด

ประสิทธิภาพ (Efficiency)

คือ ความสามารถในการส่งผ่านจากแหล่งจ่ายไฟแรงดันสลับ ไปยังโหลดที่เอาท์พุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากอัตราส่วนของกำลังงานขาออกที่จ่ายให้กับโหลดต่อกำลังงานขาเข้าที่สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายใช้ไปเป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าประสิทธิภาพนี้จะแสดงให้เห็นถึงกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์ซัพพลาย หากประสิทธิภาพมีค่าต่ำ จะแสดงให้เห็นว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูง โดยทั่วไปประสิทธิภาพของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ในระหว่าง 65 - 80%

ช่วงของแรงดันอินพุต (Input Voltage)

คือ ช่วงของแรงดันไฟสลับที่อินพุต ที่สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาท์พุตตามข้อกำหนดเอาไว้ได้ ปกติสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะถูกออกแบบให้สามารถทำงานได้ที่แรงดันอินพุตในช่วงกว้าง เช่นที่ 90 - 132 โวลต์ไฟสลับ ที่แรงดันไฟสลับปกติ 110 โวลต์ และที่ 180 - 260 โวลต์ไฟสลับที่แรงดันไฟสลับที่แรงดันไฟสลับปกติ 220 โวลต์ เป็นต้น

แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage)

คือ ค่ากระแสแรงดันขาออกที่มีการรักษาให้คงที่ (regulated) โดยสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย การกำหนดค่าแรงดันและกระแสจะกำหนดความต้องการในการใช้งานและกำลังงานขาออกที่ทำได้ของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า ตัวอย่างเช่น สวิตชิ่งเพาเวอร์วัพพลายสำหรับเครื่องคอมพิวเตอร์ จะกำหนดค่าแรงดันไว้ที่ ± 5 โวลต์ และ ± 12 โวลต์ เป็นต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไลน์เรกูเลชั่น (Line Regulation)คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาท์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟสลับที่อินพุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อโหลดที่เอาท์พุตมีค่าคงที่

โหลดเรกูเลชั่น (Load Regulation)คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาท์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เอาท์เป็นเปอร์เซ็น เมื่อแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าคงที่

แรงดันกระเพื่อมและนอยส์ (Ripple and Noise)

แรงดันกระเพื่อม คือ แรงดันไฟสลับที่ผ่านออกมารวมได้กับไฟตรงที่เอาท์พุต ทำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้นที่แรงดัน ส่วยนอยส์ในที่นี้หมายถึง แรงดันพุ่ง (spike) ที่ความถี่สูง ๆ ที่ผ่านออกมาที่แรงดันไฟตรงเอาท์พุตได้เช่นกัน การวัดค่าแรงดันกระเพื่อมและนอยส์อาจวัดเป็นค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) หรือค่ายอด (peak to peak) ก็ได้

ค่าเวลาโฮลด์อัพ (Hold up Time)

คือ ช่วงเวลาที่สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงค่าแรงดันต่อไปได้อีก แม้ว่าจะหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับอินพุต (ที่โหลดค่าสูงสุด) ปกติช่วงเวลาโฮลด์อัพจะมีค่าประมาณ 20 ถึง 50 มิลลิวินาที

การตอบสนองโหลดภาวะชั่วครู่ (Transient Response)

คือ ความสามารถในการกันแรงดันไฟสลับอินพุตออกจากไฟตรงที่เอาท์พุต ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแสถึงกันได้เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดของผู้ใช้ โดยอาจวัดเป็นค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมระหว่างอินพุตกับเอาท์พุตโดยยังไม่มีกระแสหรือเกิดเบรกดาวน์ ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกส่วนจากกันของเส้นไฟสูงและกราวด์ของอินพุตด้วย

ความถี่การทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Frequency)

คือ ความถี่ที่กำหนดคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพาเวอร์ซัพพลาย ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 20 - 200 กิโลเฮิรตซ์ ขึ้นอยู่กับการจัดวงจรภายในและความสามารถของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นหลัก

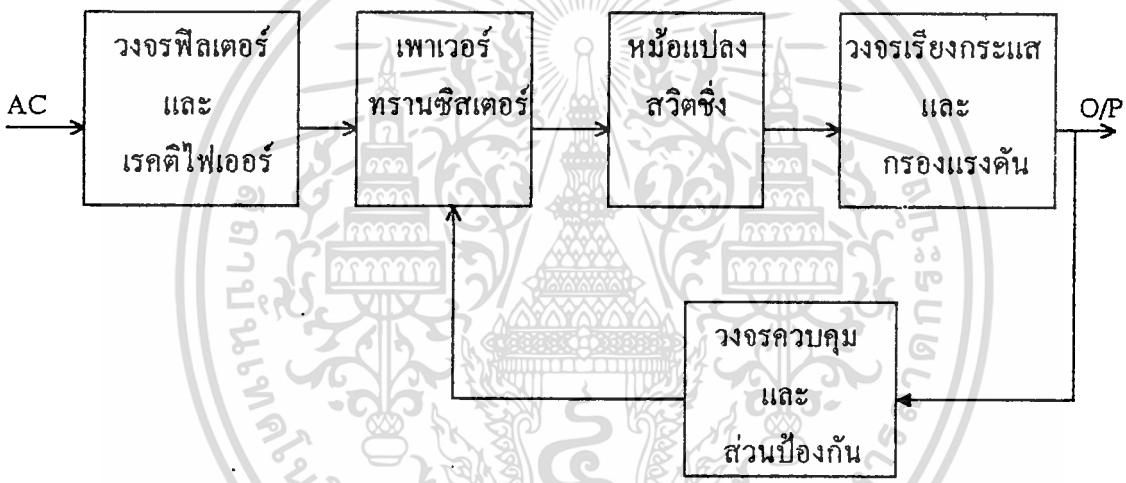
การจะกำหนดให้คุณสมบัติแต่ละข้อเป็นเท่าใดนั้นขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ใช้และข้อกำหนดมาตรฐานเป็นหลัก ดังนั้นผู้ออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงควรศึกษาลักษณะความต้องการของงานและมาตรฐานต่างๆ ที่จำเป็นให้ดีก่อนการออกแบบ ซึ่ง
จะทำให้สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ออกแบบมามีประสิทธิภาพสูงสุดได้ตามต้องการ

2.2 การทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไปนัก และจะมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายทั่ว ๆ ไป ดังรูปที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจรเรคติไฟเออร์และวงจรฟิลเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณรบกวนและจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงค่าสูงด้วยวงจรเรคติไฟเออร์ เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะทำการตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูง จากนั้นจะผ่านไปยังหม้อแปลงสวิตชิ่งเพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาท์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้ การคงค่าแรงดันจะทำได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาท์พุตเข่ามายังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ให้มีช่วงการเวลานำกระแสมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุตซึ่งจะมีผลการทำงาน



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

ให้มีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันที่เอาท์พุตคงที่ได้

องค์ประกอบต่าง ๆ ในรูปที่ 1 นับเป็นองค์ประกอบหลักในการทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ดังนั้นผู้ที่ต้องการศึกษาสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นต้องศึกษาและทำความเข้าใจให้ลึกซึ้งถึงการจัดวงจรและลักษณะการทำงานขององค์ประกอบเหล่านี้ของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายให้ดี

2.3 วงจรส่วนอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

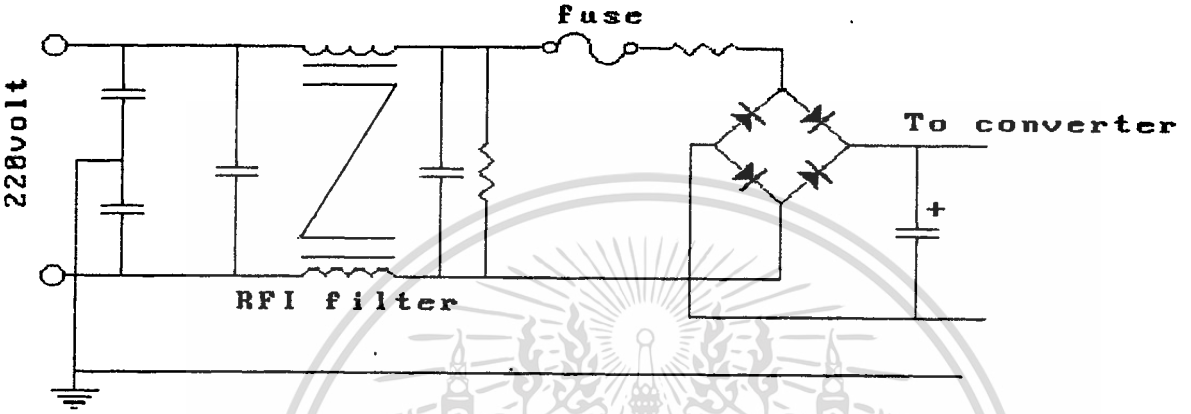
สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายส่วนใหญ่จะถูกออกแบบมาให้ใช้กับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ส่วนต่าง ๆ แสดงดังรูปที่ 2.2 แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเสียก่อนโดยอาศัยวงจรในส่วนอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย เพื่อส่งต่อไปให้คอนเวอร์เตอร์ลดทอนค่าแรงดันอีกทีหนึ่ง โดยส่วนวงจรอินพุตอาจจะแบ่งออกเป็น 3 ส่วนดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ไลน์ฟิลเตอร์

2. ฟิวส์

3. เรคติไฟเออร์



รูปที่ 2.2 แสดงตัวอย่างวงจรส่วนอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

1. ไลน์ฟิลเตอร์

ไลน์ฟิลเตอร์เป็นวงจรทางด้านอินพุต สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างเฉียบพลันที่ค่ากระแสสูง ๆ สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวนได้เป็นอย่างดี ดังนั้นสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจำเป็นต้องมีวงจรฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะออกไปสู่ภายนอกให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ วิธีการลดสัญญาณรบกวนที่จะออกไปภายนอกที่ใช้กันโดยทั่วไปสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายก็คือการต่อ LC ฟิลเตอร์คั่นที่อินพุตกับระบบแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

2. ฟิวส์

ฟิวส์มาตราฐานสำหรับงานอิเลคทรอนิคส์แบ่งออกได้เป็น 5 ชนิด ขึ้นอยู่กับความเร็วในการตัดวงจรของฟิวส์ ดังนี้คือ

1. ฟิวส์ขาดเร็วมาก FF (Very Quick Acuing)
2. ฟิวส์ขาดเร็ว F (Quick acting or Normal Blow)
3. ฟิวส์ขาดช้าปานกลาง M (Medium Time Lag)
4. ฟิวส์ขาดช้า T (Time Lag / TimeDelay or Slow Blow)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

5. ฟิวส์ขาดช้ามาก TT (Long Time Lag)

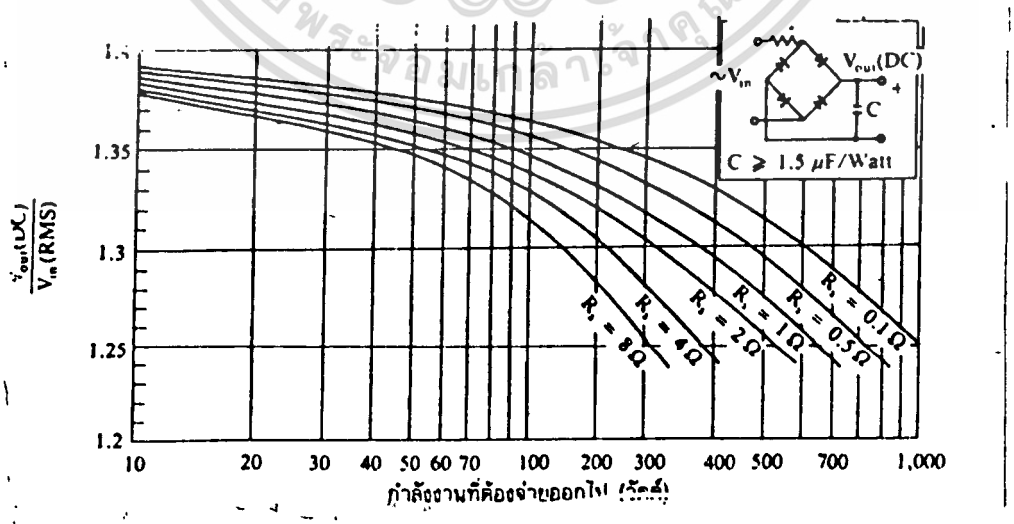
3. <u>เรคติไฟเออร์</u>

เรคติไฟเออร์เป็นส่วนสำคัญอีกส่วนหนึ่งที่ต้องให้ความสำคัญในส่วนของวงจรอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย และจะเป็นตัวกำหนดค่าอัตราการทนกระแสของเซอร์กิตเบรคเกอร์และไลน์ฟิลเตอร์

เรคติไฟเออร์จะประกอบไปด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วนดังนี้คือ ตัวต้านทานจำกัดกระแส ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ และบริดจ์ไดโอดเรคติไฟเออร์ มีหน้าที่หลักสำคัญก็คือ เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อเปลี่ยนแรงดันอินพุตให้กับคอนเวอร์เตอร์

ตัวต้านทานจำกัดกระแส จะเป็นตัวจำกัดกระแสกระชากที่เกิดขึ้นในวงจร โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มเปิดเครื่องทำงาน ตัวเก็บประจุขณะชาร์จประจุจะเหมือนมีการลัดวงจรเกิดขึ้น ถ้าค่าของตัวเก็บประจุสูงก็จะทำให้เกิดกระแสกระชากขณะเปิดเครื่องสูงด้วย การกำหนดค่าตัวต้านทานจำกัดกระแสไว้ในวงจรจะทำให้การไหลของกระแสขณะเปิดเครื่องเป็นไปได้อย่างช้า ๆ และลดกระแสกระชาก ตัวต้านทานจำกัดกระแสจะเป็นต้องมีการกำหนดค่าอย่างเหมาะสม เนื่องจากในวงจรเรคติไฟเออร์ที่มีตัวเก็บประจุเป็นฟิลเตอร์นั้นค่าของแรงดันที่ได้จากวงจรจะขึ้นกับค่าของตัวต้านทานจำกัดกระแส และกำลังงานที่วงจรเรคติไฟเออร์จะต้องจ่ายออกไปดังแสดงในรูปที่ 2.2

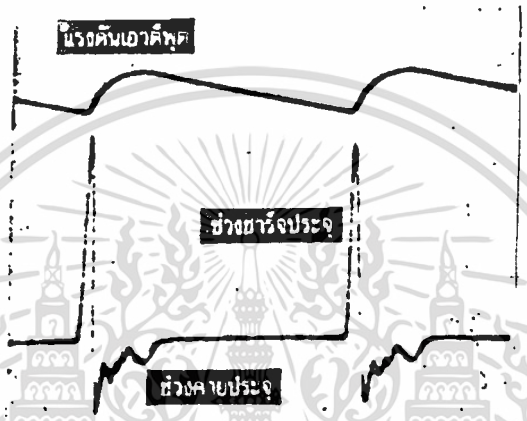
การต่อตัวต้านทานจำกัดกระแสจะทำให้ประสิทธิภาพของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายลดลง เนื่องจากการสูญเสียในตัวต้านเอง ดังนั้นการกำหนดค่าความต้านทานจึงต้องพิจารณาจากความเหมาะสมระหว่างการลดกระแสกระชากกับประสิทธิภาพการทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายด้วย



<u>รูปที่ 2.3</u> แสดงค่าแรงดันไฟตรงเฉลี่ยที่เอาท์พุตของวงจรเรคติไฟเออร์ ที่โหลดและตัวต้านทานจำกัดกระแสที่ค่าต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ จะเป็นตัวกรองแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากการเรียงกระแสของไดโอดให้มีค่าเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอตามที่คอนเวอร์เตอร์ต้องการ การทำงานของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ในวงจรเรคติไฟเออร์จะเป็นไปในลักษณะของการชาร์จและคายประจุ ค่ากระแสขณะชาร์จและคายประจุมากหรือน้อยจะขึ้นอยู่กับค่าความจุของตัวเก็บประจุและสภาวะของโหลดที่เอาท์พุตของวงจรเรคติไฟเออร์ ดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะการชาร์จประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ในวงจรเรคติไฟเออร์

ค่ากระแสขณะชาร์จประจุและคายประจุจะมากหรือน้อย ขึ้นอยู่กับความจุของตัวเก็บประจุ C และสภาวะของโหลดที่เอาท์พุตของวงจรเรคติไฟเออร์ ดังรูปที่ 2.5 ถึง 2.7 จะแสดงค่ากระแส RMS ที่อินพุต และค่ากระแส RMS ของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C ต่อค่ากระแสประสิทธิผล I_e ที่อินพุตของวงจรเรคติไฟเออร์ โดยที่

$$I_e = \frac{P_{in}}{V_{in}(RMS)}$$

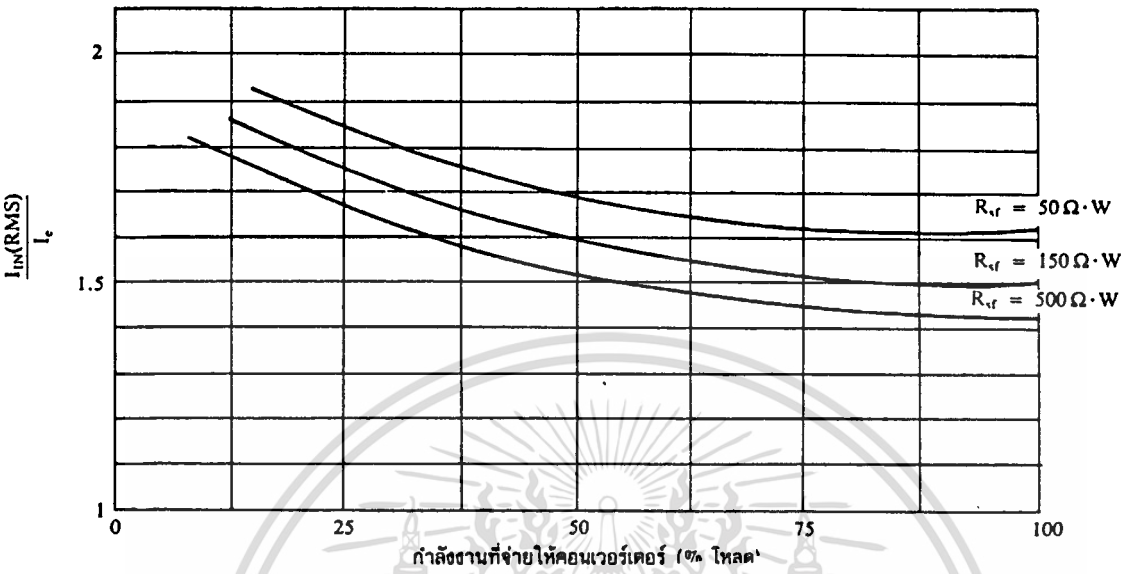
เมื่อ I_e คือ ค่ากระแสประสิทธิผลที่อินพุต เป็นอาร์เอ็มเอสแอมแปร์

