



เครื่องตัด/จ ด้วยไฟฟ้า

ELECTRIC CUT/COAGULATION



โดย

นาย ไพฑูรย์ จำปาจิ

อาจารย์ที่ปรึกษา

อาจารย์ ชินภัทร นันทจิวงกรชัย

วัน เดือน ปี	22.ค.ค.2541
เลขทะเบียน	039123
เลขเรียกหนังสือ	

ปริญญาบัตรสำหรับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2540

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด 039123

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปี การศึกษา2540

ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง เครื่องตัด/จี ด้วยไฟฟ้า

ผู้จัดทำ

นาย ไพฑูรย์ จำปาจิ รหัสประจำตัว 38013237

ลงชื่อ..........อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. จินภัทร นันทจิวงกรชัย)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

รายงานฉบับนี้ได้ถูกจัดทำขึ้นจนกระทั่งสำเร็จเป็นรูปเล่ม เนื่องจากได้รับความปรึกษาแนะนำ เป็นอย่างดีจาก ท่านอาจารย์ ชินภัทร นันทจิวารัชย์ คตอจนข้าราชการและลูกจ้าง สำนักงานปลัดกระทรวงวิทยาศาสตร์ ฯ สถานที่ทำงาน ที่ให้ความอนุเคราะห์ด้านอุปกรณ์และเครื่องมือต่างๆ อีกทั้งเพื่อนนักศึกษา 3Rทุกคนที่ให้คำแนะนำและกำลังใจที่ดี



นาย ไพฑูรย์ จำปาดี
ผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เครื่องตัด/จี คัวยไฟฟ้า

นาย ไพฑูรย์ จำปาจิ

อ. จินภัทร นันทจิวารชัช (อาจารย์ที่ปรึกษา)

ภาคการศึกษาที่ 2 ปีการศึกษา 2540

บทคัดย่อ

เครื่องตัด/จี คัวยไฟฟ้านี้ เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ในการตัดกรรมด้วยกระแสไฟฟ้า ความถี่สูงโดยให้แรงดันสูงประมาณ 1000v ที่ความถี่ 500 กิโลเฮิร์ตสำหรับการตัดและการจีสัมผัศ และความถี่ 500 กิโลเฮิร์ตผสมกับสัญญาณความถี่ 35 กิโลเฮิร์ตสำหรับการจีแบบสเปร์ย์ โดยใช้คริสตัลความถี่ 2 เมกะเฮิร์ตในการผลิตความถี่ แล้วลดทอนให้เหลือเพียง 500 กิโลเฮิร์ตโดยวงจรโมโนสเตเบิ้ล ส่วนความถี่ 35 กิโลเฮิร์ตถูกผลิตโดยไอซี CD 4027

ภาคเอาต์พุตใช้ฮอปบริดจ์คอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ได้กำลังงานสูง ซึ่งแรงดันสูงได้จากหม้อแปลงเพิ่มแรงดัน

ELECTRIC CUT/COAGULATION**Mr. PAITON JUMPAJEE****Mr. CHINAPAT N. (Advisor)****2nd Semester, Educational Year 1997****ABSTRACT**

THIS ELECTRIC CUT/COAGULATION IS A DEVICE USED IN SURGERY. THE DEVICE PROVIDES HIGH VOLTAGE AT THE FREQUENCY OF 500 kHz FOR CUTTING AND CONTACT COAGULATION AND 500 kHz MODULATED WITH THE 35 kHz SIGNAL FOR SPRAY COAGULATION WHICH GENERATING BY 2 MHz CRYSTAL AND DEVIDER FREQUENCE DOWN TO 500 kHz WITH I.C CD 4047

IN THE FRONT END USED HALF BRIDGE CONVERTOR SWITCH FOR HIGH POWER AT HIGH FREQUENCY AND HIGH VOLTAGE IS GENERATED BY MEAN OF STEPPING UP TRANSFORMER

สารบัญ

	หน้า
กิตติกรรมประกาศ	I
บทคัดย่อ	II
ABSTRACT	III
สารบัญ	IV
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาของหัวข้อปริญญาานิพนธ์	1
1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญาานิพนธ์	1
1.3 ขอบเขตของปริญญาานิพนธ์	1
1.4 เนื้อหาของปริญญาานิพนธ์	1
บทที่ 2 หลักศัลยกรรมด้วยกระแสไฟฟ้า	2
2.1 หลักศัลยกรรมด้วยกระแสไฟฟ้า	2
2.2 หลักการทำตัดและจี้ด้วยกระแสไฟฟ้า	3
2.2.1 อิเล็กโตรดแบบเข็มหรือหอก	3
2.2.2 อิเล็กโตรดที่มีพื้นที่หน้าตัดใหญ่	4
2.2.3 อิเล็กโตรดแบบหอกหรือมีด	4
2.2.4 อิเล็กโตรดแบบห่วง	5
2.3 การจี้ห้ามเลือด	5
2.4 SPRAY - COAGULATION	7
บทที่ 3 การทำงานของวงจร	8
3.1 Block Diagram	8
3.2 วงจร HALF BRIDGE CONVERTER	9
3.2.1 พื้นฐานการทำงานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	9
3.2.2 ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง Cb	11
3.2.3 เอาต์พุต ไซค์ Lo และตัวเก็บประจุเอาต์พุต Co	12
3.2.4 การออกแบบเอาต์พุต ไซค์ Lo	14
3.2.5 การออกแบบค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุต Co	15

3.2.6	ค่า ERS ของตัวเก็บประจุเอาต์พุต	16
3.2.7	คอมมิวเตดิง ไดโอด D3 และ D4	16
3.2.8	ค่าเวลาเมื่อ t_D สำหรับฮาฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	17
3.2.9	การคำนวณเพื่อการออกแบบฮาฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	17
3.3	วงจร FULL BRIDGE CONVERTER	18
3.3.1	พื้นฐานการทำงานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	18
3.3.2	ค่าเวลาเมื่อ t_D สำหรับฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	19
3.3.3	แรงดันเอาต์พุต	19
3.3.4	อัตราส่วนจำนวนรอบและจำนวนรอบ	20
3.3.5	ค่ากระแสสูงสุด ไพรมารี	20
3.3.6	การกำหนดค่า C_b	20
3.4	หม้อแปลงสวิตชิง	21
3.4.1	แกนเฟอร์ไรต์	21
3.4.2	บอบบี้	21
3.4.3	ลวดทองแดงอาบน้ำยา	22
3.4.4	เทปฉนวน	22
3.4.5	แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้	22
3.4.6	วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย	28
3.4.7	I.C ควบคุมสำหรับตัวสวิตชิง	33
3.5	เพาเวอร์มอสเฟต	35
3.5.1	กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต	35
3.5.2	เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต	37
3.5.3	วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL	40
3.5.4	วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS	41
3.5.5	วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง	42
3.6	วงจรสับเบอร์	43
3.6.1	วงจรสับเบอร์ช่วงหยุดนำกระแส	43
3.6.2	วงจรสับเบอร์ป้องกันแรงดันเกิน	45

บทที่ 4 การทำงานของเครื่อง	48
4.1 Power Supply	48
4.2 Monopolar Cutting and Coagulation.	48
4.2.1 HF Generator	48
4.2.2 RF Output for Cut/Coagulation	48
บทที่ 5 การคำนวณและออกแบบ	52
5.1 คำนำ	52
5.2 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง	52
5.2.1 หม้อแปลงความถี่สูงภาค Cut/Coagulation	52
5.2.2 หม้อแปลงความถี่สูงภาค Power Supply	54
บทที่ 6 การทดลองและผลการทดลอง	57
บทที่ 7 สรุปและวิจารณ์	68
ภาคผนวก ก.	
ภาคผนวก ข.	
บรรณานุกรม	

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของปริญาณิพนธ์

การผ่าตัดในทางการแพทย์เมื่อผ่าตัดผิวหนังภายนอกของร่างกายโดยใช้มีดผ่าตัด จะทำให้มีโลหิตไหลออกมาที่แผลของคนไข้ จึงมีการคิดค้นเพื่อหาวิธีการผ่าตัดที่จะไม่ให้เกิดการเสียเลือด เครื่องตัด/จี้ด้วยไฟฟ้า ก็เป็นอีกวิธีหนึ่งที่น่าสนใจในการผ่าตัด

เครื่องตัด/จี้ด้วยไฟฟ้า จะใช้แรงดันสูงที่ความถี่สูงในการผ่าตัด โดยไม่ใช่โลหะที่มีคมเหมือนมีดผ่าตัด แต่จะใช้โลหะปลายแหลมแทนการตัด หรือใช้โลหะที่มีพื้นที่มากกว่าในการจี้ ทำให้ไม่มีโลหิตไหลออกมาจากแผล

1.2 วัตถุประสงค์ของปริญาณิพนธ์

1.2.1 ศึกษาหลักการการทำงานของเครื่องตัด/จี้ด้วยไฟฟ้า

1.2.2 ออกแบบและสร้างเครื่องตัด/จี้ด้วยไฟฟ้า

1.2.3 เป็นแนวทางในการพัฒนาให้เครื่องตัด/จี้ด้วยไฟฟ้ามีประสิทธิภาพ ความปลอดภัย และมีการใช้งานแพร่หลายยิ่งขึ้น

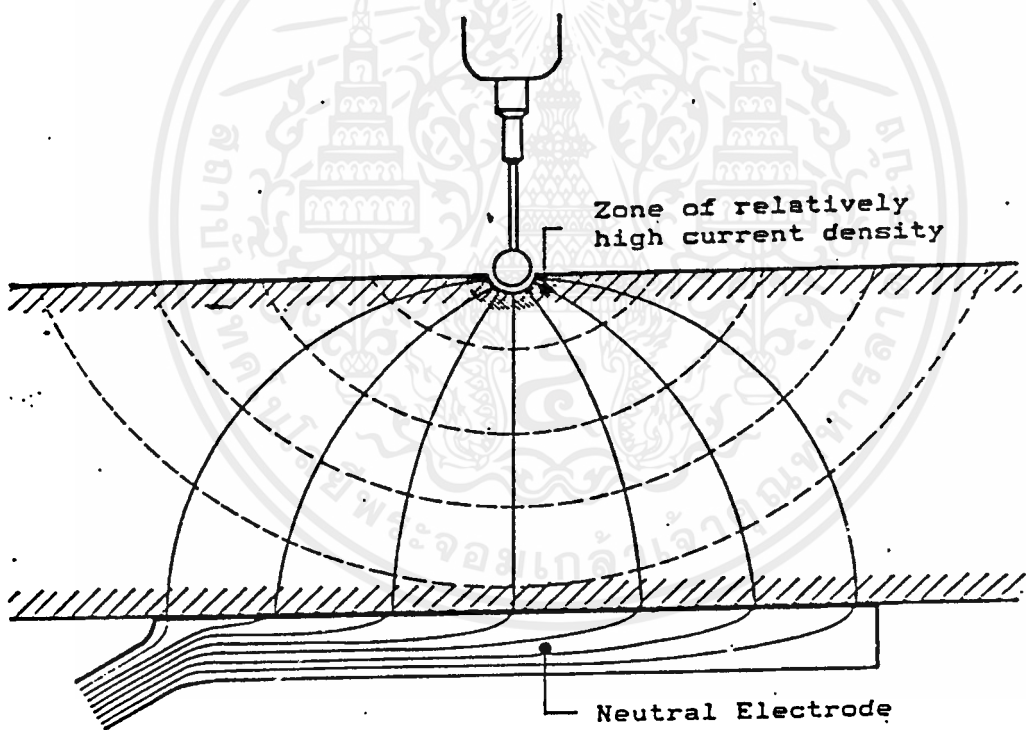
1.3 ขอบเขตของปริญาณิพนธ์ เป็นการออกแบบและสร้างเครื่องตัด/จี้ด้วยไฟฟ้า โดยใช้แรงดัน สูงและความถี่สูง มีกำลังออกประมาณ 300 W และมีความปลอดภัยเบื้องต้น พอสมควร

บทที่ 2

หลักการตัดยกรรมด้วยกระแสไฟฟ้าความถี่สูง

2.1 หลักการตัดยกรรมด้วยกระแสไฟฟ้าความถี่สูง มีหลักการมีหลักการทำงานง่ายๆดังนี้
เมื่อเนื้อเยื่อมีอุณหภูมิมากกว่า 100 องศาเซลเซียสของเหลวในเซลล์จะกลายเป็นไอทำให้เนื้อเยื่อแยกออกจากกัน หรือเมื่อเนื้อเยื่อมีอุณหภูมิต่ำกว่า 0 องศาเซลเซียสของเหลวในเซลล์จะแข็งตัวจับเป็นก้อน

ภาพข้างล่างแสดงให้เห็นถึงการกระจายความร้อนในเนื้อเยื่อของร่างกาย



รูปที่ 2.1 แสดงการกระจายความร้อนในเนื้อเยื่อของร่างกาย

จากอิเล็กโทรดแผ่น ที่มีพื้นที่หน้าตัดกว้าง กระแสความถี่สูงจะถูกเหนี่ยวนำ ผ่านตัวคนไข้ไป
ถึงอิเล็กโทรด ที่มีพื้นที่หน้าตัดเล็กมาก ด้วยวิธีนี้จะมีควมหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าสูงเกิด ขึ้นเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บริเวณแคบๆที่อิเล็กโทรดที่ใช้ตัด(แอมแปร์ต่อตารางมิลลิเมตร) จนถึงค่าหนึ่งที่จะทำให้เนื้อเยื่อร้อนถึงขั้นเกิดการจีหรือตัดตามที่อธิบายไปแล้วข้างต้น

อิเล็กโทรดแบบเข็มหรือหอกจะก่อให้เกิดความหนาแน่นของกระแสมากเป็นผลให้เกิดความร้อนสูงที่เนื้อเยื่อเหมาะสำหรับขบวนการตัด

อิเล็กโทรดที่มีรูปร่างหน้าตัดกว้างจะก่อให้เกิดความหนาแน่นของกระแสน้อยกว่าและแผ่เป็นบริเวณกว้างเหมาะสำหรับขบวนการจี

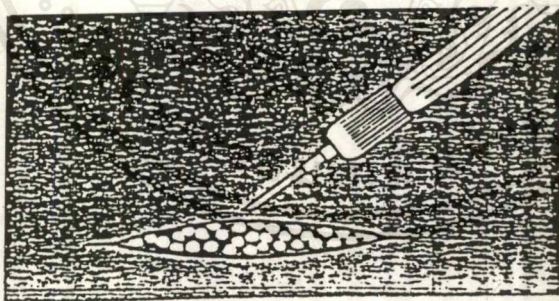
กระแสวิงสูงที่ใช้ต้องมีความถี่เกิน500kHzเพื่อหลีกเลี่ยงไม่ให้เกิดการFaradic Irritation ของประสาทและกล้ามเนื้อตามทางที่กระแสผ่าน

