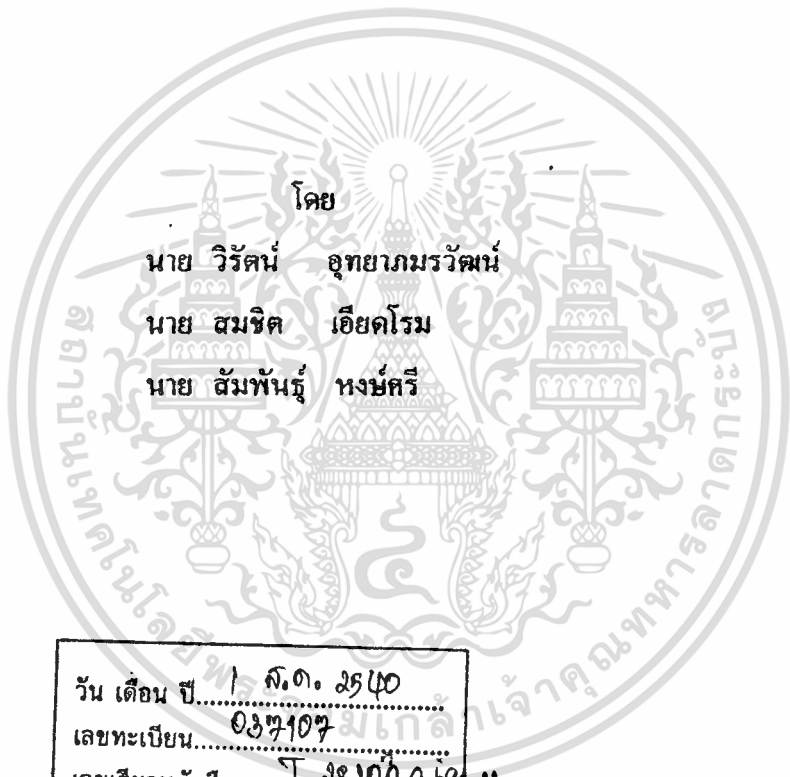




แหล่งจ่ายไฟแรงสูงแบบสวิตซ์ซิ่ง

HIGH VOLTAGE SWITCHING POWER SUPPLY



โดย
นาย วิรัตน์ อุตยาภมรวัฒน์
นาย สมจิต เขียวโรม
นาย สัมพันธ์ หงษ์ศรี

วัน เดือน ปี 1 ส.ค. 2540
เลขทะเบียน 037107
เลขเรียกหนังสือ T 88200 ก 691 น

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาคามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2538

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารผู้พิมพ์นี้ในการนำไปใช้

037107

แหล่งจ่ายไฟแรงสูงแบบสวิตซ์ซิ่ง

HIGH VOLTAGE SWITCHING POWER SUPPLY



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญานิพนธ์ประจำปีการศึกษา 2538


ภาควิชา วิศวกรรมศาสตร์อิเล็กทรอนิกส์

คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายไฟแรงสูงแบบสวิตซ์ซิ่ง

ผู้จัดทำ

1. นาย วิรัตน์ อุทยานรวิวัฒน์
2. นาย สมชิต เอียดโรม
3. นาย สัมพันธ์ หงษ์ศรี


อาจารย์.สมศักดิ์ เชียรศิริกุล
(อาจารย์ที่ปรึกษา)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟแรงสูงแบบสวิตซ์ซิ่ง

HIGH VOLTAGE SWITCHING POWER SUPPLY

ผู้จัดทำ

1. นาย วิรัตน์ อุทยานรวัฒน์
2. นาย สมชิต เอียดโรม
3. นาย สัมพันธ์ หงษ์ศรี

โครงการได้รับการตรวจสอบแล้ว พร้อมทั้งจะทำการสอบได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟแรงสูงแบบสวิทซ์ชิ่ง

นาย วิรัตน์ อุตยาภรณ์

นาย สมชิต เอียดโรม

นาย สัมพันธ์ หงศรี

อาจารย์ สมศักดิ์ เขียวศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2538

บทคัดย่อ

เพาเวอร์เซฟฟหลายแบบสวิทซ์ชิ่งเป็นที่นิยมใช้งานกันอย่างกว้างขวางทั้งในด้านอิเล็กทรอนิกส์และคอมพิวเตอร์ เนื่องจากมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบา สำหรับสวิทซ์ชิ่งเพาเวอร์เซฟฟหลายแรงดันสูงนี้จะสามารถให้แรงดันไฟได้สูง 4 กิโลโวลท์ จ่ายกระแสได้ 100 มิลลิแอมป์ได้โดยให้กำลังได้สูงสุด 400 วัตต์ ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้กับเครื่องยิงแสงเลเซอร์แบบ ซีเลียมนีโออนเดเซอร์ ขนาดความเข้มแสง 0.4-0.75 มิลลิวัตต์ได้ โดยมีส่วนประกอบสำคัญของวงจรสองส่วนคือ ส่วนคอนเวอร์เตอร์ และ อินเวอร์เตอร์ คอนเวอร์เตอร์จะเป็นส่วนใช้แปลงสัญญาณไฟสลับ 220Vac. ให้เป็นไฟตรงขนาดประมาณ 300 Vdc.ที่สามารถปรับค่าแรงดันได้ สำหรับอินเวอร์เตอร์จะเป็นส่วนใช้แปลงสัญญาณไฟตรงเป็นสัญญาณไฟสลับผ่านหม้อแปลงแรงดันสูงที่ส่วน Output ของวงจรโดยสามารถควบคุมการไหลของกระแสได้ การทำงานของทั้งสองส่วนนี้จะต้องถูกควบคุมโดยสัญญาณพัลส์ ซึ่งจะกำเนิดมาจากไอซีสร้างสัญญาณพัลส์ SG 3526 ซึ่งเป็นไอซีสำเร็จรูปที่ใช้สำหรับสร้างสัญญาณ PWM (Pulse Width modulation) เพื่อนำไปควบคุมการทำงานในลักษณะสวิทซ์ชิ่งของเพาเวอร์มอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

HIGH VOLTAGE SWITCHING POWER SUPPLY

Mr. Wirut Autayapamonwut

Mr. Somchit Aieadrom

Mr. Sompun Hongsee

Asst.Prof. Somsuk cheirsirikul Advisor

2538

ABSTRACT

Switching power supply apparatuses are widely used in both electronic and computer applications due to their compactness and lightweight. In this project, a high voltage switching power supply built can supply a maximum voltage of 4 kV, a current of 100 mA and a maximum power of 400 W. The supply, therefore, can be suitably used as a laser power supply of 0.4 - 0.75 mW Helium-Neon lasers. The apparatus made is composed of two main parts which are converter and inverter. The converter is used to variably transfer 220 Vac to 300 Vdc while the function of the inverter involves the transformation of the DC to AC voltage using a high voltage transformer at the supply output. The functions of both parts are controlled by pulse signals from an integrated circuit SG 3526. The IC produces PWM (Pulse Width Modulation) signals which is used to control a switching operation of a power mosfet in the equipment.

สารบัญ

บทที่ 1 บทนำ

- 1.1 สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย 1
- 1.2 อินเวอร์เตอร์และ คอนเวอร์เตอร์ 3
- 1.3 ขอบเขตของโครงการ, 9

บทที่ 2 คอนเวอร์เตอร์แบบฮาร์ฟบริดจ์

- 2.1 พื้นฐานการทำงานของฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ 10
- 2.2 ตัวเก็บประจุลึอกกิ่ง C_u เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก 12
- 2.2 คอมมิวเตติงไดโอด 14
- 2.4 ค่าเวลาเพื่อ t_0 สำหรับฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ 14
- 2.5 การคำนวณเพื่อออกแบบฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ 17

บทที่ 3 วงจรควบคุม

- 3.1 พื้นฐานของวงจรควบคุม 21
- 3.2 การออกแบบวงจรควบคุม 24

บทที่ 4 หม้อแปลงสวิตซ์ซิง

- 4.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซ์ซิง 28
- 4.2 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้ 30
- 4.3 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง 34
- 4.4 การ เลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม 38
- 4.5 แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงฟลายแบคและเอาท์พุท ไซค์ 42
- 4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างขด ไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตซ์ซิง 44
- 4.7 การพันลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด 45

บทที่ 5 เพาเวอร์มอสเฟต

- 5.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต 57
- 5.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต 59
- 5.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL 62
- 5.4 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS 64
- 5.5 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง 64
- 5.6 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต 65

บทที่ 6 วงจรสับเบอ์และสวิตชิงไดโอด

6.1 วงจรสับเบอ์	66
6.2 ชนิดและการเลือกไดโอด	69
6.3 สับเบอ์สำหรับชอตต์กีไดโอด	69

บทที่ 7 วงจร RECTIFIER

7.1 RECTIFIER	71
7.2 RFI INPUT FILTER	73
7.3 FUSE	74

บทที่ 8 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

8.1 ผลการทดลอง	75
8.2 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง	83
8.3 ปัญหาหรืออุปสรรคในโครงการและแนวทางการแก้ปัญหา	83

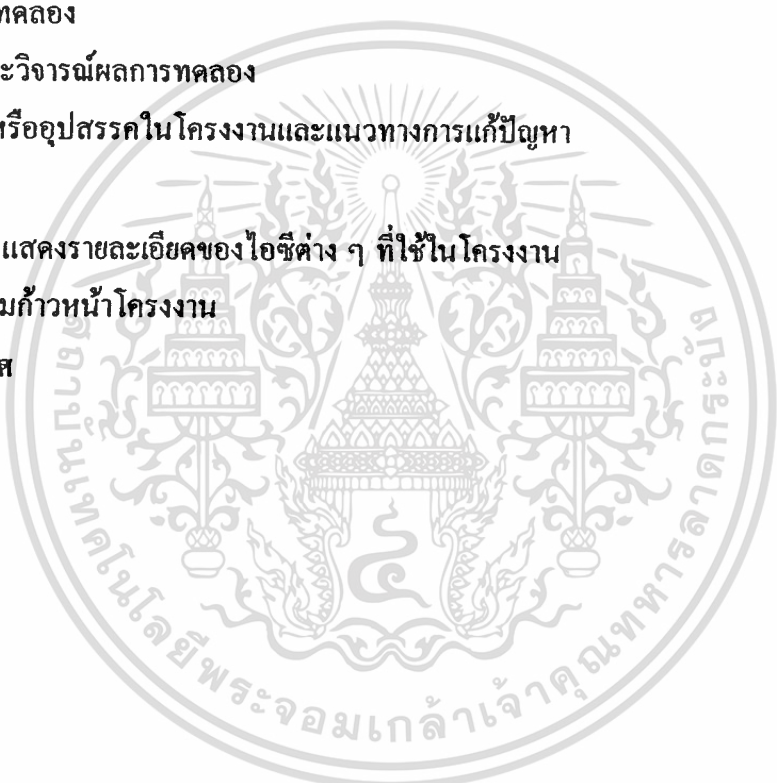
ภาคผนวก

Data Sheet แสดงรายละเอียดของไอซีต่าง ๆ ที่ใช้ในโครงการ

รายงานความก้าวหน้าโครงการ

กิตติกรรมประกาศ

หนังสืออ้างอิง



สารบัญรูป

บทที่ 1	รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมของสวิทช์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ใช้ในโครงการ	1
	รูปที่ 1.2 แสดงรูปคลื่นเอาต์พุตแบบต่างๆของอินเวอร์เตอร์	3
	รูปที่ 1.3 ซิงเกิ้ลเฟส ฮาล์ฟ บริดจ์ อินเวอร์เตอร์	4
	รูปที่ 1.4 ซิงเกิ้ลเฟส ฟูลบริดจ์ อินเวอร์เตอร์	5
	รูปที่ 1.5 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	6
	รูปที่ 1.6 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์	7
	รูปที่ 1.7 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์	7
	รูปที่ 1.8 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	8
	รูปที่ 1.9 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์	9
บทที่ 2	รูปที่ 2.1 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	10
	รูปที่ 2.2-a เมื่อ Q_1 นำกระแส Q_2 จะมีแรงดันตกคร่อม เท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$	11
	รูปที่ 2.2-b เมื่อ Q_2 นำกระแส Q_1 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ เช่นเดียวกันและแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$	11
	รูปที่ 2.3-a แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานำกระแสมากกว่า Q_2	12
	รูปที่ 2.3-b แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุล้อยก C_c เข้ามาในวงจรเพื่อลดการไม่ สมมาตรฟลักซ์	13
	รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อม ขดไฟรมารี่ เมื่อต่อตัวเก็บประจุล้อยก C_c คั่นเข้ามาในวงจร	13
	รูปที่ 2.5 แสดงการหน่วงของช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากประจุสะสมเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน	16
	รูปที่ 2.6 แสดงการกำหนดค่าเวลาเผื่อ t_D ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	16
	รูปที่ 2.7 แสดงลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_2	17

รูปที่ 3.1	แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน	21
รูปที่ 3.2	แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส	22
รูปที่ 3.3	แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดคัตววงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดัน อ้างอิง Ver ที่ขาอินเวอร์ติงของวงจรเปรียบเทียบแทน	23
รูปที่ 3.4	PWM Control Circuit	24
รูปที่ 3.5	ส่วนประกอบภายใน SG 3526	25
รูปที่ 3.6	รูปคลื่นของ Dead time control circuit	25
รูปที่ 3.7	แสดงการทำงานของ Output Voltage	26
รูปที่ 3.8	แสดงการคำนวณค่ากระแสที่จำกัด	26
รูปที่ 3.9 (ก)	การเปลี่ยนแปลงระดับกระแสอย่างทันทีทันใดเพื่อทดสอบเสถียรภาพของ วงจรควบคุม	27
(ข)	การพุ่งของแรงดันซึ่งเป็นผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด	27
รูปที่ 4.1 (ก)	แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตซ์ริง	28
(ข)	การพันขดลวดทองแดงอบน้ำยาบอบบิ้น	28
รูปที่ 4.2	แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ แบบ EE, EC, ETD (ที่มา : Ferroxcube)	29
รูปที่ 4.3	แสดงตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI, และ ETD	30
รูปที่ 4.4 (ก) และ (ข)	จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของ เนื้อสารชนิด 3 c8 และ 3c6a	32
รูปที่ 4.5	แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตร ของกราฟซิกบนและล่าง ปกติผู้ผลิตจะให้กราฟในซิกบนมาเท่านั้น	32
รูปที่ 4.6	แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 3c8 (ก) และ 3c6A (ข)	33
รูปที่ 4.7 (ก) (ข) และ (ค)	เป็นกราฟค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เหมาะสม	35
รูปที่ 4.8 (ก)	แสดงค่ากำลังงานที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆเมื่อใช้กับฮัลฟ บริจันและฟูลบริจันคอนเวอร์เตอร์	39
รูปที่ 4.8 (ข)	แสดงค่ากำลังงานที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆ เมื่อใช้ฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์	40
รูปที่ 4.9 (ก)	แสดงการกำหนดช่องอากาศคัน fa ที่แกนกลาง	41
(ข)	การค้นช่องอากาศ fa ระหว่างคู่ประกบของแกนเฟอร์ไรต์	41

รูปที่ 4.10 (ก) แสดงค่าสูงสุดของ $L_{ip}(PK)$ กับระยะห่างของช่องอากาศคั่น ที่เหมาะสมที่ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ต่างๆ	43
(ข) แสดงค่าความสัมพันธ์ระหว่าง $L_{ip}(PK)$ กับระยะห่างช่องอากาศคั่น สำหรับแกนแบบ EE	44
รูปที่ 4.11 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง	44
รูปที่ 4.12 แสดงการไหลของกระแสไหลวนภายในและรอบๆตัวทองแดง	46
รูปที่ 4.13 แสดงระยะที่ถือว่าเป็นพื้นที่นำกระแส	46
รูปที่ 4.14 แสดงค่าอัตราส่วนความต้านทานที่กระแสสลับต่อความต้านทาน ที่กระแสตรง (FR) ของลวดทองแดงต่อความถี่ ที่ลวดทองแดงขนาดต่างๆ	49
รูปที่ 4.15 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิตซ์ชิ่ง	50
รูปที่ 4.16 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว B_x	51
รูปที่ 4.17 แสดงผลของขดลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่วทำให้มีกระแส ไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวด้านบนและด้านล่างของขดลวดทองแดง	51
รูปที่ 4.18 แสดงการเปรียบเทียบที่ขดลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้เป็นลักษณะของแผ่น ทองแดงที่มีความหนาแน่นเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง	52
รูปที่ 4.19 แสดงค่า F_R ซึ่งขึ้นกับจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชัน	53
รูปที่ 4.20 จำนวนชั้นทั้งหมดของขดไฟโรมารีและขดเซกชันคาร์รีที่พันอยู่ในหนึ่งพอร์ชัน	54
รูปที่ 4.21 แสดงการแยกขดไฟโรมารีและขดเซกชันคาร์รีทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์รั่ว และจำนวนชั้นต่อหนึ่งพอร์ชันลดลงครึ่งหนึ่ง	54
รูปที่ 4.22 แสดงการแยกขดไฟโรมารีทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์รั่วและจำนวนชั้น ต่อหนึ่งพอร์ชันลดลงครึ่งหนึ่ง	55
รูปที่ 4.23 แสดงลักษณะของพอร์ชันที่มีจำนวนชั้นเท่ากับครึ่งชั้น	56
รูปที่ 5.1 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันคั่นคกร่วมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่ม นำกระแส	58
รูปที่ 5.2 แสดงตัวประจุแฝงที่ค่ออยู่ที่มาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	59
รูปที่ 5.3 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟต ถูกไบแอสให้นำกระแส	60
รูปที่ 5.4 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart	60
รูปที่ 5.5 (ก) แสดงลักษณะการชาร์จของขาคัดตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส (ข) และผลเมื่อเริ่มหยุดกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต	61
รูปที่ 5.6 (ก) แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี TTL และ พูลอัพริซิสเตอร์ (ข) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาในวงจร	63
รูปที่ 5.7 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.8	แสดงตัวอย่างการจัดวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสตัวหม้อแปลง	64
รูปที่ 6.1	แสดงการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	66
รูปที่ 6.2	แสดงการต่อวงจรสับเบรคช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ	67
รูปที่ 6.3	แสดงการต่อสับเบรคป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส	68
รูปที่ 6.4	แสดงวงจรสมมูลของค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง L_s และตัวเก็บประจุที่รอยต่อ C_1 ในขอตักที่ไดโอด	69
รูปที่ 6.5	แสดงการต่อ RC สับเบรคคร่อมขอตักที่ไดโอดขณะใช้งานเพื่อป้องกันการเกิดทรานเซียนต์จากตัวขอตักที่ไดโอด	70
รูปที่ 7.1	ภาค Input ของ Switching Power Supply	71
รูปที่ 7.2	แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุ	73
รูปที่ 8.1	แสดงสัญญาณ PWM ที่สร้างขึ้นจาก SG 3526	75
รูปที่ 8.2	แสดงรูปพัลส์ที่ใช้ขับมอสเฟต	76
รูปที่ 8.3	แสดงรูปสัญญาณเอาท์พุท	77
รูปที่ 8.4	VOLTAGE CONTROL CIRCUIT	79
รูปที่ 8.5	POWER CIRCUIT 1	80
รูปที่ 8.6	CURRENT CONTROL CIRCUIT	81
รูปที่ 8.7	POWER CIRCUIT 2	82

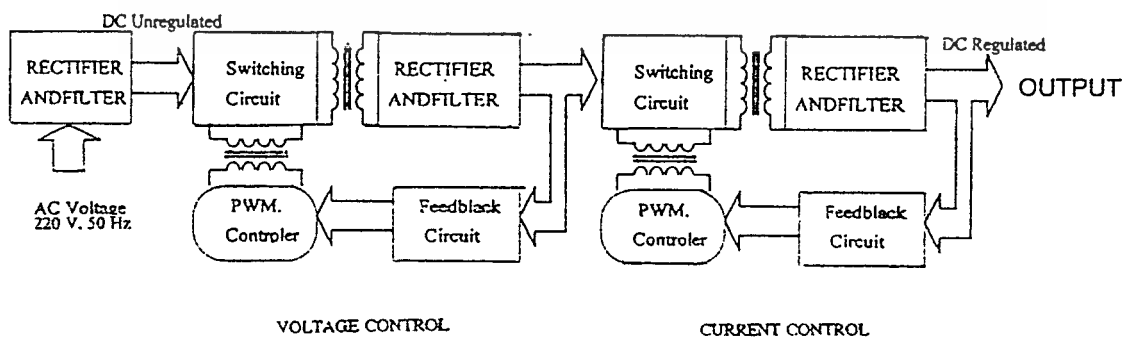
บทที่ 1

บทนำ

1.1 สวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

ในปัจจุบันเทคโนโลยีต่าง ๆ ได้พัฒนาก้าวหน้าไปมากโดยเฉพาะด้านอิเล็กทรอนิกส์ การพัฒนาในด้านต่าง ๆ ล้วนมีจุดประสงค์หลักคือ ทำให้มีขนาดกะทัดรัดเล็กกลง น้ำหนักเบาและราคาถูก ในขณะที่ประสิทธิภาพสูงขึ้น ซึ่งรวมไปถึงการพัฒนาของเพาเวอร์ซัพพลายด้วย จากยุคของลิเนียร์เพาเวอร์ซัพพลายก็มาถึงยุคของสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายเพื่อรับรองรับเทคโนโลยีใหม่ ๆ ทางด้านอิเล็กทรอนิกส์หรือในด้านอื่น ๆ ก็ตาม อย่างเช่น ในระบบคอมพิวเตอร์ โทรทัศน์สี ระบบสื่อสารต่าง ๆ งานอุตสาหกรรม หรือแม้แต่เครื่องขยายเสียงที่คิดรถยนต์และงานอื่น ๆ อีกมากมาย ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นผู้เปลี่ยนโฉมหน้าอุตสาหกรรมอิเล็กทรอนิกส์

ในแหล่งจ่ายไฟแบบลิเนียร์จะประกอบด้วยหม้อแปลงความถี่ต่ำ ซึ่งจะทำหน้าที่เปลี่ยนไฟสลับแรงดันสูงให้มีแรงดันต่ำลงตามต้องการ จากนั้นจึงส่งต่อเข้าวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ ขั้นสุดท้ายก็จะผ่านวงจรเรกูเรเตอร์เพื่อที่จะรักษาเสถียรภาพของแรงดัน ส่วนแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นไม่ต้องการหม้อแปลงกำลังแต่หันไปใช้หม้อแปลงความถี่สูง โดยไฟสลับแรงดันสูงจะต่อเข้าวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์โดยตรงเป็นไฟตรงที่มีแรงดันสูง จากนั้นจะผ่านวงจรสวิตซ์ชิงเพื่อแปลงกลับเป็นไฟสลับความถี่สูง แรงดันไฟสลับนี้จะผ่านวงจรเรกติไฟร์และฟิลเตอร์ โดยจะสะสมพลังงานไว้ในตัวเก็บประจุทางเอาต์พุตพร้อมใช้งาน หลักการทำงานโดยทั่วไปจะแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรม แสดงการทำงานของสวิตซ์ซัพพลายนั่น แสดงไว้ดังรูปที่ 1.1



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 1.1 บล็อกไดอะแกรมแสดงการทำงานของสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ใช้ในโครงการ
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มจาก INPUT แรงดันไฟสลับ 220 V ผ่านเข้ามาทาง RFI ฟิวเตอร์เพื่อกรองสัญญาณรบกวน ออกจากนั้นจะถูกเปลี่ยนเป็นไฟกระแสตรงแรงดันสูงจากวงจรเรกติไฟเออร์ จากนั้นแรงดันไฟตรงที่ได้จะถูกส่งไปยังวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อทำการตัดต่อแรงดันไฟตรงให้เป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20-220 KHz ต่อจากนั้นจึงนำไปผ่านเข้าหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งเพื่อต่อออกไปเข้าสู่วงจรอินเวอร์เตอร์ แล้วจึงนำแรงดันที่ได้มาผ่านวงจรกรองกระแสและแรงดันก่อนแล้วจึงจ่ายให้แก่โหลด

ส่วนการคงค่าแรงดันให้คงที่นั้น จะใช้วิธี Feed Back เอาท์พุทที่ได้ส่วนหนึ่งไปเข้าวงจรควบคุมแรงดัน ซึ่งวงจรควบคุมแรงดันนี้จะสร้างพัลส์ขึ้นตามค่าแรงดันเอาท์พุทที่เปลี่ยนไป โดยพัลส์นี้จะนำไปควบคุมช่วงนำของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ทำให้ช่วงนำกระแสมากขึ้นอยู่กับแรงดันเอาท์พุทที่เปลี่ยนไป จากจุดนี้เองทำให้เราสามารถทำการควบคุมแรงดันที่เอาท์พุทได้ โดยมีส่วนประกอบของวงจรได้แก่

1) วงจรการสร้างรูปแบบสัญญาณ PWM หรือวงจรสร้างสัญญาณทริก (trig circuit) เป็นวงจรสร้างสัญญาณควบคุม สำหรับควบคุมการเปิดปิดกระแสของอิเล็คทรอนิกส์สวิตซ์ในแต่ละจุด เพื่อให้ได้แรงดันเป็นรูปคลื่น PMW (Pulse Width modulation)

2) วงจรขับเกท (Gate drive circuit) เป็นวงจรขยายกำลังสัญญาณที่สร้างจากวงจรทริก ให้มีกระแสมากพอที่จะนำไปขับอุปกรณ์สวิตซ์ (Switching device) ให้เข้าสู่สภาวะนำกระแสได้ โดยจะต้องมีส่วนแยก (Isolate) สำหรับแยกกราวด์ของสัญญาณทริกแต่ละสัญญาณออกจากกัน

3) วงจรกำลัง (Power circuit or Main circuit) ประกอบด้วยอุปกรณ์สวิตซ์และหม้อแปลงเพิ่มแรงดัน (Step up Transformer)

4) วงจรกรองความถี่ (Filter) ทำหน้าที่กรององค์ประกอบของฮาร์โมนิกความถี่สูงออกไปให้เหลือเพียงความถี่หลัก (Fundamental) 50 Hz ผ่านไปได้

5) วงจรควบคุมลูปปิด (Close loop circuit) ทำหน้าที่ควบคุมระดับแรงดันเอาท์พุทรูปซายด์ให้คงที่ที่ภาระต่าง ๆ

6) แหล่งจ่ายไฟตรง (DC Power Supply) เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟกระแสตรงแก่วงจรกำลังเพื่อจ่ายไฟแก่วงจรสร้างสัญญาณทริก วงจรควบคุมลูปปิด และวงจรขับเกท

ข้อดีและข้อเสียของสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

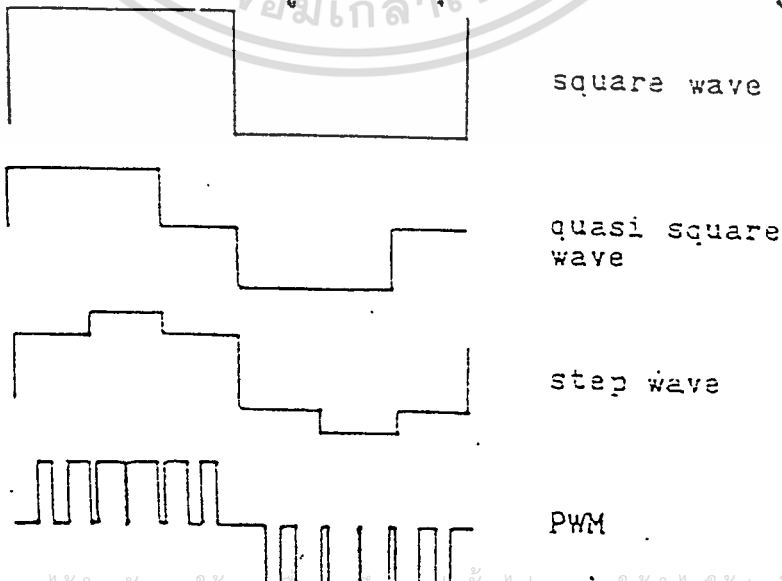
การทำงานของสวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายนั้นจะทำงานในลักษณะสวิตซ์ชิงอุปกรณ์ต่าง ๆ จะไม่นำกระแสตลอดเวลา จึงทำให้มีการสูญเสียกำลังงานในอุปกรณ์น้อย ทำให้มีประสิทธิภาพสูงประมาณ 60-90% ซึ่งดีกว่าลิเนียร์เรกกูเลเตอร์ซึ่งมีประสิทธิภาพประมาณ 40-50% นอกจากนี้สวิตซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลายยังใช้หม้อแปลงสวิตซ์ชิง ซึ่งมีขนาดเล็กเพราะเป็นหม้อแปลงความถี่สูง จึงทำให้แหล่งจ่ายไฟแบบนี้มีขนาดเล็กและมีขนาดเบา

แต่ข้อเสียของสวิตซ์ชิงพลายก็คือจะมีสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าเกิดขึ้นจากการตัดต่อสัญญาณไฟตรงของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งสัญญาณรบกวนนี้จะมีผลเสียต่อการทำงานของเครื่องมือเครื่องใช้ต่าง ๆ ได้เช่น เครื่องคอมพิวเตอร์ ระบบสื่อสาร ระบบควบคุม ฯลฯ ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ชิงที่ติดตั้งต้องมีวงจรกรองสัญญาณรบกวน EMI/RFI ด้วย

1.2 อินเวอร์เตอร์และ คอนเวอร์เตอร์

1.2.1 อินเวอร์เตอร์ INVERTER

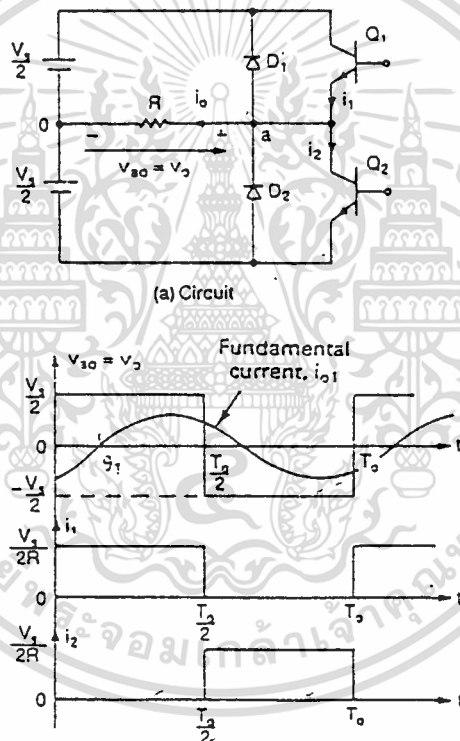
การเปลี่ยนกำลังไฟตรงจากแหล่งจ่ายให้เป็นกำลังไฟสลับ ที่มีแรงดันและความถี่ตามที่ต้องการ โดยใช้อุปกรณ์จำพวกสารกึ่งตัวนำ (Power semiconductor device) ก็อินเวียมของ อินเวอร์เตอร์แบบสแตติก โดยรูปคลื่นที่ได้ออกมาจากวงจรอินเวอร์เตอร์แบบสแตติกนี้ จะไม่มีโอกาสเป็นคลื่นซายด์ได้เลย ถ้าไม่มีการกรองความถี่ รูปคลื่นที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์นี้ จะมีลักษณะที่ประกอบด้วย ผลรวมระหว่างคลื่นความถี่หลักมูลกับองค์ประกอบฮาร์โมนิค ที่มีความถี่เป็นจำนวนเท่าของความถี่หลักมูล วงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อพิจารณาตามรูปคลื่นเอาท์พุท จะมีด้วยกันหลายแบบดังรูป



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูป 1.2 แสดงรูปคลื่นเอาท์พุทแบบต่างๆของอินเวอร์เตอร์
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น ออกทั้งหมดนี้ให้คิดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางานของวงจรอินเวอร์เตอร์

หลักการทํางานของวงจรซิงเกิ้ลเฟส อินเวอร์เตอร์ (Single phase inverter) ดังแสดงในรูป 1.3a ซึ่งวงจรอินเวอร์เตอร์นี้จะประกอบด้วยวงจรขั้วต่อ 2 วงจร เมื่อทรานซิสเตอร์ Q1 เทิร์นออน (turn on) ภายในช่วงเวลา $T_o/2$ แรงดันตกคร่อมโหลด (V_o) จะเป็น $V_s/2$ ถ้าทรานซิสเตอร์ Q2 เทิร์นออน ในช่วงเวลา $T_o/2$ จะมีแรงดันตกคร่อมโหลดเป็น $-V_s/2$ ซึ่งในการออกแบบวงจรแล้ว Q1 และ Q2 จะไม่เทิร์นออนในช่วงเวลาเดียวกัน ซึ่งแสดงใน รูป 1.3b เป็นการแสดงถึงรูปแบบสัญญาณของแรงดันเอาต์พุต และกระแสของทรานซิสเตอร์ เมื่อโหลดเป็นความต้านทาน วงจรอินเวอร์เตอร์แบบนี้ จะใช้แหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรง 2 แหล่งจ่ายต่อกัน ซึ่งเราเรียกววงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ว่า ฮาล์ฟบริดจ์ อินเวอร์เตอร์ (Half-bridge inverter)

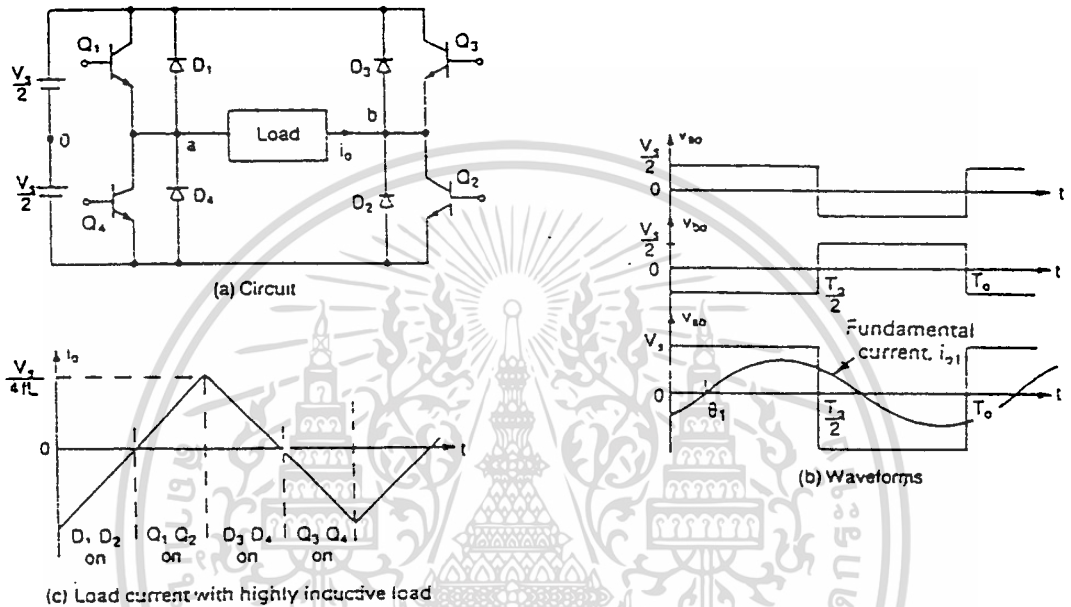


รูป 1.3 ซิงเกิ้ลเฟส ฮาล์ฟ บริดจ์ อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จิงเกิลเฟส ฟูลบริดจ์ อินเวอร์เตอร์

วงจรจิงเกิลเฟส ฟูลบริดจ์ อินเวอร์เตอร์ (Single phase full-bridge inverter) ดังแสดงในรูป 1.4a จะประกอบด้วยวงจรขอปเปอร์ 4 ชุด เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เทิร์นออนขึ้นพร้อมกัน แรงดันตกคร่อมโหลดจะเท่ากับอินพุตคือ V_s ถ้า Q_3 และ Q_4 เทิร์นออนในเวลาเดียวกัน แรงดันตกคร่อมโหลดจะมีค่าเป็น $-V_s$ โดยรูปแบบสัญญาณของแรงดันเอาต์พุตจะแสดงในรูป 1.4b



รูป 1.4 จิงเกิลเฟส ฟูลบริดจ์ อินเวอร์เตอร์

1.2.2 คอนเวอร์เตอร์ CONVERTER

คอนเวอร์เตอร์นั้นเป็นส่วนสำคัญที่สุด ซึ่งจะทำหน้าที่แปลงสัญญาณแรงดันไฟตรงให้เป็นสัญญาณไฟตรงที่สามารถเปลี่ยนแปลงแรงดันได้ตามต้องการ ซึ่งจะเกิดจากการตัดต่อการทำงานของ POWER TRANSISTER หรือ POWER MOSFET ซึ่งจะถูกรวมช่วงนำกระแส โดยพัลส์ที่ได้จากวงจรควบคุมค่าแรงดัน วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้กันมี 5 แบบด้วยกันคือ

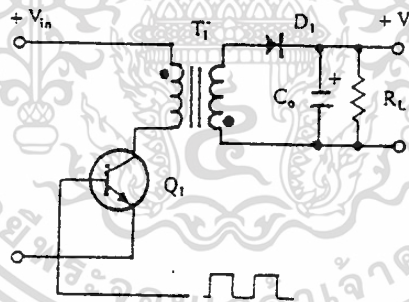
1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Fly back Converter)
2. ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter)
5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 1.5 ฟลายเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ และจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลส์สี่เหลี่ยมที่ป้อนให้กับขาเบส เนื่องจากหม้อแปลง T_1 จะกำหนดขดไฟรารีและเซคันดารีให้มีลักษณะกลับเฟสกันอยู่ ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไคโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส จึงมีการสะสมพลังงานที่ขดไฟรารีของหม้อแปลง T_1 แทนเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแสสนามแม่เหล็ก T_1 ยุบตัว ทำให้เกิดการกลับขั้วแรงดันที่ขดไฟรารีและเซคันดารี D_1 ก็จะถูกไบแอสโดยตรง พลังงานที่สะสมในขดไฟรารีของหม้อแปลงก็จะถูกถ่ายเทออกไปยังขดเซคันดารี และมีกระแสไหลผ่านไคโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และโหลดได้ ค่าของแรงดันที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความถี่การทำงานของ Q_1 ช่วงเวลานำกระแสของ Q_1 อัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงและค่าแรงดันที่อินพุต

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูงแต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาถูก



รูปที่ 1.5 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

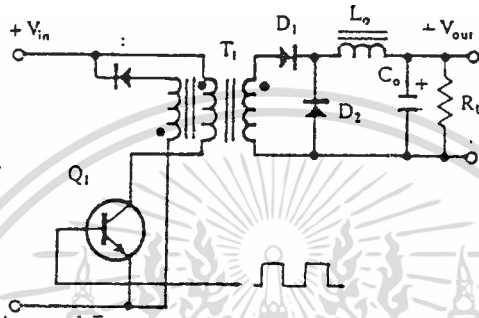
ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

