



แหล่งจ่ายกระแสตรงแบบสวิตชิงควบคุมโดยไมโครคอนโทรลเลอร์
DC CURRENT SOURCE USING MICROCONTROLLER



โดย
นายประสิทธิ์ จำปา
นายสุธีร์ ก่อบุญขวัญ
อาจารย์ที่ปรึกษา
อ.ชินภัทร นันทจิวงกรชัย

วัน เดือน ปี..... 23.คค.2541
เลขทะเบียน..... 039135
เลขเรียกหนังสือ..... T.103724.1/112.4

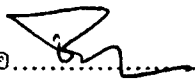
รายงานฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของวิชา Project II
ของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาอิเล็กทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ประจำภาคเรียนที่ 2 ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ **039135** รค่า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายงานเรื่อง (ภาษาไทย) แหล่งจ่ายกระแสตรงแบบสวิตซ์ซึ่งควบคุมโดยไมโครคอนโทรลเลอร์
(ภาษาอังกฤษ) DC CURRENT SOURCE USING MICROCONTROLLER
จัดทำโดย นายประสิทธิ์ จำปา
นายสุธีร์ ก่อบุญขวัญ
อาจารย์ที่ปรึกษา อ.ชินภัทร นันทจิวารัชย์



รายงานฉบับนี้ได้ผ่านการตรวจสอบโดยอาจารย์ที่ปรึกษาแล้ว

ลงชื่อ..........อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ชินภัทร นันทจิวารัชย์)

วันที่ 24 / ๒๐ / 41

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

โครงการแหล่งจ่ายกระแสตรงแบบสวิตชิงควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ เป็นโครงการที่ต้องใช้ความรู้ทางด้านแหล่งจ่ายแบบสวิตชิงที่ค่อนข้างมากกว่าปกติ และความรู้ทางด้านไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคู่กันไป ซึ่งหลายครั้งที่พบปัญหาแต่ก็สามารถแก้ไขไปได้ด้วยดี จึงขอขอบคุณอาจารย์ ชินภัทร นันทจิวงกรชัย อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้ให้ความช่วยเหลือ และคำแนะนำต่างๆ ขอขอบคุณ อาจารย์ พงศ์พิชญ์ วิชาสุรมณฑล และพี่ๆ เพื่อนๆ IEL เป็นอย่างสูงที่ได้ให้คำปรึกษา พร้อมทั้งเอื้อเฟื้อเครื่องมือวัดและอุปกรณ์ ต่างๆ เพื่อใช้ในการสร้างชุดต้นแบบ และการทดลองวงจร Switching Power Supply ขอขอบคุณ Electro-Optics Lab. ที่ได้ให้ความคิดริเริ่มโครงการนี้ พร้อมทั้งเอื้อเฟื้ออุปกรณ์เกี่ยวกับ Electro-Forming ที่ใช้ในการทดลอง และขอขอบคุณน้องหนูบ ที่ได้ให้คำแนะนำเกี่ยวกับโปรแกรมเป็นอย่างดี จึงขอขอบคุณมา ณ. ที่นี้ด้วย

.....
(นาย ประสิทธิ์ จำปา)

.....
(นาย สุธีร์ ก่อบุญขวัญ)

แหล่งจ่ายกระแสแบบสวิตชิงควบคุมโดยไมโครคอนโทรลเลอร์

นายประสิทธิ์ จำปา

นายสุธีร์ ก่อบุญขวัญ

อ.ชินภัทร นันทจิวารัชย์ (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ภาคการศึกษาที่ 2 ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

แหล่งจ่ายกระแสแบบสวิตชิงที่สร้างขึ้นในโครงงานนี้ ใช้หลักการการเปลี่ยนไฟกระแสสลับให้เป็นไฟตรงที่มีค่าสูงจากนั้นจึงนำไปทำให้เป็นไฟตรงที่มีค่าต่ำโดยใช้วงจร คีซี ทู คีซี คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งในโครงงานนี้ใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งเหมาะสำหรับงานที่ต้องการกำลัง(POWER)ทางเอาท์พุทมากพอสมควรเพราะข้อจำกัดเรื่องของอัตราการทำงานแรงดันของเพาเวอร์มอสเฟตและคอนเวอร์เตอร์แบบนี้ยังมีวงจรถ่ายที่ไม่ยุ่งยากมาก ค่าใช้จ่ายต่ำ และในการควบคุมการทำงานของแหล่งจ่ายกระแสนี้ได้มีการนำเอาไมโครคอนโทรลเลอร์มาใช้ควบคุมการจ่ายกระแสอีกด้วย เพื่อให้ความเที่ยงตรงในการจ่ายกระแส และอำนวยความสะดวกในการทำงาน จุดประสงค์ของการทำโครงงานนี้ก็เพื่อศึกษาและสร้างแหล่งจ่ายไฟที่มีขนาดเล็กแต่สามารถจ่ายกำลังงานได้มาก ซึ่งเป็นข้อได้เปรียบของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงเมื่อเทียบกับแบบลิเนียร์ แต่ข้อด้อยทางด้านสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นเป็นปัญหาที่เกิดขึ้นสำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบนี้

DC CURRENT SOURCE USING MICROCONTROLLER

Mr. Prasit Champa

Mr. Sufhee Khobunkwan

Mr. Chinnapat Nantajiwakornchai

1ST Semestor, Educational Year 1997

Abstract

A switching current source is made in this project using the method that converts AC to High DC voltage and need DC to DC converter to reduce the voltage by Diagonal Forward Converter. This switching current source is suitable for high output power because the limitation of power MOSFET ratio. This converter has simplify circuit , low price and controlled current by microprocessor controller for high precision and convenient operation. The objective of this project is for studying and making switching power supply which has small size and higher output power than a linear power supply. The disadvantage of a switching power supply is a high noise that is the main problem of this type.

สารบัญ

หน้า

กิตติกรรมประกาศ	I
บทคัดย่อ	II
สารบัญ	III
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	2
2.1 บทนำ	2
2.2.1 สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายทำงานอย่างไร	2
2.2.2 ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	3
2.2 คอนเวอร์เตอร์	7
2.3 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	9
2.3.1 พื้นฐานการทำงานของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	9
2.3.2 กระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กและขดลวดคิแมกเนไตซิ่ง	11
2.3.3 การออกแบบฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	12
2.4 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันเอาต์พุตหลายค่า	17
2.4.1 การเพิ่มขดเซคันดารีที่หม้อแปลง	17
2.4.2 การดึงพลังงานจากเอาต์พุตใช้ค	18
2.5 หม้อแปลงสวิตชิง	19
2.5.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง	19
2.5.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้	22
2.5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง	30
2.5.4 การพันขดสวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด	33
2.5.5 อุณหภูมิของหม้อแปลงสวิตชิง	37
2.5.6 ฉากกั้น RFI และ EMI	38
2.5.7 การออกแบบหม้อแปลงสวิตชิงให้มีความปลอดภัย	47
2.6 เพาเวอร์มอสเฟต	44
2.6.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต	44
2.6.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	46
2.6.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL	49
2.6.4 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS	51
2.6.5 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	51

2.6.6	ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต	52
2.7	วงจรสับเบอร์	54
2.7.1	วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส	54
2.7.2	วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	56
2.8	ไดโอดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	58
2.8.1	กำลังสูญเสียในรูปความร้อนของไดโอด	58
2.8.2	ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด	60
2.8.3	สับเบอร์สำหรับชอตกีไดโอด	62
2.8.4	การระบายความร้อน	64
2.9	วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	65
2.9.1	วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส	65
2.9.2	ไอซีเบอร์ UC3842 สำหรับโหมดควบคุมกระแส	68
บทที่ 3	ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51	73
3.1	บทนำ	73
3.2	ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51	73
3.3	คุณลักษณะพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51	74
3.4	การจัดหน่วยความจำของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51	75
3.4.1	หน่วยความจำโปรแกรม	75
3.4.2	หน่วยความจำข้อมูล	76
บทที่ 4	การออกแบบและสร้าง	77
4.1	การทำงานของวงจร	78
4.1.1	การทำงานของวงจรส่วน Power Section	78
4.1.2	การทำงานของวงจรส่วน Driver และส่วน Feed Back Control	79
4.2	การเลือกอุปกรณ์ทางอินพุท	83
4.2.1	การเลือกไดโอดเรกติไฟร์	83
4.2.2	การเลือกตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท	83
4.2.3	การออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง	84
4.3	การทำงานของส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์	87
บทที่ 5	ผลการทดลอง	89
บทที่ 6	สรุปผลและวิจารณ์การทดลอง	101

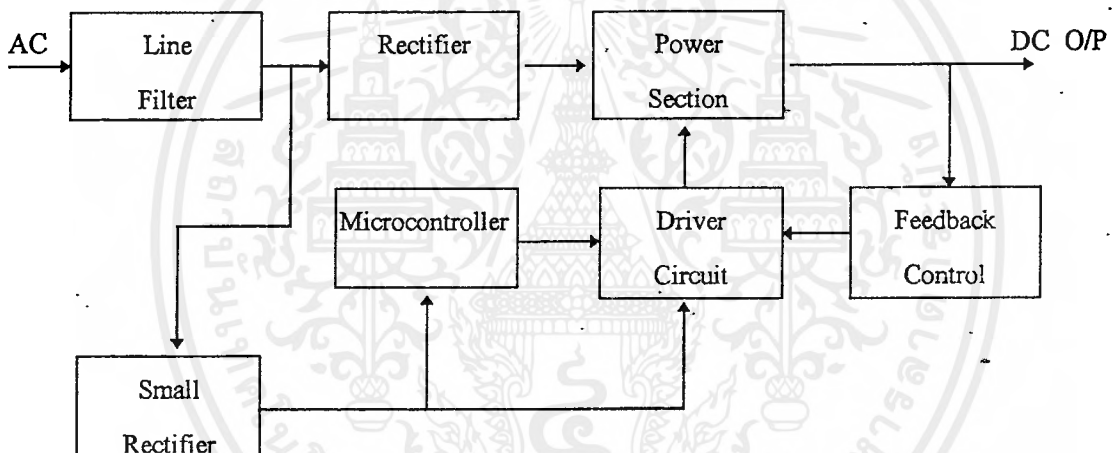
ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 บรรณานุกรม
 ไม่วารณใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

แหล่งจ่ายกระแสแบบสวิตชิ่งที่สร้างขึ้นมากในโรงงานนี้ เพื่อนำมาใช้ในงานจริง โดยใช้แทนแหล่งจ่ายกระแสแบบลิเนียร์ ซึ่งมีขนาดใหญ่ และราคาแพง โดยในโรงงานใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ซึ่งเหมาะสำหรับงานที่ต้องการกำลังทางเอาต์พุตมาก และในการควบคุมการทำงาน โดยนำเอาไมโครคอนโทรลเลอร์มาใช้ควบคุมการจ่ายกระแส ซึ่งสามารถเขียนขั้นตอนการทำงานเป็น Block Diagram ได้ดังนี้



รูปที่ 1.1 Block Diagram การทำงานของวงจร

แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจะผ่าน Line Filter ซึ่งใช้ป้องกันสัญญาณรบกวนของตัวสวิตชิ่ง เนื่องจากความถี่สูงจะไปรบกวนระบบไลน์ ค่อยจากนั้นจะส่งไปยังภาค Rectifier เพื่อแปลงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงต่อไปยังภาค Power Section เพื่อทำการสวิตช์ด้วยความถี่ 80 กิโลเฮิร์ต ซึ่งความถี่นี้จะได้จากภาค Driver & Control โดยเอาต์พุตที่ได้จะผ่านการ Rectify และกรองกระแสออกเอาต์พุต วงจรส่วน Feedback จะนำเอาแรงดันที่ได้จากกระแสเอาต์พุตผ่าน R_{SENSE} มาทำการขยายและป้อนเข้าสู่ชุดคอนโทรล และจะทำการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต ให้ได้ขนาดของกระแสเอาต์พุตซึ่งได้ถูกกำหนดไว้จากภาค Microcontroller ตามที่ต้องการ

บทที่ 2

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

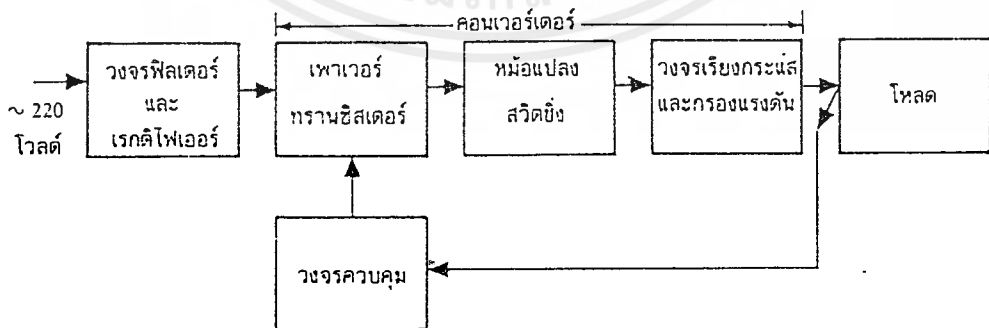
2.1 บทนำ

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นแหล่งไฟตรงคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง และสามารถเปลี่ยนแรงดันไฟจากระบบแรงดันไฟสลับที่ 110 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำ เพื่อใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ได้ เช่นเดียวกับแหล่งจ่ายไฟตรงแบบเชิงเส้น หรือเรียกว่าแบบลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลาย เพาเวอร์ซัพพลายทั้งสองแบบจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงในการลดทอนแรงดันที่ 220 โวลต์ ลงมาเป็นแรงดันไฟค่าต่ำ เช่น เดียวกันแต่มีข้อแตกต่างอยู่ที่ขนาดและน้ำหนักของหม้อแปลง โดยที่หม้อแปลงของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจะมีขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมาก เมื่อเปรียบเทียบกับหม้อแปลงของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายการพัฒนาของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายจึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงขนาดใหญ่และมีน้ำหนักมากรวมถึงประสิทธิภาพที่ได้ค่อนข้างต่ำ

2.1.1 สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายทำงานอย่างไร

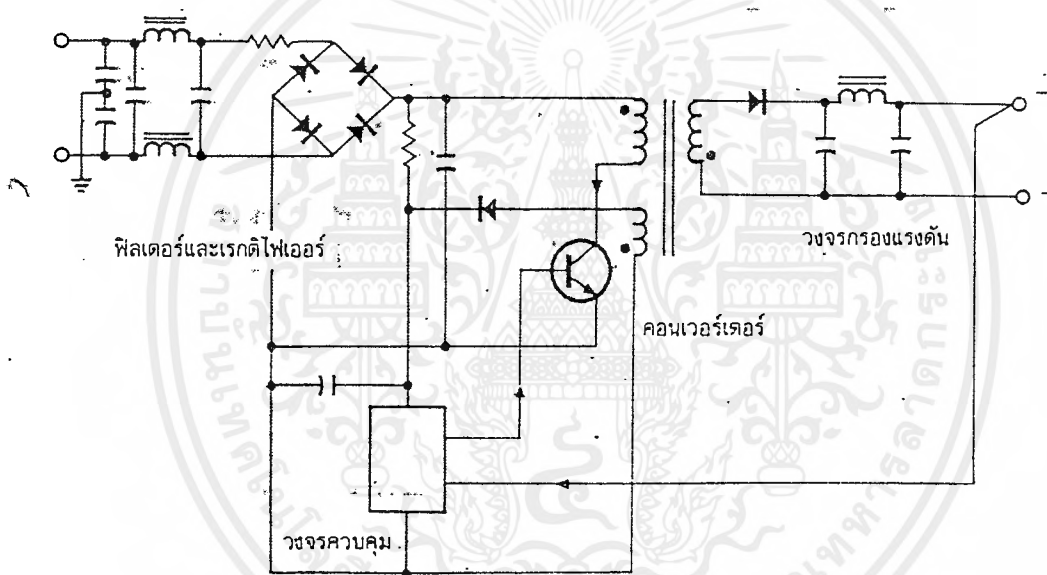
สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายมีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนจนเกินไป และจะมีองค์ประกอบพื้นฐานที่คล้ายคลึงกันสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายทั่วไป ดังแสดงในรูปที่ 2.1

หัวใจสำคัญของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ที่คอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากจะเป็นทั้งตัวลดทอนแรงดันและคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตด้วย ส่วนองค์ประกอบต่างๆจะทำงานกันเป็นลำดับ ดังนี้



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายโดยทั่วไป

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจร RFI ฟิวเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณรบกวน และจะถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟตรงค่าสูงด้วยวงจรเรกติไฟเออร์ เพาเวอร์คอนเวอร์เตอร์โดยเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะตัดต่อแรงดันออกเป็นช่วงๆด้วยความถี่สูงประมาณ 20-200 กิโลเฮิรตซ์จากนั้นผ่านเข้าไปยังหม้อแปลงสวิตซิ่ง เพื่อลดทอนแรงดันให้มีค่าต่ำลง ที่เอาต์พุตของหม้อแปลงจะมีวงจรเรียงกระแสและกรองแรงดันให้เรียบเสียก่อน จึงสามารถจ่ายกระแสให้โหลดได้โดยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตมายังวงจรควบคุม เพื่อควบคุมการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้มีช่วง านที่ 1 กระแสมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลทำให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ได้ รูปที่ 2.2 จะแสดงวงจร ซึ่งแบ่งส่วนตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 2.1 เพื่อเป็นตัวอย่าง



รูปที่ 2.2 แสดงลักษณะการจัดวงจรตามองค์ประกอบหลักในรูปที่ 1.1

องค์ประกอบต่างๆ ในรูปที่ 2.1 นับเป็นองค์ประกอบหลักในการทำงานของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ดังนั้นสำหรับผู้ที่ต้องการออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นต้องศึกษาการจัดวงจรและการทำงานขององค์ประกอบเหล่านี้ให้

2.1.2 ข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย

การออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายนั้นจำเป็นต้องกำหนดหรือทราบข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่จะสร้างขึ้นเสียก่อน เพื่อเป็นการพิจารณาเลือกวงจรและส่วนประกอบต่างๆ ที่จะใช้ในสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายได้อย่างเหมาะสม สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงจะ
 เอกสารเรียนเป็นเอกสาร ทรัพย์สินทางปัญญาที่ควรได้รับการคุ้มครองและเผยแพร่ให้เป็นที่ประจักษ์แก่สาธารณชน
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงานได้ตรงตามความต้องการอย่างแท้จริง ตัวอย่างข้อกำหนดคุณสมบัติของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายเป็นได้ดังที่แสดงไว้ในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงตัวอย่างคุณสมบัติของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายแบบหนึ่ง

Output Power	:	300 W
Efficiency	:	65% at full load
Input Voltage	:	94-132 V _{AC} (nominal 115 V _{AC}) 187-264 V _{AC} (nominal 220 V _{AC})
Output Voltage and Current	:	+ 5 V 6 A (min) 30 A (max) + 12 V 0 A 6 A - 12 V 0 A 0 A
Line Regulation at 50 % load	:	+ 5 V 0.5% + 12 V 0.5% - 12 V 0.5%
Load Regulation	:	+ 5 V \pm 1 % of setting voltage + 12 V \pm 2 % of setting voltage - 12 V \pm 2 % of setting voltage
Ripple and Noise	:	+ 5 V 50 mV p-p max + 12 V 120 mV p-p max - 12 V 120 mV p-p max
Hold up Time at low line full load	:	+ 5 V 10 ms.min
RFI/EMI	:	meet FCC part 15 J class B VDE 0875
Transient response	:	< 200 mV ripple at 50 % load change < 400 μ s recovery time
Isolation	:	input to ground 2 KV rms. output to ground 500 V rms
Switching Frequency	:	100 Khz

กำลังงานขาออก (Out Power)

คือ ความสามารถในการจ่ายกำลังงานให้กับโหลดของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากค่าผลคูณของกระแสและแรงดันรวมทั้งหมดที่เอาต์พุตและที่โหลดค่าสูงสุด

ประสิทธิภาพ (Efficiency)

คือ ความสามารถในการส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟสลับ ไปยังโหลดที่เอาต์พุตของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยคิดจากอัตราส่วนของกำลังงานขาออกที่จ่ายให้กับโหลดต่อกำลังงานขาเข้าที่สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายใช้ไปเป็นเปอร์เซ็นต์ ค่าประสิทธิภาพนี้จะแสดงให้เห็นถึงกำลังเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

งานสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวเพาเวอร์ซัพพลาย หากประสิทธิภาพมีค่าต่ำ จะแสดงให้เห็นว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าสูง โดยทั่วไปประสิทธิภาพของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะอยู่ในระหว่าง 65-80%

ช่วงของแรงดันอินพุต (Input Voltage)

คือ ช่วงของแรงดันไฟสลับที่อินพุต ที่สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตตามข้อกำหนดเอาไว้ได้ ปกติสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจะถูกออกแบบให้สามารถทำงานได้ที่แรงดันอินพุตในช่วงกว้าง เช่นที่ 90-132 โวลต์ไฟสลับ ที่แรงดันไฟสลับปกติ 110 โวลต์ และที่ 180-260 โวลต์ไฟสลับที่แรงดันไฟสลับปกติ 220 โวลต์ เป็นต้น

แรงดันและกระแสขาออก (Output Voltage and Current)

คือ ค่ากระแสและแรงดันขาออกที่มีการรักษาระดับให้คงที่ (regulated) โดยสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย การกำหนดค่าแรงดันและกระแสจะกำหนดจากความต้องการในการใช้งานและกำลังงานขาออกที่ทำได้ของสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย โดยค่าแรงดันสามารถกำหนดได้หลายค่า ตัวอย่างเช่น สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายสำหรับเครื่องคอมพิวเตอร์ จะกำหนดค่าแรงดันไว้ที่ ± 5 โวลต์ และ ± 12 โวลต์ เป็นต้น

ไลน์เรกูเลชัน (Line Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟสลับที่อินพุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อโหลดที่เอาต์พุตมีค่าคงที่

โหลดเรกูเลชัน (Load Regulation)

คือ การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาต์พุตเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของโหลดที่เอาต์พุตเป็นเปอร์เซ็นต์ เมื่อแรงดันไฟสลับอินพุตมีค่าคงที่

แรงดันกระเพื่อมและนอยส์ (Ripple and Noise)

แรงดันกระเพื่อมคือ แรงดันไฟสลับที่ผ่านออกมารวมได้กับแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุต ทำให้เกิดการกระเพื่อมขึ้นที่แรงดัน ส่วนนอยส์ในที่นี้หมายถึง แรงดันพุ่ง (Spike) ที่ความถี่สูงๆ ที่ผ่านออกมาที่แรงดันไฟตรงเอาต์พุตได้เช่นกัน การวัดค่าแรงดันกระเพื่อมและนอยส์อาจวัดเป็นค่าอาร์เอ็มเอส (RMS) หรือค่ายอด (peak to peak) ก็ได้

ค่าเวลาโฮลด์อัป (Hold up Time)

คือ ช่วงเวลาที่สวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายยังสามารถคงค่าแรงดันต่อไปได้อีก แม้ว่าจะหยุดจ่ายแรงดันไฟสลับอินพุต (ที่โหลดค่าสูงสุด) ปกติช่วงเวลาโฮลด์อัปจะมีค่าประมาณ 20×10^{-3} ถึง 50×10^{-3} วินาที

สัญญาณรบกวนจากสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (RFI/EMI)

RFI (Radio Frequency Interference) และ EMI (Electromagnetic Interference) เป็นสัญญาณรบกวนที่สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายอาจทำให้เกิดขึ้น เนื่องจากการทำงานที่มีความถี่สูงๆ ของมัน ค่าของสัญญาณที่เกิดขึ้นจะต้องต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนด เช่น มาตรฐานของ FCC หรือ VDE เป็นต้น เนื่องจากสัญญาณรบกวน RFI/EMI อาจทำให้การทำงานของอุปกรณ์ไฟฟ้าใกล้เคียงทำงานผิดพลาดได้

การตอบสนองโพลทภาวะชั่วคราว (Transient Response)

คือ การคืนค่าแรงดันกลับเข้าสู่แรงดันปกติที่เอาต์พุตหลังจากมีการเปลี่ยนแปลงทางโพลทอย่างทันทีทันใด ซึ่งเมื่อโพลทมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจะเกิดลักษณะพุ่งของแรงดันเอาต์พุตตามการเปลี่ยนแปลง การตอบสนองโพลทภาวะชั่วคราวนี้จะวัดโดยใช้ค่าเวลาคืนตัว (recovery time) และค่าแรงดันพุ่งสูงสุดที่เกิดขึ้น

การแยกจากกันทางไฟฟ้า (Isolation)

คือ ความสามารถในการกันแรงดันไฟสถับอินพุตออกจากไฟตรงที่เอาต์พุต ไม่ให้มีการไหลผ่านกระแสถึงกันได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูดของผู้ใช้ โดยอาจวัดเป็นค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตโดยยังไม่มีกระแสไหลหรือเกิดเบรกคาวน์ ทั้งนี้รวมไปถึงการแยกตัวจากกันของเส้นไฟสูงและกราวด์ของอินพุตด้วย

ความถี่การทำงานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย (Switching Frequency)

คือ ความถี่ที่กำหนดค่าเวลาการทำงานของ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ภายในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายของ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นหลัก

การจะกำหนดให้คุณสมบัติแต่ละข้อเป็นเท่าไรนั้น ขึ้นอยู่กับความต้องการของผู้ใช้และข้อกำหนดมาตรฐานเป็นหลัก ดังนั้นผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงควรศึกษาลักษณะความต้องการของงานและมาตรฐานต่างๆ ที่จำเป็นให้คิดก่อนการออกแบบ ซึ่งทำให้สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ออกแบบมามีประสิทธิภาพสูงสุดได้ตามความต้องการ

2.2 คอนเวอร์เตอร์

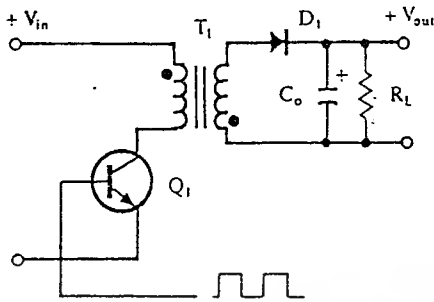
คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นแรงดันไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับวงจรภายใน โดยคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบจะมีข้อดีที่แตกต่างกันออกไปการจะเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นมีข้อควรพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ

1. ลักษณะการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์
2. ค่าแรงดันอินพุตที่จะนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์
3. ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
4. ค่าแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
5. การรักษาระดับแรงดันในกรณีที่คอนเวอร์เตอร์มีเอาต์พุตหลายค่าแรงดัน
6. การก่อกวนสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของตัวคอนเวอร์เตอร์

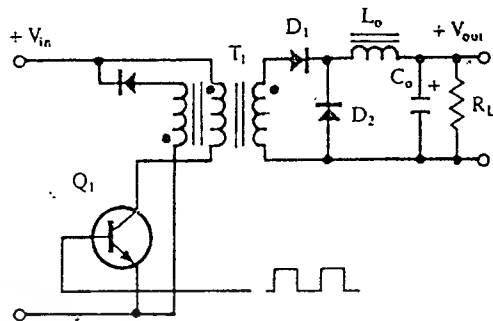
จากข้อพิจารณาดังกล่าว จะทำให้ผู้ออกแบบทราบขีดจำกัดของคอนเวอร์เตอร์และประเมินราคาเพื่อตัดสินใจเลือกใช้คอนเวอร์เตอร์แบบใดได้ปัจจุบันได้มีการพัฒนาคอนเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆ ขึ้นมามากมาย แต่ในรายงานนี้จะได้กล่าวถึงเฉพาะคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้เป็นหลักในตลาดอุตสาหกรรมของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย คือ

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)
2. ฟอรวอร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter)
5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)

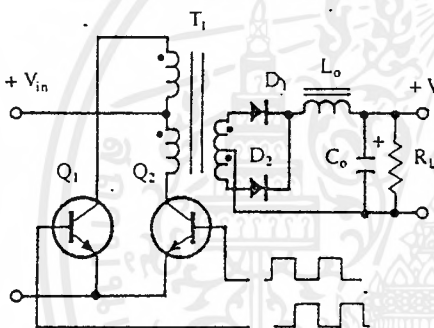
คอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบนี้ มีลักษณะการทำงานที่ไม่แตกต่างกันจนเกินไปนัก และค่อนข้างง่ายต่อการทำความเข้าใจและศึกษา คอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ยังสามารถแบ่งออกได้เป็นคอนเวอร์เตอร์อีกหลายประเภทด้วยการเพิ่มเทคนิคบางประการให้กับคอนเวอร์เตอร์ แต่จะไม่ขอกล่าวเช่นเดียวกัน วงจรพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 5 แบบ แสดงไว้ในรูปที่ 2.3 (ก) ถึง (ง)



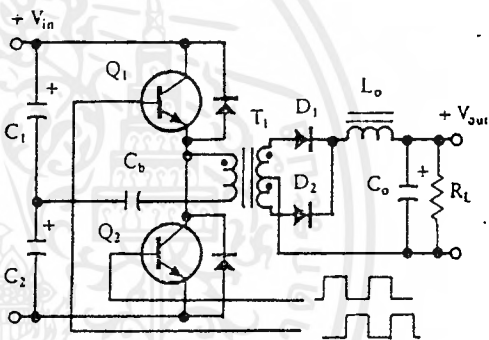
(ก)



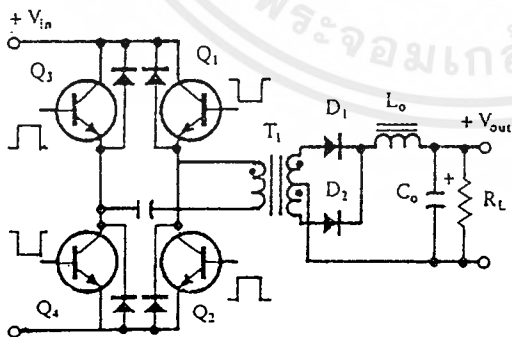
(ข)



(ค)



(ง)



(จ)

รูปที่ 2.3 (ก) ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

(ข) ฟอรวีรด์คอนเวอร์เตอร์

(ค) พุด-พุดคอนเวอร์เตอร์

(ง) ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

(จ) ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

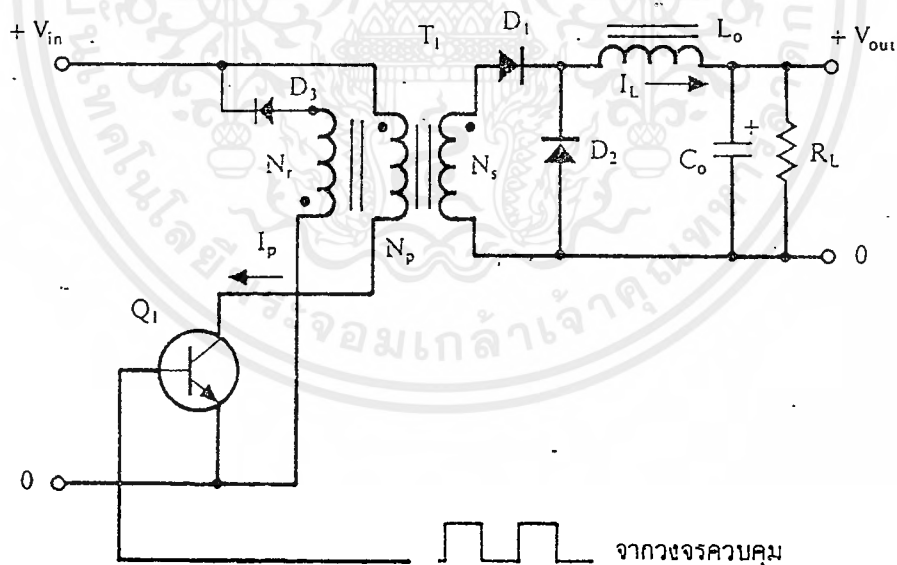
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter) เหมาะสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ให้กำลังงานในช่วง 100 วัตต์ ถึง 200 วัตต์ และถึงแม้จะมีค่าใช้จ่ายในการสร้างมากกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่เนื่องจากฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์มีข้อได้เปรียบหลายประการที่เหนือกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นที่กำลังงานสูงไม่เกิน 200 วัตต์ ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นคอนเวอร์เตอร์อีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้ในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

2.3.1 พื้นฐานการทำงานของฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐานของฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ แสดงไว้ในรูปที่ 2.4 พื้นฐานการทำงานของฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ จะแตกต่างจากฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ กล่าวคือ หม้อแปลงในฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะทำหน้าที่ส่งพลังงานในช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแส ต่างจากฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งหม้อแปลงจะสะสมพลังงานในช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสแล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไป ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส การทำงานของวงจรในรูปที่ 2.4 จะเป็นดังนี้

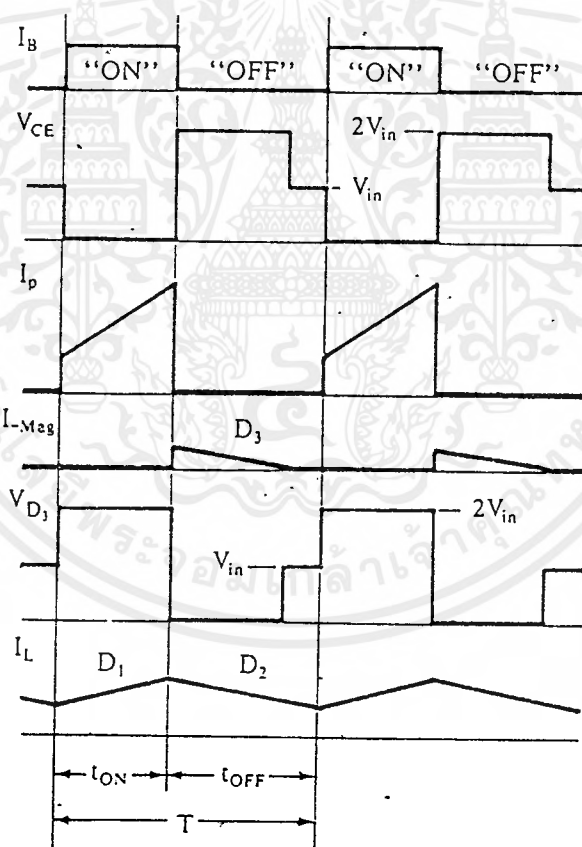


รูปที่ 2.4 แสดงวงจรพื้นฐานของฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันไป เมื่อ Q_1 นำกระแส จะมีกระแส I_p ไหลผ่านขดไพรมารี N_p และตัวมัน เนื่องจากหม้อแปลงถูกกำหนดให้ขดไพโร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มารี N_p และขดเซคันดารี N_s พันอยู่ในลักษณะมีทิศทางเดียวกัน ดังนั้น ไดโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง ทำให้มีกระแสไหลที่ขดเซคันดารี N_s ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_o ไปยังโหลด R_L ได้ และมีการสะสมพลังงานที่ L_o ส่วนไดโอด D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับจึงไม่มีกระแส เช่นเดียวกับไดโอด D_3 เนื่องจากขดเค็มแกนไดซึ่ง N_p ถูกพันไว้ในทิศตรงข้ามกับขดไพรมารี N_p ไดโอด D_3 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหล เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่มีกระแสไหลจากขดเซคันดารี N_s แต่ในขณะที่เดียวกันสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นใน L_o ยุบตัว ทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ L_o ไดโอด D_2 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง พลังงานที่ถูกสะสมไว้ใน L_o จะถูกถ่ายเทออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านไดโอด D_2 ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และโหลด R_L ได้ กระแสที่ไหลผ่านโหลดจึงมีลักษณะต่อเนื่อง