2.2 หลักการผ่าตัดและจีด้วยกระแสไฟฟ้า

การทำให้เนื้อเยื่อแยกออกจากกัน โดยใช้กระแสไฟฟ้า-การตัด

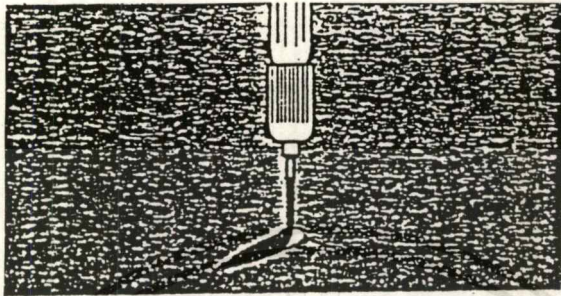
อิเล็กโทรดที่มีพื้นที่หน้าตัดเล็กเช่น แบบปลายเข็ม มีด หอก หัว เหมาะสำหรับใช้ตัด การเลือกอิเล็กโทรดแบบต่างๆขึ้นกับวัตถุประสงค์ในการตัด

2.2.1 อิเล็กโทรดแบบเข็มหรือหอก ที่มีพื้นที่ผิวหน้าตัดเล็กมากเท่าที่จะเป็นไปได้ เหมาะกับการตัดที่ราบเรียบ มีความเหมาะสมที่สุด ถ้าต้องการตัดให้มีผิวที่ราบเรียบไม่ก่อให้เกิดสะเก็ดแผล



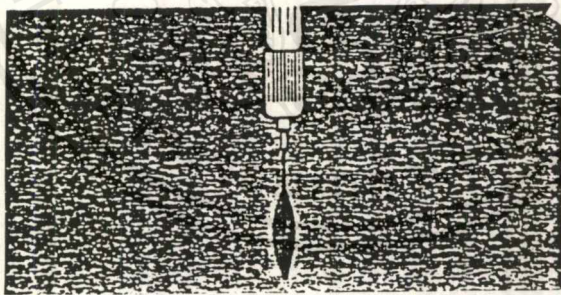
รูปที่ 2.2.1 อิเล็กโทรดแบบเข็มหรือหอก

2.2.2 อิเล็กโทรดที่มีพื้นที่หน้าตัดใหญ่ ทำให้ยากต่อการตัดให้ราบเรียบ เป็นเหตุให้เกิดสะเก็ดแผลขึ้นทันทีที่ผิวหน้าของรอยตัด



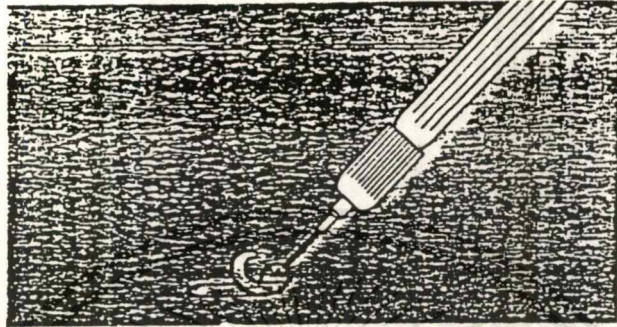
รูปที่ 2.2.2 อิเล็กโทรดที่มีพื้นที่หน้าตัดใหญ่

2.2.3 อิเล็กโทรดแบบหอกหรือมีด มีความเหมาะสมที่สุดสำหรับการตัดเนื้อเยื่อที่มีไขมันมากเนื่องจากมีความต้านทานไฟฟ้ามากขึ้นควรปรับระดับกระแสขึ้นกว่าปกติ



รูปที่ 2.2.3 อิเล็กโทรดแบบหอกหรือมีด

2.2.4 อิเล็กโทรดแบบห่วง เหมาะสำหรับการตัดชิ้นเนื้อ ไปตรวจวิเคราะห์ในห้องปฏิบัติการ และการผ่าตัดที่ต้องตัดเอาเนื้อเยื่อออกไปเลย

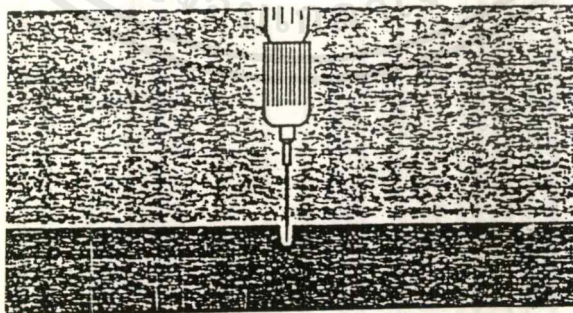


รูปที่ 2.2.4 อีเล็กโตรดแบบห่อ

2.3 การจี้ห้ามเลือด

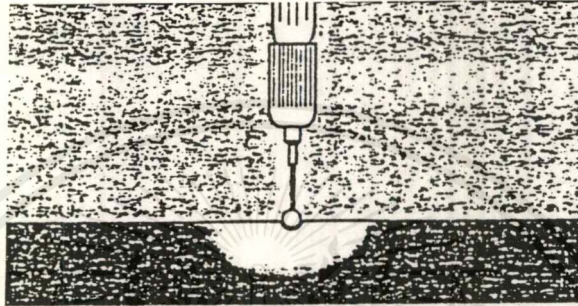
การจี้ห้ามเลือดในการทำศัลยกรรมด้วยไฟฟ้าโดยทั่วไปมีขอบเขตกว้างขวางมากและการใช้อีเล็กโตรดและเครื่องมือมีชนิดที่แตกต่างกันมากมาย

การจี้ที่ต้องการให้เกิดผล เป็นพื้นที่ที่เล็กที่สุดเท่าที่เป็นไปได้จะต้องใช้อีเล็กโตรดเข็มที่มีขนาดเล็กๆ เช่นบริเวณเรตินา และการจี้ถอนขน



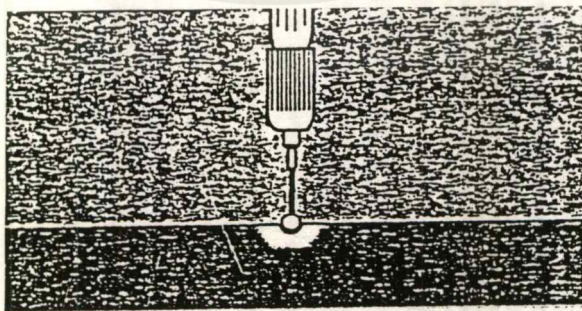
รูปที่ 2.3 แสดงผลของการจี้โดยอีเล็กโตรดเข็ม

การแผ่ขยายของพื้นที่จากการจีสามารถควบคุมด้วยปริมาณการจ่ายกำลังส่งออกพร้อมกับการเลือกใช้อิเล็กโตรด ถ้าจ่ายกำลังส่งออกในปริมาณต่ำผลของการจีจะเกิดขึ้นช้าๆและแผ่ขยายออกเป็นบริเวณกว้าง



รูปที่ 2.3.1 การจีโดยใช้กำลังต่ำ

ถ้าจ่ายกำลังส่งออกในปริมาณสูงผลของการจีจะเกิดขึ้นรวดเร็วและจำกัดบริเวณเนื้อเยื่อจะแห้งเฉพาะที่ที่มีอิเล็กโตรดสัมผัสและกระแสไฟที่ไหลผ่านจะลดลงเนื่องจากความต้านทานสูงขึ้น

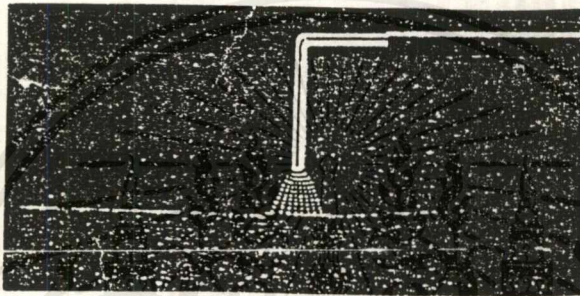


รูปที่ 2.3.2 การจีโดยใช้กำลังสูง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4 SPRAY - COAGULATION

การจี้แบบนี้ใช้กระแสไฟแบบความถี่ผสมสูงมากเพื่อให้มีประกายไฟกระโดดจากอิเล็กโตรดข้ามไปที่เนื้อเยื่อ ความร้อนที่เกิดขึ้นจะทำให้บริเวณผิวหนังนั้นเกิดขบวนการจี้

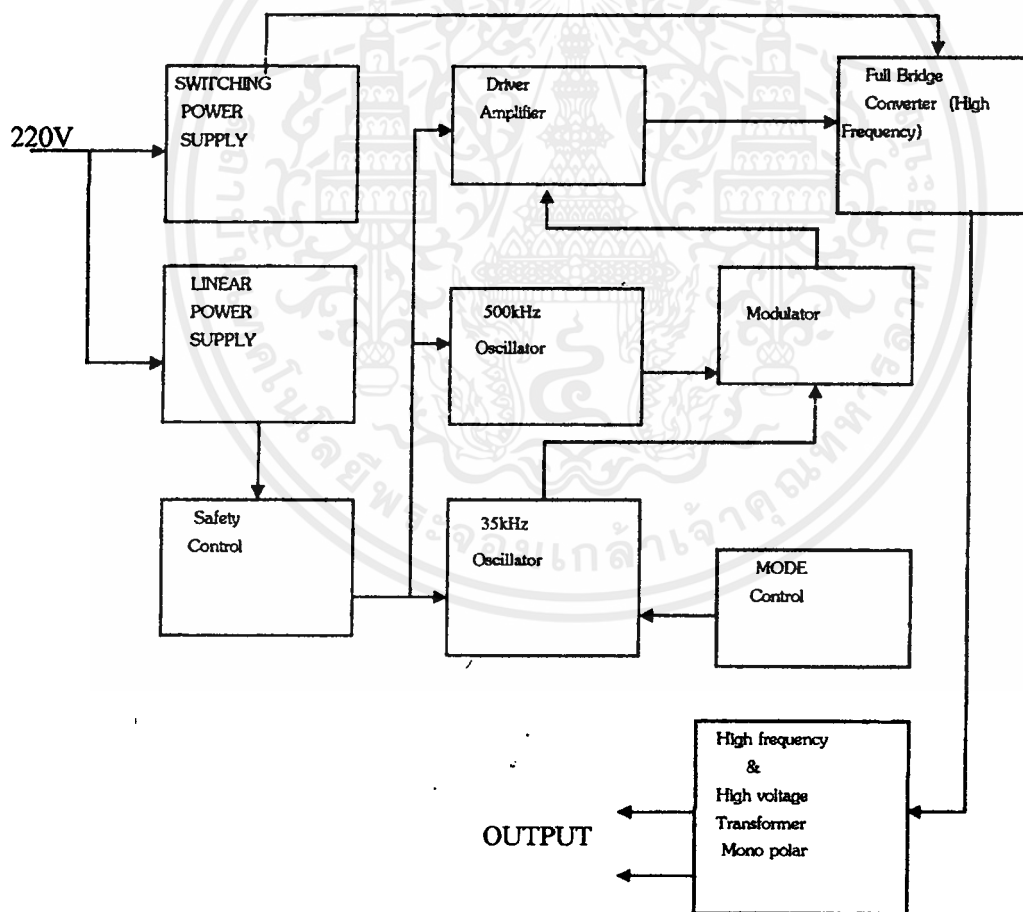


รูปที่ 2.4 การจี้แบบ Spray

บทที่ 3 ทฤษฎีเบื้องต้น

เครื่องตัด/จี้ด้วยไฟฟ้านี้ จะผลิตกระแสไฟฟ้าที่ความถี่ 500 kHz สำหรับการตัด (CUTTING) และการจี้แบบสัมผัส (CONTACT COAGULATION) ส่วนการจี้แบบสเปรย์ (SPRAY COAGULATION) เครื่องจะผลิตความถี่ 500 kHz ที่ถูกผสมโดยสัญญาณความถี่ 35 kHz เพื่อให้ค่าอัตราส่วนของแรงดันสูงสุด ต่อแรงดันเฉลี่ยของสัญญาณเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้น ทำให้กระแสไฟฟ้าความถี่สูงกระโดดผ่านอากาศไปยังบริเวณเนื้อเยื่อของคนไข้ได้

3.1 Block Diagram



รูปที่ 3.1 Block Diagram แสดงการทำงานของเครื่อง ในโหมด cut/coagulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยเป็นอย่างสูงและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นคือแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220V 50Hz จะถูกเรียงเป็นแรงดันไฟตรงโดย Switching Power Supply หลังจากนั้นจะได้แรงดันไฟตรงที่สามารถควบคุมได้มีค่าประมาณ 0-150V แรงดันส่วนนี้จะถูกนำไป Switch อีกครั้งโดยส่วนของ cut/coagulation ด้วยความถี่ 500kHz หรือ 35kHz ที่ถูก Modulate ด้วย 500kHz ในโหมดของ cut/coagulation

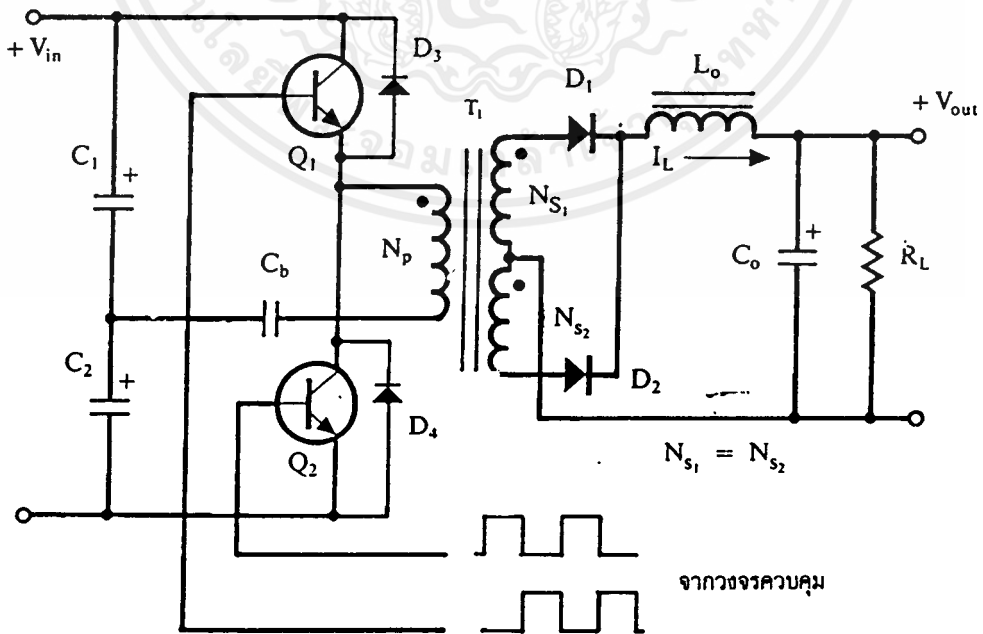
ในส่วนของ cut/coagulation จะได้แรงดัน output ประมาณ 1500V 500kHz (35kHz) ที่ input 150V

3.2 วงจร HALF BRIDGE CONVERTOR

อาจกล่าวได้ว่า ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ เป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับ พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ แต่ลักษณะการจذبวงจรของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ภายในวงจร มีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสเพียงค่าแรงดันอินพุตเท่านั้นทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ใช้มีราคาถูกและหาได้ง่ายกว่า ซึ่งจะลดข้อกำหนดต่างๆ เมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟสูงๆ เช่นที่แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ลงได้มาก รวมทั้งฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถหลีกเลี่ยงปัญหาการไม่สมมาตรฟลักซ์ในแกนเฟอร์ไรต์ ของหม้อแปลงอีกด้วย