ในรูปที่ 1.6 จะเห็นได้ว่า ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T_1 ในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะถูกกำหนดขดไฟรารีและขดเซคันดารีให้มีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแส ไคโอด D_1 จึงอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไคโอด D_1 และตัวเหนี่ยวนำ L_o ไปยังตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o และโหลดได้ ขณะที่มีการไหลผ่าน L_o จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส ไคโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ จึงไม่มีกระแสไหลจากขดเซคันดารี สนามแม่เหล็กใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ในการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งหากนำไปใช้

L_o จะขยับตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D_2 ก็จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง L_o จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมันและ D_2 ออกไปยังโหลดได้ จะเห็นได้ว่าจะมีกระแสไหลผ่านโหลดได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแสและหยุดนำกระแส ทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตต่ำกว่าฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่กระแสที่ได้จะมีการกระเพื่อมต่ำกว่า

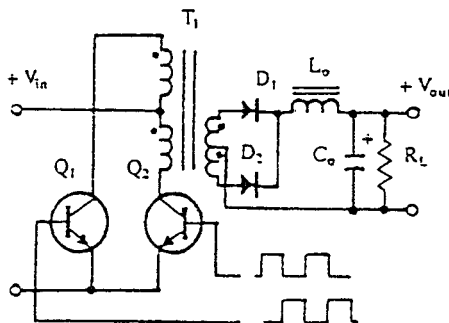


รูปที่ 1.6 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

พุก-พุลคอนเวอร์เตอร์

พุก-พุลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายพลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือมักเกิดการไม่สามารถของฟลักซ์แม่เหล็กของแกนของหม้อแปลงซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแสจะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้ พุก-พุลคอนเวอร์เตอร์จึงเหมาะที่จะเป็นเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ

จากรูปที่ 1.7 และ Q_2 จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงาน เมื่อ Q_1 นำกระแส D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสกลับ แต่ D_2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรง และนำกระแสผ่าน L_o ไปยังโหลดได้เช่นเดียวกัน ดังนั้นโหลดจึงมีกระแสไหลต่อเนื่องได้ตลอดเวลา กระแสที่ได้ทางเอาต์พุตจึงค่อนข้างเรียบ

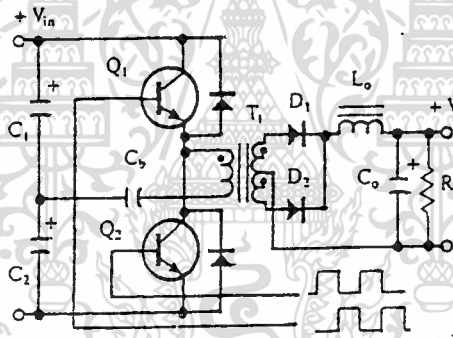


รูปที่ 1.7 พุก-พุลคอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสเหนี่ยวนำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่ได้กล่าวมาแล้ว และลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

จากรูปที่ 1.8 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q_1 และ Q_2 สลับกันนำกระแสผลที่ได้จะมีลักษณะคล้ายกับการทำงานของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดไฟรมาร์จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเนื่องจากผลของตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดไฟรมาร์จึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังงานสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

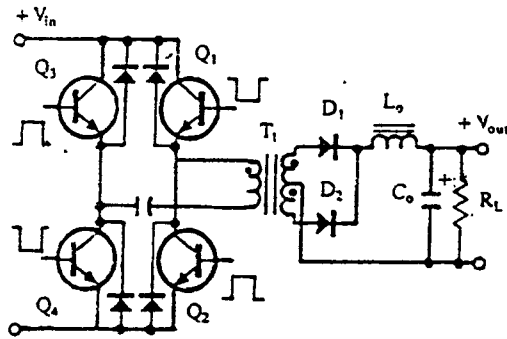


รูปที่ 1.8 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 1.9 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ ๆ โดย Q_1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_3 และ Q_2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q_4 กระแสที่ไหลผ่านขดไฟรมาร์ของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่ข้อได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ ขณะทำงานที่ขดไฟรมาร์จะมีค่าแรงดันตกคร่อมเท่ากับค่าแรงดันอินพุตกระแสที่ไหลผ่านขดไฟรมาร์จึงมีค่าต่ำกว่า ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จึงสามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้น สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1,000 วัตต์ จึงมักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์เป็นหลัก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 1.9 พูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

1.3 ขอบเขตของโครงการ

โครงการที่สร้างขึ้นจะสามารถให้แรงดันไฟสูงได้ 4 กิโลโวลท์ที่กระแสสูงสุด 100 มิลลิแอมป์ โดยให้กำลังวัตต์ 400 วัตต์ ซึ่งประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังบล็อกไดอะแกรมที่แสดงในรูปที่ 1.1 ซึ่งสามารถแยกวงจรออกเป็นส่วนใหญ่ ๆ ได้ดังนี้

1. วงจรส่วนเรกติไฟเออร์ และ ฟิลเตอร์
2. วงจรส่วนภาคควบคุม (Control Circuit)
3. วงจรส่วนภาคกำลัง (Power Circuit)

ในส่วนของวงจรภาคควบคุม(Control Circuit)และภาคกำลัง(Power Circuit) จะถูกสร้างขึ้นมาสองส่วน โดยในส่วนแรกจะเป็นส่วนของการสวิทซ์ซึ่งแรงดันไฟประมาณ 220 โวลท์ที่สามารถปรับค่าและเปลี่ยนแปลงแรงดันเอาต์พุตได้ตามต้องการ ในส่วนของวงจรภาคที่สองจะเป็นการสวิทซ์ซึ่งแรงดันไฟสูงซึ่งจะทำหน้าที่ควบคุมการจ่ายกระแสทางด้านเอาต์พุต

ประโยชน์และผลที่คาดว่าจะได้รับ

1. สามารถทดลองและสร้างสัญญาณPWM (Pulse Width modulation) ได้
2. สามารถทดลองออกแบบและสร้างสวิทซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูง
3. เข้าใจการทำงานของระบบสวิทซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูง
4. สามารถสร้างสวิทซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ใช้งานกับเครื่องอิงแสงเลเซอร์แบบฮีเลียม-นีออนเลเซอร์ ขนาด 0.4-0.75 มิลลิวัตต์ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

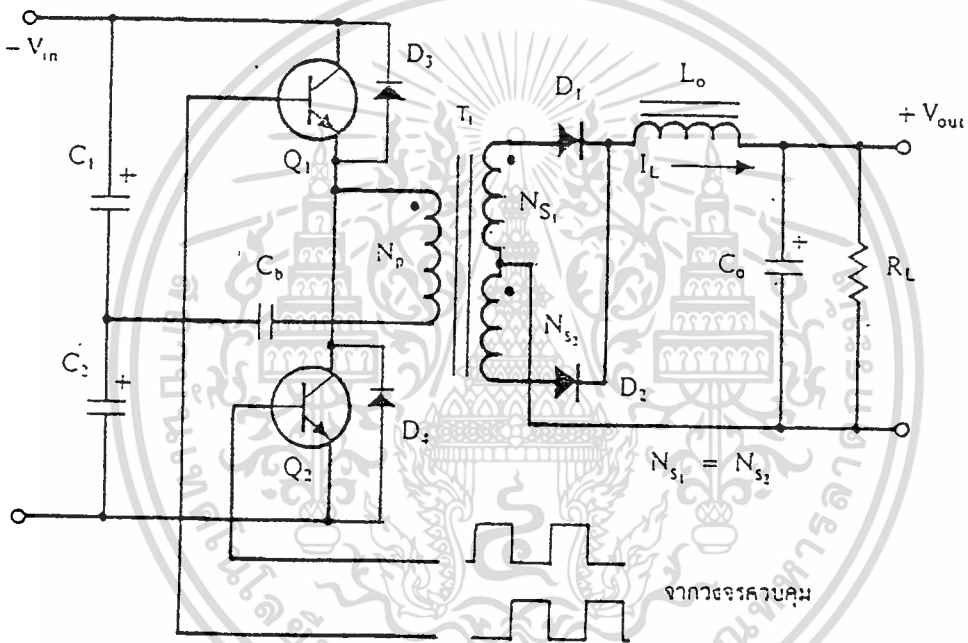
บทที่ 2

คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟ-บริดจ์

เนื่องจากวงจรสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายนี้ใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จึงจะขอล่าวอธิบายวงจรฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ไว้ดังนี้เพื่อประโยชน์ในการออกแบบ

2.1 พื้นฐานการทำงานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

วงจรพื้นฐาน แสดงดังรูป 2.1

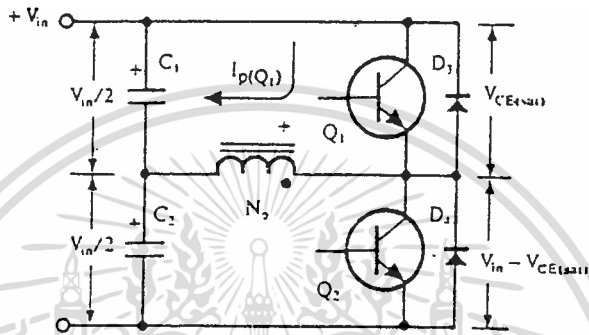


รูปที่ 2.1 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

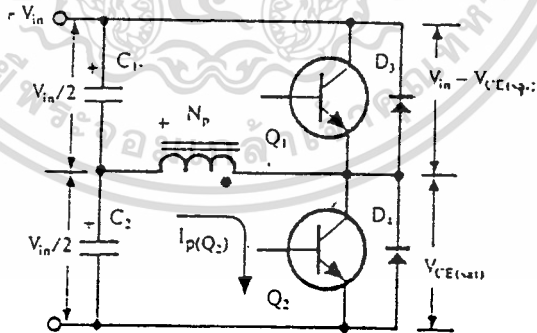
เนื่องจากตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 กำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลาเช่นเดียวกับ พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์และเพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ C_0 ต่ออยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดไฟโรรี่ N_p ที่ต่ออยู่กับ C_0 นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ดังในรูปที่ 2.2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแส และ Q_2 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของไพรมารี N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{c1} - V_{ce(sat)}$ หรือมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$ นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q_2 นำกระแส และ Q_1 ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อม Q_1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมที่ขดไพรมารี N_p ก็ยังคงมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$ เนื่องจาก $V_{ce(sat)}$ มีค่าประมาณ 0.5-1 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่า แรงดันตกคร่อม Q_1 และ Q_2 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น ผลของการทำงานของ Q_1 และ Q_2 ที่ด้านเซคันดารีจะมีลักษณะเดียวกันกับพัลซ-ฟูลคอนเวอร์เตอร์ จึงไม่ขออธิบายในที่นี้



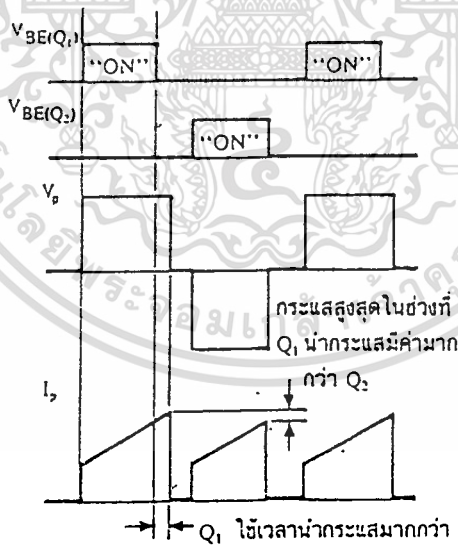
รูปที่ 2.2-a เมื่อ Q_1 นำกระแส Q_2 จะมีแรงดันตกคร่อม เท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$



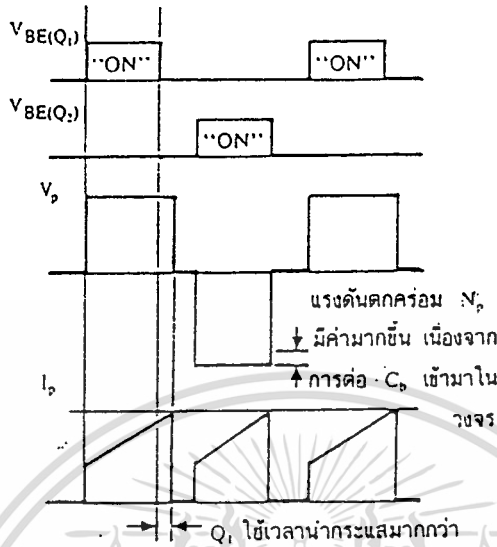
รูปที่ 2.2-b เมื่อ Q_2 นำกระแส Q_1 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{ce(sat)}$ เช่นเดียวกันและแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{ce(sat)}$

2.2 ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็ก

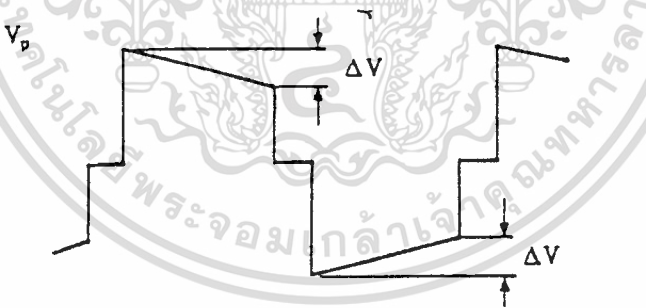
ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor) C_b ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลักคือป้องกันการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน เพราะในทางปฏิบัติการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากันจริง ๆ นั้นทำได้ยาก รวมทั้งการไม่แมตช์กันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อาจก่อให้เกิดปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นได้ทั้งสิ้น การต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้ C_b มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในขดไฟโพรมารี N_p ถ้าผลของการเก็บประจุสะสมทำให้ Q_1 และ Q_2 มีช่วงเวลานำกระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ C_b ใช้เวลาไม่เท่ากันด้วยเป็นผลทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b และทำให้ค่าแรงดันตกคร่อม C_b นั่นคือ หากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามช่วงเวลาเพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b ดังนั้นเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน C_b จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดไฟโพรมารีให้มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น (ดูรูปที่ 2.3 ประกอบ) ส่วนการทำงานของ C_b ในกรณีที่แรงดัน ตกคร่อม C_1 และ C_2 มีค่าไม่เท่ากันนั้นก็จะเป็นไปในทำนองเดียวกัน



รูปที่ 2.3-a แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานำกระแสมากกว่า Q_2



รูปที่ 2.3-b แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุลือคกิ้ง C_b เข้ามาในวงจรเพื่อลดการไม่สมมาตรพัลส์



รูปที่ 2.4 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีเมื่อต่อตัวเก็บประจุลือคกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุลือคกิ้ง C_b คั่นเข้าไปในวงจร จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม C_b นั้นเอง (ดูรูปที่ 2.4) และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคันดารีทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่เอาต์พุตซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องกำหนดค่า C_b ให้มีค่าเหมาะสม เพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารีค่าที่ต่ำที่สุด การกำหนดค่าของ C_b อาจทำได้ดังนี้คือ

ทุกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_b = I_p(pk) (0.4T) / V$$

เมื่อ $I_p(pk)$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี

V คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมรับได้ (ไม่เกิน 20% ของ $V_{in}/2$)

T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคนเวอร์เตอร์

2.3 คอมมิวเตตติ้งไดโอด D_3 และ D_4

จากวงจรในรูปที่ 2.2 จะเห็นว่ามิไดโอด D_3 และ D_4 ต่อพร้อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อยู่ ไดโอดทั้งสองตัวนี้เรียกว่า คอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ 2 ประการคือ

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสเนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตด้วยคอมมิวเตตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

2. ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส ขดไพรมารี N_p จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตตติ้งไดโอด D_2 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่คอสเลกเตอร์เป็นลบ ในขณะที่ Q_1 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า $V_{in}/2$ ในกรณีนี้ ไดโอด D_4 จะอยู่ในลักษณะถูกไบ-แอสตรงจากแรงดันของขดไพรมารีและค่าแรงดันนี้ลงไป ในทำนองเดียวกันเมื่อ Q_2 เริ่มหยุดนำกระแส ไดโอด D_3 จะทำหน้าที่เช่นเดียวกัน เป็นกรป้องกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

ไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด D_3 และ D_4 ต้องเป็นชนิดฟาสต์รีกัฟเวอร์ และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อย 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

2.4 ค่าเวลาเพื่อ t_D สำหรับ ฮาร์ฟ-บริดจ์ คอนเวอร์เตอร์

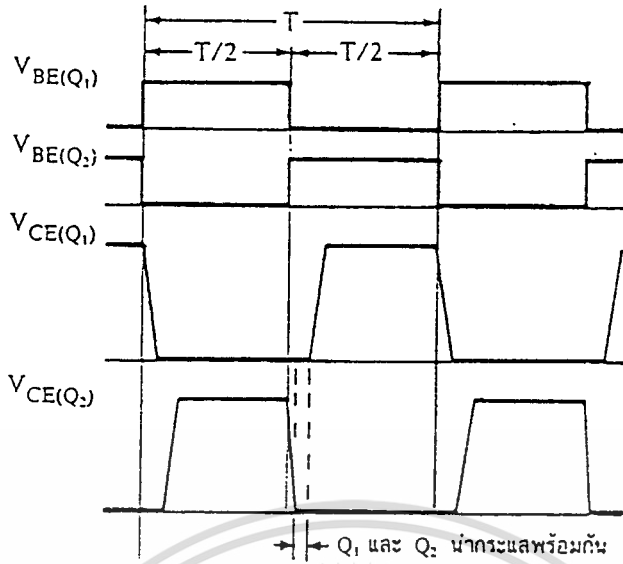
การกำหนดค่าเวลา (Dead Time) ไว้เพื่อไม่ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีช่วงเวลานำกระแสมากเกินไป มีเหตุผลหลัก 2 ประการคือ ประการแรก ถ้าไม่มีการจำกัดช่วงเวลานำกระแสเอาไว้เมื่อเกิดกรณีไหลคดถึงกระแสมากขึ้น วงจรควบคุมจะสั่งงานให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีค่าช่วงนำเวลากระแสเพิ่มขึ้น ทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือมีค่าลดลง และเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลง แกนเฟอร์ไรต์จะเข้าสู่จุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็วทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ เหตุผลอีกประการหนึ่งก็คือ ถึงแม้จะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ครึ่งหนึ่งของคาบเวลาเท่ากันแล้วก็ตามเพาเวอร์ทราน-

ซิสเตอร์ก็ยังไม่ปลอดภัยพอเพราะการตอบสนองของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อาจเป็นไปได้ช้าเนื่องจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสเมื่อหยุดจ่ายกระแสไบแอสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เวลา $t = T / 2$ ประจุสะสมจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสต่อไปได้อีกชั่วระยะเวลาหนึ่งก่อนที่กระแสจะลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ในขณะที่เดียวกันกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือเริ่มได้รับกระแสไบแอสที่เวลา $t = T / 2$ เช่นเดียวกันทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเกิดนำกระแสพร้อมกัน ในกรณีนี้แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวขณะนำกระแสจะเท่ากับค่าของแรงดันอินพุต และทำให้เกิดการพังเสียหายอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 2.5 ประกอบ)

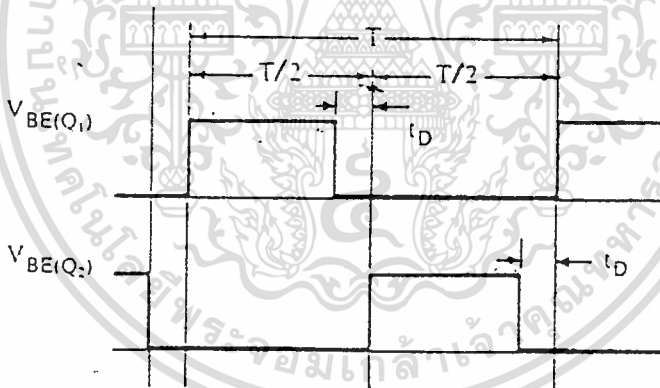
การกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_D สำหรับช่วงเวลานำกระแสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ดังรูปที่ 2.6 จะช่วยป้องกันปัญหาที่กล่าวมาแล้วได้ ค่าเวลาเพื่อ t_D โดยทั่วไปจะกำหนดไว้ประมาณ 20% ของครึ่งคาบเวลา ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จึงไม่ควรเกิน

$$\begin{aligned} t_{ON(max)} &= 0.8 (T / 2) \\ &= 0.4 T \end{aligned}$$

ข้อสังเกต คือในช่วงเวลาเพื่อ t_D นี้ Q_1 และ Q_2 จะอยู่ในสภาวะหยุดนำกระแสพร้อมกันทั้งสองตัว ซึ่งเปรียบได้กับช่วงเวลา t_{OFF} ของฟิวส์คอนเวอร์เตอร์ ที่เอาต์พุตใช้ L_0 จะมีการยุบตัวของสนามแม่เหล็กและกลับขั้วแรงดัน แต่เนื่องจากฟิวส์คอนเวอร์เตอร์ไม่มีไดโอดฟลายบิล เช่นเดียวกับฟิวส์คอนเวอร์เตอร์ ในกรณีนี้ไดโอด D_1 และ D_2 ในรูปที่ 2.1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงทำให้มีกระแสไหลผ่านขดเซคชั่นคาร์รี NS_1 และ NS_2 เนื่องจากการถ่ายเทพลังงานที่สะสมใน L_0 ในช่วงเวลาเพื่อ t_D นี้ด้วยโดยกระแสที่ไหลจาก L_0 จะถูกแบ่งครึ่งผ่านไดโอด D_1 และ D_2 อย่างไรก็ตาม พลังงานที่สะสมในขดไฟโพรมารี่เนื่องจากกระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กในช่วงเวลาที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสจะมีการถ่ายเทออกไปที่ขดเซคชั่นคาร์รีในช่วงเวลาเพื่อ t_D ด้วยเช่นกัน แต่จะมีกระแสไหลเซคชั่นคาร์รีได้เพียงขดเดียวเนื่องจากไดโอดที่ต่ออยู่กับขดเซคชั่นคาร์รีที่เหลืออยู่ในลักษณะไบแอสกลับ ทำให้มีกระแสเสริมและลดทอนกระแสที่ไหลจากเอาต์พุตใช้ L_0 ดังนั้นกระแสขบที่เกิดขึ้นในช่วงเวลา t_D ของไดโอดตัวหนึ่งจะมากกว่าของอีกตัวหนึ่งเสมอ ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.7

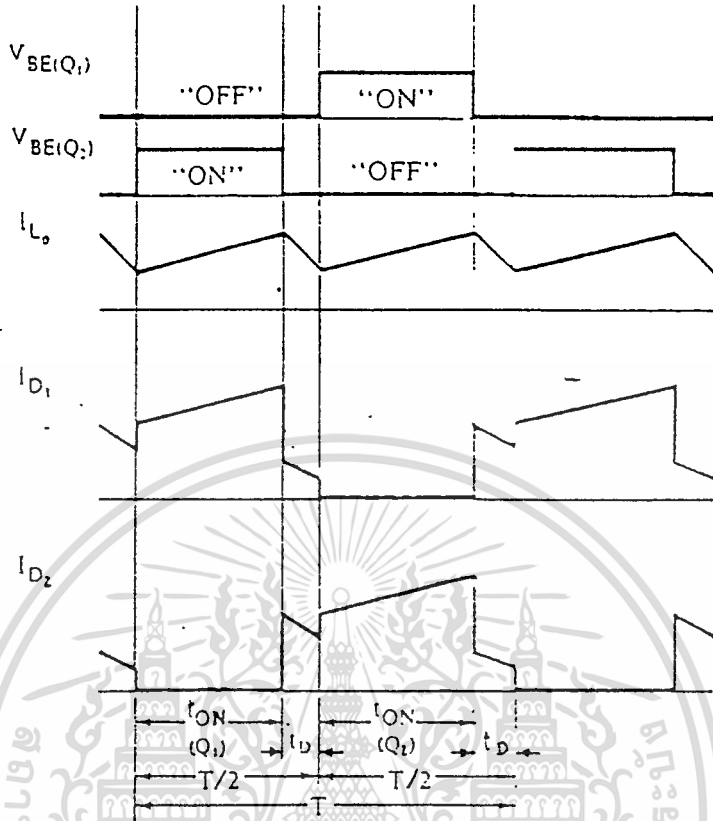


รูปที่ 2.5 แสดงการหน่วงของช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เนื่อง
จากประจุสะสมเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแสและ
ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน



รูปที่ 2.6 แสดงการกำหนดค่าเวลาเมื่อ t_D ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

กระแสที่ไหลในขดลวดในช่วงเวลาเมื่อ t_D นี้ จะทำให้ความหนาแน่นฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงยังคงค้างอยู่ที่จุดสูงสุดในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสไปแล้ว เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวหนึ่งเริ่มนำกระแสในลักษณะกลับเฟส ความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจึงมีค่าเป็นไปได้อีกสูง และเป็นการใช้แกนเฟอร์ไรต์ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดทำให้แกนที่ใช้มีขนาดเล็กได้



รูปที่ 2.7 แสดงลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_2 และกระแสที่ไหลผ่านเอาต์พุตโหลด L_o ขณะวงจรทำงาน จะเห็นว่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอดทั้งสองตัวในช่วงเวลา t_D มีค่าไม่เท่ากันเนื่องจากการถ่ายเทพลังงานจากขดไฟรมาเรีย ในช่วงนี้ทำให้กระแสที่ไหลในไดโอดตัวหนึ่งมากกว่าอีกตัวหนึ่งสลับกันไปตามการทำงานของขดไฟรมาเรียแต่ละขด

2.5 การคำนวณเพื่อออกแบบฮาร์ดฟิวรีคจคอนเวอร์เตอร์

2.5.1 แรงดันเอาท์พุท

การหาแรงดันเอาท์พุทของฮาร์ดฟิวรีคจคอนเวอร์เตอร์นั้นคล้ายกับแรงดันเอาท์พุทของ พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ พิจารณาวงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 2.1

จากรูป 2.1 หนึ่งคาบการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ขดเซคันดารีจะให้กระแสไหลผ่าน L_o ได้ถึงสองครั้ง เพราะฉะนั้น 1 คาบจะเท่ากับ $2T_{ON}$

แรงดันตกคร่อมขดไฟรมาเรีย คือ $V_{IN} - V_{CE(SAT)}$

แรงดันที่ขดเซคันดารีทำได้จาก $(V_{IN} - V_{CE(SAT)}) / V_s = N_p / N_s$ ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_S = (N_S/N_P) (V_{IN} - V_{CE(SAT)})$$

และจาก 1 คาบเวลา คอนเวอร์เตอร์นำกระแส 2 ครั้ง

เพราะฉะนั้นที่เวลา T จะได้

$$V_S = (N_P/N_S) (V_{IN} - V_{CE(SAT)}) \text{ และที่เวลา } 2T_{ON} \text{ จะได้}$$

$$V_S = (N_S/N_P) (V_{IN} - V_{CE(SAT)}) (2T_{ON})/T$$

จาก $V_{OUT} + V_D = V_S$ ดังนั้น

$$V_{OUT} = V_S - V_D$$

$$V_{OUT} = [(N_S/N_P) (V_{IN} - V_{CE(SAT)}) (2T_{ON})/T] - V_D$$

แต่เนื่องจากแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีของฮาร์ฟบริดจ์ คือ $V_{IN}/2 - V_{CE(SAT)}$ เพราะฉะนั้น V_{OUT} ของฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์หาได้จาก

$$V_{OUT} = [(N_S/N_P) (V_{IN}/2 - V_{CE(SAT)}) (2T_{ON})/T] - V_D$$

2.5.2 กระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน Q_1 และ Q_2

$$I_{P(PK)} = [(P_{OUT}) / (\eta V_{IN(MIN)} T_{ON(MAX)})] + [(V_{IN(MIN)}/2 - V_{CE(SAT)}) t_{ON(MAX)}] / L_P$$

โดยที่

L_P กระแสสูงสุดที่ไหลผ่านขดไพรมารี

P_{OUT} คือกำลังที่ออก

η คือประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์

T คือคาบเวลาของคอนเวอร์เตอร์

$t_{ON(MAX)}$ คือชองนำกระแสของทรานซิสเตอร์

L_P คือค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดไพรมารี

V_{IN} คือแรงดันไฟตรงจากส่วนอินพุตเรกติไฟเออร์

N_P คือจำนวนขดลวดของไพรมารี

N_S คือจำนวนขดลวดของเซคันดารี

V_D คือแรงดันตกคร่อมสวิตซิ่งไดโอด



2.5.3 การกำหนดค่าเอาต์พุตไรซ์ค L_0

$$L_0 = (V_{OUT} + V_D) (T - t_{ON(MAX)}) (t_R) / (I_0 2t_{ON})$$

t_R คือค่าเวลาการคืนตัวตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างกะทันหัน

I_0 คือค่ากระแสที่เกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด

2.5.4 ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_0

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง จะมีกระแสไหลผ่านโหลดในลักษณะต่อเนื่อง ทำให้มีแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตค่อนข้างต่ำ ตัวเก็บประจุ C_0 จึงไม่จำเป็นต้องมีค่ามาก อย่างไรก็ตามขณะเกิดการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างกะทันหัน จะเกิดกระแสกระชากที่เอาต์พุตสูง

ดังนั้นตัวเก็บประจุที่ความจุต่ำ ๆ จะเกิด ESR สูง อาจทำให้แรงดันกระเพื่อมของเอาต์พุตเนื่องจากแรงดันฟุ้งที่ตกคร่อม ESR ขณะโหลดมีการเปลี่ยนแปลงได้ โดยค่าแรงดันฟุ้งอาจพิจารณาจาก

$$V_{RIPPLE} = ESR I_0$$

V_{RIPPLE} คือแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตคอนเวอร์เตอร์

ESR คือค่าความต้านทานแฝงของตัวเก็บประจุ C_0

I_0 คือค่ากระแสที่เปลี่ยนแปลงเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างกะทันหัน เพราะฉะนั้นตัวเก็บประจุ C_0 หาได้จาก

$$C_0 = I_{OUT(MAX)} t_{ON(MAX)} / V_{RIPPLE}$$

C_0 คือค่าตัวเก็บประจุของเอาต์พุต

$I_{OUT(MAX)}$ คือค่าของกระแสเฉลี่ยสูงสุดที่เอาต์พุต

$t_{ON(MAX)}$ คือช่วงนำกระแสสูงสุด

V_{RIPPLE} คือแรงดันกระเพื่อมที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

ตัวอย่าง การออกแบบวงจรสวิตช์พรีคิกอนเวเตอร์นี้ ต้องการออกแบบให้สวิตช์พรีคิกอนเวเตอร์ทำงานในช่วงแรงดันไฟตรงอินพุตเท่ากับ 24 V. โดยให้แรงดันเอาท์พุต 5 V. และกระแส 2.5 A. ทำงานที่ความถี่ 25 KHz.

วิธีทำ

$$\begin{aligned} \text{คาบเวลาทำงาน } T &= 1/f \\ &= 1 / 25 * 10^3 = 40 * 10^{-6} \text{ วินาที} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{จาก } T_{on(max)} &= 0.4 T \\ &= 0.4 * 40 * 10^{-6} = 16 * 10^{-6} \text{ วินาที} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{อัตราส่วนจำนวนรอบหาได้จาก } N_p / N_s &= [(V_{IN(min)} / 2 - V_{CE(sat)}) * T_{on(max)}] / (V_o + V_D) / (T/2) \\ &= \frac{(24/2-1) * 16 * 10^{-6} * 10^{-8}}{(5+1)(40 * 10^{-6} / 2)} \\ &= 1.46 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \text{จำนวนรอบของขดไพรมารี } N_p &= [(V_{IN(min)} / 2 - V_{CE(sat)}) * T_{ON(max)} * 10^8] / \Delta B * A_e \\ &= (24/2-1) * 16 * 10^{-6} * 10^8 / 1600 * 1.48 \\ &= 7.43 \end{aligned}$$

ในที่นี้เลือก $N_p = 8$ รอบ

$$N_p / N_s = 1.46$$

$$\text{จะได้ } N_s = 8 / 1.46 = 5.47$$

$$\text{จะได้ } N_s = 6 \text{ รอบ}$$

$$\begin{aligned} \text{ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดไพรมารี } L_p &= \frac{4 * \pi * 1.48 * 8^2 * 10^{-8}}{0.1} \\ &= 119 * 10^{-6} \end{aligned}$$

ถ้า $L_p \approx 20\%$ จะได้ L_p อยู่ในช่วง $95-134 * 10^{-6}$ เฮนรี่

กระแสสูงสุดที่ไพรมารี

$$\begin{aligned} I_{P(PK)} &= [(P_{OUT}) / (\eta V_{IN(MIN)} T_{ON(MAX)})] + [(V_{IN(MIN)} / 2 - V_{CE(SAT)}) t_{ON(MAX)}] / L_p \\ &= (12.5 * 40 * 10^{-6}) / (0.8 * 24 * 14.2 * 10^{-6}) + [(24/2-1) * 14.2 * 10^{-6}] / 96 * 10^{-6} \\ &= 1.8 + 1.6 \\ &= 3.4 \text{ A.} \end{aligned}$$

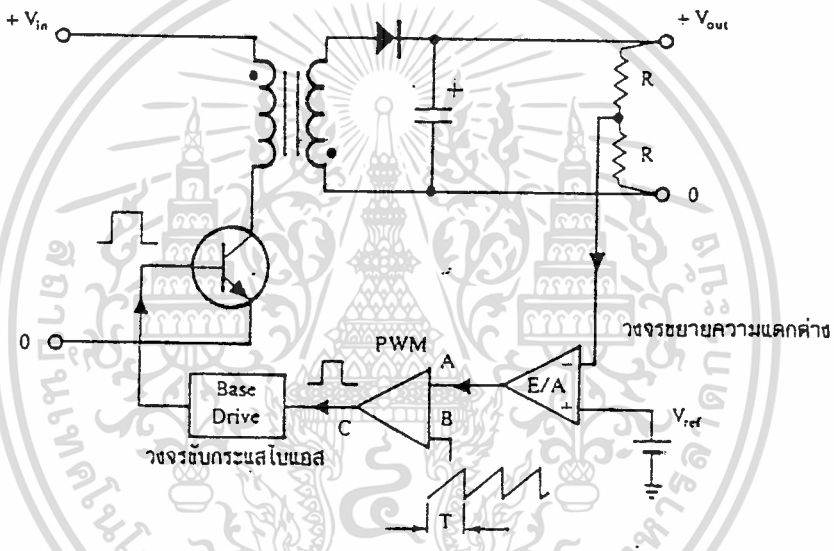
บทที่ 3

วงจรควบคุม

3.1 พื้นฐานของวงจรควบคุม

3.1.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมแรงดัน (VOLTAGE MODE CONTROL)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาท์พุทมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อการคงค่าแรงดันเอาท์พุทเป็นหลักวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 3.1



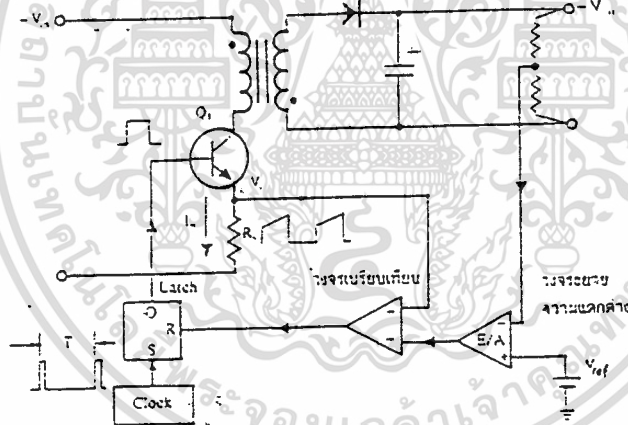
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

จากรูปวงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาท์พุทและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจรเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาท์พุท ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่งเอาท์พุทที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อยและมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ต ผลต่างของแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180° กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{ON} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลงแรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุตของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตไว้ได้ ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดันได้แก่ เบอร์ MC 34060, MC 34166 และ SG 3526 เป็นต้น

3.1.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control)

การคงค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากโหมดควบคุมจากแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก อย่างไรก็ตาม วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสนี้ก็ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเช่นกันรูปที่ 3.2 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส



รูปที่ 3.2 แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส

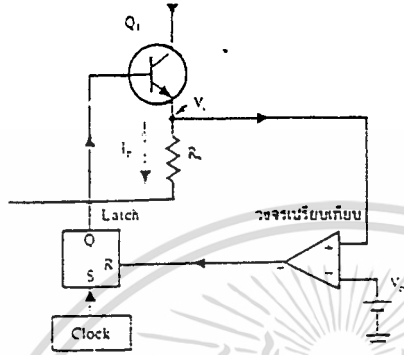
เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะแยกพิจารณาการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ดังรูปที่ 3.3 วงจร Latch จะทำงานโดยขา Q ของวงจร Latch จะมีสถานะเป็น "High" เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น "Low" เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

เมื่อวงจรทำงาน วงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกา จะให้กำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีคาบเวลาคงที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจร Latch ขา Q จึงมีสถานะเป็น "High" เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 ก็จะเริ่มนำกระแส เมื่อ Q_1 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขดไฟเหนี่ยวนำและตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q_1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_s ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันตกคร่อม R_S ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบคั้งนั้น เมื่อค่าของ V_S เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาท์พุทของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น "High" และจะไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น "Low" และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา Q ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดด้วยวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่ขาอินเวอร์ติงของวงจรเปรียบเทียบแทน

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_S ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_S นั่นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน V_S จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาท์พุทพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสน้อยลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุทของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_S จะเพิ่มขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโวลต์ดองที่ คอนเวอร์เตอร์จะสามารถดองค่าแรงดันเอาท์พุทเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกับแรงดันที่เอาท์พุทเลยทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้อย่างรวดเร็ว

จากลักษณะการทำงานดังกล่าว ทำให้วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีมากกว่าวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน เป็นคั้งว่า คอบสนองการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุทได้รวดเร็วกว่า ทำให้ลดปัญหาการคงค่าแรงดันที่เอาท์พุทเมื่อเกิดทรานเซียนส์และการกระเพื่อมของแรงดันสูงที่แรงดันอินพุท เพราะไม่ต้องรอสัญญาณป้อนกลับจากเอาท์พุท สามารถป้องกันกระแสโวลต์เกินได้ ด้วยการจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่ชด ไพรมารี่ในลักษณะพัลส์ต่อพัลส์อย่างรวดเร็ว สามารถจำกัดกระแสสูงสุดที่ชด ไพรมารี่ ปัญหาการไม่สมมาตรพัลส์แม่เหล็กของฟุช-ฟูลคอนเวอร์เตอร์จะไม่เกิดขึ้น สามารถชดชานคอนเวอร์เตอร์หลายชุดเข้าด้วยกันได้เพื่อให้จ่ายกระแสได้มากขึ้น และกระแสเฉลี่ยที่คอนเวอร์เตอร์แต่ละชุดจะมีค่าเท่ากัน