P_{in} คือ กำลังงานที่จ่ายเข้าทางด้านอินพุต เป็นวัตต์

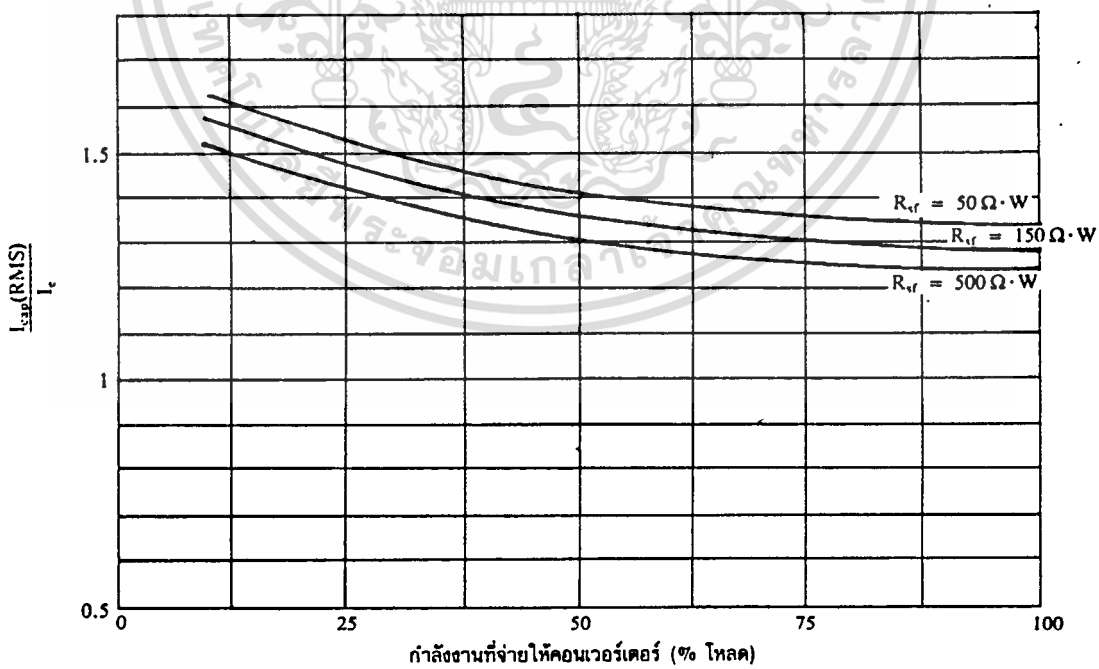
V_{in} (RMS) คือ ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสที่อินพุต เป็นอาร์เอ็มเอสโวลต์

ส่วน R_{sf} คือ ค่าแฟกเตอร์ของตัวต้านทาน R_s และค่า R_{sf} หาได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

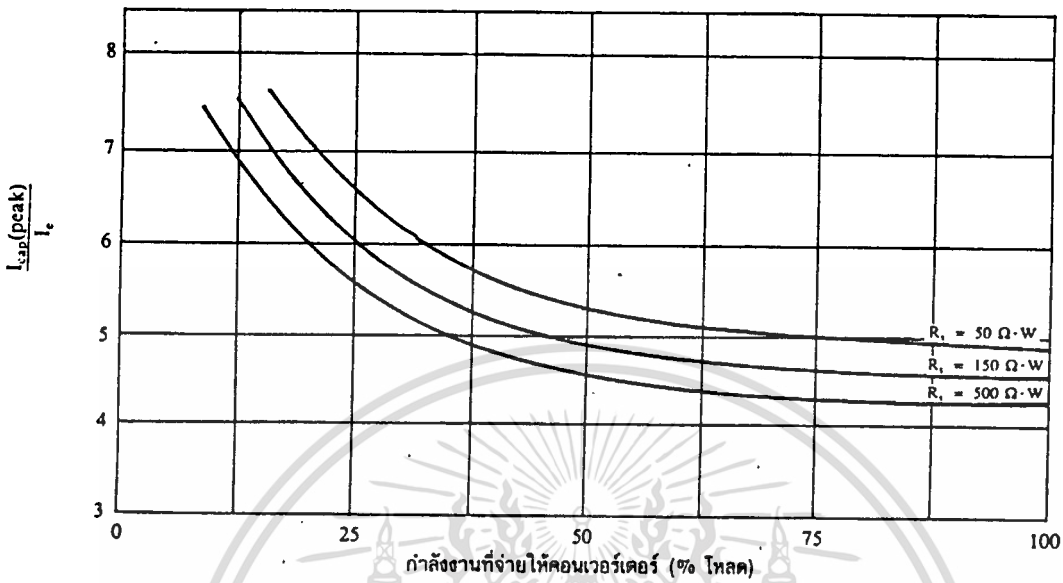


รูปที่ 2.5 แสดงค่ากระแส RMS ที่ผ่านเรคติไฟเออร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่าของกระแสประสิทธิผล I_e ต่อกำลังงานที่เรคติไฟเออร์ต้องจ่ายออกไปให้คอนเวอร์เตอร์ (คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของค่าโหลดสูงสุด) ที่ค่า R_{sf} ต่าง ๆ กัน



รูปที่ 2.6 แสดงค่ากระแสระลอก RMS ที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่ากระแสประสิทธิผล I_e ต่อกำลังงานที่เรคติไฟเออร์ต้องจ่ายออกไปให้คอนเวอร์เตอร์ (คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของค่าโหลดสูงสุด) ที่ค่า R_{sf} ต่าง ๆ กัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.7 แสดงค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เมื่อเปรียบเทียบกับค่าของกระแสประสิทธิผล I_e ต่อกำลังงานที่เรคติไฟเออร์ต้องจ่ายออกไปให้คอนเวอร์เตอร์ (คิดเป็นเปอร์เซ็นต์ของค่า -โหลดสูงสุด) ที่ค่า R_{sf} ต่าง ๆ กัน

$$R_{sf} = R_s P_{in}$$

<u>การพิจารณาเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C สำหรับวงจรเรคติไฟเออร์</u>

หากพิจารณารูปที่ 2.3 ซึ่งแสดงค่าเฉลี่ยของแรงดันเอาท์พุตที่ได้จากวงจรฟูลบริดจ์เรคติไฟเออร์ที่ค่ากำลังงานต่าง ๆ ของวงจร ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ในวงจรต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ อย่างไรก็ตาม ในการใช้งานจริงแล้วการกำหนดตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ด้วยเงื่อนไขเพียงเท่านี้ยังไม่เพียงพอเมื่อวงจรเรคติไฟเออร์นั้นใช้กับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย การพิจารณาเลือกค่าตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จำเป็นต้องพิจารณาปัจจัยอื่น ๆ ดังต่อไปนี้ด้วยคือ

1. อัตราการทนกระแสระลอกของตัวเก็บประจุ (RMS Ripple Current Rating)
2. ค่าแรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุตของวงจรเรคติไฟเออร์ (Ripple Viltage)
3. ช่วงเวลาโฮล์ดอัพที่ต้องการ (Holdup Time)
4. อัตราทนแรงดันของตัวเก็บประจุ
5. ขนาดและราคา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. <u>อัตราการทนกระแสระลอก</u>

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุฟิลเตอร์เกิดจากการชาร์จประจุและการคายประจุของตัวเก็บประจุเองดังรูปที่ 2.4 ค่ากระแสระลอกของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์อาจหาได้จากค่ากระแสประสิทธิผล I_e ของวงจรเรคติไฟเออร์และกราฟในรูปที่ 2.6

กระแสระลอกในตัวเก็บประจุจะทำให้ตัวเก็บประจุร้อนและลดอายุการใช้งานของตัวเก็บประจุลง ปกติผู้ผลิตจะระบุอัตราการทนกระแสระลอกของตัวเก็บประจุมาในคาต้าชีท ตัวอย่างค่าอัตราการทนกระแสระลอกของตัวเก็บประจุแสดงไว้ในตารางที่ 2.1

<u>ตารางที่ 2.1</u> ตัวอย่างอัตราการทนกระแสระลอกสูงสุดของตัวเก็บประจุชนิดอิเลคโตรไลต์ ที่ค่าความจุและอัตราทนแรงดันขนาดต่าง ๆ

V_{dc} / μF	63	80	100	160	200	250	315	350	400	450
0.1										
0.22										
0.33										
0.47			9							
0.68			13							
1			17		20		23	24	26	29
1.5			22							
2.2			27		30	32	38	38	43	48
3.3			44	45	47	47	53	57	65	71
4.7	35		50	55	55	55	61	71	80	88
6.8	48		75	72	70	78	77	88	105	121
10	60		100	89	90	100	107	124	153	175
15	90	120	135	132	125	145	143	161	196	220
22	120		170	175	175	180	200	225	262	288
33	155	160	210	220	220	235	265	296	315	
47	210	220	320	295	300	330	343	357		
68	275	290	400	400	380	440				
100	340	360	470	505	520	550				

การเลือกใช้ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C จะต้องให้มีค่าอัตราการทนการะแสระลอกมากกว่าค่ากระแสระลอกที่คำนวณได้ เพื่อไม่ให้ตัวเก็บประจุร้อนขณะทำงาน ในกรณีที่กระแสระลอกมีค่าสูงการใช้ตัวเก็บประจุขนานกันหลาย ๆ ตัวจะช่วยเพิ่มอัตราทนกระแสระลอกให้กับตัวเก็บประจุได้เช่นกัน

2. <u>แรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุตของเรคติไฟเออร์</u>

การกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุตของวงจรเรคติไฟเออร์จะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย การกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุตทำให้แรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ หากยอมให้แรงดันกระเพื่อมที่แรงดันเอาท์พุตของวงจรเรคติไฟเออร์มีค่ามากก็จะลดความสามารถในการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุตของคอนเวอร์เตอร์ลงไป ปกติการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะยอมให้เรคติไฟเออร์มีค่าแรงดันกระเพื่อมได้ไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันเอาท์พุตที่ได้จากรูปที่ 2.3

ค่าตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ C เพื่อให้ค่าแรงดันกระเพื่อมไม่เกินกำหนด อาจคำนวณได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

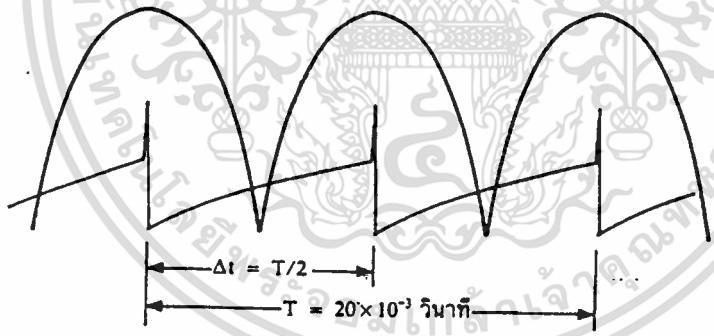
$$C = \frac{I_e \Delta t}{\Delta V_{ripple}}$$

เมื่อ I_e คือค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรคติไฟเออร์

Δt คือ ช่วงเวลาที่ C คายประจุ

ΔV_{ripple} คือค่ายอดถึงยอดของแรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุตของเรคติไฟเออร์

หมายเหตุ เพื่อให้ง่ายในการคำนวณค่าของ C ช่วงเวลาที่คายประจุ Δt อาจจะกำหนดจากช่วงยอดสูงสุดของคลื่นลูกหนึ่งไปอีกลูกหนึ่งของแรงดันที่ได้จากไดโอดเรคติไฟเออร์ ดังรูปที่ 2.8 ดังนั้นค่าเวลา Δt จะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของค่าคาบเวลาของแรงดันไฟสลับนั่นเอง (10 มิลลิวินาทีที่ความถี่ไฟสลับ 50 เฮริตซ์)



<u>รูปที่ 2.8</u> แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ ให้มีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟสลับเพื่อสะดวกในการคำนวณ

3. <u>ช่วงเวลาโฮล์ดอัพ</u>

ช่วงเวลาโฮล์ดอัพ เป็นช่วงเวลาที่สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงค่าแรงดันที่เอาท์พุตได้ตามปกติที่โหลดสูงสุดเมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับหรือค่าแรงดันไฟสลับต่ำกว่าค่าที่กำหนด และเพื่อให้สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายมีค่าเวลาโฮล์ดอัพ ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จะต้องมีค่ามากพอเพื่อจ่ายกระแสให้กับคอนเวอร์เตอร์เมื่อมีการหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ ค่าของ C เพื่อให้เกิดช่วงเวลาโฮล์ดอัพอาจหาค่าได้จาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

$$C = \frac{2P_0 t_H}{\eta(V_s^2 - V_f^2)}$$

เมื่อ P_0 คือ ค่ากำลังงานสูงสุดที่เอาท์พุตคอนเวอร์เตอร์

η คือ ค่าประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์

V_s คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ก่อนหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

V_f คือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์หลังหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับ

t_H คือ ค่าช่วงเวลาโฮล์ดอัพที่ต้องการ (โดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 20 มิลลิวินาที ถึง 50 มิลลิวินาที)

4. <u>อัตราทนแรงดัน</u>

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ต้องทนแรงดันได้อย่างต่ำที่ค่าแรงดันไฟตรงเอาท์พุตของวงจรเรคติไฟเออร์แต่เพื่อความปลอดภัยควรเผื่อค่าอัตราทนแรงดันของตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ไว้อย่างน้อยที่ค่าแรงดันไฟตรงสูงสุดที่เป็นไปได้ของคอนเวอร์เตอร์ เช่น สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่มีแรงดันไฟสลับอินพุต 187 - 264 โวลต์ ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ควรมีอัตราทนแรงดันอย่างต่ำที่ 385 โวลต์ หรือ 400 โวลต์ เป็นต้น

5. <u>ขนาดและราคา</u>

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ส่วนใหญ่จะเป็นแบบอิเลคโตรไลต์ ที่อัตราทนแรงดันสูง ๆ ตัวเก็บประจุอิเลคโตรไลต์จะมีขนาดใหญ่และมีราคาแพง การเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ที่มีอัตราทนแรงดันและค่าความจุสูงเกินไป จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายเกินความจำเป็น กินเนื้อที่และเพิ่มขนาดของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ขนาดและราคาจึงเป็นปัจจัยหนึ่งที่ควรพิจารณาก่อนเลือกตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ด้วยเช่นกัน

2.4 <u>ลักษณะต่าง ๆ ของคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้กับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย</u>

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในตัวสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงจากค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจัดวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป การจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้นควรมีข้อพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ลักษณะการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาท์พุตของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุตที่นำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาท์พุตหลายค่าแรงดัน
6. การกำเนิดสัญญาณรบกวนของตัวคอนเวอร์เตอร์เอง

จากข้อพิจารณาดังกล่าวจะทำให้ผู้ออกแบบทราบขีดจำกัดของคอนเวอร์เตอร์และประเมินราคาเพื่อตัดสินใจเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดได้ ปัจจุบันได้มีการพัฒนาคอนเวอร์เตอร์รูปแบบต่าง ๆ ขึ้นมามากมาย และลักษณะต่าง ๆ ของคอนเวอร์เตอร์ในปัจจุบันมีดังนี้คือ

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์
2. ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์
3. พุช - พูลคอนเวอร์เตอร์
4. ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์
5. ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้ มีลักษณะการทำงานไม่แตกต่างกันจนเกินไปนัก และค่อนข้างง่ายต่อการทำความเข้าใจและศึกษา คอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ยังสามารถแบ่งออกได้เป็นคอนเวอร์เตอร์อีกหลายประเภทด้วยการเพิ่มเทคนิคบางประการให้กับคอนเวอร์เตอร์ วงจรพื้นฐานแสดงด้วยรูปที่ 2.9 ถึง รูปที่ 2.13

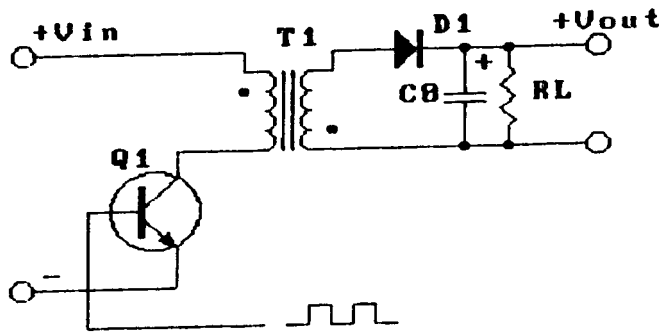
ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.9 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนเข้าขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T_1 จะกำหนดขดไพรมารี่และเซคั่นดารี่ให้กลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จึงจะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไพรมารี่ของหม้อแปลง T_1 แทนเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็ก T_1 ยุบตัวทำให้เกิดการกลับขั้วของแรงดันที่ขดไพรมารี่และเซคั่นดารี่ D_1 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมในขดไพรมารี่ของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคั่นดารี่ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาท์พุต C_0 และโหลดได้ ค่าแรงดันเอาท์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่ในการทำงานของ Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าของแรงดันที่อินพุต