รูปที่ 2.5 แสดงลักษณะของกระแส และแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรขณะทำงานฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในขณะที่ Q_1 หยุคนำกระแสตัวเอง สนามแม่เหล็กที่ตกค้างภายในหม้อแปลงจะมีการขยับตัว และกลับขั้วแรงดันที่ขด N_p , N_s และ N_r ไดโอด D_3 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีการถ่ายเทพลังงานที่เหลือค้างนี้ออกไปได้ ขดลวดตีแมกเนไตซิง N_r และไดโอด D_3 นี้มีความสำคัญมาก เพราะถ้าไม่มีการถ่ายเทพลังงานที่ตกค้างออกไปจากขดไพรมารีในขณะที่ Q_1 หยุคนำกระแส เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแสอีกครั้ง สนามแม่เหล็กที่หลงเหลืออยู่จะทำให้ Q_1 เป็นอันตรายได้ ในรูปที่ 2.5 จะแสดงลักษณะของกระแสและแรงดันที่เกิดขึ้นภายในฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

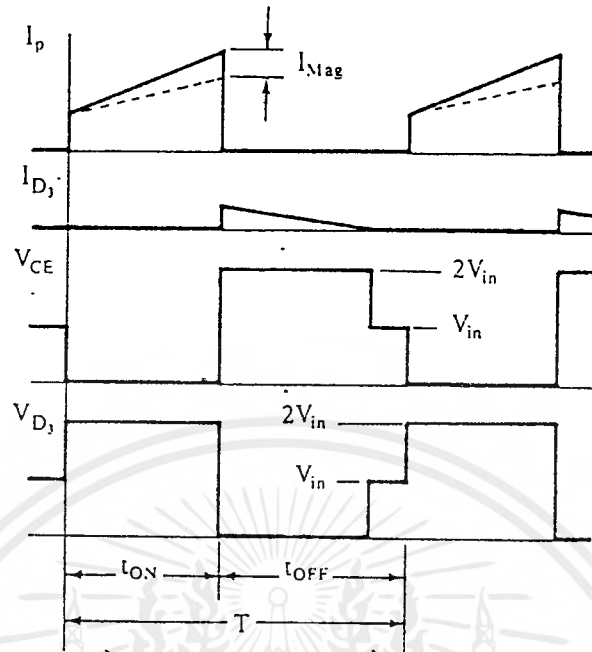
สำหรับฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์เมื่อวงจรทำงานอยู่ในสภาวะคงที่ ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์จะเป็นไปตามสมการ

$$V_{out} = \frac{(N_p / N_s)(V_{in} - V_{CE(SAT)})t_{ON}}{T} - V_D \quad \dots(2.3.1)$$

2.3.2 กระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กและขดลวดตีแมกเนไตซิง N_r

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 นำกระแส และมีการส่งผ่านพลังงานนั้น กระแสที่ขดไพรมารี N_p ที่เกิดขึ้น จะแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนคือ กระแสที่ไหลเนื่องจากกระแสที่จ่ายออกไปจากขดเซคันดารี และกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (magnetizing current) ขดลวดไพรมารีจะไม่มีกระแสส่งผ่านพลังงานจากกระแสที่ไหลเพราะขดเซคันดารี แต่จะมีการสะสมพลังงานเนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็ก สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจากกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงจะต้องถูกทำให้ลดลงภายในเวลาที่ Q_1 หยุคนำกระแส ดังนั้นในฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ จึงจำเป็นจะต้องเพิ่มขดตีแมกเนไตซิง N_r เข้ามาทางด้านไพรมารีของหม้อแปลงเพื่อถ่ายพลังงานสะสมนี้ออกไป

การเพิ่มขดลวด N_r เข้ามานั้น จะมีผลต่อแรงดันตกคร่อม Q_1 ขณะหยุคนำกระแสด้วย เนื่องจากขณะที่ N_r ทำหน้าที่ถ่ายเทพลังงานและมีกระแสไหล แรงดันตกคร่อม N_r จะมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุต V_{in} และจะเกิดแรงดันตกคร่อมของไพรมารี N_p ในทิศทางตรงข้ามมีค่าเท่ากับ $\frac{N_p}{N_r} V_{in}$ ทำให้แรงดันที่ตกคร่อม Q_1 มีค่าเท่ากับ $V_{in} + \frac{N_p}{N_r} V_{in}$ ถ้าจำนวนรอบ $N_p = N_r$ แรงดันตกคร่อม Q_1 จะมีค่าสูงถึง $2V_{in}$ จนกว่าขด N_r จะถ่ายเทพลังงานออกไปจนหมด (กระแสลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์) แรงดันตกคร่อม Q_1 จึงกลับคืนมาเป็น V_{in} ได้ ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q_1 นำกระแส และจำนวนรอบ $N_p = N_r$ แรงดันที่ตกคร่อม D_3 จะมีค่าเท่ากับ $2V_{in}$ ตลอดเวลาที่ Q_1 นำกระแสด้วย รูปที่ 2.6 จะแสดงลักษณะของกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็ก และกระแสที่ไหลในขดตีแมกเนไตซิง N_r รวมทั้งแรงดันตกคร่อม Q_1 และ D_3 ตามเวลาด้วย



รูปที่ 2.6 แสดงลักษณะกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กและกระแสจากการถ่ายเทพลังงานของ
ขดลวดแม่เหนี่ยวนำในวงจร N_r ขณะเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแส

2.3.3 การออกแบบฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

กำหนดค่าช่วงเวลานำกระแสสูงสุด $t_{ON(max)}$

ในขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแส ขดลวดแม่เหนี่ยวนำ N_r จะต้องถ่ายเทพลังงานที่ขดไพรมารี N_p สะสมไว้ออกไปจนหมด โดย N_r จะใช้เวลานานหรือน้อยในการถ่ายเทพลังงานขึ้นอยู่กับพลังงานที่ถูกสะสมอยู่ในขดไพรมารี N_p ดังนั้นจึงจำเป็นต้องจำกัดช่วงเวลานำกระแสสูงสุด $t_{ON(max)}$ ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เอาไว้ เพื่อให้ N_r มีเวลามากพอที่จะถ่ายเทพลังงานออกไปจนหมดได้ทันภายในช่วงเวลา t_{OFF} ที่ Q_1 หยุดนำกระแส

ภายในช่วงเวลา t_{OFF} ถ้าหากมีการถ่ายเทพลังงานออกไปจนหมด กระแสที่ไหลในขดลวดแม่เหนี่ยวนำจะมีค่าลดลงจนเป็นศูนย์ และจาก $-\frac{di}{dt} = \frac{V}{L}$ ดังนั้น

$$-\left(0 - \left(\frac{N_p}{N_r}\right) I_{Mag}\right) = \frac{(V_{in} - V_D)}{L_r} t_{OFF} \quad \dots(2.3.2)$$

$$I_{Mag} = \frac{(V_{in(min)} - V_{CE(sat)})t_{ON(max)}}{L_p} \quad \text{.....(2.3.3)}$$

เมื่อ I_{Mag} คือ ค่ากระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นที่ขด ไพรมารี่ มีค่าเท่ากับ

L_r คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดเค็มแกนไดซิ่ง N_r

จากสมการที่ 2.3.2 และ 2.3.3 โดยกำหนดให้แรงดันตกคร่อม Q_1 และ D_3 ขณะนำกระแสมีค่าเท่ากัน $V_{CE} = V_D$ จะได้ว่า

$$t_{ON(max)} = \left(\frac{N_p}{N_r + N_p} \right) t_{OFF} \quad \text{.....(2.3.4)}$$

เนื่องจาก $\frac{N_p}{N_r} = \sqrt{\frac{L_p}{L_r}}$ และแทนค่า $t_{OFF} = T - t_{ON}$ ใน (4.4) ดังนั้น

$$t_{ON(max)} = \left(\frac{N_p}{N_r + N_p} \right) T \quad \text{.....(2.3.5)}$$

โดยทั่วไปมักกำหนดให้จำนวนรอบ N_p มีค่าเท่ากับ N_r เพื่อสะดวกในการพันขดลวด ดังนั้น $t_{ON(max)}$ จึงต้องมีค่าไม่เกิน $0.5T$ อย่างไรก็ตาม เพื่อป้องกันความผิดพลาดจากการพันขดลวด จึงควรกำหนดให้มีค่าเวลาเพื่อไว้ประมาณ 20 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาบเวลา ดังนั้น $t_{ON(max)}$ จึงไม่ควรจะมีค่าเกิน

$$t_{ON(max)} = \left(\frac{N_p}{N_r + N_p} \right) 0.8T \quad \text{.....(2.3.6)}$$

อัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_r และจำนวนรอบ N_p และ N_r

อัตราส่วนจำนวนรอบของขดไพรมารีและของเซคันดารี N_p/N_r ของหม้อแปลงในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ อาจหาได้จากสมการที่ (2.3.1) ดังนี้ คือ

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{(V_{in(min)} - V_{CE(sat)})t_{ON(max)}}{(V_{out} + V_D)T} \quad \text{.....(2.3.7)}$$

เมื่อกำหนดจำนวนรอบ N_p ได้ก็จะสามารถกำหนดจำนวนรอบ N_s ได้จาก สมการ (2.3.7) และการกำหนดจำนวนรอบของขดไพรมารีทำได้เช่นเดียวกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ดังนี้คือ

$$N_p = \frac{V_{in(min)} t_{ON(max)}}{\Delta B_{(max)} \cdot A_e} \times 10^8 \quad \dots(2.3.8)$$

คำนวณค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี L_p

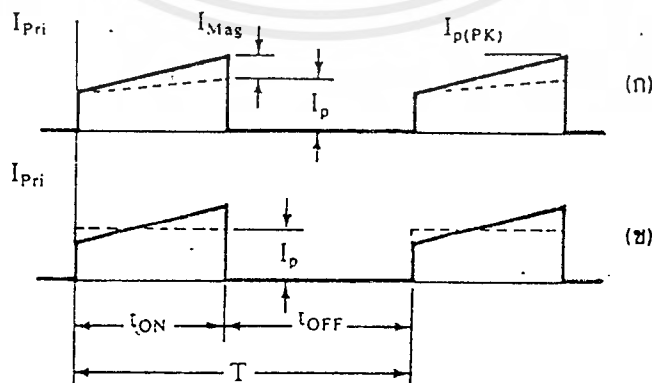
ในฟออร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี L_p ไม่ได้เป็นตัวกำหนดกำลังขาออกที่เอาต์พุต ซึ่งต่างจากฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ สำหรับฟออร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ ค่าของ L_p จะถูกกำหนดโดยค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี N_p และหาได้จาก

$$L_p = \frac{4\pi A_e N_p^2}{l_g} \times 10^{-8} \quad \dots(2.3.9)$$

เมื่อ l_g คือ ระยะช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์เป็นมิลลิเมตร

กระแสสูงสุดไพรมารี $I_p(pk)$

ดังได้กล่าวมาแล้วว่า กระแสที่เกิดขึ้นที่ขดไพรมารีจะเป็นผลรวมของกระแสที่ไหลเนื่องจากมีกระแสไหลที่ขดเซคันดารี และกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็ก โดยทั่วไปแล้วฟออร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะถูกออกแบบให้ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องเป็นส่วนใหญ่ ดังนั้นกระแสที่ไหลเนื่องจากมีกระแสไหลที่ขดเซคันดารีจะมีลักษณะดังรูปที่ 2.7 (ก)



รูปที่ 2.7 แสดงลักษณะของกระแสที่ขดไพรมารี(ก) และการประมาณลักษณะของกระแส I_p ให้มี

ลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม เพื่อสะดวกในการหาค่าสูงสุดของ I_p (ข)

ในที่นี้เราสนใจที่ค่ากระแสสูงสุดของ $I_{p(pk)}$ คือ $I_{p(pk)}$ โดยเพื่อให้ง่ายในการคำนวณ เราจะประมาณกระแส I_p ให้มีลักษณะรูปคลื่นเป็นรูปสี่เหลี่ยมคางหมูที่ 2.7(ข) ดังนั้นกระแสเฉลี่ย I_{av} จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} I_{av} &= \frac{1}{T} \int_0^T I_p dt \\ &= \frac{I_p t_{ON}}{T} \end{aligned} \quad \dots(2.3.10)$$

ดังนั้นกำลังเฉลี่ยขาเข้าจะมีค่าเท่ากับ

$$P_{in} = V_{in} \frac{I_p t_{ON}}{T} = \eta P_{out} \quad \dots(2.3.11)$$

จะได้ว่า

$$I_p = \frac{P_{out} T}{\eta V_{in} t_{ON}} \quad \dots(2.3.12)$$

ค่าของกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กหาได้จากสมการที่ (2.3.3) ดังนั้นค่ากระแสสูงสุดด้านไพรมารี $I_{p(pk)}$ จะมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} I_{p(pk)} &= I_p + I_{Mag} \\ I_{p(pk)} &= \frac{P_{out} + T}{\eta V_{in(min)} t_{ON(max)}} + \frac{(V_{in(min)} - V_{CE(sat)}) t_{ON(max)}}{L_p} \end{aligned} \quad \dots(2.3.13)$$

เอาต์พุตไอซ์ L_o

เพื่อให้ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์คงการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง การกำหนดค่าความเหนี่ยวนำของเอาต์พุตไอซ์ L_o ที่เหมาะสมนับเป็นสิ่งจำเป็น ค่าของ L_o ที่ต่ำเกินไป ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์จะไม่สามารถคงการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องที่โหลดค่าต่ำๆและทำให้เกิดแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตสูง ส่วนการกำหนดค่าของ L_o ให้มีค่าสูงเกินไป เอาต์พุตไอซ์จะมีขนาดใหญ่และมีราคาแพง และทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองต่อโหลดที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ช้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การกำหนดค่าต่ำสุด $L_{o(min)}$

ค่าต่ำสุดของเอาต์พุต ไรค์ $L_{o(min)}$ จะถูกจำกัดได้ในสองลักษณะ คือ

1. ค่า L_o ที่ต่ำสุดที่จะไม่ทำให้เกิดการทำงานในโหมดกระแส ไม่ต่อเนื่องเมื่อโหลดมีค่าต่ำสุด
2. ค่า L_o ที่ต่ำสุด เพื่อไม่ให้แรงดันระลอกที่เอาต์พุตมีค่าเกินที่กำหนด

ดังนั้นเพื่อไม่ให้ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์เปลี่ยนการทำงานจากโหมดกระแสต่อเนื่องเป็นการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องที่กระแสโหลดค่าต่ำสุด ค่าของเอาต์พุต ไรค์จะต้องมีค่าเท่ากับ

$$L_{o(min)} = \frac{1}{2} \frac{(V_{out} + V_D)}{I_{o(min)}} \left(T - t_{ON(max)} \frac{V_{in(min)}}{V_{in(max)}} \right) \quad \dots(2.3.14)$$

เมื่อ $I_{o(min)}$ คือค่ากระแสโหลดค่าต่ำสุดของคอนเวอร์เตอร์

ส่วนค่า $L_{o(min)}$ ที่จะไม่ทำให้แรงดันระลอกมีค่าเกินกำหนด จะคำนวณได้จาก

$$L_{o(min)} = \frac{(V_{out} + V_D) ESR}{V_{ripple}} \left(T - t_{ON(max)} \frac{V_{in(min)}}{V_{in(max)}} \right) \quad \dots(2.3.15)$$

เมื่อ ESR คือค่าความต้านทานแฝงของตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o เป็นโอห์ม

V_{ripple} คือค่าแรงดันกระเพื่อมสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้ที่เอาต์พุต เป็นโวลต์

การเลือกค่า $L_o(min)$ จะเลือกจากค่า $L_o(min)$ ที่มากที่สุดที่ได้จาก (2.3.14) และ (2.3.15) เป็นหลัก

การกำหนดค่าสูงสุด $L_{o(max)}$

ค่ากระแสของเอาต์พุต ไรค์ จะถูกจำกัดด้วยค่าเวลาคืนตัว t_R ของเอาต์พุตเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด $L_{o(max)}$ จะหาได้จาก

$$L_{o(max)} = \frac{(V_{out} + V_D)(T - t_{ON(max)})}{\Delta I_o \cdot 2 \cdot t_{ON(max)}} t_R \quad \dots(2.3.16)$$

เมื่อ t_R คือ ค่าเวลาคืนตัวตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด เป็นวินาที

ΔI_o คือ ค่ากระแสที่เกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด เป็นแอมป์

ค่าตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต C_o

ฟอรัเวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง จะมีกระแสไหลผ่านโหลดในลักษณะต่อเนื่องทำให้มีค่าแรงดันกระแสเฟืองที่เอาต์พุตค่อนข้างต่ำ ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o จึงไม่จำเป็นต้องมีค่ามากนัก อย่างไรก็ตามในกรณีที่โหลดเป็นลักษณะพัลส์หรือเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด จะเกิดการกระชากของกระแสเอาต์พุตสูง ดังนั้นตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุต่ำๆ ซึ่งมักจะมีค่า ESR สูง จึงอาจทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตเนื่องจากแรงดันพุงที่ตกคร่อม ESR ขณะโหลดมีการเปลี่ยนแปลงได้ โดยค่าแรงดันกระแสเฟืองที่เกิดขึ้นอาจพิจารณาได้จาก

$$V_{ripple} = ESR \times \Delta I_o \quad \dots(2.3.17)$$

เมื่อ V_{ripple} คือ ค่าแรงดันกระแสเฟืองที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงของตัวเก็บประจุ C_o

ΔI_o คือ ค่ากระแสที่เปลี่ยนไปเนื่องจากการเปลี่ยนแปลง โหลดอย่างทันทีทันใด

จะเห็นได้ว่า ถ้าค่า ESR มีค่าสูงถึง 50 มิลลิโอห์ม และในกรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใดโดยมีค่า ΔI_o เท่ากับ 10 แอมป์ ค่าแรงดันกระแสเฟืองจะมีค่าสูงถึง 500 มิลลิโวลต์ ซึ่งอาจเกินข้อกำหนดสำหรับการใช้งานสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายในงานบางประเภท ดังนั้นการเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่เอาต์พุตจึงขึ้นอยู่กับค่า ESR ของมันนั่นเอง

2.4 ฟอรัเวิร์คคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันเอาต์พุตหลายค่า

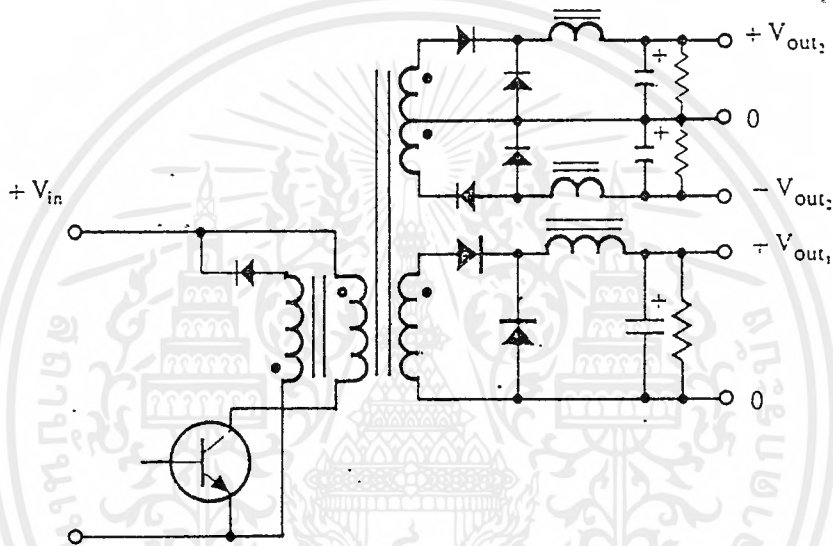
ปกติการใช้งานของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้น ต้องการแรงดันเอาต์พุตค่าต่าง ๆ กันหลายค่าจากสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย และจะไม่ใช่เป็นการประหยัดค่าใช้จ่ายหากคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบมีค่าแรงดันเอาต์พุตใช้งานได้เพียงค่าเดียว ดังนั้นการออกแบบฟอรัเวิร์คคอนเวอร์เตอร์ คอนเวอร์เตอร์ให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตหลายค่า นั้นสามารถทำได้ โดยการกำหนดแรงดันเอาต์พุตเพิ่มเติมจากค่าแรงดันเอาต์พุตหลักทำได้ 2 วิธีคือ เพิ่มขดเซคันดารีที่หุ้มแปลง และการดึงพลังงานจากเอาต์พุตใช้

2.4.1 การเพิ่มขดเซคันดารีที่หุ้มแปลง

การเพิ่มขดเซคันดารีที่หุ้มแปลงเพื่อกำหนดค่าแรงดันเอาต์พุตหลายค่า สามารถทำได้ โดยกำหนดจำนวนรอบให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ต้องการเพิ่มขึ้นมา

กำลังขาออกที่ได้จากเอาต์พุตหลักจะถูกแบ่งออกไปยังเอาต์พุตที่เพิ่มเข้ามาปกติแล้วการคงค่าแรงดันที่เอาต์พุต จะทำได้โดยการป้อนกลับแรงดันที่ได้ จากค่าแรงดันเอาต์พุตหลักของคอนเวอร์เตอร์เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

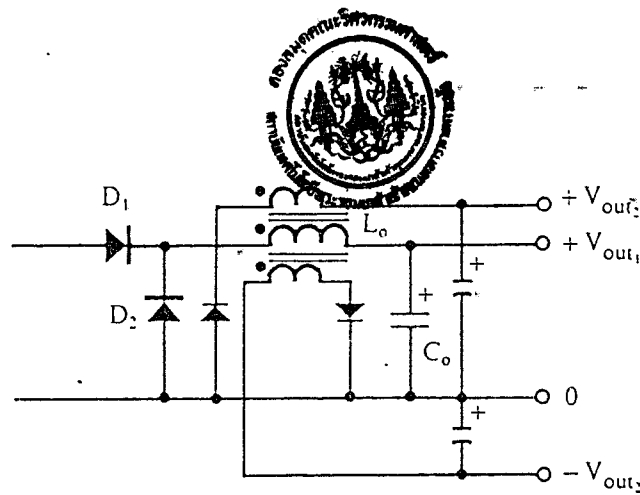
เวอร์เตอร์ เพื่อควบคุมการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจร ดังนั้นการคงค่าแรงดันของเอาต์พุตที่เพิ่มขึ้นจะอยู่ในลักษณะของการคงค่าไขว้ (cross regulation) โดยทั่วไปจึงหวังผลการคงค่าแรงดันของเอาต์พุตที่เพิ่มเข้ามาได้ประมาณ $\pm 6\%$ ที่โหลดและไลน์เรกูเลชันเท่านั้น อย่างไรก็ตาม ถ้าหากค่าแรงดันเอาต์พุตที่เพิ่มเข้ามามีค่าสูง จะเป็นการเพิ่มค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลงและทำให้การคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์ลดลง มีข้อควรระวังคือ เอาต์พุตที่เพิ่มเข้ามาจะต้องกำหนดค่าโหลดอย่างต่ำไว้ เพื่อให้พลังงานที่สะสมในเอาต์พุตไอ้คถูกถ่ายเทออกไป ในขณะที่ Q_1 หยุดนำกระแส มิฉะนั้นจะทำให้ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้มีค่าสูงกว่าที่ต้องการ ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 แสดงการเพิ่มขดเซคันดารีในฟอ์เวอร์คคอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตหลายค่า

2.4.2 การดึงพลังงานจากเอาต์พุตไอ้ค

สำหรับฟอ์เวอร์คคอนเวอร์เตอร์นั้นขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสพลังงานที่สะสมไว้ในเอาต์พุตไอ้คจะถูกถ่ายเทออกมา ในช่วงนี้เองแรงดันตกคร่อมเอาต์พุตไอ้คจะมีคณที่ การเพิ่มขดเซคันดารีที่เอาต์พุตไอ้คในลักษณะฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ถ้าแรงดันที่เอาต์พุตหลักมีค่าคงที่ แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากขดเซคันดารีที่เอาต์พุตไอ้คก็จะมีค่าคงที่ด้วย ดังนั้นวิธีนี้จะสามารถให้แรงดันเอาต์พุตหลายค่าได้เช่นกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.9 แสดงการเพิ่มขดเซ้นคาร์ี่เอาต์พุต โฉ้คเพื่อใให้แหล่งจ่ายแรงแรงคั้นเอาต์พุตเพิ่มใให้กับายค่าคอนเวอร์เตอร์

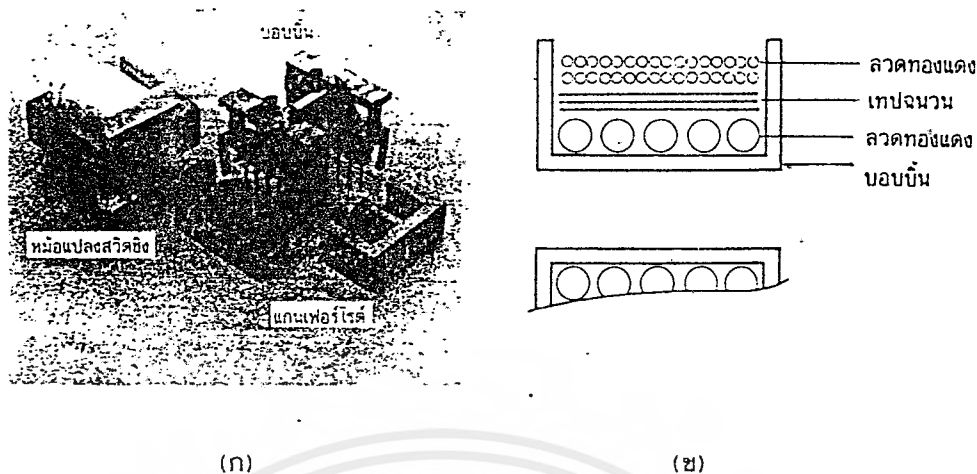
อย่างไรก็ตาม กำลังขาออกที่ได้จากแรงคั้นเอาต์พุตเพิ่มเติมในวิธีนี้ ไม่ควรมีค่าเกินช่วง 20 ถึง 30 เปอร์เซ็นต์ของกำลังขาออกทั้งหมดของคอนเวอร์เตอร์ เนื่องจากเอาต์พุตที่ได้เป็นการคึงกำลังงานจากเอาต์พุตโ้คของเอาต์พุตหลัก ซึ่งจะมีผลต่อการคงค่าแรงแรงคั้นและแรงแรงคั้นกระเพื่อมที่เอาต์พุตหลักด้วย

2.5 หม้อแปลงสวิตซิ่ง

หม้อแปลงสวิตซิ่ง (Switching Transformer) จัดเป็นอุปกรณ์สำคัญสำหรับสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ผู้ออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่างๆ ของหม้อแปลงสวิตซิ่ง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณขนาดแกนเฟอร์ไรต์และขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดก้งลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตซิ่งขณะทำงาน

2.5.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซิ่ง

หม้อแปลงสวิตซิ่งมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงแรงคั้นไฟตรง ที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงแรงคั้นไฟค่าต่ำที่เอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงแรงคั้นอินพุตและแรงแรงคั้นเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าดูด ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตซิ่งแสดงไว้ในรูปที่ 2.10 โดยมีรายละเอียดดังนี้



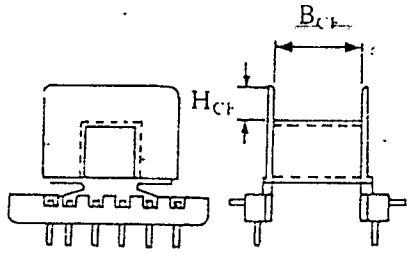
รูปที่ 2.10(ก) แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง
(ข) แสดงการพันขลวดทองแดงอบน้ำยาบนบอบบิ้น

แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์ จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่ากรณีเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจลุมัตว์ฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000 ถึง 4,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิงจึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลง สวิตชิงจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ ซึ่งจะได้กล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

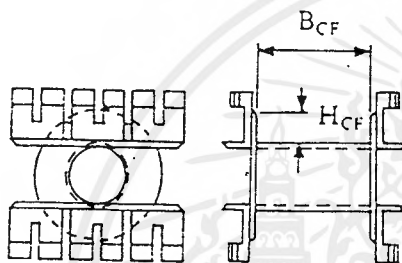
บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นจะช่วยให้การพันขลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลวดวงจรระหว่งขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบิ้นจะมีขนาดมาตรฐานตามมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างขนาดของบอบบิ้นดูได้จากรูปที่ 2.11 บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาปักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB



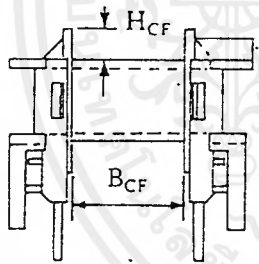
EE Bobbin

CORE TYPE	A_w (cm ²)	B_{CF} (mm)	H_{CF} (mm)	l_s (mm)
E 814E250	0.17	6.7	2.1	34.29
E 813E187	0.33	9.3	3.2	36.32
E 813E343	0.36	10.0	3.2	47.50
E 812E250	0.58	10.1	4.9	55.12
E 782E272	0.80	17.3	4.7	55.88
E 375	1.05	16.5	6.6	73.41
E 21	1.14	17.9	6.0	86.36
E 783E608	1.78	26.3	7.1	92.96
E 348E772	1.81	26.3	7.1	99.06
E 625	1.32	21.2	6.4	94.9
E 55	2.80	33.1	8.6	113.03
E 75	2.42	26.2	8.1	119.38



EC Bobbin

CORE TYPE	A_w (cm ²)	B_{CF} (mm)	H_{CF} (mm)	l_s (mm)
EC 36	0.97	21.5	4.8	50.04
EC 41	1.35	24.5	5.8	59.94
EC 52	2.13	28.3	7.7	72.90
EC 70	4.77	41.5	11.7	95.0



ETD Bobbin

CORE TYPE	A_w (cm ²)	B_{CF} (mm)	H_{CF} (mm)	l_s (mm)
ETD 34	1.23	21.0	6.0	59.94
ETD 39	1.74	25.6	6.9	68.56
ETD 44	2.13	29.6	7.3	76.2
ETD 49	2.71	32.8	8.4	85.09

- A_w = พื้นที่ของหน้าต่างลวด
- B_{CF} = ความยาวแกนที่พันขดลวดได้
- H_{CF} = ระยะจำกัดความสูงของขดลวด
- l_s = ความยาวเฉลี่ยของลวดทองแดงที่พันบนแกนต่อหนึ่งรอบ

รูปที่ 2.11 ตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC และ ETD

ลวดทองแดงอบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งโพรมารีและเซคันคาร์รี่ ของหม้อแปลงสวิตซ์ที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

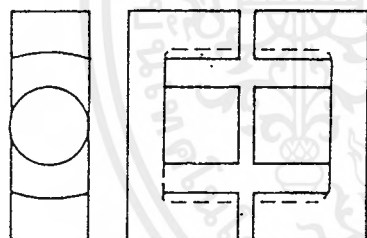
เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตจิ่ง และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารี ด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือโพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05-0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตจิ่งเป็นหลัก

2.5.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

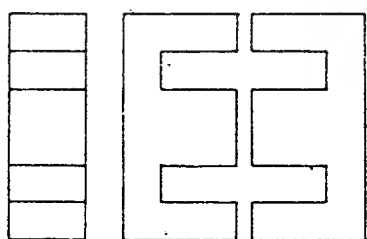
ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตจิ่งโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์ บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ แสดงไว้ในรูปที่ 2.12



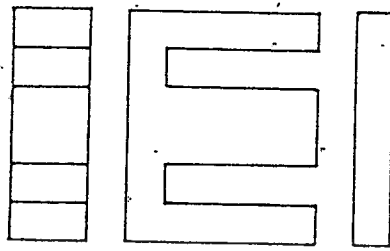
ETD

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
ETD 34	0.971	1.220	7.64	78.6
ETD 39	1.250	1.740	11.50	92.2
ETD 44	1.740	2.130	18.00	103.0
ETD 49	2.110	2.710	24.20	114.0



EE

CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
EE 20 20 5	0.31	0.35	1.34	43.0
EE 30 30 7	0.59	0.78	4.00	66.9
EE 42 42 15	1.82	1.78	17.6	97.0
EE 42 42 20	2.36	1.78	23.1	97.4
EE 42 54 20	2.36	2.40	28.8	122.0
EE 42 66/20	2.36	3.40	34.5	143.0
EE 55 55 21	3.54	2.50	43.7	123.0
EE 55 55 25	4.20	2.50	52.0	123.0
EE 65 66 27	5.32	3.93	78.2	147.0



CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
EI 19	0.24	0.517	0.950	39.6
EI 22/19	0.41	0.44	1.630	39.3
EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
EI 35/29	1.21	1.36	8.18	67.6
EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9
EI 50/42	2.30	1.7	21.8	94.8
EI 60/44	2.48	2.94	27.2	109.7

EI

- A_c = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์
 A_w = ขนาดพื้นที่ช่องทันขดลวดของบอบบิ้น
 V_c = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์
 l_c = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

รูปที่ 2.12 แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD

แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EM/RFI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดลอดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูงๆ แกนที่นิยมใช้กันมากสำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่ต้องการกำลังงานสูง จะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดครอบแกนบนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EM/RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่นๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้อีก เช่น แกนแบบ RM, PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นตามท้องตลาดทั่วไป และไม่ค่อยเป็นที่นิยมจึงจะไม่ขอกล่าวถึง