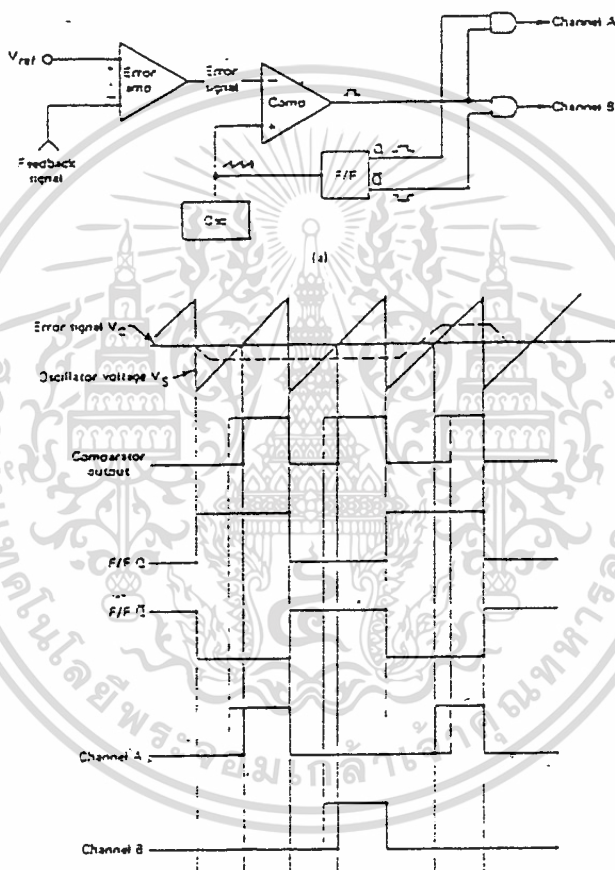
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2 การออกแบบวงจรควบคุม

จากแรงดัน OUTPUT ของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

$$V_{OUT} = [(N_S/N_P) (V_{in}/2 - V_{CE(SAT)}) (2T_{ON}) / T] - V_D$$

จะเห็นได้ว่า เราสามารถที่จะควบคุมแรงดันได้โดยการควบคุมช่วงนำกระแสของ Transistor (t_{ON}) ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทั่วไปจึงมักนิยมใช้เทคนิค Pulse Width Modulation หรือ PWM ซึ่ง PWM เป็นหลักการที่ใช้ในการควบคุมช่วงเวลาที่น่ากระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์



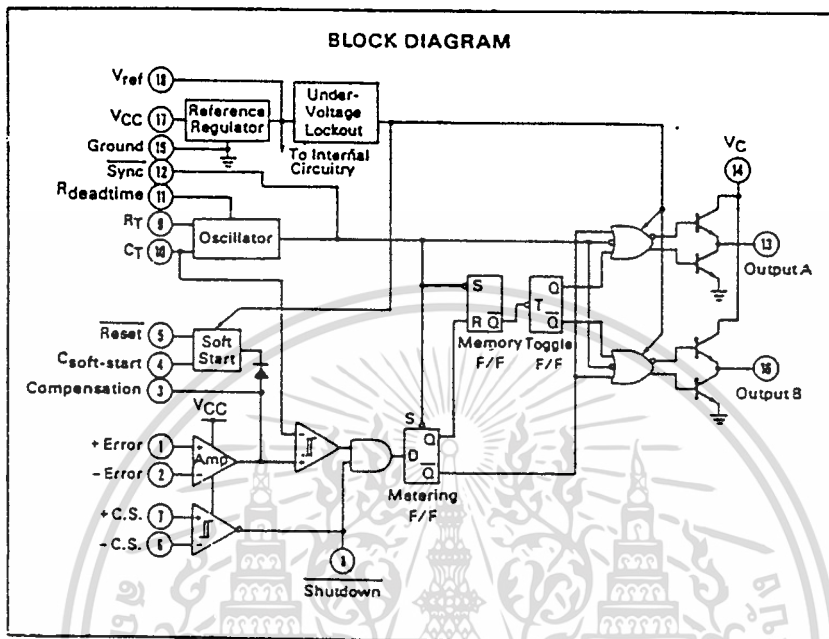
รูปที่ 3.4 PWM Control Circuit

การทำงานของวงจรควบคุมแรงดันนั้น เราจะนำค่าแรงดัน Output มาป้อนกลับเข้าวงจรควบคุมแรงดัน โดยนำ Output Voltage มาเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ความแตกต่างที่ได้จะถูกนำมาขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง เรียกแรงดันที่เปรียบเทียบแล้วว่า Error Voltage Output ที่ออกจากวงจรขยายความแตกต่างแล้วนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณ Saw Tooth โดยที่เมื่อสัญญาณ Saw Tooth มีระดับสูงกว่า ค่าของ Error Voltage ทรานซิสเตอร์ ON (นำกระแส) เมื่อสัญญาณ Error Voltage มีระดับสูงกว่าสัญญาณ Saw Tooth ทรานซิสเตอร์ก็จะ OFF (หยุดนำกระแส) พิจารณาได้จากรูป 3.4

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

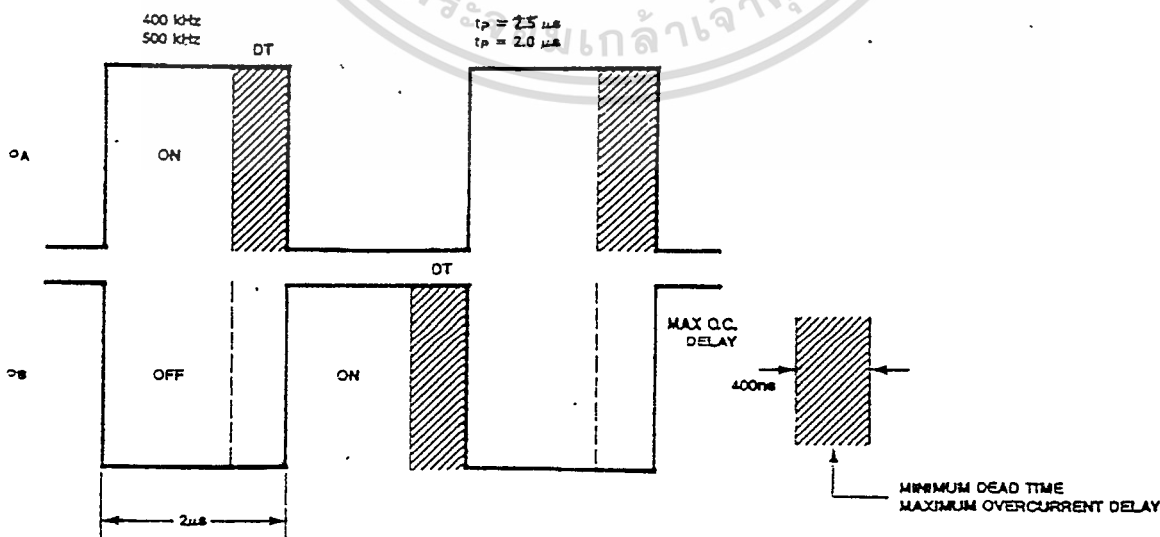
การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

IC เบอร์ SG 3526 ถูกสร้างขึ้นมาเพื่อใช้งานทางด้าน PWM โดยเฉพาะ วงจรของ SG 3526 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาของเอ๊าท์พุทพัลส์ กำหนดโดยค่า R_T และ C_T จากภายนอกที่ 9 และขา 10 ของไอซี ซึ่งคาบเวลาหาได้จากกราฟด้านล่าง



รูปที่ 3.5 ส่วนประกอบภายใน SG 3526

แรงดันคคคร่อม C_T จะเป็นลักษณะของรูป Saw Tooth บางที่เรียกว่าสัญญาณ แรมป์ (Ramp) ซึ่งสัญญาณนี้จะนำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณ Error Voltage และสัญญาณ T_d (Dead Time Control) ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะทำงานได้เมื่อสัญญาณ Clock ที่อินพุทของฟลิป-ฟลอปอยู่ในสถานะต่ำซึ่งจะเกิดได้เมื่อแรงดัน Saw Tooth มีค่ามากกว่า Error Voltage และสัญญาณ Dead Time Control (t_d)



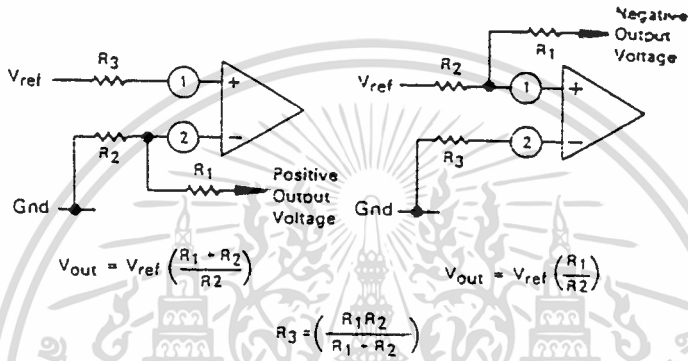
รูปที่ 3.6 รูปคลื่นของ Dead time control circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใช้ได้ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อีกส่วนหนึ่งที่เพิ่มเข้ามาอีกคือ วงจรเรกกูเลต แรงดัน 5 โวลต์ เพื่อใช้สำหรับเป็นแรงดันอ้างอิง (วงจรมีสามารถจ่ายกระแสให้ 20 mA) หรือจะจ่ายให้กับวงจรภายนอกเลขก็ได้

การควบคุม OUTPUT VOLTAGE

จากรูปที่ 3.5 เราใช้ขา 1 และ 2 ของ SG 3526 หาค่า ERROR VOLTAGE โดยใช้ขา 2 ต่อกับ V_{REF} ขา 1 เป็นขาที่ FEED BACK V_{OUT} ขา 3 คือ ERROR VOLTAGE พิจารณาจากรูปที่ 3.7

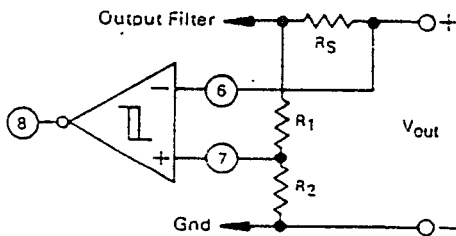


รูปที่ 3.7 แสดงการทำงานของ Output Voltage

ภาควงจรจำกัดกระแส

เราจะจำกัดกระแสได้โดยใช้ ERROR AMPLIFIER อีกตัวหนึ่งใน SG 3526 โดยต่อขา 6 ลงกราวด์ ส่วนขา 7 ต่อไปยังตัวต้านทานที่เป็น VOLTAGE DEVIDER ระหว่าง V_{REF} กับ R_{SENSE} ที่ต่ออยู่ระหว่างกราวด์กับเซนเตอร์เทปของ POWER TRANSFORMER ดังรูปที่ 3.8

$$I_{MAX} = [0.1 \text{ V.} + (V_{out} R1) / (R1 + R2)] / R_s$$



$$I_{max} = \frac{(0.1 \text{ V} - \frac{V_{out} R1}{R1 - R2})}{R_s} \quad I_{sc} = \left(\frac{0.1 \text{ V}}{R_s} \right)$$

รูปที่ 3.8 แสดงการคำนวณค่ากระแสที่จำกัด

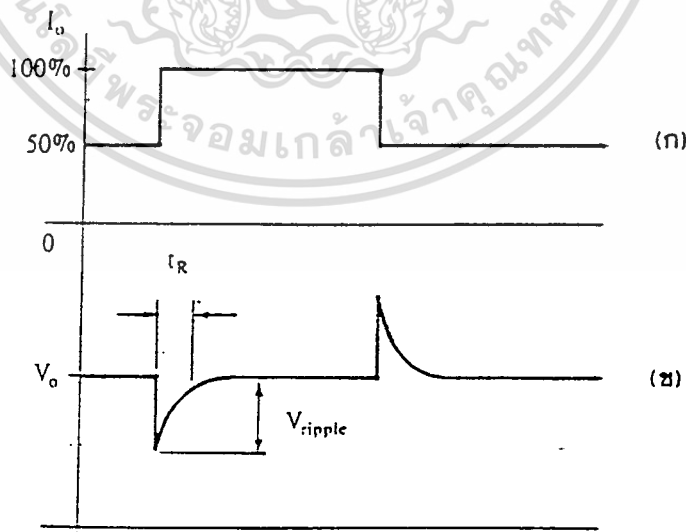
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบเสถียรภาพการทำงานของวงจรถวลุม

เนื่องจากการทำงานของวงจรถวลุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ ทั้งในโหมดควบคุมจากแรงดัน และโหมดควบคุมจากกระแส เป็นการควบคุมแบบป้อนกลับในลักษณะลูปปิด (CLOSED-LOOP FEED BACK CONTROL) เสถียรภาพการทำงานของคอนเวอร์เตอร์จึงขึ้นกับเสถียรภาพการทำงานของวงจรถวลุมป้อนกลับแบบลูปปิด

เสถียรภาพการทำงานของวงจรถวลุมสังเกตได้จากการตอบสนองของคอนเวอร์เตอร์ต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลดอย่างทันทีทันใด ทำได้โดยกำหนดให้โหลดมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงกระแสโหลดไปมา จาก 50 เปอร์เซ็นต์ ไปเป็น 100 เปอร์เซ็นต์ ของค่ากระแสโหลดสูงสุด ที่ความถี่เป็น 2 เท่าของความถี่แรงดันไฟสลับที่อินพุตการเกิดโหลดในลักษณะเช่นนี้วงจรถวลุมจะเหมือนมีการเปิดลูปและปิดลูปขึ้นในจังหวะที่โหลดมีการเปลี่ยนแปลง ถ้าวางจรถวลุมไม่มีเสถียรภาพ ฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นขณะลูปเปิดจะทำให้เกิดการแกว่งของวงจรถวลุมได้

จากรูปที่ 3.9 แสดงลักษณะของการตอบสนองที่เอาท์พุทของคอนเวอร์เตอร์ เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด แรงดันเอาท์พุทจะมีลักษณะพุ่ง ตามการเปลี่ยนแปลงของโหลดและต้องใช้เวลาในการคืนตัวสู่ค่าแรงดันปกติ เวลาที่ใช้ไปในการคืนตัวสู่ค่าแรงดันปกติของเอาท์พุทเรียกว่า ช่วงเวลาคืนตัว t_R ค่าของ t_R จะขึ้นอยู่กับวงจรถวลุมที่เอาท์พุทและการตอบสนองของลูป ส่วนค่าสูงสุดของแรงดันพุ่งจะขึ้นอยู่กับค่า ESR ของตัวเก็บประจุที่เอาท์พุทเป็นหลัก ดังนั้นค่า ESR ของตัวเก็บประจุเอาท์พุทจึงต้องมีค่าต่ำ เพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดันเอาท์พุทเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงของโหลดในทันทีทันใด



รูปที่ 3.9 (ก) การเปลี่ยนแปลงระดับกระแสอย่างทันทีทันใดเพื่อทดสอบเสถียรภาพของวงจรถวลุม

(ข) การพุ่งของแรงดันซึ่งเป็นผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของโหลด

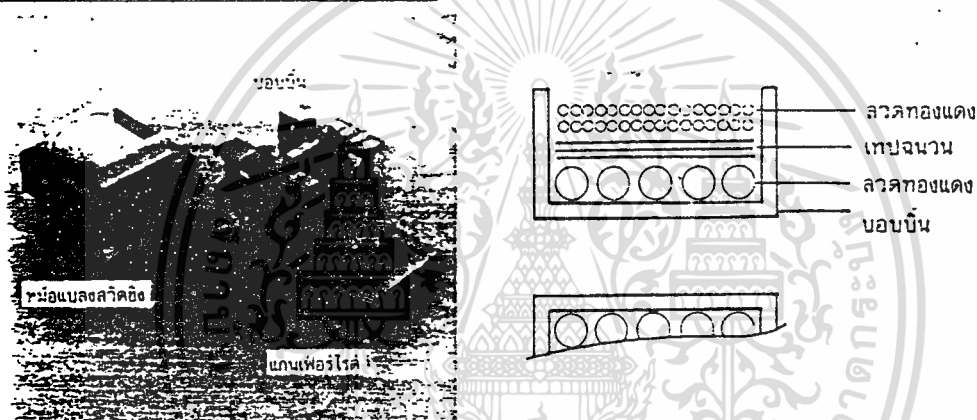
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นใบเขียวระเบียบด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

หม้อแปลงสวิตซ์จิ่ง

หม้อแปลงสวิตซ์จิ่ง (Switching Transformer) จัดเป็นอุปกรณ์สำคัญสำหรับสวิตซ์จิ่งเพาเวอร์สัพพลาย ผู้ออกแบบสวิตซ์จิ่งเพาเวอร์สัพพลายจึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่างๆของหม้อแปลงสวิตซ์จิ่ง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณแกนเฟอร์ไรต์และขนาดลวดทองแดงรวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตซ์จิ่งขณะทำงาน ดังจะได้กล่าวไว้โดยละเอียดในบทนี้

4.1 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตซ์จิ่ง



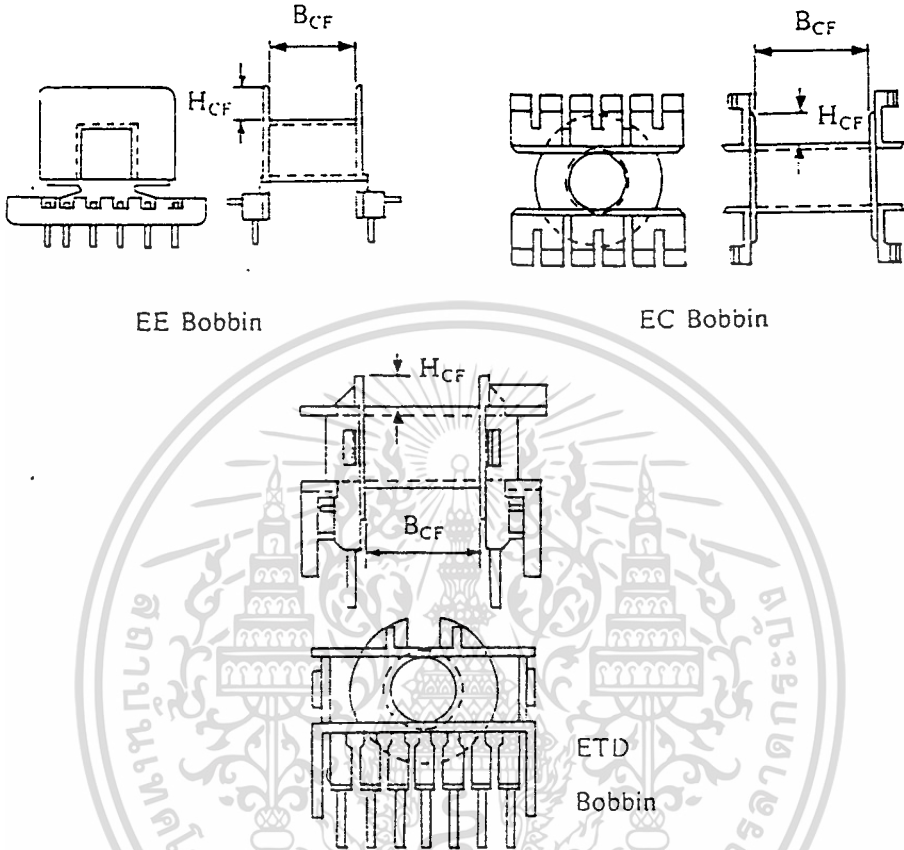
รูปที่ 4.1 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตซ์จิ่ง (ก) และการพันขดลวดทองแดงอาน้ำยาบบอบบิ้น (ข)

4.1.1 แกนเฟอร์ไรต์

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3000 ถึง 40000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวม้วนค่าที่ความถี่สูงๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตซ์จิ่งจึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตซ์จิ่งจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ ซึ่งจะได้กล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

4.1.2 บอบบิ้น (Bobbin)

บอบบิ้นหรือแผ่นรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาหักลดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB



รูปที่ 4.2 แสดงตัวอย่างและขนาดมาตรฐานของบอบบิ้นสำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EC, ETD (ที่มา : Ferroxcube)

4.1.3 ขดลวดทองแดงอาบน้ำยา (Enamelled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้ง ไพรมารี่และเซทันคาร์รี่ของหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ขดลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวดความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ ซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

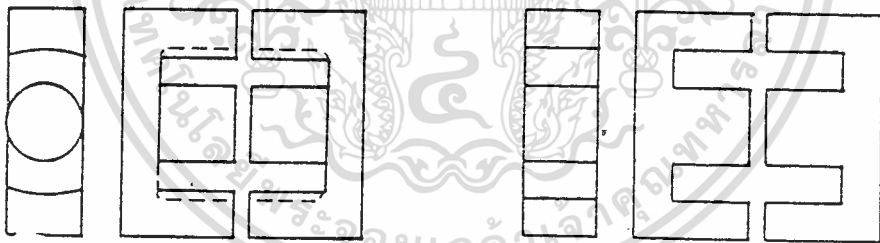
4.1.4 เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวนใช้สำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งและมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไฟรมารีและขดเซคันดารีด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกไมลาร์ (Mylar) หรือ โพลีเอสเตอร์ (Polyester) ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 - 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับการออกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งเป็นหลัก

4.2 แแกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

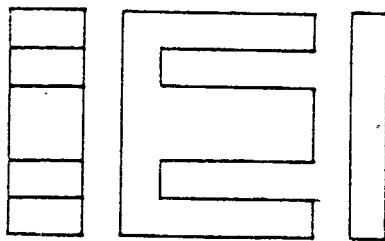
4.2.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแแกนเฟอร์ไรต์

แแกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แแกนแบบ EI ,EE ,ETD หรือ แแกนแบบ POT เป็เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้นเป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของกลุ่มประกบ การประกบแแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ แสดงไว้ในรูปที่ 4.3



ETD

EE



EI

เอกสารนี้เป็นรูปที่ 4.3 แสดงตัวอย่างขนาดของแแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE ,EI, และ ETD ระโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI / EMI ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็ก จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูงๆ แกนที่นิยมใช้กันมากสำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งที่ไม่ต้องการกำลังงานสูง จะเป็นแกนแบบ EI, EE และ ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบนขอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่างๆให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตาม สัญญาณรบกวน EMI / RFI ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT

ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่นๆที่สามารถนำมาใช้งานได้อีก เช่น แกนแบบ RM, PQ และ LP แต่มักไม่ค่อยพบเห็นตามท้องตลาดทั่วไป และไม่เป็นที่นิยมจึงไม่ขอกล่าวถึง

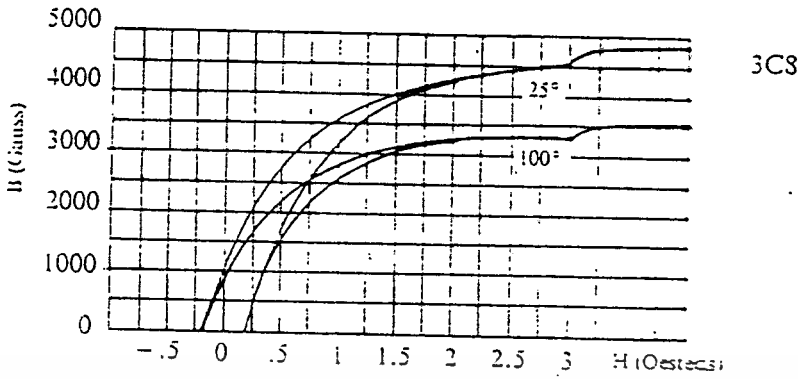
4.2.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วยถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้นจะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้ ข้อมูลสำคัญที่ควรทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือ เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (core loss)

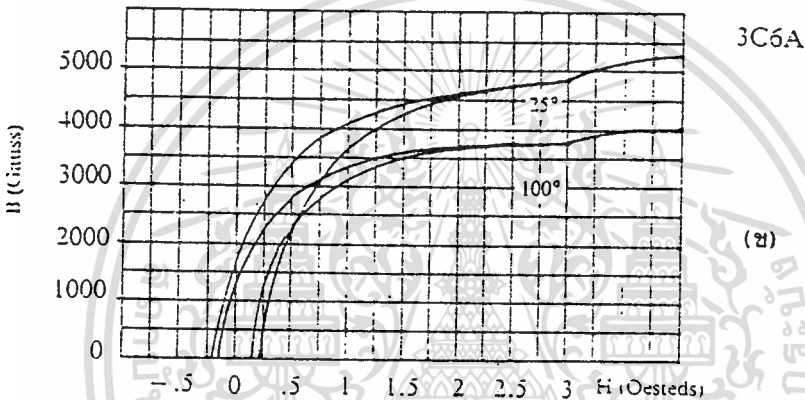
4.2.3 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve)

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นระหว่างฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มข้นของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในรูปที่

2.4 (ก) และ (ข) จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3c8 และ 3C6A ตามลำดับซึ่งผู้ผลิตโดยผู้ผลิตคือ FERROXCUBE จากรูปจะเห็นว่า ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มข้นของสนามแม่เหล็ก H มาค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มข้นสนามแม่เหล็ก H ก็ตามจากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)

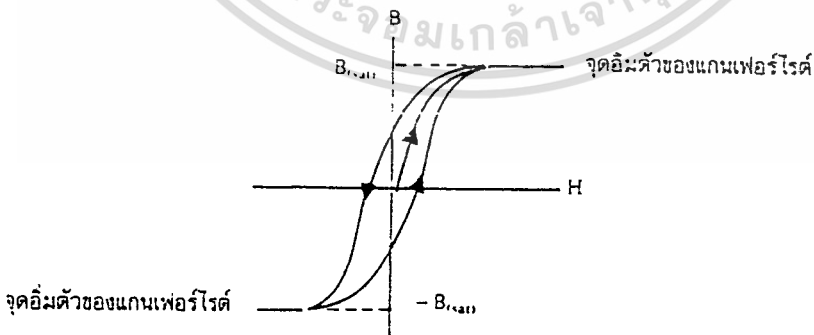


รูปที่ 4.4 (ก)



รูปที่ 4.4 (ข)

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะเหมือนกันทุกประการการเพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศทางกันเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซีกบนและล่าง ปกติผู้ผลิตจะให้กราฟในซีกบนมาเท่านั้น ดังในรูปที่ 4.4

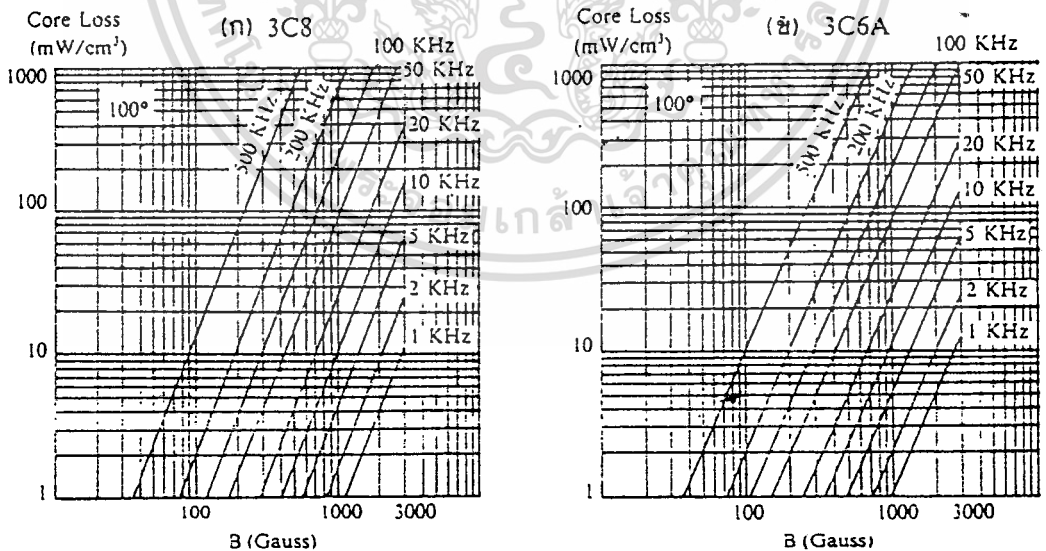
การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ใหม่้อแปลงสวิตช์ซึ่งจะต้องระวังไม่ให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบอ้อแปลงสวิตช์ซึ่ง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้น ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบอ้อแปลงสวิตช์ซึ่ง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอ้อมตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย

4.2.4 ค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน ซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการคือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss)

ที่มีความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิร์ตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดใหญ่ไม่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสเพียงอย่างเดียว ตัวอย่างกราฟแสดงค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์แสดงไว้ในรูปที่ 4.6 (ก)

และ (ข) ปกติค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นมิลลิวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เซนติเมตร (mW / cm^3) และมีค่าขึ้นกับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่การใช้งาน รวมถึงอุณหภูมิขณะการใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์



รูปที่ 4.6 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 3c8 (ก) และ 3c6A (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของหม้อแปลงจะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V.T \times 10^R}{N_p.Ae}$$

เมื่อ ΔB คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกน เป็นเกาส์

V คือ ค่าแรงดันที่ตดคร่อมขดไพรมารี เป็นโวลต์

N_p คือ ค่าจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี เป็นรอบ

Ae คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร

t คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็นวินาที

จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยังมีค่ามาก ซึ่งการลดจำนวนรอบของจำนวนรอบของขดไพรมารีจะทำให้สามารถใช้ขดลวดขนานใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงสุดทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

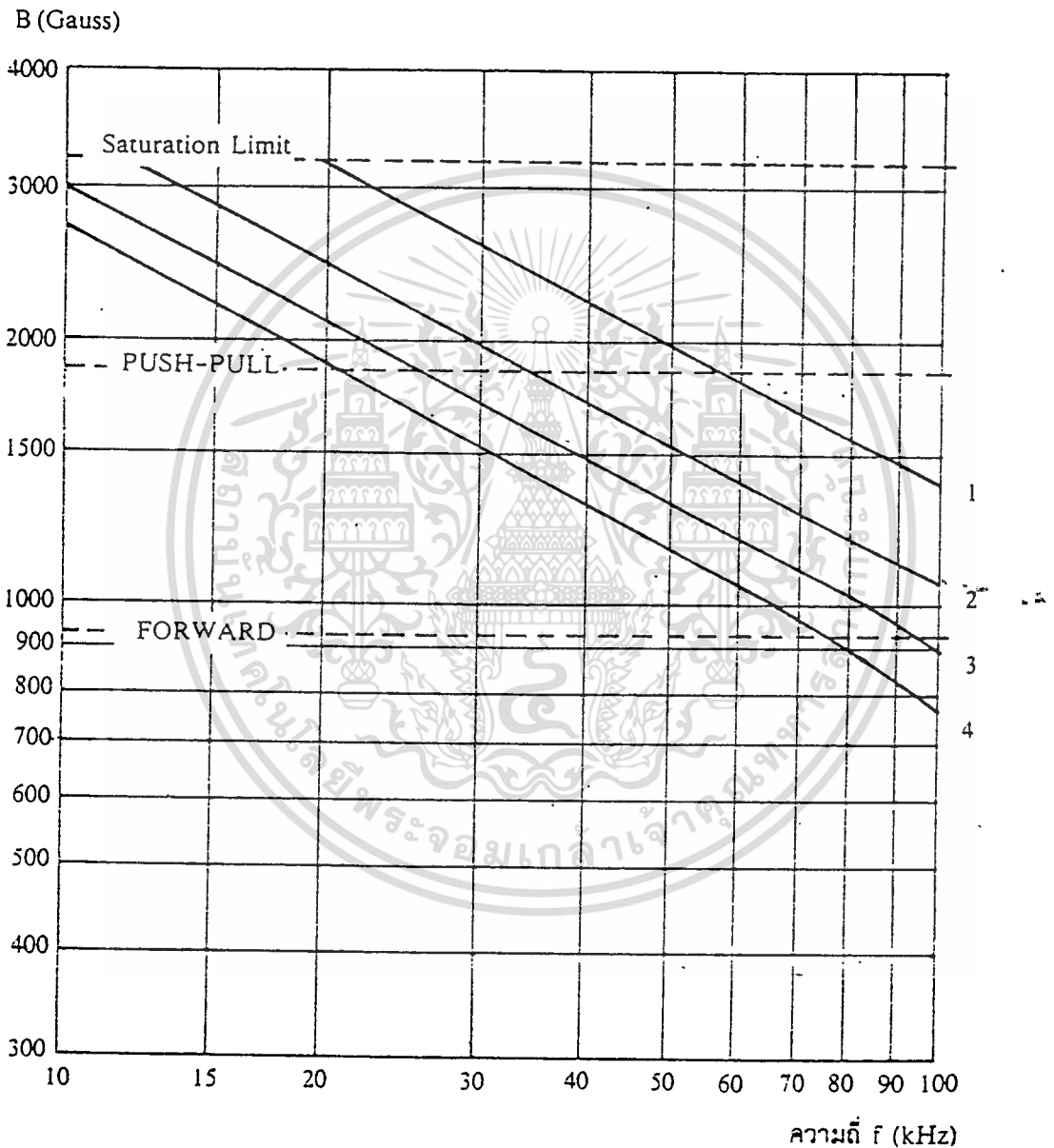
อย่างไรก็ตาม หากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตดคร่อมไพรมารีมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว แรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆแทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียสูง ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงาน จึงมีข้อควรคำนึง 2 ประการคือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน

2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

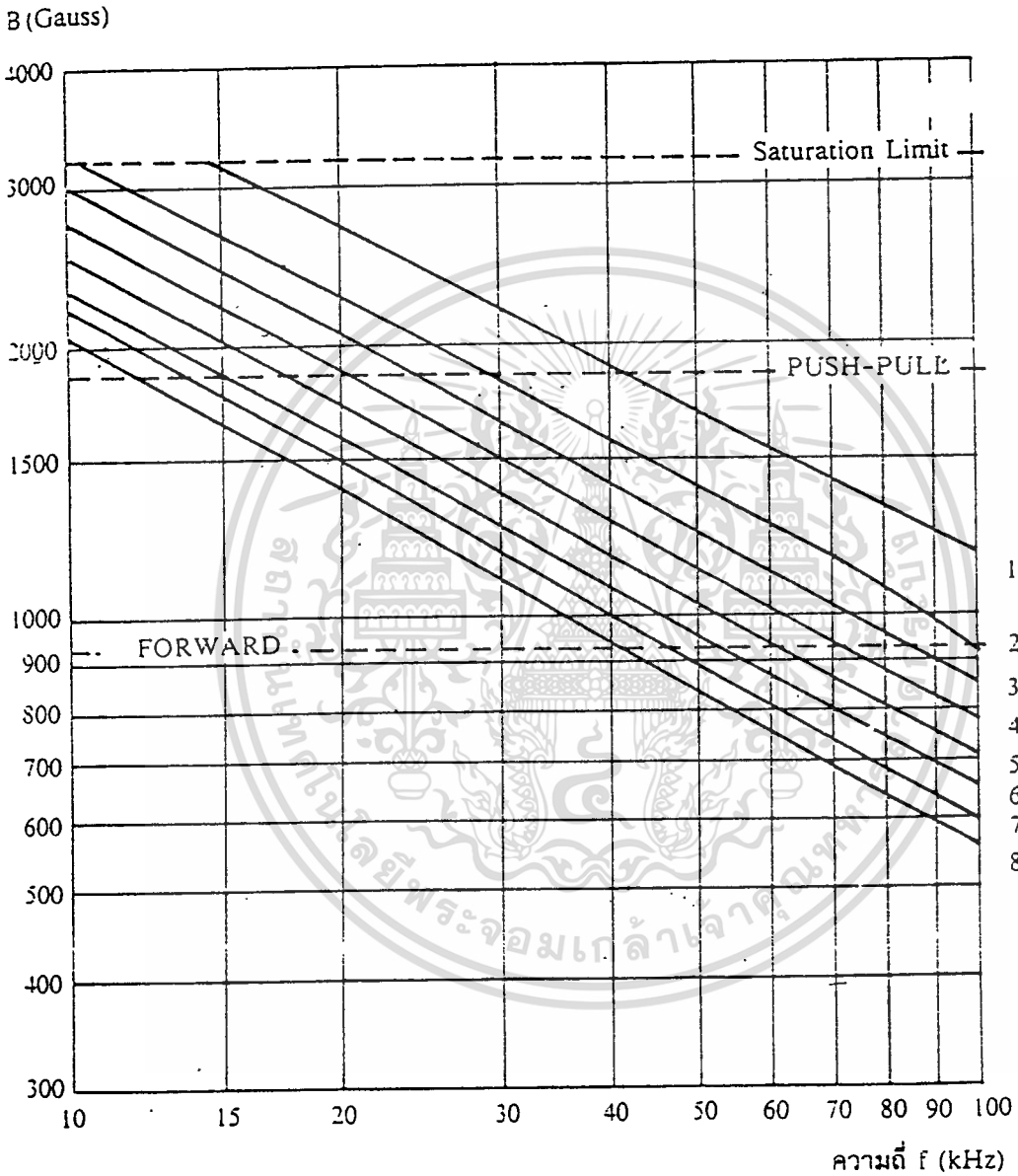
ในรูปที่ 4.7 (ก) (ข) และ (ค) เป็นกราฟค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เหมาะสมของแกนเฟอร์ไรต์ซึ่งแนะนำไว้โดย L. Mbrack ใช้สำหรับพหุพูลคอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้ใช้กำลังงานสูงสุดและมีค่าการสูญเสียน้อยที่สุด การใช้กราฟนี้เพื่อกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในขั้นต้นสำหรับการออกแบบหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่ง จะทำให้เกิดความสะควกหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในขั้นต้นสำหรับการออกแบบหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่ง จะทำให้เกิดความสะควกและรวดเร็วขึ้นมาก

หมายเหตุ การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ให้กำหนดเป็น 2 เท่าของค่าที่อ่านได้จากกราฟ (2 B) และค่า B ไม่ควรกำหนดเกินเส้นประในกราฟ ซึ่งแสดงขีดจำกัดของ B สำหรับ



ขนาดแกนเฟอร์ไรต์

เอ (1) UB 15 / 22 / 6, E 20 / 20 / 50 (2) UB 20 / 32 / 7, EE 25 / 25 / 7, EE 30 / 30 / 7 ประโยชน์ด้านการค้า
 (2) UB 25 / 40 / 13 หรือ (4) UB 30 / 15 / 16 เนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ขนาดแกนเฟอร์ไรต์