3.2.1 พื้นฐานการทำงานของ ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

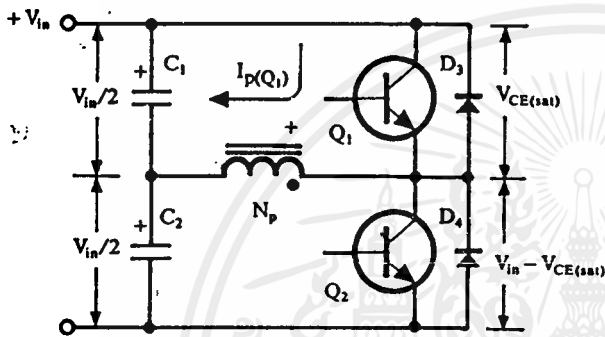
วงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 3.2 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้



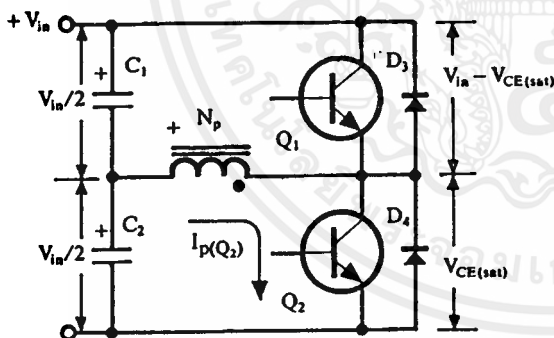
รูปที่ 3.2 แสดงวงจรพื้นฐานของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 กำหนดให้มีค่าเท่ากันต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุต เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 จะสลับกันทำงานคนละครึ่งคาบเวลา เช่นเดียวกับ พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ และเพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจรเราพิจารณาในกรณีที่ไม่มีตัวเก็บประจุ C_1 ค่อยอยู่ในวงจรเสียก่อน โดยให้ปลายของขดไฟโพรมารี่ N_p ที่ต่ออยู่กับ C_1 นั้นต่อโดยตรงเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 ดังในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 (ก) ขณะที่ Q_1 นำกระแส Q_2 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ และแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$

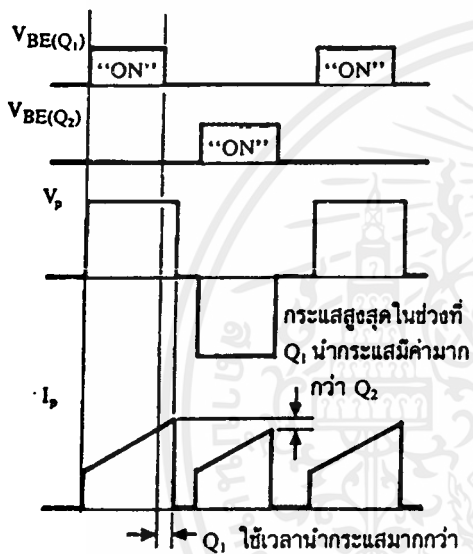


รูปที่ 3.3 (ข) ขณะที่ Q_2 นำกระแส Q_1 จะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน และมีแรงดันตกคร่อม N_p เท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$

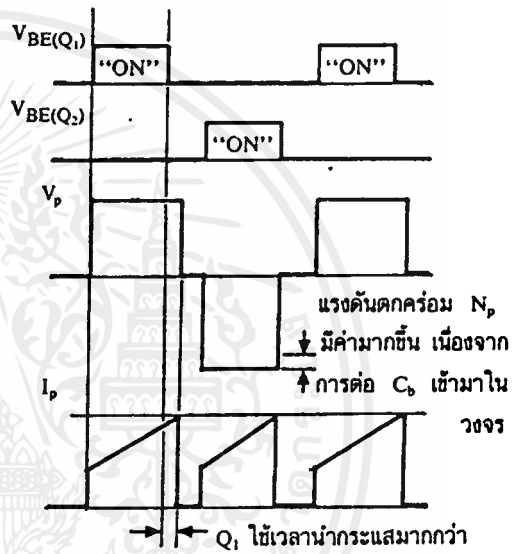
เมื่อ Q_1 เริ่มนำกระแส และ Q_2 ไม่นำกระแสแรงดันตกคร่อม Q_2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของไฟโพรมารี่ N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{C1} - V_{CE(sat)}$ หรือมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q_2 นำกระแส และ Q_1 ไม่นำกระแสแรงดันตกคร่อม Q_1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ เช่นเดียวกัน แรงดันตกคร่อมที่ขดไฟโพรมารี่ 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

3.2.2 ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรพลักซ์แม่เหล็ก

ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor) C_b ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลักคือ ป้องกันการเกิดไม่สมมาตรพลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ ขณะวงจรทำงาน เพราะในทางปฏิบัติการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองมีค่าเท่ากันจริง ๆ นั้น ทำได้ยาก รวมทั้งการไม่แมตช์กันของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อาจก่อให้เกิดปัญหาการไม่สมมาตรพลักซ์ขึ้นได้ทั้งสิ้น

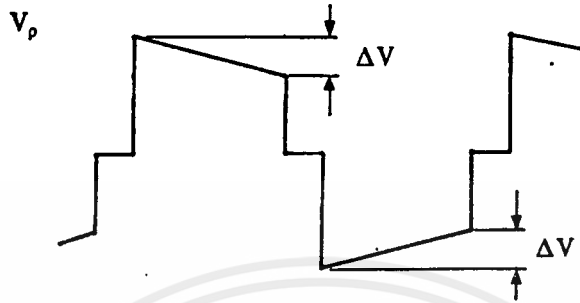


รูปที่ 3.4 (ก) แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรพลักซ์เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานาน่ากระแสมากกว่า Q_2



รูปที่ 3.4 (ข) แสดงผลของการต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b เข้ามาในวงจรเพื่อลดการไม่สมมาตรพลักซ์

การต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร จะทำให้ C_b มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในขดไพรมารี N_p ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ Q_1 และ Q_2 มีช่วงเวลาน่ากระแสไม่เท่ากัน ก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ C_b ใช้เวลาไม่เท่ากันด้วย เป็นผลทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b และทำให้เกิดค่าแรงดันตกคร่อม C_b นั่นคือ หากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใด มีค่าช่วงเวลาน่ากระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามช่วงเวลา que เพิ่มขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_b ดังนั้น เมื่อเพาเวอร์ซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน C_b จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีให้มีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้ และไม่เกิดการไม่สมมาตรพลักซ์ขึ้น (ดูรูปที่ 3.4 ประกอบ) ส่วนการทำงานของ C_b ในกรณีที่แรงดันตกคร่อม C_1 และ C_2 มีค่าไม่เท่ากันนั้นก็จะ เป็นไปในทำนองเดียวกัน



รูปที่ 3.5 แสดงลักษณะของการเกิดความลาด (Droop) ขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เมื่อต่อตัวเก็บประจุลึอกกิ่ง C_b คั่นเข้ามาในวงจร

อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุลึอกกิ่ง C_b คั่นเข้าไปในวงจร จะทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงตามเวลาหรือเกิดความลาด (droop) ขึ้นบนแรงดัน เนื่องจากแรงดันส่วนหนึ่งไปตกคร่อม C_b นั้นเอง (ดูรูปที่ 3.5) และจะมีผลต่อแรงดันทางด้านเซคันดารี ทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำของแรงดันที่เอาต์พุต ซึ่งไม่เป็นที่ต้องการเช่นกัน ดังนั้น จึงจำเป็นต้องกำหนดค่า C_b ให้มีค่าเหมาะสม เพื่อให้เกิดความลาดบนแรงดันที่ขดไพรมารีต่ำที่สุด การกำหนดค่าของ C_b อาจทำได้ดังนี้ คือ

$$C_b = \frac{I_{P(PK)}(0.4T)}{\Delta V} \quad \dots (3.1)$$

- เมื่อ $I_{P(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ขดไพรมารี
- D คือ ค่าของความลาดแรงดันสูงสุดที่ยอมรับได้ (ไม่เกิน 20% ของ)
- T คือ ค่าความเวลาการทำงานของคอนเวอร์เตอร์

3.2.3 เอาต์พุตโหลด L_o และตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต C_o

ค่าตัวเก็บประจุที่ต่ออยู่ และค่าตัวเหนี่ยวนำที่เป็นตัวกรองแรงดันทางภาคเอาต์พุต จะเป็นตัวทำให้เกิด ซีรีส์ โชนานซ์ ซึ่งความถี่เรโซแนนซ์ คือ

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C}} \quad \dots\dots(3.2)$$

- เมื่อ f_r = ความถี่เรโซแนนซ์ (kHz)
- C = ตัวเก็บประจุที่ต่อคัปปลิ่ง (μF)
- L_R = ค่าความเหนี่ยวนำของตัวกรองกระแสที่สะท้อนกลับมา (μH)

ค่า $L_R = (N_P/N_S)^2$
 ดังนั้นค่า $C = \frac{1}{4\pi^2 f_R^2 (N_P/N_S)^2 L}$ (3.3)

เพื่อที่จะชาร์จตัวเก็บประจุปลั๊กตัวนี้ให้เป็นเส้นตรง ต้องเลือกความถี่เรโซแนนซ์ให้ต่ำกว่าความถี่ที่ใช้สวิทช์ ของคอนเวอร์เตอร์ในทางปฏิบัติจะเลือกเอาประมาณ 25 เปอร์เซ็นต์ของความถี่สวิทช์ นั่นคือ $f_R = 0.25 f_{sw}$ ค่าอื่นๆที่จำเป็นในการเลือกค่าตัวเก็บประจุคือ ค่าแรงดันที่ตัวเก็บประจุ ใดๆเข้า ซึ่งการ ชาร์จและดีสชาร์จจะเกิดขึ้นทุกไซเคิล ซึ่งจะทำการยกระดับแรงดันไฟตรง ซึ่งค่าแรงดันของตัวเก็บประจุจะทั้งบวกเข้าและลบออกจาก $V_m/2$ ซึ่งถ้า เป็นเช่นนั้น มันจะไปรบกวนระบบการรักษาแรงดันของคอนเวอร์เตอร์ขณะที่แรงดันไลน์ อินพุตต่ำลงมียู่ 2 ถ้าคืบขึ้นในการตรวจสอบการประจุแรงดันของตัวเก็บประจุ ซึ่งเกี่ยวข้องกับการคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุดังนี้

แรงดันประจุของตัวเก็บประจุ $V_c = \frac{Idt}{C}$ (3.4)

I = กระแสเฉลี่ยของขดปฐมภูมิ (A)

C = ค่าความจุของตัวเก็บประจุปลั๊ก (μF)

dt = เวลาในการประจุของตัวเก็บประจุ (μS)

ซึ่ง $dt = \frac{T \delta_{max}}{2}$ (3.5)

$T = \frac{1}{f_R}$ (3.6)

T = คาบเวลาของการสวิทช์

δ_{max} = duty cycle

f_R = ความถี่ในการสวิทช์ (kHz)

โดยปกติค่าแรงดันประจุของตัวเก็บประจุจะมีค่าประมาณ 10 - 20 % ของ $V_m/2$ แต่ถ้าหากว่าค่า V_c มีมากกว่านี้ นั่น ค่าตัวเก็บประจุต้องคำนวณใหม่โดย

$C = \frac{Idt}{dV_c}$ (3.7)

เมื่อ I = ค่ากระแสเฉลี่ยที่ขดปฐมภูมิ (A)

dt = ช่วงเวลาการประจุ (μF)

dVc = ช่วงระดับแรงดันจาก 10 - 20 % ของ $V_m/2$

3.2.4 การออกแบบ เอาต์พุตใช้ Lo

การออกแบบสวิทช์ซึ่งซัพพลายทั้งหมดจะใช้ ไซค์เป็นส่วนหนึ่งของการกรองกระแสภาค เอาต์พุต ซึ่งค่าไซค์นี้จะทำหน้าที่เป็น

1. เก็บสะสมพลังงานในช่วงที่เกิด สวิตซ์ออฟ เพื่อเป็นการรักษาให้กระแสจ่ายให้อาต์พุตได้ต่อเนื่อง
2. เป็นการช่วยให้แรงดัน โดยเฉลี่ยของเอาต์พุตนั้นเรียบขึ้นหรือมีระดับการกระเพื่อมของแรงดันอยู่ในระดับที่ยอมรับได้

มีแกนหลายชนิดที่สามารถเลือกใช้ได้ในการออกแบบ ไซค์ แต่ที่นิยมที่สุดในปัจจุบันที่ใช้กับความถี่สูงๆ คือ แกนเฟอร์ไรต์ แกนผงเหล็ก และแกนโมลิเบอโมลลอย ซึ่งล้วนเป็นวัสดุที่ใช้ได้ดีสำหรับไซค์ สิ่งที่ต้องพิจารณาในการใช้คือ ราคา น้ำหนัก ประสิทธิภาพความถี่ที่ใช้งานได้ แกนแบบผงเหล็กและแบบโมลิเบอโมลลอย (MPP) จะเป็นแกนทอรอยด์ซึ่งเป็นแกนที่ใช้ได้ดีกับ ไซค์กำลังเพราะคุณสมบัติดังต่อไปนี้

1. มีค่าความอิ่มตัวของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูง $B_{sat} \approx 8000$ G
2. มีค่าการสะสมพลังงานสูง
3. สามารถขจัดปัญหาเรื่องช่องว่างของแกนได้
4. มีขนาดให้เลือกมากมาย

แกนเฟอร์ไรต์จะต้องทำเป็นช่องว่างแกนเพราะมีค่าการอิ่มตัวของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กต่ำ และตอบสนองต่อความร้อนเร็ว และมีรูปร่างใหญ่แต่ถ้าเป็นแกนรูปกะทะก็ใช้เป็นไซค์ของภาคเอาต์พุตได้ การแผ่กระจายการรบกวนของสัญญาณแม่เหล็กไฟฟ้าจะลดลง เพราะคุณลักษณะการชีลด์ของแกนแบบกะทะและในการพันขดลวดก็ทำได้ง่าย

3.2.4.1 การกำหนดค่าต่ำสุด $L_{o(\min)}$

ค่าต่ำสุด ของเอาต์พุต ไซค์ $L_{o(\min)}$ จะถูกจำกัดได้ในสองลักษณะ คือ

1. ค่า $L_{o(\min)}$ ที่ต่ำสุดที่จะไม่ทำให้เกิดการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องเมื่อโหลดมีค่าต่ำสุด
2. ค่า $L_{o(\min)}$ ที่ต่ำสุด เพื่อไม่ให้แรงดันระลอกที่เอาต์พุตมีค่าเกินที่กำหนด