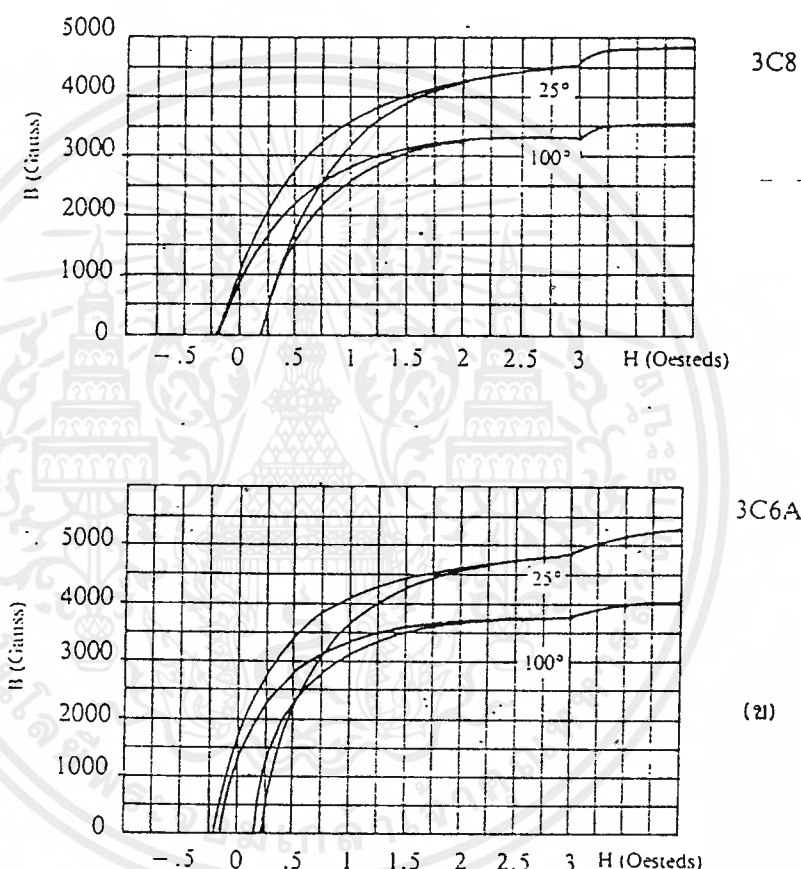
ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้นจะมีต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงได้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

เอก (Core Loss) สารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve)

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มข้นของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในรูปที่ 2.11(ก) และ 2.11(ข) จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิตคือ PERROXCUBE จากรูปจะเห็นว่า ค่าความหนาแน่นฟลักซ์



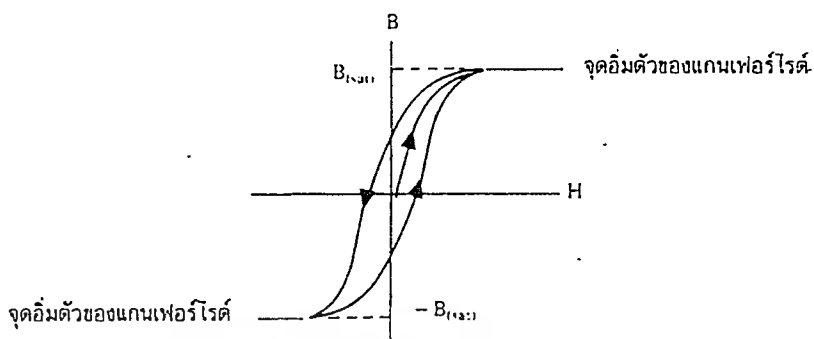
รูปที่ 2.13 (ก) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8

(ข) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C6A

แม่เหล็ก B จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็ก H มีค่าเพิ่มขึ้น จนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตาม จากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะเหมือนกันทุกประการเพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น

ดังแสดงใน รูปที่ 2.14



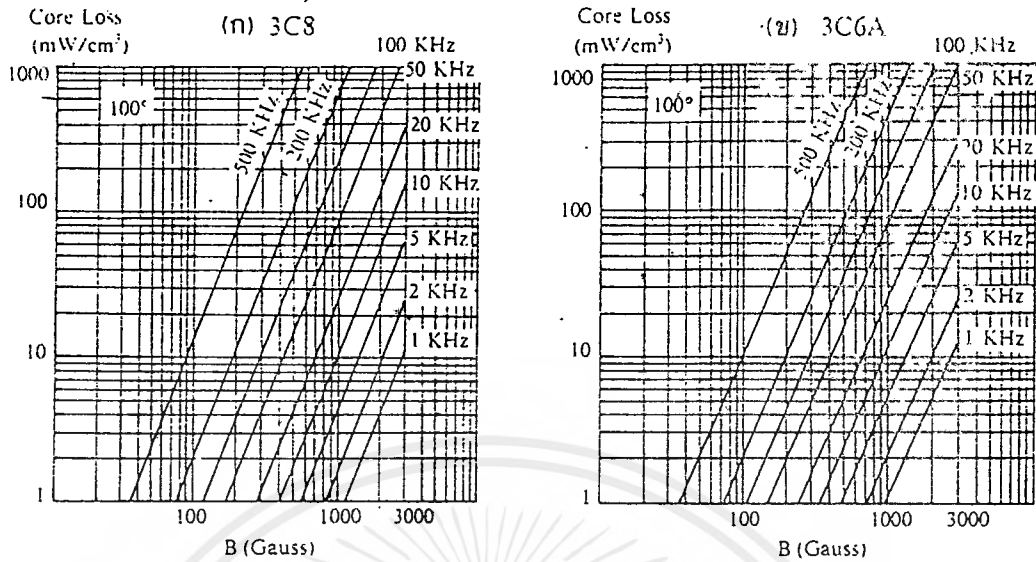
รูปที่ 2.14 แสดงลักษณะเส้นที่สมบรูณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซีกบนและซีกล่าง ปกติผู้ผลิตจะให้กราฟซีกบนมาเท่านั้น ดังในรูปที่ 2.13

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตช์ จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย

ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน ซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss)

ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิรตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดไม่ใหญ่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสเพียงอย่างเดียว ตัวอย่างกราฟแสดงค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์แสดงไว้ในรูปที่ 2.15(ก) และ 2.15(ข) ปกติค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นมิลลิวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เซนติเมตร (mW/cm^3) และมีค่าขึ้นกับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่การใช้งาน รวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์



รูปที่ 2.15(ก) แสดงการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 3C8

(ข) แสดงการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 3C6A

การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขด

ลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \cdot t}{N_p \cdot A_c} \times 10^8 \quad \dots(2.5.1)$$

เมื่อ ΔB คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็นเกาส์

V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เป็นโวลต์

N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี เป็น รอบ

A_c คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร

t คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นเป็น วินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่จะเกิดขึ้นจะยังมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีลงจะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตามหากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าที่เพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัว จะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆ แทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้และความหนาแน่น

เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ทางปัญญาของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่สามารถนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยไว้ก่อน

ฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงด้วยดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมรับให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงานจึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการคือ

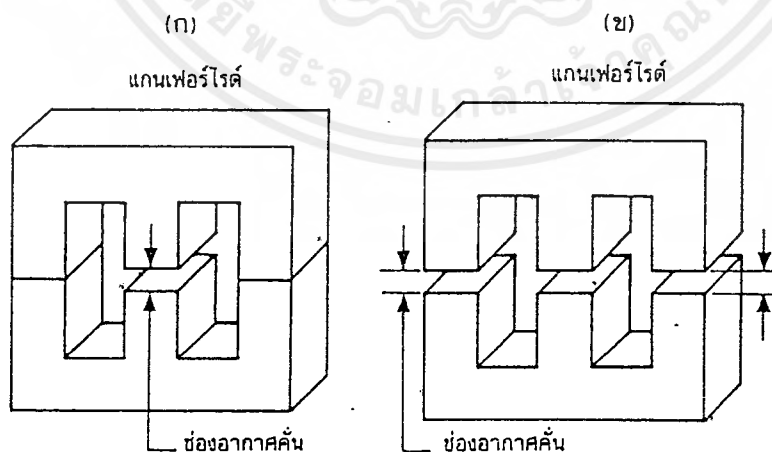
1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิมตัวขณะทำงาน
2. มีค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิมตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลง สวิตช์มีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตาม ช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI, หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 2.16(ก) และ (ข) คือการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ สามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการนำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือซัดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ



รูปที่ 2.16(ก) แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น l_g ที่แกนกลาง

(ข)แสดงการคั่นช่องอากาศ l_g ระหว่างคู่ประกบของแกนเฟอร์ไรต์

มีข้อสังเกต คือ การค้นช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ ความหนาของแผ่นฉนวนคั่นที่ใช้จะมีค่าเพียงครั้งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเคินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกน ดังนั้นระยะช่องอากาศคั่นที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

การกำหนดให้มีช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์นั้น มีความจำเป็นมากสำหรับหม้อแปลงฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และเอาต์พุตโซลิต์ที่ใช้แกนเฟอร์ไรต์ ดังจะได้อธิบายในหัวข้อต่อไป

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาต์พุตโซลิต์

หม้อแปลงสวิตซ์สำหรับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์และตัวเอาต์พุตโซลิต์ จะทำงานในลักษณะที่ต้องเก็บสะสมพลังงานไว้ก่อน แล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไป กำลังที่ได้จากหม้อแปลงจะมาจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั่นเอง ในช่วงที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตโซลิต์ พลังงานที่ถูกสะสมไว้จะมีค่าเท่ากับ ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$LI_{P(pk)}^2 = \frac{\Delta B_{(max)}^2 \cdot l_g \cdot A_g}{0.4\pi} \times 10^{-8} \quad (\text{จูล}) \quad \dots(2.5.2)$$

- โดยที่ l_g คือ ระยะห่างช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์ เป็นเซนติเมตร
 A_g คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร
 $\Delta B_{(max)}$ คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกน เป็นเกาส์
 L คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดไปรมารีของหม้อแปลงหรือค่าความเหนี่ยวนำของเอาต์พุตโซลิต์ เป็นเฮนรี
 $I_{P(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน L เป็นแอมป์

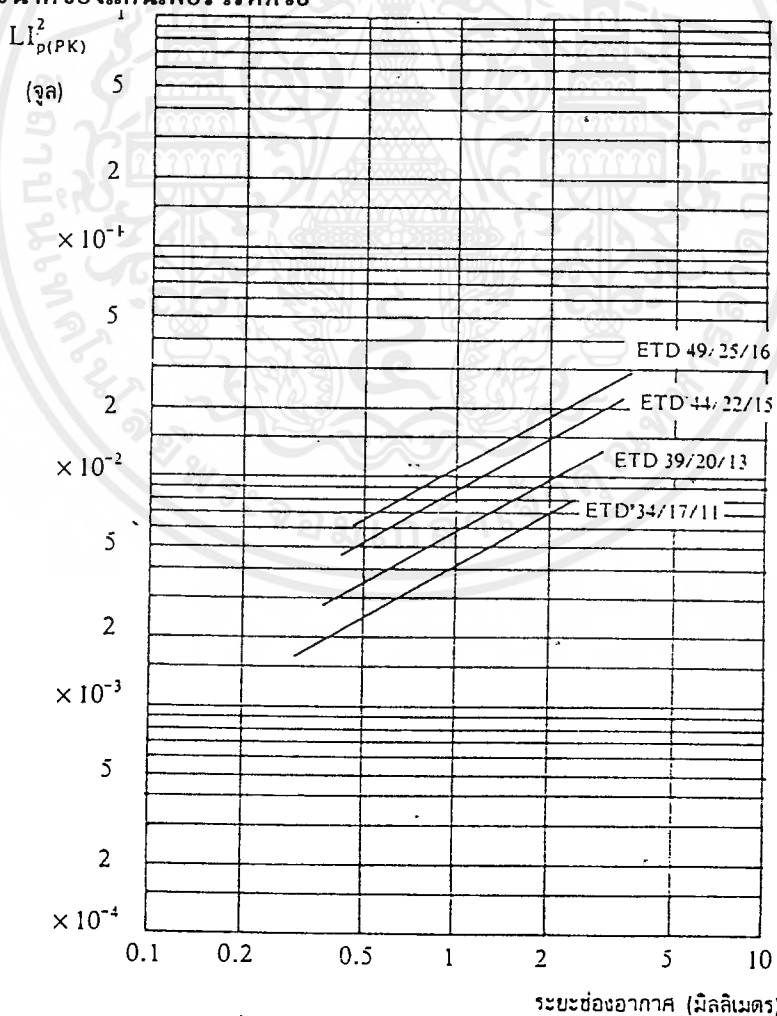
ค่าของ $\Delta B_{(max)}$ โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ จากสมการที่ (2.5.2) จะเห็นได้ว่า เราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสม (หรือเพิ่มกำลังของหม้อแปลง) ได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น (A_g เพิ่มขึ้น) ในทางปฏิบัติการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า เพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตซ์และเอาต์พุตโซลิต์มีขนาดเล็ก

อย่างไรก็ตาม แคนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดหนึ่ง ๆ ระยะช่องอากาศคั่นสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้น ดังสมการ

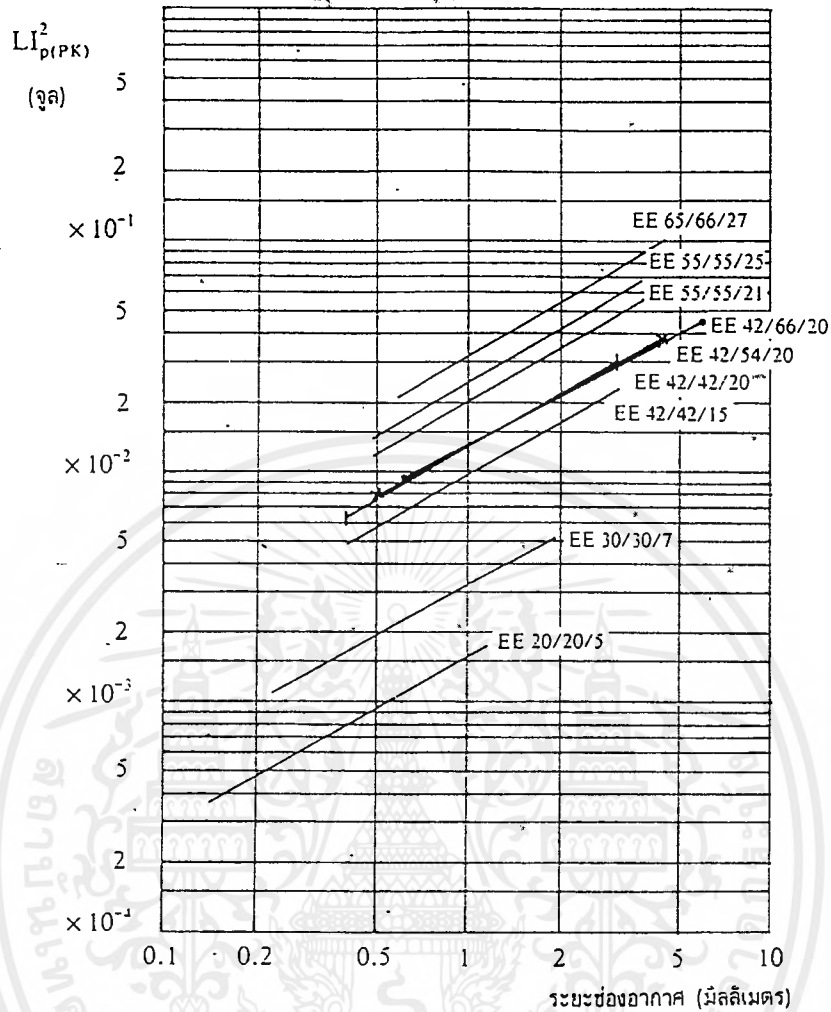
$$N = \frac{\Delta B_{(max)} l_g}{0.4\pi I_{P(PK)}} \dots \dots (2.5.3)$$

เมื่อ N คือจำนวนรอบของขด ไพรมารี่ของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตไอซ์

เนื่องจากระยะพันบนบอบบิ้นมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้น รวมถึงการสูญเสียที่เกิดในขดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้น ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงหรือเอาต์พุตไอซ์ร้อน ผู้ออกแบบจึงต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นหรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย



รูปที่ 2.17 (ก) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $LI^2_{P(PK)}$ กับระยะห่างช่องอากาศสำหรับแกนแบบ ETD



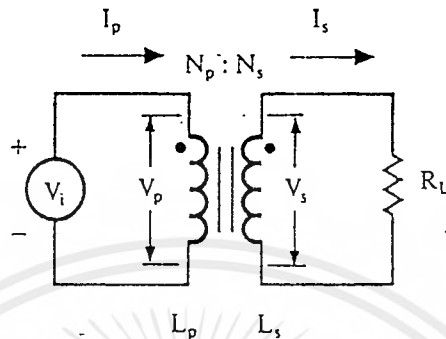
รูปที่ 2.17 (ข) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $LI^2_{P(PK)}$ กับระยะห่างช่องอากาศสำหรับแกนแบบ EE

รูปที่ 2.17(ก) และ (ข) แสดงค่าสูงสุดของ $LI^2_{P(PK)}$ กับระยะห่างช่องอากาศคั่นที่เหมาะสมที่ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ต่างๆ สำหรับแกนแบบ ETD และ EE ตามลำดับ และมีข้อสังเกตคือ ที่ค่าค่าหนึ่ง ๆ อาจมีแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสมได้หลายขนาดโดยมีระยะห่างช่องอากาศคั่นที่แตกต่างกัน กรณีนี้การพิจารณาขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ขึ้นอยู่กับ การสูญเสียในขดลวด การเผื่อค่าความปลอดภัยทางไฟฟ้าและค่าใช้จ่ายเป็นหลัก

2.5.3 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารีและขดเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 2.18 จะเป็นดังนี้

$$\frac{V_P}{V_S} = \frac{N_P}{N_S} = \frac{I_S}{I_P} \quad \text{.....(2.5.4)}$$



รูปที่ 2.18 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

และ
$$\frac{N_P}{N_S} = \sqrt{\frac{L_P}{L_S}} \quad \text{.....(2.5.5)}$$

เมื่อ	N_P	คือ	จำนวนรอบของขดไพรมารี
	N_S	คือ	จำนวนรอบของขดทุติยภูมิ
	V_P	คือ	ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี
	V_S	คือ	ค่าแรงดันตกคร่อมขดทุติยภูมิ
	L_P	คือ	ค่าความเหนี่ยวน
	L_S	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำของขดทุติยภูมิ
		คือ	ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิ
	I_S	คือ	ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดทุติยภูมิ

มีข้อสังเกตคือ แรงดัน V_p เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไฟฟ้าผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต V_i โดย V_p จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$V_p = N_p \cdot A_e \left(\frac{dB}{dt} \right) \times 10^{-8} \quad \text{.....(2.5.6)}$$

และค่า V_p ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_i แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก $\left(\frac{dB}{dt} \right)$ จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม V_p จะมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้อง

ตารางที่ 2.2 แสดงขนาดและข้อมูลอื่น ๆ ของเส้นลวดทองแดงอาบน้ำยา

เบอร์ AWG (B. & S.)	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง (d)		ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลางเมื่อ รวมฉนวน (d ₀) mm	พื้นที่หน้าตัด ปกติ mm ²	ค่าความต้าน ทานที่ 100°C (R _{dc}) Ω/m	ระยะเฉื่อย ขีดค่าสุด (t _{min}) mm
	inch	mm				
44	0,00198	0,0503	0,06604	0,00199	11,180	0,071
43	0,00222	0,0564	0,07366	0,00250	8,899	0,079
42	0,00249	0,0633	0,08128	0,00314	7,073	0,087
41	0,00280	0,0711	0,09144	0,00397	5,594	0,098
40	0,00314	0,0798	0,1041	0,00500	4,448	0,111
39	0,00353	0,0897	0,1143	0,00631	3,519	0,122
38	0,00397	0,1008	0,1295	0,00799	2,783	0,138
37	0,00445	0,1130	0,1448	0,01003	2,215	0,154
36	0,00500	0,1270	0,1626	0,0127	1,754	0,172
35	0,0056	0,1422	0,1778	0,0159	1,398	0,188
34	0,0063	0,1600	0,1981	0,0201	1,105	0,209
33	0,0071	0,1803	0,2235	0,0255	0,8700	0,236
32	0,0080	0,2032	0,2489	0,0324	0,6853	0,261
31	0,0089	0,2261	0,2743	0,0401	0,5537	0,287
30	0,0100	0,2540	0,3048	0,0507	0,4386	0,319
29	0,0113	0,2870	0,3404	0,0647	0,3435	0,356
28	0,0126	0,3200	0,3759	0,0804	0,2762	0,393
27	0,0142	0,3607	0,4191	0,1022	0,2175	0,438
26	0,0159	0,4039	0,4699	0,128	0,1735	0,491
25	0,0179	0,4547	0,5232	0,162	0,1369	0,547
24	0,0201	0,5105	0,5817	0,205	0,10860	0,608
23	0,0226	0,5740	0,6502	0,259	0,08586	0,679
22	0,0253	0,6426	0,7214	0,324	0,06852	0,754
21	0,0285	0,7239	0,8052	0,412	0,05399	0,841
20	0,0320	0,8128	0,8966	0,519	0,04283	0,937
19	0,0359	0,9119	1,003	0,653	0,03403	1,048
18	0,0403	1,024	1,118	0,823	0,02700	1,168
17	0,0453	1,151	1,247	1,040	0,02137	1,303
16	0,0508	1,290	1,389	1,308	0,01699	1,452
15	0,0571	1,450	1,557	1,652	0,01345	1,627
14	0,0641	1,628	1,757	2,082	0,010670	1,815
13	0,0720	1,829	1,943	2,627	0,008460	2,030
12	0,0808	2,052	2,172	3,308	0,006717	2,270
11	0,0907	2,304	2,431	4,168	0,005331	2,540
10	0,1019	2,588	2,720	5,261	0,004224	2,842

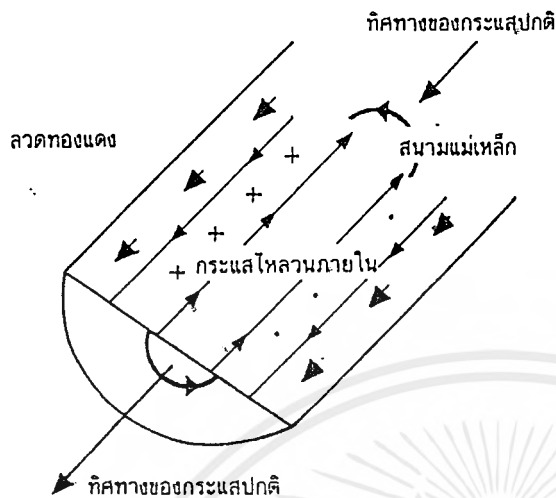
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.4 การพันขลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขลวด

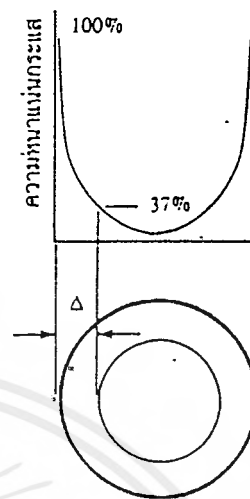
ปกติการพันขลวดในหม้อแปลงสวิตช์จะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยา (enameled copper wire) เป็นตัวพัน (ตารางที่ 2.2 แสดงขนาดและข้อมูลอื่น ๆ ของเส้นลวดทองแดงอาบน้ำยาคตามมาตรฐาน AWG ที่มีการผลิตจำหน่าย) ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งกระแสลัดที่ไหลผ่านขลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูง ๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง การสูญเสียในขลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขลวดก็มีผลทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นในขลวดได้เช่นเดียวกัน กำถางงานที่สูญเสียเหล่านี้จะทำให้ขลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงท การกำหนดขนาดและวิธีการพันขลวดทองแดงจึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

ผลจากการนำกระแสแก่เพียงที่ผิวของขลวดทองแดง (Skin effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสลัดไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนในและรอบ ๆ ตัวมัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy current) ขึ้นภายในตัวลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้ จะทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง ดังแสดงในรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนภายในลวดทองแดงเมื่อมีกระแสไหลผ่าน ทำให้กระแสปกติจะไหลได้เฉพาะที่ผิวของขดลวด



รูปที่ 2.20 แสดงระยะที่จะถือว่าเป็นพื้นผิวนำกระแส Δ คือระยะที่ค่าความหนาแน่นกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียงแค่ 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนอกสุด

ปริมาณของกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นของกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวเท่านั้น การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการจำกัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน

จากผิวของลวดทองแดงลึกลงมาในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่ค่าความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงมาเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราจะเรียกระยะนี้ว่าเป็นความหนาแน่นนำกระแสของลวดทองแดง (skin depth) ดังที่แสดงในรูปที่ 2.20 ความหนาแน่นนำกระแสนี้มีค่าขึ้นกับความถี่ และสำหรับลวดทองแดงที่ 100°C ความหนาแน่นนำกระแสจะมีค่า

$$\Delta = \sqrt{\frac{5.62}{f}} \quad (\text{มิลลิเมตร}) \quad \dots\dots(2.5.7)$$

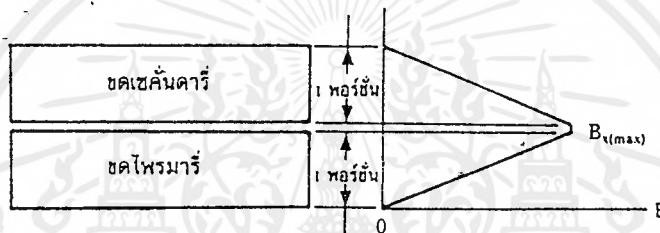
เมื่อ Δ คือ ความหนาแน่นนำกระแส เป็นมิลลิเมตร

f คือ ความถี่ของนำกระแส เป็นกิโลเฮิรตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

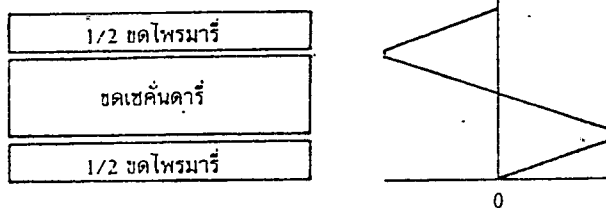
เทคนิคการพันขดลวดทองแดงสำหรับหม้อแปลงสวิตจิง (Winding Topology)

ก่อนศึกษาการทำรูปแบบการพันของขดลวดทองแดง เราควรที่จะเข้าใจความหมายของคำว่า พอร์ชันเสียก่อน คำว่า พอร์ชัน (Portion) ในการพันขดลวดทองแดงจะมีความหมายดังนั้นคือ หนึ่ง พอร์ชัน กำหนดจากชั้นของขดลวดทองแดงชุดหนึ่ง ๆ ที่มีค่าความหนาแน่นฟลักซ์รีวน้อยที่สุดไปจนถึงชั้นที่มีค่าความหนาแน่นฟลักซ์รีวสูงสุด และจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชัน (layer) จะหมายถึง จำนวนชั้นของขดลวดทองแดงที่เรียงซ้อนกันอยู่ในพอร์ชันนั้น ๆ จากรูปที่ 2.21 จะเห็นได้ว่า จำนวนชั้นทั้งหมดของขดไพโรมารีพันอยู่ในหนึ่งพอร์ชัน และ จำนวนชั้นทั้งหมดของขดเซคันดารีก็พันอยู่ในหนึ่งพอร์ชันเช่นเดียวกัน

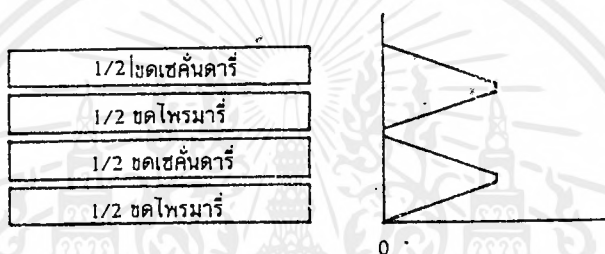


รูปที่ 2.21 แสดงการกำหนดจำนวนในชั้นพอร์ชัน รูปนี้จะเห็นว่าจำนวนชั้นของขดลวดไพโรมารีทั้งหมดอยู่ในหนึ่งพอร์ชัน และจำนวนชั้นทั้งหมดของขดลวดเซคันดารีก็อยู่ในหนึ่งพอร์ชันเช่นเดียวกัน

ถ้าแยกขดไพโรมารีออกเป็นสองส่วนดังรูปที่ 2.22 จะทำให้ความหนาแน่นสูงสุดของฟลักซ์รีวและจำนวนชั้นต่อหนึ่งพอร์ชันลดลงครึ่งหนึ่งด้วย (เนื่องจากความหนาแน่นของฟลักซ์รีวจะขึ้นกับจำนวนชั้นของขดลวด) ไม่ว่าจะเป็นที่ขดไพโรมารีหรือขดเซคันดารีก็ตาม แสดงให้เห็นว่าการลดลงของจำนวนชั้นต่อหนึ่งพอร์ชันจะทำให้ค่าอัตราส่วน F_R ของขดลวดลดลง ดังนั้นหากมีการจัดรูปแบบในการพันขดลวดที่เหมาะสม จะทำให้ลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดทองแดงได้



รูปที่ 2.22 แสดงการลดค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดของฟลักซ์รั่ว ได้โดยการลดจำนวนชั้นของขดลวดในหนึ่งพอร์ชั้นลง โดยแบ่งครึ่งพันขดลวด ไพรมารี



รูปที่ 2.23 แสดงการลดจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชั้นจากรูปที่ 2.22 โดยแบ่งครึ่งพันขดเซคันดารี

การจัดขดลวดแบบธรรมดา (simple winding)

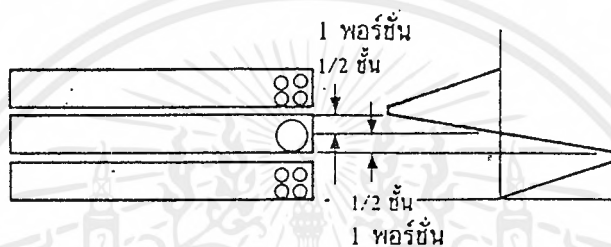
การจัดขดลวดในหม้อแปลงแบบธรรมดาคือ การพันขดลวดทองแดงให้ครบจำนวนรอบที่ต้องการทับซ้อนกันไปทีละชุดไปเรื่อย ๆ ตัวอย่างเช่น ถ้าขดไพรมารีมีจำนวนรอบเท่ากับห้าสิบบรอบ และขดเซคันดารีมีจำนวนรอบเท่ากับสิบบรอบ การจัดขดลวดแบบธรรมดาทำได้โดยพันขดลวดทองแดงรอบแกนให้ครบจำนวนห้าสิบบรอบเพื่อให้เป็นขดไพรมารี จากนั้นจึงพันขดเซคันดารีทับไปบนขดไพรมารีให้ได้ครบจำนวนสิบบรอบ การจัดขดลวดแบบธรรมดานี้จึงเป็นลักษณะดังรูปที่ 2.21 นั่นเอง

การจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพัน (split winding)

การจัดขดลวดในหม้อแปลงแบบแบ่งครึ่งพันคือ การพันขดลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบที่ต้องการโดยแบ่งขดลวดออกเป็นสองส่วน และนำขดลวดชุดอื่นมาแทรกคั่นระหว่างกลาง การจัดขดลวดแบบนี้จะเป็นการจัดขดไพรมารีดังในรูปที่ 2.22 ถ้าแบ่งขดที่ถูกแบ่งแล้วออกไปอีกด้วย ก็จะได้ลักษณะดังในรูปที่ 2.23 การแบ่งส่วนพันจะเป็นการลดค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่วและจำนวนชั้นในแต่ละพอร์ชั้นลงได้ หลักสำคัญของการจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพันคือจำนวนรอบของขดลวดที่ต้องการแบ่งพันจะต้องเป็นจำนวนคู่ และจำนวนชั้นทั้งหมดก่อนแบ่งพันจะต้องเป็นจำนวนคู่ด้วย เพื่อความสมมาตรหลังจากแบ่งพันแล้ว

การจัดขดลวดแบบพันแทรกกลาง (sandwiched winding)

คือ การพันขดลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบที่ต้องการ โดยพันแทรกเข้าไประหว่างกลางของขดลวดที่พันแบบแบ่งครึ่งพัน การพันขดลวดแบบแทรกกลางนี้ถึงแม้จะมีขดลวดทองแดงเพียงแค่ชั้นเดียวก็อาจจะเกิดฟอร์ชันได้ถึงสองฟอร์ชันดังรูปที่ 2.24 โดยจำนวนชั้นต่อหนึ่งฟอร์ชันจะมีค่าเท่ากับ “ครึ่งชั้น” ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าเป็นชั้นที่มีความสูงเป็นครึ่งหนึ่งของชั้นปกตินั่นเอง ในทำนองเดียวกัน หนึ่งฟอร์ชันนั้นมีจำนวนเป็นคี่



รูปที่ 2.24 แสดงลักษณะของฟอร์ชันที่มีจำนวนชั้นเท่ากับครึ่งชั้น

การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตซิ่ง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อนกำลังงานที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่าง ๆ พิจารณาได้จากหน้าตัดของแกน (A_c) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบ็อบบิ้น (A_w) โดยอาจคำนวณได้จากสมการต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

$$P_o = \frac{(1.47 f B_{\max} \times A_c A_w) \times 10^{-3}}{D}$$

ค่า D เป็นความหนาแน่นของกระแสในสาย ใช้หน่วยเซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์ (Cm/A) ซึ่งค่า D จะเทียบกับค่า 1000 เซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์ในทางปฏิบัติจะใช้ค่าเพียง 200-400 เพื่อความปลอดภัยของสาย

2.5.5 อุณหภูมิของหม้อแปลงสวิตซิ่ง

การออกแบบหม้อแปลงสวิตซิ่งจะถือได้ว่าประสบความสำเร็จ ถ้าในขณะที่คอนเวอร์เตอร์จ่ายกำลังที่โหลดสูงสุดแล้วหม้อแปลงไม่ร้อน (อุณหภูมิของหม้อแปลงสวิตซิ่งขณะทำงาน ไม่ควรเกินเอกสารเป็นเอกสารที่ส่งไว้ในเวลาสำหรับการแข่งขันเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการศึกษาไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

80°C) หม้อแปลงจะร้อนเนื่องจากมีกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสูง ซึ่งจะเกิดจากกำลังงานสูญเสียภายในขดลวดทองแดงของหม้อแปลงและการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ อุณหภูมิของหม้อแปลงที่เพิ่มขึ้นขณะทำงานเนื่องจากการสูญเสียในหม้อแปลงอาจคำนวณได้จากสมการ

$$\Delta T = \frac{23.5(P_w + P_c)}{\sqrt{A_c \cdot A_w}} \quad \dots(2.5.8)$$

เมื่อ ΔT คือ อุณหภูมิของหม้อแปลงที่เพิ่มขึ้นจากอุณหภูมิห้อง เป็น °C

P_w คือ กำลังสูญเสียภายในขดลวดทองแดง เป็นวัตต์

P_c คือ กำลังสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวัตต์

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร

A_w คือ ขนาดช่องพันขดลวดของบอบบิ้น เป็นตารางเซนติเมตร

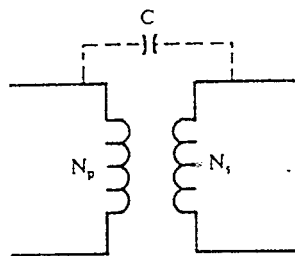
(ค่า T ที่ได้จากสมการที่ (2.5.8) เป็นค่าโดยประมาณ ซึ่งจะให้ค่าใกล้เคียงกับค่าอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นจริง ถ้า T มีค่าอยู่ในช่วง 20 ถึง 50°C