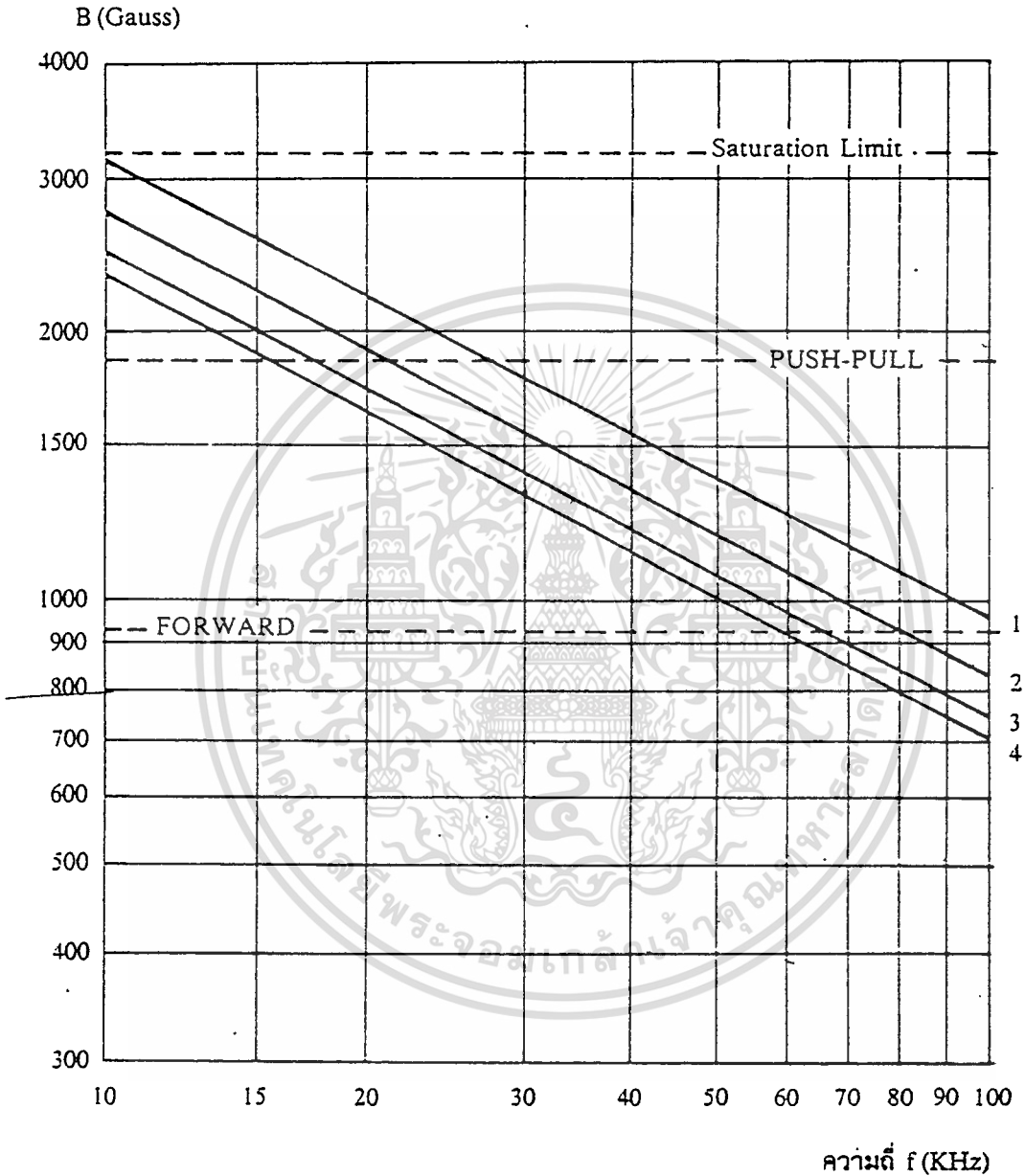
(1) EC 35 (2) EC 41, EC 52 (3) EC 70 (40) EE 42 /42/15

(2) EE 42/42/20, EB42/54/20, EE 42/66/20 (6) EE 55/55/21

(3) EE 55/55/25, UU 64/70/20 (8) EE 65/66/27

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



- ขนาดแกนเฟอร์ไรต์ : (1) ETD 34
 (2) ETD 39
 (3) ETD 44
 (4) ETD 49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่ง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยที่ไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไปไปขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (A_e) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของแกนบอบบี้ (A_w) โดยอาจคำนวณได้จากสมการต่างๆ ดังต่อไปนี้

สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของเฟอร์ไรต์คอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{0.5 \Delta B(\max) \cdot f \cdot A_e \cdot A_w}{D} * 10$$

สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของพวงลวดคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{\Delta B(\max) \cdot f \cdot A_e \cdot A_w}{D} * 10$$

สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงขอลฮาล์บริคจ์และฟลูบริคจ์คอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{1.4 \Delta B(\max) \cdot f \cdot A_e \cdot A_w}{D} * 10$$

โดยที่ $\Delta B(\text{MAX})$ = ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นเกาส์

f = ค่าความถี่การทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ เป็น ฮิรตซ์

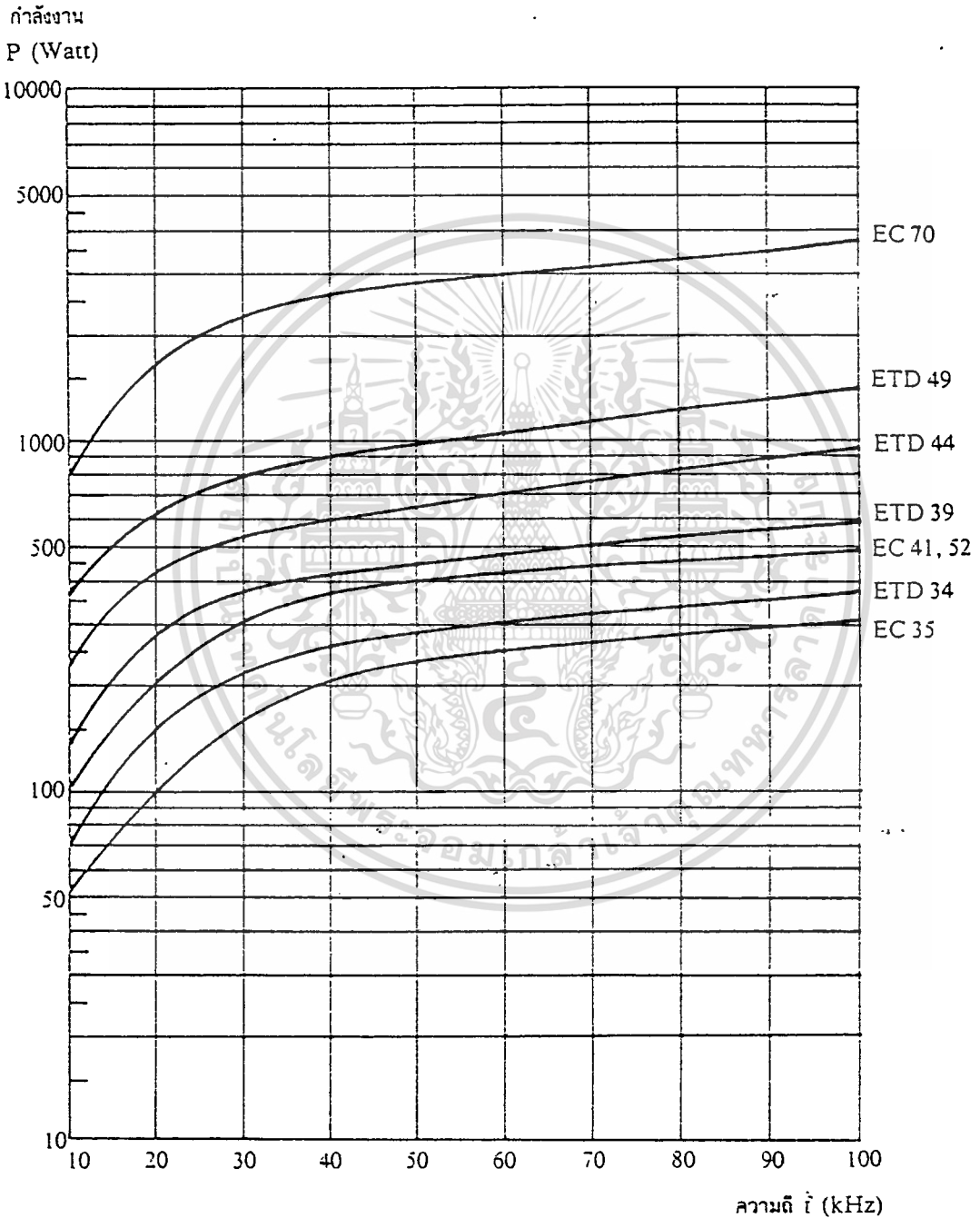
A_e = พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร

D = ค่าความหนาแน่นกระแสในขดไฟรมารี่ เป็นเซอร์กูลาร์มิลต่อแอมป์

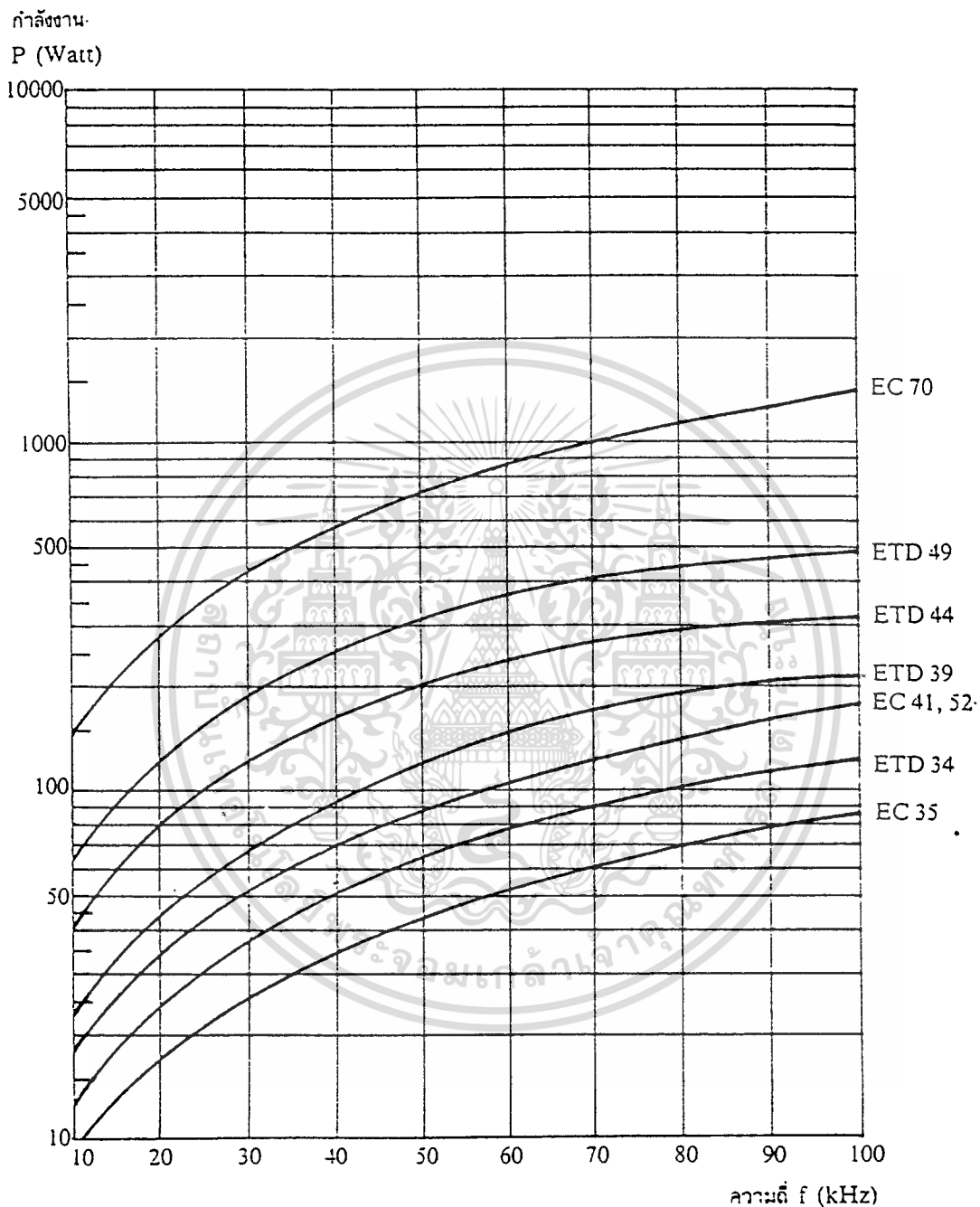
P = กำลังงานสูงสุดที่ได้จากแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวัตต์

ค่าของ A_e และ A_w เป็นขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้ โดยคูได้จากข้อมูลจากผู้ผลิตที่ให้มา กับแกนเฟอร์ไรต์ ค่าของ D กำหนดได้ขนาดของลวดทองแดงที่ใช้พัน

รูปที่ 4.8 แสดงค่ากำลังที่เหมาะสมสำหรับแกนขนาดต่างๆ ในการใช้งานที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ถึง 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งคำนวณจากสมการโดยกำหนดค่าความหนาแน่นกระแส D ไว้ที่ 100 เซอร์คูลาร์มิลต่อหนึ่งแอมป์



รูปที่ 4.8 แสดงค่ากำลังที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆเมื่อใช้กับฮาล์ฟ
เอ็กสตรีนเป็นเอ็กสตรีนเวสสำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ผู้ใดเห็นเว็บไซต์นี้โปรดแจ้ง
บริคซ์และฟอรัมบริคซ์คอนเวอร์เตอร์
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ข้อมูลนี้ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



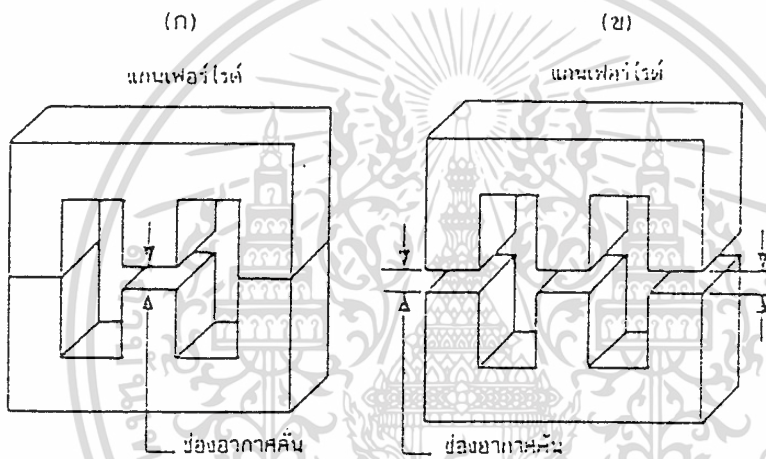
รูปที่ 4.8 (ข) แสดงค่ากำลังงานที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆเมื่อใช้
ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรต์เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตาม ช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมาและอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE,EI,ETD หรือแบบ PO สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 4.9 (ก) และ (ข) คือการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



รูปที่ 4.9 แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น f_a ที่แกนกลาง (ก) และการคั่นช่องอากาศ f_a ระหว่างคู่ประกบของแกนเฟอร์ไรต์ (ข)

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบสามารถทำได้ง่ายกว่าคั่นอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยใช้แผ่นฉนวนที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการ นำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางต้องสั่งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์หรือขีดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ

มีข้อสังเกตคือการคั่นช่องอากาศระหว่างคู่ประกบความหนาของแผ่นฉนวนคั่นที่ใช้จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกนคั่นนั้นระยะช่องอากาศคั่นที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

การกำหนดให้มีช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์นั้น มีความจำเป็นมากสำหรับหม้อแปลงของฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์และเอททุกโซลิต์ที่ใช้แกนเฟอร์ไรต์ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.5 แคนเฟอร์ไรท์สำหรับหม้อแปลงพลาสม่าและเอาต์พุตไอซ์

หม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งสำหรับพลาสม่าคอนเวอร์เตอร์และตัวเอาต์พุตไอซ์ จะทำงานในลักษณะที่ต้องเก็บสะสมพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้นั้นเอง ในช่วงที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตไอซ์ พลังงานที่ถูกสะสมไว้จะมีค่าเท่ากับความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรท์สามารถหาได้จาก

$$LI^2 = \frac{\Delta B^2 (MAX) I_g \cdot Ae \cdot 10^{-8}}{0.4 \pi} \text{ (จูล)}$$

โดยที่ I_g คือ ระยะห่างช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรท์เป็นเซนติเมตร

Ae คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรท์ เป็นตารางเซนติเมตร

$\Delta B(MAX)$ คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกน เป็นเกาส์

L คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดไฟของหม้อแปลงหรือค่าความเหนี่ยวนำของเอาต์พุตไอซ์ เป็นเฮนรี่

$I_p(pk)$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน L เป็นแอมป์

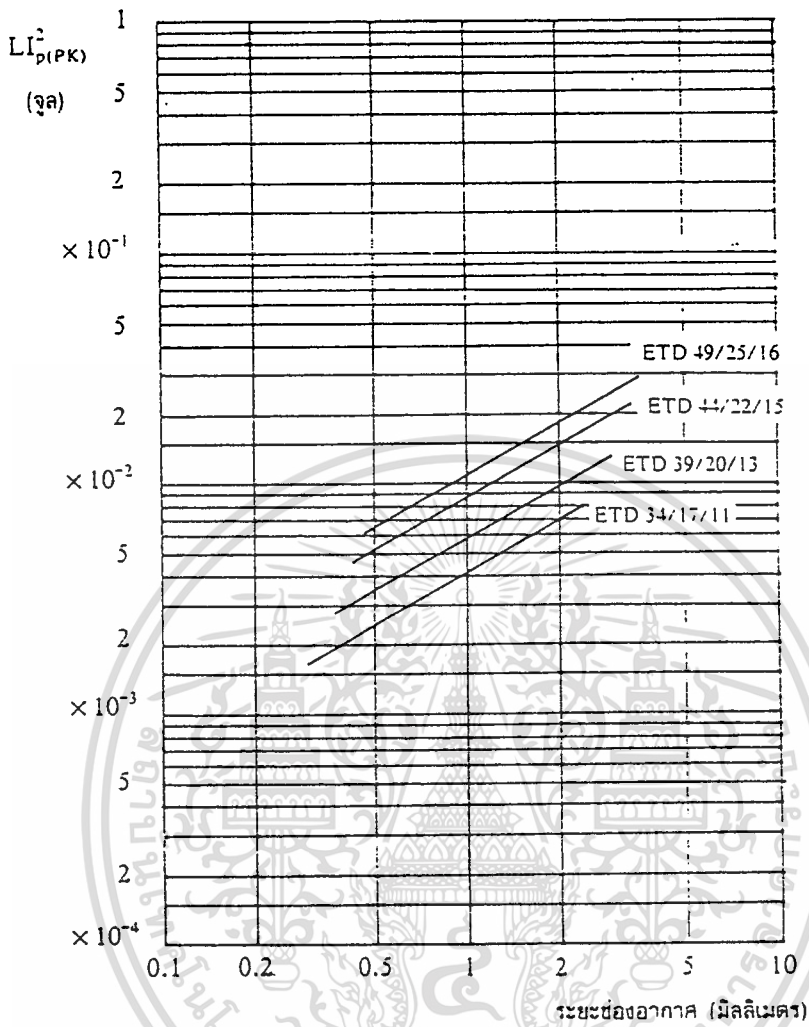
ค่าของ $B(max)$ โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัว ของแกนเฟอร์ไรท์ ($B(sat) / 2$) จะเห็นได้ว่า เราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสม ได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรท์ให้ใหญ่ขึ้น ในทางปฏิบัติการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า เพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตซ์และเอาต์พุตไอซ์มีขนาดเล็ก

อย่างไรก็ตาม แกนเฟอร์ไรท์ที่ขนาดระยะของช่องอากาศคั่นอากาศคั่นสูงสูงจะถูกจำกัดด้วยค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้น ในขดลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้น ดังสมการ

$$N = \frac{\Delta B (MAX) I_g}{0.4 IP}$$

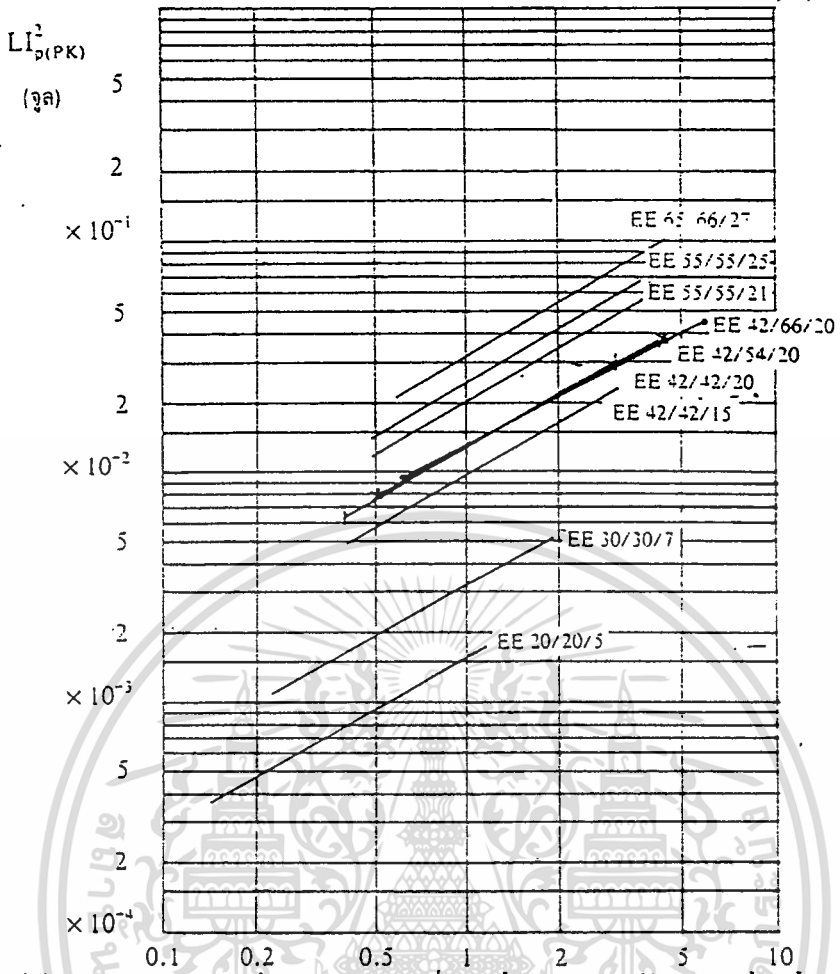
เมื่อ N คือ จำนวนรอบของไฟของหม้อแปลงหรือเอาต์พุตไอซ์

เนื่องจากระยะพื้นบนบอบบิ้นมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบมากขึ้น ซึ่งจะทำให้แปลงหรือเอาต์พุตไอซ์ร้อน ผู้ออกแบบจึงต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่นหรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรท์ด้วย



รูปที่ 4.10 (ก) แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง $Lip(pk)$ กับระยะห่างช่องอากาศ
กันสำหรับแกนแบบ ETD

รูปที่ 4.10 (ก) และ (ข) แสดงค่าสูงสุดของ $LIP(pk)$ กับระยะห่างของช่องอากาศคั่นที่เหมาะสมที่ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ต่างๆ สำหรับแกนแบบ ETD และ EE ตามลำดับ และมีข้อสังเกตคือ ที่ค่าแตกต่างกัน กรณีนี้การพิจารณาเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์จะขึ้นอยู่กับ การสูญเสียในขดลวด การเผื่อค่าความปลอดภัยทางไฟฟ้า และค่าใช้จ่ายเป็นหลัก



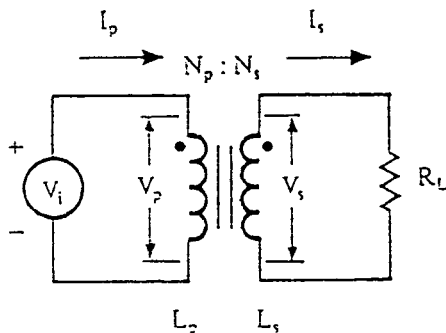
รูปที่ 4.10 (ข) แสดงค่าความสัมพันธ์ระหว่าง $L_{Tp(PK)}$ กับระยะห่างช่องอากาศคั่น สำหรับแกนแบบ EE

4.6 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไฟรมาเรียและขดเซคันดาเรียของหม้อแปลงสวิตซ์จิ่ง

หม้อแปลงสวิตซ์จิ่งจะมีความสัมพันธ์ของขดไฟรมาเรียและขดเซคันดาเรียเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 4.11 จะเป็นดังนี้

$$V_p = N_p = I_s$$

$$V_s = N_s = I_p$$



รูปที่ 4.11 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานพื้นฐานของหม้อแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี ห้ามมิให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และ $N_p = L_p$

$N_s = L_s$

เมื่อ N_p คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี

V_p คือ ค่าแรงดันตกคร่อมของขดไพรมารี

V_s คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดเซคคันดารี

L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี

L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคคันดารี

I_p คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี

I_s คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคคันดารี

ข้อสังเกต แรงดัน V_p เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสผ่านขดไพรมารี ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต V_i โดย V_p จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$V_p = N_p \cdot A_e (db) \cdot 10^{-8} / dt$$

และค่า V_p ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_i แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรท์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก (db/dt) จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม V_p จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้องด้วย

4.7 การพันขดลวดทองแดงและการกำหนดขนาดของขดลวด

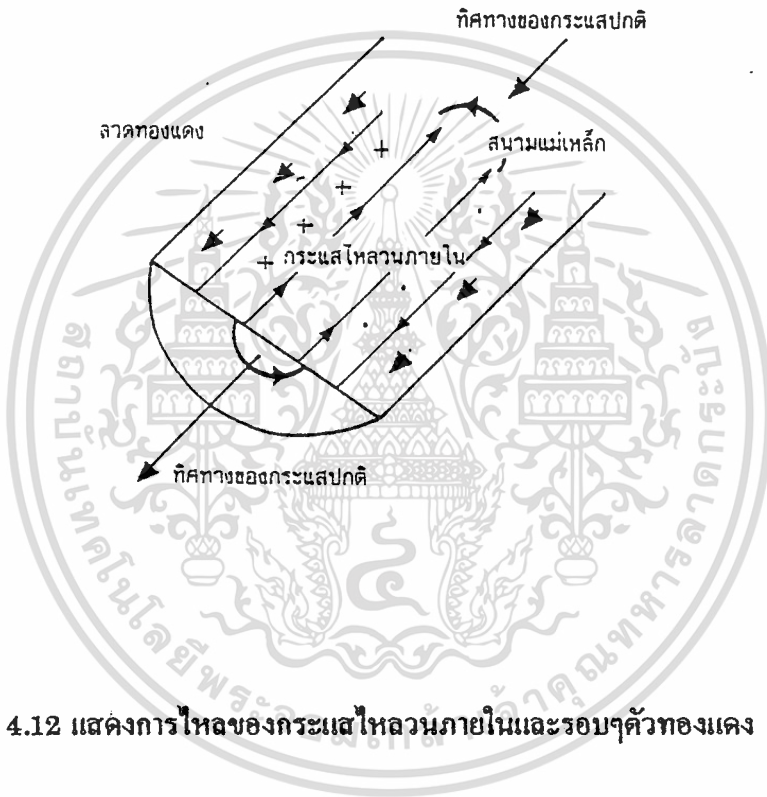
ปกติการพันขดลวดในหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยา (enameied copper wire) เป็นตัวพัน (ตารางที่ 4.1 จะแสดงขนาดและข้อมูลอื่นๆของเส้นลวดทองแดงอาบน้ำยาตามมาตรฐาน AWG ที่มีการผลิตจำหน่าย) ในขณะที่หม้อแปลงทำงาน สำหรับหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งกระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดนั้นมีความถี่สูง ที่ความถี่สูงๆ ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิว ซึ่งมีผลทำให้เกิดมีการสูญเสียในขดลวดจะมีมากขึ้น รวมทั้งการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็มีผลทำให้เกิดมีการสูญเสียขึ้นในขดลวดเช่นกัน กำลังงานที่สูญเสียจะทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงทำงาน การกำหนดขนาดและวิธีการพันขดลวดทองแดง จึงต้องทำอย่างเหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียในขดลวดทองแดงให้มีค่าน้อยที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

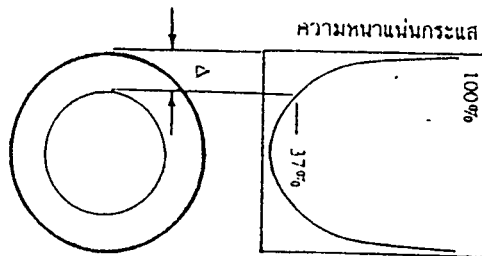
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลจากการนำกระแสแค่เพียงที่ผิวของลวดทองแดง (Skin effect)

ลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนที่ภายในและรอบๆตัวมัน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) ขึ้นภายในตัวขดลวดทองแดงอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้ จะทำให้กระแสปกติไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดง ดังแสดงในรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 แสดงการไหลของกระแสไหลวนภายในและรอบๆตัวทองแดง



รูปที่ 4.13 แสดงระยะที่ถือว่าเป็นพื้นที่นำกระแส

เบอร์ AWG (B. & S.)	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง (d)		ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลางเมื่อ รวมฉนวน (d ₀)	พื้นที่หน้าตัด ปกติ	ค่าความต้าน ทานที่ 100°C	ระยะเฉื่อย ยึดค่าสุด.
	inch	mm	mm	mm ²	(R _{dc}) Ω/m	(t _{min}) 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	1,737	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

เอกสารอ้างอิง 4.1 แสดงขนาดมาตรฐาน AWG และข้อมูลอื่นๆ ของลวดทองแดงอาบน้ำยา
ไม่ว่ากรรมวิธีทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริมาณของกระแสปกติจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ความหนาแน่นกระแสในลวดทองแดงที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูงเพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะผิวเท่านั้น การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการจำกัดพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดง และมีผลเหมือนพื้นที่นำกระแสของลวดทองแดงลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของมัน

จากผิวของลวดทองแดงลึกลงมาในเนื้อลวดทองแดง จนถึงจุดที่มีความหนาแน่นของกระแสมิลลิวต์ลงมาเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของค่าความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เราเรียกระยะนี้ว่า ความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดงที่ 100 C ความหนาของผิวนำกระแสจะมีค่า

$$\Delta = \sqrt{5.62} \quad (\text{มิลลิเมตร})$$

เมื่อ Δ คือ ความหนาผิวนำกระแส เป็นมิลลิเมตร

f คือ ความถี่ของกระแส เป็นกิโลเฮิรตซ์

อัตราส่วนระหว่างความต้านทานที่กระแสสลับต่อความต้านทานที่กระแสตรงของลวดทองแดง (F_R)

เนื่องจากความต้านทานของลวดทองแดงนั้นขึ้นอยู่กับพื้นที่หน้าตัดนำกระแสนั้นของมัน และที่กระแสสลับพื้นที่หน้าตัดนำกระแสของลวดทองแดงจะลดลง เพราะกระแสไหลได้เฉพาะที่ผิวนำกระแส ดังนั้นความต้านทานที่กระแสสลับของลวดทองแดงจึงมีค่ามากกว่าความต้านทานเมื่อมันนำกระแสตรง

อัตราส่วนระหว่างความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับต่อความต้านทานของมันที่กระแสตรง หรือ F_R (resistance factor) อาจหาได้จาก

$$F_R = R_{ac} / R_{dc} = \frac{(d/24)^2}{(d/24)^2 - (d/24 - 1)^2}$$

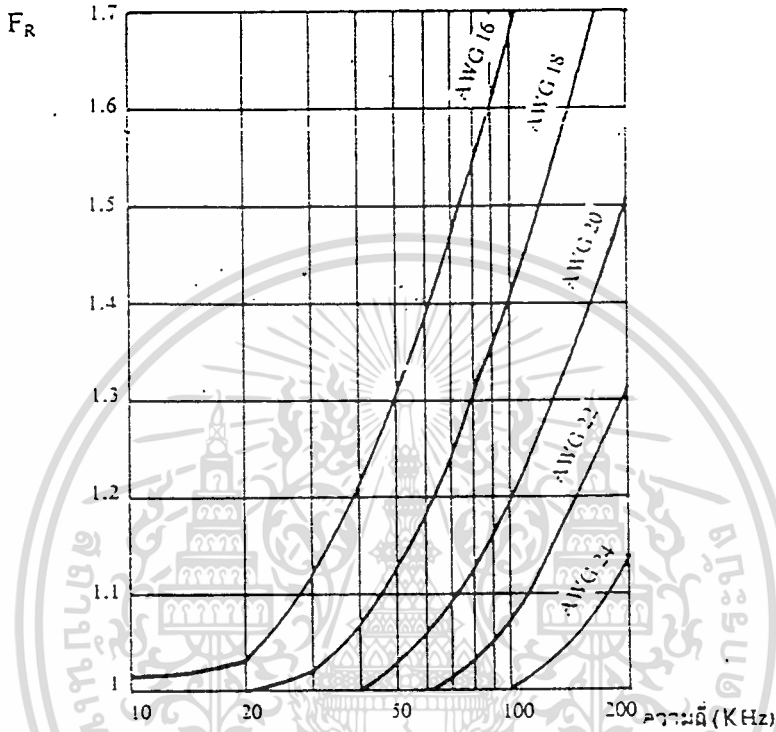
เมื่อ R_{ac} คือ ค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับ เป็น โอห์ม

R_{dc} คือ ค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสตรง เป็น โอห์ม

d คือ ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง เป็นมิลลิเมตร

Δ คือ ความหนาผิวนำกระแส เป็นมิลลิเมตร

ในทางปฏิบัติ ค่า F_R อาจหาได้จากการประมาณค่า โดยเมื่อเปรียบเทียบค่า F_R ของลวดทองแดงเบอร์ AWG22 กับลวดทองแดงเบอร์ AWG18 ที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ค่าความต้านทานที่กระแสสลับ (R_{ac}) ของลวดทองแดงเบอร์ AWG18 เมื่อเทียบกับค่าความต้านทานที่กระแสตรง (R_{dc}) ของมันจะมีค่ามากกว่าลวดทองแดงเบอร์ AWG22 ขณะเดียวกันที่ความถี่เท่ากับ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ จะไม่มีผลต่อความต้านทานของลวดทองแดง



รูปที่ 4.14 แสดงค่าอัตราส่วนความต้านทานที่กระแสสลับต่อความต้านทานที่กระแสตรง (F_R) ของลวดทองแดงต่อความถี่ ที่ลวดทองแดงขนาดต่างๆ

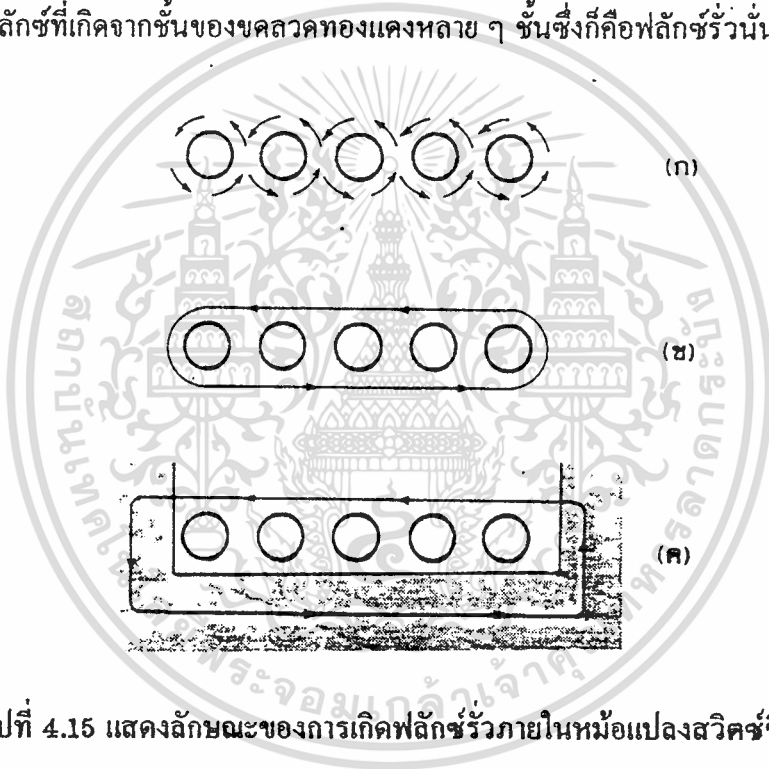
ความหมายของค่าอัตราส่วน F_R ไม่ได้แสดงว่าค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับจะมีค่ามากขึ้นเมื่อขนาดของลวดทองแดงมากขึ้น โดยความเป็นจริงแล้วค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับจะมีค่าลดลงเมื่อขนาดของลวดทองแดงใหญ่ขึ้น แต่เนื่องจากค่าความต้านทานที่กระแสตรงมีค่าลดลงมากกว่าเมื่อขนาดของลวดทองแดงใหญ่ขึ้น ดังนั้นค่าอัตราส่วน F_R จึงมีค่ามากขึ้น การใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่จึงไม่เกิดประโยชน์ใดๆ ที่ความถี่สูงๆ เพราะเกิดการสูญเสียมากกว่าเนื่องจากค่าความต้านทานที่กระแสสลับของมันขณะที่มีกระแสไหล

ค่าอัตราส่วน F_R จึงมีประโยชน์มากในการเลือกขนาดของลวดทองแดงและวิธีการพันขดลวดที่ให้ค่า F_R น้อยที่สุด จะทำให้เกิดการสูญเสียที่เกิดขึ้นในลวดทองแดงมีค่าน้อยที่สุดด้วยเช่นกัน

ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด (Proximity effect)

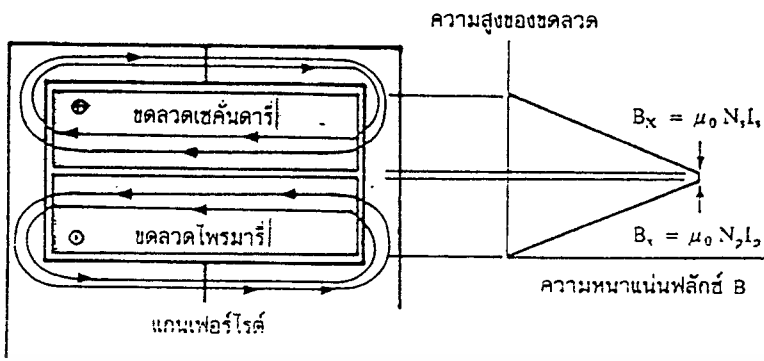
ปกติความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability) μ (มีว) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงที่สุดมาก แกนจะจับฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงให้วิ่งอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้นแต่โดยความเป็นจริงแล้ว ยังมีฟลักซ์รั่ว (leakage flux) ฟลักซ์รั่วไม่ได้เกิดจากคุณภาพที่ไม่ดีของวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลซึ่งเกิดจากการพันขดลวดโดยตรงดังจะได้อธิบายต่อไปนี้