ดังนั้นเพื่อไม่ให้คอนเวอร์เตอร์เปลี่ยนการทำงาน จากโหมดกระแสต่อเนื่องเป็นการทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องที่กระแสโหลดค่าต่ำสุด โดยค่าของคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับ $T/2$ ค่าของเอาต์พุต ไซค์จะต้องมีค่าเท่ากับ

$$L_{o(\min)} = \frac{(V_{out} + V_D)}{2I_{o(\min)}} \left(T - t_{ON(\max)} \frac{V_{in(\min)}}{V_{in(\max)}} \right) \quad \dots\dots(3.8)$$

เมื่อ $I_{o(\min)}$ คือ ค่ากระแสโหลดค่าต่ำที่สุดของคอนเวอร์เตอร์

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

$$L_{o(\min)} = \frac{(V_{out} + V_D)ESR}{V_{ripple}} \left(T - t_{ON(max)} \frac{V_{in(\min)}}{V_{in(max)}} \right) \quad \dots\dots(3.9)$$

เมื่อ ESR คือ ค่าความต้านแฝงของตัวเก็บประจุเอาต์พุต C_o (Ω)

V_{ripple} คือ ค่าแรงดันกระเพื่อมสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้ที่เอาต์พุต (V)

การเลือกค่า $L_{o(\min)}$ จะเลือกจากค่าที่มากที่สุดที่ได้จากสมการ (3.8) และ (3.9) เป็นหลัก

3.2.4.2 การกำหนดค่าสูงสุด $L_{o(max)}$

ค่าสูงสุดของเอาต์พุต ไรค์ จะถูกจำกัดด้วยค่าเวลาดำเนินตัว t_R ของเอาต์พุตเมื่อโหลดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด $L_{o(max)}$ จะหาได้จาก

$$L_{o(max)} = \frac{(V_{out} + V_D)(T - t_{ON(max)})}{\Delta I_o \cdot 2 \cdot t_{ON(max)}} t_R \quad \dots\dots(3.10)$$

เมื่อ t_R คือ ค่าเวลาดำเนินตัวตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดอย่างทันทีทันใด (Sec)

ΔI_o คือ ค่ากระแสที่เกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใด (A)

3.2.5 การออกแบบค่าตัวเก็บประจุที่เอาต์พุต C_o

การเลือกตัวเก็บประจุขึ้นอยู่กับชนิดของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งจะตัดให้กระแสสูงสุดและตอบสนองต่อความถี่ได้ดี ซึ่งส่วนมากจะใช้ชนิด อิเล็กโทรไลต์ซึ่งมีความต้านทานอนุกรมต่ำสุดซึ่งค่านี้จะมีผลโดยตรงต่อค่าการกระเพื่อมของแรงดันออกและอายุของตัวเก็บประจุด้วยซึ่งค่าความต้านทานอนุกรมสมมูลนี้จะเป็นตัวทำให้สูญเสียพลังงานและทำให้อายุการใช้งานของตัวเก็บประจูลดลง

ตัวเก็บประจุในปัจจุบันจะมีพิกัดอุณหภูมิ 105 องศาเซลเซียส และมีค่า ESR ค่าที่ความถี่มากกว่า 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ในขณะที่การทำงานของคอนเวอร์เตอร์จะเพิ่มความถี่สูงขึ้นผู้ผลิตจะทำให้ค่า ESR ต่ำลงและเป็นแบบอิเล็กโทรไลต์ซึ่งสามารถรับประกันคุณภาพถึงความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ด้วยเทคโนโลยีของอุปกรณ์ด้าน พาสซีฟ ที่มีความก้าวหน้า ดังนั้นการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์จึงมีการพัฒนาตัวเก็บประจุแบบฟิล์มมาใช้ซึ่งจะให้ค่ากระแสสูงมีค่าความต้านทานอนุกรมสมมูลต่ำมาก และการทำงานดีกว่าแบบอิเล็กโทรไลต์มากตัวเก็บประจุแบบฟิล์มจะมีค่ากระแส 2A/F ที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์

การคำนวณหาตัวเก็บประจุเอาต์พุตสามารถทำได้โดยอาศัยสมการดังนี้

$$V_{out} = \frac{1}{C} \int_{t_2}^{t_1} idt \quad \dots\dots(3.11)$$

แต่ค่ากระแสเฉลี่ยในช่วง t_1 และ t_2 คือ $(\Delta I_{out}/2)/2$ หรือ $\Delta I_{out}/4$

ซึ่งจะได้

$$V_{out} = \frac{\Delta I_{out} T}{8 C_{out}} \quad \dots(3.12)$$

$$= \frac{\Delta I_{out}}{8 F C_{out}}$$

เมื่อ T คือช่วงเวลาระหว่าง ON time (t_1) และ OFF time (t_2)

ดังนั้น

$$C_{out} = \frac{\Delta I_{out}}{8 F \Delta V_{out}} \quad \dots(3.13)$$

เมื่อ $I_{out} = 0.25 I_L$ $I_L =$ ค่ากระแส เอาต์พุต

$\Delta V_{out} =$ ค่า Peak to Peak ของแรงดันกระแสที่ขอมให้ได้

F = ความถี่ในการทำงาน

ในการที่จะรับรองว่าค่าแรงดันกระแสที่ขอมมีน้อยที่สุด ค่าของความต้านทานอนุกรมสมมูลจะต้องคำนวณตามความสัมพันธ์ดังนี้

$$ESR_{max} = \frac{\Delta V_{out}}{\Delta I_{out}} \quad \dots(3.14)$$

3.2.6 ค่าERS ของตัวเก็บประจุเอาต์พุต

ERS (Equivalent Series Resistance) คือค่าความต้านทานไฟฟ้าซึ่งแฝงอยู่ในตัวเก็บประจุ โดยเฉพาะอย่างยิ่งตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลต์จะมีค่าERS ค่อนข้างสูง ตัวเก็บประจุยังมีค่าความจุสูง ERS จะมีค่าต่ำลง อย่างไรก็ตามค่าต่ำสุดของERS จะถูกจำกัดอยู่ที่ประมาณ 0.03 โอห์ม (ที่ 20 องศาเซลเซียส) เนื่องจากปัญหาความต้านทานที่รอยต่อระหว่างแผ่นฟลอคไซด์และขาของตัวเก็บประจุ

ถ้าตัวเก็บประจุเอาต์พุตที่ใช้มีค่าERS สูง จะทำให้เกิดปัญหาแรงดันกระแสที่เพิ่มขึ้นที่แรงดันเอาต์พุตเนื่องจากขณะที่ขดเชกกันคาร์เริ่มนำกระแส ที่ขอขาขึ้นของกระแสจะมีค่าสูงค่าความต้านทานแฝงERS ในตัวเก็บประจุจะทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุในลักษณะพุ่งในช่วงสั้นๆ ของการชาร์จประจุของตัวเก็บประจุและจะทำให้เกิดแรงดันกระแสที่เพิ่มขึ้นที่เอาต์พุต

การแก้ปัญหานี้อาจทำได้โดยการเพิ่มวงจร LC ฟิลเตอร์ที่เอาต์พุต หรือเพิ่มค่าตัวเก็บประจุเอาต์พุตเพื่อลดค่า ERS การใช้ตัวเก็บประจุนานกันหลายตัวเพื่อเพิ่มค่าความจุจะทำให้ลดค่า ERS ได้เช่นเดียวกัน

3.2.7 คอมมิวเตติงไดโอด D3 และ D4

จากวงจรในรูปที่ 3.3 จะเห็นว่ามิไดโอด D_3 และ D_4 ค่อคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อยู่ ไดโอดทั้งสองตัวนี้เรียกว่า คอมมิวเตติงไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ 2 ประการ คือ

1. ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแสเนื่อง จากค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่าย

เทออกไปยังภาคอินพุต ด้วยคอมมิวเตดิ่งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

2. ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส ขดไพรมารี N_p จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตดิ่งไดโอด Q_2 จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่คอลเลกเตอร์เป็นลบ ในขณะที่ Q_1 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่าค่า $V_{in}/2$ ในกรณีนี้ ไดโอด D_4 จะอยู่ในลักษณะถูกไบแอสตรงจากแรงดันของขดไพรมารีและลดค่าแรงดันนี้ลงไป ในทำนองเดียวกับเมื่อ Q_2 เริ่มหยุดนำกระแส ไดโอด D_3 จะทำหน้าที่เช่นเดียวกัน เป็นการป้องกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตดิ่งไดโอด D_3 และ D_4 ต้องเป็นชนิดฟาสต์รีคัฟเวอรี และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อย 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

3.2.8 ค่าเวลาเมื่อ t_D สำหรับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

ค่าเวลาเมื่อ t_D เพื่อจำกัดช่วงเวลานำกระแสสูงสุด $t_{ON(max)}$ ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 เป็นสิ่งสำคัญมากในวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นว่าการต่อกันอยู่ในวงจรของ Q_1 และ Q_2 นั้น ถ้าหาก Q_1 และ Q_2 นำกระแสพร้อม ๆ กัน จะเกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุตทันที ซึ่งเป็นอันตรายต่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์และอุปกรณ์อื่น ๆ ในวงจรได้ ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของ Q_1 และ Q_2 จะต้องถูกจำกัดด้วยค่าเวลาเมื่อ t_D เช่นเดียวกับฟูลคอนเวอร์เตอร์ โดยอาจกำหนดไว้ที่ 20% ของครึ่งหนึ่งของค่าคาบเวลา ดังนั้น

$$t_{ON(max)} = 0.4T \quad \dots (3.15)$$

3.2.9 การคำนวณเพื่อการออกแบบฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

3.2.9.1 แรงดันเอาต์พุต

แรงดันเอาต์พุตนั้นสามารถหาได้จากสมการ ของฟูลคอนเวอร์เตอร์เนื่องจากวงจรทำงานในลักษณะเดียวกัน แต่ในกรณีฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{in}/2 - V_{CE(sat)}$ ดังนั้น แรงดันที่เอาต์พุตจึงเป็น

$$V_{out} = \frac{N_s}{N_p} \left(\frac{V_{in}}{2} - V_{CE(sat)} \right) \frac{t_{ON}}{T/2} - V_D \quad \dots (3.16)$$

3.2.9.2 กระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน Q_1 และ Q_2

การคำนวณค่ากระแสสูงสุด $I_{P(PK)}$ สามารถทำได้ตามสมการ ของฟูลคอนเวอร์เตอร์ แต่เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต ดังนั้น

$$I_{P(PK)} = \frac{P_{out} T}{\eta V_{in(min)} t_{ON(max)}} + \frac{\left(\frac{V_{in(min)}}{2} - V_{CE(sat)} \right)}{L_p} t_{ON(max)} \quad \dots (3.17)$$

ถ้ากระแสเหนี่ยวนำแม่เหล็กมีค่าน้อย ๆ จะเห็นได้ว่ากระแสสูงค่านำโพรมารีของวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ มีค่าเป็น 2 เท่าของวงจรถูก-พุดคอนเวอร์เตอร์ ที่กำลังขาออกเท่ากัน (แต่ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพียงแรงดันอินพุต ซึ่งเป็นข้อได้เปรียบ)

3.2.9.3 อัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s และจำนวนรอบ N_p และ N_s
ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s หาได้จากสมการที่ (3.18) ดังนี้

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{\left(\frac{V_{in(min)}}{2} - V_{CE(sat)} \right) t_{ON(max)}}{(V_{out} - V_D) \left(\frac{T}{2} \right)} \quad \dots\dots (3.18)$$

เนื่องจากขดลวดโพรมารี N_p ของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีเพียงขดเดียว ค่าจำนวนรอบของ N_p จะหาได้จาก

$$N_p = \frac{\left(\frac{V_{in(min)}}{2} - V_{CE(sat)} \right) t_{ON(max)}}{\Delta B_{(max)} \cdot A_e} \times 10^8 \quad \dots (3.19)$$

3.3 วงจร FULL BRIDGE CONVERTER

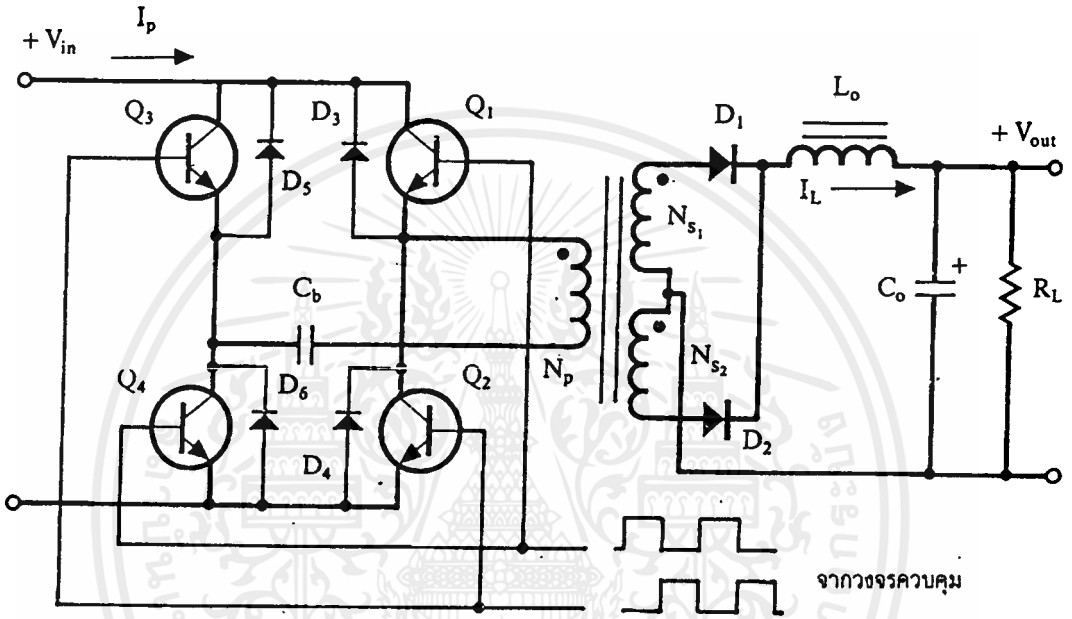
ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ขณะทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมขดโพรมารี เท่ากับแรงดันอินพุตแต่แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเท่านั้นและค่ากระแสสูงสุด ที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนั้น มีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของค่ากระแสสูงสุดในฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ที่กำลังขาออกเท่ากัน เนื่องจากข้อจำกัดด้านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดน้อยลง ไปกำลังงานสูงสุดที่จะได้จากฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึงมีค่าสูงตั้งแต่ 500 วัตต์ จนถึง 1000 วัตต์

3.3.1 พื้นฐานการทำงานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

พื้นฐานการทำงานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 3.6 การทำงานของวงจรจะเป็นดังนี้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้ง 4 ตัวจะทำงาน โดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ ในแต่ละคาบเวลา Q_1 และ Q_4 จะนำกระแสพร้อมกัน ในครึ่งคาบเวลา และเมื่อหยุดนำกระแส Q_2 และ Q_3 จะนำกระแสพร้อมกัน ในคาบเวลาที่เหลือสลับกันเช่นนี้เรื่อย ไปลักษณะการทำงานของวงจรที่ได้จึงเป็นเช่นเดียวกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยกเว้นแรงดันตกคร่อมขดโพรมารี จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - 2V_{CE(sat)}$ จะเห็นได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อม Q_1 และ Q_4 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CEQ2(sat)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ3(sat)}$ ตามลำดับส่วนแรงดันที่ตกคร่อม Q_2 และ Q_3 ขณะหยุดนำกระแสก็มีค่า $V_{in} - V_{CEQ1(sat)}$ และ $V_{in} - V_{CEQ4(sat)}$