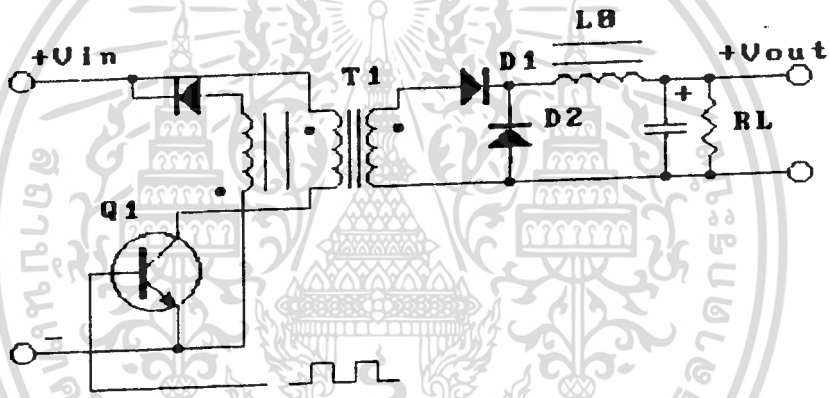
ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวนค่อนข้างสูง แต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

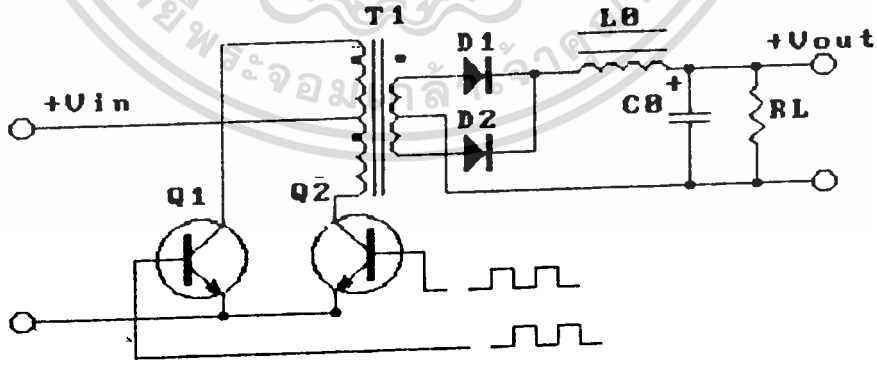
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)



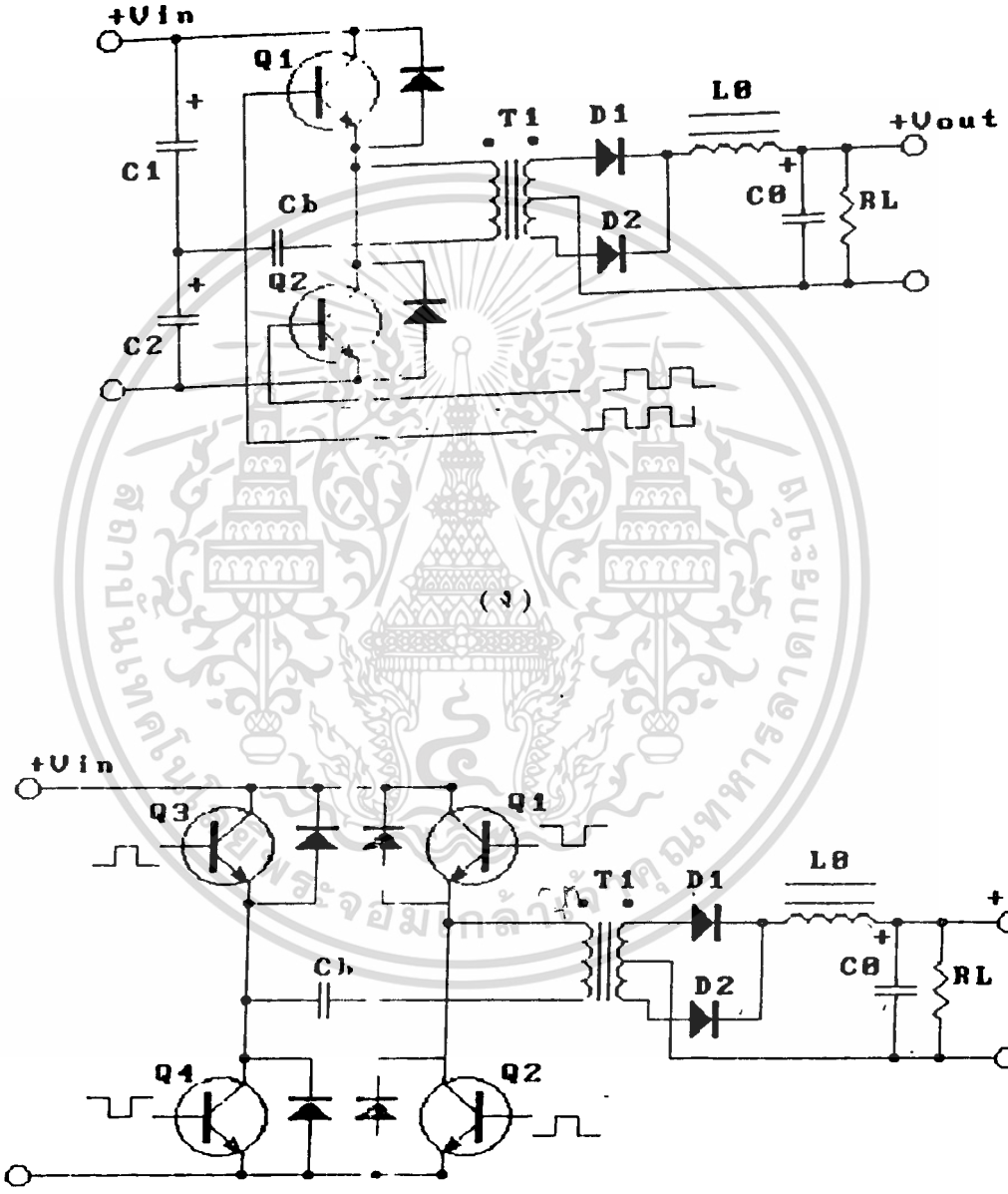
(ค)

รูปที่ 2.9 (ก) แสดงลักษณะฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

รูปที่ 2.9 (ข) แสดงลักษณะฟอร์เวิรด์คอนเวอร์เตอร์

รูปที่ 2.9 (ค) แสดงลักษณะพุช - พูล คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้ใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น มีลิขสิทธิ์ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 (ง) แสดงลักษณะฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.10 จะเห็นได้ว่าฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T_1 ในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดขดไพรมารี่และเซคั่นดารี่ให้มีเฟสตรงกันดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะไบแอสตรง แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอดและตัวเหนี่ยวนำ L_0 ไปยังตัวเก็บประจุเอาท์พุต C_0 และโหลดได้ ขณะที่มีกระแสไหลผ่าน L_0 จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D_1 จะมีลักษณะถูกไบแอสกลับ จึงไม่มีกระแสไหลจากขดเซคั่นดารี่ สนามแม่เหล็กใน L_0 จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D_2 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง L_0 จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมันและ D_2 ออกไปยังโหลดได้จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแสและหยุดนำกระแสทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาท์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า อย่างไรก็ตามตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีราคาที่สูงกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

<u>พุช - พูลคอนเวอร์เตอร์</u>

พุช - พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่จ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมกระแสจะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ ดังนั้นพุช - พูล คอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ

จากรูปที่ 2.11 Q_1 และ Q_2 จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาของการทำงาน เมื่อ Q_1 นำกระแส D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง และนำกระแสผ่าน L_0 ไปยังโหลดได้ เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส Q_2 จะเริ่มนำกระแส D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ และ D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง และนำกระแสผ่าน L_0 ไปยังโหลดได้เช่นกัน ดังนั้นโหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาท์พุตจึงค่อนข้างเรียบ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามาจะมีผลต่อค่าใช้จ่ายในการสร้างพุช - พูล คอนเวอร์เตอร์เช่นกัน

<u>ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์</u>

ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ตระกูลเดียวกันกับพุช - พูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสน้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดอาการไม่สมมาตรของฟลักซ์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 2.9 (ง) จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทราซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q_1 และ Q_2 สลับกันนำกระแสผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุล - พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดไพรมารี่จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี่จึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์

<u>ฟูล - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์</u>

จากรูปที่ 2.9 (จ) จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะสลับกันทำงานกันเป็นคู่ ๆ โดย Q_1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_4 และ Q_2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_3 กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี่ของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดไพรมารี่จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุต กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี่จึงมีค่าต่ำกว่า ฟูล - บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่าดังนั้นสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย
ที่ต้องการการจ่ายกำลังงานสูง ๆ จึงนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์ในรูปของ ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์เป็นหลัก

2.5 <u>พื้นฐานการทำงานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์</u>

ในโครงงานชิ้นนี้ได้ใช้คอนเวอร์เตอร์ในลักษณะของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ แต่จะไม่มีขดดีแมกนีไตซ์ ซึ่งจะมีวงจรสนับเบอร์มาช่วยทำหน้าที่แทนขดดีแมกนีไตซ์ วงจรพื้นฐานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.9 (ข) หม้อแปลงสวิตชิ่งของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานในช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกัน เมื่อนำ Q_1 นำกระแส จะมีกระแส I_p ไหลผ่านขดไพรมารี่ N_p และตัวมัน เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดไพรมารี่ N_p และขดเซคั่นคารี่ N_s พันอยู่ในลักษณะมีทิศทางเดียวกัน ดังนั้นไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ขดเซคั่นคารี่ N_s ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_0 ไปยังโหลดได้ และมีการสะสมพลังงานที่ L_0 ส่วนไดโอด D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ จึงไม่มีการนำกระแส เช่นเดียวกับไดโอด D_3 เนื่องจากขดดีแมกนีไตซิ่ง N_r ถูกพันไว้ในทิศทางตรงข้ามกับขดไพรมารี่ N_p ไดโอด D_3 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหล เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลจากขดเซคั่นคารี่ N_s แต่ในขณะเดียวกันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นใน L_0 ยุบตัว ทำให้การ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กลับขั้วแรงดันที่ L_0 ไดโอด D_2 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่สะสมไว้ใน L_0 จะถูกถ่ายเทออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านไดโอด D_2 ไปยังตัวเก็บประจุ C_0 และโหลดได้ กระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงมีลักษณะต่อเนื่อง

ในขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแสนี้เอง สนามแม่เหล็กที่ตกค้างภายในหม้อแปลงจะมีการขุบตัวกลับขั้วแรงดันที่ขด N_p , N_s และ N_r ไดโอด D_3 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีการถ่ายเทพลังงานที่เหลือค้างนี้ออกไปได้ ขดดีแมกนีไตซิ่ง N_r และไดโอด D_3 นี้มีความสำคัญมาก เพราะถ้าไม่มีการถ่ายเทพลังงานที่ตกค้างออกไปจากขดไพรมารี่ ในขณะที่ Q_1 เป็นอันตรายได้

สำหรับฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ ค่าแรงดันเอาท์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

$$V_{out} = \frac{(N_p/N_s)(V_{in} - V_{CE(sat)})t_{on}}{T} - V_D$$

<u>กระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กและขดดีแมกนีไตซ์</u>

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 นำกระแส และมีการส่งผ่านพลังงานนั้น กระแสที่ขดไพรมารี่ N_p ที่เกิดขึ้นจะแบ่งออกได้เป็นสองส่วนคือ กระแสที่ไหลเนื่องจากกระแสที่จ่ายออกไปจากขดเซคั่นดารี่ และกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็ก ขดลวดไพรมารี่จะไม่มีการสะสมพลังงานจากกระแสที่ไหลเพราะขดเซคั่นดารี่ แต่จะมีการสะสมพลังงานเนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงจะต้องถูกทำให้ลดลงภายในช่วงเวลาที่ Q_1 หยุดนำกระแส ดังนั้นในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องเพิ่มขดดีแมกนีไตซิ่ง N_r เข้ามาทางด้านไพรมารี่ของหม้อแปลงเพื่อถ่ายเทพลังงานสะสมนี้ออกไป แต่ในโครงงานนี้ได้กล่าวไว้แล้วข้างต้นว่าได้ใช้วงจรแคลมป์สนับเบอร์มาทำหน้าที่แทนขดลวดดีแมกนีไตซิ่ง

จากรูปที่ 2.9 (ข) การเพิ่มขดลวดดีแมกนีไตซิ่งเข้ามานั้น จะมีผลต่อแรงดันตกคร่อม Q_1 ขณะหยุดนำกระแสด้วย เนื่องจากขณะที่ขดดีแมกนีไตซิ่งทำหน้าที่ถ่ายเทพลังงานและมีกระแสไหล แรงดันตกคร่อมขดดีแมกนีไตซิ่งจะมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุต V_{in} และจะเกิดแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่ในทิศทางตรงกันข้ามเท่ากับ $(N_p/N_r)V_{in}$ ทำให้แรงดันตกคร่อม Q_1 มีค่าเท่ากับ $(1 + N_p/N_r)V_{in}$ ถ้าจำนวนรอบ N_p เท่ากับ N_r แรงดันตกคร่อม Q_1 จะมีค่าเท่ากับ $2V_{in}$ จนกว่าขด N_r จะถ่ายเทพลังงานออกไปจนหมด คือกระแสลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม Q_1 จึงกลับมาเป็น V_{in} ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารนี้ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q_1 นำกระแส และจำนวนรอบ $N_p = N_r$ แรงดันที่ตกคร่อม D3 จะมีค่าเท่ากับ $2V_{in}$ ตลอดเวลาที่ Q_1 นำกระแสด้วย

2.6 หม้อแปลงสวิตชิ่งของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

หม้อแปลงสวิตชิ่ง (Switching Transformer) จัดเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย จึงจำเป็นที่จะต้องศึกษาทำความเข้าใจรูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่าง ๆ ของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ความเหมาะสมในการใช้งานรวมทั้งความปลอดภัยในการทำงาน เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิ่งขณะทำงาน

2.6.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิ่ง

หม้อแปลงสวิตชิ่งมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่เอาท์พุต ทำให้เกิดการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาท์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิ่งมีรายละเอียดดังนี้

1. แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกนีติก การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000 - 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิ่งจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับวิธีการใช้งานและมาตราฐานการออกแบบ

2. บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB

3. ลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งไพรมารี่และเซคั่นดารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่ง ที่มีกำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่น ๆ

4. เทปฉนวน (Insulation Type)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิ่ง และมีหน้าที่สำคัญ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารี่และเซคั่นดารี่ด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 -0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิ่งเป็นหลัก

ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ ชนิดของเนื้อสารของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตามในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือ เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss) โดยเส้นโค้งฮิสเตอร์ริซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกน ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้น จนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็กก็ตาม จุดดังกล่าวก็คือ แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิ่งจะต้องระมัดระวังไม่ให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิ่ง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดตอนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี่และขนาดของแกน จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี่มีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นยิ่งมีค่ามาก การลดจำนวนรอบของขดไพรมารี่ลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังสูงขึ้น

อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัว จะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่มีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะที่กำลังนำกระแสสูง ๆ แทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการคือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน
2. .ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น และห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิ่งจะใช้ขดลวดทองแดงอาบน้ำยาเป็นตัวพัน ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตชิ่งกระแสที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูง ๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็มีผลทำให้เกิดการสูญเสียในขดลวดได้เช่นเดียวกัน กำลังงานสูญเสียนี้จะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

2.8 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกรูปแบบ จะคงค่าแรงดันเอาท์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส (t_{on}) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงนิยมใช้พัลซ์วิดมอดูเลชั่น (Pulse Modulation) หรือ PWM เป็นหลัก การใช้ PWM เมื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

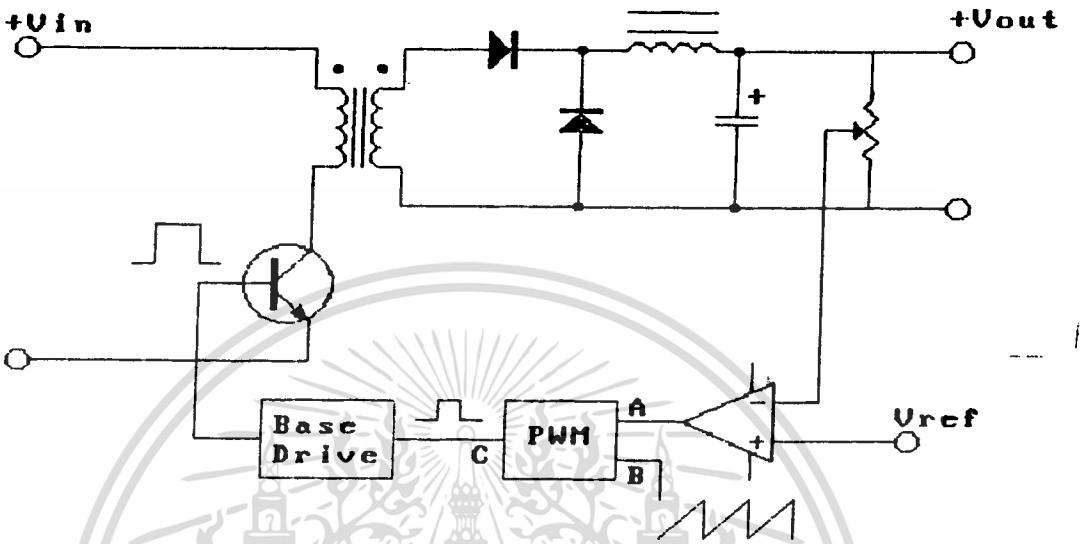
2.8.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าแรงดันที่เอาท์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาท์พุตเป็นหลัก วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 2.10

วงจรควบคุมแรงดันจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาท์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจร เพื่อทำการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E / A ก่อนที่จะส่งไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากการขยายความแตกต่าง E / A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาท์พุตที่ได้ของวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลซ์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลซ์สี่เหลี่ยมเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชั่นของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลซ์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันที่ป้อนกลับจะถูกส่งมาที่วงจรขยายความแตกต่าง E / A ที่ขาอินเวอร์ติ้ง ผลต่างของแรงดันเอาท์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาท์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลซ์ที่เอาท์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{on} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

เอาท์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างที่เอาท์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{on} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้เอาท์พุตคงค่าแรงดันเอาไว้ได้