เพื่อไม่ให้อุณหภูมิของหม้อแปลงมีค่าสูงเกินไป และเพื่อเป็นข้อพิจารณา ในการเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์กับการเลือกขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดงที่เหมาะสม การกำหนดค่ากำลังงานสูญเสียสูงสุดในหม้อแปลงจึงควรทำเป็นอันดับแรกในการออกแบบหม้อแปลง สวิตซ์

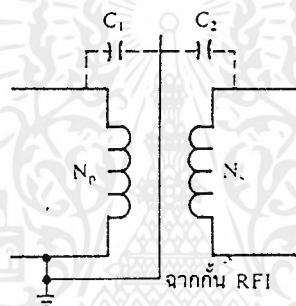
2.5.6 ฉากกัน RFI และ EMI

ฉากกัน RFI หรือ Faraday Screen เพิ่มเข้ามาในหม้อแปลงสวิตซ์ เพื่อป้องกันการเกิดกระแส RF ไหลผ่านระหว่างขดไฟรมารี่และเซคชั่นคาร์ในหม้อแปลง เนื่องจากสนามไฟฟ้าระหว่างขดลวดอาจทำให้เกิดตัวเป็นประจุแผ่นคร่อมระหว่างขดไฟรมารี่และเซคชั่นคาร์ ดังรูปที่ 2.25 (ก) ฉากกัน RFI จะเป็นตัวผ่านทางให้กระแส RF ที่เกิดขึ้นไหลลงกราวด์ โดยฉากกันจะแบ่งตัวเก็บประจุที่เกิดขึ้นออกเป็นสองส่วนแล้วต่อลงกราวด์ ดังรูปที่ 2.25 (ข)

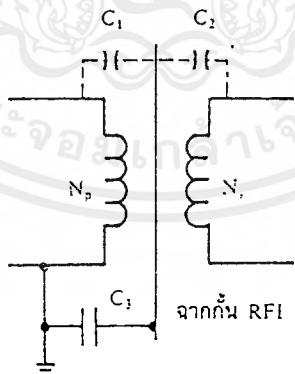
ฉากกัน RFI สามารถทำได้โดยใช้แผ่นตัวนำบาง ๆ และมีขนาดความกว้างเท่ากับระยะพันขดลวดบนบอบบิ้นเพื่อให้คลุมขดลวดได้ทั้งหมด พันรอบบนแกนเพื่อแยกสนามไฟฟ้าระหว่างขดไฟรมารี่และขดเซคชั่นคาร์ออกจากกัน พันให้ครบรอบโดยที่ปลายของฉากกัน RFI ต้องให้มีการเหลื่อมกันให้น้อยที่สุด เพื่อลดค่าตัวเก็บประจุในฉากกันซึ่งเกิดจากการเหลื่อมกันที่ปลายรอบ และให้ใช้ฉนวนรองระกวางจุดเริ่มต้นและจุดปลายเอาไว้ เพื่อป้องกันการเชื่อมถึงกันทางไฟฟ้าที่จุดเริ่มต้นและจุดปลายของฉากกันด้วย



รูปที่ 2.25 (ก) หม้อแปลงที่ไม่มีฉากกัน RFI จะเกิดตัวเป็นประจุแผ่ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารี และเป็นทางผ่านของกระแส RF ได้



รูปที่ 2.25 (ข) ฉากกัน RFI จะเป็นตัวผ่านทางให้กระแส RF ไหลลงกราวด์ โดยแบ่งครึ่งตัวเก็บประจุออกเป็นสองส่วนและต่อลงกราวด์



รูปที่ 2.25 (ค) ตัวเป็นประจุ C_3 ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างฉากกัน RFI กับกราวด์ได้

ฉากกัน RFI จะต้องต่อลงกราวด์ เพื่อไม่ให้กระแส RF ไหลข้ามระหว่างขดได้ และเป็นการลดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน RFI การแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างฉากกัน RFI และกราวด์

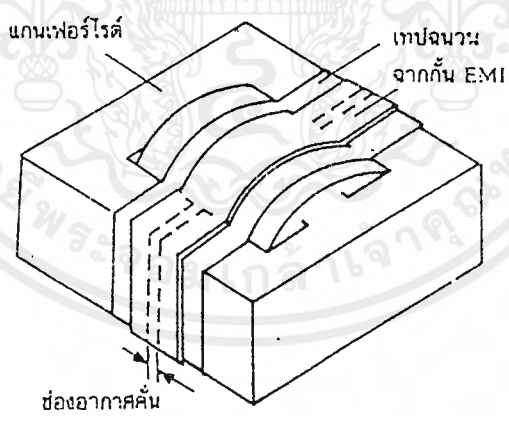
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อป้องกันอันตรายทางไฟฟ้า อาจทำได้ด้วยการต่อตัวเป็นประจุค่าต่ำ ๆ (ประมาณ $0.01 \mu F$ 2kV) ตั้งไว้ระหว่างฉากกัน RFI กับกราวด์ ดังรูปที่ 2.25 (ด)

เนื่องจากฉากกัน RFI เป็นตัวนำและจะเกิดการสูญเสียขึ้นจากกระแสไหลวนขณะหม้อแปลงทำงานได้เช่นกัน ดังนั้นฉากกัน RFI จึงควรทำจากแผ่นตัวนำที่มีค่าความต้านทานสูง ๆ เช่น Phosphor bronze (CUSn8) หรือ Manganin และควรมีความหนาให้น้อยที่สุด (แต่มาตรฐาน UL-1244 กำหนดความหนาต่ำสุดไว้ที่ 0.15 มิลลิเมตร ซึ่งจะต้องพิจารณาประกอบกันด้วย)

ฉากกัน EMI (Electromagnetic Screen) จะทำไว้เพื่อลดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ซึ่งจุดที่จะก่อให้เกิดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ได้มากที่สุดของหม้อแปลงสวิตซ์ก็คือช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์ การลดสัญญาณรบกวน EMI จะทำได้โดยใช้แผ่นทองแดงที่มีความกว้างประมาณ 30 เปอร์เซ็นต์ของความกว้างขอบบิ้นพันรอบแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อทำฉากกัน EMI คลุมรอบช่องอากาศคั่นเอาไว้ดังรูปที่ 2.26 และบัดกรีเชื่อมจุดเริ่มต้นและจุดปลายเข้าด้วยกัน วิธีนี้จะสามารถลดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI ลงได้ถึง 12 dB

ในทางตรงกันข้ามกับฉากกัน RFI ฉากกัน EMI ควรมีค่าความต้านทานไฟฟ้าน้อยที่สุด ดังนั้นการใช้แผ่นทองแดงจึงค่อนข้างเหมาะสมและควรมีความหนาไม่ต่ำกว่า 0.25 มิลลิเมตรขึ้นไป



รูปที่ 2.26 แสดงฉากกัน EMI รอบหม้อแปลงสวิตซ์ ซึ่งเพื่อบดการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวน EMI เทปฉนวนพันรองแผ่นทองแดงไว้เพื่อป้องกันการสัมผัสกันระหว่างฉากกันกับแกนเฟอร์ไรต์

บอบบิ้น

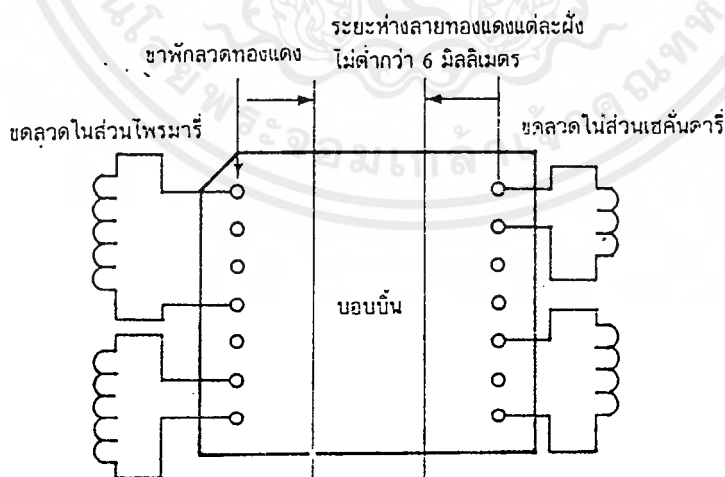
บอบบิ้นทำจากพลาสติกและสามารถถูกติดไฟได้เช่นเดียวกับกรณีของเทปฉนวน ดังนั้นตามมาตรฐานความปลอดภัยแล้ว เมื่อกพลาสติกที่นำมาฉลิตขึ้นอยู่เป็นบอบบิ้น จึงต้องเป็นวัสดุที่ไม่ติดไฟ บอบบิ้นมาตรฐานสำหรับหม้อแปลงสวิตชิงควรทำจากวัสดุที่มีลักษณะการติดไฟอยู่ในกลุ่ม V-0, V-1 หรือ V-2 (มาตรฐาน IEC) โดยทั่วไปผู้ผลิตบอบบิ้นมักจะใช้วัสดุที่ผ่านมาตรฐานทดสอบของ UL (UL94) เช่น วัสดุในกลุ่ม 94 V-0, 94 V-1 และ 94 V-2 เป็นต้น ซึ่งสามารถใช้ได้ดีเช่นเดียวกัน

การออกแบบเพื่อความปลอดภัยจากการถูกไฟฟ้าลัด

เนื่องจากหม้อแปลงสวิตชิงนั้นจะต้องพันขดลวดไพรมารีและขดลวดเซคันดารี บนแกนบอบบิ้นเดียวกัน สำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ ถ้าไม่มีการแยกส่วนจากกันทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีแล้ว หากมีข้อบกพร่องเกิดขึ้นที่ขดลวด ผู้ใช้อาจเกิดอันตรายจากการถูกไฟฟ้าลัดได้ ดังนั้นเพื่อความปลอดภัยทางไฟฟ้าในขั้นต้น ผู้ออกแบบควรพิจารณาออกแบบหม้อแปลงสวิตชิงให้เกิดความปลอดภัยทางไฟฟ้าดังนี้คือ

1. แยกส่วนระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีที่ขาของบอบบิ้น

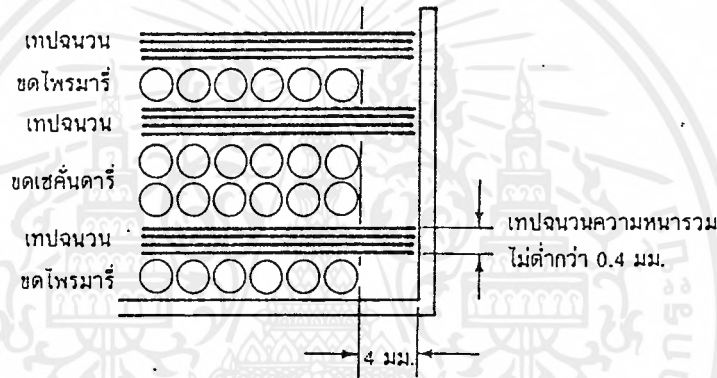
โดยทั่วไปแล้วบอบบิ้นจะมีการเรียงขาพักลวดทองแดงบนตัวมันเช่นเดียวกับขาไอซี โดยแบ่งขาออกเป็นสองแถว ในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิงควรแยกส่วนของขดไพรมารีและขดเซคันดารี ให้แยกกันอยู่คนละแถวโดยเฉพาะไป ดังรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 แสดงการพันขดลวดบนบอบบิ้นในลักษณะแยกฝั่งขดไพรมารีและขดเซคันดารีที่ขาพักลวดของบอบบิ้น

2. แยกส่วนระหว่างขดไฟโรมาและเซคันดารีด้วยเทปฉนวน

ให้แยกส่วนระหว่างขดไฟโรมาและเซคันดารีบนบอบบิ้นด้วยเทปฉนวน ความหนาของเทปฉนวนที่ใช้คั่นระหว่างขดต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 0.4 มิลลิเมตร (อาจทำได้โดยใช้เทปฉนวนที่มีความหนา 0.1 มิลลิเมตร พันทับ 4 รอบ หรือ 0.05 มิลลิเมตร พันทับ 8 รอบ ให้ได้ความหนา 0.4 มิลลิเมตร) เทปฉนวนต้องมีความกว้างเท่ากับขนาดความกว้างของบอบบิ้น และการพันขดลวดให้เหลือระยะห่างจำเป็น (creepage) ระหว่างขดลวดและขอบของบอบบิ้นไม่ต่ำกว่า 4 มิลลิเมตรด้วย ดังแสดงในรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.28 แสดงการแยกส่วนขดลวดไฟโรมาและขดลวดเซคันดารีด้วยเทปฉนวนบนบอบบิ้น

และในกรณีการพันขดลวดแบบแยกพัน ต้องใช้เทปฉนวนพันคั่นระหว่างขดไฟโรมาและเซคันดารีทุกตำแหน่งที่มีการทับซ้อนกัน และเพื่อเพิ่มความปลอดภัย ควรพันเทปฉนวนทับขดลวดชั้นบนสุดให้มีความหนาของเทปฉนวนไม่ต่ำกว่า 0.4 มิลลิเมตรเอาไว้ด้วย ถึงแม้ว่าขดลวดชั้นบนสุดจะเป็นขดเซคันดารีก็ตาม

2.5.7 การออกแบบหม้อแปลงสวิตชิงให้มีความปลอดภัย

หม้อแปลงสวิตชิงจัดเป็นอุปกรณ์ที่ต้องออกแบบให้มีความปลอดภัยขณะใช้งานสูง เนื่องจากอาจเกิดความไม่ปลอดภัยจากหม้อแปลงได้ 2 ประการ คือ ความไม่ปลอดภัยจากการเกิดไฟไหม้ (fire hazard) และความไม่ปลอดภัยจากการถูกไฟฟ้าช็อต (electrical shock)

การเลือกวัสดุเพื่อความปลอดภัยจากการเกิดไฟไหม้

หม้อแปลงสวิตชิงมีส่วนประกอบที่สามารถติดไฟได้คือ เทปฉนวนและบอบบิ้น การเลือกใช้เทปฉนวนและบอบบิ้นที่ได้มาตรฐานความปลอดภัยจากการเกิดไฟไหม้จึงควรทำเป็นอันดับแรก

เทปฉนวน

เทปฉนวนสามารถแบ่งออกเป็นกลุ่มได้ตามวัสดุที่ใช้ที่อัตราอุณหภูมิขณะใช้งานของมัน ดังแสดงในตารางที่ 2.3 การเลือกใช้เทปฉนวนไม่ว่าจะเป็นกลุ่มใด จะต้องเลือกใช้ให้ม้ออัตราอุณหภูมิมากกว่าอุณหภูมิสูงสุดของลวดทองแดงขณะหม้อแปลงทำงาน จะเห็นได้ว่าเทปฉนวนในกลุ่มที่มีอัตราอุณหภูมิใช้งานสูงสุดคือกลุ่ม H นั้น มีอัตราอุณหภูมิสูงสุดขณะใช้งานเพียง 180°C อุณหภูมิสูงสุดของขดลวดในหม้อแปลงจึงไม่ควรเกิน 180°C ในทางปฏิบัติเพื่อความปลอดภัยควรกำหนดอุณหภูมิสูงสุดของหม้อแปลงสวิตชิงไว้ไม่เกิน 85°C ตามอัตราอุณหภูมิปกติ (typical ambient temperature) ของเทปฉนวน

อย่างไรก็ตามเพื่อความปลอดภัย ในกรณีที่มีหม้อแปลงหรือวงจรทำงานผิดปกติอาจทำให้เกิดความร้อนสูงในขดลวดเช่นกรณีการลัดวงจร ดังนั้นเทปฉนวนจะต้องทำจากวัสดุไม่ติดไฟ (flame retardant) เพื่อป้องกันการลุกลามไฟที่เทปฉนวน

ตารางที่ 2.3 การจัดกลุ่มของเทปฉนวนตามอัตราอุณหภูมิ (Thermal Strength)

class of insulation	typical ambient temperature in $^{\circ}\text{C}$	maximum operating temperature in $^{\circ}\text{C}$
0	40	90
A	40	105
B	75	130
F	75	155
H	85	180

2.6 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีกซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุมเช่น UC 3842 โดยตรง เพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้ามาแทนที่ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็วในการผลิตสวิตช์เพาเวอร์ซัพพลายในตลาดอุตสาหกรรมปัจจุบัน

โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้ทั้งในลักษณะ N-channel และ P-channel อย่างไรก็ตาม ในบทนี้จะกล่าวถึงเฉพาะเพาเวอร์มอสเฟตชนิด N-Channel เท่านั้น

2.6.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

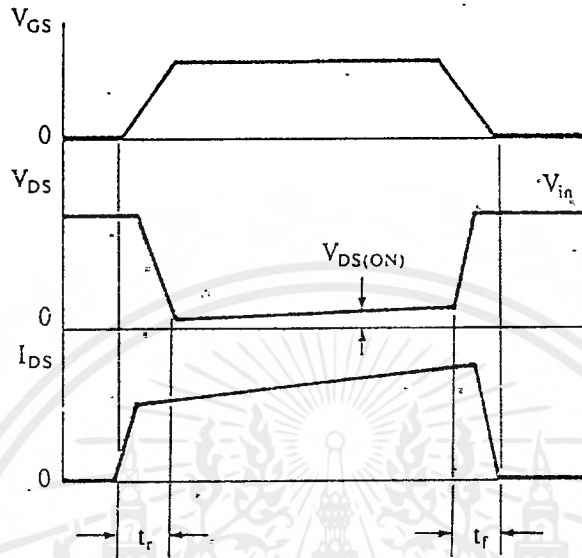
กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาดำเนินการนำกระแส และช่วงเวลาดำเนินการหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้นจึงไม่มีปัญหาลักษณะเดียวกันกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสค่อนข้างสูง การสูญเสียเพาเวอร์มอสเฟตขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ รูปที่ 2.29 แสดงลักษณะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อทำงานเป็นสวิตช์

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาดำเนินการนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาดำเนินการหยุดนำกระแส (turn off time) กับช่วงเวลาดำเนินการนำกระแส (turn on time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกันจึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + P_C \quad \dots(2.6.1)$$

$$P_{SW(on)} = \frac{0.5 I_{PK(on)} V_{in} \cdot t_r}{T} \quad \dots(2.6.2)$$

$$P_{sw(off)} = \frac{0.5 I_{PK(off)} V_{in} t_f}{T} \quad \dots(2.6.3)$$



รูปที่ 2.29 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุด นำกระแส ในส่วนที่แรงจะเป็นส่วนที่จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนได้สูง

$$P_C = I_{D_{rms}}^2 \times R_{DS(on)}(T_j) \quad \dots(2.6.4)$$

เมื่อ	$P_{sw(on)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$P_{sw(off)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	P_C	คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$I_{PK(on)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
	$I_{PK(off)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	$I_{D_{rms}}$	คือ ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน
	$R_{DS(on)}(T_j)$	คือ ค่าความต้านทานระหว่างแครนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
	t_r	คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	t_f	คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

หมายเหตุ สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตโดยทั่วไป ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสในค่าดัชนีของผู้ผลิตส่วนใหญ่ มีกระบวนมาเป็นค่า t_r (current rise time) และ t_f (current fall time) ตามลำดับ ในที่นี้จึงใช้สัญลักษณ์ เป็น t_{on} และ t_{off} แทน t_{on} และ t_{off} เมื่อเปรียบเทียบกับ ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

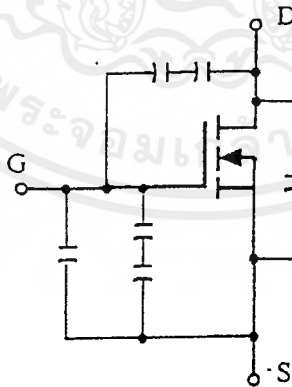
2.6.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้น้ำกระแสนั้นแตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่แตกต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้เมื่อมีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันคั่นคร่อมที่ขาคัดและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้น้ำกระแสจึงทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

อย่างไรก็ตาม เพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงจำเป็นต้องศึกษาเงื่อนไขต่าง ๆ สำหรับการบังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแส เป็นอันดับแรกเสียก่อน

ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input Capacitance)

เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายใน ตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบ ๆ ขาต่าง ๆ ของมันดังรูปที่ 2.30

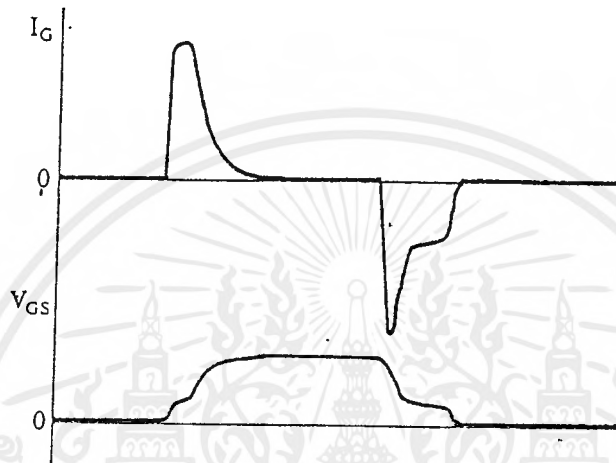


รูปที่ 2.30 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้ บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันคั่นคร่อมที่ขาคัด V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำ

กระแสในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต จะต้องให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าลดต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแสลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังในรูปที่ 2.31

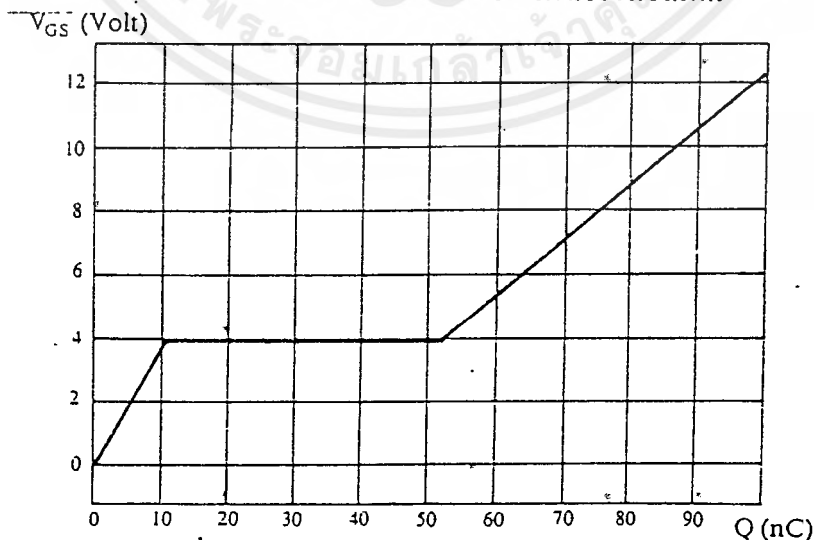
โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เอง จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน



รูปที่ 2.31 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้นเรียกว่า Gate Charge Chart มาในคาส์รีดด้วย (รูปที่ 2.32) กราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกตและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต



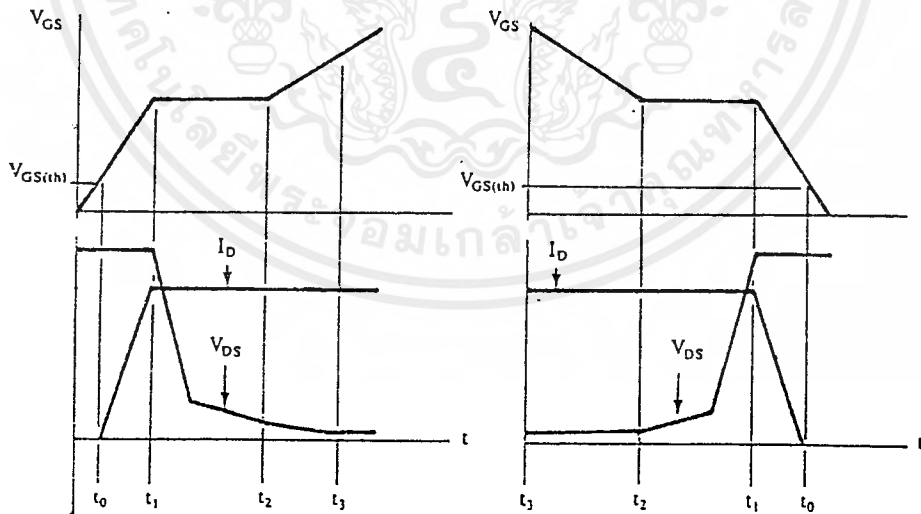
รูปที่ 2.32 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลักษณะของกราฟจะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง ตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้นคือ

1. ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (turn on delay) t_0
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (rise time) $t_0 \rightarrow t_2$
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (excess charge time) $t_2 \rightarrow t_3$

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มชาร์จประจุที่ขาเกต จนกระทั่งพ้นช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส เมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่า แรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงจะเริ่มมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สที่เวลา t_0 ค่าของแรงดันจะยังไม่ลดลงจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ t_1 แรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{DS} จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ประมาณ 90 เปรอร์เซ็นต์ จนเหลือเพียง 10 เปรอร์เซ็นต์ ของค่าแรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ดังแสดงในรูปที่ 2.33 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สจะมีค่าลดลงได้เรื่อย ๆ หากปล่อยให้มีการสะสมประจุต่อไปในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการขมเข้เริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป ดังนั้นการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ขาเกตด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็น จะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย



รูปที่ 2.33 (ก) แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส

(ข) แสดงผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่าย ๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาที่หน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาดำเนินการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป

จากกราฟในรูปที่ 2.33 ของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์ จะนำมาหาช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_r และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส t_f ได้จาก

$$t = \frac{Q_G}{I_G} \quad \dots(2.6.5)$$

เมื่อ Q_G คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟ

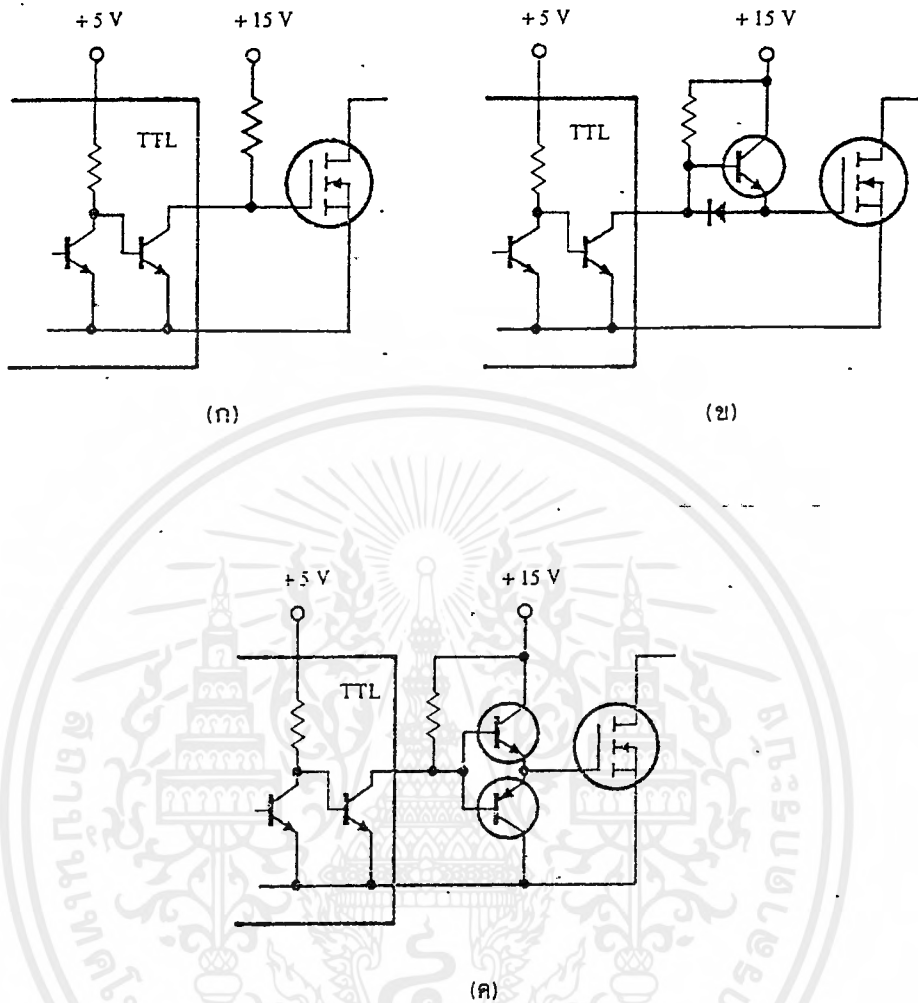
I_G คือ ค่ากระแสที่ใช้ชาร์จประจุที่ค่ากระแสคงที่เป็นแอมป์

หมายเหตุ กราฟ Gate Charge Chart ที่ได้จากคาต้าลิก ปกติในการวัดผู้ผลิตจะกำหนดให้กระแสเกต I_G สำหรับชาร์จประจุมีค่าคงที่ ในการใช้งานจริงแล้ว วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตอาจให้ค่า I_G ไม่คงที่ จึงจำเป็นต้องใช้ข้อมูลทีนอกเหนือจากข้อมูลใน Gate Charge Chart ซึ่งจะไม่บอกกล่าวในที่นี้ อย่างไรก็ตาม ถ้าสามารถออกแบบวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้จ่ายกระแสได้มากพอ การคำนวณที่ได้จากสมการ (2.6.5) ก็นับว่าใกล้เคียง

จะเห็นได้ว่าการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสได้นั้น จะต้องมีการชาร์จประจุและคายประจุที่ขาเกต วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องมีลักษณะของการจ่ายและรับกระแส(source and sink) ได้ที่ประมาณ 200 ถึง 400 มิลลิแอมป์ด้วย และต้องให้แรงดันคคร่อมที่ขาเกต VGS ค่ามากพอ เพื่อที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานได้อย่างเต็มที่ด้วย (ประมาณ 10 โวลต์)

2.6.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตจากไอซี TTL โดยตรงนั้นเป็นไปได้ แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายและรับกระแสของมันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลโดยตรงต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตและทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยให้เกิดการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว



รูปที่ 2.34 (ก) แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี TTL และฟลูออริสเซเตอร์
 (ข) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามา เพื่อเพิ่มความเร็วขณะเริ่มนำกระแส
 (ค) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาอีก 1 ตัว เพื่อเพิ่มความเร็วในขณะเริ่มหยุด
 นำกระแสด้วย

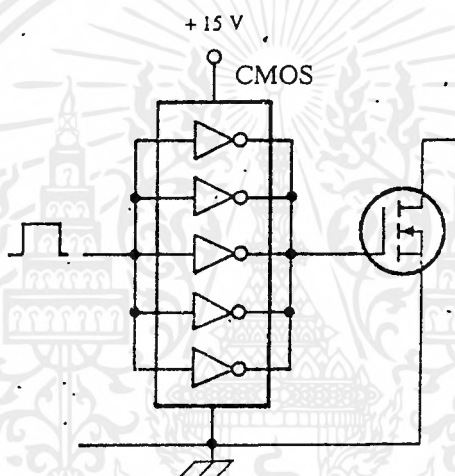
การต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาดังในรูปที่ 2.34 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยจ่ายกระแสได้มากขึ้น ทำให้ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้น และลดกำลังงานสูญเสียในตัวไอซี TTL ด้วยเพื่อให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว การเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาในวงจรอีก 1 ตัว ดังรูปที่ 2.34 (ค) ก็จะทำให้ความเร็วในขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้สามารถใช้ทรานซิสเตอร์กำลังต่ำ เช่น เบอร์ 2N 2222A และเบอร์ 2N2907 ก็สามารทำให้งจรขับจ่ายและรับกระแสได้ถึง 800 มิลลิแอมป์ ซึ่งนับว่าเพียงพอแล้ว

2.6.4 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับ ไอซีชนิด CMOS มาตรฐาน เช่น ตระกูล 14000 จะมีเอาต์พุตเป็นเฟตในลักษณะคอมพลิเมนท์ารี N และ P Channel อยู่แล้ว ไอซีตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันดังรูปที่ 2.35 จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้นด้วย

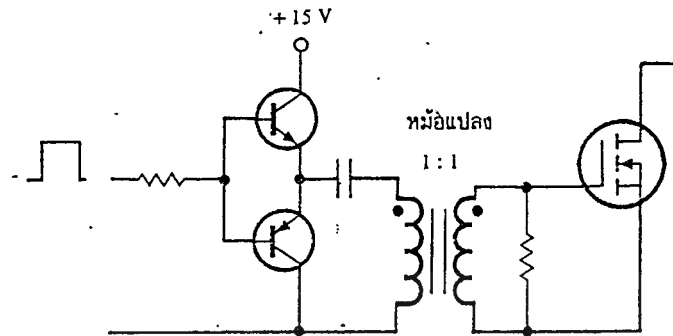


รูปที่ 2.35 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วย ไอซี CMOS โดยตรง

2.6.5 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน และอาจจะเป็นต้องใช้หม้อแปลง หรือในกรณีที่ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่าหนึ่งตัวพร้อมกัน ก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันที่เอาต์พุตหม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังในรูปที่ 2.36



รูปที่ 2.36 แสดงตัวอย่างการจับวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยหม้อแปลง

2.6.6 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซคันดารีเบรคดาวน์ เช่น ในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างแคโทดและซอสขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง ต่างจากกรณีไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเกิดเซคันดารีเบรคดาวน์ เมื่ออุณหภูมิเพิ่มกระแสจะไหลมากยิ่งขึ้น ซึ่งจะเกิดการพังเสียหายได้อย่างรวดเร็ว เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิทคความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซคันดารีเบรคดาวน์ อัตราทานกำลังสูงสุดเสถียรสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น

พิทคความปลอดภัย FBSOA

ขีดจำกัดกำลังที่พิทคความปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟตนั้น อาจแบ่งได้เป็น 4 ลักษณะ ดังนี้คือ

1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมแคโทดและซอส VDS สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain Source Voltage)
2. ค่ากระแสแคโทด ID สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย (Thermal limit)
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(on)}$ Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

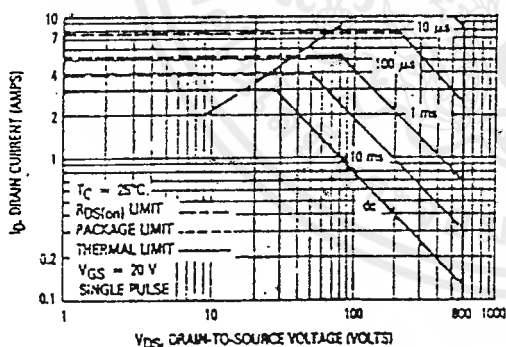
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่าง กราฟ FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต แสดงไว้ในรูปที่ 2.37 และเช่นเดียวกับ ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การระวังไม่ให้เกิดเงื่อนไขที่ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องทำงานภายนอกพิสัยของกราฟ FBSOA เป็นสิ่งสำคัญ และผู้ออกแบบจะต้องให้ความสนใจก่อนการเลือกเพาเวอร์มอสเฟตมาใช้งานทุกครั้ง รวมถึงป้องกันการเกิดเงื่อนไขที่จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตเกิดพังเสียหายได้ขณะทำงานของวงจรที่ออกแบบด้วย