ตามลำดับเช่นเดียวกัน ส่วนไดโอด D_3 - D_6 ทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอดให้กับวงจรเพื่อป้องกัน Q_1 - Q_4



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรพื้นฐานของฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

3.3.2 กำหนดเวลาเมื่อ t_D สำหรับฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เช่นเดียวกับวงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ในวงจรบริดจ์คอนเวอร์เตอร์เมื่อพิจารณาจากวงจรจะเห็นได้ว่า Q_1 กับ Q_2 และ Q_3 กับ Q_4 จะนำกระแสพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรของแรงดันอินพุต และทรานซิสเตอร์จะพังเสียหาย การกำหนดเวลาเมื่อ t_D จึงมีความจำเป็น ถ้ากำหนดค่าเวลาเมื่อ t_D ไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของค่าครึ่งคาบเวลา ช่วงนำกระแสสูงที่สุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ T_{on} ก็จะมีค่าไม่เกิน $T_{on(max)} = 0.4T$

3.3.3 แรงดันเอาต์พุต

แรงดันเอาต์พุตสามารถหาได้เช่นเดียวกับฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์แต่เนื่องจาก ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ มีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์คู่กันระหว่างขดไพรมารี N_p กับแรงดันอินพุตอยู่ถึงสองตัว ถ้า

กำหนดให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแส $V_{CE(sat)}$ ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ทั้งสองตัวจะมีค่าเท่ากัน แรงดันเอาต์พุตจะหาได้จาก

$$V_{out} = \frac{N_s}{N_p} (V_{in} - 2V_{CE(sat)}) \left(\frac{t_{ON}}{T/2} \right) - V_D \quad \dots\dots(3.20)$$

3.3.4 อัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s และจำนวนรอบ N_p และ N_s ค่าอัตราส่วนจำนวนรอบ N_p/N_s จะหาได้จากสมการ ดังนี้

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{(V_{in(min)} - 2V_{CE(sat)}) t_{ON(max)}}{(V_{out} + V_D) T/2} \quad \dots\dots(3.21)$$

การกำหนดจำนวนรอบ N_p โดย

$$N_p = \frac{(V_{in(min)} - 2V_{CE(sat)}) t_{ON(max)} \times 10^8}{\Delta B_{max} \cdot A_c} \frac{1}{k} \quad \dots\dots(3.22)$$

จำนวนรอบ N_s จะหาได้จากสมการที่กล่าวมาข้างต้น

3.3.5 ค่ากระแสสูงสุดไพรมารี

ค่ากระแสสูงสุดไพรมารี $I_{p(pk)}$ จะหาได้จาก

$$I_{p(pk)} = \frac{P_o \cdot T}{2\eta V_{in(min)} T_{ON(max)}} + \frac{(V_{in(min)} - 2V_{CE(sat)})}{L_p} t_{ON(max)} \quad \dots\dots(3.23)$$

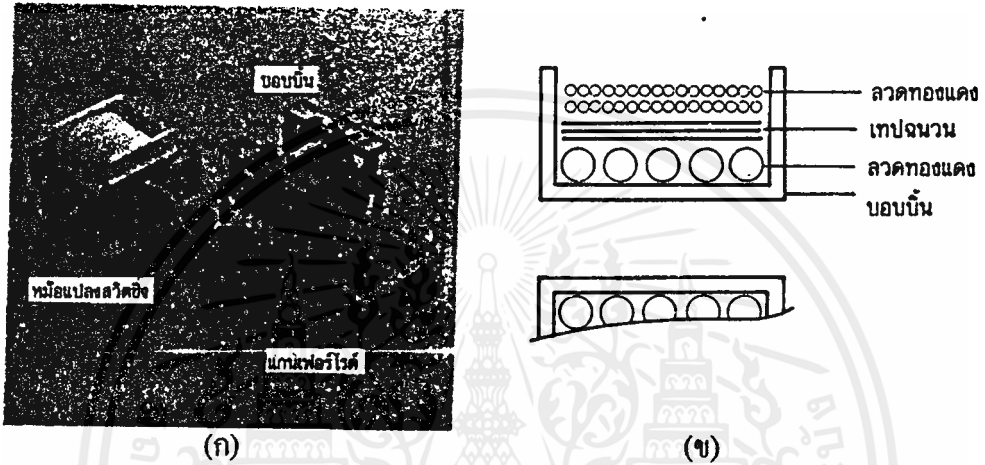
เมื่อเปรียบเทียบกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเห็นได้ว่าที่กระแสไพรมารีเท่ากันฟลูบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะให้กำลังขาออกได้มากกว่าเป็นสองเท่า อย่างไรก็ตาม ฟลูบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็ต้องใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัวเช่นกัน

3.3.6 การกำหนดค่า C_o

ตัวเก็บประจุลือกิ่งที่ต่ออนุกรมตัวนี้ปกคิจะเป็นแบบฟิล์ม ซึ่งสามารถรองรับกระแสของขดปฐมภูมิของหม้อแปลงได้ เพื่อลดความร้อน ต้องใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่าความต้านทานอนุกรมสมมูลต่ำสุด หรือนำมาต่อกันแบบขนานเพื่อลดค่าความต้านทานอนุกรมสมมูล และเพื่อให้ได้ค่าตัวเก็บประจุที่ต้องการจะใช้วิธีการคำนวณหาตัวเก็บประจุที่ได้กล่าวมาแล้วในฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

3.4 หม้อแปลงสวิตชิง

ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง มีหน้าที่หลักในการทดสอบแรงดันไฟตรงที่อินพุตของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งอาจมีค่าสูงสุดได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟต่ำที่เอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุต ที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าช็อต ส่วนประกอบที่สำคัญของหม้อแปลงสวิตชิงแสดง ไว้ในรูปที่ 3.7 รายละเอียดมีดังนี้



รูปที่ 3.7 แสดงส่วนประกอบหลักของหม้อแปลงสวิตชิง(ก) และการพันขดลวดทองแดงอาบนํ้า ขาบนขอบบิ้น

3.4.1 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์ เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์ จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นสูงกว่า การเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณ 3000 ถึง 4000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในดิวมันด้าที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิง จึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้งาน และเป็นมาตรฐานในการออกแบบซึ่งกล่าวถึงในหัวข้อถัดไป

3.4.2 ขอบบิ้น (Bobbin)

ขอบบิ้นหรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟขอบบิ้นจะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ ขอบบิ้นมีขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ ขอบบิ้นส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดง เพื่อความสะดวกในการพันของขดลวดและบัดกรีติดกับแผ่น PCB

3.4.3 ลวดทองแดงอาบนํ้ายา (Enameled Copper Wire)

การพันขดลวดทั้งไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง ที่มีกำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบนํ้ายา พันบนแกนบอบบิ้นเพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดขดลวดทองแดงที่ใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวดความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆซึ่งจะได้กล่าวรายละเอียดในหัวข้อถัดไป

3.4.4 เทปฉนวน (Insulation Tape)

เทปฉนวน ใช้พันสำหรับเป็นตัวรองรับระหว่างชั้นขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิง และมีหน้าที่ที่สำคัญ ในการแยกส่วนทางๆ ไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวน อาจจะเป็นพวกไมลาร์ หรือ โพลีเอสเตอร์ ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 - 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับกรอกแบบและค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตชิงเป็นหลัก

3.4.5 แกนเฟอร์ไรต์และการเลือกใช้

ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

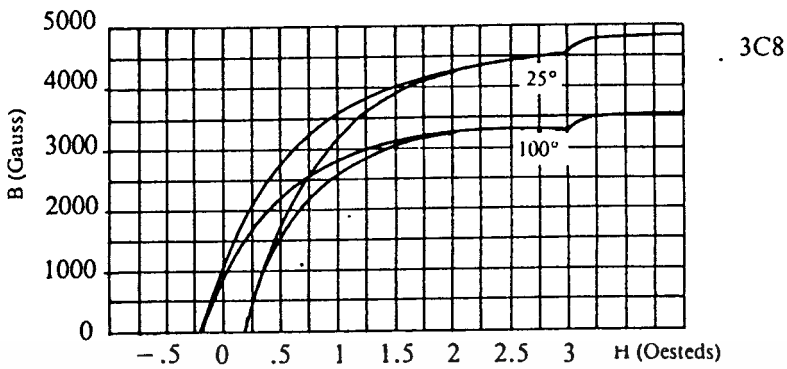
แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงสวิตชิงโดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่มีขนาดและรูปร่างตรงต่างๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่น แกนแบบ EI, EE, ETD หรือ แกนแบบ POT เป็นต้น ปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์ บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้

3.4.5.1 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

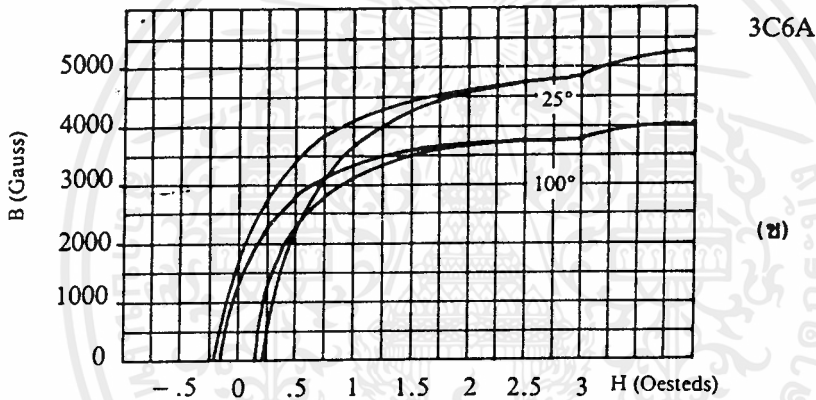
ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วย ถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือ เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve) และค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

3.4.5.2 เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis Curve)

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนในรูปที่ 3.8 (ก) และ 3.8 (ข) จะแสดงลักษณะของเส้น โค้งฮิสเตอร์รีซิส ของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิต คือ FERROXCUBEจากรูปจะเห็นว่า ค่าความหนาแน่น



รูปที่ 3.8 (ก)



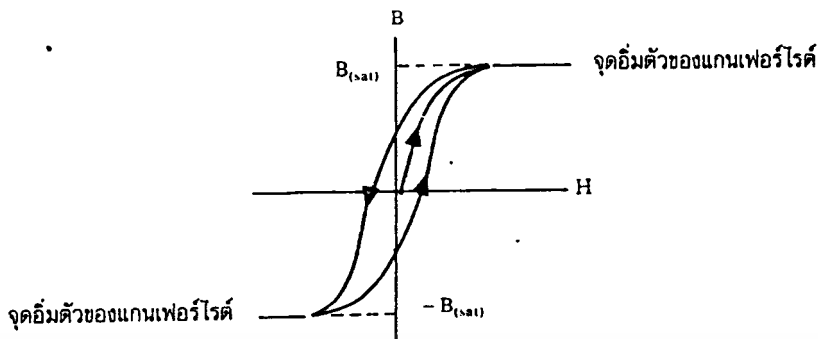
3C6A

(ข)

รูปที่ 3.8 (ข) แสดงเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่เป็นเนื้อสารชนิด 3C8 (ก) และ 3C6A (ข) (ที่มา : Ferroxcube)

ฟลักซ์แม่เหล็ก B จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็ก H มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดหนึ่ง ซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมากแม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตาม จากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่า แกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก (Saturation)

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสเพียงครั้งเดียว เนื่องจากอีกครั้งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส จะมีลักษณะเหมือนกันทุกประการเพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศทางเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 แสดงลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตร ของกราฟซิกเบลมและซิกล่าง ปกติผู้ผลิตจะให้กราฟในซิกบนมาเท่านั้นดังในรูปที่ 3.9

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิงจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนขณะทำงาน มีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่น ฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัย

3.4.5.3 ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

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

ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิรตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อย สำหรับแกนที่มีขนาดไม่ใหญ่มากนัก ดังนั้น การสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสเพียงอย่างเดียว ปกติค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นมิลลิวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เซนติเมตร (mW/cm^3) และมีค่าขึ้นกับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่การใช้งาน รวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์

3.4.5.4 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ในแกนแม่เหล็กของหม้อแปลง จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีและขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

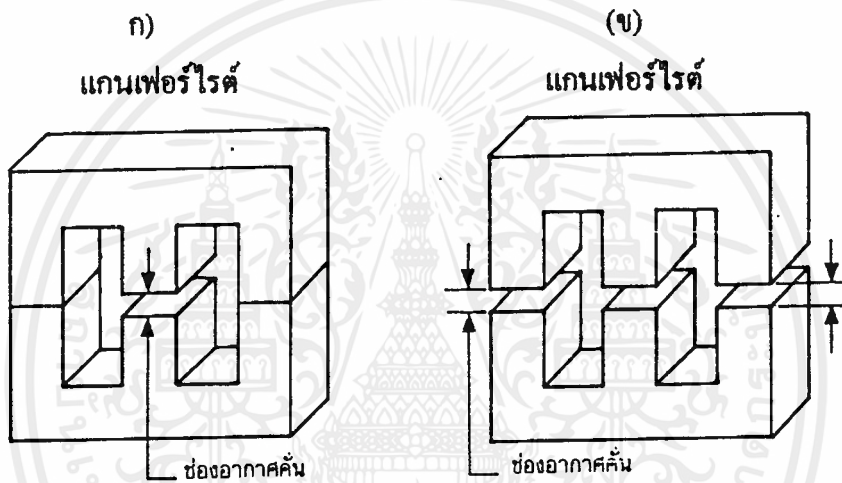
$$\Delta B = \frac{V \cdot t}{N_p \cdot A_c} \times 10^8 \quad \dots(3.24)$$

เมื่อ B คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเป็นเกาส์
V คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีเป็นโวลต์

3.4.5.5 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air Gap) ในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตชิงมีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตาม ช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI, ETD หรือแบบ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูปที่ 3.11 (ก) และ (ข) คือ การกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกอบ



รูปที่ 3.11 แสดงการกำหนดช่องอากาศคั่น l_g ที่แกนกลาง (ก) และการคั่นช่องอากาศ l_g ระหว่างคู่ประกอบของแกนเฟอร์ไรต์ (ข)

3.4.5.6 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง

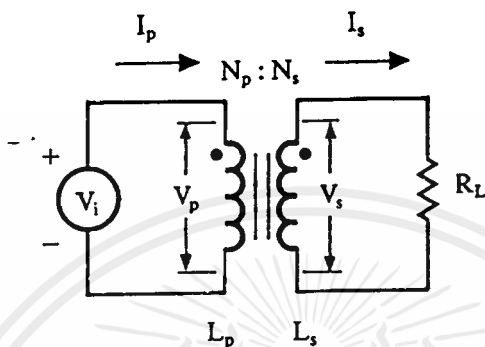
หม้อแปลงสวิตชิงจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารีและขดเซคันดารีเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไป ผลของจำนวนรอบและค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรจากรูปที่ 3.12 จะเป็นดังนี้