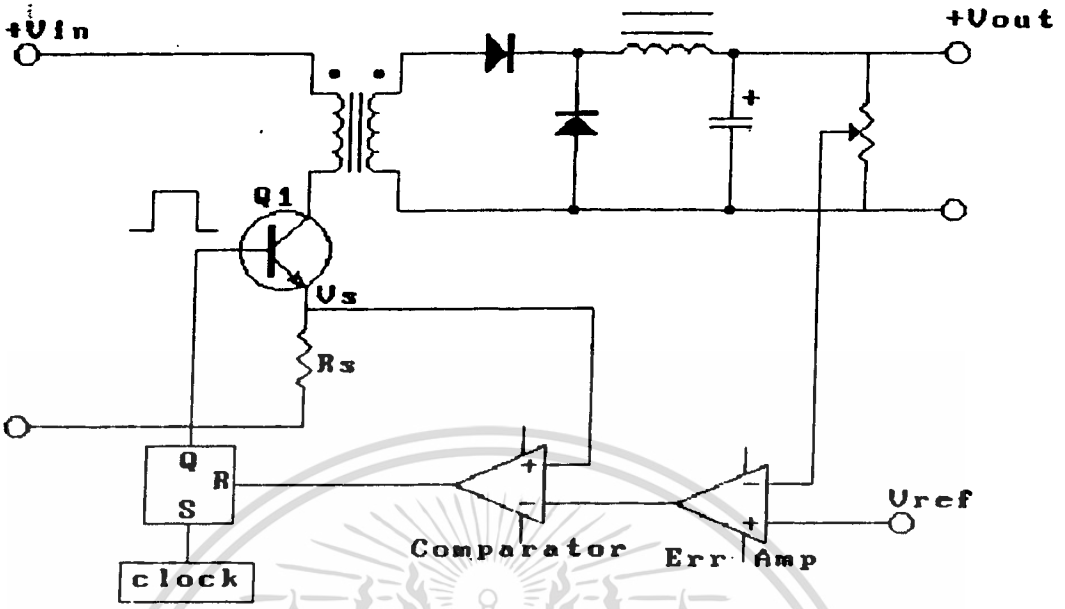
2.8.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส (Current Mode Control)

การคงค่าแรงดันเอาท์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากโหมดควบคุมแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบที่นิยมใช้กันมาก อย่างไรก็ตาม วงจรควบคุมจากโหมดการควบคุมกระแสนี้ก็ยังคงใช้เทคนิคของพัลซ์วิดมอดูเลชั่น

เพื่อง่ายต่อการทำความเข้าใจการทำงานของวงจร เราจะแยกคิดการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E / A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์ติ้งของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง Vref ดังรูปที่ 2.11 วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น High เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และ Q จะมีสถานะเป็น Low เมื่อมีการกระตุ้นเข้าที่ขา R

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา จะให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น High เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ก็จะเริ่มนำกระแส เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี่และตัวต้านทานที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q_1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทานด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส

แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{cr} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{cr} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างเอาท์พุตพัลซ์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสน้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาท์พุตพัลซ์จึงเพิ่มขึ้นเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาท์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาท์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

พิจารณาวงจรควบคุมตามรูปที่ 2.11 อีกครั้ง เมื่อต่อวงจรขยายความแตกต่าง E / A เพิ่มเข้ามาวงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาท์พุตมีค่าลดลง เอาท์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E / A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันเอาท์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E / A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาท์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาท์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E / A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาท์พุตไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหลด

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนส์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาท์พุต

2. สามารถป้องกันกระแสโหลดเกินได้ ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี่ในลักษณะพัลซต่อพัลซ์อย่างรวดเร็ว

3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชั่นที่ดีมาก

4. โดยการจำกัดกระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี่ ปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของพุช - พูล จะไม่เกิดขึ้น

5. สามารถต่อขนานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

2.9 เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย จะมีการทำงานในลักษณะเป็นสวิตและมีโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งผลที่ได้จะแตกต่างจากโหลดที่มีลักษณะเป็นตัวต้านทาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการเปลี่ยนสถานะของตัวมันเมื่อจะเริ่มนำกระแส และเมื่อจะหยุดนำกระแส รวมทั้งเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังมีแรงดันตกคร่อมตัวมันขณะนำกระแส ($V_{CE(\ sat\ )}$) อีกด้วย การเปลี่ยนสถานะแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสจะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขึ้นในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นก่อนจะนำเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาใช้จึงจำเป็นต้องศึกษาลักษณะการเกิดกำลังงานสูญเสียและเทคนิคการลดกำลังงานสูญเสียที่จะเกิดขึ้นเพื่อยืดอายุการใช้งานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่มากที่สุดด้วย

2.9.1 ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Transistor)

ปัจจุบันไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ได้ถูกเพาเวอร์มอสเฟตเข้ามาแทนที่อย่างรวดเร็ว เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตใช้เวลาในช่วงเปลี่ยนสถานะสั้น จึงเกิดกำลังงานสูญเสียต่ำกว่าและใช้งานที่ความถี่สูง ๆ ได้ดี อย่างไรก็ตาม ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงมีข้อดีอยู่คือ มีอัตราการทนแรงดันตกคร่อมสูงและมีราคาถูกกว่า รวมทั้งการพัฒนาให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำงานได้รวดเร็วขึ้นเพื่อใช้งานได้ที่ความถี่สูง ๆ และลดกำลังงานสูญเสีย ยังคงมีกระทำกันอยู่ในปัจจุบัน ดังนั้นไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงยังคงมีใช้งานในสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่มีผลิตจำหน่ายในตลาดอุตสาหกรรม และมีความจำเป็นที่ต้องศึกษาให้เข้าใจลักษณะการทำงานและการลดกำลังงานสูญเสียของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เอาไว้ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

กำลังงานสูญเสียในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นไปได้ 2 ลักษณะก็คือ กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน (switching loss) และกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นได้ทั้งในขณะเริ่มจะนำกระแสและขณะเริ่มหยุดนำกระแส แต่กำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นสูงสุดขณะที่เริ่มหยุดนำกระแสเป็นหลัก

เมื่อเริ่มให้กระแสไบแอสที่ขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{CE}) จะยังคงมีค่าเท่ากับ V_{cc} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{CE(sat)}$ กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงในขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตาม ช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ

<u>วงจรขับกระแสไบแอส</u>

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และเป็นที่ยอมรับโดยทั่วไปว่าการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะการนำกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้เช่นกัน

วงจรขับกระแสไบแอสนั้นโดยทั่วไปจะทำโดยใน 2 ลักษณะใหญ่ ๆ คือ วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ และวงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเล็กเตอร์สำหรับคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปที่ใช้ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และมีกำลังต่ำกว่า 500 วัตต์ มักนิยมใช้วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ โดยวงจรขับกระแสจะให้กระแสเบสที่มีค่าคงที่ ด้วยค่ากระแสที่มากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสที่จุดอิ่มตัวอยู่ตลอดเวลา แต่วิธีนี้จะให้ค่าประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสค่อนข้างสูง และใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส ในขณะที่วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเป็นสัดส่วนนั้นค่ากระแสไบแอสที่ขาเบสจะขึ้นอยู่กับค่าของกระแสที่ไหลผ่านคอลเล็กเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นเล็กน้อย การหยุดนำกระแสจะเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากและเสียค่าใช้จ่ายมากกว่า จึงมักใช้กับคอนเวอร์เตอร์ที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ เท่านั้น

2.10 <u>วงจรสนับเบอร์</u>

วงจรสนับเบอร์เป็นส่วนที่เพิ่มเข้ามาในวงจรของคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะทำงานปกติ วง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

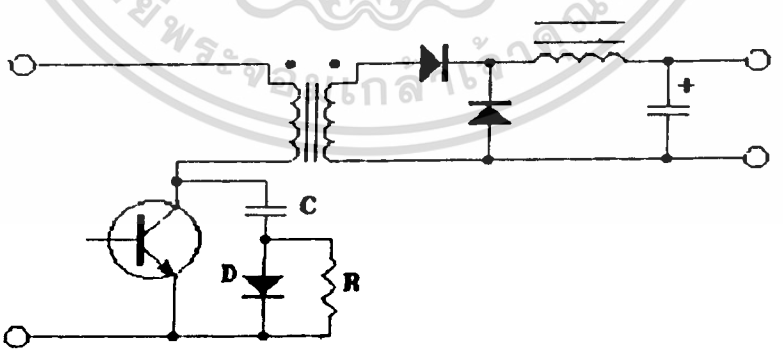
จรสนับเบอร์ที่ใช้แบ่งออกได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส (Turn off snubber) และวงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (Clamp snubber) วงจรสนับเบอร์โดยทั่วไปจะประกอบไปด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งจึงเรียกกันว่า RCD สนับเบอร์

2.10.1 วงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่า กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสนั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจรสนับเบอร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่ขาคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะการต่อวงจรสนับเบอร์อาจทำได้ดังรูปที่ 2.12

การทำงานของวงจร RCD สนับเบอร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 และ ไดโอด D_1 ของวงจรสนับเบอร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C_1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะทำให้แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ



รูปที่ 2.12 แสดงการต่อวงจรสนับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ

ดังนั้นถ้าให้ C_1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

งานสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C_1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R_1 ทิ้งไป

แรงดันตกคร่อม C_1 จึงลดลงต่ำได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C_1 และ R_1 ที่เหมาะสมอาจหาค่าได้จาก

$$C_1 = \frac{[I_{p(pk)}][t_{off}]}{2V_{in}}$$

$$R_1 = \frac{t_{on(min)}}{2.3C_1}$$

เมื่อ $I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{in} คือ ค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์

t_{on} คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การคายประจุของ C_1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R_1 อาจหาค่าได้จาก

$$P_D = \frac{4\, C_1(V_{in})^2}{2T}$$

เมื่อ T คือคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

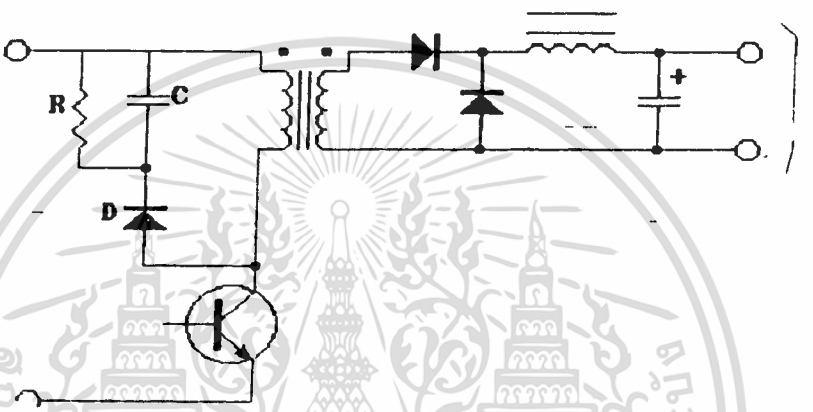
2.10.2 <u>วงจรสนับเบอร์แรงดันเกิน</u>

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร RCD สนับเบอร์เพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 2.17

การทำงานของวงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ของ R_1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปค์ค่าแรงดันสูงสุดที่ขาคอลเล็กเตอร์ขณะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C_1 จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่ขาคอลเล็กเตอร์จะกลับเข้าสู่ค่าแรงดันที่ทำงานตามปกติ



รูปที่ 2.13 แสดงการต่อสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสนับเบอร์ป้องกันแรงดันเกินนั้น ทำงานได้โดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแฝงอันเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C_1 แทน นั่นคือ

$$1/2[C_1V_C^2] = 1/2[L_1I_{P(PK)}^2]$$

เนื่องจาก V_C จะมีค่าได้ไม่เกิน $V_{CEO} - V_{clamp}$ ดังนั้น

$$C = \frac{L_1 I_{P(PK)}^2}{V_{CEO} - V_{clamp}}$$

เมื่อ L_1 คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่เกิดขึ้นจากฟลักซ์รั่วของไพรมารี่

$I_{P(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

V_{CEO} คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{Clamp} คือ ค่าสูงสุดที่ยอมให้เกิดเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของ R อาจหาได้จาก –

$$R = \frac{t_{off\ (min)}}{2.3C_1}$$

กำลังงานสูญเสียใน R_1 จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = \frac{1/2\ [\ L_i\ I^2_{p(PK)}]}{T}$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{off} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

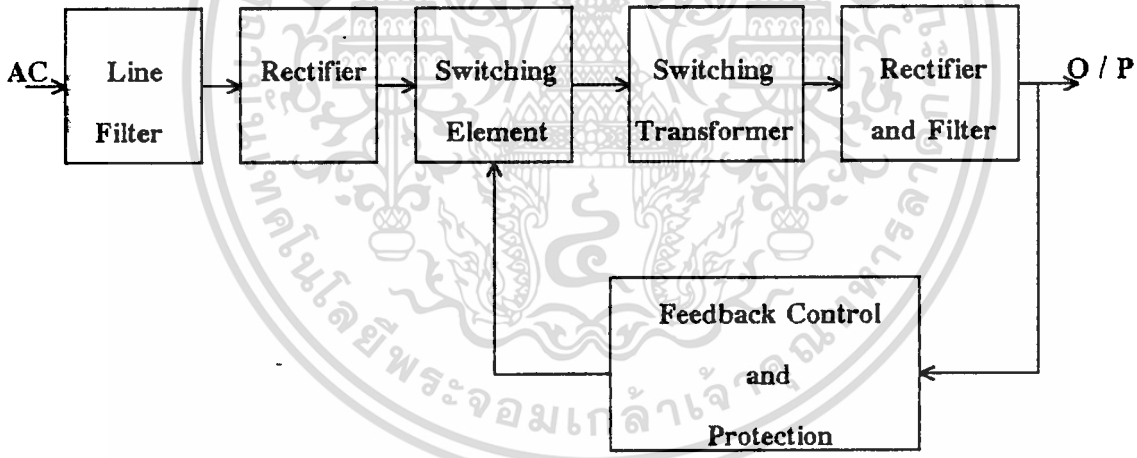
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

ส่วนประกอบต่าง ๆ ของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ทำการศึกษา

จากที่กล่าวมาแล้วข้างต้นว่าโครงงานนี้เป็นการศึกษาและทำความเข้าใจถึงวงจรในส่วนต่าง ๆ ของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย รวมถึงลักษณะการทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายว่าตัวสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายทำงานอย่างไรและพอจะบอกถึงบล็อคไดอะแกรมของมันได้ รวมถึงบอกส่วนต่าง ๆ ที่อยู่ในแต่ละบล็อคไดอะแกรมได้ แล้วทำการปรับเปลี่ยนกำลังงานเอาท์พุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายตัวที่ศึกษาให้มีค่าได้ตามกำหนดดังที่เคยกล่าวมาแล้วข้างต้น ดังนั้นในบทนี้จะกล่าวถึงสิ่งที่ทำการศึกษาในตัวสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ทำการศึกษาทั้งหมด

3.1 บล็อคไดอะแกรมของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย



รูปที่ 3.1 แสดงการทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายในรูปของบล็อคไดอะแกรม

Line Filter

ใช้สำหรับป้องกันสัญญาณนอยส์ของตัวสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่จะไปรบกวนระบบไลน์ เนื่องจากเพาเวอร์ซัพพลายใช้งานที่ความถี่สูง ทำให้มันสามารถจะสร้างสัญญาณที่จะไปรบกวนระบบอื่น จึงต้องทำการติดตั้งไลน์ฟิลเตอร์เพื่อป้องกัน

Rectifier

ใช้สำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้ไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้วิธี Voltage Doubler Technique

Switching Element

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ใช้สำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้ได้ความถี่สูงเพื่อเป็นการลดขนาดของหม้อแปลงสวิตชิ่ง ในโครงงานนี้ได้ใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นตัวสวิตชิ่งที่ความถี่ 50 กิโลเฮิรตซ์ ซึ่งในบางกรณีสามารถใช้เพาเวอร์มอสเฟตได้

Switching Transformer

ใช้ในการลดระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้ได้ตามต้องการ โดยหม้อแปลงที่ใช้จะเป็นหม้อแปลงความถี่สูงที่มีแกนเป็นแกนเหล็กเฟอร์ไรต์

Rectifier and Filter

ใช้สำหรับเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงก่อนที่จะนำไปใช้งาน และยังทำหน้าที่สำหรับกรองแรงดันกระเพื่อมก่อนที่จะนำไปใช้งานอีกด้วย

Feedback Control and Protection

ใช้สำหรับเป็นตัวควบคุมการทำงานสำหรับส่วน Switching Element และยังมีส่วนของการป้องกันแรงดันเกินและป้องกันกระแสเกินด้วย

3.2 วงจรในส่วนต่าง ๆ ของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ทำการศึกษา

ในหัวข้อนี้จะอธิบายถึงวงจรในส่วนต่าง ๆ ของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ทำการศึกษาโดยการแกะวงจรจากตัวสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ทำการศึกษา วงจรทั้งหมดมีดังนี้