รูปที่ 4.15 แสดงภาพตัดขวางชั้นของลวดทองแดงในหม้อแปลง และเส้นวงฟลักซ์แม่เหล็กบางส่วนที่เกิดขึ้นขณะกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของฟลักซ์แม่เหล็กระหว่างลวดจะทำให้เกิดเส้นฟลักซ์ขนานไปกับชั้นของขดลวดเมื่อเส้นฟลักซ์ตัดแกนเฟอร์ไรต์แกนจะบังคับให้ฟลักซ์วิ่งอยู่ในแกนแรงฟลักซ์ที่เกิดจากชั้นของขดลวดทองแดงหลาย ๆ ชั้น ซึ่งก็คือฟลักซ์รั่วนั่นเอง



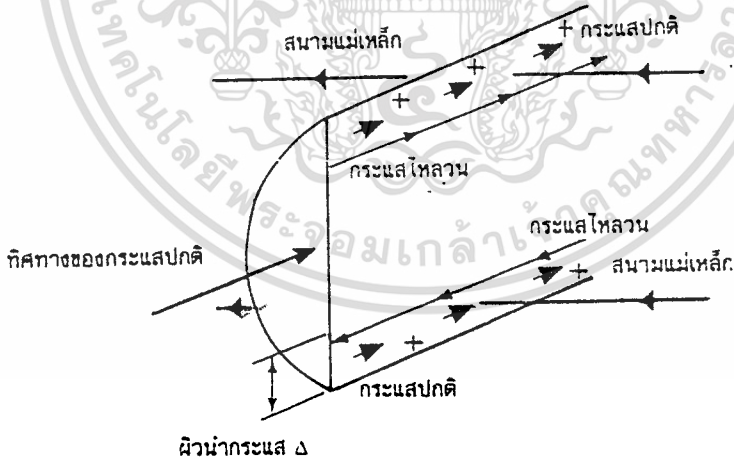
รูปที่ 4.15 แสดงลักษณะของการเกิดฟลักซ์รั่วภายในหม้อแปลงสวิทช์ชิ่ง

ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว (B_x) จะเพิ่มขึ้นเมื่อจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงเพิ่มขึ้น จากรูปที่ 4.16 จะเห็นได้ว่า B_x มีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับฟลักซ์รั่ววางตัวขนานกับชั้นของลวดทองแดง โดยตัดผ่านและตั้งฉากกับเส้นลวดทองแดงในชั้น ซึ่งทำให้เกิดกระแสไหลวนขึ้นในลวดทองแดง



รูปที่ 4.16 แสดงลักษณะของฟลักซ์รั่วและค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่ว B_x ที่ตำแหน่งต่าง ๆ ในหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งโดย B_x จะมีค่ามากที่สุดที่ระยะสูงสุดของขดลวดทองแดง

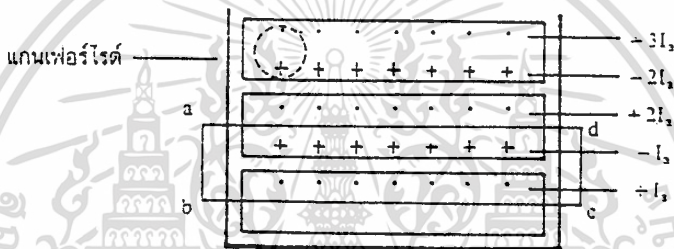
เนื่องจากมีฟลักซ์รั่วเกิดขึ้น ขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจึงอยู่ในลักษณะเดียวกับการนำขดลวดไปวางในสนามแม่เหล็ก และจะเกิดกระแสไหลวนไหลที่บริเวณผิวนำกระแสของขดลวดที่สัมผัสกับสนามแม่เหล็กดังรูปที่ 4.17



รูปที่ 4.17 แสดงผลของขดลวดทองแดงที่วางอยู่ในฟลักซ์รั่วทำให้มีกระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวด้านบนและด้านล่างของขดลวดทองแดง และทำให้ความหนาแน่นของกระแสที่ผิวด้านบนมีค่ามากกว่าผิวด้านล่าง

ยิ่งการซ้อนกันของขดลวดมีจำนวนชั้นมากขึ้น จะมีผลทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย ซึ่งจะพิจารณาได้ดังรูปต่อไปนี้ จากรูปที่ 4.18 เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจเราจะกำหนดให้ขดลวดทองแดงที่เรียงกันอยู่ในแต่ละชั้นเปรียบเสมือนแผ่นทองแดงพันอยู่รอบแกนของหม้อแปลงแทนขดลวด แผ่นทองแดงนี้จึงวางอยู่ในฟลักซ์รั่ว

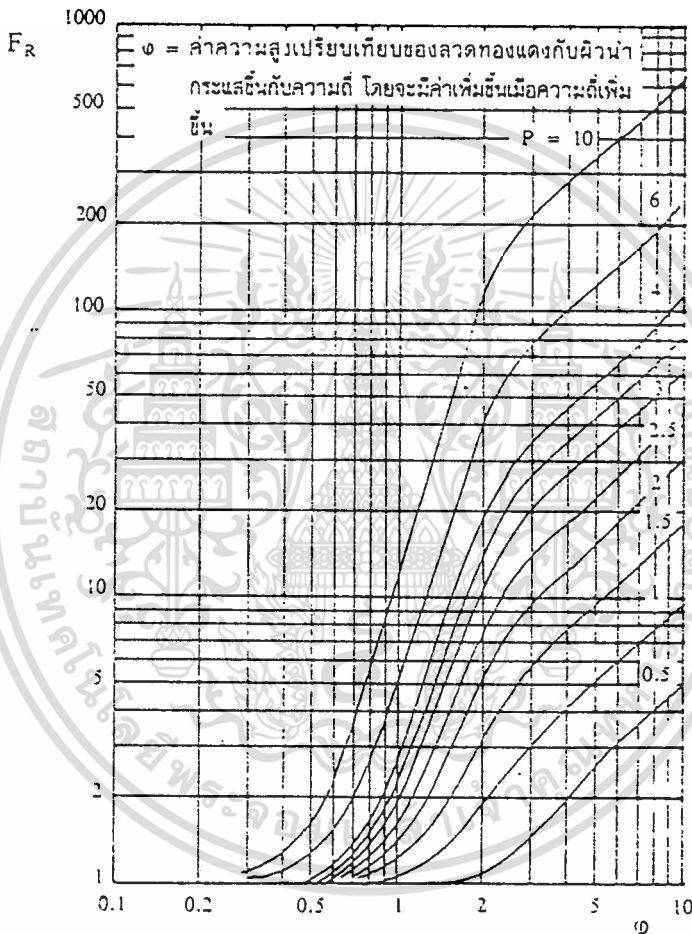
พิจารณาแผ่นทองแดงที่ชั้นแรกที่อยู่ติดกับแกน ฟลักซ์รั่วจะตัดผ่านผิวด้านบนและทำให้เกิดกระแสไหลวนไหลที่ผิวนำกระแสของแผ่นทองแดง สำหรับผิวด้านล่างที่ติดกับแกนจะไม่มีฟลักซ์แม่เหล็กตัดผ่านผิวเนื่องจากอยู่ติดกับแกน ดังนั้นกระแสไหลวนจะไหลเฉพาะที่ผิวด้านบนเท่านั้น



รูปที่ 4.18 แสดงการเปรียบเทียบลวดทองแดงที่พันเรียงกันให้เป็นลักษณะของแผ่นทองแดงที่มีความหนาแน่นเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดงเพื่อพิจารณาค่าความหนาแน่นของกระแสไหลวนในแต่ละชั้น

ถ้าสมมติให้ค่ากระแสที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงในชั้นแรกนี้มีค่าเท่ากับ $+I_a$ และเมื่อพิจารณาแผ่นทองแดงในชั้นที่สอง ผลของฟลักซ์รั่วจะทำให้กระแสไหลวนเกิดขึ้นที่ผิวนำกระแสทั้งด้านบนและด้านล่าง สำหรับที่เนื้อกลางของแผ่นทองแดงจะไม่มีกระแสไหลวน เนื่องจากสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ (สนามแม่เหล็กสามารถทะลุผ่านตัวนำเข้ามาได้เพียงระยะผิวนำกระแสเท่านั้น) ดังนั้นผลรวมของสนามแม่เหล็กคามทาง ($\oint H dl$) รอบวง $abcd$ จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ และผลรวมของกระแสภายในวงรอบ $abcd$ จะต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย ตามกฎของแอมแปร์ เนื่องจากค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงชั้นเดียวกันพันรอบแกน) ค่ากระแสที่ผิวบนของแผ่นทองแดงในชั้นที่สามก็จะมีค่าเท่ากับ $+3I_a$ และค่ากระแสที่ผิวบนในแต่ละชั้นจะเพิ่มขึ้นเรื่อยๆตามจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น

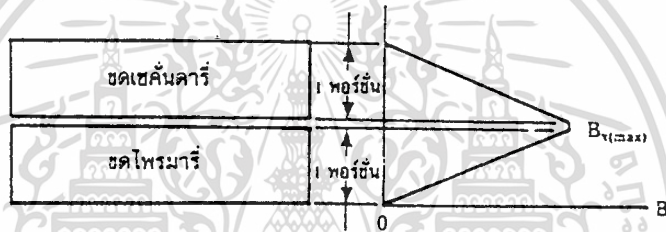
จะเห็นได้ว่า การซ้อนกันของลวดทองแดงจะทำให้การสูญเสียในขดลวดเพิ่มขึ้นมาก เนื่องจากค่าความหนาแน่นกระแสที่เพิ่มขึ้นในแต่ละชั้น รูปที่ 4.19 แสดงการเพิ่มของค่าอัตราส่วน F_R เนื่องมาจากการเพิ่มจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงในหม้อแปลงจะเห็นได้ว่าที่ความถี่สูงๆ การเพิ่มจำนวนชั้นให้มากขึ้นจะยิ่งเพิ่มค่าของ F_R ให้มากขึ้นตามไปด้วยและจะเกิดการสูญเสียในลวดทองแดงสูงขึ้น



รูปที่ 4.19 แสดงค่า F_R ซึ่งขึ้นกับจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชั้น จะเห็นได้ว่าที่ความถี่สูงๆ ยิ่งจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชั้นมีค่ามาก F_R จะยิ่งมีค่ามาก ซึ่งแสดงให้เห็นว่าการสูญเสียในขดลวดจะมีค่ามากด้วย

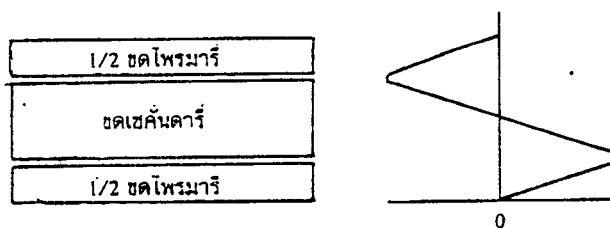
เทคนิคการพันขดลวดทองแดงสำหรับหม้อแปลงสวิตซ์ซิ่ง (Winding Topology)

ก่อนศึกษาการจัดรูปแบบการพันของขดลวดทองแดง เราควรที่จะเข้าใจความหมายของคำว่า พอร์ชันเสียก่อน คำว่า “พอร์ชัน (Portion)” ในการพันขดลวดทองแดงจะมีความหมายดังนี้คือ หนึ่งพอร์ชันกำหนดจากชั้นของขดลวดทองแดงชุดหนึ่งๆ ที่มีความหนาแน่นฟลักซ์รีว้น้อยที่สุดไปจนถึงชั้นที่มีค่าความหนาแน่นฟลักซ์รีวสูงที่สุด และจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชัน (layer) จะหมายถึงจำนวนชั้นของขดลวดทองแดงที่เรียงซ้อนกันอยู่ภายในพอร์ชันนั้นๆ จากรูปที่ 4.20 จะเห็นได้ว่าจำนวนชั้นทั้งหมดของขดไฟโรมารีพันอยู่ในหนึ่งพอร์ชัน และจำนวนชั้นทั้งหมดของขดลวดเซคันดารีก็พันอยู่ในหนึ่งพอร์ชันเช่นเดียวกัน

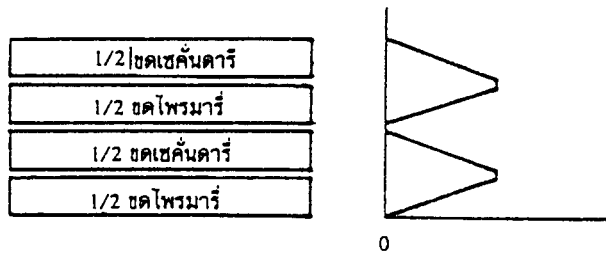


รูปที่ 4.20

ถ้าแยกขดไฟโรมารีออกเป็นสองส่วนดังรูปที่ 4.21 จะทำให้ความหนาแน่นสูงสุดของฟลักซ์รีวและจำนวนชั้นต่อหนึ่งพอร์ชันลดลงครึ่งหนึ่งด้วย (เนื่องจากความหนาแน่นของฟลักซ์รีวจะขึ้นกับจำนวนชั้นของขดลวด) ไม่ว่าจะเป็นที่ขดไฟโรมารีหรือขดเซคันดารีก็ตาม จากกราฟในรูปที่ 4.19 แสดงให้เห็นว่า การลดลงของจำนวนชั้นต่อหนึ่งพอร์ชันจะทำให้ค่าอัตราส่วน F_x ของขดลวดลดลง ดังนั้นหากมีการจัดรูปแบบในการพันขดลวดทองแดงที่เหมาะสม จะทำให้ลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดทองแดงได้



รูปที่ 4.21



รูปที่ 4.22

การจัดขดลวดแบบธรรมดา (simple winding)

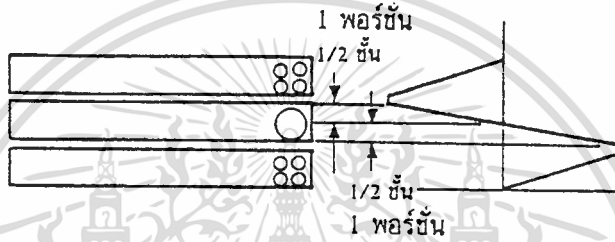
การจัดขดลวดในหม้อแปลงแบบธรรมดา คือ การจัดขดลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบที่ต้องการทับซ้อนกันไปที่ละชุดไปเรื่อยๆ ตัวอย่างเช่น ถ้าขดไพรมารีที่จำนวนรอบเท่ากับห้าสิบบรอบ และขดเซคันดาร์มีจำนวนรอบเท่ากับสิบบรอบ การจัดขดลวดแบบธรรมดาก็ทำได้โดยพันขดลวดทองแดงรอบแกนให้ครบจำนวนห้าสิบบรอบเพื่อให้เป็นขดไพรมารี จากนั้นจึงพันขดเซคันดาร์ทับไปบนขดไพรมารีให้ได้ครบจำนวนสิบบรอบ การจัดขดลวดแบบธรรมดาจึงเป็นลักษณะดังรูปที่ 4.20 นั้นเอง

การจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพัน (split winding)

การจัดขดลวดทองแดงในหม้อแปลงแบบแบ่งครึ่งพัน คือ การพันขดลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบที่ต้องการ โดยแบ่งขดลวดออกเป็นสองส่วน และนำขดลวดชุดอื่นมาแทรกคั่นระหว่างกลาง การจัดขดลวดแบบนี้จะเป็นการจัดขดไพรมารีดังในรูปที่ 4.21 ถ้าแบ่งขดที่ถูกแบ่งแล้วออกไปอีกด้วย ก็จะได้ลักษณะดังในรูปที่ 4.22 การแบ่งส่วนพันจะแปรผันการลดค่าความหนาแน่นของฟลักซ์รั่วและจำนวนชั้นในแต่ละพอร์ชันลงได้ หลักสำคัญของการจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพันคือ จำนวนรอบของขดลวดที่ต้องการแบ่งพันจะต้องเป็นจำนวนคู่ และจำนวนชั้นทั้งหมดก่อนแบ่งพันจะต้องเป็นจำนวนคู่ด้วย เพื่อความสมมาตรหลังการแบ่งพันแล้ว

การจัดขดลวดแบบพันแทรกกลาง (sandwiched winding)

คือ การจัดขดลวดพันให้ครบตามจำนวนรอบที่ต้องการ โดยพันแทรกเข้าไประหว่างกลางของขดลวดที่พันแบบแบ่งครึ่งพัน การพันขดลวดแบบแทรกกลางนี้ถึงแม้จะมีขดลวดทองแดงเพียงแต่ชั้นเดียว ก็อาจจะเกิดพอร์ชันได้ทั้งสองพอร์ชันดังรูปที่ 4.23 โดยจำนวนชั้นต่อหนึ่งพอร์ชันจะมีค่าเท่ากับ “ครึ่งชั้น” ซึ่งอาจกล่าวได้ว่าเป็นชั้นที่มีความสูงเป็นครึ่งหนึ่งของชั้นปกตินั่นเอง ในทำนองเดียวกัน หนึ่งพอร์ชันที่ได้จากการพันแทรกกลางนี้อาจมีจำนวนรอบเป็นจำนวนครึ่งรอบได้ ถ้าในครึ่งชั้นของหนึ่งพอร์ชันนั้นมีจำนวนเป็นเลขคี่



รูปที่ 4.23 แสดงลักษณะของพอร์ชันที่มีจำนวนชั้นเท่ากับครึ่งชั้น

บทที่ 5

เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET POWER TRANSISTER) สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูง ตั้งแต่ 52 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ดีที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตจึงเข้าแทนที่ไปทั้งลักษณะ N-channel และ P-channel อย่างไรก็ตาม ในบทนี้จะกล่าวถึงเฉพาะเพาเวอร์มอสเฟตชนิด N-channel เท่านั้น

5.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น จึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะมันนำกระแสค่อนข้างสูง การสูญเสียเพาเวอร์มอสเฟตขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ รูปที่ 5.1 แสดงลักษณะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อทำงานเป็นสวิตช์

ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูงการใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (turn on time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

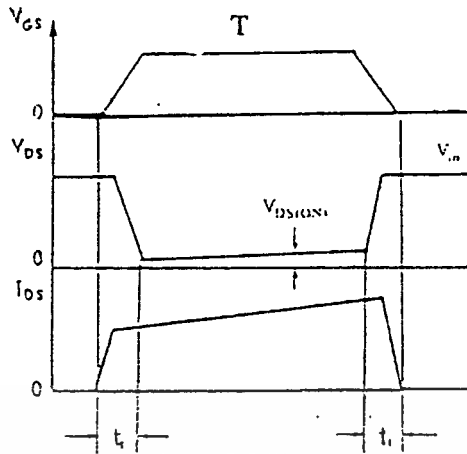
$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + P_C$$

$$P_{SW(off)} = 0.5 I_{PK(ON)} V_{in} t_r$$

T

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$PSW(off) = 0.5 I_{pk(on)} V_{in,rr}$$



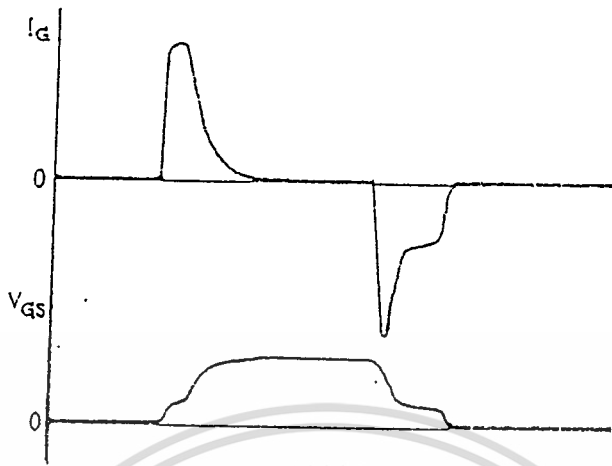
รูปที่ 5.1 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสในส่วนที่แรงจะเป็นส่วนที่เกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนได้สูง

$$P_c = I_D^2 * R_{DS} (T1)$$

เมื่อ $P_{SW(on)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
$P_{SW(off)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
P_c	คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
$PI_{PK(on)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
$I_{PK(off)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
I_{Drms}	คือ ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน
$R_{DS(on)} (T1)$	คือ ค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุด ขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
t_r	คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
t_f	คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

หมายเหตุ สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตโดยทั่วไป ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสในค่าชี้ตของผู้อผลิตส่วนใหญ่มีกระมาเป็นค่า t_r (current rise time) และ t_f (current fall time) ตามลำดับ ในที่นี้จึงใช้สัญลักษณ์เป็น t_r และ t_f แทน t_{on} และ t_{off} เมื่อเปรียบเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

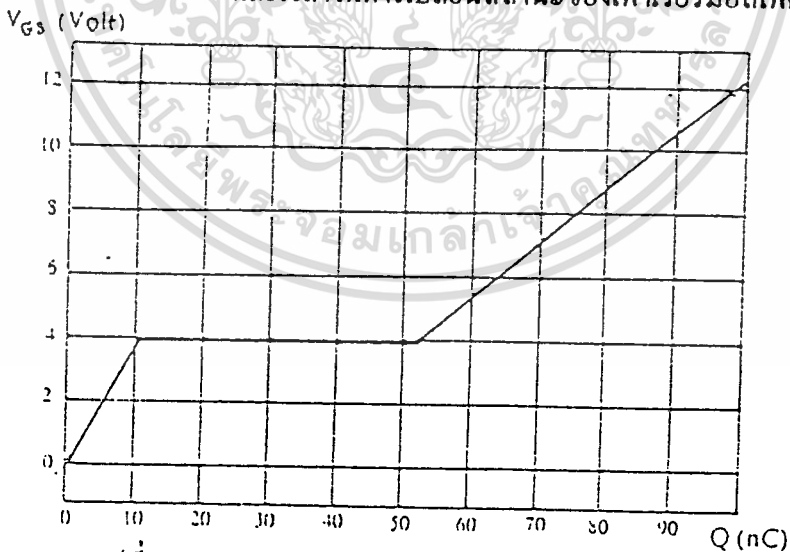
โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เอง จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน



รูปที่ 5.3 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้น หรือที่เรียกว่า Gate Charge Chart มาในค่าตัวชี้คด้วย (รูปที่ 5.4) กราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกตและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต



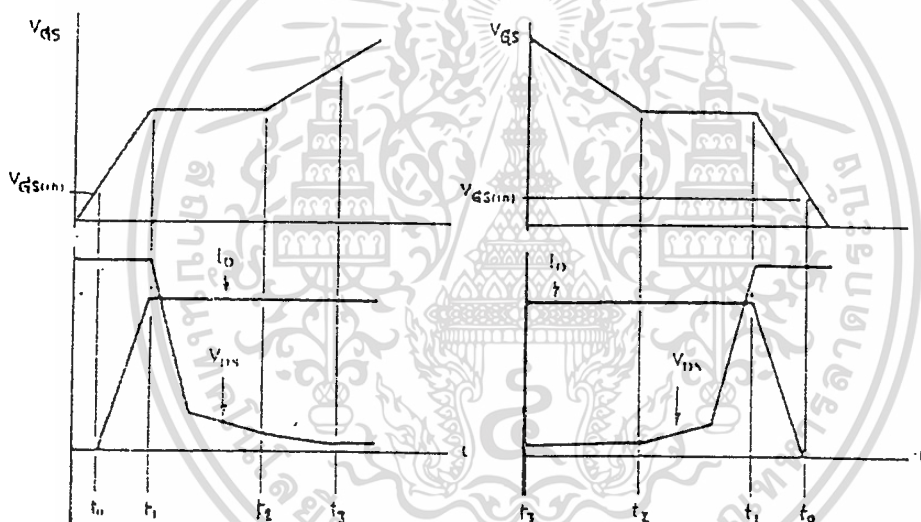
รูปที่ 5.4 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart

ลักษณะของกราฟจะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง ตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้นคือ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มชาร์จประจุที่ขาเกต จนกระทั่งพ้นช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส เมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่า แรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงเริ่มมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สที่เวลา t_0 ค่าของแรงดันจะยังไม่ลดลงจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ t_1 แรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{DS} จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์ จนถึงเหลือเพียง 10 เปอร์เซ็นต์ ของค่าแรงดันตกคร่อม V_{GS} สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 ถึง t_2 นี้เอง และแรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} จะคงที่ จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ดังแสดงในรูปที่ 3.5 ในช่วงสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนและซอร์สจะมีค่าลดลงเรื่อยๆ หากปล่อยให้มีการสะสมประจุต่อไปในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป ดังนั้นการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ขาเกตด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็น จะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย



รูปที่ 5.5 แสดงลักษณะการชาร์จของขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส (ก) และผลเมื่อเริ่มหยุดกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต (ข)

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่าย ๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไป เช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วง t_2 ถึง t_3 การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วง t_2 ถึง t_3 การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาหน่วงเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาส่วนหนึ่งในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป

จากกราฟของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์ จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_r และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส t_f ได้จาก

$$t = QC/IG$$

เมื่อ Q_G คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟ เป็นคูลอมบ์

I_G คือ ค่ากระแสที่ใช้ชาร์จประจุที่ค่ากระแสที่เป็นแอมป์

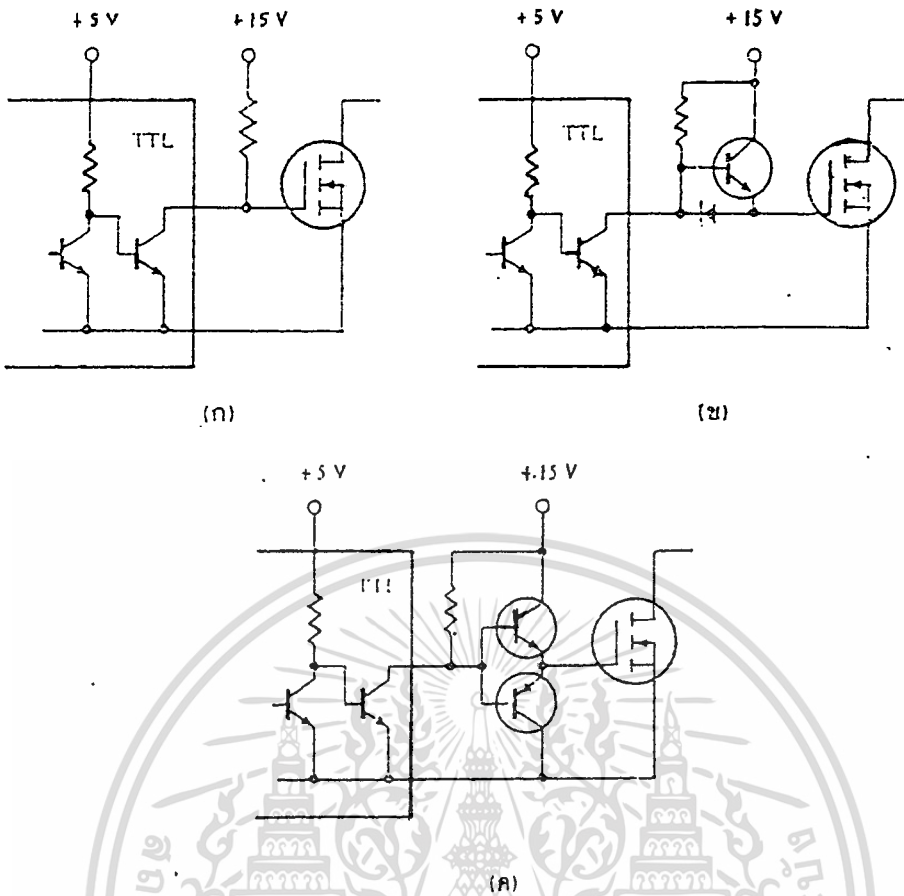
หมายเหตุ กราฟ Gate Charge Chart ที่ได้มาจากคาต้าลิสต์ ปกติในการวัดผู้ผลิตจะกำหนดให้กระแสเกต I_G สำหรับชาร์จประจุมีค่าคงที่ ในการใช้งานจริงแล้ว วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตอาจให้ค่า I_G ไม่คงที่ จึงจำเป็นต้องใช้ข้อมูลที่นอกเหนือจากข้อมูล Gate Charge Chart ซึ่งจะไม่บอกกล่าวในที่นี้ อย่างไรก็ตาม ถ้าเราสามารถออกแบบวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้จ่ายกระแสได้มากพอ การคำนวณที่ได้จากสมการก็นับได้ว่าใกล้เคียง

จะเห็นได้ว่าการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสได้นั้น จะต้องมีการชาร์จประจุและคายประจุที่ขาเกต วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องมีลักษณะของการจ่ายและรับกระแส (source and sink) ได้ที่ประมาณ 200 ถึง 400 มิลลิแอมป์ด้วยและต้องให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} ค่ามากพอ เพื่อที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานได้อย่างเต็มที่ด้วย (ประมาณ 10 โวลต์)

5.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL โดยตรงนั้นเป็นไปได้ แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายและรับกระแสของมันที่เอาท์พุท ซึ่งจะมีผลโดยตรงต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตและทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปอย่างรวดเร็ว

รูปที่ 5.6 (ก) แสดงการต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL ที่เอาท์พุทเป็นแบบคอลเลกเตอร์เปิด การต่อพูล์อัฟริซิสเตอร์เข้าช่วย จะทำให้แรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและการหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น อย่างไรก็ตาม ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสนี้ยังมีค่าจำกัดอยู่เนื่องจากยังถูกจำกัดด้วยพูล์อัฟริซิสเตอร์



รูปที่ 5.6 (ก) แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี TTL และ ทูต้อพรีซิสเตอร์ (ข) แสดงต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาในวงจรรูป 5.6 (ก) เพื่อเพิ่มความเร็วในขณะเริ่มนำกระแส และ (ค) แสดงการ ต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาอีก 1 ตัว ในวงจรรูป 5.6 (ข) เพื่อเพิ่ม ความเร็วในขณะเริ่มหยุดนำกระแสด้วย

การต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาดังในรูปที่ 5.6 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยจ่ายกระแสได้มากขึ้น ทำให้ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้นและลดกำลังงานสูญเสียในตัวไอซี TTL ด้วย เพื่อให้การคายประจุที่ขาเกิดเป็นไปอย่างรวดเร็ว การเพิ่มทรานซิสเตอร์ เข้ามาในวงจร 1 ตัว ดังรูปที่ 5.7 (ค) ก็จะทำให้ความเร็วในขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว

ทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาดังรูป 5.6 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยจ่ายกระแสได้มากขึ้น ทำให้ ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้นและลดกำลังงานสูญเสียในตัวไอซี TTL ด้วย เพื่อให้การคายประจุที่ขาเกิดเป็นไปอย่างรวดเร็ว การเพิ่มทรานซิสเตอร์ เข้ามาในวงจร 1 ตัว ดังรูปที่ 5.7 (ค) ก็จะทำให้ความเร็วในขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้สามารถใช้ทรานซิสเตอร์กำลังต่ำ เช่น เบอร์ 2N2222A และ เบอร์ 2N2907 ก็สามารถทำให้วงจรขับจ่ายและรับกระแสได้ถึง 800 มิลลิแอมป์ ซึ่งก็นับว่าเพียงพอแล้ว

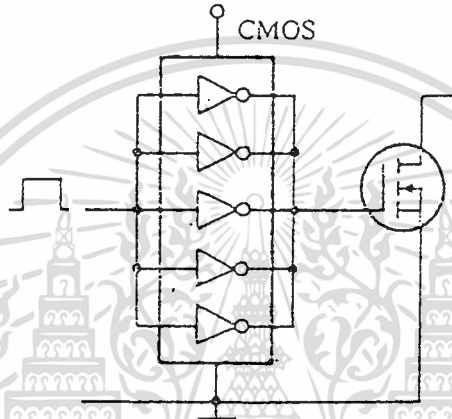
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.4 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีชนิด CMOS ได้ ไอซี CMOS มาตรฐาน เช่น ตระกูล 14000 จะมีเอาต์พุตเป็นเฟตในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี N และ P channel อยู่แล้ว ไอซีตระกูล 14000 สามารถทำงานที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่คือนำกระแสสูงๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันดังรูป 5.7 จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็วขึ้นด้วย

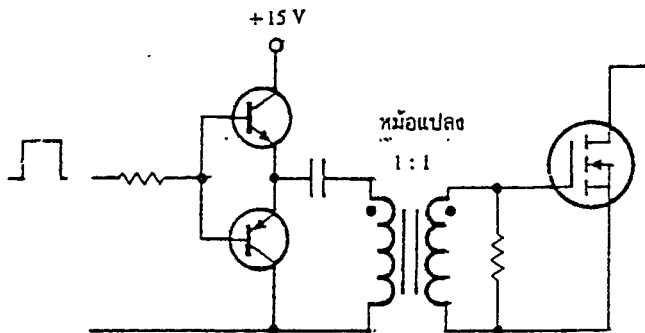


รูปที่ 5.7 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง

5.5 การขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตตัวบนและตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน และอาจจำเป็นต้องใช้หม้อแปลง หรือในกรณีที่ต้องขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่าหนึ่งตัวพร้อมกัน ก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงพัลส์เข้ากับขาเกตและวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับของแรงดันที่เอาต์พุตหม้อแปลง และอาจเกิดปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังรูปที่ 5.8



รูปที่ 5.8 แสดงตัวอย่างการขับวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยหม้อแปลง

5.6 ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต การเกิดเซกชั่นคาร์เรียรคความ เช่น ในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะไม่เกิดขึ้น เพราะค่าความต้านทานระหว่างเกรนและซอร์สขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ของมันจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง ต่างจากกรณีไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเกิดเซกชั่นคาร์เรียรคความ เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นกระแสจะไหลผ่านมากยิ่งขึ้น ซึ่งจะเกิดการพังเสียหายได้อย่างรวดเร็ว เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิถกความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดเซกชั่นคาร์เรียรคความ อัตราทนกำลังสูงสุดเสี่ยสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่รอยต่อภายในตัวมันเท่านั้น



บทที่ 6

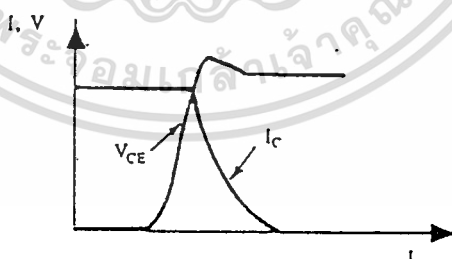
วงจรมันเบอ์และสวิชิ่งไดโอด

6.1 วงจรมันเบอ์

วงจรมันเบอ์ (Snubber Network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรขณะทำงานปกติวงจรมันเบอ์ในที่นี้อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะ คือ วงจรมันเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส และวงจรมันเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน วงจรมันเบอ์โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทาน ตัวเก็บประจุและไดโอด ในบางครั้งเรียกว่า วงจร RCD มันเบอ์

6.1.1 วงจรมันเบอ์ช่วงหยุดนำกระแส

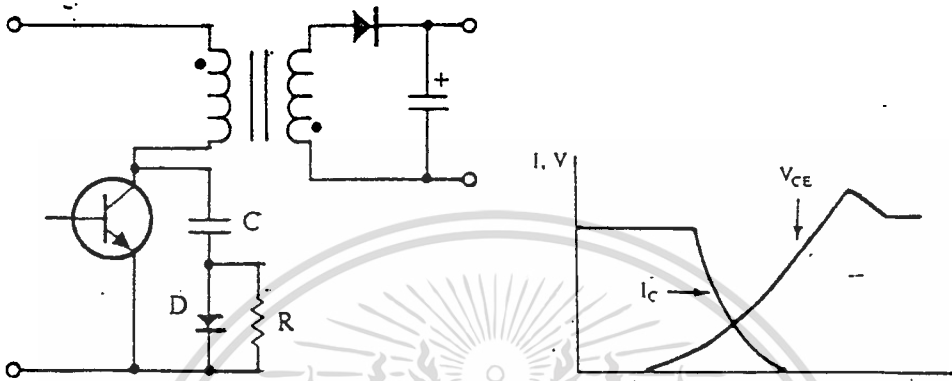
ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว กำลังสูญเสียที่เกิดในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแส นั้นกระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นสู่ค่าแรงดันอินพุทอย่างรวดเร็ว (ดูรูป 6.1 ประกอบ) กำลังงานสูญเสียไปรูปความร้อนในช่วงนี้จึงเกิดขึ้นสูง เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ อาจทำได้โดยการต่อวงจรมันเบอ์เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์และอีมีเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะทำการกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำลักษณะการต่อวงจรมันเบอ์ อาจทำได้ดังในรูปที่ 6.2



รูปที่ 6.1 แสดงการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจร RCD มันเบอ์ช่วงที่หยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้ คือเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 และไดโอด D_1 วงจรมันเบอ์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C_1 ด้วยแรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นถ้าให้ C_1 มีค่ามากพอการเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะถูกหน่วงออกไป เพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้



รูปที่ 8.2 แสดงการต่อวงจร snubber ช่วยหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C_1 จะคายประจุ R_1 ทิ้งไป แรงดันตกคร่อม C_1 จึงลดต่ำลงไปได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C_1 และ R_1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C_1 = I_{P(PK)} t_{OFF} / (2 V_{IN})$$

$$R_1 = t_{ON(MIN)} / (2.3 C_1)$$

เมื่อ $I_{P(PK)}$ คือค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{IN} คือค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์

t_{ON} คือช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{OFF} คือช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

การคายประจุของ C_1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ตัวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R_1 อาจหาได้จาก

$$P_D = C_1 (2V_{IN})^2 / (2T) \quad \text{วัตต์}$$

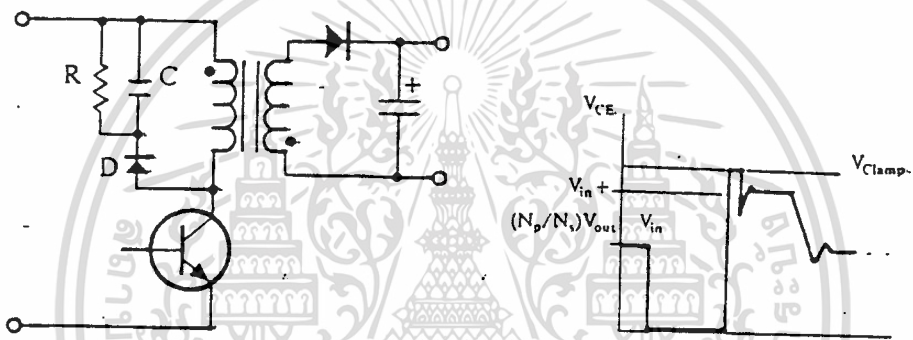
เมื่อ T คือค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6.1.2 วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปร์ขณะหยุดนำกระแสโดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบ็ก และฟอ์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าสูงเกินค่าแรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ เกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปร์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร RCD สับเบอ์เพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 6.3