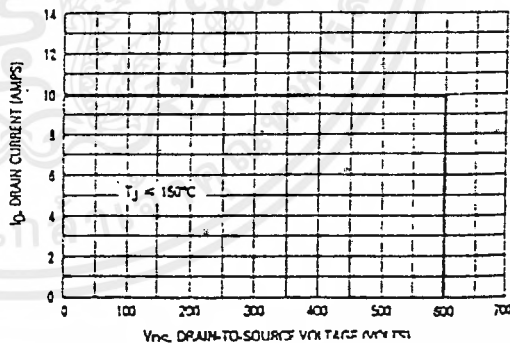
พิสัยปลอดภัย SSOA

SSOA (Switching Safe Operating Area) เป็นกราฟแสดงพิสัยกระแสและแรงดันใช้งานที่ปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้ SSOA สามารถใช้ได้ทั้งในการพิจารณาพิสัยปลอดภัยทั้งในช่วงเวลาเริ่มจะนำกระแส และช่วงเวลารับหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

ปกติกราฟ SSOA จะใช้เพื่อพิจารณาเงื่อนไขปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตเช่นเดียวกับกราฟ RBSOA ของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ตัวอย่างกราฟ SSOA แสดงไว้ในรูปที่ 2.36 และเพื่อเปรียบเทียบกับกราฟ RBSOA ของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แล้วจะเห็นได้ว่า SSOA จะมีพื้นที่ปลอดภัยมากกว่า และขีดจำกัดกำลังจะอยู่ที่แรงดันตกคร่อม V_{DS} สูงสุดและกระแสคร่อม I_D สูงสุดเท่านั้น



รูปที่ 2.37 แสดงตัวอย่างกราฟพิสัยปลอดภัย FBSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต



รูปที่ 2.38 แสดงตัวอย่างกราฟพิสัยปลอดภัย SSOA ของเพาเวอร์มอสเฟต

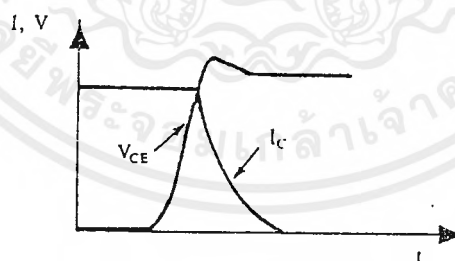
2.7 วงจรสแนบเบอร์

วงจรสแนบเบอร์ (Snubber Network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะทำงานปกติ วงจรสแนบเบอร์ในที่นี่อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจรสแนบเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส (turn off snubber) และวงจรสแนบเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber) วงจรสแนบเบอร์โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งจึงเรียกกันว่า วงจร RCD สแนบเบอร์

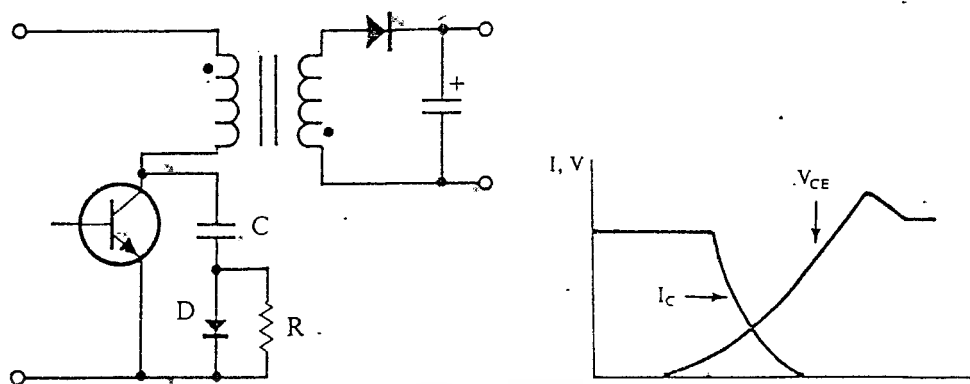
2.7.1 วงจรสแนบเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส

ดังที่ได้กล่าวมาแล้วว่ากำลังสูญเสียที่เกิดในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้น กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 2.39 ประกอบ) กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้อาจทำได้โดยการต่อวงจรสแนบเบอร์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมีตเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำลักษณะของการต่อวงจรสแนบเบอร์อาจทำได้ดังในรูปที่ 2.40



รูปที่ 2.39 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส



รูปที่ 2.40 แสดงการต่อวงจร snubber ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วยแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ

การทำงานของวงจร RCD snubber ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขดลวดเล็กเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทุกให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านกับเก็บประจุ C_1 และไดโอด D_1 ของวงจร snubber ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C_1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะทำให้แรงดันที่ขดลวดเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้าๆ ดังนั้นถ้าให้ C_1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขดลวดเล็กเตอร์จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้ที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อยๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C_1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R_1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C_1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C_1 และ R_1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C_1 = \frac{I_{P(PK)} \times t_{OFF}}{2V_{in}} \quad \text{.....(2.7.1)}$$

$$R_1 = \frac{t_{ON(min)}}{2 \cdot 3 C_1} \quad \text{.....(2.7.2)}$$

เมื่อ	$I_{P(PK)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	V_{in}	คือ ค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์
	t_{ON}	คือ ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
	t_{OFF}	คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

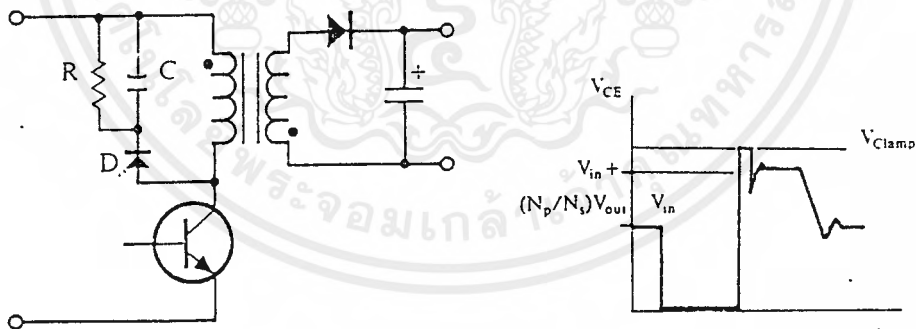
การคายประจุของ C_1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ตัวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R_1 อาจหาได้จาก

$$P_D = \frac{C_1(2V_{in})^2}{2T} \quad (\text{วัตต์}) \quad \dots\dots(2.7.3)$$

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

2.7.2 วงจรสับเบออร์ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบคและฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบออร์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้น ไม่ให้เกิดค่าปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร RCD สับเบออร์เพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 2.41



รูปที่ 2.41 แสดงการต่อสับเบออร์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบออร์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ R_1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปค์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดันสไปค์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์จะเกิดสไปค์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปค์จะเกิดขึ้นนานช่วงเวลาสั้นๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปค์มีค่าลดลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสแน็บเบอร์ป้องกันแรงดันเกินนั้น ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปค์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2}CV_c^2 = \frac{1}{2}L_i I_{P(PK)}^2 \quad \text{.....(2.7.4)}$$

เนื่องจาก V_c จะมีค่าได้ไม่เกิน $V_{CEO} - V_{Clamp}$ ดังนั้น

$$C = \frac{L_i I_{P(PK)}^2}{(V_{CEO} - V_{Clamp})^2} \quad \text{.....(2.7.5)}$$

- เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขดไฟรมารี (leakage inductance)
 $I_{P(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 V_{CEO} คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 V_{Clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของ R อาจหาได้จาก

$$R = \frac{t_{OFF(min)}}{2 \cdot 3C} \quad \text{.....(2.7.6)}$$

กำลังสูญเสียใน R จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = \frac{1}{2} \frac{L_i I_{P(PK)}^2}{T} \quad \text{วัตต์} \quad \text{.....(2.7.7)}$$

- เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์
 t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.8 ไคโอดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

2.8.1 กำลังสูญเสียในรูปความร้อนของไคโอด

ไคโอดเป็นอุปกรณ์อีกตัวหนึ่งของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ที่ไม่อาจมองข้ามการเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนขณะมันทำงานได้ เนื่องจากต้องทำงานที่ความถี่สูง กำลังงานสูญเสียในไคโอดจะเกิดได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสและกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้งาน ไคโอดที่ความถี่ต่ำๆ กำลังงานสูญเสียส่วนใหญ่จะเกิดจากกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่ที่ความถี่สูงกำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะของไคโอดจะมีค่าสูงขึ้นด้วย และมีผลต่อค่ากำลังงานสูญเสียทั้งหมดที่เกิดขึ้นในไคโอด ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกชนิดของไคโอดให้ถูกต้อง เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้ง 2 ลักษณะนั้นด้วย

ขณะที่ไคโอดนำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมที่รอยต่อขึ้น ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมไคโอดขณะนำกระแสซึ่งจะมีค่าขึ้นกับค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวมัน โดยไคโอดในช่วงนี้จะมีกำลังงานสูญเสียเท่ากับ

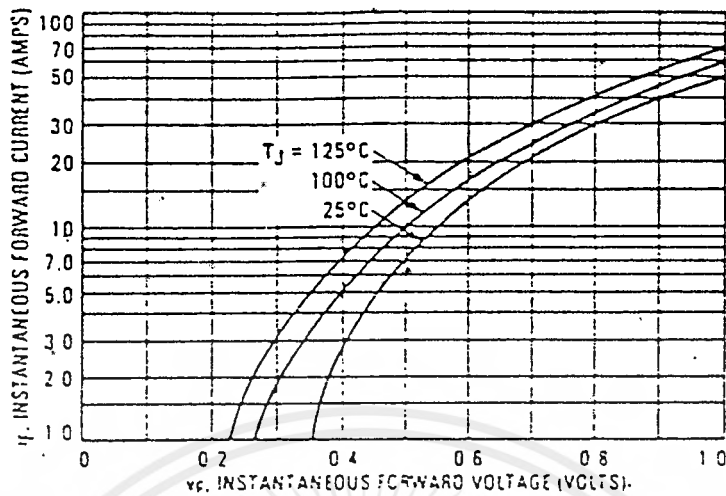
$$P_D = V_F I_F \quad \dots(2.8.1)$$

เมื่อ P_D คือ ค่ากำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไคโอดขณะนำกระแส

V_F คือ ค่าแรงดันตกคร่อมตัวไคโอดขณะนำกระแส

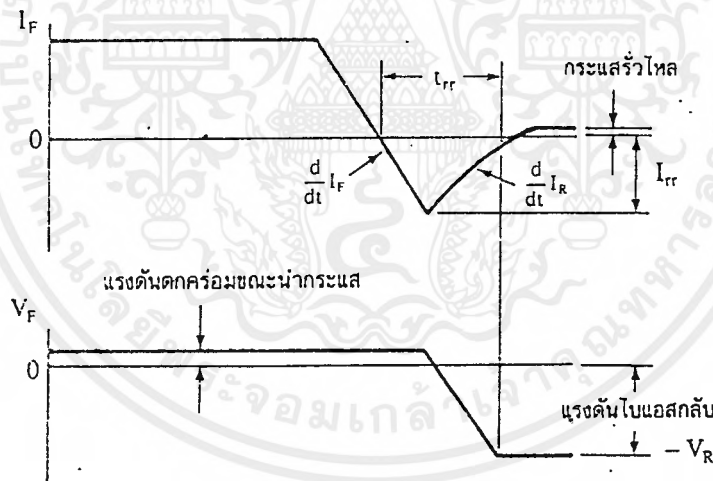
I_F คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่าน ไคโอด

ไคโอดจะเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากที่สุดขณะเปลี่ยนสถานะเมื่อเริ่มหยุดนำกระแส ซึ่งมีผลมาจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในตัวไคโอดขณะนำกระแส โดยก่อนที่ไคโอดจะตอบสนองต่อแรงดันไบแอสกลับและกันไม่ให้เกิดกระแสไหลย้อนทางได้ ไคโอดจะต้องลดประจุสะสมเหล่านี้ออกไปเสียก่อน ประจุสะสมจะมีผลทำให้เกิดกระแสไหลย้อนกลับผ่านตัวไคโอดได้ในขณะที่มีแรงดันไบแอสกลับตกคร่อมตัวมันอยู่ และไคโอดต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งเพื่อลดประจุสะสมออกไปจึงจะสามารถหยุดกระแสไบแอสกลับได้ เวลาที่ใช้ในการลดประจุนี้จะเรียกว่า ช่วงเวลากลับคืนตัว (reverse recovery time) หรือ t_{rr} ลักษณะตอบสนองแรงดันและกระแสของไคโอดจะเป็นดังรูปที่ 2.43



รูปที่ 2.42 แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแส กำลังงานสูญเสียในช่วงนี้จะมีค่า

$$P_D = V_F P_F$$



รูปที่ 2.43 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไดโอดขณะเริ่มหยุดนำกระแส

ช่วงเวลานี้คือ t_{rr} จะขึ้นกับค่าประจุสะสม ซึ่งเป็นผลโดยตรงจากการที่มีกระแสไหลผ่านไดโอดขณะถูกไบแอสตรง รวมทั้งการใช้งานไดโอดในลักษณะต่างๆ กันจะให้ค่า t_{rr} ที่แตกต่างกันออกไปด้วย จะเป็นได้ว่าในช่วงเวลา t_{rr} นี้ ไดโอดจะมีการสะท้อนโวลที่มึแรงดันตกคร่อมสูง และจะเกิดกำลังงานสูญเสียขึ้นสูงเมื่อใช้งานไดโอดที่ความถี่สูงขึ้น

ลักษณะที่สำคัญอีกประการหนึ่งของไดโอดก็คือ ความนุ่มนวลในการคืนตัว (softness recovery) ที่ความถี่สูงๆ ลักษณะการคืนตัวของไดโอดจะมีผลต่อการเกิดสัญญาณรบกวน RFE ของเอเลกทรอนิกส์ไมโครเวฟที่ใช้ในระบบการสื่อสารวิทยุ โดยเฉพาะอย่างยิ่งในระบบการสื่อสารไมโครเวฟ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ค่าความนุ่มนวลในการคืนตัวของไดโอดจะกำหนดโดยค่าความชันที่ขอบขาขึ้นของกระแสในช่วงเวลาคืนตัว $\frac{dI_R}{dt}$ ไดโอดที่มีค่าความชัน $\frac{dI_R}{dt}$ น้อยๆ จะมีลักษณะการคืนตัวอย่างนุ่มนวลและให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI เกิดขึ้นต่ำๆ แต่จะมีช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} มาก และเกิดกำลังงานสูญเสียได้มากด้วย

2.8.2 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้ คือ (1) มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ (2) มีช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} ต่ำ และ (3) สามารถทนกำลังได้สูง

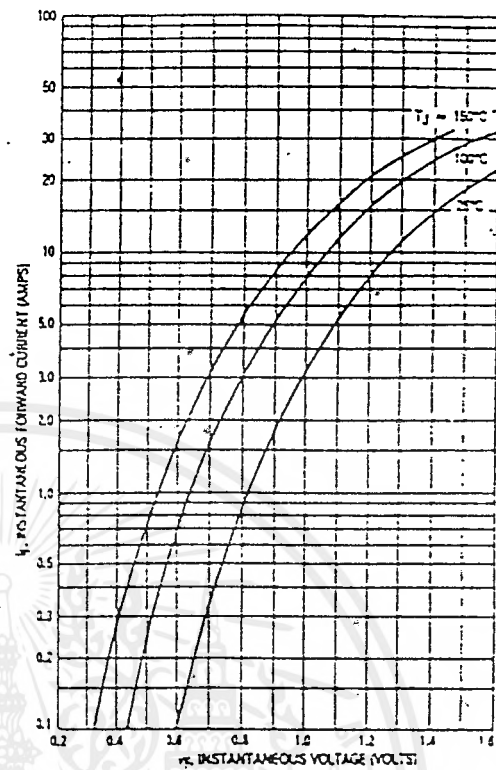
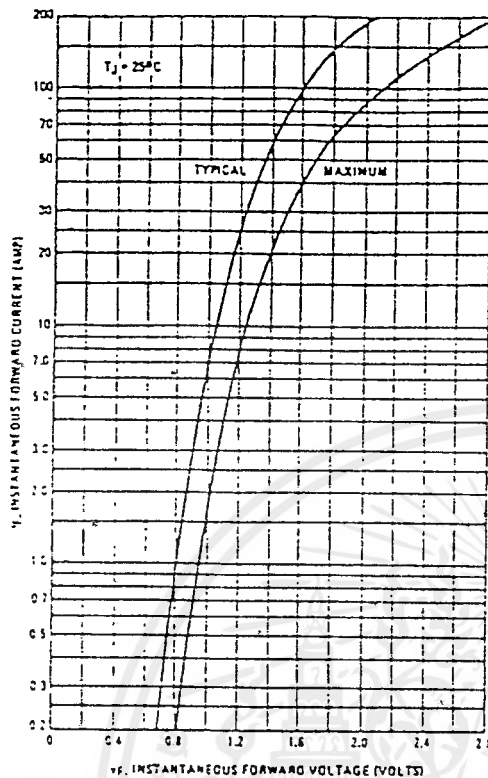
ซิลิคอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติฟายเออร์ทั่วๆ ไปจะไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ได้ เนื่องจากมีค่าช่วงเวลาคืนตัวมากกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูง และมีประสิทธิภาพต่ำ ปกติไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้จากไดโอด 3 ชนิดดังต่อไปนี้ คือ

1. ฟาสต์-รีคัพเวอรี ไดโอด (Fast Recovery Diode)
2. อุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรี ไดโอด (Ultra Fast Recovery Diode)
3. ซอตต์กี ไดโอด (Schottky Diode)

ฟาสต์-รีคัพเวอรีและอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอด

ฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} ประมาณ 200 ถึง 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิคอนไดโอดมาก และฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์ ส่วนอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดจะมีช่วงเวลาคืนตัว t_{rr} ประมาณ 25 ถึง 100 นาโนวินาที และมีอัตราทนแรงดันไบแอสกลับได้สูงถึง 1,000 โวลต์ เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส V_f ของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ในช่วงเดียวกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์ ตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสต์-รีคัพเวอรีและอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีแสดงไว้ในรูปที่ 2.44

เนื่องจากแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของฟาสต์-รีคัพเวอรี และอุลตราฟาสต์-รีคัพเวอรีไดโอดมีค่าค่อนข้างสูง ไดโอดทั้งสองชนิดนี้จึงเหมาะกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตที่มีค่าแรงดันตั้งแต่ 12 โวลต์ ขึ้นไป



รูปที่ 2.44 (ก) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตกคร่อมขณะ
คร่อมนำกระแสของฟอสต์รีคตีฟเวอร์รีไดโอด

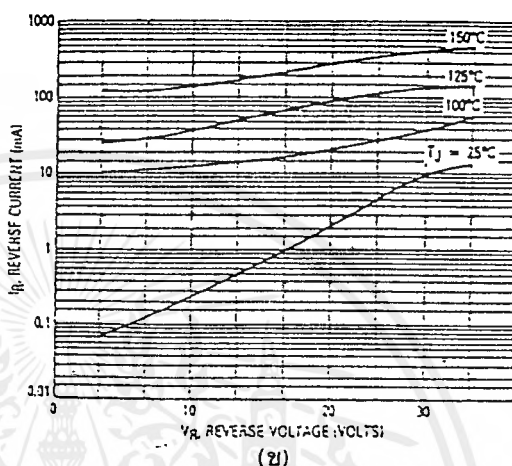
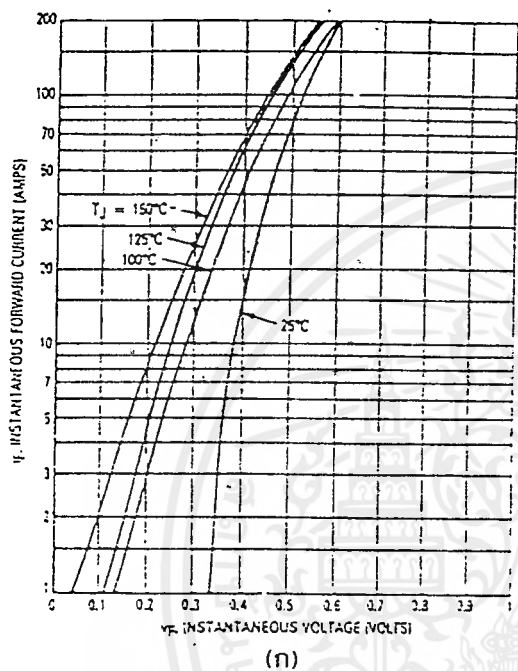
รูปที่ 2.44 (ข) แสดงตัวอย่างค่าแรงดันตก
ขณะนำกระแสของอูลตรา
ฟอสต์รีคตีฟเวอร์รีไดโอด

ซอตต์กีไดโอด

ซอตต์กีไดโอดมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อนข้างต่ำที่ประมาณ 0.5 โวลต์ (ดูรูปที่ 2.45 ประกอบ) จึงเหมาะสมกับคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันเอาต์พุตต่ำๆ และกระแสสูง เช่นที่ค่าแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 5 โวลต์ เนื่องจากลักษณะโครงสร้างภายในที่แตกต่างจากฟอสต์รีคตีฟเวอร์รีและอูลตราฟอสต์รีคตีฟเวอร์รีไดโอด ซอตต์กีไดโอดจะไม่เกิดประจุสะสมขึ้นภายในตัวมันขณะนำกระแส ช่วงเวลาคืนตัว t_r ของซอตต์กีไดโอดจึงมีค่าสั้นมาก โดยมีค่าน้อยกว่า 10 นาโนวินาที และอาจถือว่าซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ได้

อย่างไรก็ตาม ซอตต์กีไดโอดมีข้อเสียอยู่ 2 ประการคือ ซอตต์กีไดโอดที่ผลิตได้ในปัจจุบันมีอัตราทนแรงดันขณะไบแอสกลับได้สูงสุดที่ 100 โวลต์เท่านั้น และซอตต์กีไดโอดมีกระแสรั่วไหลสูง (ดูรูปที่ 2.45 ประกอบ) ทำให้มีกำลังงานสูญเสียขณะถูกไบแอสกลับค่อนข้างสูง และยังมีปัญหา

ที่เกิดขึ้นเมื่อนำขอตัก์ไดโอดมาใช้ในคอนเวอร์เตอร์อีกประการหนึ่งคือ ขอตัก์ไดโอดจะให้ทรานเซียนด์ชณะเริ่มหยุดนำกระแสสูง ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

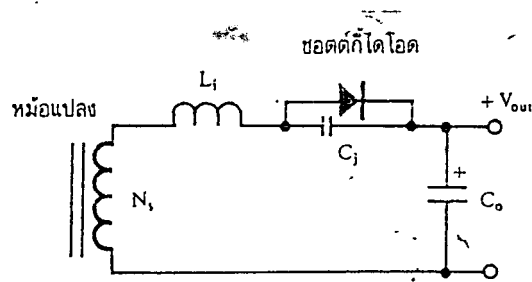


รูปที่ 2.45 แสดงตัวอย่างแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของขอตัก์ไดโอด (ก) และค่ากระแสรั่วไหลของขอตัก์ไดโอด (ข)

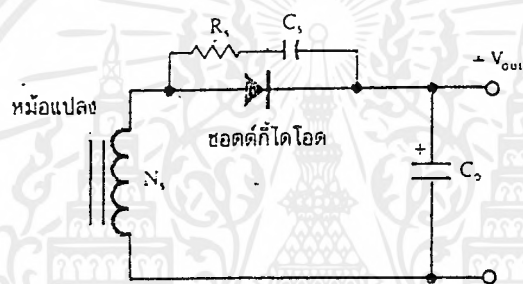
2.8.3 ระบายความร้อนสำหรับขอตัก์ไดโอด

เพราะว่าค่าความจุที่รอยต่อภายในขอตัก์ไดโอดค่อนข้างสูง ดังนั้นการจับดวงจรในส่วนเอาต์พุตหากขดเซคชั่นคาร์มีค่าเหนี่ยวนำแฝง ตัวเก็บประจุแฝงและตัวเหนี่ยวนำแฝงจะต่อกันอยู่ในลักษณะของวงจรจุงรูปที่ 2.46 และจะทำให้เกิดทรานเซียนด์ชณะไดโอดเริ่มหยุดนำกระแสทรานเซียนด์ชณะที่เกิดขึ้นอาจมีค่าสูงกว่าค่าแรงดันสูงสุดที่ขอตัก์ไดโอดจะทนได้ ทำให้เกิดการพังเสียหายขึ้นหรือมีผลต่อความเรียบของแรงดันเอาต์พุต

เพื่อลดทรานเซียนด์ชณะ จึงจำเป็นต้องต่อวงจร RC ระบายความร้อนคร่อมไดโอดขณะใช้งานไว้ด้วยการต่อวงจร RC ระบายความร้อนเพื่อลดทรานเซียนด์ชณะสามารถทำได้ดังรูปที่ 2.47



รูปที่ 2.46 แสดงวงจรสมมูลของค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง L_i และตัวเก็บประจุที่รอยต่อ C_j ในขอตักไดโอด



รูปที่ 2.47 แสดงการต่อ RC สนับเบอร์คร่อมขอตักไดโอดขณะใช้งานเพื่อป้องกันการเกิดทรานเซียนซ์จากตัวขอตักไดโอด

ค่า R_s ของวงจรสับเบอร์ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$R_s = \frac{N_s}{N_p} \sqrt{\frac{L_i}{C_j}} \quad \dots(2.8.2)$$

เมื่อ R_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำแฝง (Leakage inductance)

C_j คือ ค่าความจุที่รอยต่อของขอตักไดโอด

N_p คือ จำนวนรอบของขดไพรมารีของหม้อแปลงสวิตชิง

N_s คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง

ส่วนค่าของ C_j จะเป็นค่าทำได้ได้ในช่วงตั้งแต่ 0.01 ถึง 0.1 ไมโครฟารัด และกำลังสูญเสียในตัวต้านทาน R_s หาได้จาก

$$P_D = \frac{1}{2} \frac{C_s}{T} \left(V_{in} \frac{N_s}{N_p} \right)^2 \quad \dots(2.8.3)$$

เมื่อ V_m คือ ค่าแรงดันที่ขดไพรมารีของหม้อแปลงสวิตซิ่ง

T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานคอนเวอร์เตอร์

2.8.4 การระบายความร้อน

ขณะที่ไดโอดนำกระแสสูงๆ จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อน เนื่องจาก ไดโอดมี

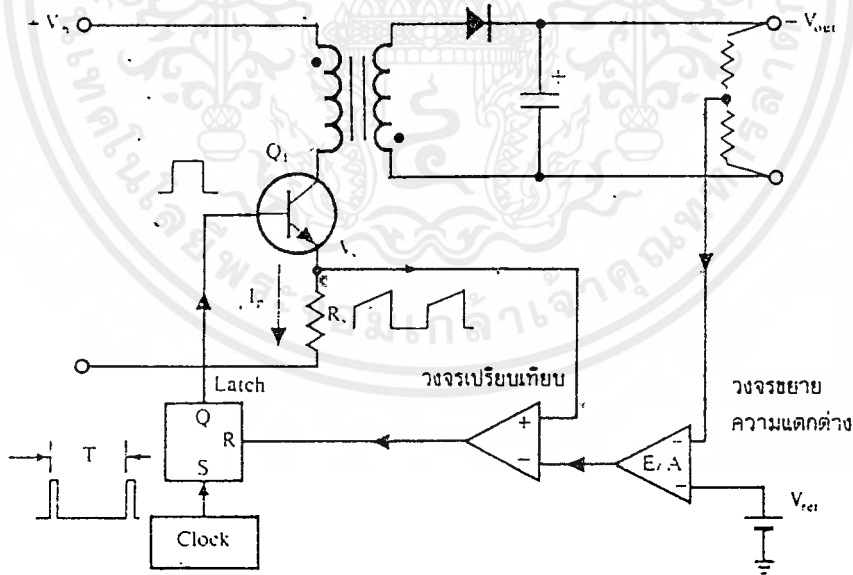
แรงดันตกคร่อมที่รอยต่อ การใช้งานไดโอดจะต้องคัดแผ่นระบายความร้อนเพื่อระบายความร้อนให้กับไดโอดด้วย ปกติไดโอดจะมีค่าอุณหภูมิที่รอยต่อสูงสุด T_j อยู่ที่ 150°C ผู้ผลิตมักจะให้กราฟแสดงความสามารถในการนำกระแสที่อุณหภูมิตัวถังต่างๆ ของไดโอดมาในแผ่นดาต้าชีต ก่อนการใช้งานไดโอดจะต้องพิจารณาขนาดของแผ่นระบายความร้อนที่เหมาะสมให้มันด้วย เพื่อป้องกันการพังเสียหายเนื่องจากความร้อนและยืดอายุการทำงานของไดโอด

2.9 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส (t_{on}) ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นวงจรควบคุมทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วidthมอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) หรือ PWM เป็นหลัก การใช้ PWM เมื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุมคือ ในโหมคควบคุมจากรังดันและโหมคควบคุมจากระแส ซึ่งในโครงการนี้ใช้โหมคควบคุมจากระแส

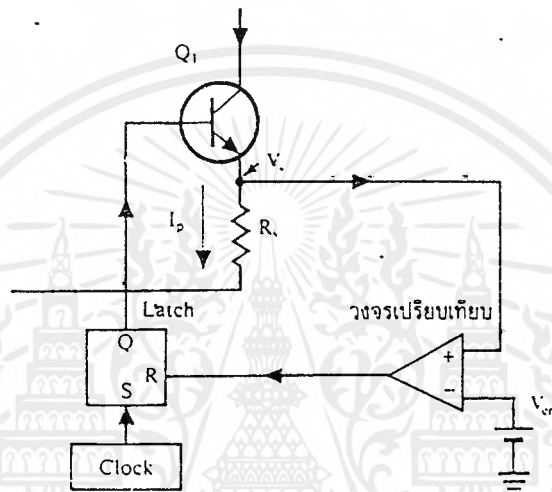
2.9.1 วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากระแส (Current Mode Control)

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากระแสมีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากโหมคควบคุมจากรังดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมากอย่างไรก็ตาม วงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากระแสนี้ก็ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วidthมอดูเลชันเช่นกัน รูปที่ 2.48 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมคควบคุมจากระแส



รูปที่ 2.48 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมคควบคุมจากระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะแยกการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์ตติงของวงจรเปรียบเทียบกับให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ดังรูปที่ 10.3 (ข) วงจร L_{tatch} จะทำงานโดยขา Q ของวงจร L_{tatch} จะมีสถานะเป็น "High" เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น "Low" เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R



รูปที่ 2.48 (ข) แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัววงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่ขาอินเวอร์ตติงของวงจรเปรียบเทียบแทน

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา จะให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร L_{tatch} ขา Q จึงมีสถานะเป็น "High" เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ก็เริ่มนำกระแส เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดไฟโรมารีและตัวต้านทาน R_1 ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q_1 ทำให้เกิดแรงดัน V_c ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_1 ด้วย

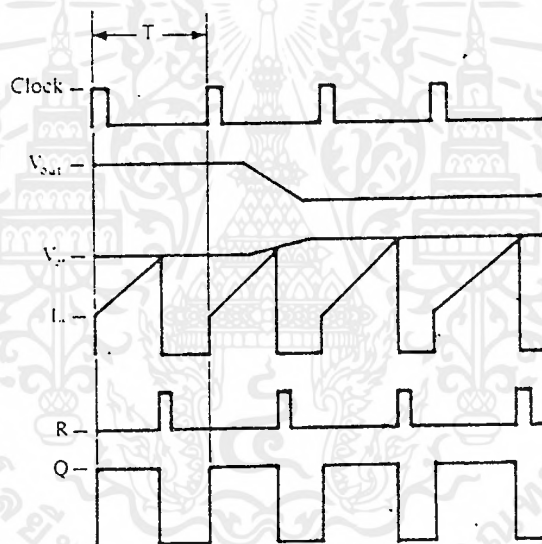
แรงดันตกคร่อม R_1 ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ ดังนั้นเมื่อค่าของ V_c เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น "High" และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร L_{tatch} ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น "low" และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร L_{tatch} จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร L_{tatch} จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_c ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_1 นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน V_c จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสลดลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอเตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_{out} จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอเตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอเตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว

พิจารณาวงจรควบคุมอีกครั้งตามวงจรในรูปที่ 2.46 เมื่อต้องวงจรรขยายความแตกต่าง E/A เพิ่มเข้ามา วงจรในลักษณะนี้เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_o มากกว่า



รูปที่ 2.49 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่าง ๆ ของวงจรรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

แรงดันที่เอาต์พุตของวงจรรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอเตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลานำกระแสลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอเตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันที่เอาต์พุตเอาไว้ได้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงที่โหลด ลักษณะรูปคลื่นและแรงดันขณะทำงานจะเป็นดังรูปที่ 2.49

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน ดังนี้ คือ

1. ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่า

แรงดันที่เอาต์พุตเมื่อเกิดทรานเซียนต์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

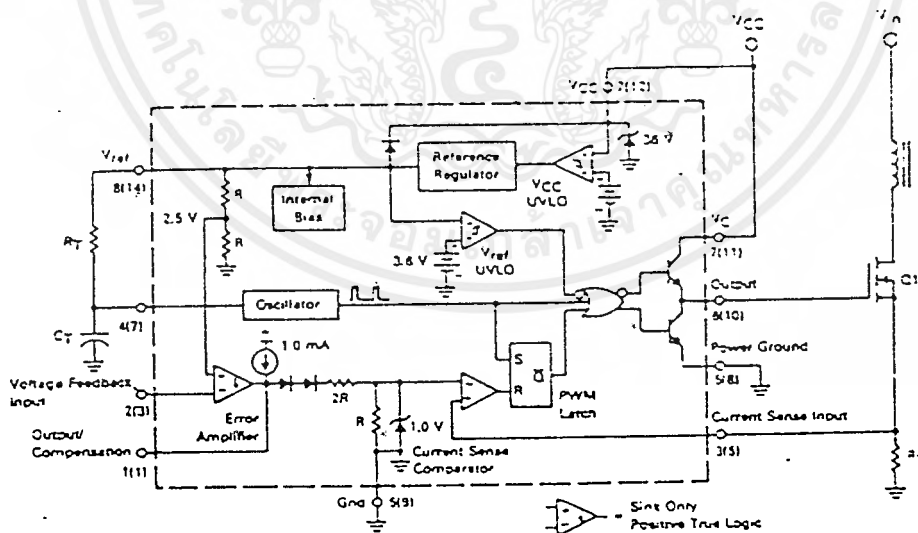
เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุต

2. สามารถป้องกันกระแสไหลเกินได้ ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ขดไฟโพรมารี่ในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว
3. ให้ค่าไลน์เรกูเลชันที่ดีมาก
4. โดยการจำกัดกระแสสูงสุดที่ขดไฟโพรมารี่ ปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของ พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น
5. สามารถต่อขานานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้ เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

ตัวอย่างไอซี ที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแสได้แก่ เบอร์ UC 3842/3/4/5, MC 34023/5 และ MC 34129 เป็นต้น

2.9.2 ไอซีเบอร์ UC 3842 สำหรับโหมดควบคุมจากกระแส

ไอซีเบอร์ UC 3842 ใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทำงานในโหมดควบคุมจากกระแส เอาต์พุตของไอซีสามารถจ่ายและรับกระแสได้สูงจึงสามารถใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟตได้โดยตรงโครงสร้างภายในและการจัดขาของ UC 3842 แสดงในรูปที่ 2.50 การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้

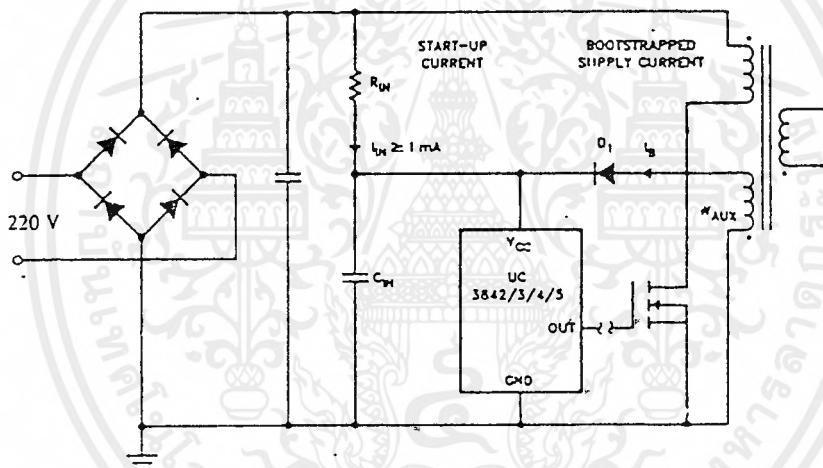


Pin numbers adjacent to terminators are for the 8 pin dual-in-line package.
Pin numbers in parentheses are for the 0 suffix SO-14 package.