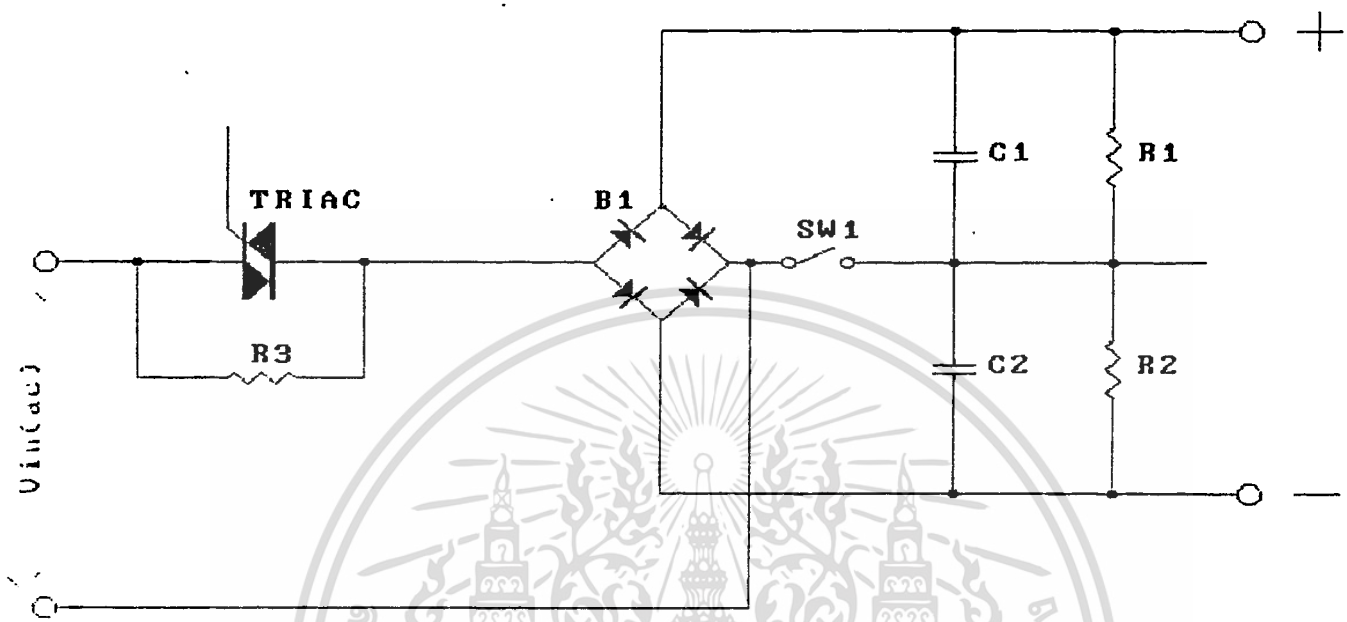
3.2.1 วงจรในส่วนอินพุต

จากรูปที่ 3.2 เป็นส่วนวงจรในส่วนอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ทำการศึกษา ซึ่งประกอบไปด้วย ไลน์ฟิลเตอร์ , เซอร์กิตเบรคเกอร์ และส่วนของเรคติไฟเออร์

ในส่วนของเรคติไฟเออร์จะเป็นลักษณะการใช้งานวงจรที่เรียกว่า Voltage Technjque Doubler ถ้าสวิตช์อยู่ในตำแหน่งปิด หมายถึงมีแหล่งจ่ายแรงดันกระแสสลับด้วยไฟ 110 โวลต์ วงจรก็จะทำงานได้โดยระหว่างไซเคิลบวกของไฟฟ้ากระแสสลับ ตัวเก็บประจุ C_1 จะถูกชาร์จผ่านไดโอด D_1 ด้วยแรงดัน 110 x 1.414 มีค่าเท่ากับ 154 โวลต์ดีซี ช่วงไซเคิลลบตัวเก็บประจุ C_2 จะถูกชาร์จด้วยแรงดัน 154 โวลต์ดีซี ผ่าน D_4 ดังนั้นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เอาท์พุตที่ได้จะเป็นผลบวกของแรงดันที่คร่อม C_1และ C_2 คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 308 โวลต์

เมื่อสวิตช์เปิดออก D_1 - D_4 จะอยู่ในรูปแบบของวงจรแบบฟูลบริดจ์เรคติไฟเออร์ที่มีแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่อินพุตเท่ากับ 220 โวลต์ และสามารถสร้างแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เอาท์พุตออกมาเป็น 308 โวลต์เหมือนกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



<u>รูปที่ 3.2</u> แสดงวงจรในส่วนอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ทำการศึกษาและสามารถใช้งานได้ทั้งแหล่งจ่ายแรงดันอินพุตขนาด 110 และ 220 โวลต์

ในส่วนนี้จะมีส่วนของ Input Protective Device ช่วงเปิดเครื่องแรก ๆ จะมีกระแส inrush current สูง จึงมีการออกแบบการกำจัดกระแสในส่วนของอินพุตนี้เอาไว้โดย inrush current นี้มีสาเหตุมาจากการชาร์จของตัวเก็บประจุที่เป็นฟิลเตอร์ ซึ่งตอนเปิดเครื่องแรก ๆ จะมองเห็นเป็นอิมพิแดนซ์ค่าต่ำในระบบไลน์กระแสสลับ ถ้าไม่มีการป้องกันในส่วนนี้จมีค่ากระแสเสริจ์เป็นร้อย ๆ แอมแปร์ทีเดียว

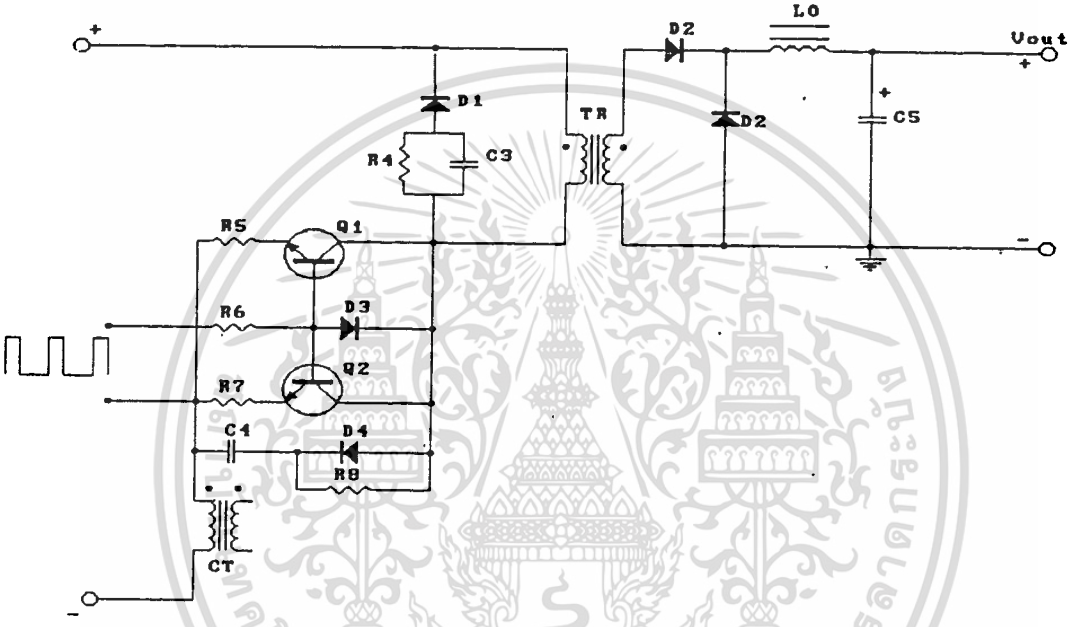
3.2.2 <u>วงจรในส่วนคอนเวอร์เตอร์</u>

จากบล็อคไดอะแกรมรูปที่ 3.1 ส่วนของคอนเวอร์เตอร์ จะประกอบไปด้วย Switching Element , Switching Transformer และ Output Rectifier and Filter จากวงจรที่ทำการศึกษาพบว่าเป็นคอนเวอร์เตอร์ในลักษณะของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ดังรูปที่ 3.3

จากรูปจะเห็นได้ว่าที่หม้อแปลงจะไม่มีขดดีแมกนีไตซิ่งแต่จะใช้วงจรสนับเบอร์ในลักษณะของแคลมป์สนับเบอร์แทน และในส่วนสวิตชิ่งจะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นตัวสวิตชิ่งและในโครงงานนี้จะใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทำการสวิตชิ่งที่ความถี่ 50 กิโลเฮริตซ์ และใช้เพาเวอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทรานซิสเตอร์สองตัวขนานกันช่วยกันจ่ายกระแสโหลด เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้เป็นของฮิตาชิ เบอร์ C 2981 ที่พิกัดแรงดันเท่ากับ 800 โวลต์ และพิกัดกระแสเท่ากับ 8 แอมแปร์ และมีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ 100 วัตต์



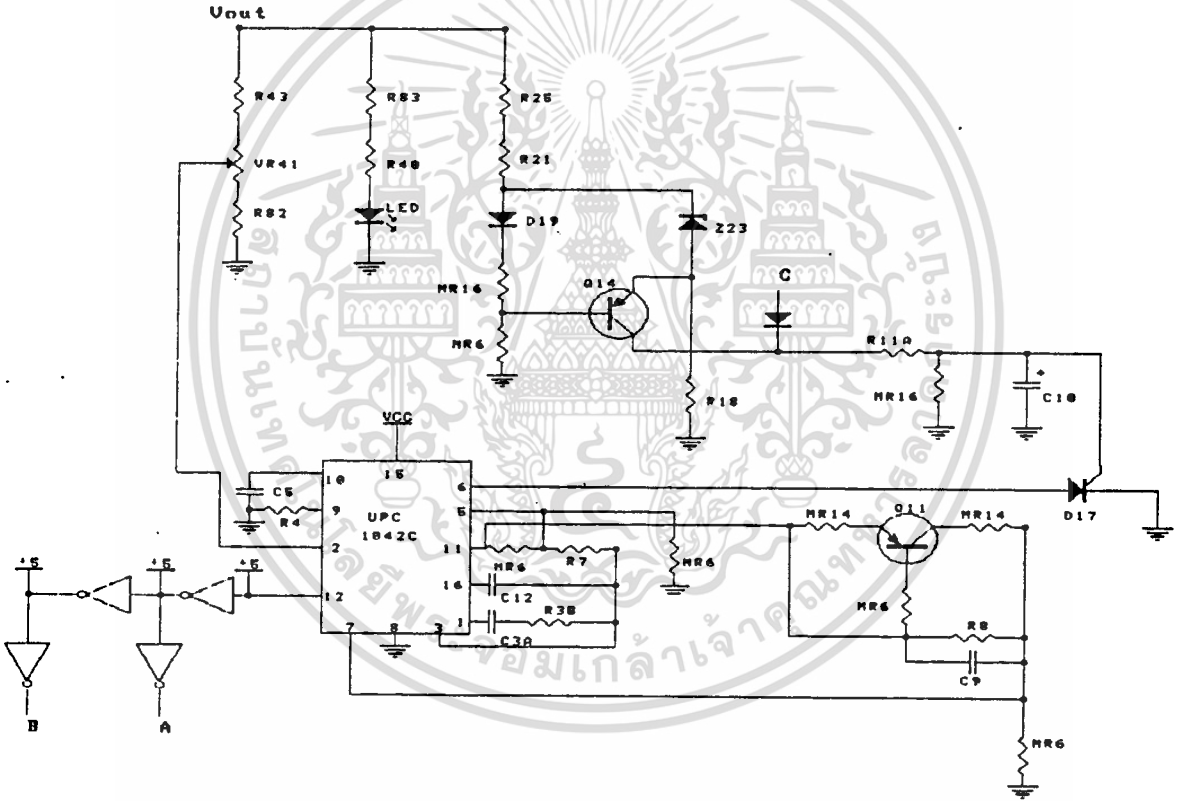
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรการทำงานในส่วนฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่ทำการศึกษา

ในโครงงานนี้ต้องทำการเปลี่ยนแรงดันเอาท์พุตโดยการเปลี่ยนขนาดแกนของหม้อแปลงให้มีขนาดใหญ่ขึ้น เพื่อป้องกันการอิ่มตัวของแกนของหม้อแปลง และยังทำการเปลี่ยนขนาดของลวดทองแดงทั้งทางด้านไพรมารี่และเซคั่นดารี่ทั้งนี้เพราะว่าโครงงานนี้จะทำการปรับเปลี่ยนขนาดของกระแสใช้งานเอาท์พุตด้วย ลักษณะการคำนวณขนาดแกนและขนาดของลวดทองแดงจะกล่าวภายในหลัง

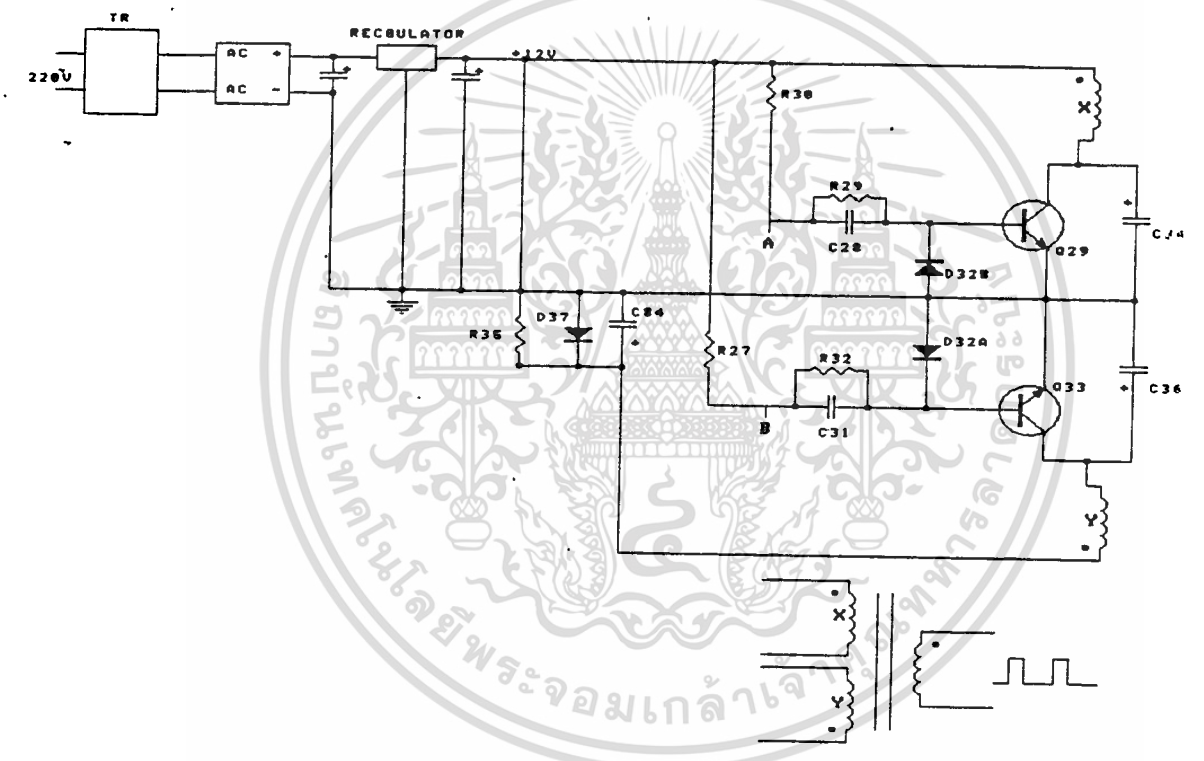
นอกจากนี้ยังทำการเปลี่ยนขนาดของแผ่นระบายความร้อนของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้มีขนาดใหญ่ขึ้นด้วยเพื่อป้องกันการเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ รวมทั้งทำการปรับเปลี่ยนขนาดของเอาท์พุตไดโอดเรคติไฟเออร์อีกด้วย เพื่อให้เหมาะสมกับกำลังงานเอาท์พุตที่ใช้งาน

การทำงานในส่วนนี้จะรับแรงดันจากส่วนอินพุตเรคติไฟเออร์เข้ามาแล้วทำการสวิตชิ่งให้มีความถี่เท่ากับ 50 กิโลเฮริตซ์ เป็นไฟกระแสสลับก่อนเข้าหม้อแปลงเพื่อทำการลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลงเป็นค่าที่ต้องการเพื่อแปลงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เอาท์พุตเรคติไฟเออร์

3.2.3 <u>วงจรในส่วนแผงควบคุม</u>

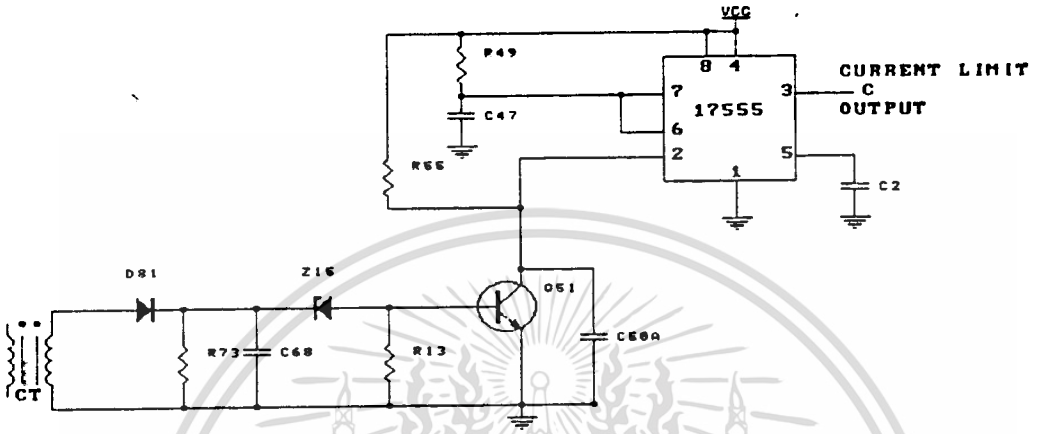


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

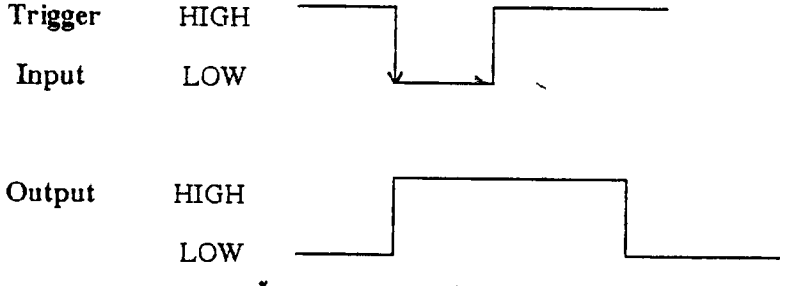
รูปที่ 3.5 แสดงวงจรในส่วนแผงควบคุม (ต่อ)



รูปที่ 3.6 แสดงวงจร Current Limit Protection จาก Pulse Transformer

จากรูปที่ 3.6 เป็นวงจรแสดงวงจรส่วนป้องกันกระแสของแผงวงจรควบคุมมีลักษณะการทำงานดังนี้คือ จากกระแสที่ไหลในส่วนของหม้อแปลงสวิตชิ่งมายังหม้อแปลงพัลซ์ ตัวไดโอด D_{81} จะกรองแรงดันพัลซ์ และ R_{73} และ C_{68} จะทำให้แรงดันที่ได้เรียบขึ้น

เมื่อเกิดกระแสเกินขึ้นจะทำให้แรงดันตกคร่อม C_{68} เพิ่มขึ้นถึงจุดที่ Zener Diode นำกระแสจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_{51} ทำงาน สัญญาณที่ขาตอลเล็คเตอร์ ของ Q_{51} จะใช้เป็นสัญญาณอินพุตของ IC I7555 ที่ขา 2 และจะมีและจะมีสัญญาณเอาท์พุตออกมาที่ขา 3 เป็นดังกราฟข้างล่างนี้