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p} \quad \dots\dots (3.25)$$

และ
$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \quad \dots\dots (3.26)$$

- เมื่อ N_p คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี
- N_s คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี
- V_p คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี
- V_s คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดเซคันดารี

- L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี
- L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคันดารี
- I_p คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี
- I_s คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคันดารี



รูปที่ 3.12 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

มีข้อสังเกตคือ แรงดัน V_p เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงเนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารี V_i ไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต โดย V_p จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$V_p = N_p \cdot A_e \left(\frac{dB}{dt} \right) \times 10^{-8} \dots\dots (3.27)$$

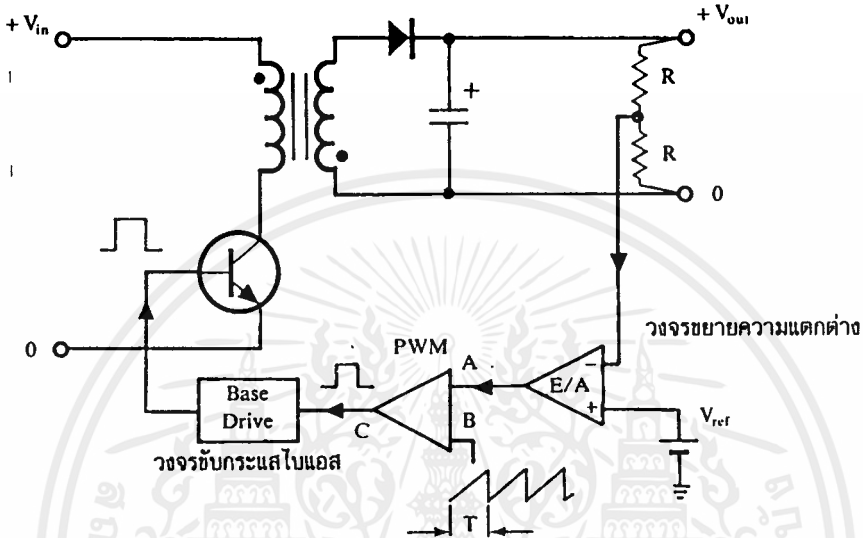
และค่า V_p ที่เกิดขึ้น จะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_i แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก จะมีค่าน้อยมาก หรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม V_p จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจรและมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้องด้วย

3.4.6 วงจรควบคุมสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบ จะคงค่าแรงดันเอาต์พุตได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลานำกระแส (t_{ON}) ของเท แลวร์ทว เนจิสเทอ์ ทั้งนี้ วงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทั่วไป จึงมักนิยมใช้เทคนิคพัลส์วidthมอดูเลชั่น (Pulse Width Modulation) หรือ PWM เป็นหลัก การใช้ PWM เมื่อควบคุมช่วงเวลานำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ สามารถทำได้ในสองลักษณะการทำงานของวงจรควบคุม คือ โหมดควบคุมจากแรงดันและโหมดควบคุมจากกระแส

3.4.6.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน (Voltage Mode Control)

การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการเปลี่ยนแปลงค่าของแรงดันที่เอาต์พุตมาควบคุมช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อการคงค่าแรงดันเอาต์พุตเป็นหลัก วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดันจะเป็นดังรูปที่ 3.13



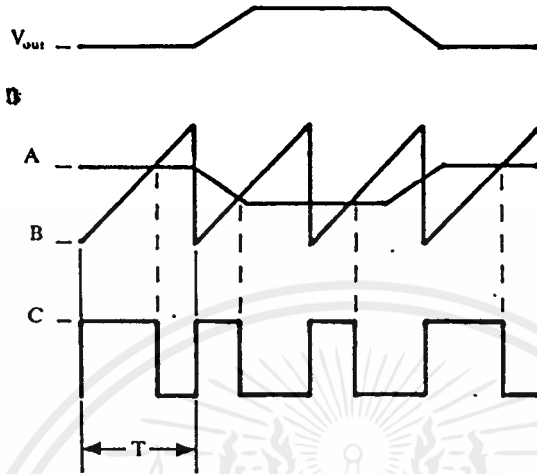
รูปที่ 3.13 แสดงวงจรพื้นฐานสำหรับการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดัน

จากรูป 3.13 วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันที่เอาต์พุตและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่เอาต์พุต ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของ PWM อีกครั้งหนึ่ง เอาต์พุตที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีความกว้างที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามผลมอดูเลชันของค่าแรงดัน ที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่จะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขาอินเวอร์ต ผลต่างของแรงดันเอาต์พุต และแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่ 180 องศา กล่าวคือ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุต ของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย และช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ t_{ON} ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้นความกว้างพัลส์ที่เอาต์พุต ของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น t_{ON} ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ญาติเห็นนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดัชนีของวงจรทำงานจะเป็นดังรูปที่ 3.14 ตัวอย่างไอซีที่ใช้ควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากแรงดันได้แก่ เบอร์ MC 34060, MC 34166 และ TL 494 เป็นต้น



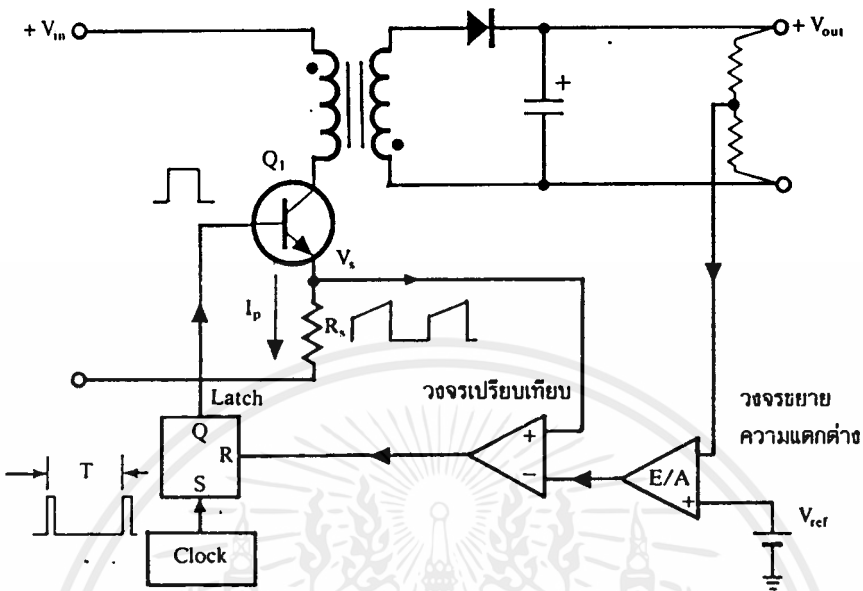
รูปที่ 3.14 แสดงลักษณะของความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของ PWM ซึ่งเป็นผลมาจากการมอดูเลตสัญญาณป้อนกลับและสัญญาณพินเลื่อยตามรูปที่ 3.13

3.4.6.2 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากกระแส (Current Mode Control)

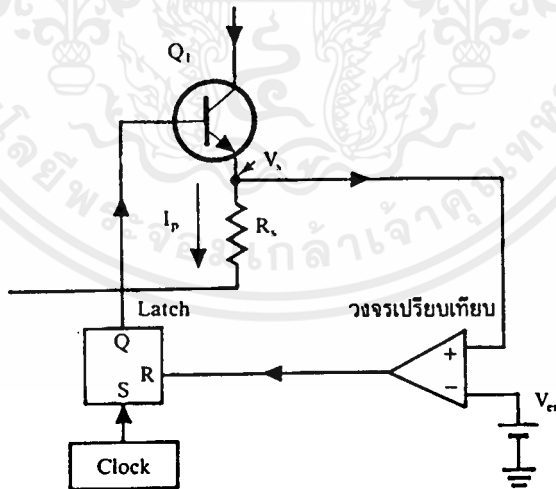
การตั้งค่าแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมจากกระแสมีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากโหมดควบคุมจากแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่นิยมใช้กันมาก อย่างไรก็ตาม วงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแสนี้ก็ยังคงใช้เทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันเช่นกัน รูปที่ 3.15 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมใน โหมดควบคุมจากกระแส

เพื่อให้ง่ายแก่การพิจารณาการทำงานของวงจร เราจะแยกพิจารณาการทำงานของวงจรควบคุมด้วยการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดขาอินเวอร์ตังวงจรเปรียบเทียบให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ดังรูปที่ 3.15(ข) 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_1 ที่ต่ออนุกรมไว้กับ Q_1 ทำให้เกิดแรงดัน V_L ตกคร่อมที่ตัวต้านทาน R_1 ด้วยแรงดันตกคร่อม ที่เกิดขึ้นจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบ



รูปที่ 3.15 (ก) แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมคอนเวอร์เตอร์ในโหมดควบคุมจากกระแส

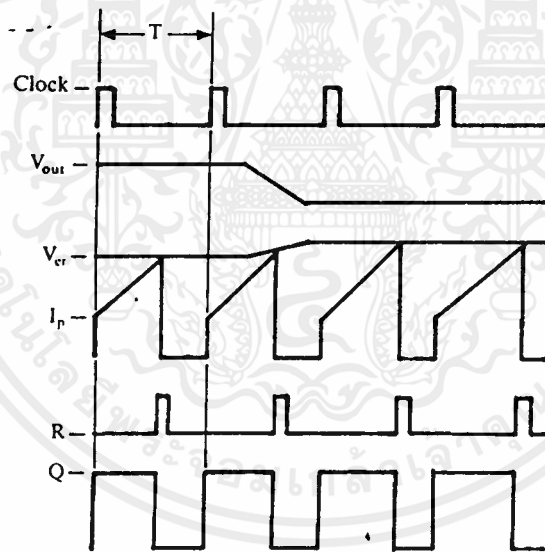


รูปที่ 3.15 (ข) แสดงวงจรควบคุมเมื่อตัดวงจรขยายความแตกต่างออกและกำหนดแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่ขาอินเวอร์ตของวงจรเปรียบเทียบแทน

ดังนั้น เมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} เอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น "High" และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจร Latch ทำให้ขา Q มีสถานะเป็น

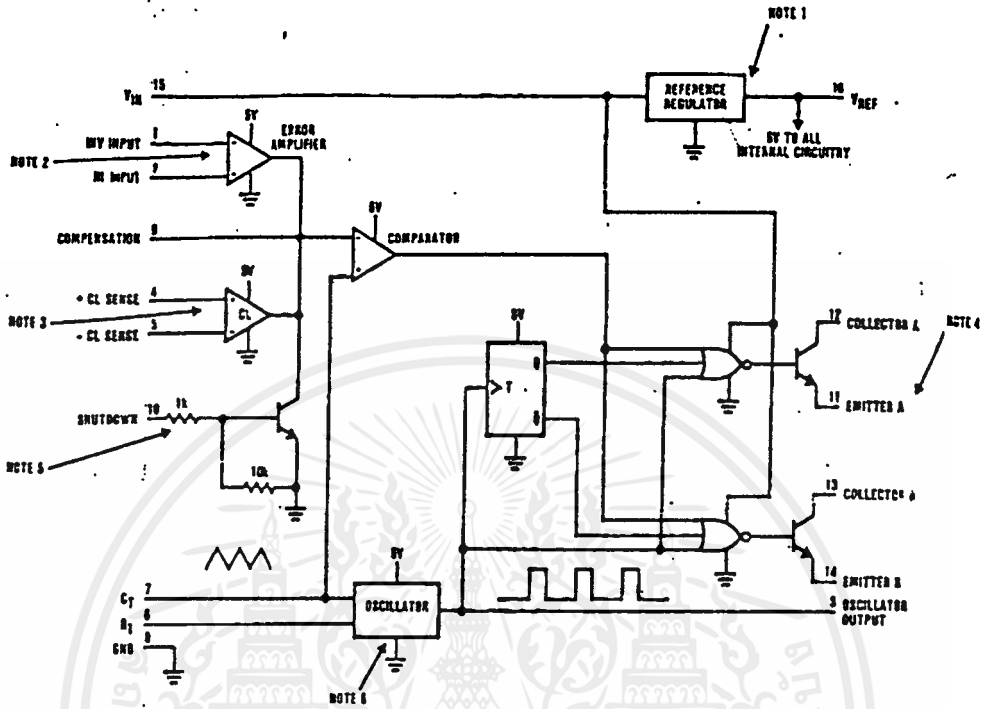
"Low" และเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะหยุดนำกระแส จนกว่าที่ขา S ของวงจร Latch จะได้รับการกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง

จะเห็นได้ว่าความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ที่ขา Q ของวงจร Latch จะถูกควบคุมโดยค่าของแรงดัน V_1 ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_1 นั้นเอง ถ้าค่าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน V_1 จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ทำให้ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสสั้นลง ในทางกลับกัน ถ้าแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_1 จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์จึงเพิ่มขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีช่วงเวลานำกระแสมากขึ้นด้วย จะเห็นได้ว่าเมื่อโหลดคงที่ คอนเวอร์เตอร์จะสามารถคงค่าแรงดันเอาต์พุตเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันที่เอาต์พุตเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตได้อย่างรวดเร็ว



รูปที่ 3.16 แสดงลักษณะการทำงานที่จุดต่างๆ ของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมกระแส

พิจารณาวงจรควบคุมอีกครั้งตามวงจรในรูปที่ 3.15 เมื่อค่อวงจรขยายความแตกต่าง E/A เข้ามา วงจรในลักษณะนี้ เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้น เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะใช้เวลานำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_1 มากกว่าแรงดันที่เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น เอาต์พุตของวงจรขยายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงใช้เวลาด



- Note 1: 5V 50 mA regulator available to user.
- Note 2: Transconductance diff. input amplifier. Gains from 40-80 dB available by resistor loading of output. 1.8-3.4V common mode input range.
- Note 3: Over current sense comparator -0.7 to 1V common mode input range.
- Note 4: Output transistors switch out of phase and may be paralleled. Up to 100 mA maximum output current.
- Note 5: Transistor may be used to strobe LM3524 into an off state at its outputs.
- Note 6: Oscillator typically frequency programmable for up to 100 kHz.