รูปที่ 2.50 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี UC 3842

วงจร UVLO (Under-Voltage Lock Out)

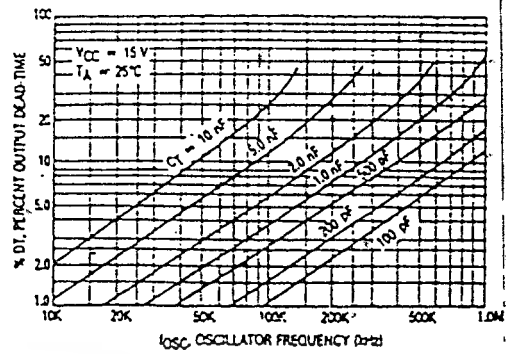
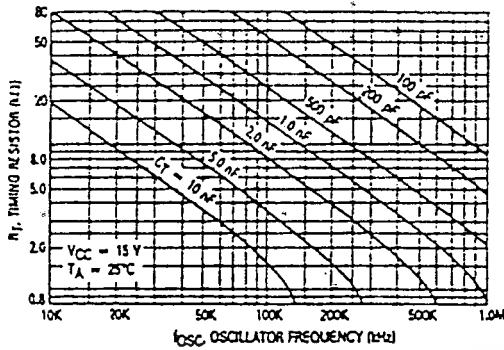
วงจร UVLO ภายใน UC 3842 จะทำให้มันสามารถเริ่มต้นการทำงานจากแรงดันไฟตรง 370 โวลต์ที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ และเมื่อวงจรทำงานแล้ว ไอซีจึงทำงานต่อไปได้จากไฟเลี้ยงที่ได้จากขด aux ของหม้อแปลงสวิดจิง การจัดวงจรเพื่อจ่ายไฟเลี้ยงให้กับไอซี UC 3842 จึงสามารถทำได้ดังรูปที่ 2.51 วงจรจะเริ่มการทำงานเมื่อจ่ายแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์เข้าที่อินพุต C_{in} ก็จะถูกชาร์จด้วยแรงดันไฟตรงประมาณ 310 โวลต์ผ่านตัวต้านทาง R_{in} จน C_{in} มีค่าแรงดันตกคร่อมตัวมันเท่ากับ 16 โวลต์ วงจร UVLO ในตัวไอซี UC3842 จึงจะจับค่าแรงดัน และเริ่มต้นขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงาน จนแรงดันที่ได้จากขด Aux มีค่ามากพอที่จะทำให้ UC3842 ทำงานต่อไปได้ โดยใช้แรงดันไฟเลี้ยงจากขด Aux ของหม้อแปลง



รูปที่ 2.51 แสดงการจัดวงจรเพื่อจ่ายไฟเลี้ยงให้กับไอซี UC3842 โดยไอซีจะเริ่มทำงานได้จากแรงดันที่อินพุตและจะใช้ไฟเลี้ยงจากขด Aux หลังจากวงจรเริ่มทำงานแล้ว

การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

คาบเวลาของวงจรออสซิลเลเตอร์ ซึ่งเป็นตัวกำหนดคาบเวลาของเอาต์พุตของไอซีด้วย สามารถกำหนดได้จากค่า R_t และ C_t ภายนอก ที่ขา 8 และขา 4 ของไอซี โดย C_t จะถูกชาร์จประจุผ่าน R_t ด้วยแรงดัน V_{ref} ที่ขา 8 จนมีแรงดันตกคร่อมตัวมันประมาณ 2.8 โวลต์จึงดีสชาร์จประจุผ่านขา 4 ออกไปจนแรงดันตกคร่อมเหลือประมาณ 1.2 โวลต์ จึงเริ่มต้นชาร์จประจุใหม่ ในขณะที่ C_t กำลังดีสชาร์จ วงจรออสซิลเลเตอร์จะให้ Blanking Pulse ออกมา มีค่าเป็น "High" ตลอดเวลาที่ C_t กำลัง



รูปที่ 2.52 แสดงผลการกำหนดค่าของ R_t C_t ต่อความถี่การทำงานและค่าเวลาเพื่อของ UC3842

คิซาร์จ เพื่อให้ขากลางของ N_{or} เกทมีสถานะเป็น "High" และจะทำให้เอาต์พุตไม่ทำงาน ดังนั้นค่าเวลาเพื่อ T_d จะกำหนดได้จากช่วงเวลาในขณะที่ C_t คิซาร์จนี้เอง ในกรณีที่ค่าของ $R_t > 5 k$ คาบเวลาการทำงานจะสามารถกำหนดได้จาก

$$T = 0.55 R_t C_t$$

การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.50 แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s จะถูกป้อนเข้าที่ขา 3 ของไอซี UC3842 เพื่อควบคุมกระแสที่ไหลผ่านขดไฟโพรมารี่ของคอนเวอร์เตอร์ แรงดันที่ขา 3 นี้จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันจากเอาต์พุตของ Error Amp ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดไฟโพรมารี่จึงถูกจำกัด โดยมีค่าเท่ากับ

$$I_{(pk)} = \frac{V_{(pin1)} - 1.4}{3R_s}$$

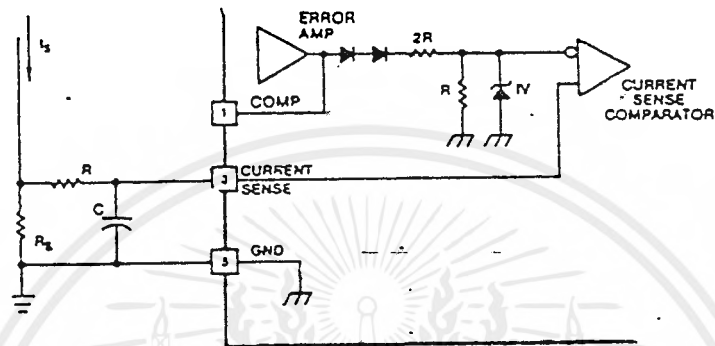
กรณีไม่มีสัญญาณที่ขา 2 หรือกรณีโหลดเกิน ค่าแรงดันสูงสุดที่เอาต์พุตของ Error Amp จะถูกจำกัดไว้ที่ 1.0 โวลต์ด้วยซีเนอร์ไดโอดภายใน ดังนั้นกระแสสูงสุดที่ขดไฟโพรมารี่จะถูกจำกัดไว้ที่

$$I_{(pk)} = \frac{1.0}{R_s}$$

การต่อขา 3 ใช้งานนั้น ให้ต่อดังรูปที่ 2.53 โดยวงจร R_c ฟิเตอร์ที่ต่อเพิ่มเข้ามานั้นเพื่อกรองเอาสไปค์ (Spike) ที่ขอบขาขึ้นของกระแสออกไป ซึ่งสไปค์อาจรบกวนการทำงานของไอซีได้

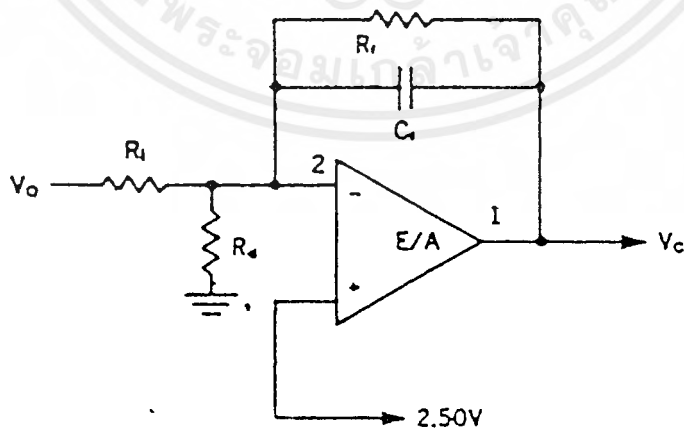
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยกำหนดค่าของ R และ C ให้มีค่าคงตัวเวลาเท่ากับช่วงเวลากการเกิดสไปค์ (ปกติจะมีค่าอยู่ในช่วง 200-300 นาโนวินาที)



รูปที่ 2.53 แสดงลักษณะการต่อวงจร R_c ฟีดแบ็คที่ขา 3 ของ UC3842 เพื่อกรองเอาต์ไปล์ออกไป

แรงดันจากเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะถูกป้อนกลับมาเข้าที่ขา 2 และถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงค่า 2.5 โวลต์ที่อยู่ภายในไอซี การชดเชยรูปของ Error Amp สามารถทำได้จากวงจรภายนอกที่ขา 1 ดังรูปที่ 2.54 ค่าของ R_f จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 7 กิโลโอห์ม และค่าของ R_i ควรให้มีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะทำได้



รูปที่ 2.54 แสดงลักษณะการชดเชยรูปที่ขา 1 ของ UC3842

เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุตของ UC3842 สามารถขับเพาเวอร์มอสเฟตได้โดยตรงและสามารถจ่ายกระแสได้สูงสุดถึง 1.0 แอมป์ เวลาที่ของขาขึ้นและขาลงมีค่าเท่ากับ 50 นาโนวินาที (เมื่อโหลดมีค่าความจุเท่ากับ 1.0 นาโนฟารัด) ในกรณีที่จ่ายไฟเลี้ยงให้กับ UC3842 มีค่ามากกว่า 20 โวลต์ ควรต่อซีเนอร์ไดโอดค่า 20 โวลต์ ที่เอาต์พุตไว้เพื่อจำกัดแรงดันและป้องกันเพาเวอร์มอสเฟตด้วย

UC3842 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง 16 ถึง 30 โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงในตัวเองที่ 5.0 โวลต์ ±1.0 % ที่อุณหภูมิ 25°C เพื่อเป็นแรงดันอ้างอิงให้กับออสซิลเลเตอร์และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 20 มิลลิแอมป์ เพื่อใช้งานอื่นได้ และยังมีวงจรป้องกันการลัดวงจรที่แรงดันอ้างอิงอีกด้วย



บทที่ 3

ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51

3.1 บทนำ

ไมโครคอนโทรลเลอร์มีหลักการการทำงานพื้นฐานเช่นเดียวกับไมโครโปรเซสเซอร์ เพียงแต่องค์ประกอบการทำงานหลายส่วนได้รับการออกแบบให้บรรจุอยู่ในไอซีเพียงตัวเดียวเท่านั้น ดังนั้นการนำไปใช้งานก็ค่อนข้างจะสะดวก

ลักษณะที่เหมาะสมกับการนำไมโครคอนโทรลเลอร์ไปใช้งาน มักจะเป็นงานประยุกต์ที่เกี่ยวข้องกับการควบคุม ซึ่งในโครงการนี้ได้ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ในการควบคุมการจ่ายกระแสของสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

3.2 ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51

ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ได้มีการนำไปใช้งานกันอย่างแพร่หลาย โดยมีหลายรุ่น ซึ่งมีสถาปัตยกรรมพื้นฐานที่เหมือนกัน เพียงแต่มีขนาดหรือจำนวนของหน่วยทำงานภายในที่แตกต่างกันออกไป เพื่อความเหมาะสมในงานประยุกต์ต่าง ๆ ตามความต้องการ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 โดยในโครงการนี้ได้เลือกเอาไมโครคอนโทรลเลอร์ เบอร์ 87C51FA ในการใช้งาน

Device	ROMless Version	EPROM Version	ROM Bytes	RAM Bytes	8-Bit I/O Ports	16-Bit Timer/Counters	Programmable Counter Array (PCA)	UART	Serial Expansion Port (SEP)	Global Serial Channel (GSC)	DMA Channels	A/D Channels	Interrupt Sources/Vectors	Power Down and Idle Modes
8051	8031	—	4K	128	4	2		✓					6/5	
8051AH	8031AH	8751H 8751BH	4K	128	4	2		✓					6/5	
8052AH	8032AH	8752BH	8K	256	4	3		✓					8/6	
80C51BH	80C31BH	87C51	4K	128	4	2		✓					6/5	✓
80C52	80C32	—	8K	256	4	3		✓					8/6	✓
83C51FA	80C51FA	87C51FA	8K	256	4	3	✓	✓					14/7	✓
83C51FB	80C51FA	87C51FB	16K	256	4	3	✓	✓					14/7	✓
83C152JA	80C152JA	—	3K	256	5	2		✓		✓	2		19/11	✓
—	80C152JB	—	—	256	7	2		✓		✓	2		19/11	✓
83C152JC	80C152JC	—	3K	256	5	2		✓		✓	2		19/11	✓
—	80C152JD	—	—	256	7	2		✓		✓	2		19/11	✓
83C452	80C452	87C452P	8K	256	5	2		✓					9/8	✓

รูปที่ 3.1 ตารางแสดงไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51

4.1.2 การทำงานในส่วน Driver และส่วน Feed Back Control

ในโครงการนี้จะใช้ IC เบอร์ UC3846 เพื่อสร้างพัลส์ ซึ่งจะกำหนดค่าความถี่ของการทำงาน โดยขา Rt, Ct ส่วนของการ Sense กระแสทางด้าน Primary โดยผ่าน Current Transformer ผ่านการเรกติไฟเข้าไปที่ส่วน Current Sense ส่วนนี้จะเป็นส่วนป้องกันกระแสเกินทางด้าน Primary ซึ่งอาจจะทำให้ FET เสียหายได้ ภายในจะมีการขยายแรงดันขึ้น 3 เท่า เข้าไปที่ Comparater เพื่อเปรียบเทียบระดับแรงดันที่ได้จากการ Sense จากเอาต์พุต

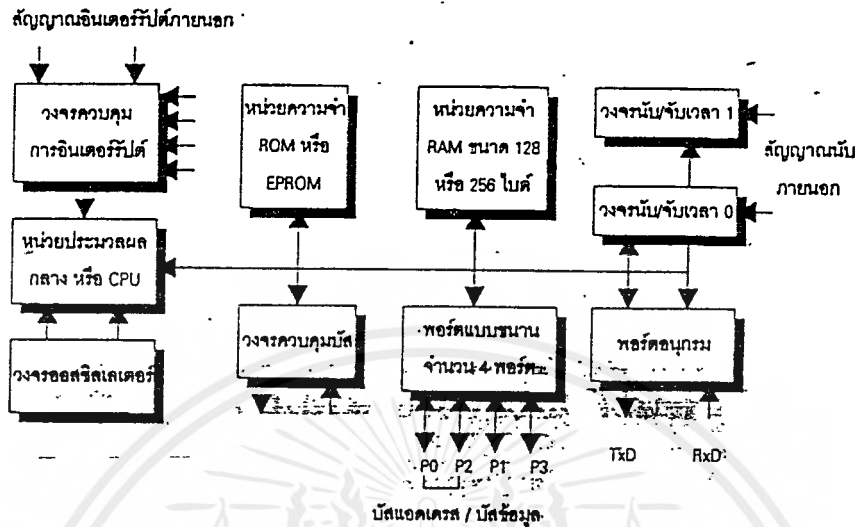
ส่วน Error Amp จะเป็นส่วนที่รับมาจากการ Sense กระแสทางด้านเอาต์พุตผ่าน Rshunt 30A, 60mV ผ่านวงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amp) ด้วยเกนที่ประมาณ 83 เท่า การกำหนดเกนจะกำหนดโดย ถ้ากระแสเอาต์พุต 30A ที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง จะมีค่าแรงดันประมาณ 5V และเมื่อวงจร Error Amp รับค่าแรงดัน -5V คือสูงสุดของการจ่ายพัลส์ที่เอาต์พุต

ส่วน Current Limit ส่วนที่สามารถจำกัดกระแสสูงสุดช่วง ON ได้ ในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์ โดยการจำกัดจากค่าแรงดันเกิน (Error Voltage) ถึงค่าสูงสุด ซึ่งทำโดยต่อความต้านทานแบบแบ่งแรงดัน โดยใช้แรงดันเรฟเฟอเรนซ์ (V_{REF}) 5 V จากขา 2 และแบ่งแรงดันเข้าที่ขา 1 ซึ่งก็เป็นแรงดันที่ใช้ในการจำกัดกระแสสูงสุด

ส่วนเอาต์พุต พัลส์ (PWM) ออกที่ขา 14 ไปเข้าวงจร ทรานซิสเตอร์พุ่มพูล เพื่อทำการขยายกระแส ไปเข้าหม้อแปลงพัลส์ ที่มีอัตราส่วน 1:2 เอาต์พุตจะออกมาประมาณ 2 เท่า ไปขับ มอเตอร์ทั้งสองตัวต่อไป

ส่วนวงจร ป้อนกลับจะใช้ R_{SHUNT} 30A, 60mV และมีค่าความต้านทานประมาณ 0.002 Ω ทางด้านอินพุตของวงจร Differential ด้าน Inverting จะมี Zener Diode ต่อไว้เพื่อรักษาระดับแรงดันให้ได้ประมาณ ครึ่งหนึ่งของแรงดัน VCC เหตุที่ใช้ Zener Diode เพราะเมื่อแรงดัน VCC ตก Zener จะยังคงรักษาระดับแรงดันไว้ได้ ทำให้รักษาเสถียรภาพของวงจร Differential ไว้ได้

3.3 คุณลักษณะพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51

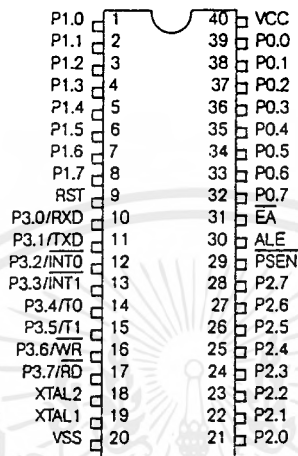


รูปที่ 3.2 แผนภาพบล็อกแสดงหน่วยทำงานพื้นฐานของ MCS-51

จากแผนภาพในรูปที่ 3.2 แสดงให้เห็นถึงหน่วยการทำงานพื้นฐานของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ซึ่งประกอบด้วย

- ◆ หน่วยประมวลผลกลางขนาด 8 บิต
- ◆ หน่วยประมวลผลสำหรับข้อมูลแบบบิต (Boolean Processor)
- ◆ ความสามารถในการอ้างตำแหน่งของหน่วยความจำโปรแกรม 64 กิโลไบต์
- ◆ ความสามารถในการอ้างตำแหน่งของหน่วยความจำข้อมูล 64 กิโลไบต์
- ◆ หน่วยความจำโปรแกรมภายในขนาด 4 กิโลไบต์ แบบ EPROM (เบอร์ 8751)
- ◆ หน่วยความจำแบบ RAM ภายในจำนวน 128 ไบต์
- ◆ พอร์ตอินพุต/เอาต์พุตแบบขนานจำนวน 32 เส้น ซึ่งสามารถแยกทำงานได้อย่างอิสระ
- ◆ วงจรมับ/จับเวลาขนาด 16 บิต จำนวนสองวงจร
- ◆ วงจรสื่อสารแบบอนุกรมแบบฟูลดูเพล็กซ์ (Full Duplex)
- ◆ วงจรควบคุมการอินเทอร์พรีตจากแหล่งกำเนิดสัญญาณ 6 ประเภท พร้อมการกำหนดลำดับความสำคัญ
- ◆ วงจรออสซิลเลเตอร์ภายใน

โดยมากแล้วไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูลนี้ มักจะมีรูปร่างของไอซีเป็นแบบ DIP ขนาด 40 ขา ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งแต่ละขาสัญญาณจะมีหน้าที่ที่ระบุชัดเจนตามสัญลักษณ์ชื่อข่า ที่กำกับในแต่ละขา อย่างไรก็ตามจะมีบางขาสัญญาณที่อาจจะมีหน้าที่ได้มากกว่าหนึ่งอย่าง แต่ไม่สามารถใช้งานในเวลาเดียวกันได้



รูปที่ 3.3 ภาพแสดงขาของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51

3.4 การจัดหน่วยความจำของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51

หน่วยความจำของ MCS-51 แบ่งออกไว้เป็น 2 แบบตามลักษณะของการใช้งาน คือ

3.4.1 หน่วยความจำโปรแกรม

หน่วยความจำโปรแกรมของ MCS-51 เป็นบริเวณหน่วยความจำ สำหรับเก็บ ข้อมูลและคำสั่งใช้งานต่างๆ ซึ่งแม้ว่าจะไม่มีการจ่ายกระแสไฟฟ้ากับระบบ ข้อมูลเหล่านี้ก็ ยังไม่สูญหาย โครงสร้างของหน่วยความจำโปรแกรม มีลักษณะเช่นเดียวกับหน่วยความจำ ที่บรรจุอยู่ในไอซี หน่วยความจำประเภทต่างๆ เช่น หน่วยความจำแบบ ROM หรือ EPROM เป็นต้น

MCS-51 สามารถอ่านข้อมูลหน่วยความจำโปรแกรมได้สูงสุดไม่เกิน 64 กิโลไบต์ และแยกประเภทหน่วยความจำโปรแกรมเป็น 2 ลักษณะ คือ

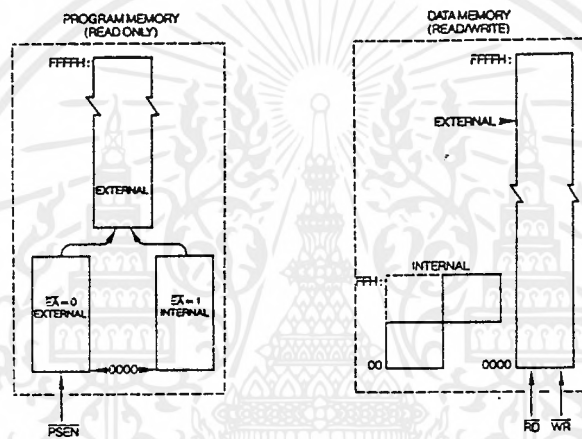
หน่วยความจำโปรแกรมภายใน

ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ตระกูล MCS-51 นี้ มีขนาดหน่วยความจำโปรแกรม ภายในแตกต่างกันออกไป เพื่อความเหมาะสมกับการนำไปใช้งาน ซึ่ง 87C51FA มีหน่วย ความจำแบบ EPROM ขนาด 8 กิโลไบต์อยู่ภายในไอซี ข้อมูลภายในสามารถลบได้โดยใช้ แสงอัลตราไวโอเลตลบ และนำกลับไปบรรจุโปรแกรมใหม่ได้อีก

หน่วยความจำโปรแกรมภายนอก

หน่วยความจำโปรแกรมภายนอกเป็นการใช้หน่วยความจำ EPROM (หรือ ROM) เชื่อมต่อเข้ากับระบบของ ไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยอาจจะมีสาเหตุได้หลายประการ เช่น การที่หน่วยความจำภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์มีขนาดความจุที่ไม่เพียงพอต่อการเก็บโปรแกรม

ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ต่างๆ ของตระกูล MCS-51 นี้สามารถขยายให้ใช้งานหน่วยความจำภายนอกได้ทั้งสิ้น โดยกรณีที่มีหน่วยความจำโปรแกรมภายในอยู่แล้ว การอ้างตำแหน่งแอดเดรสที่มีทั้งหน่วยความจำโปรแกรมภายใน และภายนอกนั้น จะต้องทำการพิจารณาระดับลอจิกของสัญญาณ EA ในขณะนั้นด้วย



รูปที่ 3.4 แผนภูมิหน่วยความจำของ MCS-51

3.4.2 หน่วยความจำข้อมูล

หน่วยความจำข้อมูลมีหน้าที่สำหรับเก็บข้อมูล หรือตัวแปรที่เกิดขึ้นในขณะที่กำลังประมวลผลโปรแกรมไว้เป็นการชั่วคราว โดยพื้นฐานแล้วหน่วยความจำข้อมูลจัดเป็นหน่วยความจำ RAM สแตติก พื้นที่ของหน่วยความจำข้อมูลของ MCS-51 สามารถมีได้สูงสุดไม่เกิน 64 กิโลไบต์ และแยกประเภทออกเป็น 2 ลักษณะ

หน่วยความจำข้อมูลภายใน

หน่วยความจำข้อมูลภายในของ MCS-51 มีจำนวนทั้งหมด 256 ไบต์ โดยจำแนกออกได้เป็น 2 ลักษณะ คือ พื้นที่เฉพาะสำหรับตัวประมวลผลกลางใช้งานเท่านั้น ซึ่งเรามักจะเรียกกันในอีกชื่อหนึ่งว่า รีจิสเตอร์ และพื้นที่ใช้งานทั่วไปสำหรับโปรแกรมใช้งานที่ผู้ใช้สร้างขึ้นมา

หน่วยความจำข้อมูลภายนอก

การใช้หน่วยความจำข้อมูลภายนอกเป็นวิธีการแก้ปัญหาอย่างหนึ่ง ในกรณีที่ต้องการหน่วยความจำสำหรับการเก็บข้อมูลชั่วคราว หรือตัวแปรของโปรแกรมมากกว่าขนาดของหน่วยความจำข้อมูลภายใน ซึ่งมีขนาดเพียง 128 หรือ 256 ไบต์เท่านั้น



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

การออกแบบและสร้าง

4.1 การทำงานของวงจร

จากวงจร ชุด Power Section จะใช้การต่อแบบ Diagonal Half-bridge forward converter ซึ่งก็คือ ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ ที่ใช้ทรานซิสเตอร์ 2 ตัว ซึ่งอยู่ในลักษณะเรียงกัน

การต่อเรียงกันลักษณะนี้จะเหมาะสำหรับ ใช้กับเพาเวอร์มอสเฟต ซึ่งจะมีคูไดโอดที่ทำหน้าที่ คั้นพลังงานส่วนที่เหลือ เพื่อป้องกันการเกิด over shout ในระหว่างช่วง OFF ของเพาเวอร์มอสเฟต กลับสู่แหล่งจ่าย

ซึ่งแรงดันตกคร่อม เพาเวอร์มอสเฟต จะไม่เกินแรงดันที่แหล่งจ่าย ไปมากกว่าแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดทั้งสอง ดังนั้นแรงดันที่ V_{DS} อยู่นั้นก็จะมีเพียงครึ่งเดียวของแรงดันที่ใช้เพาเวอร์มอสเฟต เพียงตัวเดียว

4.1.1 การทำงานในส่วน Power Section

Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกัน คือ จะ OFF หรือ ON พร้อมกัน เมื่อมอสเฟตทั้งสองถูกสั่งให้ ON จะทำให้แรงดันที่แหล่งจ่ายไปตกคร่อมขดไฟปฐมารี และเกิดการเหนี่ยวนำไปยังขดเซคันดารี ซึ่งถูกพันอยู่ในลักษณะมีทิศทางเดียวกัน

ในสถานะที่อิ่มตัว กระแสจะผ่านเข้าไปสู่ ตัวเหนี่ยวนำ L_o และกระแสจะเกิดการวนลูปขึ้นในตัวเหนี่ยวนำ L_o ตัวเก็บประจุ C_o และโหลด R_L ผ่าน ไดโอด D5,D6 เมื่อเกิดเหนี่ยวนำทางด้านเซคันดารี ก็จะมีกระแสไหลทางด้านเซคันดารี และผ่านการเรกติไฟ โดย ไดโอด D3,D4 อย่างรวดเร็ว ซึ่งจะถูกจำกัด โดยค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลในหม้อแปลง วงจรทางด้านเซคันดารีเท่านั้น ดังนั้นกระแสเอาต์พุต I_L ต้องมีค่าค่อนข้างคงที่ในช่วง ON ที่มีทรานเซียนระยะสั้นๆ จากนั้นกระแสที่ไหลใน D3,D4 เพิ่มขึ้น แต่กระแสที่ไหลใน D5,D6 ต้องลดลงอย่างเท่าๆกัน เมื่อกระแสไบอัสตรงใน D3,D4 เพิ่มขึ้นไปถึงจุดเริ่มต้นของการไหลใน D5,D6 ค่อยจากนั้น D5,D6 ก็หยุดนำกระแส และแรงดันที่จุด A จะลดลงไปที่ แรงดันที่ขดเซคันดารี V_s การส่งผ่านพลังงานในช่วงไบอัสตรงก็จะเป็นไปอย่างต่อเนื่องตลอดการทำงาน

4.1.2 การทำงานในส่วน Driver และส่วน Feed Back Control

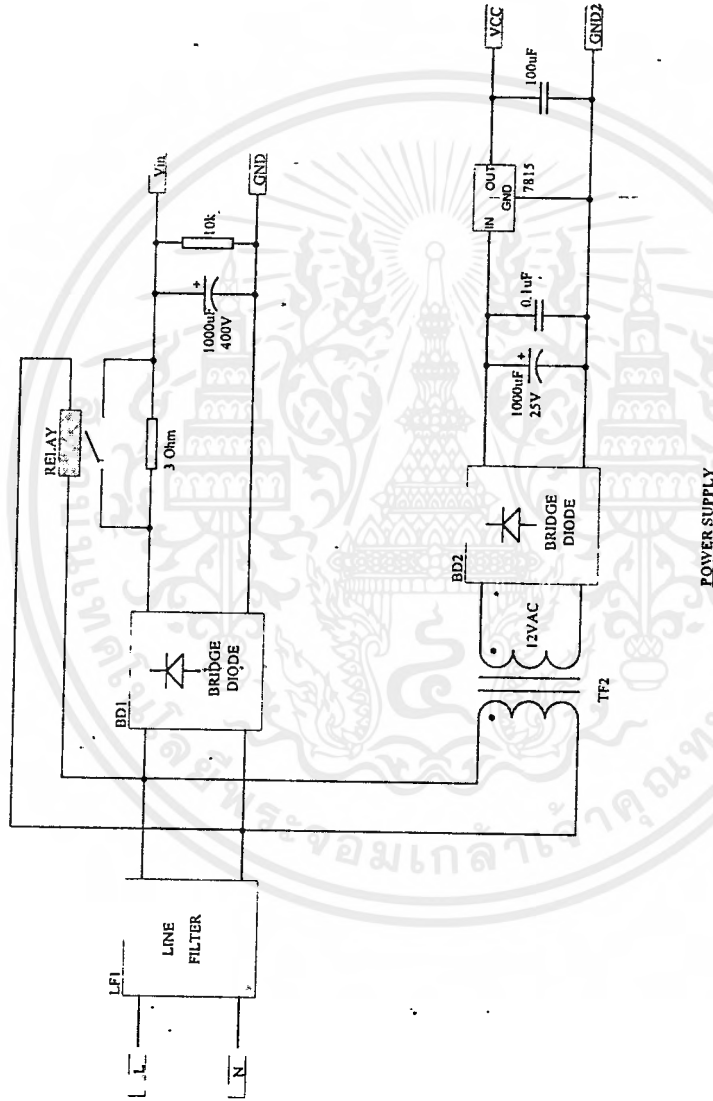
ในโครงการนี้จะใช้ IC เบอร์ UC3846 เพื่อสร้างพัลส์ ซึ่งจะกำหนดค่าความถี่ของการทำงานโดยขา Rt, Ct ส่วนของการ Sense กระแสทางด้าน Primary โดยผ่าน Current Transformer ผ่านการเรคตีไฟเข้าไปที่ส่วน Current Sense ส่วนนี้จะเป็นส่วนป้องกันกระแสเกินทางด้าน Primary ซึ่งอาจจะทำให้ FET เสียหายได้ ภายในจะมีการขยายแรงดันขึ้น 3 เท่า เข้าไปที่ Comparater เพื่อเปรียบเทียบระดับแรงดันที่ได้จากการ Sense จากเอาต์พุต

ส่วน Error Amp จะเป็นส่วนที่รับมาจากการ Sense กระแสทางด้านเอาต์พุตผ่าน Rshunt 30A, 60mV ผ่านวงจรขยายความแตกต่าง (Differential Amp) ด้วยเกนที่ประมาณ 83 เท่า การกำหนดเกนที่จะกำหนดโดย ถ้ากระแสเอาต์พุต 30A ที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง จะมีค่าแรงดันประมาณ 5V และมีอวจร Error Amp รับค่าแรงดัน 5V คือสูงสุดของการจ่ายพัลส์ที่เอาต์พุต

ส่วน Current Limit ส่วนที่สามารถจำกัดกระแสสูงสุดช่วง ON ได้ ในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์ โดยการจำกัดจากค่าแรงดันเกิน (Error Voltage) ถึงค่าสูงสุด ซึ่งทำโดยต่อความต้านทานแบบแบ่งแรงดัน โดยใช้แรงดันเรฟเฟอเรนซ์ (V_{REF}) 5 V จากขา 2 และแบ่งแรงดันเข้าที่ขา 1 ซึ่งก็เป็นแรงดันที่ใช้ในการจำกัดกระแสสูงสุด