สัญญาณเอาท์พุตนี้จะเป็นสัญญาณที่ใช้ในการขับส่วนเรกูเลเตอร์ให้ shutdown ระบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

SWG และทางเซคั่นดารี่จากเดิมขนาด 18 SWG เป็นเบอร์ 19 SWG ขนานกันดีเกลียว 4 เส้น ทั้งนี้เพื่อลดปัญหาของสกินเอฟเฟค (Skin Effect) เพราะสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายใช้งานที่ความถี่ถึง 50 กิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

ผลการทดลอง

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการทดลองที่ได้ทำการบันทึกจากการทดลองซึ่งจะประกอบไปด้วย V_{in} , I_{in} , cosφ , V_{out} และ I_{out} เพื่อทำการคำนวณหาค่า เปอร์เซ็นต์เรกูเลชั่น , ประสิทธิภาพ และแรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุต ดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 4.1 แสดงผลการทดลองเมื่อจ่ายแรงดันเอาท์พุต 40 โวลต์

V_{in} (Volt)	I_{in} (Amp)	P_{in} (Watt)	V_{out} (Volt)	I_{out} (Amp)	P_{out} (Watt)	%Eff
220	0.35	49.0	40.00	0	0	0
220	1.03	117.5	39.70	1	39.70	0.337
220	1.45	140.0	39.50	2	79.00	0.564
220	1.80	208.0	39.25	3	117.75	0.566
220	2.18	257.8	39.10	4	156.40	0.607
220	2.55	306.0	39.05	5	195.25	0.638
220	2.93	359.0	39.00	6	234.00	0.652
220	3.33	407.0	39.00	7	273.00	0.671
220	3.72	463.0	38.90	8	311.20	0.677

ตารางที่ 4.2 แสดงผลการทดลองเมื่อจ่ายแรงดันเอาท์พุต 42 โวลต์

V_{in} (Volt)	I_{in} (Amp)	P_{in} (Watt)	V_{out} (Volt)	I_{out} (Amp)	P_{out} (Watt)	%Eff
220	0.37	50.00	42.00	0	0	0
220	1.04	125.40	41.70	1	41.70	0.333
220	1.43	168.10	41.50	2	83.00	0.494
220	1.87	220.70	41.30	3	123.90	0.561
220	2.22	265.50	41.20	4	164.80	0.621
220	2.65	320.80	41.10	5	205.50	0.641
220	3.13	383.00	41.00	6	246.00	0.642
220	3.48	434.00	41.00	7	287.00	0.661
220	3.97	494.00	40.90	8	327.20	0.662

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 สิ่งที่ทำการปรับเปลี่ยนสำหรับโครงงานนี้

สำหรับจุดประสงค์ของโครงงานนี้ได้กล่าวไว้แล้วในตอนต้นแล้วว่าจะทำการปรับเปลี่ยนกำลังงานเอาท์พุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายโดยการเปลี่ยนพิกัดกระแสใช้งานที่เอาท์พุตจาก 4.5 แอมแปร์ เป็น 8.5 แอมแปร์และมีพิกัดแรงดันเอาท์พุตจาก 48 โวลต์ เป็น 60 โวลต์ ทำให้ได้กำลังงานเปลี่ยนไปจาก 216 วัตต์ เป็น 510 วัตต์

สิ่งที่ทำการปรับเปลี่ยนมีดังนี้คือ

3.3.1 สิ่งที่ทำการปรับเปลี่ยนเพื่อเปลี่ยนแรงดันเอาท์พุต

1.ขนาดแกนของหม้อแปลงสวิตชิ่ง

โดยการเปลี่ยนขนาดแกนให้ใหญ่ขึ้น ทั้งนี้เพื่อป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เนื่องจากแกนเฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณ 3,000 - 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูง

จากคุณสมบัติเหล่านี้ ทำให้เราเลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์เป็นแกนของหม้อแปลง และในการออกแบบขนาดแกนของหม้อแปลงในโครงงานนี้จะใช้ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่ 2,000 เกาส์ หรือเท่ากับ 0.2 เทสลา จากสมการ

$$V = 4.44fNBA$$

เมื่อ V = 310 โวลต์ , f = 50 กิโลเฮิรตซ์ , N = 26 รอบ , B = 0.2 เทสลา

ดังนั้นเมื่อทำการคำนวณค่า A จะมีค่าเท่ากับ 268 ตารางมิลลิเมตร จึงเลือกขนาดแกนเผื่อไว้เป็นขนาดเท่ากับ 352 ตารางมิลลิเมตรตามคาต้าชีท จะได้แกนหม้อแปลงสวิตชิ่งเบอร์ EE55 / 55A ตามคาต้าชีทของบริษัท ฮาร์วาร์ดไทย อินดัสเตรียล จำกัด คาต้าชีทดูได้จากภาคผนวก

2. Zener Diode

โดยทำการเปลี่ยน Zener Diode ที่แผงควบคุมเบอร์ Z_{2_3} ซึ่งจากเดิมมีค่าแรงดันเบรคดาวน์เท่ากับ 4 โวลต์ เป็นค่าแรงดันเบรคดาวน์เท่ากับ 5 โวลต์ เพื่อที่จะทำให้สามารถทำการปรับแรงดันเอาท์พุตได้ถึง 60 โวลต์

3. แผ่นระบายความร้อน

โดยเพิ่มขนาดของแผ่นระบายความร้อนให้มีขนาดใหญ่ขึ้นเพื่อช่วยในการระบายความร้อนให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จากการทดลองจะสังเกตเห็นได้ว่าไดโอดเรคติไฟเออร์ที่เอาท์พุตร้อนมาก จึงต้องทำการเพิ่มขนาดแผ่นระบายความร้อนให้กับไดโอดเรคติไฟเออร์ที่เอาท์พุตด้วย

3.3.2 สิ่งที่ทำการปรับเปลี่ยนเพื่อการเพิ่มกระแสใช้งานที่เอาท์พุต

โดยทำการเปลี่ยนขนาดลวดทองแดงของหม้อแปลงสวิตชิ่งทั้งทางด้านไพรมารี่และเซคั่นดารี่ ให้มีขนาดพื้นที่หน้าตัดใหญ่ขึ้นจากเดิมใช้ลวดทองแดงทางไพรมารี่เบอร์ 19 SWG เป็น เบอร์ 16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.3 แสดงผลการทดลองเมื่อจ่ายแรงดันเอาท์พุต 44 โวลต์

V_{in} (Volt)	I_{in} (Amp)	P_{in} (Watt)	V_{out} (Volt)	I_{out} (Amp)	P_{out} (Watt)	%Eff
220	0.36	50.00	44.00	0	0	0
220	1.07	128.00	43.70	1	43.70	0.341
220	1.47	171.50	43.60	2	87.20	0.508
220	1.90	223.00	43.50	3	130.50	0.585
220	2.25	268.00	43.40	4	173.60	0.648
220	2.72	325.00	43.30	5	216.50	0.666
220	3.08	375.00	43.20	6	259.20	0.691
220	3.55	435.00	43.10	7	301.70	0.694
220	4.02	486.00	43.00	8	344.00	0.708

ตารางที่ 4.4 แสดงผลการทดลองเมื่อจ่ายแรงดันเอาท์พุต 46 โวลต์

V_{in} (Volt)	I_{in} (Amp)	P_{in} (Watt)	V_{out} (Volt)	I_{out} (Amp)	P_{out} (Watt)	%Eff
220	0.38	51.60	46.00	0	0	0
220	1.21	136.80	45.90	1	45.90	0.336
220	1.57	185.20	45.70	2	91.40	0.493
220	1.94	252.50	45.60	3	136.80	0.581
220	2.37	284.90	45.50	4	182.00	0.639
220	2.86	348.10	45.40	5	227.00	0.652
220	3.29	403.20	45.30	6	271.8	0.674
220	3.74	465.20	45.20	7	316.4	0.680
220	3.95	497.00	45.10	8	360.8	0.726

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.5 แสดงผลการทดลองเมื่อจ่ายแรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์

V_{in} (Volt)	I_{in} (Amp)	P_{in} (Watt)	V_{out} (Volt)	I_{out} (Amp)	P_{out} (Watt)	%Eff
220	0.39	52.00	48.00	0	0	0
220	1.19	142.00	47.85	1	47.85	0.337
220	1.67	194.00	47.75	2	95.50	0.492
220	2.07	246.60	47.60	3	142.80	0.579
220	2.49	298.40	47.50	4	190.00	0.637
220	2.93	356.00	47.40	5	237.00	0.666
220	3.39	415.00	47.30	6	283.80	0.684
220	3.95	480.00	47.20	7	330.40	0.688
220	4.41	546.00	47.10	8	376.80	0.690

V_{in} : แรงดันอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย หน่วยเป็น V

I_{in} : กระแสอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย หน่วยเป็น A

P_{in} : กำลังอินพุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย หน่วยเป็น W

V_{out} : แรงดันเอาท์พุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย หน่วยเป็น V

I_{out} : กระแสเอาท์พุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย หน่วยเป็น A

P_{out} : กำลังเอาท์พุตของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย หน่วยเป็น W

% Eff : ประสิทธิภาพของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

การคำนวณหาค่าของเปอร์เซนต์เรกูเลชั่น

ที่ v_{out} = 40 โวลต์

เปอร์เซ็นต์เรกูเลชั่น = $(V_{no\ load} - V_{full\ load}) / V_{no\ load}$

= (40 - 38.9) / 40

= 2.75 %

ที่ v_{out} = 42 โวลต์

เปอร์เซ็นต์เรกูเลชั่น = $(V_{no\ load} - V_{full\ load}) / V_{no\ load}$

= (42 - 40.9) / 42

= 2.62 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ V_{out} = 44 โวลต์

เปอร์เซ็นต์เรกูเลชั่น = $(V_{no\ load} - V_{full\ load}) / V_{no\ load}$

= (44 - 43) / 44

= 2.27 %

ที่ V_{out} = 46 โวลต์

เปอร์เซ็นต์เรกูเลชั่น = $(V_{no\ load} - V_{full\ load}) / V_{no\ load}$

= (46 - 45.1) / 46

= 1.96 %

ที่ V_{out} = 48 โวลต์

เปอร์เซ็นต์เรกูเลชั่น = $(V_{no\ load} - V_{full\ load}) / V_{no\ load}$

= (48 - 47.1) / 48

= 1.875 %

ตารางที่ 4.6 แสดงแรงดันกระเพื่อมของแรงดันที่เอาท์พุท

กระแสโหลด(A)	แรงดันกระเพื่อม(mV)
no load	0
1	20
2	40
3	50
4	55
5	60
6	70
7	80
8	90

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

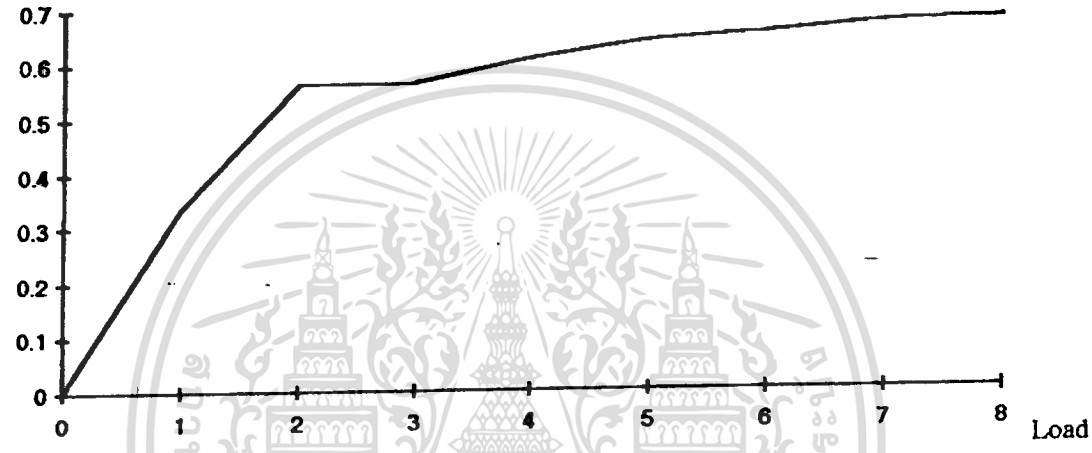
<u>สรุปผลการทดลอง</u>

จากการทดลองจะสังเกตุได้ว่า

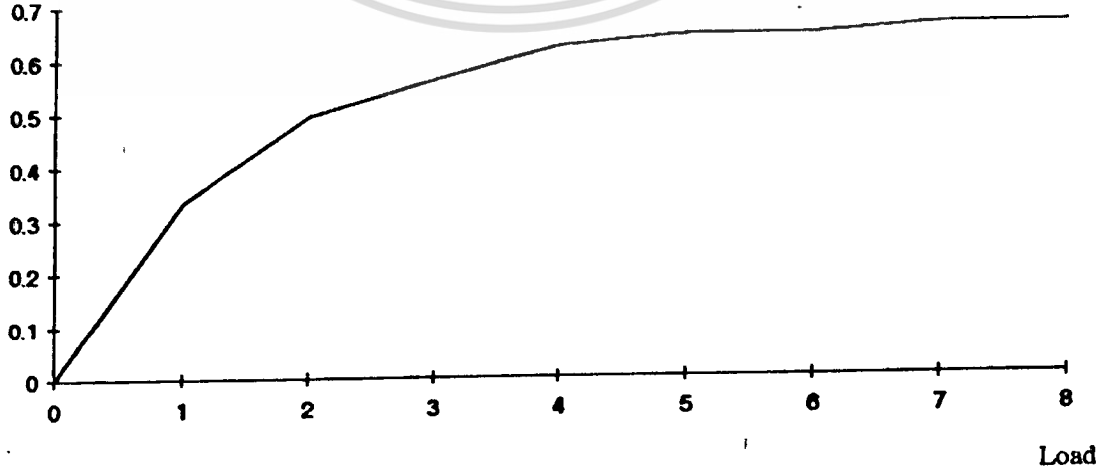
1. ประสิทธิภาพของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะเพิ่มขึ้นเมื่อเพิ่มโหลดมากขึ้นดัง