รูปที่ 6.3 แสดงการต่อสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินเพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้คือในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปร์ ค่าของ R_1 จะทำให้แรงดันตกคร่อม C ค่าต่ำกว่าแรงดันสไปร์ และมีค่าคงที่แรงดันตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปร์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ขณะเกิดสไปร์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปร์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปร์มีค่าลดลง C_1 จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติอาจกล่าวได้ว่า วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินนั้นทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปร์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C_1 แทน

6.2 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

เนื่องจากจะมีค่าความถี่การทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติทั่วไปดังนี้ คือ

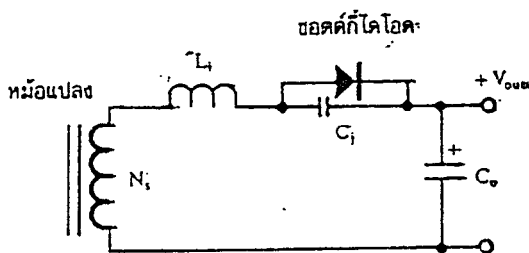
- (1) มีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสต่ำ
- (2) มีช่วงเวลาดำเนินตัว t_{rr} สั้น
- (3) สามารถทนกำลังได้สูง

ซิลิคอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรกติไฟเออร์ทั่ว ๆ ไปจะไม่สามารถนำมาใช้กับคอนเวอร์เตอร์ได้เนื่องจากมีค่าช่วงเวลาดำเนินตัวมากและกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงและมีประสิทธิภาพต่ำกว่าปกติ ไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกใช้จากไดโอด 3 ชนิดดังต่อไปนี้ คือ

1. ฟาสต์-รีคัฟเวอรี่ ไดโอด (Fast Recovery Diode)
2. อุลตราฟาสต์-รีคัฟเวอรี่ ไดโอด (Ultra Fast Recovery Diode)
3. ชอตต์กี ไดโอด (Schottky Diode)

6.3 สนับเบอร์สำหรับชอตต์กีไดโอด

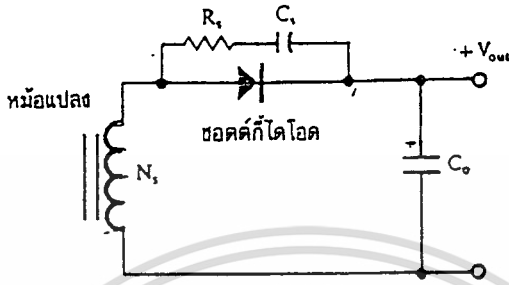
เพราะว่าค่าความถี่ที่รอยต่อภายใต้ตัวชอตต์กีไดโอดนี้ค่อนข้างสูง ดังนั้นการจับวงจรในส่วนเอาต์พุตหากเซชันคาร์มีค่าความเหนียวแน่นแฝงตัวเก็บประจุแฝงและตัวเหนียวแน่นแฝงจะต่อกันอยู่ในลักษณะของวงจรจูนดังรูปที่ 6.4 และจะทำให้เกิดทรานเซียนต์ขึ้นในขณะที่ไดโอดเริ่มหยุดนำกระแสทรานเซียนต์ที่เกิดขึ้นอาจมีค่าสูงกว่าค่าแรงดันสูงสุดที่ชอตต์กีไดโอดจะทนได้ ทำให้เกิดการพังเสียหายขึ้นหรือมีผลต่อความเรียบของแรงดันเอาต์พุต



รูปที่ 6.4 แสดงวงจรสมมูลของค่าความเหนียวแน่นแฝงในหม้อแปลง L_1 และตัวเก็บ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์โดยสถาบัน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เพื่อลดทรานเซียนต์ จึงจำเป็นต้องต่อวงจร RC สลับเบอร์คร่อมไดโอดขณะใช้งานไว้
ด้วยการต่อวงจร RC สลับเบอร์เพื่อลดทรานเซียนต์สามารถทำได้ดังรูปที่ 6.5



รูปที่ 6.5 แสดงการต่อ RC สลับเบอร์คร่อมขอตักไดโอดขณะใช้งานเพื่อป้องกันการ
เกิดทรานเซียนต์จากตัวขอตักไดโอด

ค่า R_S ของวงจรสลับเบอร์หาได้จาก

$$R_S = (N_S / N_P) (L_1 / C_J)^{1/2}$$

- เมื่อ L_1 คือ ความเหนี่ยวนำแฝง (Leakage Inductance)
 C_J คือ ค่าความจุของรอยต่อขอตักไดโอด
 N_P คือ จำนวนรอบของขดไพรมารีของหม้อแปลงสวิตชิง
 N_S คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง

ส่วนค่าของ C_S จะเป็นค่าเท่าใดก็ได้ในช่วงตั้งแต่ 0.01 μF ถึง 0.1 μF และกำลังสูญเสีย

เสียในตัวต้านทาน R_S หาได้จาก

$$P_D = (1/2) (C_S / T) (V_{in} (N_S / N_P))^2$$

- เมื่อ V_{in} คือ ค่าแรงดันที่ขดไพรมารีของหม้อแปลงสวิตชิง
 T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

บทที่ 7

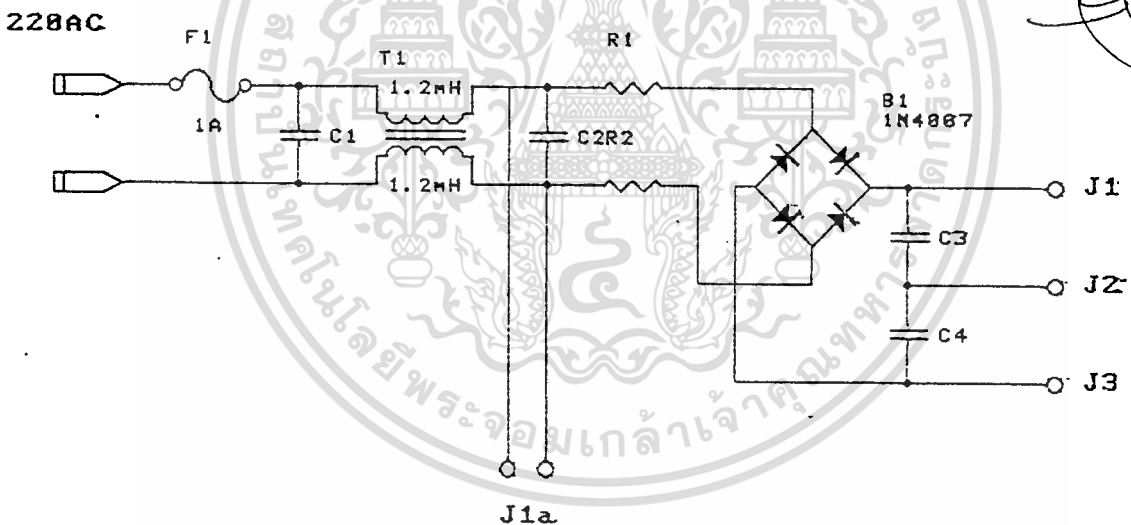
วงจร RECTIFIER

ภาคนี้จะเป็นส่วนที่แปลงแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรง เพื่อส่งไปยังคอนเวอร์เตอร์ต่อไปดังรูปที่ 7.1 โดยจะแบ่งออกเป็นส่วนสำคัญ 3 ส่วน คือ

1. Rectifier
2. RFI Input Filer
3. Fuse

7.1 Rectifier

ส่วนนี้นับเป็นส่วนสำคัญเพราะเป็นตัวกำหนดค่าอัตราทนกระแสของ Fuse และ RFI Input Filer ซึ่งประกอบด้วย ตัวต้านทานก้ำจัดกระแส ไคโอด ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ ต่อกันซึ่งต้องทำการออกแบบให้ดี เพราะทำงานที่แรงดันไฟสูง



รูปที่ 7.1 ภาค Input ของ Switching Power Supply

ตัวต้านทานก้ำจัดกระแส

ตัวต้านทานนี้จะเป็นตัวก้ำจัดกระแสกระชาก (Inrush Current) ที่เกิดขึ้นในวงจร โดยเฉพาะตอนเปิดเครื่องหรือคอนตัวเก็บประจุชาร์จประจุ จะเหมือนมีการลัดวงจร ถ้าค่าตัวเก็บประจุสูงก็จะทำให้เกิดกระแสกระชากสูงด้วย จากวงจรจะใช้ R_1 และ R_2 ค่า 1 ขนาด 5 W เป็นตัวก้ำจัดกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไดโอดเรกติไฟเออร์

ทำหน้าที่เรียงกระแสให้เป็นไฟกระแสตรงโดยการนำไดโอดมาต่อเป็นแบบบริดจ์ ซึ่งมีหลักการพิจารณาเลือกดังนี้

1. ค่ากระแสสูงสุดเมื่อถูกไบแอสตรง (Maximum Forword Current) จะขึ้นอยู่กับขนาดกำลังงานของ Switching Power Supply โดยเลือกไดโอดที่สามารถทนกระแสได้อย่างน้อยเป็นสองเท่าของกระแสที่ Power Supply ต้องการขณะ Steady State Current
2. ค่ากระแสกระชาก (Maximum Surge Current) เป็นกระแสกระชากสูงสุดที่ผ่านไดโอดโดยทั่วไปจะมีค่าประมาณ 20-30 เท่าของอัตราทนกระแสเฉลี่ยขณะถูกไบแอสตรง
3. ความสามารถในการทนศักดาย้อนกลับ (Peak Inverse Voltage : PIV) เนื่องจากวงจรนี้เป็นการ Rectifier สักคาไฟสูง ปกติจะใช้ไดโอดที่มี PIV = 600V หรือมากกว่า

ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์

เป็นตัวกรองแรงดันไฟตรง ที่ได้มาจากการเรียงกระแสของไดโอด ให้มีค่าเรียบขึ้นและช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดำเนินการที่คอนเวอร์เตอร์ที่ต้องการ ถ้าพิจารณาจาก Full-Bridge Rectifier ที่กำลังงานต่าง ๆ ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า 1.5 ไมโครฟารัดต่อวัตต์ แต่การใช้งานจริงต้องคำนวณเพื่อเลือกค่าที่เหมาะสม เช่น การเลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิด Electrolytic คุณภาพดี สามารถรับกระแสได้สูง ทนค่า ESR ต่ำและทนแรงดันได้อย่างน้อย 200 V_{DC} นอกจากนี้ต้องพิจารณาปัจจัยอื่น ๆ ดังนี้

1. อัตราทนกระแสระลอก กระแสระลอกในตัวเก็บประจุทำให้ตัวเก็บประจุร้อนและลดอายุการใช้งานลง โดยปกติผู้ผลิตจะระบุอัตราทนกระแสระลอกไว้ในคาตาชีต
2. แรงดันกระเพื่อมที่เอาท์พุท การกระเพื่อมที่เอาท์พุทมีผลโดยตรงต่อคอนเวอร์เตอร์ หากปล่อยให้มีการกระเพื่อมมาก ความสามารถการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์จะลดลง ปกติในการออกแบบจะยอมให้กระแสกระเพื่อมไม่เกิน 10% ของแรงดันเอาท์พุท ค่า C อาจคำนวณได้จาก

$$I_e = P_{in} / V_{in}(rms)$$

$$C > (I_e * t) / V_{ripple}$$

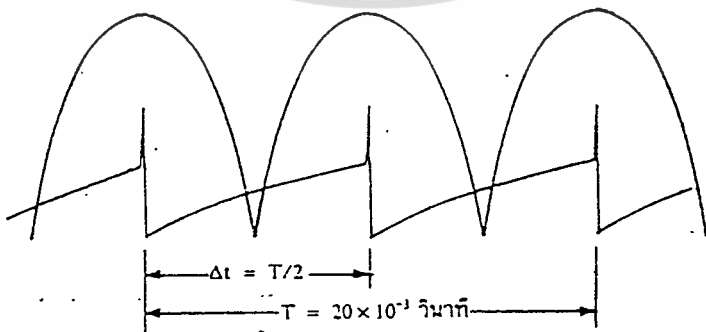
- โดยที่
- I_e = ค่ากระแสประสิทธิผล
 - t = ช่วงเวลาที่ C คายประจุ
 - V_{ripple} = ค่ากระแสกระเพื่อม (ripple)
 - P_{in} = กำลังงานที่จ่ายทาง (input)
 - $V_{in(rms)}$ = แรงดัน RMS ที่ input

หมายเหตุ เพื่อให้ง่ายต่อการคำนวณช่วงที่คายประจุ t อาจกำหนดเป็น $T/2$ ของแรงดันจากไดโอด rectifier (ครึ่งหนึ่งของคาบเวลาของแรงดันไฟสลับนั่นเอง) ดังรูปที่ 6.2 ($T=10^{-2}$ วินาที ที่ความถี่ไฟสลับ 50 Hz)

3. ปัจจัยอื่น อันได้แก่ อัตราทนแรงดัน ขนาดและราคา เป็นต้น

7.2 RFI Input Filter

การทำงานของสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย มีการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลันที่กระแสสูง ๆ ดังนั้นเป็นเหตุให้เกิดสัญญาณรบกวน RFI ได้เป็นอย่างดี ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีวงจรฟิลเตอร์ เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะออกมาภายนอก ให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ โดยทั่วไปจะต่อ LC ฟิลเตอร์เข้าที่อินพุตกับระบบแรงดันไฟสลับ



รูปที่ 7.2 แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

7.3 FUSE

ฟิวส์มีหน้าที่ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และเพื่อแยกส่วนวงจรออกจากแหล่งจ่ายไฟกรณีมีการลัดวงจร การเลือกใช้ฟิวส์มีข้อควรพิจารณาดังต่อไปนี้

1. ค่าอัตราทนแรงดัน (Voltage Rating) จะต้องใช้ฟิวส์ที่มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับค่าแรงดันของวงจร เพื่อลดการอาร์กในตัวฟิวส์ขณะลัดวงจร
2. ค่าอัตราทนกระแส (Current Rating) ค่านี้สามารถกำหนดได้จากค่ากระแส RMS ซึ่งจะขึ้นอยู่กับค่าของโหลด และควรเผื่อไว้อีก 50% ด้วย เพื่อชดเชยอายุการใช้งาน



บทที่ 8

สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

8.1 ผลการทดลอง

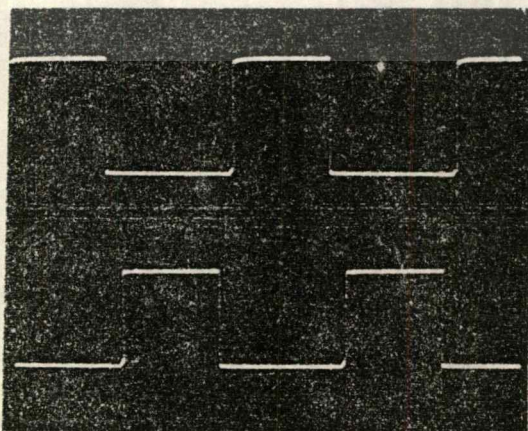
จากการทดลองสร้างระบบสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูง ซึ่งได้ทำการทดลองดังนี้

RFI INPUT FILTER AND INPUT RECTIFIER

วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟสลับ 220 V ให้เป็นแรงดันไฟตรง ประมาณ 310 V วงจรนี้จะใช้ Bridge rectifier เป็นตัวแปลงไฟสลับเป็นไฟตรง ซึ่งสามารถทดลองวัดผลของการแปลงไฟได้ประมาณ 310V. ตามต้องการได้หลังจากผ่านวงจร FILTER แล้ว

วงจรสร้างสัญญาณควบคุม PWM

การสร้างสัญญาณควบคุม ได้ใช้ IC SG 3526 ซึ่งเป็น IC สำเร็จรูปที่มีการสร้างสัญญาณพินเลื้อยอยู่ภายในตัวเอง และทำการเปรียบเทียบภายในตัว IC สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณ output ออกเป็นลักษณะของ PWM ก็คือจะมีความกว้างของพัลส์ที่ต่าง ๆ กันไป สัญญาณ PWM 2 สัญญาณที่กลับเฟสกัน 2 สัญญาณนี้จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรขับมอสเฟต ซึ่งจากการทดลองวงจรสามารถสร้างสัญญาณพัลส์ที่เหลื่อมได้ โดยในการทดลองวงจรเราจะสามารถปรับเปลี่ยนค่าความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่เหลื่อมได้ตามต้องการโดยการเปลี่ยนค่าความต้านทานและยังสามารถตั้งค่า f_c ได้โดยการเปลี่ยนค่าความต้านทานเช่นเดียวกัน ในการทดลองสร้างวงจรสร้างสัญญาณควบคุม PWM จะใช้สัญญาณพัลส์ที่เหลื่อมที่ความถี่ 20 KHz โดย ตั้งค่า f_c ไว้ที่ 40% ซึ่งจากการทดลองจะได้รูปสัญญาณดังนี้



รูปที่ 8.1 แสดงสัญญาณ PWM ที่สร้างขึ้นจาก SG 3526

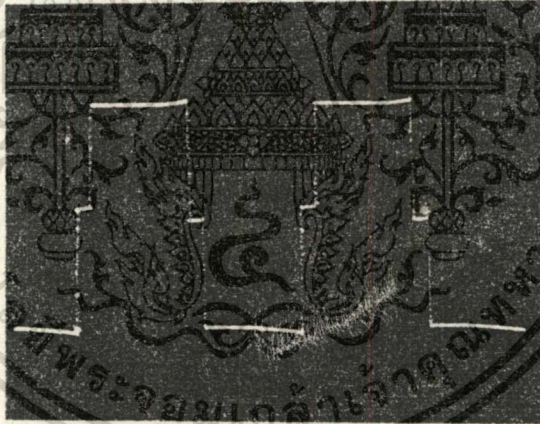
เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับนักศึกษาในสาขาวิศวกรรมไฟฟ้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร Sense Voltage

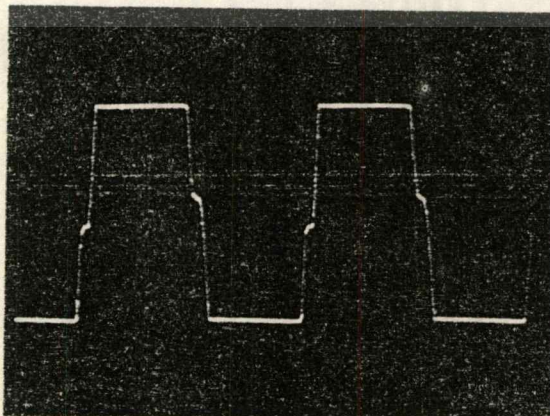
ตัดจากส่วน Converter ที่ป้อนแรงดันเข้าสู่ Op-amp LM 339 ตัวส่งกระแสที่ไหลผ่าน Op-amp ตัวรับจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับตัดจากส่วน Converter และกระแสนี้จะไหลเป็นการให้ไบอัสกับ Op-amp แล้วนำสัญญาณจาก Op-amp ป้อนเข้าสู่ SG 3526 เพื่อทำการควบคุมแรงดันเอาต์พุต ซึ่งในการทดลองพบว่าสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้ตามต้องการ

วงจรขับมอสเฟต (Gate Drive Circuit)

วงจรขับมอสเฟตจะมี IC 4049 เป็นตัว Drive current ที่ออกมาจาก IC ควบคุม SG 3526 โดยจะขนานตัวเกทภายใน IC 4049 เพื่อให้สามารถขับกระแสได้สูงขึ้นไปป้อนเข้าสู่ ขาเบสของตัวทรานซิสเตอร์ที่ต่อแบบคาร์ริงตันเพื่อขยายกระแสไปขับหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่งให้ไปขับมอสเฟต ซึ่งจากการทดลอง พบว่าวงจรสามารถป้อนแรงดันพัลส์ไปทำการขับ มอสเฟต ได้ดี มอสเฟตสามารถให้แรงดันสวิตซ์ซึ่งออกมาได้ ดังรูป 8.2



รูปที่ 8.2 (ก)แสดงรูปพัลส์ที่ใช้ขับมอสเฟตก่อนเข้าหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่ง



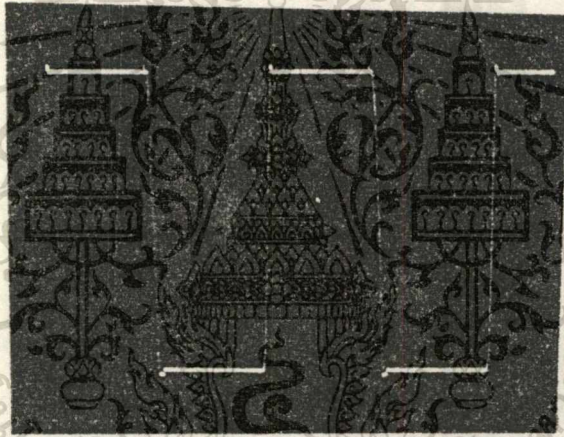
รูปที่ 8.2 (ข)แสดงรูปพัลส์ที่ใช้ขับมอสเฟตที่ออกจากหม้อแปลงสวิตซ์ซึ่ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับวิชาการนี้ และเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรเอาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคเอาต์พุต

เมื่อสัญญาณที่ได้จากส่วนของวงจร Switch ซึ่งผ่าน Power Mosfet มาแล้ว นำมาเข้าสู่หม้อแปลงซึ่งจะใช้แกนเฟอร์ไรท์มาทำหม้อแปลง เพราะว่ามีค่าความสูญเสียต่ำเมื่อถูกนำไปใช้งานที่มีความถี่สูงๆ คลื่น Squarewave ความถี่สูงนี้ เราจึงต้องใช้อุปกรณ์พิเศษในการทำงาน Rectify และ Filter คือ ไดโอดแบบ Schottky หรือ Fast recovery capacitor ที่มีค่า ESR (Equivalent Service Resistance) ต่ำ

การทดลองในส่วนแรกเอาต์พุตที่ได้เป็นแรงดันไฟสลับขนาดประมาณ 250 โวลต์สามารถปรับค่าได้ ซึ่งการทดลองสร้างได้ใช้แกนเฟอร์ไรท์ขนาด U60 มาทำหม้อแปลงจากการทดลองได้ใช้ขดลวดพันเป็นหม้อแปลงขนาด 1:1 ซึ่งสามารถทดลองใช้งานได้เป็นอย่างดีโดยสามารถจ่ายแรงดันได้ตามต้องการ



รูปที่ 8.3 แสดงรูปสัญญาณเอาต์พุต

การทดลองในส่วนต่อมาเอาต์พุตที่ได้เป็นแรงดันไฟสลับขนาดประมาณ 4 กิโลโวลต์สามารถปรับค่าได้โดยแรงดันที่ได้นี้จะเปลี่ยนแปลงไปตามแรงดันเอาต์พุตของส่วนแรก ซึ่งการทดลองสร้างได้ใช้แกนเฟอร์ไรท์ขนาด U60 มาทำหม้อแปลงจากการทดลองได้ใช้ขดลวดพันเป็นหม้อแปลงขนาด 1:35 โดยการพันแยกขด ซึ่งสามารถทดลองใช้งานได้เป็นอย่างดีโดยสามารถจ่ายแรงดันได้ตามต้องการ

ตารางบันทึกผลการทดลอง

R_L (OHM)	V_{OUT} (VOLT)	I_{OUT} (AMP)	P_{OUT} (WATT)
800 K	4KV.	5mA.	20W
1M	4KV.	4mA.	16W
2M	4KV.	2mA.	8W
5M	4KV.	800uA.	3.2W
10M	4KV.	400uA.	1.6W
15M	4KV.	266uA.	1W
20M	4KV.	200uA.	0.8W
40M	4KV.	100uA.	0.4W

ประสิทธิภาพของเครื่อง

$$\text{ประสิทธิภาพของเครื่อง} = (P_{OUT} / P_{IN}) * 100 \%$$

$$P_{OUT (MAX)} = 400 \text{ W.}$$

$$V_{IN} (\text{ที่วัดได้}) = 310 \text{ V.}$$

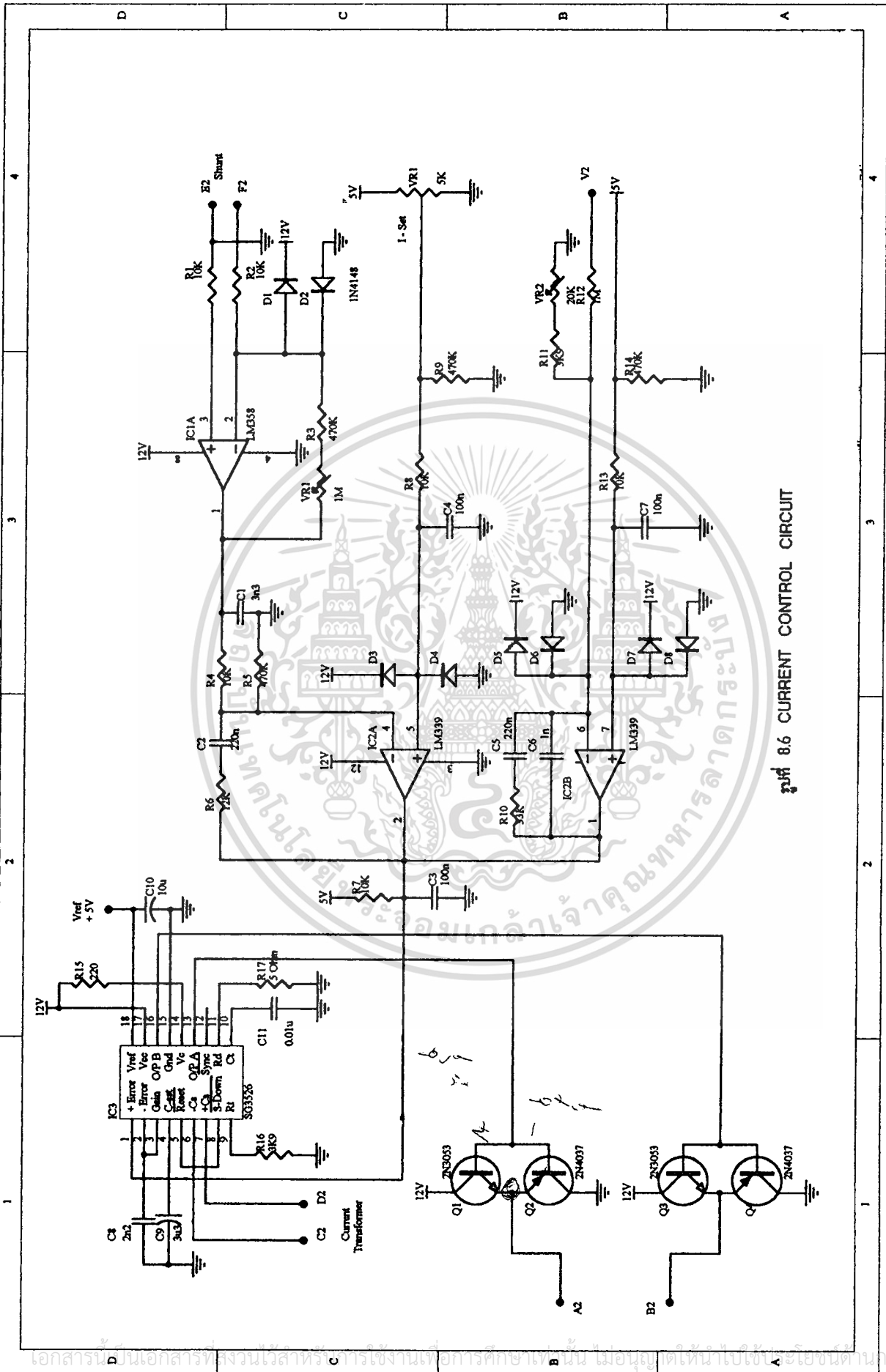
$$I_{IN} (\text{ที่วัดได้}) = 1.7 \text{ A.}$$

$$P_{IN} = 310 * 1.7 = 527 \text{ W.}$$

$$\text{ประสิทธิภาพของเครื่อง} = (400/527) * 100 \%$$

$$= 75.9 \%$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 8.6 CURRENT CONTROL CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น เมื่อเผยแพร่เห็นไปใช้โดยไม่ขออนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

8.2 สรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง

จากผลการทดลองจะเห็นได้ว่าเราสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตของสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงความกว้างของสัญญาณ PWM ถ้าช่วงการ ON ของมอสเฟตมากจะทำให้เอาต์พุตมีค่าสูง กำลังงานจะจ่ายได้มากและถ้าช่วงเวลากการ ON ของมอสเฟตน้อยก็จะทำให้เอาต์พุตมีค่าต่ำกำลังงานจะจ่ายได้ต่ำ การทำงานของ สวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายเป็นการทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลันที่ค่ากระแสสูง ๆ สวิตซ์ซิง เพาเวอร์ซัพพลาย จึงเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI ได้เป็นอย่างดี ดังนั้นสวิตซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงจำเป็นต้องมีวงจรฟิลเตอร์ เพื่อลด RFI ที่จะออกไปสู่ภายนอก

เหตุที่เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตแทนเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพราะการขับเพาเวอร์มอสเฟตมีความยุ่งยากน้อยกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตก็ทำงานได้ดีกว่า อีกทั้งภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตที่ใช้ยังมีไดโอดขา Drain กับ Source ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอดให้กับวงจรและการหาซื้อเพาเวอร์มอสเฟตที่มีกำลังสูง ๆ จะหาได้ง่ายกว่าเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่มีกำลังสูง ๆ

8.3 ปัญหาหรืออุปสรรคในโครงการและแนวทางการแก้ปัญหา

เนื่องจากโครงการนี้ประกอบไปด้วยวงจรหลายส่วน ซึ่งแต่ละส่วนมีหน้าที่การทำงานที่ต่างกันทำให้การออกแบบวงจรเป็นไปได้ยาก สามารถแก้ไขได้ด้วยการแยกทดลองเป็นส่วน ๆ ทำให้สามารถสร้างวงจรได้ง่ายขึ้นโดยแยกส่วน Power circuit และ Control circuit ออกจากกัน และทำให้การทดลองวงจรการสร้างรูปแบบสัญญาณ พัลส์บลิ้วเอ็ม สามารถให้กำเนิดรูปพัลส์ ได้ตามต้องการ และสามารถนำพัลส์ที่ได้ไปควบคุมการทำงานของมอสเฟตได้ด้วยดี

ในส่วนของวงจรด้านไฟแรงสูง เนื่องจากไฟแรงสูงมีความต่างศักย์มากซึ่งส่งผลทำให้เกิดการสปาร์ก และอาจถูกไฟดูดได้จึงต้องแก้ปัญหาด้วยการพันหม้อแปลงไฟแรงสูงโดยพันแบบแยกขด และเคลือบขดทางด้านไฟแรงสูงด้วยเรซิน และในการทดลองก็ใช้วิธีต่อกราวด์วงจรเข้ากับกราวด์ดินของตึกเพื่อป้องกันไฟดูด



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUIT

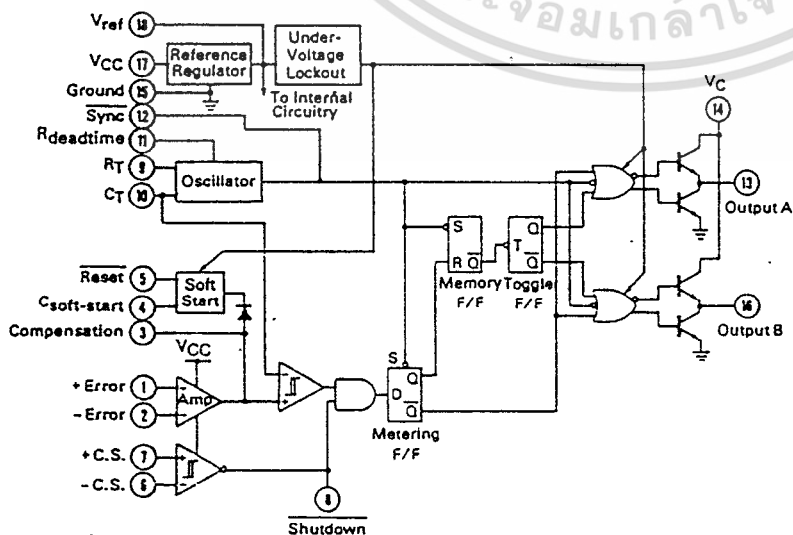
The SG1526 is a high performance pulse width modulator integrated circuit intended for fixed frequency switching regulators and other power control applications.

Functions included in this IC are a temperature compensated voltage reference, sawtooth oscillator, error amplifier, pulse width modulator, pulse metering and steering logic, and two high current totem pole outputs ideally suited for driving the capacitance of power FETs at high speeds.

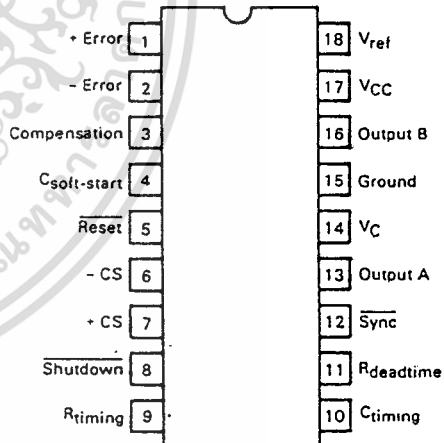
Additional protective features include soft-start and undervoltage lockout, digital current limiting, double pulse inhibit, adjustable dead time and a data latch for single pulse metering. All digital control ports are TTL and B-series CMOS compatible. Active low logic design allows easy wired-OR connections for maximum flexibility. The versatility of this device enables implementation in single-ended or push-pull switching regulators that are transformerless or transformer coupled. The SG1526 is specified over the full military junction temperature range of -55°C to +150°C. The SG2526 is specified over a junction temperature range of -40°C to +150°C while the SG3526 is specified over a range of 0°C to +125°C.