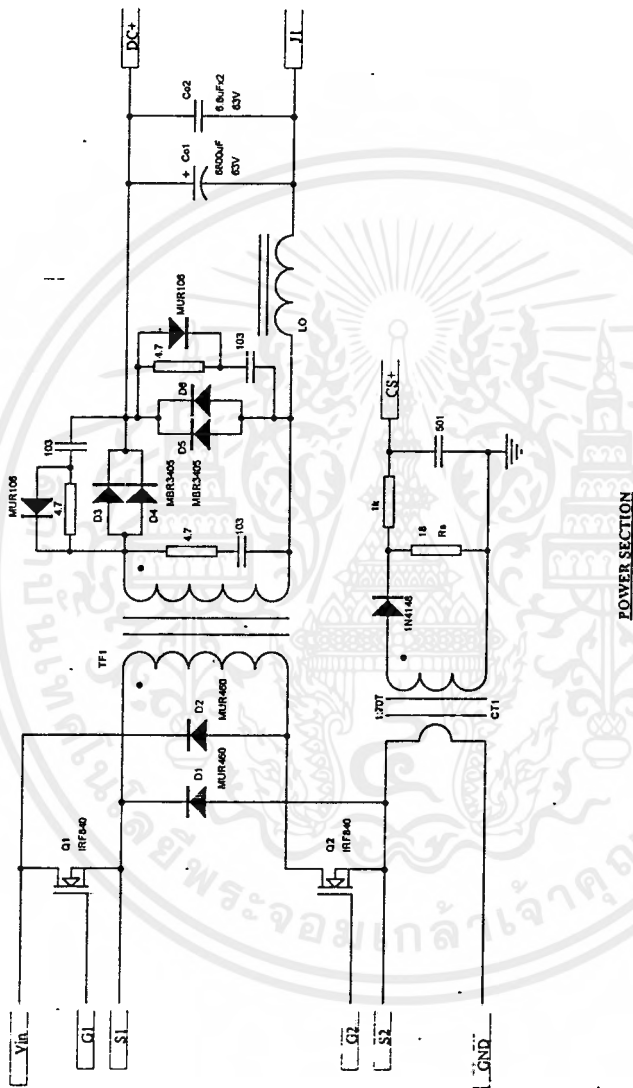
ส่วนเอาต์พุต พัลส์ (PWM) ออกที่ขา 14 ไปเข้าวงจร ทรานซิสเตอร์พุ่มพูล เพื่อทำการขยายกระแส ไปเข้าหม้อแปลงพัลส์ ที่มีอัตราส่วน 1:2 เอาต์พุตจะออกมาประมาณ 2 เท่า ไปขับมอเตอร์ทั้งสองตัวต่อไป

ส่วนวงจร ป้อนกลับจะใช้ R_{SHUNT} 30A, 60mV และมีค่าความต้านทานประมาณ 0.002 Ω ทางด้านอินพุตของวงจร Differential ด้าน Inverting จะมี Zener Diode ต่อไว้เพื่อรักษาระดับแรงดันให้ได้ประมาณ ครึ่งหนึ่งของแรงดัน VCC เหตุที่ใช้ Zener Diode เพราะเมื่อแรงดัน VCE คอ Zener จะยังคงรักษาระดับแรงดันไว้ได้ ทำให้รักษาเสถียรภาพของวงจร Differential ไว้ได้



Title		POWER SUPPLY OF FORWARD CONVERTER	
Size		A4	
Date	24-Mar-1998	Sheet of	4
File	A:RECTIFIE.SCH	Drawn By:	
Number		Revision	

รูปที่ 4.1 วงจรส่วน Power Supply

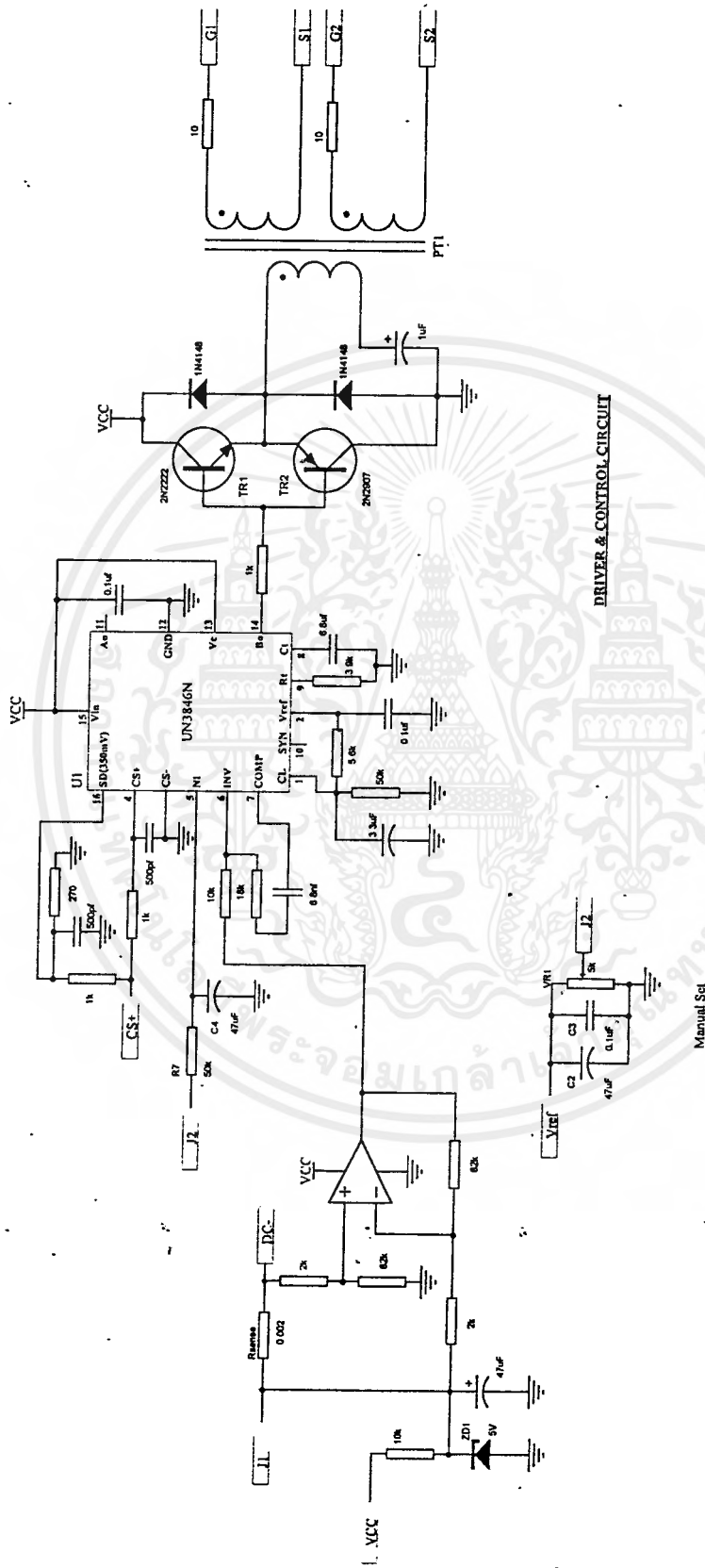


POWER SECTION

Title		POWER SECTION OF FORWARD CONVERTER	
Size		CURRENT SOURCE SWITCHING POWER SUPPLY	
A4	Number	Revision	
Date: 24-Mar-1998	Sheet of	Drawn By:	
File: A:\SSS.SCH	4		

รูปที่ 4.2 วงจรส่วน Power Section

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title		DRIVER SECTION OF FORWARD CONVERTER CURRENT SOURCE SWITCHING POWER SUPPLY	
Size	A4	Number	Revision
Date:	24-Mar-1998	Sheet of	4
File:	A5553A.SCH	Drawn By:	

รูปที่ 4.3 วงจรส่วน Driver และส่วน Control

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อมีญาติเห็นเป็นประโยชน์ด้านการศึกษา
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2 การเลือกอุปกรณ์ทางอินพุท

4.2.1 การเลือกไดโอดเรกติไฟร์

เมื่ออินพุทมีค่าแรงดัน = 220 Vrms

$$\begin{aligned} V_{in \text{ peak}} &= (\sqrt{2}) V_{rms} \\ &= (\sqrt{2}) (220V) \\ &= 311.13 \text{ V} \end{aligned}$$

เมื่อใช้การเรียงกระแสเต็มคลื่น แบบ บริดจ์ ไดโอดต้องทนแรงดันย้อนกลับอย่างน้อย V_p นั่นคือ 311.13 V แต่ในความเป็นจริงค่าแรงดันทางอินพุทของวงจรอาจมีค่าสูงกว่านี้ได้ดังนั้นจึงเลือกค่าครวมปลอดภัย (Safety margin) มีค่าเท่า 50 % เพราะฉะนั้นจึงเลือกใช้ ไดโอดที่ทนแรงดันย้อนกลับอย่างน้อย 622 V.

อัตราकरणกระแสของไดโอดที่มีการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นควรมีค่าอย่างน้อยครึ่งหนึ่งของกระแสทางเอาต์พุต ดังนั้น จึงเลือกใช้กระแสอย่างน้อย 1 แอมป์

4.2.2 การเลือกตัวเก็บประจุกรองแรงดันอินพุท

เมื่อกำลังทางเอาต์พุต $P_o = 300 \text{ W}$ และถ้าค่าประสิทธิภาพของวงจร $\eta = 70 \%$

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{P_o}{\eta} \times 100 \\ &= \frac{300}{70} \times 100 \\ &= 428.6 \text{ W} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{จาก } W_{in} &= \frac{P_{in}}{f} \\ &= \frac{428.6}{50} \\ &= 8.572 \text{ (W-sec)} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{จาก } C_i &= \frac{W_{in}}{V_{pk}^2 - V_{min}^2} \\ &= 41.55 \mu F \end{aligned}$$

เลือกค่าตัวเก็บประจุอินพุทอย่างน้อย $42 \mu F$

อัตราการทำงานแรงดันของตัวเก็บประจุอินพุท ซึ่งมีค่าน้อยเท่ากับค่ายอดของแรงดันสูงสุดทางอินพุท ($V_{pk \max}$)

เมื่อเรายอมให้แรงดันอินพุทเปลี่ยนแปลงได้ถึง 278 Vrms

$$\begin{aligned} V_{pk(\max)} &= \sqrt{2} (278) \\ &= 392 \text{ V.} \end{aligned}$$

ดังนั้นอัตราการทำงานแรงดันของตัวเก็บประจุอินพุทมีค่าน้อย 392 V.

4.2.3 การออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง

ข้อกำหนด ความถี่ทำงาน 80 KHz, แรงดันไฟตรงทางอินพุทอยู่ในช่วง 238-392 V
ประสิทธิภาพ 80 %, แรงดันไฟตรงทางเอาต์พุต 10V กระแส 30A
กำลังงาน 300 W แกนเฟอร์ไรท์เบอร์ ETD49 ทำจากวัสดุ 3C80 ซึ่งมีค่าฟลักซ์อิ่มตัวที่ ประมาณ 1000 -3300 เกาส์ (ของบริษัท FERROXCUBE)

การออกแบบ

1. คาบเวลาของการทำงาน

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{80 \times 10^3} = 12.5 \mu \text{ Sec}$$

2. จำนวนช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

$$\begin{aligned} t_{ON(\max)} &= 0.4T \\ &= 0.4(12.5 \mu \text{ Sec}) \\ &= 5 \mu \text{ Sec} \end{aligned}$$

3. จำนวนหาค่าความเหนี่ยวนำขดลวดทางด้านไพรมารี

$$\begin{aligned} L_p &= \frac{\eta [(V_{in(\max)} - V_{CE(Sat)}) \times t_{ON(\max)}]^2}{2TP_o} \\ &= \frac{0.8 [(238 - 2) \times 5 \times 10^{-6}]^2}{2(12.5 \times 10^{-6} \text{ sec})(300W)} \\ &= 12.59 \text{ mH.} \end{aligned}$$

4. หาค่ากระแสทางดำนไพรมารี

$$\begin{aligned}
 I_{rms_{pri}} &= \frac{1.97 P_o}{V_{dc_{min}}} \\
 &= \frac{1.97 \times 300W}{238V} \\
 &= 2.483 A
 \end{aligned}$$

5. ขนาดของขดลวดทางดำนไพรมารี

$$\begin{aligned}
 \text{Wire size}_{(pri)} &= \frac{I_{rms_{(pri)}}}{4.5 A mm^{-2}} \\
 &= \frac{2.483 A}{4.5 A mm^{-2}} \\
 &= 0.55 mm^2
 \end{aligned}$$

จากคู่มือของแกนเฟอร์ไรท์ ถ้าใช้แกนเบอร์ ETD49 จะได้ค่าของขนาด $A_e = 2.130 \text{ Cm}^2$
 $A_w = 2.710 \text{ Cm}^2$, $V_c = 24.20 \text{ Cm}^3$, $l_e = 114.0 \text{ mm}$.

6. หาจำนวนรอบของขดลวดทางดำนไพรมารี

$$\begin{aligned}
 N_p &= \frac{(V_{dc_{min}} - 1)(0.8T/2) \times 10^8}{A_e \times dB} \\
 N_p &= \frac{(238 - 1)(0.8 \times 12.5 \times 10^{-6} / 2) \times 10^8}{2.13 \times 1800} \\
 N_p &= 30.77 \text{ รอบ}
 \end{aligned}$$

7. หากระแสทางดำนเซคันดารี

$$\begin{aligned}
 I_{rms_{sec}} &= 0.632 I_{dc} \\
 &= 0.632 \times 30 \\
 &= 18.96 A
 \end{aligned}$$

8. หาขนาดของขดลวดทางดำนเซคันดารี

$$\begin{aligned}
 \text{Wire size}_{(sec)} &= \frac{I_{rms_{sec}}}{4.5 A mm^{-2}} \\
 &= \frac{18.96 A}{4.5 A mm^{-2}} \\
 &= 4.213 \text{ mm}^2
 \end{aligned}$$

9. หาจำนวนรอบของขดลวดทางด้านเซคันดารี

$$V_s = \left[\left((V_{dc_{min}} - 1) \frac{N_s}{N_p} \right) - V_d \right] \frac{T_{on_{max}}}{T}$$

$$N_s = \frac{T \times V_s}{T_{on_{max}} + V_d} \frac{N_p}{(V_{dc_{min}} - 2)}$$

$$N_s = \frac{\left[\frac{12.5 \times 10^{-6} \times 10}{5 \times 10^{-6}} + 0.6 \right] 30.77}{(238 - 2)}$$

$$N_s = 3.338 \text{ รอบ}$$

10. คำนวณระยะห่างช่องอากาศของแกนเฟอร์ไรท์

$$l_g = \frac{4\pi A_c N_p^2 \times 10^{-8}}{L_p}$$

$$= \frac{4\pi (2.13)(3.338)^2 \times 10^{-8}}{12.59mH}$$

$$= 0.239 \text{ mm}$$

11. คำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำของไอค์ (L_o)

$$L_o = \frac{3V_o T}{I_{in}}$$

$$= \frac{3 \times 10 \times 12.5 \times 10^{-6}}{30A}$$

$$= 12.5 \mu H$$

12. คำนวณตัวเก็บประจุ เอาต์พุต C_o สำหรับแรงดันกระเพื่อมที่ 50 mV

$$C_o = \frac{\Delta I \times t_{on}}{\Delta V_o}$$

$$= \frac{6A \times 5 \times 10^{-6}}{500mV}$$

$$= 60 \mu F$$

เพราะฉะนั้นเลือกใช้ค่า $C = 63 \mu F$ 25 V

13. การเลือกขนาดของลวดโดยใช้ความหนาแน่นกระแสในสาย = 4.5 แอมป์ต่อตารางมิลลิเมตร

ขลวดไพรมารีใช้ลวดเบอร์ AWG 20 หรือ SWG 21 (SWG 27 X 2)

ขลวดเซคันดารีใช้แผ่นทองแดงพื้นที่หน้าตัดขนาดความหนา 0.2 mm. กว้าง 24 mm.

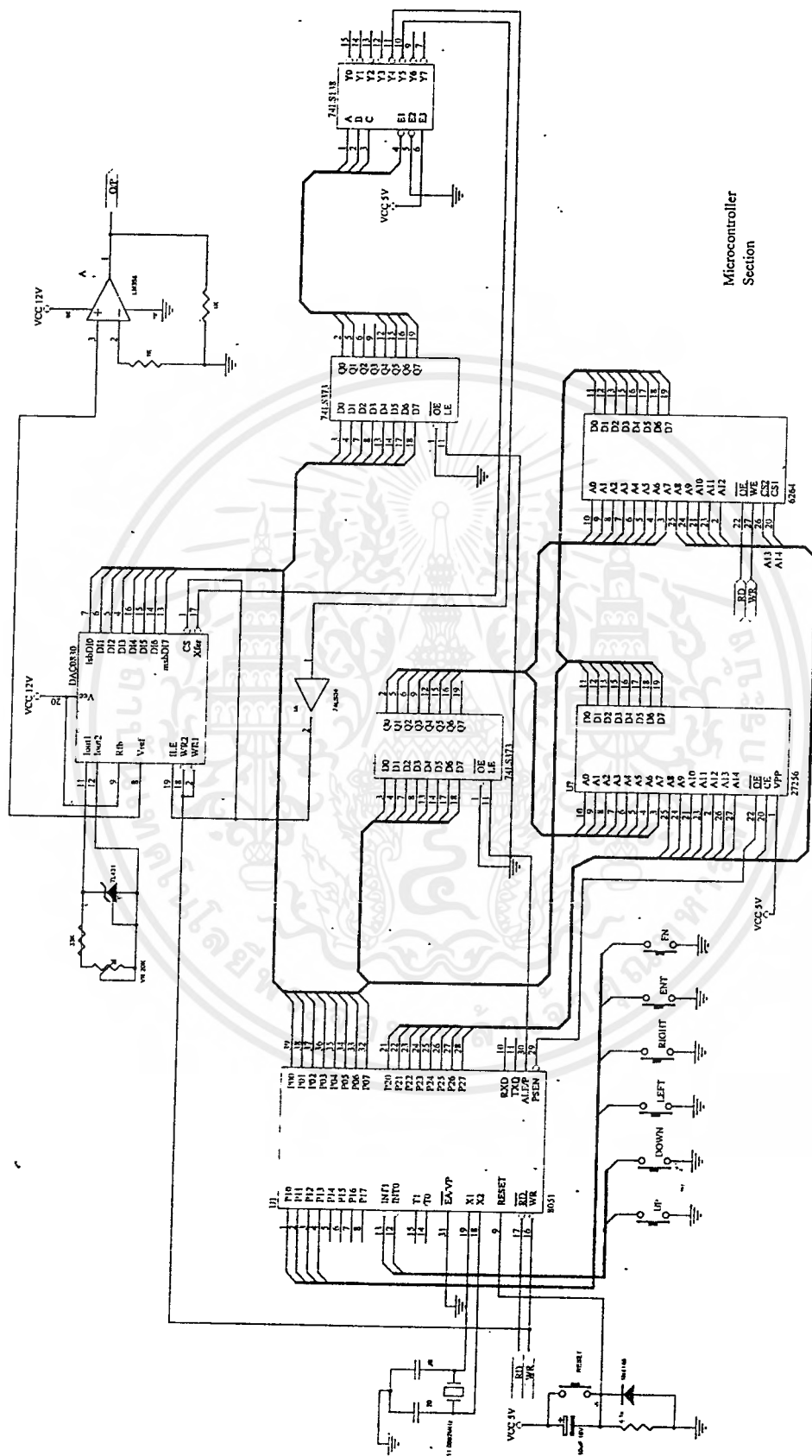
ขลวดเหนี่ยวนำที่เอาต์พุตใช้แผ่นทองแดงพื้นที่หน้าตัดขนาดความหนา 0.2 mm. กว้าง 24 mm.

4.3 การทำงานในส่วนไมโครคอนโทรลเลอร์

จุดประสงค์ในการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ควบคุมสวิทซ์เพาเวอร์ซัพพลาย เพื่อให้การควบคุมมีความสะดวก และแม่นยำ โดยการกด Key ป้อนค่าเข้าไป แล้วให้ไมโครคอนโทรลเลอร์จะดึงค่าแล้วป้อนค่าขึ้นไปสู่วงจร D/A เพื่อให้รหัสค่าที่ไมโครโปรเซสเซอร์ ป้อนออกมาเปลี่ยนเป็นแรงดันแบบ Liner จากนั้นจะป้อนแรงดันที่ได้เข้า Op-amp เพื่อขยายค่าตามอัตราขยายที่ต้องการแล้วส่งไปให้วงจร อินพุทภาคสวิทซ์อีกที

ลักษณะการทำงาน เริ่มโดยที่โปรแกรมอยู่ใน EPROM เมื่อเปิดเครื่อง หรือ Reset ใหม่ โปรแกรมจะเริ่มทำงานโดย Set อุปกรณ์รอบข้าง เช่น เริ่มต้น LCD , D/A และ 8255 เมื่อ Set ทุก ๆ อย่างแล้วจึงเริ่มการทำงาน โดยจะรอรับการกด Key เมื่อมีการกด Key จะทำให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ มีการเพิ่ม หรือลดค่าที่ไมโครจะป้อนใส่ D/A เมื่อกดสวิทซ์จึงทำให้ ค่าที่เอาท์พุทของ D/A เปลี่ยนแปลงไปอาจจะเพิ่มขึ้น หรือลดลง ตามการ กด KEY

การทำงานของวงจร Keyboard ต่อเข้ากับ Port และขา Interrupt เมื่อกด Key function จะทำให้โปรรับการทำงานใน function ต่างๆ ส่วน EROM จะใช้เก็บโปรแกรมมอนิเตอร์ ส่วน RAM ใช้ Backup ข้อมูล และเป็น BUFFER DATA ต่าง ๆ LCD จะใช้ในการแสดงผล การทำงานต่างๆ ส่วนวงจร DIGITAL TO ANALOG จะประกอบไปด้วย ชิพ ไอซี เบอร์ DAC 0830 ทำหน้าที่แปลงสัญญาณ DIGITAL ไปเป็น ANALOG ชิพ ไอซี เบอร์ 74LS373 , 74LS138 , 74LS04 ใช้ประกอบเป็นวงจร DECODE ADDESS ต่าง ๆ ชิพ ไอซี เบอร์ LM358 ทำหน้าที่ ขยายอัตราแรงดันและเป็น บัฟเฟอร์ ให้กับ วงจร D/A และ สวิทซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย ชิพ เบอร์ TL431 ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดัน 2.5V



Title		Switching Power Supply Using Microcontroller	
Size	Number	Revision	
B			
Date	Drawn By	Checked By	Sheet of
15/03/2011	ASIT/03/11		System DV

รูปที่ 4.4 วงจรส่วน Microcontroller

บทที่ 5

ผลการทดลอง

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลการทดลองที่ได้ทำการบันทึกจากการทดลองซึ่งประกอบไปด้วย V_{IN} , I_{IN} , P_{IN} , V_{OUT} , I_{OUT} , P_{OUT} เพื่อทำการคำนวณหาประสิทธิภาพเอาต์พุต ผลที่ได้ดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 5.1 ผลการทดลอง

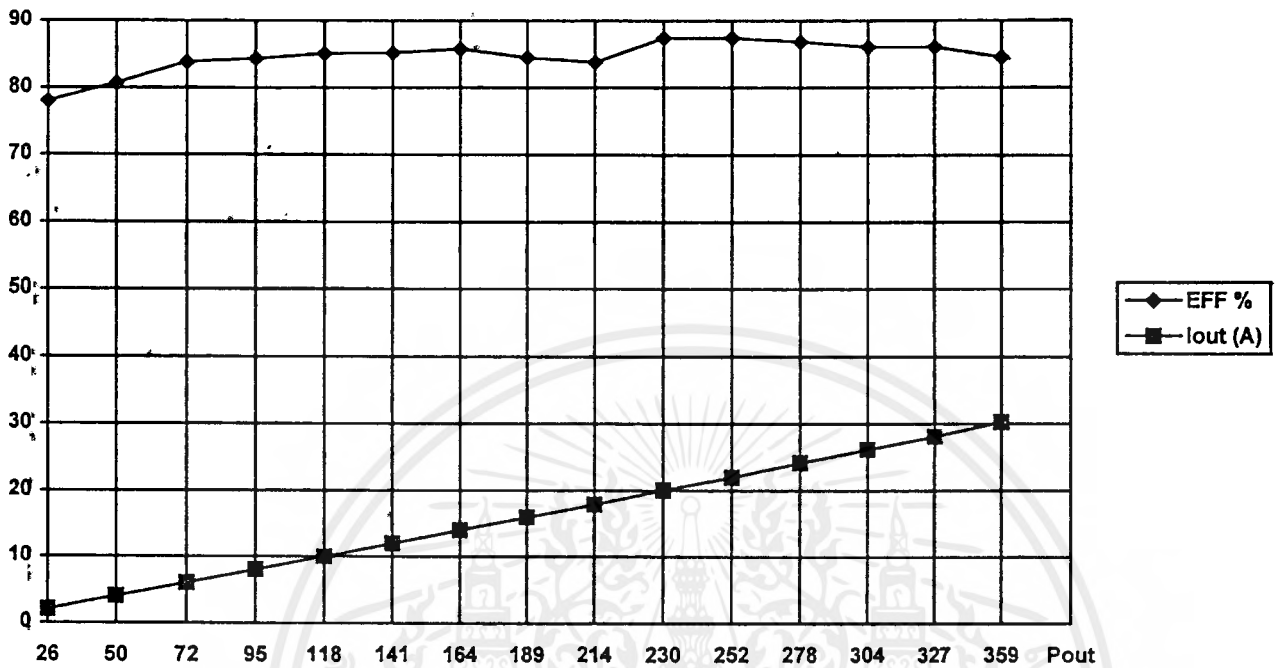
V_{IN} (V)	I_{IN} (A)	P_{IN} (W)	V_{OUT} (V)	I_{OUT} (A)	P_{OUT} (W)	η (%)
221.0	0.261	26	10.05	2.02	20.30	78.10
220.5	0.455	50	9.99	4.04	40.36	80.72
219.6	0.629	72	9.99	6.01	60.04	83.83
219.9	0.795	95	10.01	8.00	80.08	84.29
219.8	0.959	118	10.03	10.01	100.40	85.09
219.8	1.124	141	10.01	12.00	120.12	85.19
220.0	1.273	164	10.04	14.01	140.66	85.77
219.7	1.445	189	10.01	15.95	159.66	84.48
219.9	1.612	214	9.99	17.95	179.32	83.79
219.7	1.716	230	10.00	20.10	201.00	87.39
220.0	1.863	252	10.01	22.00	220.22	87.39
219.3	2.036	278	10.01	24.10	241.24	86.78
219.2	2.198	304	10.02	26.10	261.52	86.03
220.4	2.340	327	10.01	28.10	281.28	86.02
220.3	2.535	359	10.01	30.30	303.31	84.49

ประสิทธิภาพ (Efficiency)

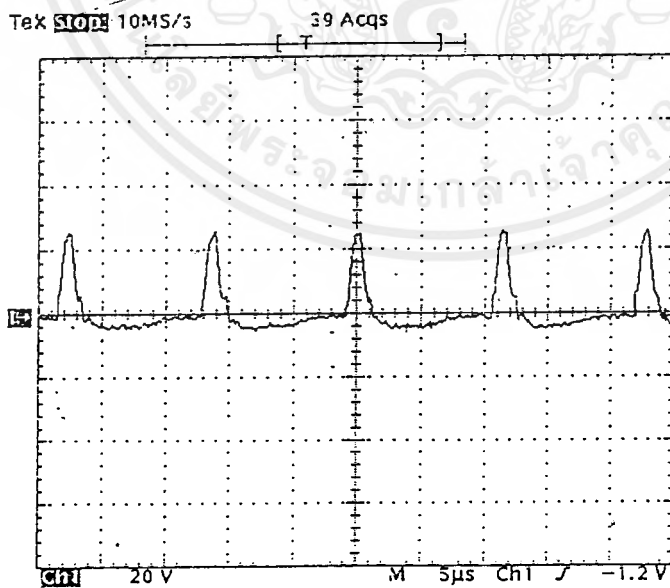
$$\eta \% = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1)

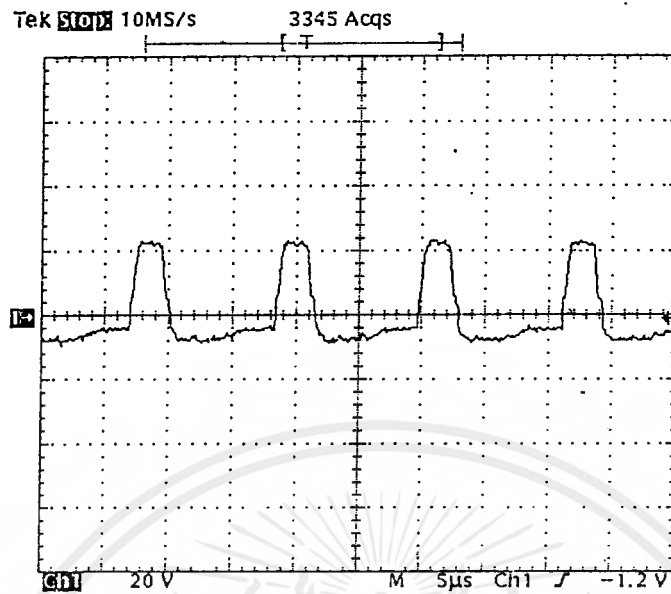


กราฟที่ 5.1 แสดงความสัมพันธ์ ของประสิทธิภาพ และ เพาเวอร์เอ๊าท์พุทที่กระแสเอ๊าท์พุทค่าต่างๆ

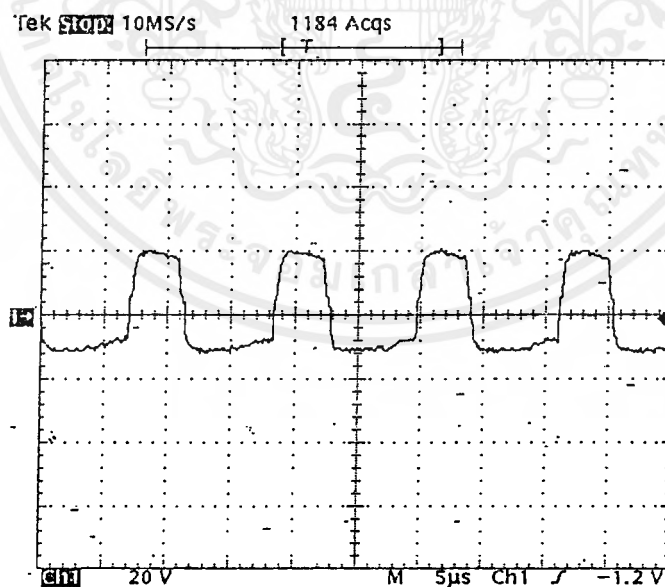


รูปที่ 5.1 แสดงแรงดัน V_{GS} ขณะจ่ายกระแส 10A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

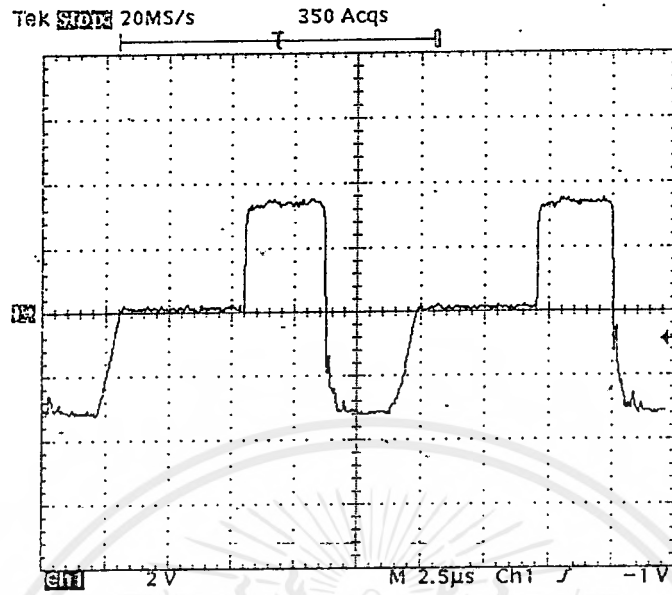


รูปที่ 5.2 แสดงแรงดัน V_{GS} ขณะจ่ายกระแส 20A

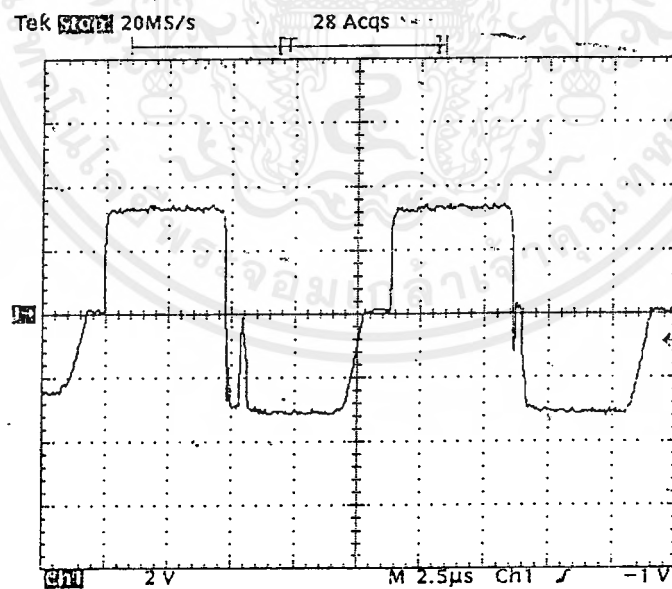


รูปที่ 5.3 แสดงกระแส V_{GS} ขณะจ่ายกระแส 30A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