รูปกราฟที่ 4.1

%Efficiency ที่แรงดันเอาท์พุต 40 โวลต์

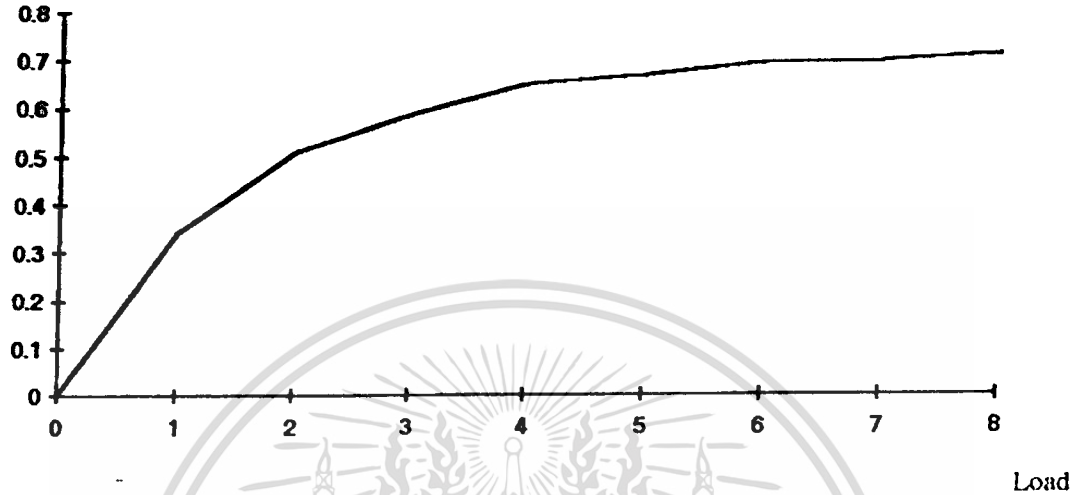


%Efficiency ที่แรงดันเอาท์พุต 42 โวลต์

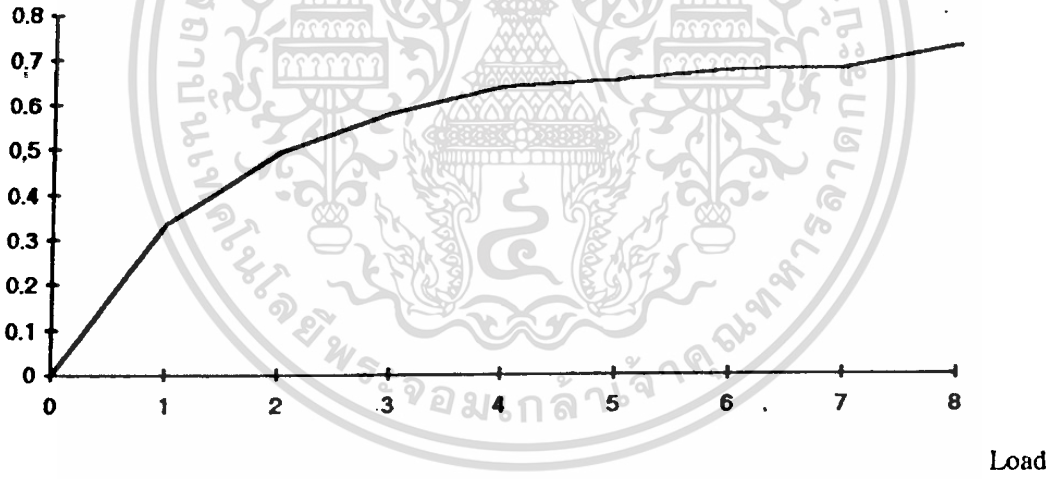


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

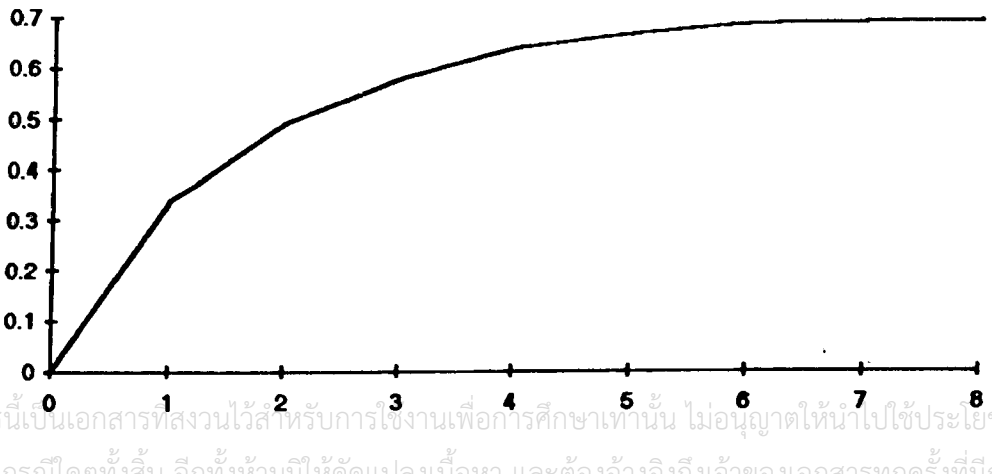
%Efficiency ที่แรงดันเอาท์พุต 44 โวลต์



%Efficiency ที่แรงดันเอาท์พุต 46 โวลต์



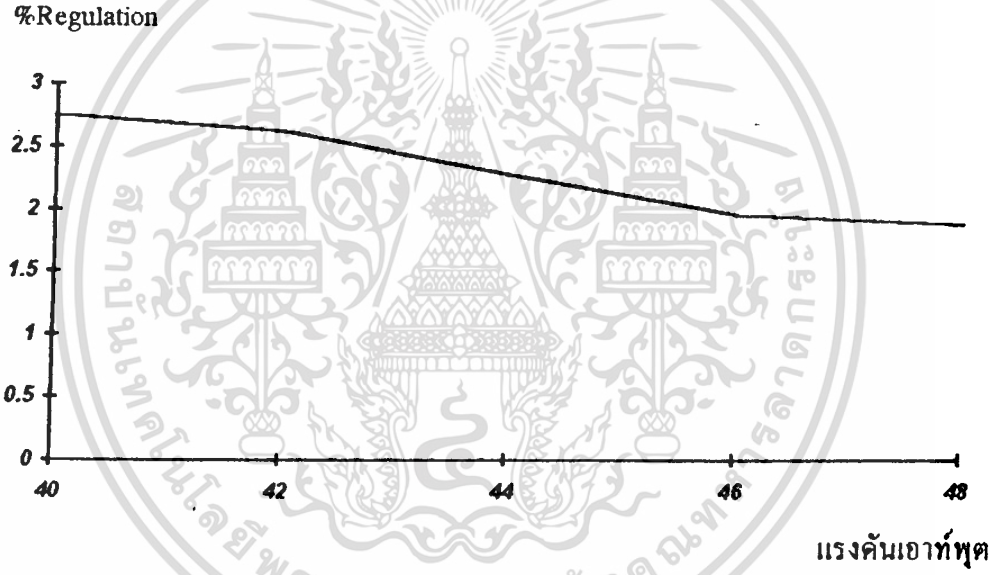
%Efficiency ที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 4.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับปริมาณโหลดที่แรงดันเอาท์พุต 40 โวลต์
รูปที่ 4.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับปริมาณโหลดที่แรงดันเอาท์พุต 42 โวลต์
รูปที่ 4.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับปริมาณโหลดที่แรงดันเอาท์พุต 44 โวลต์
รูปที่ 4.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับปริมาณโหลดที่แรงดันเอาท์พุต 46 โวลต์
รูปที่ 4.5 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพกับปริมาณโหลดที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์

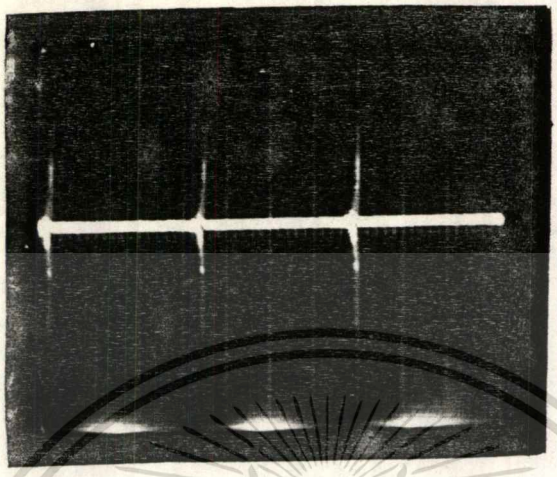
2. เปอร์เซ็นต์เรกูเลชั่นของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะลดลงเมื่อทำการเพิ่มแรงดันเอาท์พุต ดังรูปกราฟรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.6 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างเรกูเลชั่นกับแรงดันเอาท์พุต

3. จากตารางของแรงดันกระเพื่อมจะเห็นได้ว่า ยิ่งเพิ่มโหลดแรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุตยิ่งมีค่ามากขึ้นและที่พิกัดกระแส 8.0 แอมแปร์จะมีค่าแรงดันกระเพื่อมสูงสุดประมาณ 90 มิลลิโวลต์ และจะมีสัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.7 - 4.11

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.7

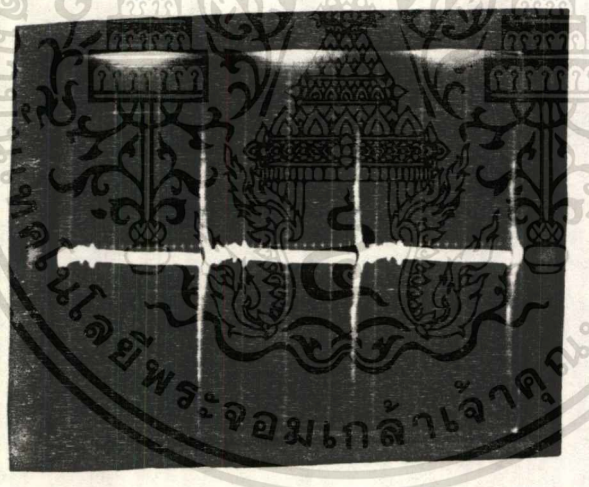
แสดงสัญญาณแรงดันกระเพื่อมเอาท์พุตที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ในสภาวะ no load

Scale :

0.1 V / div

0.5 μsec / div

Probe X1



รูปที่ 4.8

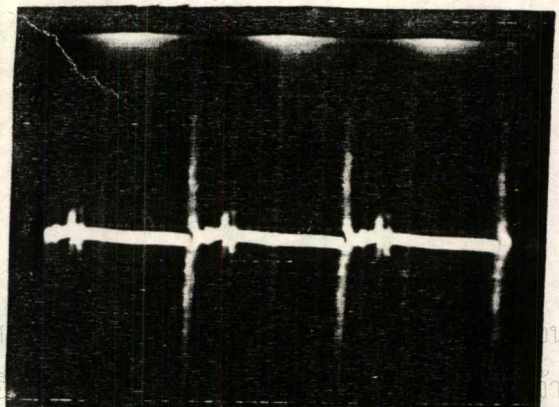
แสดงสัญญาณแรงดันกระเพื่อมเอาท์พุตที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสโหลด เท่ากับ 2 แอมแปร์

Scale :

0.1 V / div

0.5 μ sec / div

Probe X 1



รูปที่ 4.9

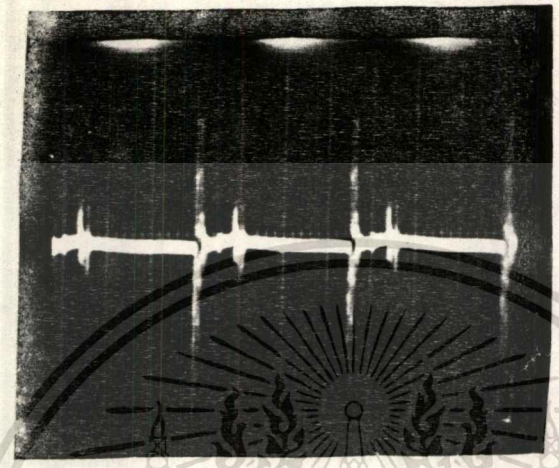
แสดงสัญญาณแรงดันกระเพื่อมเอาท์พุตที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสโหลด เท่ากับ 4 แอมแปร์

Scale :

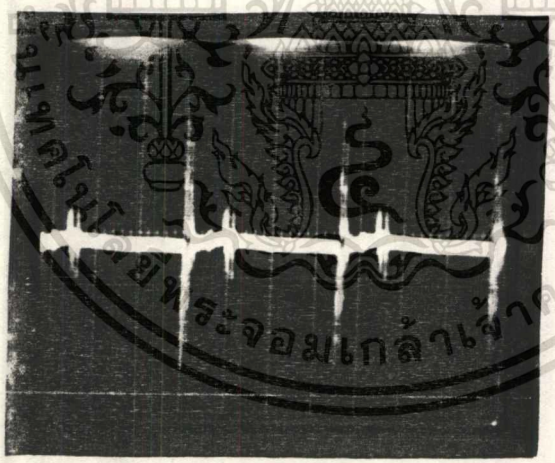
0.1 V / div

0.5 μsec /div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



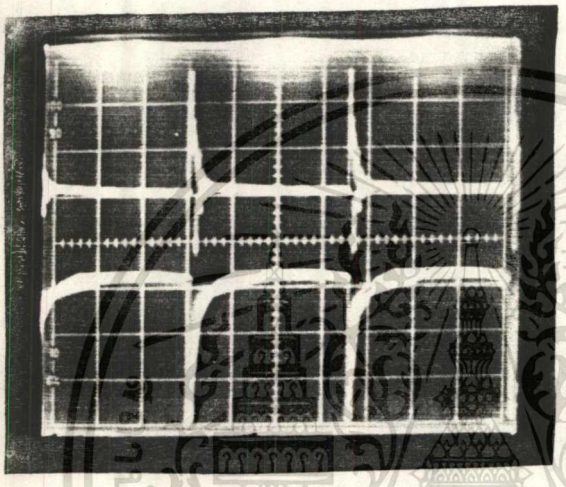
รูปที่ 4.10
แสดงสัญญาณแรงดันกระเพื่อมเอาท์พุตที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสโหลด เท่ากับ 6 แอมแปร์
Scale :
0.1 V / div
0.5 μsec / div
Probe X 1



รูปที่ 4.11
แสดงสัญญาณแรงดันกระเพื่อมเอาท์พุตที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสโหลด เท่ากับ 8 แอมแปร์
Scale :
0.1 V / div
0.5 μsec / div
Probe X 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. จากการทดลองได้ทำการจับสัญญาณที่ขา BE และ CE ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ได้สัญญาณดังรูปที่ 4.12 - 4.16



รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมขา BE และ CE ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ ในสภาวะ no load

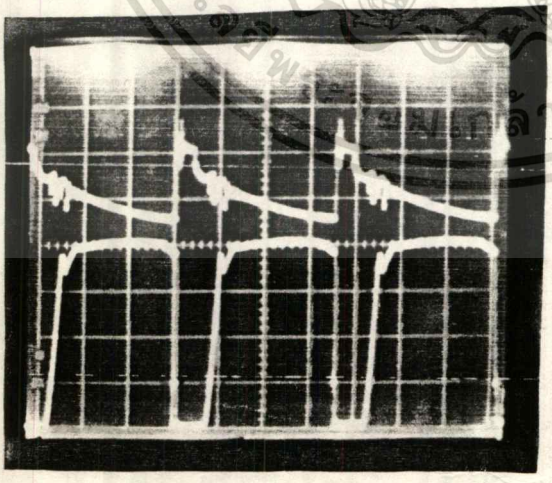
Scale :

CH 1: ขา BE

0.5 V /div , 5 μsec /div , Probe X1

CH 2: ขา CE

10 V /div , 5 μsec /div , Probe X10



รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมขา BE และ CE ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่ แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสโหลด 2 แอมแปร์

Scale :

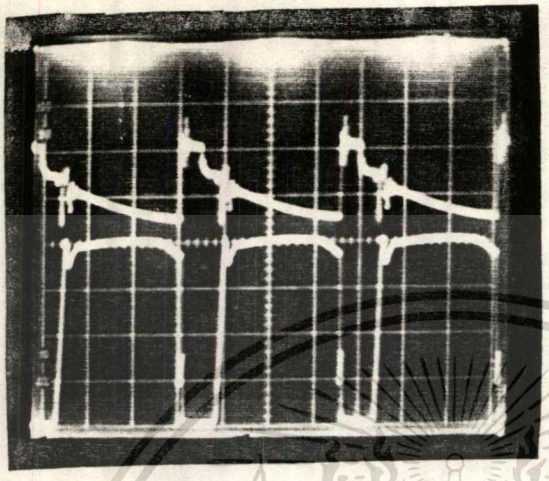
CH 1: ขา BE

0.5 V /div , 5 μsec /div , Probe X1

CH 2: ขา CE

10 V /div , 5 μsec /div , Probe X10

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมขา BE และ CE ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่ แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสโหลด 4 แอมแปร์

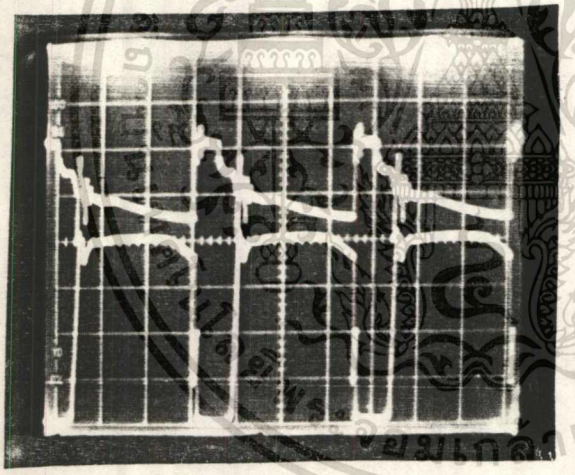
Scale :

CH 1: ขา BE

0.5 V /div , 5 μsec /div , Probe X1

CH 2: ขา CE

10 V /div , 5 μsec /div , Probe X10



รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมขา BE และ CE ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่ แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสโหลด 6 แอมแปร์

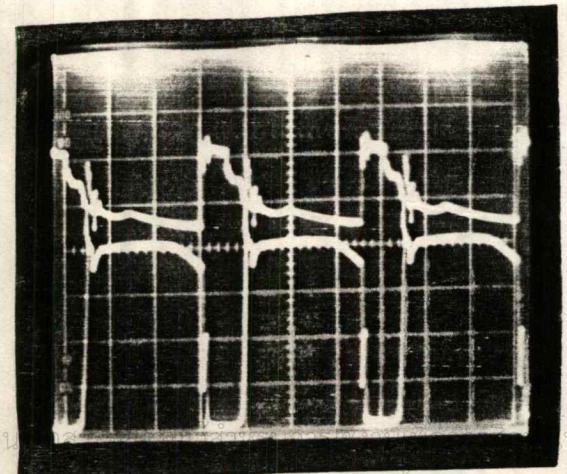
Scale :

CH 1: ขา BE

0.5 V /div , 5 μsec /div , Probe X1

CH 2: ขา CE

10 V /div , 5 μsec /div , Probe X10



รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณแรงดันตกคร่อมขา BE และ CE ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่ แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ กระแสโหลด 8 แอมแปร์

Scale :

CH 1: ขา BE

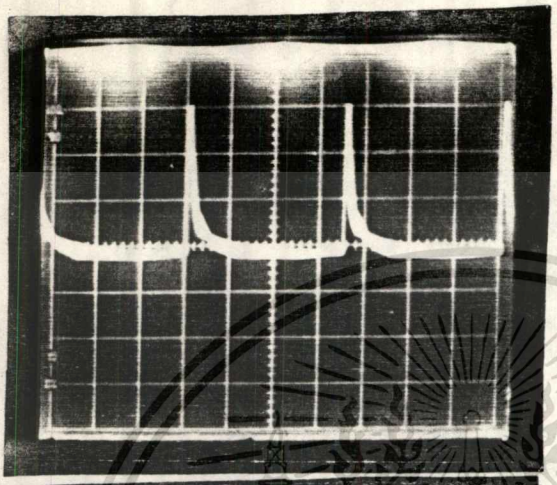
0.5 V /div , 5 μsec /div , Probe X1

CH 2: ขา CE

10 V /div , 5 μsec /div , Probe X10

เอกสารนี้เป็น[illegible]ท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

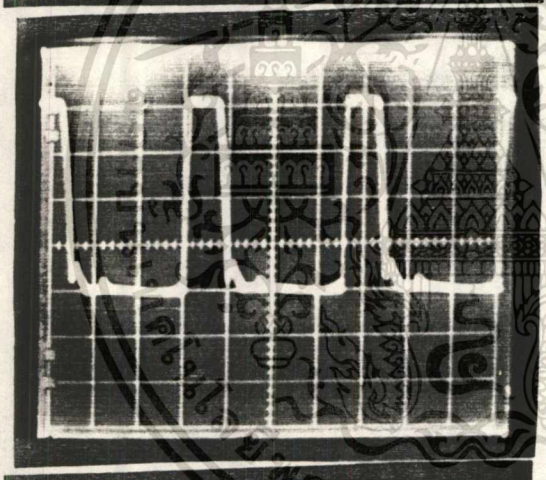
5. จากการทดลองได้ทำการจับสัญญาณแรงดันทางไพรมารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่ง ที่กระแสโหลดค่าต่าง ๆ ได้สัญญาณดังแสดงในรูปที่ 4.17 - 4.21



รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณแรงดันทางไพรมารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ ในสภาวะ no load

Scale :

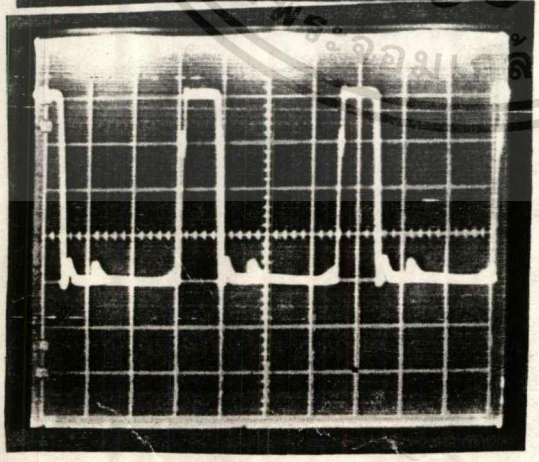
10 V /div , 5 μsec /div , Probe X10



รูปที่ 4.18 แสดงสัญญาณแรงดันทางไพรมารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ ที่กระแสโหลด 2 แอมแปร์