- 8.0 to 35 Volt Operation
- 5.0 Volt ±1% Trimmed Reference
- 1.0 Hz to 400 kHz Oscillator Range
- Dual Source/Sink Current Outputs: ±100 mA
- Digital Current Limiting
- Programmable Dead Time
- Undervoltage Lockout
- Single Pulse Metering
- Programmable Soft-Start
- Wide Current Limit Common Mode Range
- Guaranteed 6 Unit Synchronization

BLOCK DIAGRAM



PIN CONNECTIONS



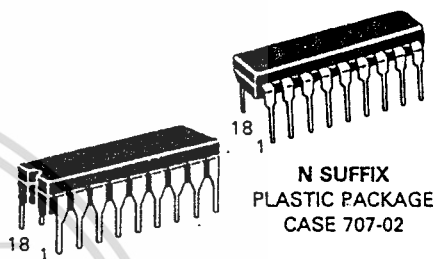
(Top View)

ORDERING INFORMATION

Device	Junction Temperature Range	Package
SG1526J	-55 to +150°C	Ceramic DIP
SG2526J	-40 to +150°C	Ceramic DIP
SG2526N	-40 to +150°C	Plastic DIP
SG3526J	0 to +125°C	Ceramic DIP
SG3526N	0 to +125°C	Plastic DIP

PULSE WIDTH MODULATION CONTROL CIRCUITS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUITS



J SUFFIX CERAMIC PACKAGE CASE 726-01

N SUFFIX PLASTIC PACKAGE CASE 707-02

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ทางการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีผลิตภัณฑ์อื่นๆของ MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES สารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA

MAXIMUM RATINGS (Note 1)

Rating	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V _{CC}	+40	Vdc
Collector Supply Voltage	V _C	+40	Vdc
Logic Inputs	—	-0.3 to +5.5	V
Analog Inputs	—	-0.3 to V _{CC}	V
Output Current, Source or Sink	I _O	±200	mA
Reference Output Current	I _{ref}	50	mA
Logic Sink Current	—	15	mA
Power Dissipation (Plastic & Ceramic Package) Note 2, T _A = +25°C Note 3, T _C = +25°C	P _D	1000 3000	mW
Thermal Resistance Junction to Air (Plastic and Ceramic Package)	R _{θJA}	100	°C/W
Thermal Resistance Junction to Case (Plastic and Ceramic Package)	R _{θJC}	42	°C/W
Operating Junction Temperature	T _J	+150	°C
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	T _{solder}	+300	°C

Notes:

1. Values beyond which damage may occur
2. Derate at 10 mW/°C for ambient temperatures above +50°C
3. Derate at 24 mW/°C for case temperatures above +25°C

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Characteristic	Symbol	Min	Max	Unit
Supply Voltage	V _{CC}	+8.0	+35	Vdc
Collector Supply Voltage	V _C	+4.5	+35	Vdc
Output Sink/Source Current (Each Output)	I _O	0	±100	mA
Reference Load Current	I _{ref}	0	20	mA
Oscillator Frequency Range	f _{osc}	0.001	400	KHz
Oscillator Timing Resistor	R _T	2.0	150	kΩ
Oscillator Timing Capacitor	C _T	0.001	20	μF
Available Deadtime Range (40 kHz)		3.0	50	% duty
Operating Junction Temperature Range SG1526 SG2526 SG3526	T _J	-55 -40 0	+150 +150 +125	°C

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES ขอสงวนเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = +15$ Vdc, $T_J = T_{low}$ to T_{high} [Note 4] unless otherwise specified)

Characteristic	Symbol	SG1526/2526			SG3526			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	

REFERENCE SECTION (Note 5)

Reference Output Voltage ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	V_{ref}	4.95	5.00	5.05	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation -- ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	Reg_{line}	—	10	20	—	10	30	mV
Load Regulation, $0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$	Reg_{load}	—	10	30	—	10	50	mV
Temperature Stability ⁻¹	$\Delta V_{ref}/\Delta T_J$	—	15	50	—	15	50	mV
Total Reference Output Voltage Variation ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$, $0\text{ mA} \leq I_L \leq 20\text{ mA}$)	ΔV_{ref}	4.90	5.00	5.10	4.85	5.00	5.15	V
Short Circuit Current ($V_{ref} = 0\text{ V}$)	I_{SC}	25	50	100	25	50	100	mA

UNDERVOLTAGE LOCKOUT

Reset Output Voltage ($V_{ref} = +3.8\text{ V}$)	—	—	0.2	0.4	—	0.2	0.4	V
Reset Output Voltage ($V_{ref} = +4.8\text{ V}$)	—	2.4	4.8	—	2.4	4.8	—	V

OSCILLATOR SECTION (Note 6)

Initial Accuracy ($T_J = +25^\circ\text{C}$)	—	—	± 3.0	± 8.0	—	± 3.0	± 8.0	%
Frequency Stability over Power Supply Range ($+8.0\text{ V} \leq V_{CC} \leq +35\text{ V}$)	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta V_{CC}}$	—	0.5	1.0	—	0.5	1.0	%
Frequency Stability over Temperature ($\Delta T_J = T_{low}$ to T_{high})	$\frac{\Delta f_{osc}}{\Delta T_J}$	—	7.0	10	—	3.0	5.0	%
Minimum Frequency ($R_T = 150\text{ k}\Omega$, $C_T = 20\text{ }\mu\text{F}$)	f_{min}	—	—	1.0	—	—	1.0	Hz
Maximum Frequency ($R_T = 2.0\text{ k}\Omega$, $C_T = 0.001\text{ }\mu\text{F}$)	f_{max}	400	—	—	400	—	—	kHz
Sawtooth Peak Voltage ($V_{CC} = +35\text{ V}$)	$V_{osc(P)}$	—	3.0	3.5	—	3.0	3.5	V
Sawtooth Valley Voltage ($V_{CC} = +8.0\text{ V}$)	$V_{osc(V)}$	0.5	1.0	—	0.5	1.0	—	V

ERROR AMPLIFIER SECTION (Note 7)

Input Offset Voltage ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$)	V_{IO}	—	2.0	5.0	—	2.0	10	mV
Input Bias Current	I_{IB}	—	-350	-1000	—	-350	-2000	nA
Input Offset Current	I_{IO}	—	35	100	—	35	200	nA
DC Open Loop Gain ($R_L \geq 10\text{ M}\Omega$)	A_{Vol}	64	72	—	60	72	—	dB
High Output Voltage ($V_{Pin 1} - V_{Pin 2} \geq +150\text{ mV}$, $I_{source} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OH}	3.6	4.2	—	3.6	4.2	—	V
Low Output Voltage ($V_{Pin 2} - V_{Pin 1} \geq +150\text{ mV}$, $I_{sink} = 100\text{ }\mu\text{A}$)	V_{OL}	—	0.2	0.4	—	0.2	0.4	V
Common Mode Rejection Ratio ($R_S \leq 2.0\text{ k}\Omega$)	CMRR	70	94	—	70	94	—	dB
Power Supply Rejection Ratio ($+12\text{ V} \leq V_{CC} \leq +18\text{ V}$)	PSRR	66	80	—	66	80	—	dB

PWM COMPARATOR SECTION (Note 6)

Minimum Duty Cycle ($V_{compensation} = +0.4\text{ V}$)	DC_{min}	—	—	0	—	—	0	%
Maximum Duty Cycle ($V_{compensation} = +3.6\text{ V}$)	DC_{max}	45	49	—	45	49	—	%

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังขอสงวนสิทธิ์ในข้อมูลและข้อกำหนดของเอกสารทุกครั้งที่มีการแก้ไข

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

Characteristic	Symbol	SG1526/2526			SG3526			Unit
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
DIGITAL PORTS (SYNC, SHUTDOWN, RESET)								
Output Voltage — High Logic Level ($I_{source} = 40 \mu A$)	V_{OH}	2.4	4.0	—	2.4	4.0	—	V
Output Voltage — Low Logic Level ($I_{sink} = 3.6 \text{ mA}$)	V_{OL}	—	0.2	0.4	—	0.2	0.4	V
Input Current — High Logic Level ($V_{IH} = +2.4 \text{ V}$)	I_{IH}	—	-125	-200	—	-125	-200	μA
Input Current — Low Logic Level ($V_{IL} = +0.4 \text{ V}$)	I_{IL}	—	-225	-360	—	-225	-360	μA

CURRENT LIMIT COMPARATOR SECTION (Note 8)

Sense Voltage ($R_S \leq 50 \Omega$)	V_{sense}	90	100	110	80	100	120	mV
Input Bias Current	I_{IB}	—	-3.0	-10	—	-3.0	-10	μA

SOFT-START SECTION

Error Clamp Voltage (Reset = +0.4 V)	—	—	0.1	0.4	—	0.1	0.4	V
Soft-Start Charging Current (Reset = +2.4 V)	I_{CS}	50	100	150	50	100	150	μA

OUTPUT DRIVERS

(Each Output, $V_C = +15 \text{ Vdc}$ unless otherwise specified)

Output High Level $I_{source} = 20 \text{ mA}$ $I_{source} = 100 \text{ mA}$	V_{OH}	12.5 12	13.5 13	— —	12.5 12	13.5 13	— —	V
Output Low Level $I_{sink} = 20 \text{ mA}$ $I_{sink} = 100 \text{ mA}$	V_{OL}	— —	0.2 1.2	0.3 2.0	— —	0.2 1.2	0.3 2.0	V
Collector Leakage, $V_C = +40 \text{ V}$	$I_{C(leak)}$	—	50	150	—	50	150	μA
Rise Time ($C_L = 1000 \text{ pF}$)	t_r	—	0.3	0.6	—	0.3	0.6	μs
Fall Time ($C_L = 1000 \text{ pF}$)	t_f	—	0.1	0.2	—	0.1	0.2	μs
Supply Current (Shutdown = +0.4 V, $V_{CC} = +35 \text{ V}$, $R_T = 4.12 \text{ k}\Omega$)	I_{CC}	—	18	30	—	18	30	mA

Notes:

4. $T_{low} = -55^\circ C$ for SG1526
 $-40^\circ C$ for SG2526
 $0^\circ C$ for SG3526
 $T_{high} = +150^\circ C$ for SG1526/2526
 $+125^\circ C$ for SG3526
5. $I_L = 0 \text{ mA}$ unless otherwise noted.
6. $f_{osc} = 40 \text{ kHz}$ ($R_T = 4.12 \text{ k}\Omega \pm 1\%$,
 $C_T = 0.01 \mu F \pm 1\%$, $R_D = 0 \Omega$)
7. $0 \text{ V} \leq V_{CM} \leq +5.2 \text{ V}$
8. $0 \text{ V} \leq V_{CM} \leq +12 \text{ V}$

TYPICAL CHARACTERISTICS

FIGURE 1 — SG1526 REFERENCE STABILITY OVER TEMPERATURE

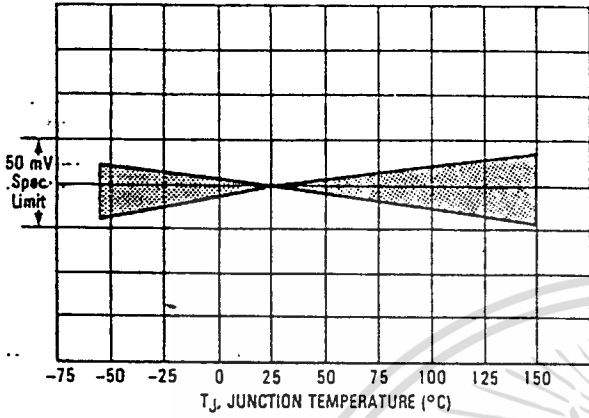


FIGURE 2 — REFERENCE VOLTAGE AS A FUNCTION SUPPLY VOLTAGE

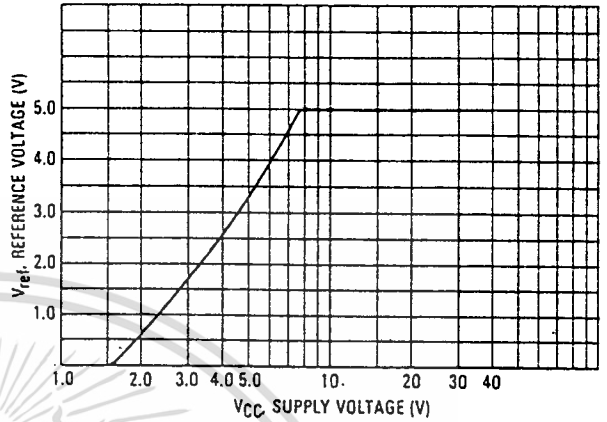


FIGURE 3 — ERROR AMPLIFIER OPEN LOOP FREQUENCY RESPONSE

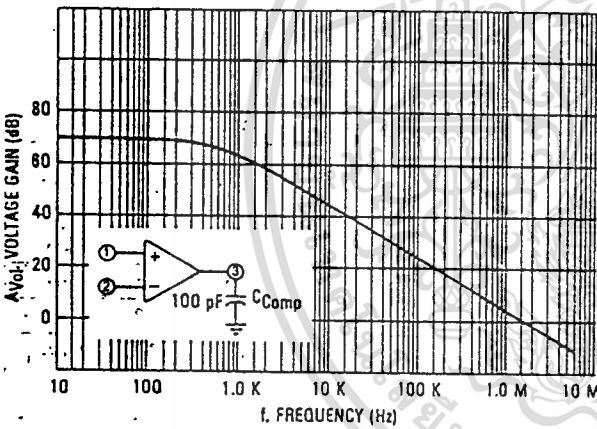


FIGURE 4 — CURRENT LIMIT COMPARATOR THRESHOLD

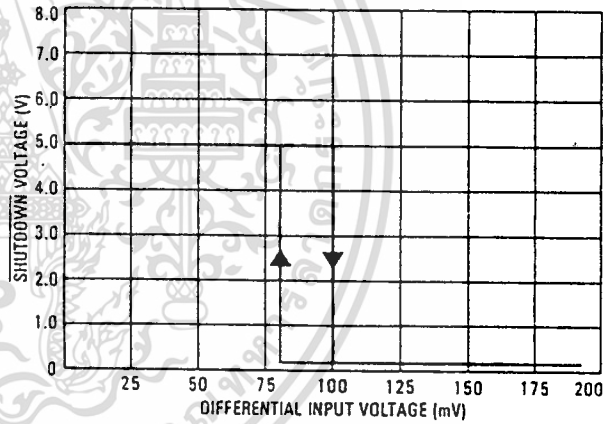


FIGURE 5 — UNDERVOLTAGE LOCKOUT CHARACTERISTIC

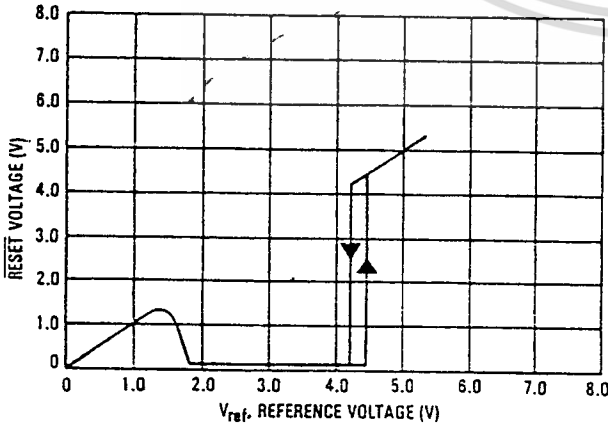
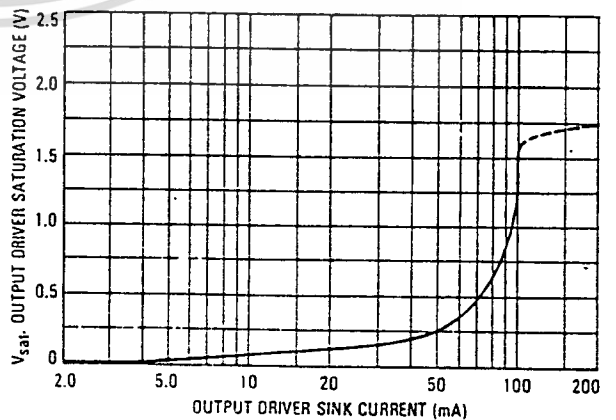


FIGURE 6 — OUTPUT DRIVER SATURATION VOLTAGE AS A FUNCTION OF SINK CURRENT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่เอกสารนี้ไปยังบุคคลอื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจาก Motorola

FIGURE 7 — V_C SATURATION VOLTAGE AS A FUNCTION OF SINK CURRENT

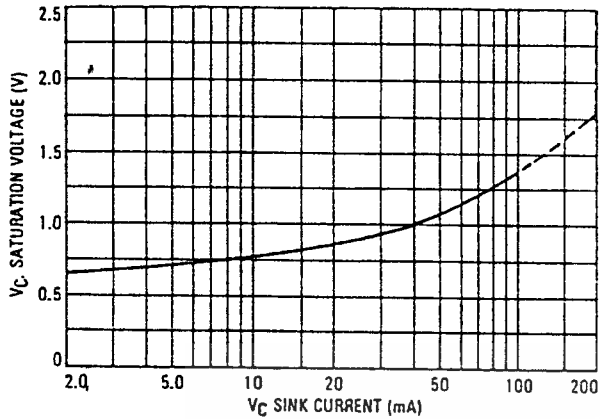


FIGURE 8 — SG1526 OSCILLATOR PERIOD

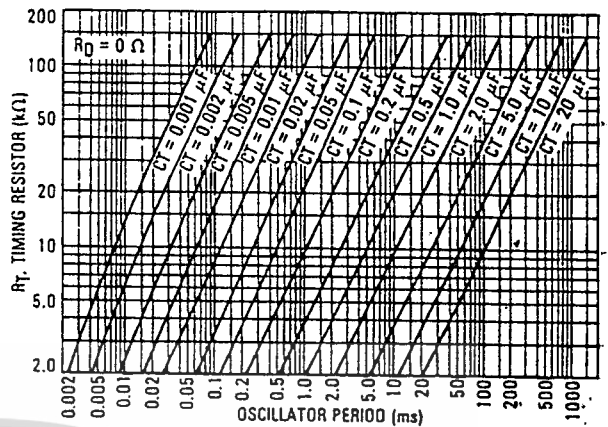


FIGURE 9 — OUTPUT DEADTIME AS A FUNCTION OF DEADTIME RESISTOR VALUE

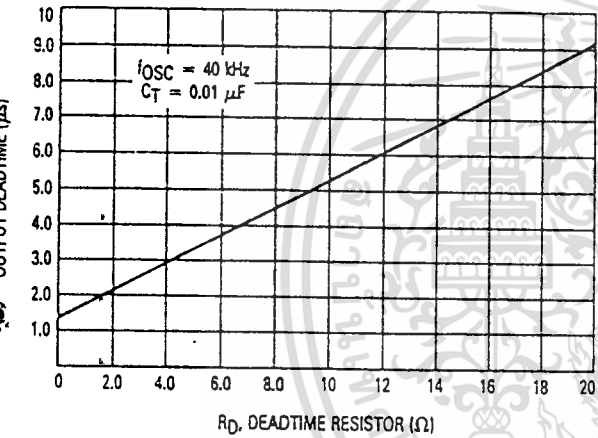


FIGURE 10 — SG1526 ERROR AMPLIFIER

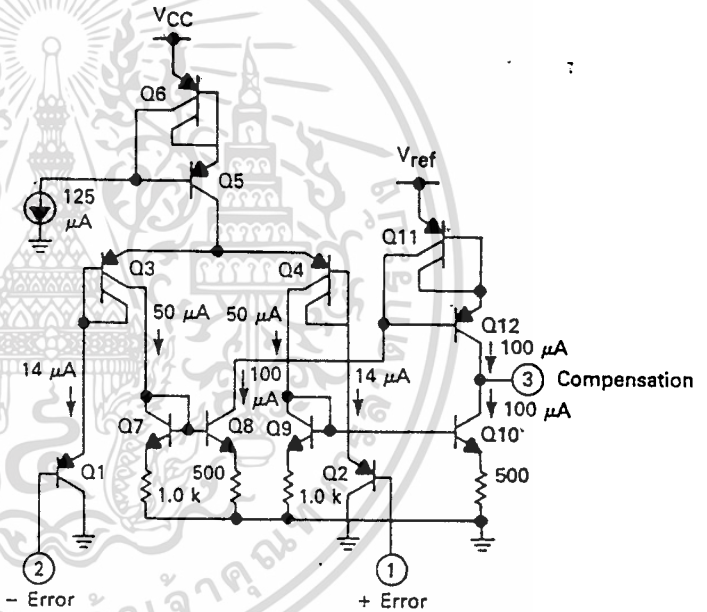


FIGURE 11 — SG1526 UNDERVOLTAGE LOCKOUT

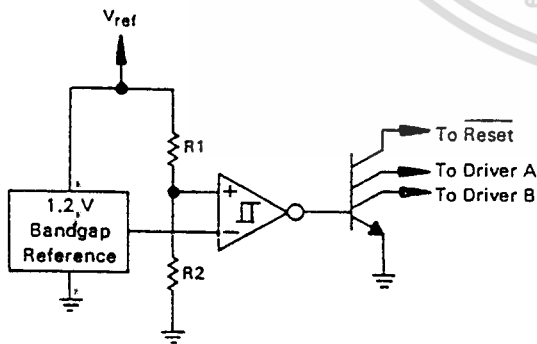
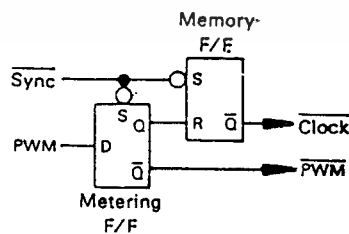


FIGURE 12 — SG1526 PULSE PROCESSING LOGIC

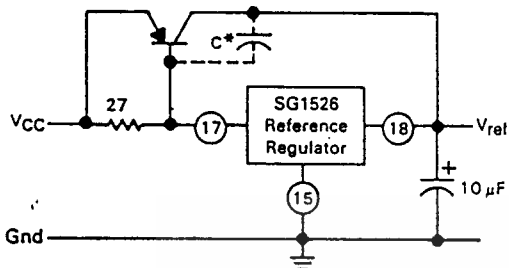


The metering FLIP-FLOP is an asynchronous data latch which suppresses high frequency oscillations by allowing only one PWM pulse per oscillator cycle.

The memory FLIP-FLOP prevents double pulsing in a push-pull configuration by remembering which output produced the last pulse.

APPLICATIONS INFORMATION

FIGURE 13 — EXTENDING REFERENCE OUTPUT CURRENT CAPABILITY



*May be required with some types of transistors

FIGURE 14 — ERROR AMPLIFIER CONNECTIONS

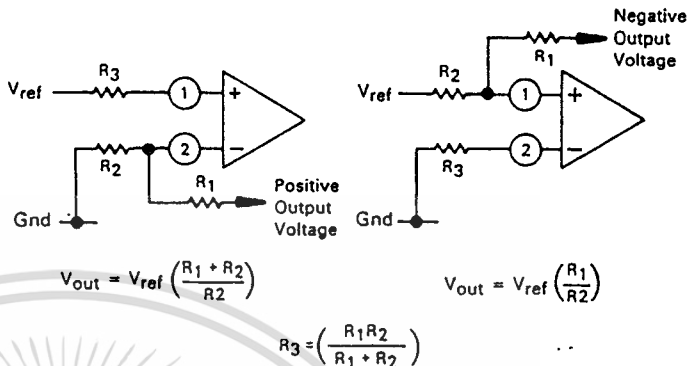


FIGURE 15 — OSCILLATOR CONNECTIONS

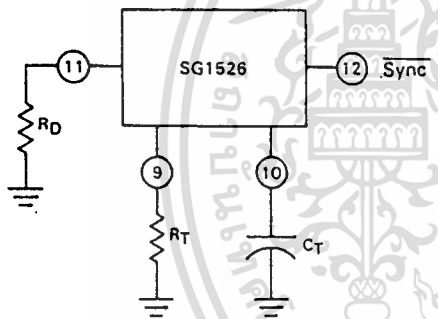


FIGURE 16 — FOLDBACK CURRENT LIMITING

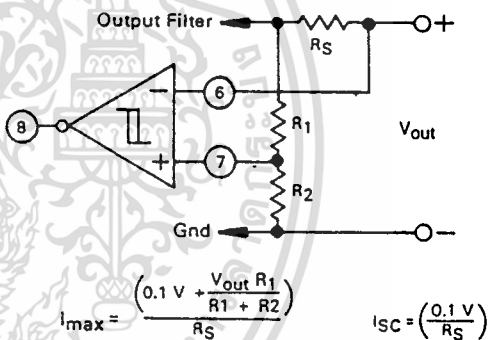


FIGURE 17 — SG1526 SOFT-START CIRCUITRY

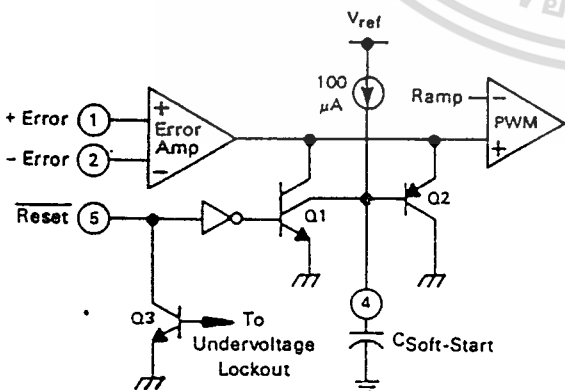
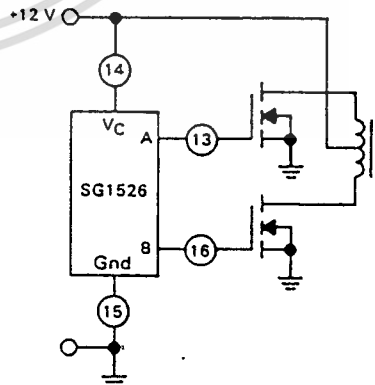


FIGURE 18 — DRIVING T MOS POWER FETS



The totem-pole output drivers of the SG1526 are ideally suited for driving the input capacitance of power FETs at high speeds.

FIGURE 19 — HALF-BRIDGE CONFIGURATION

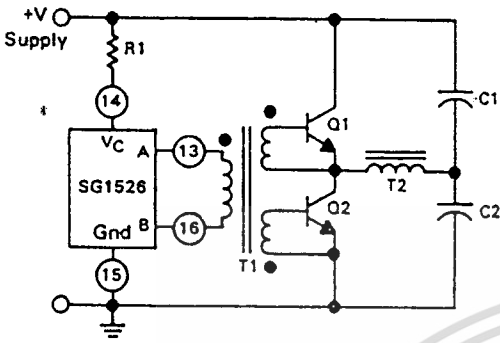
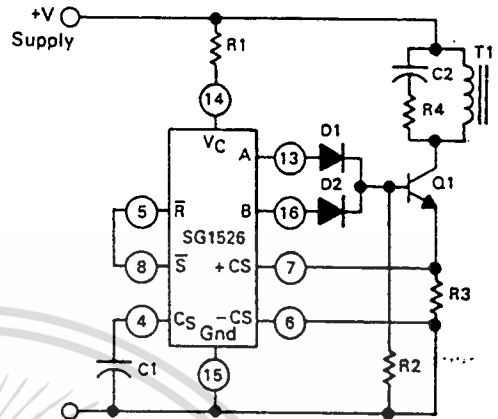


FIGURE 20 — FLYBACK CONVERTER WITH CURRENT LIMITING



In the above circuit, current limiting is accomplished by using the current limit comparator output to reset the soft-start capacitor.

FIGURE 21 — SINGLE-ENDED CONFIGURATION

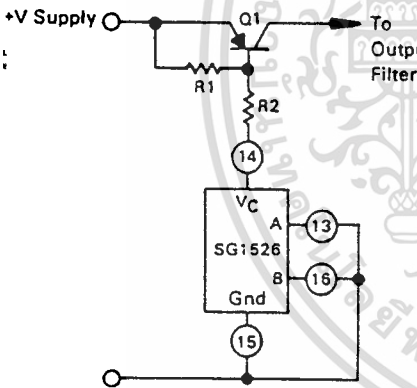
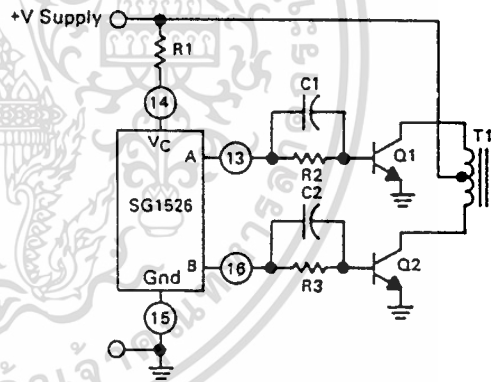


FIGURE 22 — PUSH-PULL CONFIGURATION



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



MOTOROLA

LM139, A
LM239, A **LM2901**
LM339, A **MC3302**

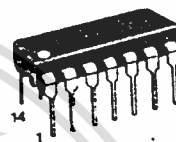
QUAD SINGLE-SUPPLY COMPARATORS

These comparators are designed for use in level detection, low-level sensing and memory applications in Consumer Automotive and Industrial electronic applications.

- Single or Split Supply Operation
- Low Input Bias Current — 25 nA (Typ)
- Low Input Offset Current — ± 5.0 nA (Typ)
- Low Input Offset Voltage — ± 1.0 mV (Typ LM139A Series)
- Input Common-Mode Voltage Range to Gnd
- Low Output Saturation Voltage — 130 mV (Typ) @ 4.0 mA
- TTL and CMOS Compatible

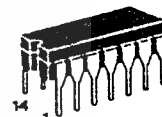
QUAD COMPARATORS

SILICON MONOLITHIC INTEGRATED CIRCUIT



P SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 646-05

L SUFFIX
CERAMIC PACKAGE
CASE 632-02
MO-001AA



D SUFFIX
PLASTIC PACKAGE
CASE 751A-01
SO-14

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Power Supply Voltage LM139, A/LM239, A/ LM339A/LM2901 MC3302	V _{CC}	+36 or ± 18 +30 or ± 15	Vdc
Input Differential Voltage Range LM139, A/LM239, A/LM339, A/LM2901 MC3302	V _{IDR}	36 30	Vdc
Input Common Mode Voltage Range	V _{ICR}	-0.3 to V _{CC}	Vdc
Output Short-Circuit to Gnd (Note 1)	I _{SC}	Continuous	-
Input Current (V _{in} < -0.3 Vdc) (Note 2)	I _{in}	50	mA
Power Dissipation @ T _A = 25°C	P _D		
Ceramic Package		1.0	Watts
Derate above 25°C		8.0	mW/°C
Plastic Package		1.0	Watts
Derate above 25°C		8.0	mW/°C
Operating Ambient Temperature Range	T _A		°C
LM139, A		-55 to +125	
LM239, A		-25 to +85	
LM2901/MC3302		-40 to +85	
LM339, A		0 to +70	
Storage Temperature Range	T _{stg}	-65 to +150	°C

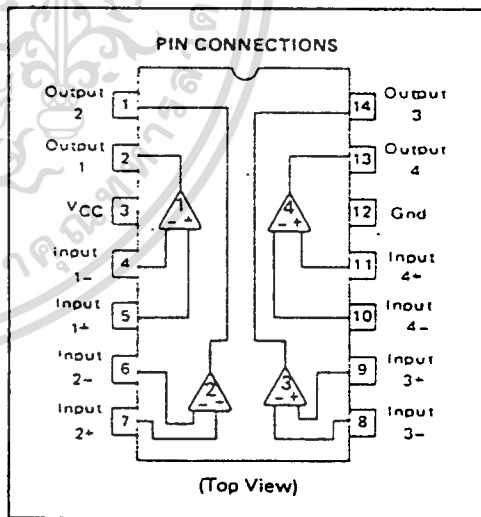
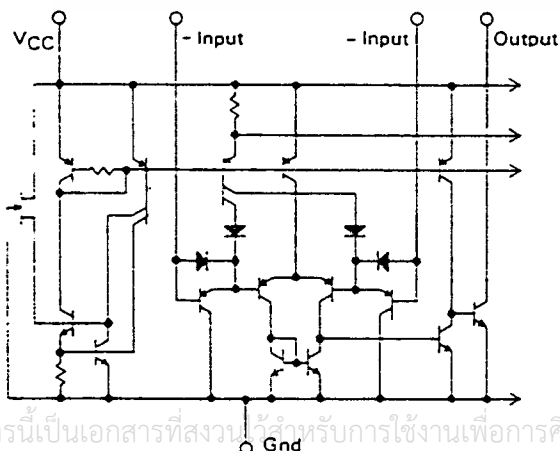


FIGURE 1 — CIRCUIT SCHEMATIC (Diagram shown is for 1 comparator)



ORDERING INFORMATION

Device	Temperature Range	Package
LM139J, AJ	-55°C to +125°C	Ceramic DIP
LM239D		SO-14
LM239J, AJ	-25°C to +85°C	Ceramic DIP
LM239N, AN		Plastic DIP
LM339D		SO-14
LM339J, AJ	0°C to -70°C	Ceramic DIP
LM339N, AN		Plastic DIP
LM2901D		SO-14
LM2901N		Plastic DIP
MC3302L	-40°C to +85°C	Ceramic DIP
MC3302P		Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (V_{CC} = +6.0 Vdc, T_A = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	LM139A			LM239A/339A			LM139			LM239/339			LM2901			MC3302			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 4)	V _{IO}	—	±1.0	±2.0	—	±1.0	±2.0	—	±2.0	±5.0	—	±2.0	±5.0	—	±2.0	±7.0	—	±3.0	±2.0	
Input Bias Current (Notes 4, 6) (Output in Linear Range)	I _{IB}	—	—	25	—	—	100	—	—	25	—	—	25	—	25	250	—	—	25	500
Input Offset Current (Note 4)	I _{IO}	—	±3.0	±25	—	±5.0	±50	—	±3.0	±25	—	±5.0	±50	—	±5.0	±50	—	±3.0	±100	
Input Common-Mode Voltage (Note 7)	V _{ICR}	0	—	V _{CC} - 1.5	0	—	V _{CC} - 1.5	0	—	V _{CC} - 1.5	0	—	V _{CC} - 1.5	0	—	V _{CC} - 1.5	0	—	V _{CC} - 1.5	
Supply Current R _L = ∞ (For All Comparators) R _L = ∞, V _{CC} = 30 Vdc	I _{CC}	—	0.8	2.0	—	0.8	2.0	—	0.8	2.0	—	0.8	2.0	—	0.8	2.0	—	0.8	2.0	
Voltage Gain R _L ≥ 15 kΩ, V _{CC} = 15 Vdc	A _V	50	200	—	50	200	—	200	—	—	—	200	—	200	—	—	—	200	—	
Large Signal Response Time V _I = TTL Logic Swing, V _{ref} = 1.4 Vdc, V _{IL} = 5.0 Vdc, R _L = 5.1 kΩ	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
Response Time (Note 6) V _{IL} = 6.0 Vdc, R _L = 5.1 kΩ	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
Output Sink Current V _I (+) ≥ +1.0 Vdc, V _I (-) = 0, V _O ≤ 1.5 Vdc	I _{sink}	6.0	16	—	6.0	16	—	6.0	16	—	6.0	16	—	6.0	16	—	6.0	16	—	
Saturation Voltage V _I (+) ≥ +1.0 Vdc, V _I (-) = 0, I _{sink} ≤ 4.0 mA	V _{sat}	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
Output Leakage Current V _I (+) ≥ +1.0 Vdc, V _I (-) = 0, V _O = 0 Vdc	I _{OL}	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	

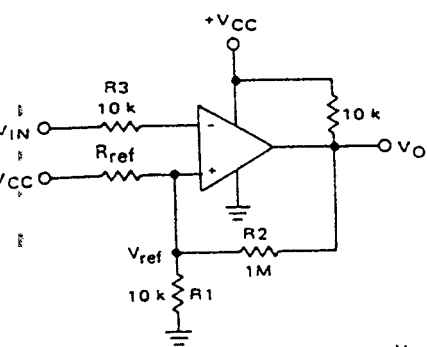
Characteristic	Symbol	LM139A			LM239A/339A			LM139			LM239/339			LM2901			MC3302			
		Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	Min	Typ	Max	
Input Offset Voltage (Note 4)	V _{IO}	—	±1.0	±2.0	—	±1.0	±2.0	—	±2.0	±5.0	—	±2.0	±5.0	—	±2.0	±7.0	—	±3.0	±2.0	
Input Bias Current (Notes 4, 5) (Output in Linear Range)	I _{IB}	—	—	25	—	—	100	—	—	25	—	—	25	—	25	250	—	—	25	500
Input Offset Current (Note 4)	I _{IO}	—	±3.0	±25	—	±5.0	±50	—	±3.0	±25	—	±5.0	±50	—	±5.0	±50	—	±3.0	±100	
Input Common-Mode Voltage Range	V _{ICR}	0	—	V _{CC} - 2.0	0	—	V _{CC} - 2.0	0	—	V _{CC} - 2.0	0	—	V _{CC} - 2.0	0	—	V _{CC} - 2.0	0	—	V _{CC} - 2.0	
Saturation Voltage V _I (-) ≥ +1.0 Vdc, V _I (+) = 0, I _{sink} ≤ 4.0 mA	V _{sat}	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
Output Leakage Current V _I (+) ≥ +1.0 Vdc, V _I (-) = 0, V _O = 30 Vdc	I _{OL}	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	
Differential Input Voltage All V _I ≥ 0 Vdc (Note 7)	V _{ID}	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	—	

NOTES:

- The maximum output current may be as high as 20 mA, independent of the magnitude of V_{CC}. Output short circuits to V_{CC} can cause excessive heating and eventual destruction.
- This magnitude of input current will only occur if the leads are driven more negative than ground or the negative supply voltage. This is due to the input PNP collector-base junction becoming forward biased, acting as an input clamp diode. There is also a lateral PNP parasitic transistor action which can cause the output voltage of the comparators to go to the V_{CC} voltage level if ground is driven during the time that an input is driven negative. This will not destroy the device when limited to the max rating and normal output states will recover when the inputs become ≥ ground or negative supply.
- LM139/139A → I_{low} = -55°C, I_{high} = +125°C
LM239/239A → I_{low} = -25°C, I_{high} = +85°C
LM339/339A → I_{low} = 0°C, I_{high} = +100°C
LM2901/MC3302 → I_{low} = 40°C, I_{high} = +100°C
- At the output switch point, V_I = 1.4 Vdc, I_{IS} = 100 μA, I_{IS} = 0 Vdc, -V_{CC} = 30 Vdc, with the inputs over the full common-mode range (0 Vdc to V_{CC} - 1.5 Vdc).
b. The input current flows out of the inputs due to the PNP input stage. This current is virtually constant, independent of the output state.
- The response time specified is for a 100 mV input step with 5.0 mV overdrive. For larger signals, 300 ns is typical.
- Positive excursions of input voltage may exceed the power supply level. As long as one of the inputs remain within the common-mode range, the comparator will provide the proper output state. With V_{CC} = 5.0 Vdc, V_I should be limited to 25 volts max. Limiting resistors should be used on all inputs that might exceed V_{CC}.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

FIGURE 2 — INVERTING COMPARATOR WITH HYSTERESIS



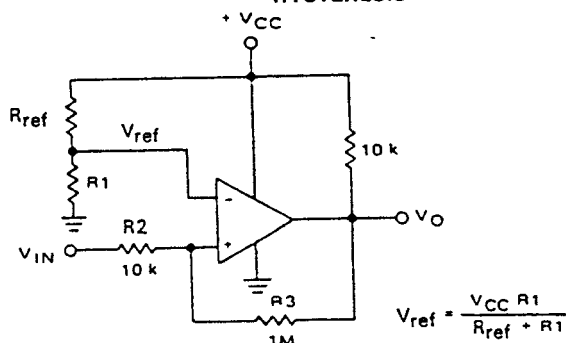
$$V_{ref} = \frac{V_{CC} R_1}{R_{ref} + R_1}$$

$$R_3 \geq R_1 // R_{ref} // R_2$$

$$V_H = \frac{R_1 // R_{ref}}{R_1 // R_{ref} + R_2} (V_{Omax} - V_{Omin})$$

$$R_2 \gg R_{ref} // R_1$$

FIGURE 3 — NON-INVERTING COMPARATOR WITH HYSTERESIS



$$V_{ref} = \frac{V_{CC} R_1}{R_{ref} + R_1}$$

$$R_2 \geq R_1 // R_{ref}$$

Amount of Hysteresis V_H

$$V_H = \frac{R_2}{R_2 - R_3} (V_{Omax} - V_{Omin})$$

TYPICAL CHARACTERISTICS

($V_{CC} = +15$ Vdc, $T_A = +25^\circ\text{C}$ (each comparator) unless otherwise noted.)