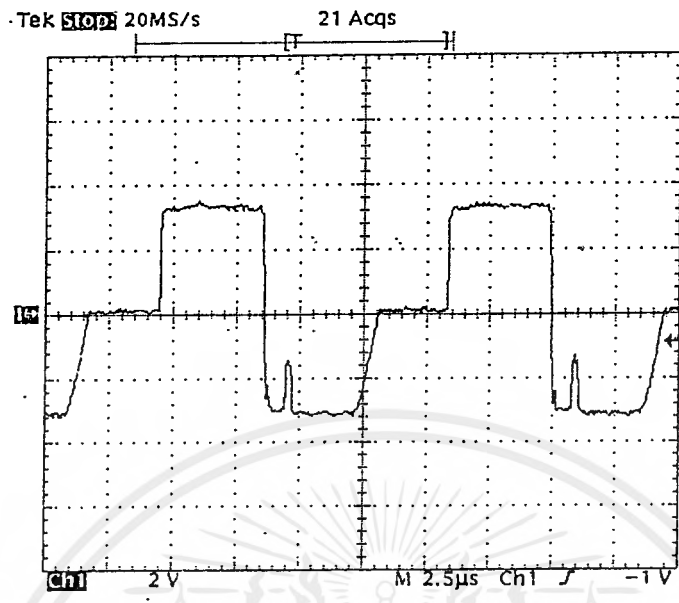


รูปที่ 5.4 แสดงแรงดัน ตกคร่อมขดไฟรมาริขณะจ่ายกระแส 10A

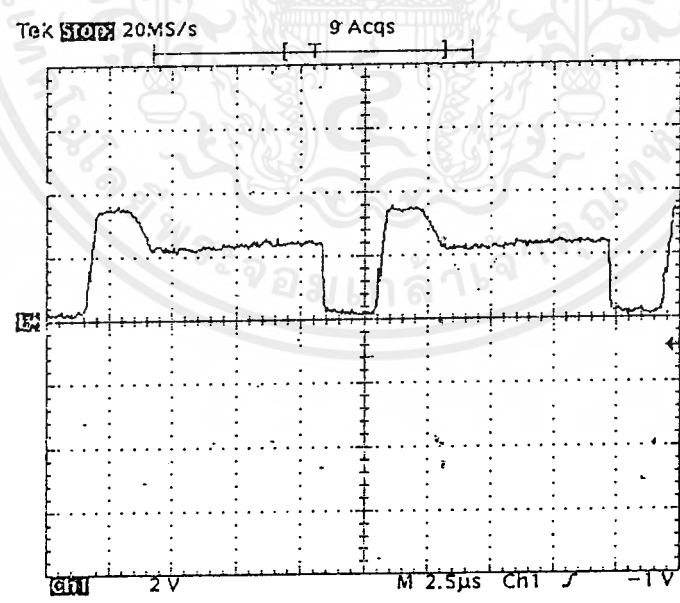


รูปที่ 5.5 แสดงแรงดัน ตกคร่อมขดไฟรมาริขณะจ่ายกระแส 20A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

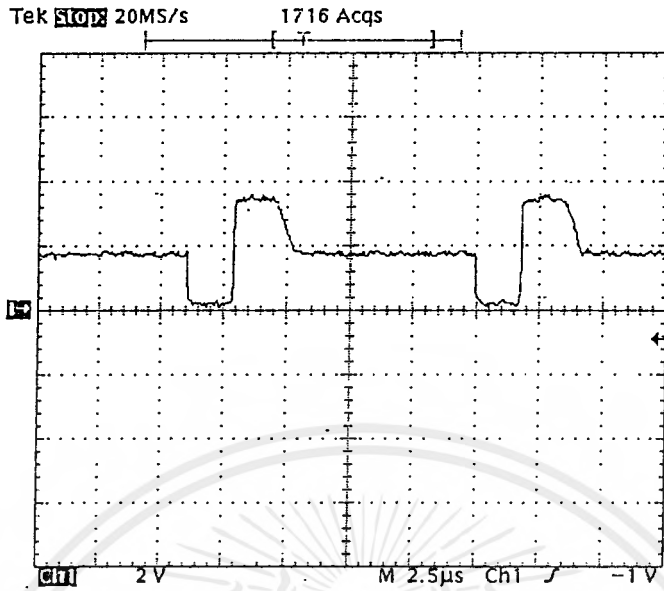


รูปที่ 5.6 แสดงแรงดัน ตกคร่อมขดไฟมรณะจ่ายกระแส 30A

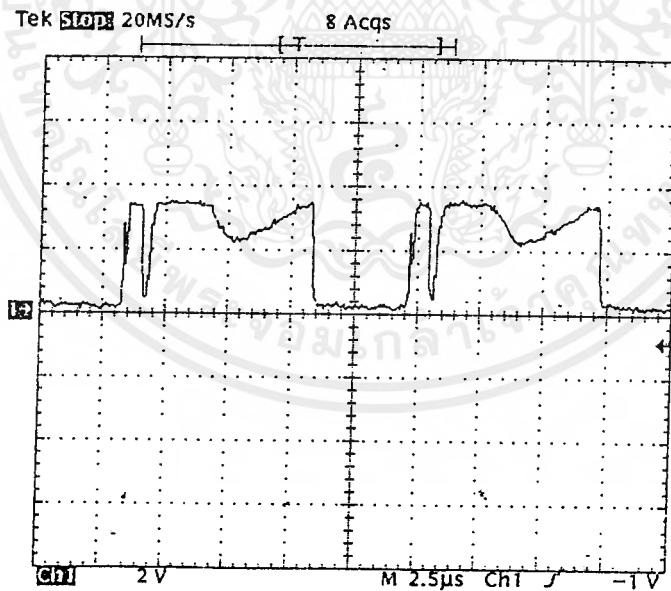


รูปที่ 5.7 แสดงแรงดัน V_{DS} ตกคร่อม Q_1 ขณะจ่ายกระแส 10A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

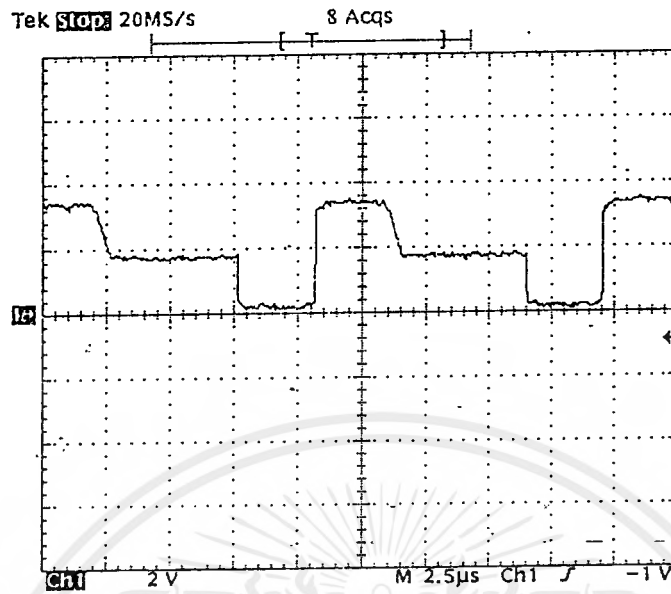


รูปที่ 5.8 แสดงแรงดัน V_{DS} ตกรวม Q_2 ขณะจ่ายกระแส 10A

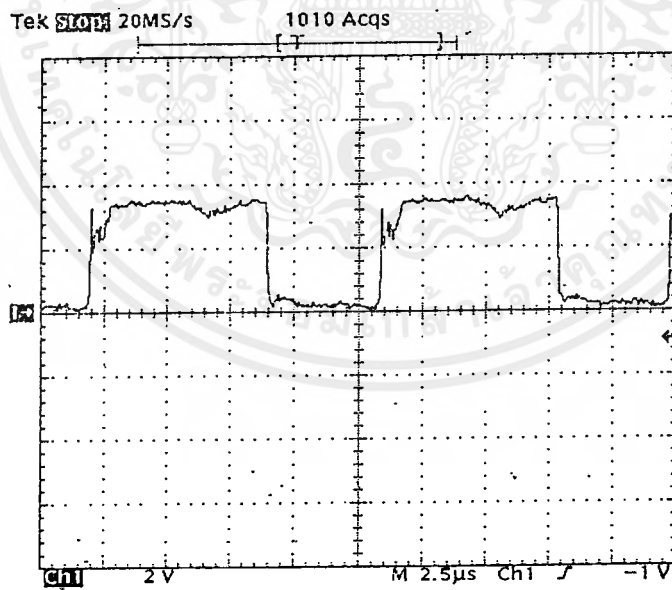


รูปที่ 5.9 แสดงแรงดัน V_{DS} ตกรวม Q_1 ขณะจ่ายกระแส 20A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

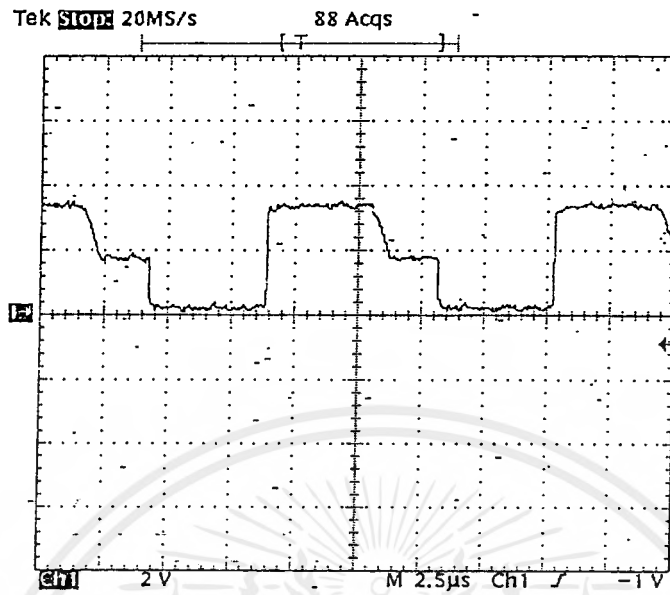


รูปที่5.10 แสดงแรงดัน V_{DS} ตกร้อม Q_2 ขณะจ่ายกระแส 20A

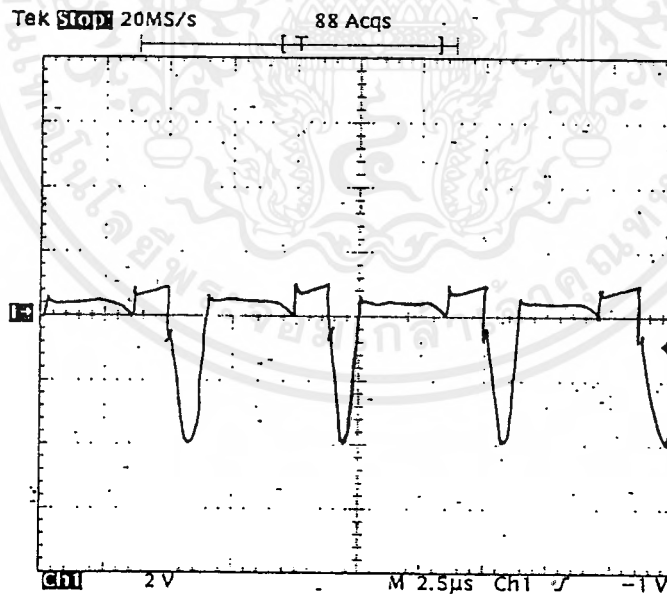


รูปที่5.11 แสดงแรงดัน V_{DS} ตกร้อม Q_1 ขณะจ่ายกระแส 30A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

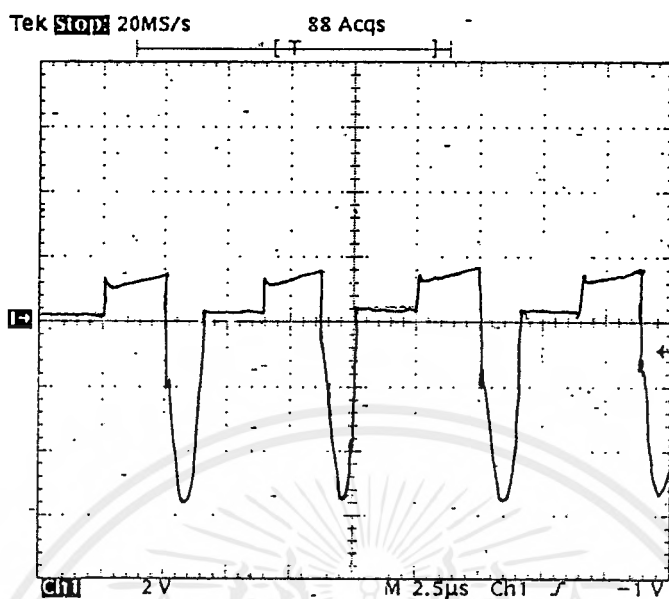


รูปที่ 5.12 แสดงแรงดัน V_{DS} ตกร่วม Q_2 ขณะจ่ายกระแส 30A

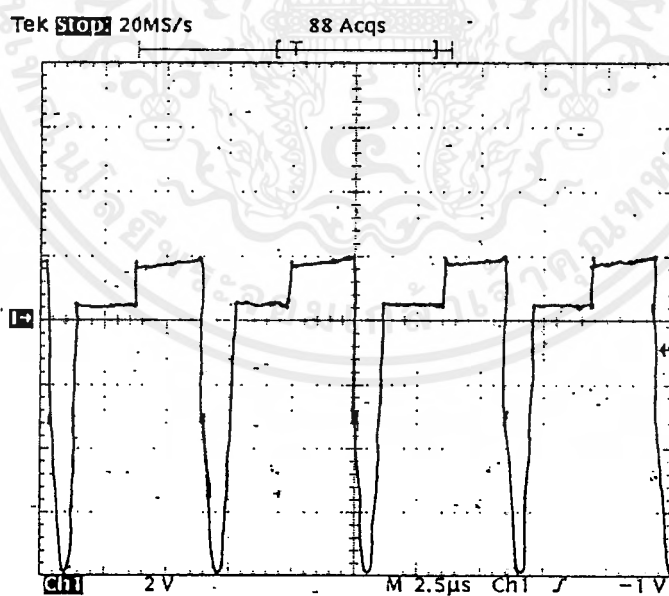


รูปที่ 5.13 แสดงกระแส I_{DS} ตกร่วม $Q_{1,2}$ ขณะจ่ายกระแส 10A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

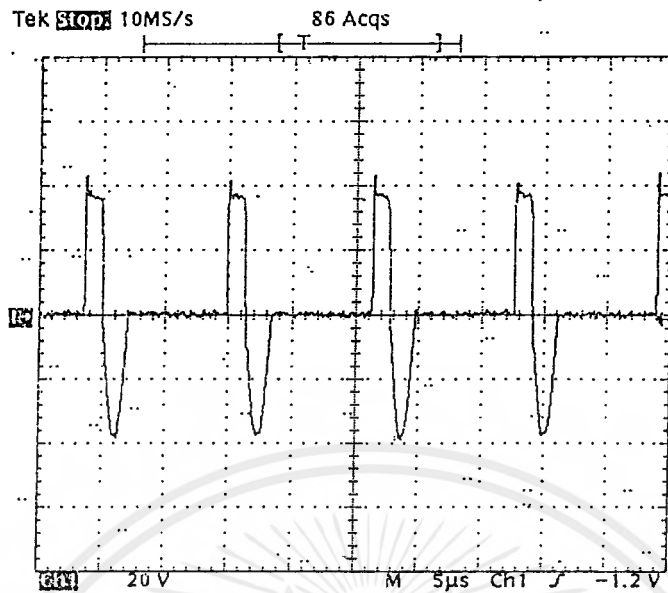


รูปที่ 5.14 แสดงกระแส I_{DS} ตกคร่อม Q_{L2} ขณะจ่ายกระแส 20A

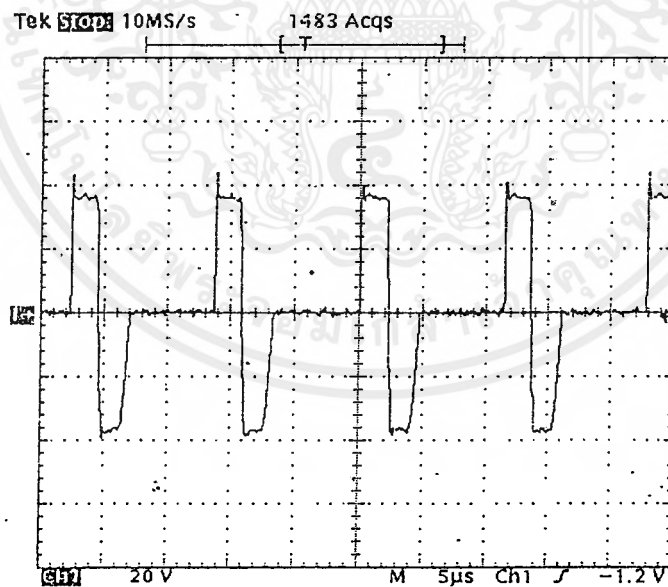


รูปที่ 5.15 แสดงกระแส I_{DS} ตกคร่อม Q_{L2} ขณะจ่ายกระแส 30A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

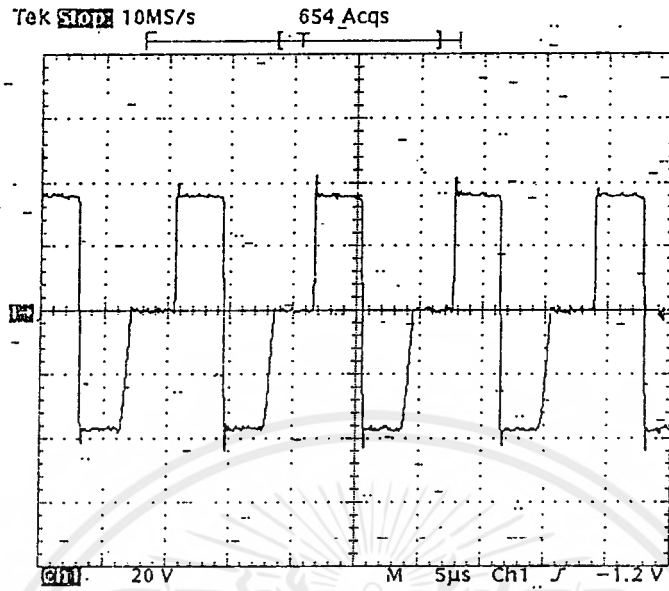


รูปที่ 5.16 แสดงแรงดันตกคร่อมขดเซคันดารี ขณะจ่ายกระแส 10A

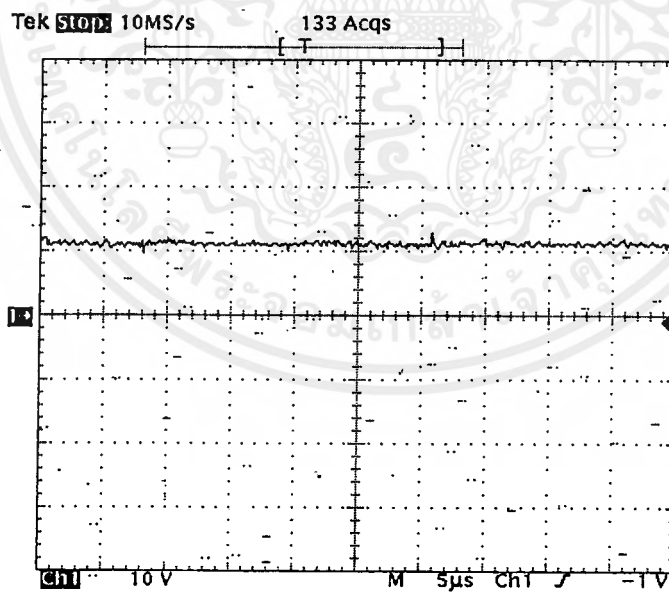


รูปที่ 5.17 แสดงแรงดันตกคร่อมขดเซคันดารี ขณะจ่ายกระแส 20A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

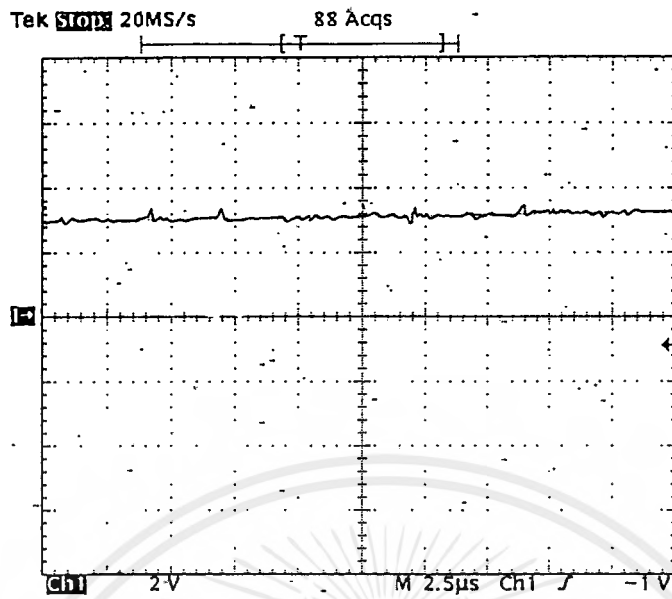


รูปที่ 5.18 แสดงแรงดันตกคร่อมขดเค้นคาร์บิ ขณะจ่ายกระแส 30A

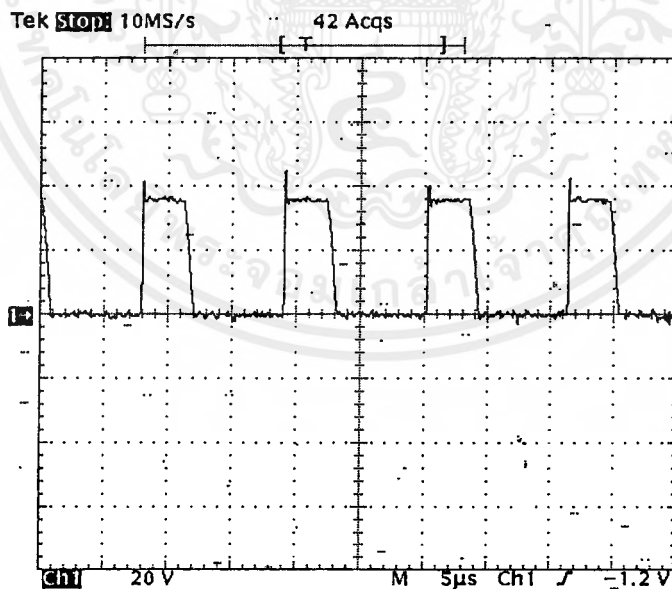


รูปที่ 5.19 แสดงแรงดันเอาต์พุต ขณะจ่ายกระแส 30A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.20 แสดงกระแสเอาต์พุตขณะจ่ายกระแส 30A



รูปที่ 5.21 แสดงแรงดัน ตกร่วมไดโอด $D_{1,2}$ ขณะจ่ายกระแส 30A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 6

สรุปผลและวิจารณ์การทดลอง

จากการทดลองนี้มีปัญหาเกิดขึ้นมีหลายอย่าง กล่าวคือ

1. การออกแบบหม้อแปลง การคำนวณขนาดของเส้นลวดที่ได้มามีขนาดใหญ่ จึงจำเป็นต้องใช้ลวดขนาดเล็กมารวมกันหลายๆเส้นแต่ให้มีค่าพื้นที่หน้าตัดเท่าเดิม โดยเฉพาะขดเซคันดาร์ต้องใช้ทองแดงแบบแผ่นจึงจะได้ขนาดพื้นที่หน้าตัดตามที่คำนวณ
2. ในการคำนวณหาค่า R_C ของวงจร สนับเบอร์ไม่เป็นไปตามทฤษฎี เพราะจากการคำนวณไม่สามารถใช้งานได้จริงคือไม่สามารถลดขนาดแรงดันสไปค์ ลงได้ จึงจำเป็นต้องมีการสุ่มค่าของ R_C ดังกล่าวเพื่อหาจุดที่ดีที่สุด
3. อุปกรณ์บางตัวไม่สามารถหาซื้อตามท้องตลาดทั่วไป จึงต้องทำการดัดแปลงอุปกรณ์ตัวอื่นเพื่อนำมาแทนกัน ทำให้คุณสมบัติที่ได้คลาดเคลื่อนไปบ้าง
4. เนื่องจากขาดความชำนาญในการออกแบบลาย PCB จึงทำให้เกิดมีสัญญาณรบกวนขึ้นบ้างในบางระดับของกระแสเอาต์พุต
5. การตั้งเกณฑ์ที่วงจรดีเฟอเรนเชียลเป็นไปได้ยาก เนื่องจากค่ากระแสเอาต์พุตจะขึ้นกับขนาดของโหลด จากการทดลองนี้จะใช้น้ำยา Nickel Sulfamate ซึ่งใช้ในงานชุบโลหะประเภทนี้เกิด จะเป็นโหลดที่ไม่คงที่ตลอด และจะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิของน้ำยาด้วย ดังนั้นวิธีแก้ที่ดีที่สุดคือให้แผ่นโลหะที่เป็นอิเล็กโทรดให้อยู่กับที่ค่าหนึ่งแล้ววัดค่าแรงดันอ้างอิง V_{REF} และ กระแสเอาต์พุต มาคำนวณค่าเกณฑ์อีกครั้ง
6. การปรับระดับแรงดันอ้างอิง เพื่อให้ได้ค่ากระแสเอาต์พุตที่แน่นอน ทีละขั้นจะไม่เท่ากันตลอด เนื่องจากโหลดไม่คงที่
7. ความซับซ้อนของโปรแกรมเนื่องจากแรงดันอ้างอิงแต่ละขั้นไม่เท่ากัน

จากการทดลองมาทั้งหมดจะไม่มีปัญหาเรื่องของการจ่ายกระแสไม่ถึงขนาดตามที่ต้องการ ซึ่งจากการคำนวณจะกำหนดค่าต่างๆตามที่รายงานคือ 30 A ,10 V ซึ่งก็ได้ผลออกมาตามที่ต้องการ และจากทดลองครั้งล่าสุดได้ถึง 40 A แต่แรงดันเอาต์พุตจะตกไปอยู่ที่ 9 V ทั้งนี้เนื่องจากหม้อแปลงและอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรนี้ได้มีการเผื่อไว้เพื่อป้องกันการสูญเสียที่อาจจะเกิดขึ้นกับวงจรเนื่องจากความร้อนหรือแรงดันเกิน แต่ขั้นตอนการคำนวณไม่ได้คำนวณเผื่อสำหรับค่านี้ จะเผื่อเฉพาะค่าแรงดันไฟฟ้าบ้านที่ประมาณ 180-260 V_{AC} ส่วนทาง

ด้านเอาท์พุทจะมีความร้อนเกิดขึ้นบ้างไม่มากเนื่องใช้ไดโอดชนิดUltra Fast Diode ซึ่งจะมีค่า Recovery Time มากจึงทำให้มีการสูญเสียเนื่องจากการเปลี่ยนสถานะ จึงเกิดความร้อนขึ้น ซึ่งถ้าใช้ไดโอดชนิด Scottky Diode ก็จะทำให้ปัญหานี้ทุเลาลง เพราะมีช่วงเวลาดำเนินตัวเพียง 10 นาโนวินาที และถือว่า ซอตต์กีไดโอดไม่มีกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ได้ แต่ข้อเสียอีกอย่างสำหรับซอตต์กีไดโอดคือมีอัตราการทำงานแรงดัน ไบแอสกลับเพียง 45 V ที่ 30 A เท่านั้น สำหรับโครงการนี้สามารถใช้ซอตต์กีได้แต่จะใช้ในลักษณะไม่มีโหลดไม่ได้ เพราะเมื่อไม่มีโหลดแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดจะมีค่าประมาณ 120 V_p ซึ่งก็อาจทำให้เกิดการพังเสียหายได้ ดังนั้นจึงเปลี่ยนมาใช้ซิลิคอนคาร์ไบด์ไดโอด ที่ 200V, 30A จึงใช้งานทั้งไม่มีโหลดและมีโหลด ดังที่แสดงไว้





เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PROGRAM CONTROL SWITCHING POWER SUPPLY ****

```

TDLAY2 EQU 0ECH ;FOR 996 uS TIME DELAY(222d)
;
;
ORG 0000H ;START OF PROGRAM
;STORE BEGIN ADDRESS PROGRAM MEMORY
AJMP BEGIN ;JUMP TO BEGIN SYSTEM
;+++++
;START INTERUPT #INT0
ORG 0003H
AJMP INIT_0
;+++++
;START INTERUPT #INT1
ORG 0013H
AJMP INIT_1
;+++++
;
ORG 0040H
TPLAY EQU 0ECH ;FOR 996 uS TIME DELAY(222d)
STAR:
mov p2,#00h
mov r1,#03h ;set data of add-low
MOV A,#80H
movx @r1,A ;out data to 8255 controlport
MOV R0,#00 ;SET OUT FIRST DATA EQUAL TO 0
MOV R5,#01H ;INITIAL DATA OF PORT C
MOV R7,#00H ;SET FIRST DATA OUTPUT //<

START:
JNB P3.2,CONTI ; CHECK INPUT INTERRUPT PIN INT#0
JNB P3.3,CONTI ;CHECK INPUT INTERRUPT PIN INT#1
SETB EA ;IF INTERRUPT NOT PUSH SET ALL INTERRUPT
CONTI:
MOV P1,R0 ;SEND OUT TO PORT P1
;+++++
;DELAYED FOR A WHILE
MOV R6,#05H ;INITIAL OUTER LOOP COUNTER TO 0FFH
DLAY:
;SEND DATA TO PORT C
MOV R1,#02H ;set data out port # 8255 port c
ACALL ROTATE
MOV A,R5 ;DATA OF REGISTER R5
movx @r1,a
MOV R2,#50H ;AND INNER LOOP COUNTER TO 0E0H
DLAY1:
MOV R3,#0FFH ;DELAY COUNTER SUBROUTINE
DJNZ R3,$
DJNZ R2,DLAY1
DJNZ R6,DLAY ;DECREASEE COUNTER UNTIL FINISH
SJMP D_TO_A ;JUMP TO D.TO A.

```

;+++++

```

;
;
ROTATE:                                ;SUB ROUTINE OF ROTATE DATA
;      MOV      A,R5                    ;ROTATE DATA OF R5
;      RR       A
;      XCH      A,R5
;      RET
;

```

;+++++

```

D_TO_A:
;      MOV      R1,#40H                 ;SET ADDESS OF PORT OUTPUT TO D.TO A.
;      MOV      A,R7                    ;MOVE DATA TO REG A.
;
;      mov      dptr,#table1
;      mov      a,r7
;      movc     a,@a+dptr
;      mov      r1,#40h
;
;      MOVX     @R1,A                    ;OUT DATA
;      MOV      R1,#50H                 ;SET PORT FOR OUT ANALOG
;      MOVX     @R1,A                    ;OUT ANALOG OUTPUT
;      MOV      R1,#00H                 ;SET PORT C. OF 8255
;      MOVX     @R1,A                    ;OUT DATA TO PORT C
;      AJMP     START                    ;RETURN TO START
;
;

```

;+++++

```

BEGIN:
;      MOV      A,#0FFH                 ;ENTER VALUE OF DELAY
;      MOV      B,#01H                 ;ENTER VALUE OF DELAY
;      PUSH     07H                     ;SAVE R7
;      PUSH     ACC                     ;SAVE A REGISTER
;      ORL     A,B                       ;TEST FOR A AND B EQUAL TO ZERO
;      CJNE    A,#00H,OK                ;RETURN IF ALL ZERO
;
;      SJMP     DONE

```

```

OK:
;      MOV      R7,#TDLAY                ;INITIALINZE R7 (1 MACHINE CYCLE)

```

```

ONEMS:
;      NOP
;      NOP                                ;TUNE THE LOOP FOR 6 CYCLES
;      NOP                                ;THIS MAKES 2 CYCLES TOTAL
;      NOP                                ;3 CYCLES TOTAL
;      NOP                                ;4 CYCLES TOTAL
;      DJNZ    R7,ONEMS                  ;COUNT R7 DOWN, 6 CYCLES TOTAL
;
;

```

```

;      NOP                                ;TUNE SUBROUTINE 0.75 uS MORE
;

```

```

;      DJNZ    ACC,OK                    ;COUNT A AND B DOWN AS ONE
;      CJNE    A,B,BDOWN                 ;A 0=00, COUNT B DOWN
;      SJMP     DONE                       ;IF SO, THEN DELAY IS DONE

```

```

BDOWN:
;      DEC     B                           ;COUNT B DOWN AND TIME AGAIN
;      SJMP     OK

```

```

DONE:
;      POP     ACC                          ;KEEP STACK BALANCED
;      POP     07H                          ;RESTORE R7 TO ORIGINAL VALUE

```

+++++

เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัทเอกชน ไม่สามารถนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ใดๆได้ หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยและต้องอวยพรให้เจ้าของเอกสารทุกท่านโชคดี
 ทั่วทุกหนทุกแห่ง

```

INITIAL:
    SETB    EA                ;SET ENABLE GLOBAL INTERUPT
    CLR     IT0
    CLR     IT1
    SETB    EX0                ;ENABLE EXTERNAL INT_0
    SETB    EX1                ;ENABLE EXTERNAL INT_1
;
    ACALL   SET_DTOA          ;SET INITIAL SYSTEM OF D.TO A.
;
    SJMP    STAR              ;JUMP TO START PROGRAM
;END OF INITIAL
;
;+++++
INIT_0:
    CLR     EA                ;DISABLE ALL INTERUPT //>
    CJNE   R7,#0FFH,INC      ;Test Of Last Data
    SJMP   END_I              ;Go To End Of Interrupt roundtine
;
INC:
    INC     R7                ;INCREAT R7
END_I:
    RETI    ;End Of interrump routine
;
;+++++
INIT_1:
    CLR     EA                ;DISABLE ALL INTERUPT //>
    CJNE   R7,#00H,DEC      ;Test Data Of First
    SJMP   END_D              ;Go To End Of Decreat Interrupt
;
DEC:
    DEC     R7                ;DECREAT R7
END_D:
    RETI    ;End Of interrump routine
;
;+++++
SET_DTOA:
    MOV     R0,#40H          ;OUP FIRST DATA TO D.TO A.
    MOV     ACC,#02H
    MOVX   @R0,ACC          ;OUT DATA TO PORT 40 <LATCH DATA>
    MOV     R0,#50H
    MOVX   @R0,ACC          ;OUT DATA TO PORT 50 <OUT DATA TO D.TO
    RET
;
;END OF SET D.TO A.
;+++++
TABLE1: db    02h,04h,06h,08h,0ah,0ch,0eh,10h
        db    11h,14h,16h,18h,1ah,1ch,1eh,20h
        db    22h,24h,26h,28h,2ah,2ch,2eh,30h
        db    32h,34h,36h,38h,3ah,3ch,3eh,40h
        db    42h,44h,46h,48h,4ah,4ch,4eh,50h
        db    52h,54h,56h,58h,5ah,5ch,5eh,60h
        db    62h,64h,66h,68h,6ah,6ch,6eh,70h
        db    72h,74h,76h,78h,7ah,7ch,7eh,80h
        db    82h,84h,86h,88h,8ah,8ch,8eh,90h
        db    92h,94h,96h,98h,9ah,9ch,9eh,0a0h
        db    0a2h,0a4h,0a6h,0a8h,0aah,0ach,0aeh,0b0h

```

```
db      0b2h,0b4h,0b6h,0b8h,0bah,0bch,0beh,0c0h
db      0c2h,0c4h,0c6h,0c8h,0cah,0cch,0ceh,0d0h
db      0d2h,0d4h,0d6h,0d8h,0dah,0dch,0deh,0e0h
db      0e2h,0e4h,0e6h,0e8h,0eah,0ech,0eeh,0f0h
db      0f2h,0f4h,0f6h,0f8h,0fah,0fch,0feh,0ffh
```

```
;End Of table data
```

```
END
```

```
;END OF PROGRAM
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



1. สุวัฒน์ คั่น, “เทคนิคและการออกแบบสวิตซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย”, พิมพ์ครั้งที่ 1, บริษัท เอลเทลไทย จำกัด, 2521
2. Billing, K, “Handbook of Switchmode Power Supplies”, Hammond Manufacturing Company, 1989
3. Pressman , A, “Switching Power Supply Design”, McGraw Hill, Singapore, 1992



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้