Scale :

10 V /div , 5 μsec /div , Probe X10

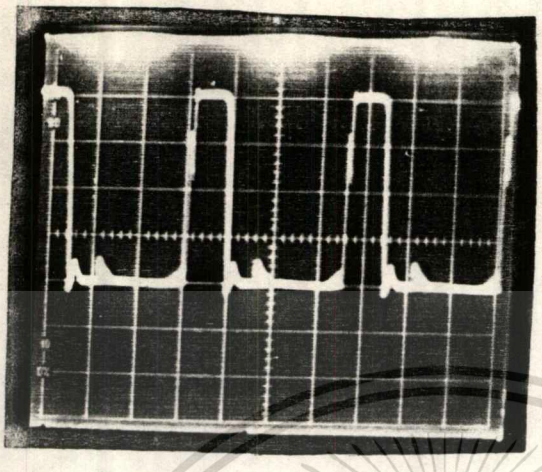


รูปที่ 4.19 แสดงสัญญาณแรงดันทางไพรมารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ ที่กระแสโหลด 4 แอมแปร์

Scale :

10 V /div , 5 μsec /div , Probe X10

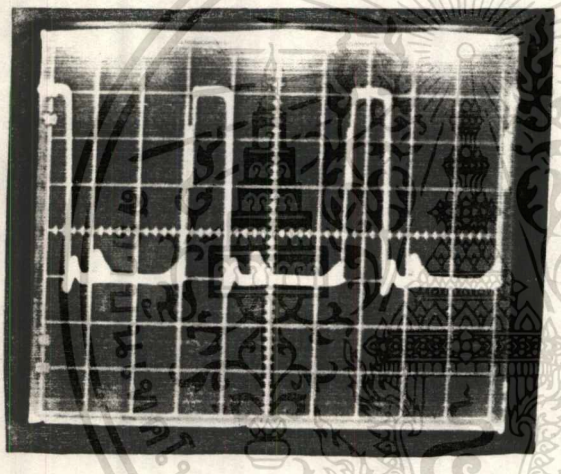
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.20 แสดงสัญญาณแรงดันทางไพรมารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ ที่กระแสโหลด 6 แอมแปร์

Scale :

10 V /div , 5 μsec /div , Probe X10



รูปที่ 4.21 แสดงสัญญาณแรงดันทางไพรมารี่ของหม้อแปลงสวิตชิ่งที่แรงดันเอาท์พุต 48 โวลต์ ที่กระแสโหลด 8 แอมแปร์

Scale :

10 V /div , 5 μsec /div , Probe X10

จากสัญญาณที่ได้จากการทดลองจะสังเกตได้ว่าเมื่อทำการเพิ่มโหลด t_{on} ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นทำให้ t_{on} ของหม้อแปลงสวิตชิ่งเพิ่มขึ้นตาม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

จากการทดลองโครงการนี้เกิดปัญหา คือ

1. การออกแบบหม้อแปลง เมื่อคำนวณตามทฤษฎีแล้วได้ขนาดแกนเฟอร์ไรต์ขนาดหนึ่งที่เหมาะสมกับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก แต่ในทางปฏิบัติเมื่อทำการพันจริงปรากฏว่าพื้นที่หน้าตัดรวมของขดลวดจะมากกว่าวินโดวส์ของหม้อแปลง

2. เนื่องจากในตอนแรกของการทำโครงงานนี้ ผู้ปฏิบัติงานขาดความรู้ความเข้าใจในทฤษฎีจึงทำให้เกิดข้อผิดพลาดบางประการอันทำให้เกิดความล่าช้าในการทำโครงงาน

3. เนื่องจากอุปกรณ์บางชนิดไม่สามารถหาซื้อได้ตามท้องตลาดทั่วไปจึงทำให้เกิดความยากลำบากในการเปลี่ยนแปลงอุปกรณ์ชนิดนั้น ๆ

4. รูปของสัญญาณบางสัญญาณจะไม่เป็นไปตามทฤษฎีเพราะว่าเกิดสัญญาณรบกวนและเครื่องมือที่ใช้ในการวัดไม่แน่นอน

5. เนื่องจากข้อกำหนดของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีข้อจำกัดของกำลังงานเอาท์พุตไม่เกิน 200 วัตต์ แต่ในโครงงานพยายามทำให้มีการใช้งานที่กำลังงานที่สูงกว่าขีดจำกัด โดยใช้งานที่กำลังงานประมาณ 500 วัตต์ แต่อุปกรณ์ที่ใช้ไม่สามารถทนกำลังงานที่ 500 วัตต์ได้เป็นเวลานาน ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก

RESISTOR

R1,R2	=20KΩ 5W	จากรูปที่ 3.2
R3	=0.1Ω 10W	จากรูปที่ 3.2
R4	= 2KΩ 20W	จากรูปที่ 3.3
R5,R7	=.0.1Ω	จากรูปที่ 3.3
R8	= 1KΩ 5W	จากรูปที่ 3.3
MR6	= 4,000Ω	จากรูปที่ 3.4
MR16	= 400Ω	จากรูปที่ 3.4
MR14	= 40Ω	จากรูปที่ 3.4

CAPACITOR

C1,C2	= 200V, 4000 μF	จากรูปที่ 3.2
C3	= 3300 μF	จากรูปที่ 3.3
C4	= 2200 μF	จากรูปที่ 3.3
C5	= 50V 6600 μF	จากรูปที่ 3.3

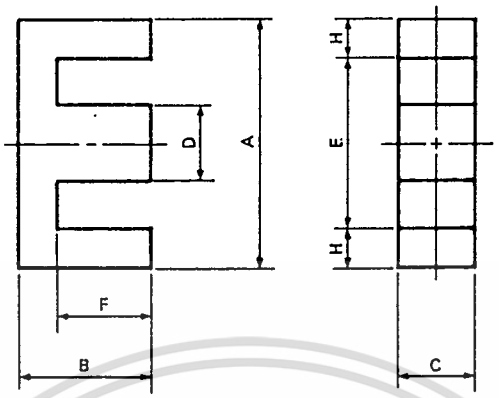
TRANSISTOR , SCR , DIODE

Q1,Q2	= C2981	จากรูปที่ 3.3
Q14,Q11	= A530	จากรูปที่ 3.4
D17	= F104B	จากรูปที่ 3.4
Q29,Q33	= C1386	จากรูปที่ 3.5

REGULATOR = HA17812P จากรูปที่ 3.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Summary

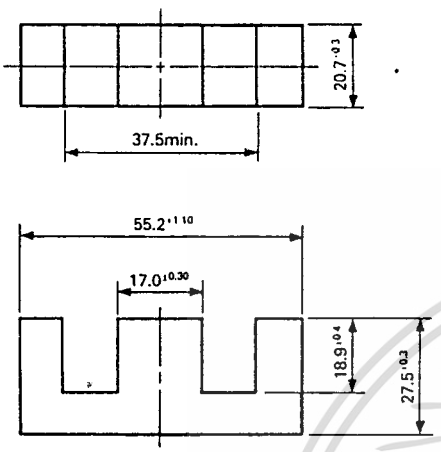


Shape code	Dimensions (mm)							General standard
	A	B	C	D	Emin.	F	H	
EE12.6/13	12.6±0.50	6.40±0.10	3.55±0.15	3.55±0.15	8.9	4.65±0.15	1.70	
EE13/13B	13.0±0.20	6.40±0.10	7.00±0.10	3.55±0.15	8.9	4.65±0.15	1.90	
EE16/14K	16.0±0.30	7.20±0.10	4.80±0.20	3.80±0.20	11.7	5.20±0.15	2.00	JIS
EE19/16K	19.1±0.30	7.95±0.15	5.00±0.20	4.55±0.15	14.2	5.60±0.10	2.30	JIS
EE19/16Z	19.3±0.32	8.10±0.18	4.76±0.13	4.76±0.08	14.1	5.72±0.13	2.38	
EE22/20	22.0±0.30	10.2±0.20	5.75±0.25	4.25±0.25	17.0	7.70±0.20	2.25	
EE25/19A	25.8±0.40	9.65±0.13	6.35±0.20	6.48±0.13	18.8	6.73±0.25	3.30	
EE25/19Z	25.4±0.38	9.53±0.25	6.35±0.25	6.35±0.13	18.7	6.38±0.17	3.18	JIS
EE25/20	25.0±0.30	10.2±0.20	6.40±0.30	6.40±0.30	18.2	6.65±0.15	3.25	
EE30/26K	30.0±0.50	13.2±0.20	10.7±0.30	10.7±0.30	19.5	8.15±0.15	5.00	JIS
EE30/30	30.0±0.50	14.9±0.25	6.90±0.30	6.90±0.20	19.5	10.2±0.25	5.00	
EE34/28A	34.6±0.45	14.2±0.20	9.27±0.25	9.27±0.25	25.4	9.90±0.25	4.38	
EE40/34B	40.0±0.60	16.8±0.40	11.7±0.40	11.7±0.40	26.8	10.7±0.15	6.35	
EE40/34K	40.0±0.50	17.0±0.30	10.7±0.30	10.7±0.30	27.4	10.3±0.30	6.00	JIS
EE40/35A	40.8±0.55	16.6±0.25	12.4±0.30	12.5±0.30	28.6	10.7±0.28	5.85	
EE40/44	40.1±0.60	22.3±0.30	11.7±0.40	11.7±0.40	27.3	15.2±0.20	6.05	
EE42/42-15W	42.2±0.90	21.0±0.20	15.0±0.30	12.0±0.30	29.5	15.2±0.40	6.03	JIS
EE42/42-20W	42.2±0.90	21.0±0.20	19.6±0.40	12.0±0.30	29.5	15.2±0.40	6.03	JIS
EE43/34	42.6±0.85	17.0±0.30	12.6±0.40	12.6±0.30	28.1	10.5±0.30	6.86	
EE47/39A	47.2±0.60	19.6±0.30	15.5±0.40	15.7±0.35	31.8	12.4±0.35	7.44	
EE50/42K	50.0±0.70	21.3±0.30	14.6±0.40	14.6±0.40	34.2	12.8±0.30	7.50	JIS
EE55/55A	55.2±1.10	27.5±0.30	20.7±0.30	17.0±0.30	37.5	18.9±0.40	8.52	JIS
EE56/47A	56.6±0.65	23.6±0.30	18.7±0.45	18.8±0.25	38.1	14.8±0.35	9.02	
EE80/76	80.0±1.00	38.1±0.40	19.8±0.40	19.8±0.40	61.2	28.2±0.30	8.90	

Shape code	Magnetic parameter				Center leg area	Minimum cross sectional area		Window area	Approx. weight	Test data	Bobbin
	C_1 (mm^{-1})	A_e (mm^2)	ℓ_e (mm)	V_e (mm^3)	A_c (mm^2)	Amin. (mm^2)		A_w (mm^2)	(g/pr.)	(page)	(page)
EE12.6/13	2.4057	12.4	29.7	367	12.6	12.1	L	26.3	1.90	—	—
EE13/13B	1.1934	25.1	30.0	752	24.9	23.8	B	26.6	3.70	47	—
EE16/14K	1.8662	18.9	35.2	663	18.2	18.2	C	42.6	3.20	48	59
EE19/16K	1.7168	23.1	39.6	915	22.8	22.8	C	55.7	4.58	49	—
EE19/16Z	1.7715	22.7	40.1	909	22.7	22.7	LBC	55.9	4.56	—	—
EE22/20	1.9594	26.1	51.2	1340	24.4	24.4	C	102	13.8	—	—
EE25/19A	1.2387	39.8	49.2	1960	41.1	37.1	B	85.6	9.96	—	—
EE25/19Z	1.1970	40.2	48.1	1940	40.3	40.0	B	81.0	10.3	50	—
EE25/20	1.1561	42.6	49.3	2100	41.0	41.0	C	80.5	10.3	—	—
EE30/26K	0.52756	110	57.9	6360	114	107	L	75.8	32.2	51	59
EE30/30	1.1538	57.3	66.1	3790	47.6	47.6	C	134	20.7	52	—
EE34/28A	0.85153	82.1	69.9	5750	85.9	79.7	B	164	29.5	—	—
EE40/34B	0.54389	142	77.5	11000	137	137	C	167	52.0	53	—
EE40/34K	0.60782	127	77.4	9860	114	114	C	178	52.0	54	60
EE40/35A	0.52569	149	78.1	11600	155	145	L	178	58.8	—	—
EE40/44	0.66917	145	97.2	14100	137	137	C	248	71.7	—	—
EE42/42-15W	0.54243	180	97.8	17600	180	180	BC	276	86.9	55	—
EE42/42-20W	0.41512	236	97.8	23000	235	235	BC	276	118	56	—
EE43/34	0.47780	165	78.7	13000	159	159	C	171	65.0	—	—
EE47/39A	0.38524	232	89.5	20800	243	223	B	206	106	—	—
EE50/42K	0.42677	226	96.3	21700	213	213	C	261	113	57	60
EE55/55A	0.34989	353	124	43700	352	352	C	400	218	58	—
EE56/47A	0.31597	339	107	36400	352	329	B	292	186	—	—
EE80/76	0.49137	377	185	69700	392	352	L	1480	354	—	—

Note: Minimum cross sectional area B; Back area C; Center leg area L; Side leg area

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



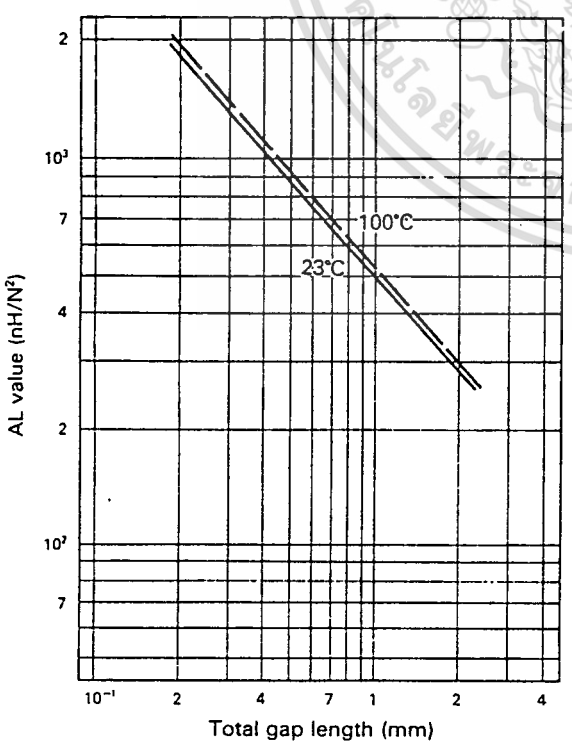
Magnetic Parameter

Core constant	C_1	0.34989 mm^{-1}
Effective magnetic pass length	ℓ_e	124 mm
Effective cross sectional area	A_e	353 mm^2
Effective core volume	V_e	43700 mm^3
Center leg area	A_c	352 mm^2
Minimum cross sectional area (Center leg)	A_{min}	352 mm^2
Winding area of core	A_w	400 mm^2
Approx. Weight		218 g/pair

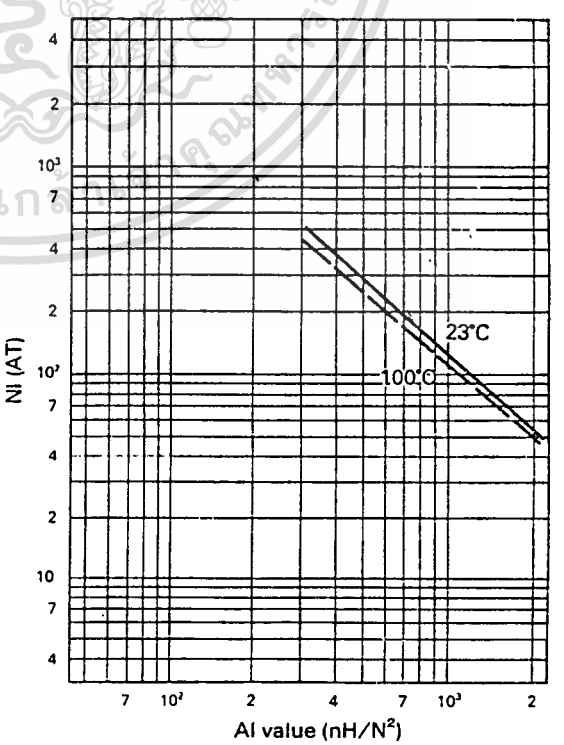
Unit: mm

Product code	AL Value (nH/N^2)	Effective permeability μ_e	Air gap approx.	Core loss (Max.) 100kHz, 200mT (Watt)
20 EE55/55A	6,700 ±25% (5,025~8,375)	1,880	0	21.9

AL value vs. gap length



NI vs. AL value



23°C AL = $489.8 \times G^{-0.79375}$ (nH/N^2)
G = $2449.5 \times AL^{1.25983}$ (mm)
100°C AL = $507.1 \times G^{0.82785}$ (nH/N^2)
G = $1852.3 \times AL^{1.20794}$ (mm)

NI shows the point where the exciting current is 20% away from its extended linear part.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ไม่อนุญาตให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี เพราะได้รับความร่วมมือและความช่วยเหลือจากอาจารย์ที่ปรึกษาคือ อาจารย์ ประภาษ ไพรสุวรรณา ซึ่งได้รับความช่วยเหลือทั้งทางด้านอุปกรณ์และคำแนะนำต่าง ๆ ที่มีประโยชน์มากมาย และขอขอบคุณพี่ ๆ และเพื่อน ๆ ที่มีส่วนช่วยเหลือทำให้ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี ไว้ ณ. โอกาสนี้ด้วย

คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1 . สุวัฒน์ แซ่ตั่น , " เทคนิคและการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย " , พิมพ์ครั้งที่ 1 , บริษัท เอนเทลไทย จำกัด , กรุงเทพ , 2521

2. Chrsis , G , " High Frequenoy Switohing Power Supplies - Theory and Design ", New York , 1989

3. Pressman , A. , "Switching Power Supply Design " , McGraw-Hill , Singapore , 1992

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้