FIGURE 4 — NORMALIZED INPUT OFFSET VOLTAGE

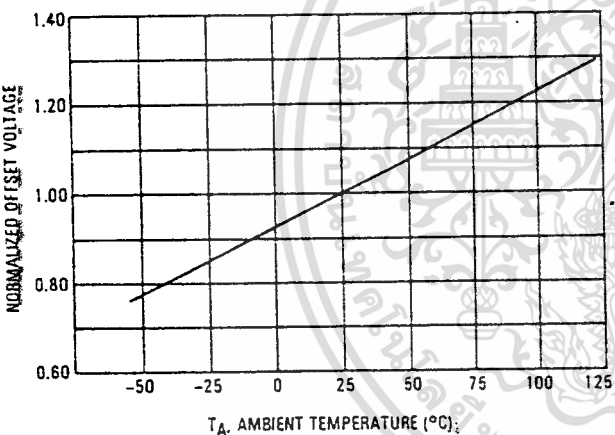


FIGURE 5 — INPUT BIAS CURRENT

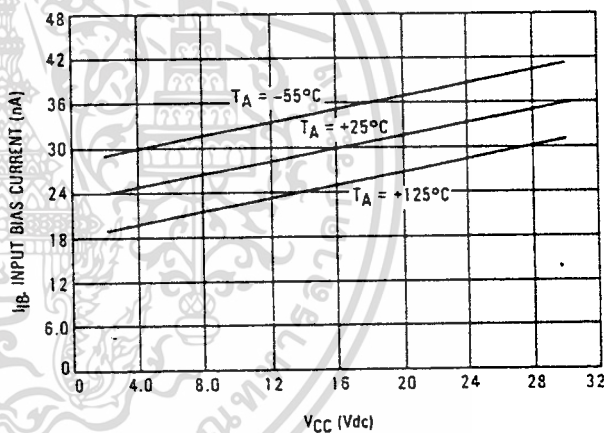
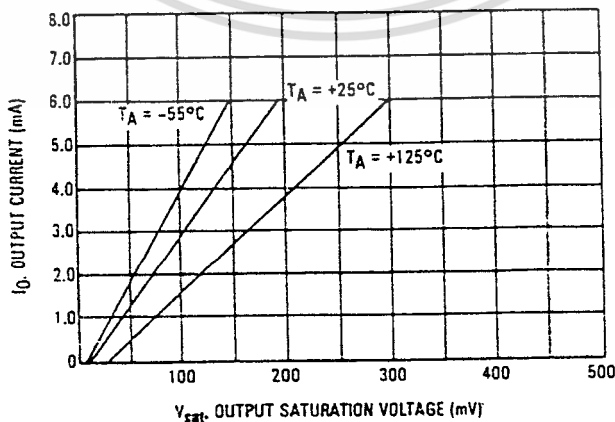


FIGURE 6 — OUTPUT SINK CURRENT versus OUTPUT SATURATION VOLTAGE

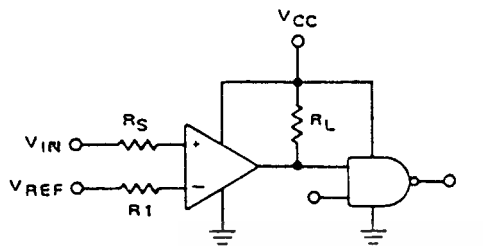


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่เอกสารนี้โดยไม่ได้รับอนุญาตจาก MOTOROLA ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA LINEAR/INTERFACE DEVICES

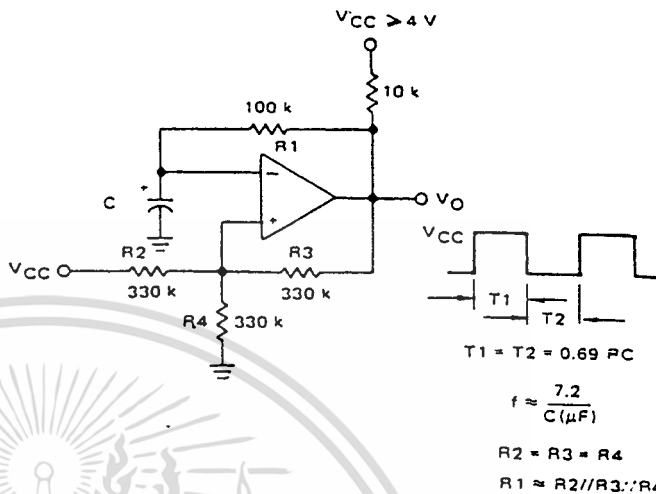
FIGURE 7 — DRIVING LOGIC



R_S = Source Resistance
 $R_1 \gg R_S$

LOGIC	DEVICE	V _{CC} Volts	R _L k Ω
CMOS	1/4 MC14001	-15	100
TTL	1/4 MC7400	-5	10

FIGURE 8 — SQUAREWAVE OSCILLATOR



APPLICATIONS INFORMATION

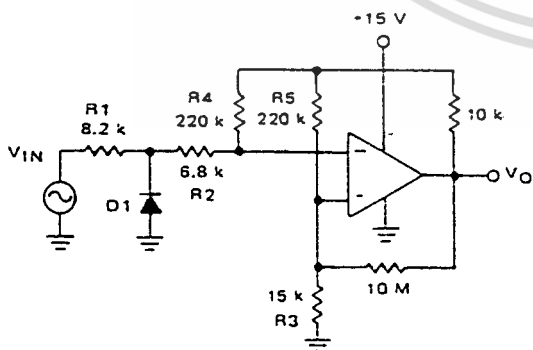
These quad comparators feature high gain, wide bandwidth characteristics. This gives the device oscillation tendencies if the outputs are capacitively coupled to the inputs via stray capacitance. This oscillation manifests itself during output transistions (V_{OL} to V_{OH}). To alleviate this situation input resistors $< 10\text{ k}\Omega$ should be used. The addition of positive feedback ($< 10\text{ mV}$) is

also recommended.

It is good design practice to ground all unused input pins.

Differential input voltages may be larger than supply voltage without damaging the comparator's inputs. Voltages more negative than -300 mV should not be used.

FIGURE 9 — ZERO CROSSING DETECTOR (Single Supply)

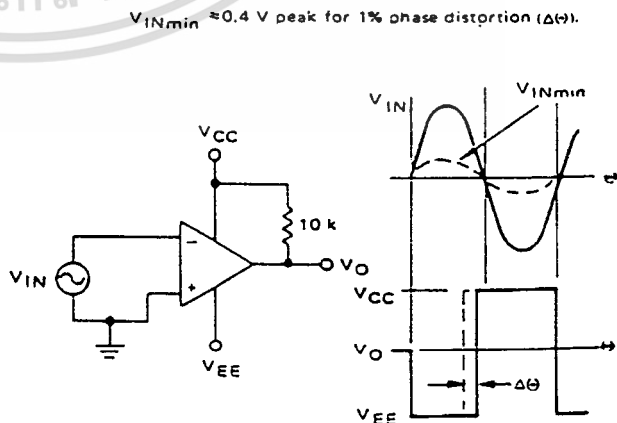


D1 prevents input from going negative by more than 0.6 V.

$$R_1 + R_2 = R_3$$

$$R_3 < \frac{R_5}{10} \text{ for small error in zero crossing}$$

FIGURE 10 — ZERO CROSSING DETECTOR (Split Supplies)



$V_{INmin} \approx 0.4\text{ V peak for } 1\% \text{ phase distortion } (\Delta\theta)$.

รายงานความก้าวหน้าโครงการครั้งที่

รายชื่อผู้ร่วมงาน

1. นาย วิรัตน์ อุทยานรวัฒน์ เลขประจำตัว 36013122 3R
2. นาย สมชิต เอียดโรบ เลขประจำตัว 36013127 3R
3. นาย สัมพันธ์ หงษ์ศรี เลขประจำตัว 36013131 3R

ชื่อโครงการ

สวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูง
(HIGH VOLTAGE SWITCHING POWER SUPPLY)

อาจารย์ที่ปรึกษา

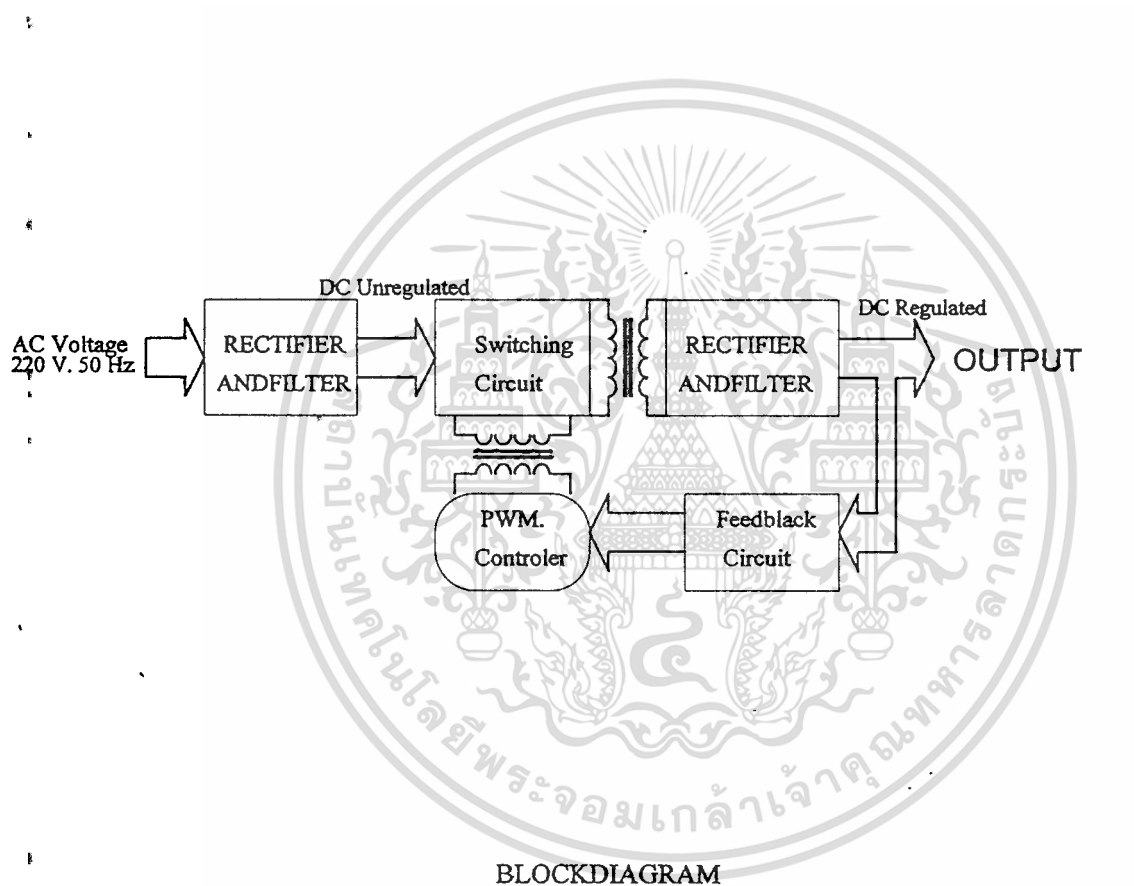

อาจารย์ สมศักดิ์ เชียรศิริกุล

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาและทดลองการสร้างสัญญาณพัลส์บลิเอ็ม
2. เพื่อศึกษาการออกแบบสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูง
3. เพื่อศึกษาการทำงานของระบบสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูง
4. เพื่อสร้างสวิตซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ใช้งานกับอุปกรณ์แรงดันสูงได้

โครงสร้างของโครงการ

จากโครงสร้างของโครงการทั้งระบบ เราสามารถอธิบายวงจรในส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์
ที่น่าสนใจในโครงการ ซึ่งเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจจากพัลส์วิดท์มอดูเลชันไปควบคุม
การเปิดปิดกระแสของอิเล็กทรอนิกส์สวิตช์หรือเรียกอีกชื่อหนึ่งว่าPWM(Pulse Width modulation)
SINEWAVE INVERTER ซึ่งประกอบด้วยวงจรส่วนต่าง ๆ ดังรูป



SWITCHING POWER SUPPLY

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปจะพบว่าวงจรสามารถทำงานได้โดยเริ่มจาก Input ซึ่งเป็นแรงดันไฟสลับ 220V. ผ่านเข้ามาทาง RFI Filter เพื่อกรองสัญญาณรบกวนออกจากนั้นจะถูกเปลี่ยนเป็น ไฟกระแสตรง แรงดันสูงจากวงจรเรกติไฟเออร์ จากนั้นแรงดันไฟตรงที่ได้จะถูกส่งไปยังวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อทำการตัดต่อแรงดันไฟตรงให้เป็นช่วง ๆ ด้วยความถี่สูงประมาณ 20-220 KHz ต่อจากนั้นจึงนำไปผ่านเข้าหม้อแปลงสวิตซิ่ง เพื่อที่จะลดทอนแรงดันลง แล้วจึงนำแรงดันที่ได้มาผ่านวงจรกรองกระแสและแรงดันก่อนแล้วจึงจ่ายให้แก่โหลด

ส่วนการคงค่าแรงดันให้คงที่นั้น จะใช้วิธี Feed Back เอาท์พุทที่ได้ส่วนหนึ่งไปเข้าวงจรควบคุมแรงดัน ซึ่งวงจรควบคุมแรงดันนี้จะสร้างพัลส์ขึ้นตามค่าแรงดันเอาท์พุทที่เปลี่ยนไป โดยพัลส์นี้จะนำไปควบคุมช่วงนำของเพนเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ ทำให้ช่วงนำกระแสมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับแรงดันเอาท์พุทที่เปลี่ยนไป โดยมีส่วนประกอบของวงจรได้แก่

1) วงจรการสร้างรูปแบบสัญญาณ PWM หรือวงจรสร้างสัญญาณทริก (trig circuit) เป็นวงจรสร้างสัญญาณควบคุม สำหรับควบคุมการเปิดปิดกระแสของอิเล็กทรอนิกส์สวิตช์ในแต่ละขั้ว เพื่อให้ได้แรงดันเป็นรูปคลื่น PMW (Pulse Width modulation)

2) วงจรขับเกต (Gate drive circuit) เป็นวงจรขยายกำลังสัญญาณที่สร้างจากวงจรทริก ให้มีกระแสมากพอที่จะนำไปขับอุปกรณ์สวิตซิ่ง (Switching device) ให้เข้าสู่สภาวะนำกระแสได้ โดยจะต้องมีส่วนแยก (Isolate) สำหรับแยกกราวด์ของสัญญาณทริกแต่ละสัญญาณออกจากกัน

3) วงจรกำลัง (Power circuit or Main circuit) ประกอบด้วยอุปกรณ์สวิตซิ่งและหม้อแปลงเพิ่มแรงดัน (Step up Transformer)

4) วงจรกรองความถี่ (Filter) ทำหน้าที่กรององค์ประกอบของฮาร์โมนิคความถี่สูงออกไปให้เหลือเพียงความถี่หลัก (Fundamental) 50 Hz ผ่านไปได้

5) วงจรควบคุมลูปปิด (Close loop circuit) ทำหน้าที่ควบคุมระดับแรงดันเอาท์พุทรูปซายด์ให้คงที่ที่ภาระต่าง ๆ

6) แหล่งจ่ายไฟตรง (DC Power Supply) เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟกระแสตรงแก่วงจรกำลัง เพื่อจ่ายไฟแก่วงจรสร้างสัญญาณทริก วงจรควบคุมลูปปิด และวงจรขับเกต

สิ่งที่ดำเนินการไปแล้ว

- 1.ประกอบภาค POWER SUPPLY ที่ต้องใช้กับโครงงานทั้งระบบ
- 2.ศึกษาและทดลองวงจรการสร้างรูปแบบสัญญาณ พีคับบลิวเอ็ม
- 3.ทดลองและออกแบบวงจรสวิทซ์ซิงเพาเวอร์ซัพพลาย

ปัญหาหรืออุปสรรคใน โครงงานและแนวทางการแก้ปัญหา

เนื่องจากโครงงานนี้ประกอบไปด้วยวงจรหลายส่วน ซึ่งแต่ละส่วนมีหน้าที่การทำงานที่ต่างกันทำให้การออกแบบวงจรเป็นไปได้ยาก สามารถแก้ไขได้ด้วยการแยกทดลองเป็นส่วน ๆ ทำให้สามารถสร้างวงจรได้ง่ายขึ้น แต่อย่างไรก็ตามการทดลองวงจรการสร้างรูปแบบสัญญาณ พีคับบลิวเอ็ม ก็ยังคงเป็นไปได้ด้วยดี

ความเห็นของอาจารย์ที่ปรึกษา

ลงชื่อ



(อาจารย์สมศักดิ์ เขียวศิริกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา

รายงานความก้าวหน้าโครงการครั้งที่ ๒

รายชื่อผู้ร่วมงาน

1. นาย วิรัตน์ อุตยาภมรวัฒน์ เลขประจำตัว 36013122 3R
2. นาย สมชิต เอียดโรม เลขประจำตัว 36013127 3R
3. นาย สัมพันธ์ หงษ์ศรี เลขประจำตัว 36013131 3R

ชื่อโครงการ

สวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูง
(HIGH VOLTAGE SWITCHING POWER SUPPLY)

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ สมศักดิ์ เชียรศิริกุล

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาและทดลองการสร้างสัญญาณPWM (Pulse Width modulation)
2. เพื่อศึกษาการออกแบบสวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูง
3. เพื่อศึกษาการทำงานของระบบสวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูง
4. เพื่อสร้างสวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ใช้งานกับอุปกรณ์แรงดันสูงได้

โครงสร้างของโครงการ

ส่วนการทำงานของวงจรและการทำงานของระบบสวิทซ์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูงที่จะสร้างขึ้นมานี้จะประกอบไปด้วยวงจร Switching 2 ครั้งซึ่งมีหลักการทำงานที่คล้าย ๆ กันนั้นจะสามารถอธิบายการทำงานเพียงส่วนเดียวอย่างคร่าว ๆ ได้ดังนี้

1. RFI INPUT FILTER

ประสิทธิภาพในการลดสัญญาณรบกวนของวงจร LC FILTER จะขึ้นอยู่กับค่าความแตกต่างของ Impedance ระหว่างอินพุทของ FILTER กับ แหล่งจ่ายไฟสลับ และค่าความแตกต่างระหว่างเอาต์พุทของ FILTER กับอินพุทของ CONVERTER โดยถ้าค่าความแตกต่างของ Impedance มีค่ามากอัตรารบกวนของสัญญาณรบกวน RFI ก็จะมีค่ามากด้วย

2. INPUT RECTIFIER

วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟสลับ 220 V ให้เป็นแรงดันไฟตรง ประมาณ 310 V โดย R1 และ R2 จะเป็นตัวจำกัดกระแสกระชากที่จะเกิดขึ้นในวงจรในขณะเริ่มต้น วงจรนี้จะใช้ Bridge rectifier เป็นตัวแปลงไฟสลับเป็นไฟตรง และมี C1 C2 และ C3 เป็นตัวกรองสัญญาณไฟตรงที่เรียบขึ้น

3. วงจร Switch ของภาค Converter

ในส่วนของวงจร Switch นั้นเราจะใช้วงจร Converter แบบ Half-Bridge โดยใช้ Power Mosfet 2 ตัว การใช้ Mosfet เป็นอุปกรณ์ Switch ให้ข้อดีกว่าใช้ bipolar transistor มากเพราะ Mosfet สามารถทำงานที่ความถี่สูงได้ดีกว่า

4. ภาคเอาต์พุท

เมื่อสัญญาณที่ได้จากส่วนของวงจร Switch ซึ่งผ่าน Power Mosfet มาแล้ว นำมาเข้าสู่หม้อแปลงซึ่งจะใช้แกนเฟอร์ไรท์มาทำหม้อแปลง เพราะว่ามีค่าความสูญเสียต่ำเมื่อถูกนำไปใช้งานที่มีความถี่สูง ๆ

คลื่น Square wave ความถี่สูงนี้ เราจึงต้องใช้อุปกรณ์พิเศษในการทำงาน Rectify และ Filter คือ ไดโอดแบบ Schottky หรือ Fast recovery capacitor ที่มีค่า ESR (Equivalent Service Resistance) ต่ำ และอินดักเตอร์ เพื่อให้เอาต์พุทมีสัญญาณรบกวนน้อยที่สุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5. วงจรสร้างสัญญาณควบคุม PWM

การสร้างสัญญาณควบคุม จะใช้การเปรียบเทียบ (Compare) ระหว่างสัญญาณ Sinewave 2 สัญญาณซึ่งกลับเฟสกัน 180 องศา กับสัญญาณ Pulse 2 สัญญาณและกลับเฟสกัน 180 องศา เช่นเดียวกับสัญญาณ Sinewave สัญญาณ Sinewave ทั้งสองสัญญาณจะป้อนเข้าไปใน SG 3526 ซึ่งเป็น IC สำเร็จรูปที่มีการสร้างสัญญาณพื้นฐานอยู่ภายในตัวเอง และทำการเปรียบเทียบภายในตัว IC สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณ output ออกเป็นลักษณะของ PWM คือจะมีความกว้างของพัลส์ที่ต่าง ๆ กันไป สัญญาณ PWM 2 สัญญาณที่กลับเฟสกัน 2 สัญญาณนี้จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรขับ Mosfet โดยส่วนวงจรสร้างสัญญาณควบคุม PWM จะประกอบด้วยวงจรย่อย ๆ ดังนี้

- วงจร Sense Voltage

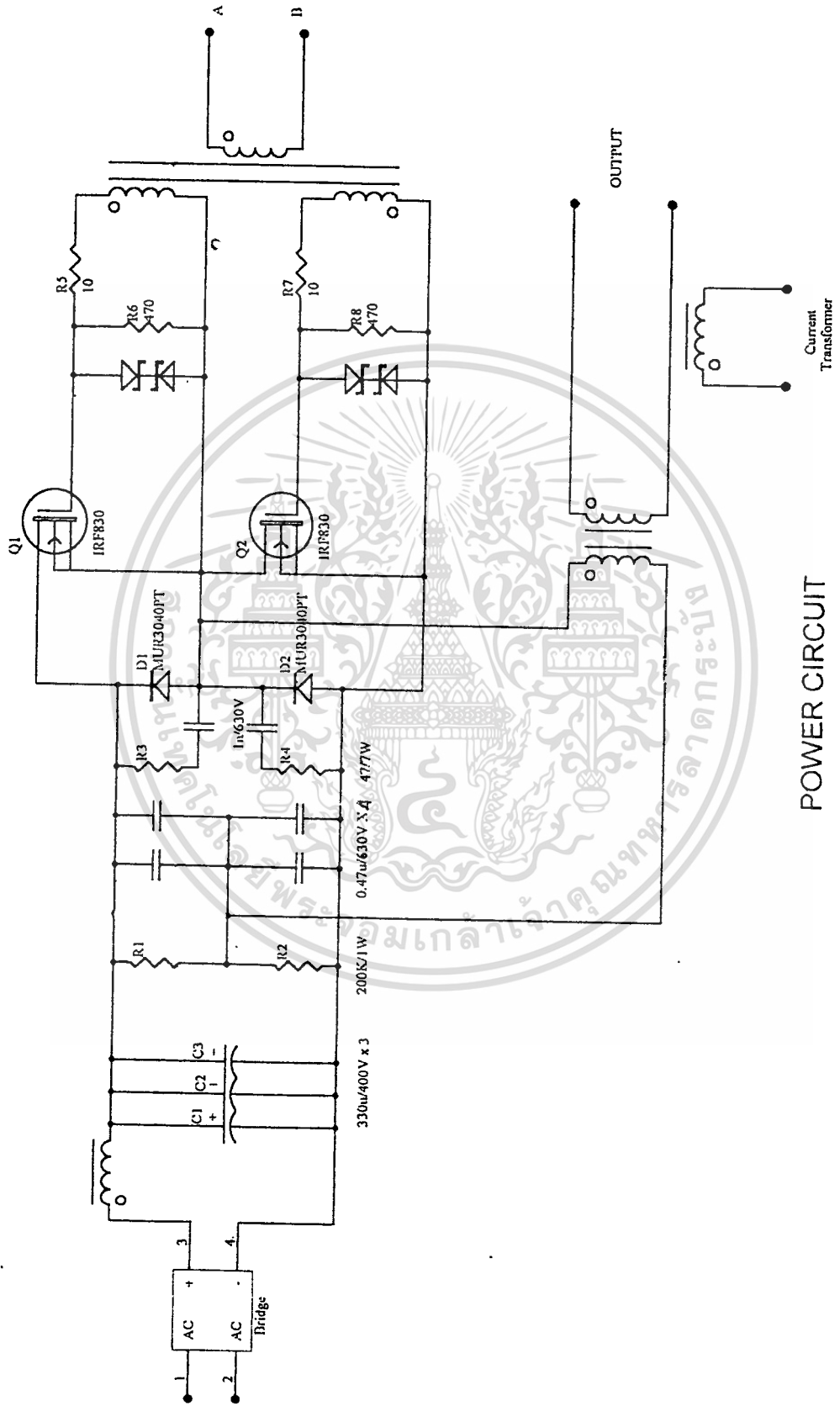
ศักดาจากส่วน Converter จะป้อนแรงดันเข้าสู่ Op-amp LM 339 ตัวส่งกระแสที่ไหลผ่าน Op-amp ตัวรับจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับศักดาจากส่วน Converter และกระแสนี้จะไหลเป็นการไหลไปอัสกับ Op-amp แล้วนำสัญญาณจาก Op-amp ป้อนเข้าสู่ SG 3526 เพื่อทำการควบคุมโวลต์เดท

- วงจร Sense Current

จะทำการ Sense จากจุด Tap ทางด้าน output ของหม้อแปลงของวงจร output Converter โดยจะทำงานโดยใช้ Op-amp LM 339 ส่วนของวงจร Sense Voltage จะเข้าสู่ขา inverter เพื่อเปรียบเทียบกับขา non-inverter ที่เสตเอาไว้ output ของ Op-Amp จะป้อนกลับไปสู่ตัวควบคุม IC SG 3526 ที่ขา 1 ดังรูป

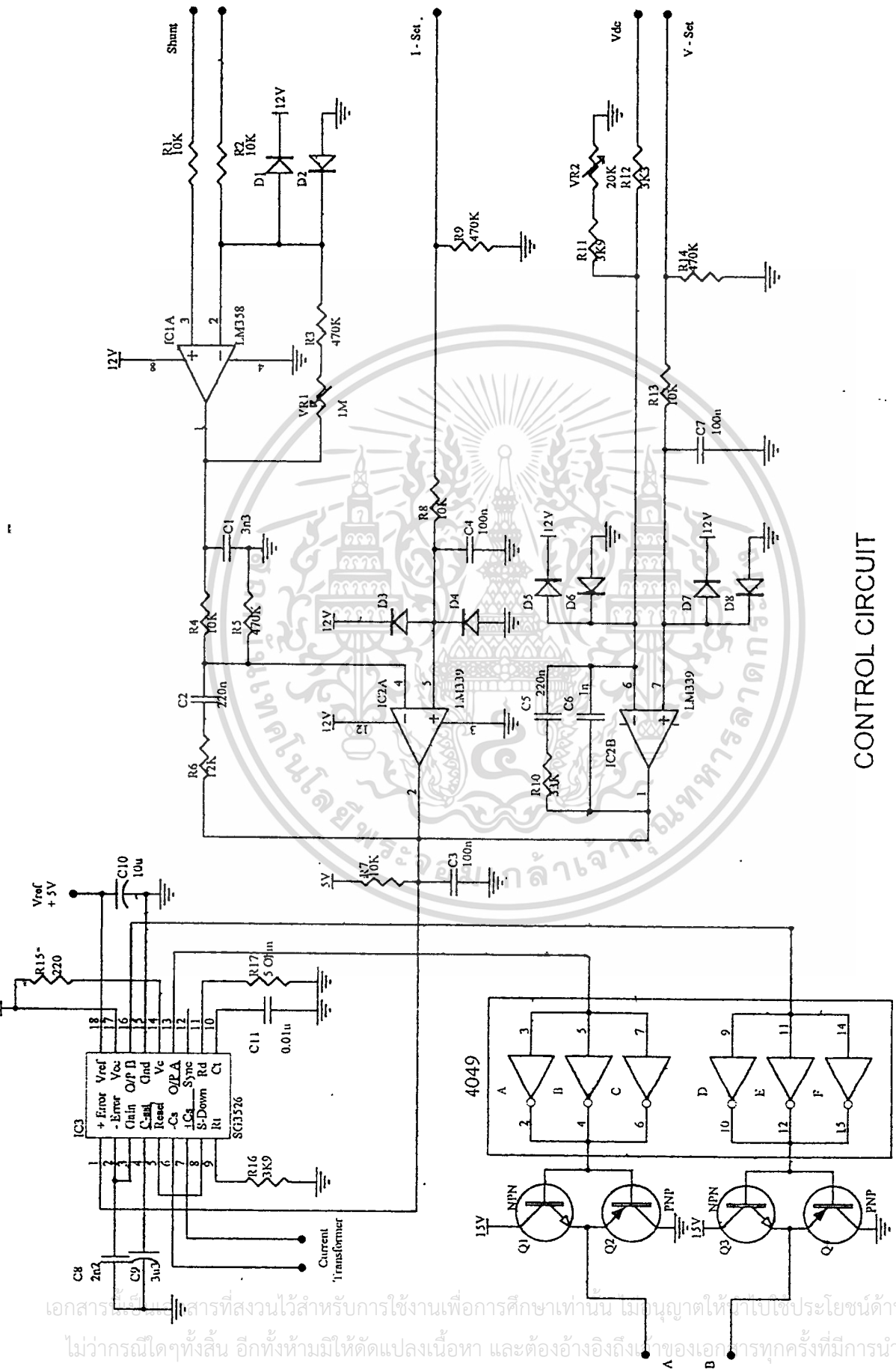
- วงจรขับมอสเฟต (Gate Drive Circuit)

วงจรขับมอสเฟตจะมี IC 4049 เป็นตัว Drive current ที่ออกมาจาก IC ควบคุม SG 3526 โดยจะขนานตัวเกทภายใน IC 4049 เพื่อให้สามารถขับกระแสได้สูงขึ้นไปป้อนเข้าสู่ ขาเบสของตัว Transister ที่ต่อแบบคาร์ริงตันเพื่อขยายกระแสไปขับหม้อแปลง Switching ให้ไปขับมอสเฟตต่อไป



POWER CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CONTROL CIRCUIT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิฉะนั้นอนุญาตให้มาใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สิ่งที่ดำเนินการไปแล้ว

- 1.ประกอบภาค POWER SUPPLY ที่ต้องใช้กับโครงงานทั้งระบบ
- 2.ศึกษาและทดลองวงจรการสร้างรูปแบบสัญญาณ พีคิบบลิวเอ็ม
- 3.ทดลองและออกแบบวงจรสวิทซ์ชิงเพาเวอร์ซัพพลาย
- 4.ออกแบบและสร้างวงจรส่วน Power circuit

ปัญหาหรืออุปสรรคในโครงงานและแนวทางการแก้ปัญหา

เนื่องจาก โครงงานนี้ประกอบไปด้วยวงจรหลายส่วน ซึ่งแต่ละส่วนมีหน้าที่การทำงานที่ต่างกันทำให้การออกแบบวงจรเป็นไปได้ยาก สามารถแก้ไขได้ด้วยการแยกทดลองเป็นส่วน ๆ ทำให้สามารถสร้างวงจรได้ง่ายขึ้นโดยแยกส่วน Power circuit และ control circuit ออกจากกัน แต่อย่างไรก็ตามการทดลองวงจรการสร้างรูปแบบสัญญาณ พีคิบบลิวเอ็ม ก็ยังคงเป็นไปได้ด้วยดีสามารถให้กำเนิดรูป พัลส์สี่เหลี่ยม ได้ตามต้องการ

ความเห็นของอาจารย์ที่ปรึกษา

ลงชื่อ



(อาจารย์สมศักดิ์ เชียรศิริกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา

รายงานความก้าวหน้าโครงการครั้งที่ 3

รายชื่อผู้ร่วมงาน

1. นาย วิรัตน์ อุทยานรวัฒน์ เลขประจำตัว 36013122 3R
2. นาย สมชิต เอียดโรม เลขประจำตัว 36013127 3R
3. นาย สัมพันธ์ หงษ์ศรี เลขประจำตัว 36013131 3R

ชื่อโครงการ

สวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูง
(HIGH VOLTAGE SWITCHING POWER SUPPLY)

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ สมศักดิ์ เชียร์ศรีกุล

วัตถุประสงค์

1. เพื่อศึกษาและทดลองการสร้างสัญญาณPWM (Pulse Width modulation)
2. เพื่อศึกษาการออกแบบสวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูง
3. เพื่อศึกษาการทำงานของระบบสวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูง
4. เพื่อสร้างสวิทซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่ใช้ร่วมกับอุปกรณ์แรงดันสูงได้

โครงสร้างของโครงการ

จากการทดลองสร้างระบบสวิทช์ซึ่งเพาเวอร์ซัพพลายแรงดันสูง ในขณะนี้ได้สร้างวงจรต่าง ๆ ซึ่งได้ทำการทดลองดังนี้

RFI INPUT FILTER AND INPUT RECTIFIER

วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟสลับ 220 V ให้เป็นแรงดันไฟตรง ประมาณ 310 V วงจรนี้จะใช้ Bridge rectifier เป็นตัวแปลงไฟสลับเป็นไฟตรง ซึ่งสามารถทดลองวัดผลของการแปลงไฟได้ประมาณ 310V. ตามต้องการได้หลังจากผ่านวงจร FILTER แล้ว

วงจรสร้างสัญญาณควบคุม PWM

การสร้างสัญญาณควบคุม ได้ใช้ IC SG 3526 ซึ่งเป็น IC สำเร็จรูปที่มีการสร้างสัญญาณฟันเลื่อยอยู่ภายในตัว และทำการเปรียบเทียบภายในตัว IC สัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณ output ออกเป็นลักษณะของ PWM คือจะมีความกว้างของพัลส์ที่ต่าง ๆ กันไป สัญญาณ PWM 2 สัญญาณที่กลับเฟสกัน 2 สัญญาณนี้จะถูกป้อนเข้าสู่วงจรขับ Mosfet ซึ่งจากการทดลองวงจรสามารถสร้างสัญญาณพัลส์ที่เหลี่ยมได้ โดยในการทดลองวงจรเราสามารถปรับเปลี่ยนค่าความถี่ของสัญญาณพัลส์ที่เหลี่ยมได้ตามต้องการโดยการเปลี่ยนค่าความต้านทานและยังสามารถตั้งค่า t_w ได้โดยการเปลี่ยนค่าความต้านทานเช่นเดียวกัน ในการทดลองสร้างวงจรสร้างสัญญาณควบคุม PWM จะใช้สัญญาณพัลส์ที่เหลี่ยมที่ความถี่ 20 KHz โดย ตั้งค่า t_w ไว้ที่ 40%

วงจร Sense Voltage

ศักดาจากส่วน Converter ที่ป้อนแรงดันเข้าสู่ Op-amp LM 339 ตัวส่งกระแสที่ไหลผ่าน Op-amp ตัวรับจะมากหรือน้อยขึ้นอยู่กับศักดาจากส่วน Converter และกระแสนี้จะไหลเป็นการไหลไปอัสกับ Op-amp แล้วนำสัญญาณจาก Op-amp ป้อนเข้าสู่ SG 3526 เพื่อทำการควบคุมโวลต์เดทซึ่งวงจรในส่วนนี้กำลังอยู่ในขั้นการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรขับมอสเฟต (Gate Drive Circuit)

วงจรขับมอสเฟตจะมี IC 4049 เป็นตัว Drive current ที่ออกมาจาก IC ควบคุม SG 3526 โดยจะขนานตัวเกทภายใน IC 4049 เพื่อให้สามารถขับกระแสได้สูงขึ้นไปป้อนเข้าสู่ ขาเบสของตัว Transistor ที่ต่อแบบคาร์ริงตันเพื่อขยายกระแสไปขับหม้อแปลง Switching ให้ไปขับมอสเฟต ซึ่งจากการทดลองโดยยังไม่มีการป้อน Feed Back พบว่าวงจรสามารถป้อนแรงดันพัลส์ไปทำการขับ มอสเฟต ได้ดี มอสเฟตสามารถให้แรงดันสวิทซ์ซึ่งออกมาได้

ภาคเอาต์พุท

เมื่อสัญญาณที่ได้จากส่วนของวงจร Switch ซึ่งผ่าน Power Mosfet มาแล้ว นำมาเข้าสู่หม้อแปลงซึ่งจะใช้แกนเฟอร์ไรท์มาทำหม้อแปลง เพราะว่ามีค่าความสูญเสียต่ำเมื่อถูกนำไปใช้งานที่มีความถี่สูงๆ คลื่น Squarewave ความถี่สูงนี้ เราจึงต้องใช้อุปกรณ์พิเศษในการทำงาน Rectify และ Filter คือ ไดโอดแบบ Schottky หรือ Fast recovery capacitor ที่มีค่า ESR (Equivalent Service Resistance) ต่ำ ซึ่งการทดลองสร้างได้ใช้แกนเฟอร์ไรท์ขนาด U60 มาทำหม้อแปลงโดยผลการทดลองในขั้นแรกได้ใช้ขดลวดพันได้เป็นหม้อแปลงขนาด 1:1 ซึ่งสามารถใช้ทดลองใช้งานได้เป็นอย่างดี

สิ่งที่ดำเนินการไปแล้ว

1. ประกอบภาค POWER SUPPLY ที่ต้องใช้กับโครงงานทั้งระบบ
2. ออกแบบและทดลองพันหม้อแปลงสวิทซ์ซึ่งและหม้อแปลงเอาต์พุท
3. ทดลองสร้างวงจรกำเนิดรูปแบบสัญญาณพัลส์ พีคิบลิวเอ็ม
4. ออกแบบและสร้างวงจรส่วน Control circuit
5. ออกแบบและสร้างวงจรส่วน Power circuit
6. ออกแบบและทดลองพันหม้อแปลงสวิทซ์ซึ่งและหม้อแปลงเอาต์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาหรืออุปสรรคในโครงการและแนวทางการแก้ปัญหา

เนื่องจากโครงการนี้ประกอบไปด้วยวงจรหลายส่วน ซึ่งแต่ละส่วนมีหน้าที่การทำงานที่ต่างกันทำให้การออกแบบวงจรเป็นไปได้ยาก สามารถแก้ไขได้ด้วยการแยกทดลองเป็นส่วน ๆ ทำให้สามารถสร้างวงจรได้ง่ายขึ้นโดยแยกส่วน Power circuit และ control circuit ออกจากกัน แม้ว่าการทดลองวงจรการสร้างรูปแบบสัญญาณ พีคิบวลิวเอ็ม สามารถให้กำเนิดรูปพัลส์ได้ตามต้องการ แต่พบว่าวงจร sent voltage ยังคงมีปัญหาซึ่งต้องทดลองปรับเปลี่ยนค่าแรงดันที่ Feed Back กลับมายังไอซี SG 3526 ในภาค Control circuit

ความเห็นของอาจารย์ที่ปรึกษา

ลงชื่อ



(อาจารย์สมศักดิ์ เชื้อศรีกุล)

อาจารย์ที่ปรึกษา

กติการวมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลงได้ด้วยความอนุเคราะห์จากบุคคลหลาย ๆ ท่าน โดยเฉพาะอย่างยิ่ง อาจารย์ สมศักดิ์ เชียร์ศิริกุล อาจารย์ที่ปรึกษาที่ได้กรุณาให้คำแนะนำที่ดีและเป็นประโยชน์ต่อโครงการ มาก ๆ และขอขอบคุณอาจารย์และเจ้าหน้าที่ ห้องปฏิบัติการอิเล็กทรอนิกส์ ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะ วิทยาศาสตร์ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่และเครื่องมือต่าง ๆ ในการทำโครงการ สุดท้ายขอขอบคุณเพื่อน ๆ ทุกคน ที่ให้กำลังใจและคำแนะนำที่ดีเสมอมา



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หนังสืออ้างอิง

ครรชิต เควชาบุกุล , ฌรงค์ จันทร์แจ่มศรี , ศุภวัชรกร กลิ่นสัมผัส , " อินเวอร์เตอร์รูปคลื่นซายด์ไช้
'โอจีบีที" , ปรินูญานิพนธ์สำหรับปรินูญยวิศวกรรมศาสตร์ บัณฑิต สาขาวิศวกรรมการวัดคุมทาง
อุตสาหกรรม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี
การศึกษา 2538

สุวัฒน์ คั่น , "วงจรควบคุมสำหรับ สวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย" , เทคนิคและการออกแบบ สวิตซ์
ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย , บริษัท เอนเทลไทย จำกัด , 2527 , 133 หน้า

'อุดมศักดิ์ ยั่งยืน , "การทำงานของอินเวอร์เตอร์" , Power Electronics 1 , คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า รัตนบุรี , 2528 , 205 หน้า.

MOTOROLA, "MOTOROLA LINEAR AND INTERFACE ICs", SERIES E , PREVIOUS
EDITON , MOTOROLA INC.,1985