TL/H/6830-1

รูปที่ 3.18 แสดง Block Diagram ของ IC SG 3524

วงจร Error Amplifier จะอยู่ที่ขา 1 และขา 2 ในการใช้งาน ขาที่ 1 ซึ่งเป็นขา Inverting จะต่อที่ขา Feed Back จากแรงดัน Output ส่วนขา 2 จะต่อกับระดับแรงดันคงที่เพื่อเป็นแรงดันอ้างอิง (V_{ref})

วงจร Current Limiting จะอยู่ที่ขา 4 และขาที่ 5 ซึ่งจะมีลักษณะการทำงานคล้ายคลึงกับวงจร Error Amplifier ในการต่อใช้งานขา 5 ซึ่งเป็น Non - inverting จะต่อลงกราวด์ ส่วนขา 4 ซึ่งเป็นขา Inverting จะต่อจาก Sensor current

ขา 10 เป็นวงจร Shut Down มีไว้สำหรับต้องการให้วงจร PWM หยุดการทำงานทันทีทันใด ด้วยการป้อนไฟบวกเข้าไป

ขา 16 เป็นขาที่ให้แรงดันคงที่ +5 โวลต์ เพื่อนำไปเป็น V_{ref} Output ของ PWM

Channel A และ Channel B ที่จะนำเข้าไป Drive วงจร สวิตซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.5 เพาเวอร์มอสเฟต

เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ที่ความถี่สูง ตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 หรือ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เนื่องจากมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่าย โดยอาจขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานได้จากไอซีควบคุม เช่น UC03842 โดยตรง เพาเวอร์มอสเฟต จึงเข้ามาแทนที่ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อย่างรวดเร็ว ในการผลิต สวิตซ์ซึ่งสูญหายในศตวรรษที่ 21 นี้

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

3.5.1 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส แต่สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสที่สั้นกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น จึงไม่มีปัญหาในลักษณะเดียวกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะมันนำกระแสค่อนข้างสูง การสูญเสียเพาเวอร์ มอสเฟตขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ รูปที่ 3.18 แสดงลักษณะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟต เมื่อทำงานเป็นสวิตซ์

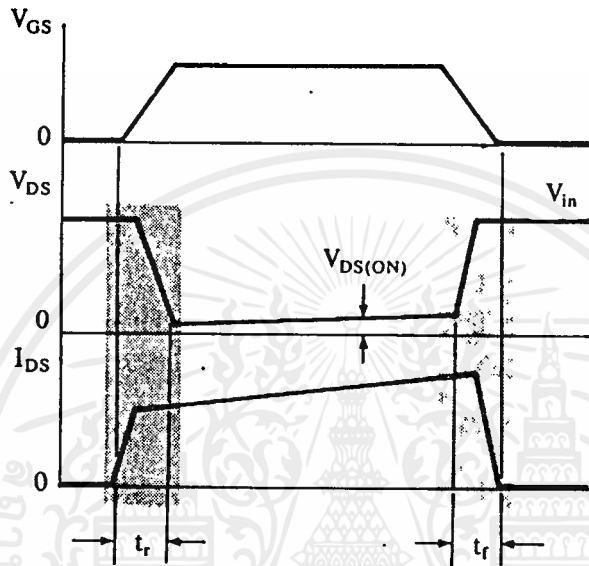
ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้น แต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักถูกใช้งานที่ความถี่สูง การใช้งานที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (turn on time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลาด้วย ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + P_C \quad \dots\dots (3.29)$$

$$P_{SW(on)} = \frac{0.5 I_{PK(on)} V_{in} \cdot t_r}{T} \quad \dots\dots (3.30)$$

$$P_{SW(off)} = \frac{0.5 I_{PK(off)} V_{in} \cdot t_r}{T} \quad \dots\dots (3.31)$$

$$V_D = I_{Drms}^2 \times R_{DS(on)}(T_j) \quad \dots\dots (3.32)$$



รูปที่ 3.18 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันคคกร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส ในส่วนที่แรงจะเป็นส่วนที่จะเกิดกำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนได้สูง

- เมื่อ $P_{SW(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
 $P_{SW(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
 P_C คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
 $I_{PK(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
 $I_{PK(off)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส
 I_{Drms} คือ ค่ากระแส rms ที่ไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน
 $R_{DS(on)}$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
 t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
 t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

หมายเหตุ สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตโดยทั่วไปช่วงเวลาดำเนินการและหยุดนำกระแสในคาตาซิดของผู้ผลิตส่วนใหญ่มีกระบวนมาเป็นค่า t_r (current rise time) และ t_f (current fall time) ตามลำดับ ในที่นี้จึงใช้สัญลักษณ์เป็น t_r และ t_f แทน t_{ON} และ t_C เมื่อเปรียบเทียบกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

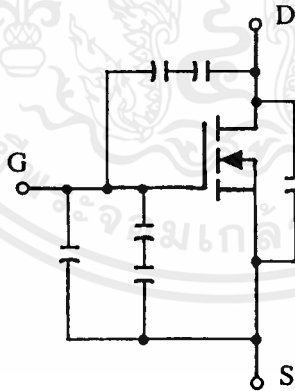
3.5.2 เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่แตกต่างจากการขับกระแสไบแอสในไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เนื่องจากมีเงื่อนไขการไบแอสที่แตกต่างกัน สำหรับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์กระแสจะไหลผ่านคอลเล็กเตอร์และอิมิตเตอร์ได้ก็ต่อเมื่อมีกระแสไบแอสไหลผ่านที่เบสและอิมิตเตอร์ แต่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

อย่างไรก็ตาม เพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงจำเป็นต้องศึกษาเงื่อนไขต่าง ๆ สำหรับการบังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแส เป็นอันดับแรกเสียก่อน

3.5.2.1 ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input Capacitance)

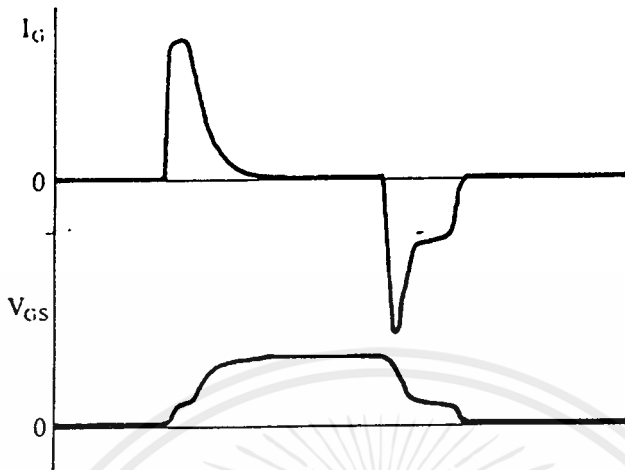
เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบ ๆ ขาต่าง ๆ ของมันดังรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้ บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไป จนแรงดันคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแสลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตจึงมีลักษณะดังในรูปที่ 3.20

โดยทั่วไปแล้ว ค่าความจุของตัวเก็บประจุในตัวเพาเวอร์มอสเฟตนี้เอง จะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมัน



รูปที่ 3.20 แสดงลักษณะแรงดันและกระแสที่ขาเกตขณะเพาเวอร์มอสเฟตถูกไบแอสให้นำกระแส

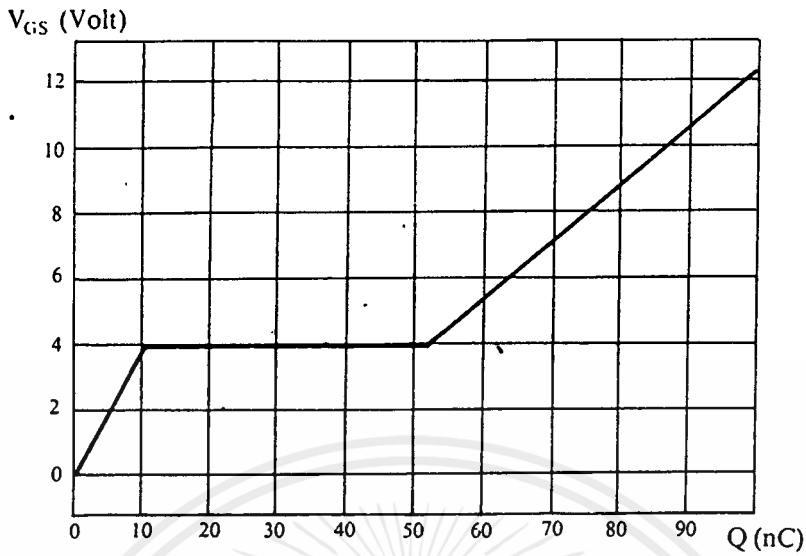
3.5.2.2 การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติ เวลาผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้น ในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้น หรือที่เรียกว่า Gate Charge Chart มาในคำชี้แจงด้วย (รูปที่ 3.21) กราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกตและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต

ลักษณะของกราฟจะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วงตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้น คือ

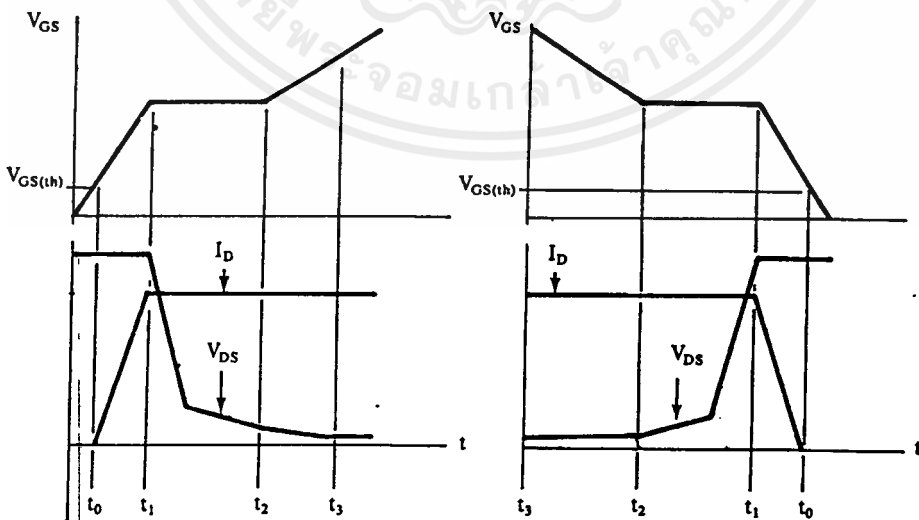
1. ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (turn on delay) t_0
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (rise time) $t_0 \rightarrow t_2$
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (excess charge time) $t_2 \rightarrow t_3$

เมื่อเพาเวอร์มอสเฟตเริ่มซาร์จประจุที่ขาเกต จนกระทั่งพ้นช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส เมื่อแรงดันที่ขาเกตมากกว่า แรงดันขีดเริ่ม ($V_{GS(th)}$) จึงจะเริ่มมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สที่เวลา t_0 ค่าของแรงดันจะยังไม่ลดลงจนกว่าจะผ่านเวลาเท่ากับ t_1 แรงดันคกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{DS} จึงมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วจากค่าแรงดันที่ประมาณ 90 เปอร์เซ็นต์ จนเหลือเพียง 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันคกคร่อม V_{DS} สูงสุด เพาเวอร์มอสเฟตจะนำกระแสได้อย่างเต็มที่ในช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_1 ถึง t_2 นี้เอง และแรงดันคกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} จะคงที่ จนกว่าเพาเวอร์มอสเฟตจะสามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ดังแสดงในรูปที่ 3.23 ในช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สจะมีค่าลดลงได้เรื่อย ๆ หากปล่อยให้มีการสะสมประจุต่อไปในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 แต่ประจุสะสมที่เพิ่มขึ้นจะทำให้เกิดการหน่วงขณะเริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องใช้เวลามากในการคายประจุส่วนเกินนี้ทิ้งไป ดังนั้นการขับเพาเวอร์ มอสเฟตที่ขาเกตด้วยแรงดันสูงเกินความจำเป็น จะทำให้ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสเพิ่มขึ้นซึ่งเป็นผลเสีย



รูปที่ 3.21 แสดงตัวอย่างของ Gate Charge Chart

เนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟตไม่เกิดประจุสะสมขึ้นขณะนำกระแส การหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจึงทำได้ง่าย ๆ ด้วยการคายประจุที่ขาเกตทิ้งไปเช่นเดียวกับขณะเริ่มนำกระแส และถ้าขนาดกระแสเพื่อชาร์จประจุและคายประจุมีค่าเท่ากัน ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากันด้วย ยกเว้นหากมีประจุสะสมมากในช่วงเวลา t_2 ถึง t_3 การหยุดนำกระแสจะมีช่วงเวลาดำเนินการเพิ่มขึ้น เนื่องจากต้องใช้เวลาดำเนินการในการคายประจุส่วนเกินทิ้งไป



รูปที่ 3.22 แสดงลักษณะการชาร์จประจุที่ขาเกตตามเวลาที่มีผลต่อการเริ่มนำกระแส (ก) และผลเมื่อเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต (ข)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากกราฟในรูปที่ 3.23 ของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์ จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_r และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส t_f ได้จาก

$$t = \frac{Q_G}{I_G} \quad \dots\dots(3.33)$$

เมื่อ Q_G คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟ เป็นคูลอมบ์

I_G คือ ค่ากระแสที่ใช้ชาร์จประจุที่ค่ากระแสคงที่ เป็นแอมป์

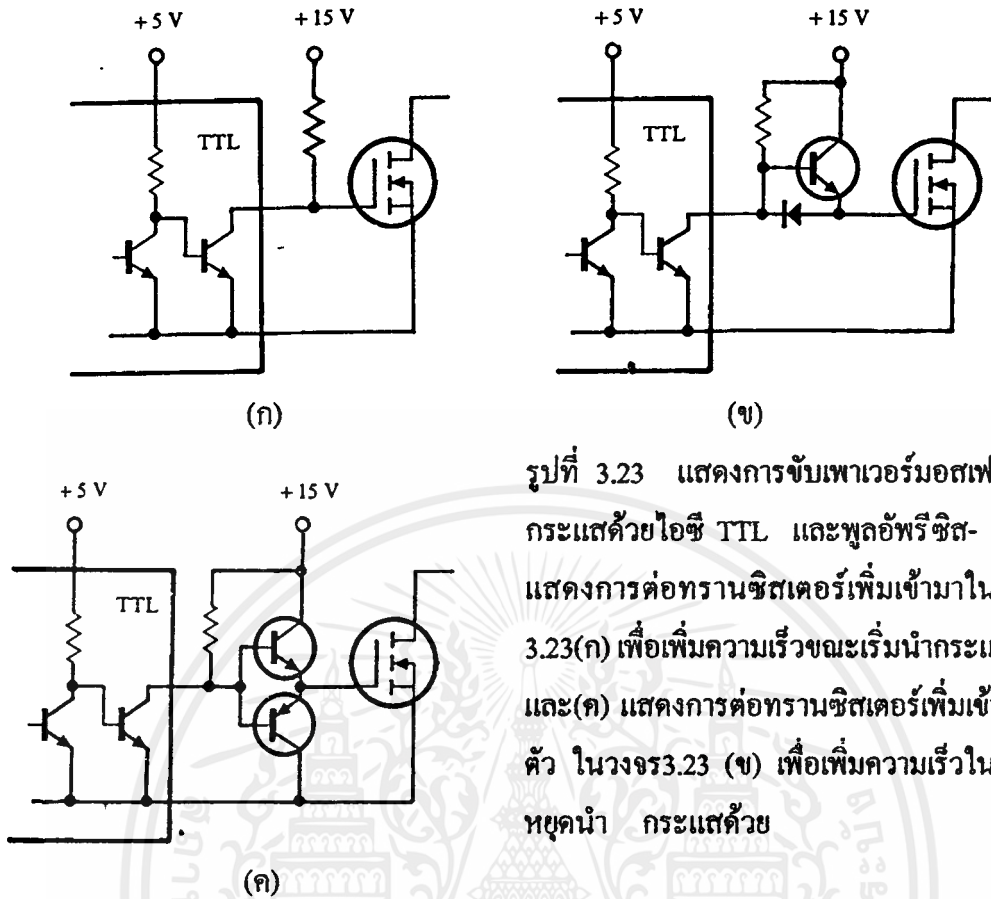
หมายเหตุ กราฟ Gate Charge Chart ที่ได้จากคาต้าลิต ปกติในการวัดผู้ผลิตจะกำหนดให้กระแสเกต I_G สำหรับชาร์จประจุมีค่าคงที่ ในการใช้งานจริงแล้ว วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตอาจให้ค่า I_G ไม่คงที่ จึงจำเป็นต้องใช้ข้อมูลทีนอกเหนือจากข้อมูลใน Gate Charge Chart ซึ่งจะไม่ขอก้าวในที่นี้ อย่างไรก็ตาม ถ้าสามารถออกแบบวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้จ่ายกระแสได้มากพอ การคำนวณที่ได้จากสมการ (3.33) ก็นับได้ว่าใกล้เคียง

จะเห็นได้ว่าการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสได้นั้น จะต้องมีการชาร์จประจุและคายประจุที่ขาเกต วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะต้องมีลักษณะของการจ่ายและรับกระแส (source and sink) ได้ที่ประมาณ 200 ถึง 400 มิลลิแอมป์ด้วยและต้องให้แรงดันดกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} ค่ามากพอเพื่อที่เพาเวอร์มอสเฟตจะทำงานได้อย่างเต็มที่ด้วย (ประมาณ 10 โวลต์)

3.5.3 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย TTL

การขับเพาเวอร์มอสเฟตจากไอซี TTL โดยตรงนั้นเป็นไปได้ แต่ไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายและรับกระแสของมันที่เอาต์พุต ซึ่งจะมีผลโดยตรงต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต และทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียสูงได้ การต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL จึงจำเป็นต้องเพิ่มตัวอุปกรณ์อื่น ๆ เพื่อช่วยให้เกิดการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว

รูปที่ 3.24 (ก) แสดงการต่อวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยไอซี TTL ที่มีเอาต์พุตเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิดการต่อพูลัฟฟิซิสเตอร์เข้าช่วย จะทำให้มีแรงดันสูงพอที่จะขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานและที่ขาเกตของเพาเวอร์มอสเฟตเป็นไปได้อย่างเร็วขึ้น อย่างไรก็ตาม ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสยังมีค่าจำกัดอยู่ เนื่องจากกระแสยังถูกจำกัดด้วยพูลัฟฟิซิสเตอร์



รูปที่ 3.23 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟต ให้นำ กระแสด้วยไอซี TTL และฟูลพรีซิด-เตอร์ (ข) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาในวงจรรูป 3.23(ก) เพื่อเพิ่มความเร็วขณะเริ่มนำกระแส และ(ค) แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาอีก 1 ตัว ในวงจร 3.23 (ข) เพื่อเพิ่มความเร็วในขณะเริ่มหยุดนำ กระแสด้วย

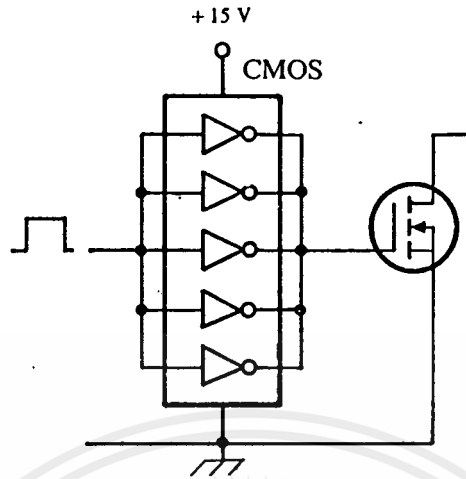
การต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาดังในรูปที่ 3.23 (ข) ทรานซิสเตอร์จะช่วยจ่ายกระแสได้มากขึ้น ทำให้ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตดีขึ้นและลดกำลังงานสูญเสียในตัวไอซีTTL ด้วย เพื่อให้การคายประจุที่ขาเกิดเป็นไปอย่างรวดเร็ว การเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาในวงจรอีก 1 ตัว ดังรูปที่ 3.23(ค) ก็จะทำให้ความเร็วในขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปได้อย่างรวดเร็วมากขึ้น

ทรานซิสเตอร์ที่ใช้สามารถใช้ทรานซิสเตอร์กำลังต่ำ เช่น เบอร์ 2N 2222A และเบอร์ 2N 2907 ก็สามารถใช้ให้วงจรขับจ่ายและรับกระแสได้ถึง 800 มิลลิแอมป์ ซึ่งก็นับว่าเพียงพอแล้ว

3.5.4 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วย CMOS

เพาเวอร์มอสเฟตสามารถต่อโดยตรงเข้ากับไอซีชนิด CMOS ได้ ไอซี CMOS มาตรฐานเช่น ตระกูล 14000 จะมีเอาต์พุตเป็นเฟตในลักษณะคอมพลิเมนต์ารี N และ P channel อยู่แล้ว ไอซี ตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 โวลต์ ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยงที่ 12 โวลต์ ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับการใช้ขับเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับการขับเพาเวอร์มอสเฟตที่ต้องนำกระแสสูง ๆ การต่อ CMOS ในลักษณะขนานกันดัง รูปที่ 3.24 จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกิด และทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต เป็นไปได้เร็วขึ้นด้วย

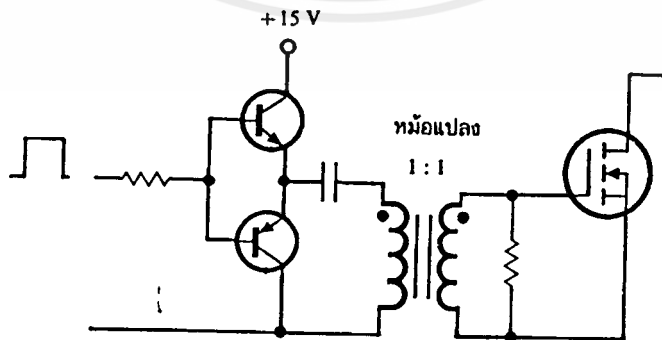


รูปที่ 3.2.4 แสดงการขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยไอซี CMOS โดยตรง

3.5.5 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลง

ในกรณีวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์และฟูลบริดจ์ วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยบน และตัวล่างจะต้องมีการแยกกราวด์ออกจากกัน และอาจจำเป็นต้องใช้หม้อแปลง หรือในกรณีที่ ต้องการขับเพาเวอร์มอสเฟตมากกว่าหนึ่งตัวพร้อมกัน ก็อาจต้องใช้หม้อแปลงช่วย

การต่อหม้อแปลงฟลัสเข้ากับขาคัด และวงจรควบคุมโดยตรงอาจเกิดปัญหาการเลื่อนระดับ ของแรงดันที่เอาต์พุตหม้อแปลง และอาจมีปัญหาในการทำงานของเพาเวอร์มอสเฟตได้ การต่อวงจร ขับเพาเวอร์มอสเฟตด้วยหม้อแปลงจึงควรทำในลักษณะดังในรูปที่ 3.25



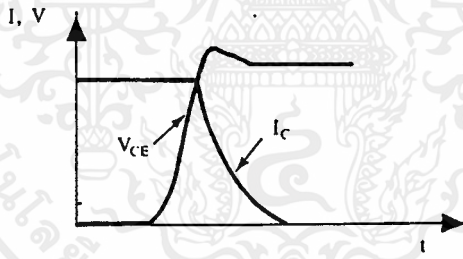
รูปที่ 3.25 แสดงตัวอย่างการจับวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสด้วยหม้อแปลง

3.6 วงจร snubber

วงจร snubber (Snubber Network) เป็นส่วนที่เพิ่มเติมเข้ามาในคอนเวอร์เตอร์ เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียและป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ในวงจรขณะทำงานปกติ วงจร snubber ในที่นี้ อาจแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะคือ วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส (turn off snubber) และวงจร snubber ป้องกันแรงดันเกิน (clamp snubber) วงจร snubber โดยทั่วไปจะประกอบด้วยตัวต้านทานตัวเก็บประจุและ ไดโอดในบางครั้งจึงเรียกกันว่า วงจร RCD snubber

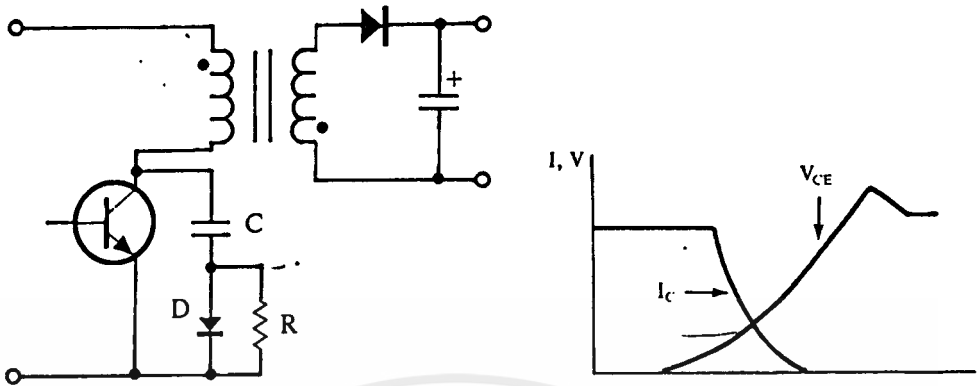
3.6.1 วงจร snubber ช่วงหยุดนำกระแส

สิ่งที่ได้กล่าวมาแล้วว่ากำลังสูญเสียที่เกิดในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเป็นไปได้สูงขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน โดยเฉพาะอย่างยิ่งขณะเริ่มหยุดนำกระแส ก่อนที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะหยุดนำกระแสแล้ว กระแสจะลดลงอย่างช้า ๆ ในขณะที่แรงดันเพิ่มขึ้นจนค่าแรงดันอินพุตอย่างรวดเร็ว (ดูรูปที่ 3.26 ประกอบ) กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนในช่วงนี้เกิดขึ้นสูง



รูปที่ 3.26 แสดงลักษณะการลดลงของกระแสและการเพิ่มขึ้นของแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เพื่อลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในช่วงนี้ อาจทำได้โดยการต่อวงจร snubber เข้ากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพื่อควบคุมแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์ และอีมิเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จนกระทั่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงได้ทันกัน ซึ่งจะช่วยให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำ ลักษณะของการต่อวงจร snubber อาจทำได้ดังในรูปที่ 3.27



รูปที่ 3.28 แสดงการต่อวงจรสับเบอร์ ช่วงหยุดนำกระแสเพื่อหน่วงแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ให้เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ

การทำงานของวงจร RCD สับเบอร์ช่วงเริ่มหยุดนำกระแสจะเป็นดังนี้ คือ เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ Q_1 เริ่มหยุดนำกระแส แรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้มีกระแสบางส่วนไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_1 และไดโอด D_1 ของวงจรสับเบอร์ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C_1 ด้วย แรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะทำให้แรงดันที่คอลเล็กเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ ดังนั้น ถ้าให้ C_1 มีค่ามากพอ การเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์จะถูกหน่วงออกไปเพื่อให้กระแสที่ไหลผ่านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ลดลงจนมีค่าน้อย ๆ ได้ทันกัน และจะลดการเกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

ขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มนำกระแสอีกครั้ง C_1 จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน R_1 ทิ้งไปแรงดันคร่อม C_1 จึงลดต่ำลงได้อีกครั้งและสามารถทำงานได้ในช่วงต่อไป ค่าของ C_1 และ R_1 ที่เหมาะสมอาจหาได้จาก

$$C_1 = \frac{I_{P(pk)} \times t_{OFF}}{2V_{in}} \quad \dots\dots (3.34)$$

$$R_1 = \frac{t_{ON(min)}}{2 \cdot 3C_1} \quad \dots\dots (3.35)$$

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

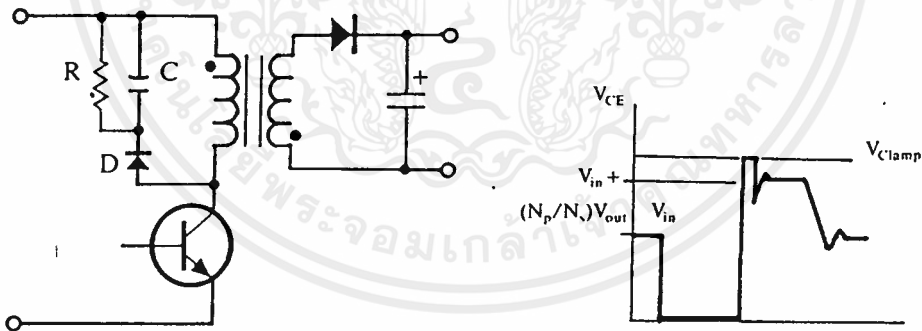
การคายประจุของ C_1 จะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัว R_1 สูง ตัวต้านทาน R_1 จะต้องทนกำลังได้สูง โดยค่ากำลังงานสูญเสียใน R_1 อาจหาได้จาก

$$P_D = \frac{C_1(2V_{in})^2}{2T} \dots\dots (3.36)$$

เมื่อ T คือ ค่าคาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

3.6.2 วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน

ปกติการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงาน มักมีสาเหตุหลักมาจากการทำงานเกินพิกัดปลอดภัย RBSOA แรงดันสไปค์ขณะหยุดนำกระแส โดยเฉพาะอย่างยิ่งในฟลายแบค และฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ มักทำให้ค่าของแรงดันคคกร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีที่ สูงเกินที่ แรงดันสูงสุดที่มันจะทนได้ และเกิดการพังเสียหายขึ้น วงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินจึงมีหน้าที่ป้องกันค่าแรงดันสไปค์ที่เกิดขึ้นไม่ให้เกินค่าปลอดภัยของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ การต่อวงจร RCD สับเบอ์เพื่อป้องกันแรงดันเกินอาจทำได้ดังรูปที่ 3.28



รูปที่ 3.28 แสดงการต่อสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกิน เพื่อจำกัดค่ากระแสสูงสุดที่จะคคกร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

การทำงานของวงจรสับเบอ์ป้องกันแรงดันเกินจะเป็นดังนี้ คือ ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส ตัวเก็บประจุ C จะถูกชาร์จประจุผ่านไดโอด D จากค่าแรงดันสไปค์ ค่าของ R_1 จะทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ให้แรงดันตกคร่อม C มีค่าต่ำกว่าแรงดันสไปต์ และมีค่าคงที่ตลอดช่วงของการเกิดแรงดันสไปต์ ค่าแรงดันสูงสุดที่คอลเล็กเตอร์ขณะเกิดสไปต์จึงถูกกันไว้ด้วยแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C และเนื่องจากแรงดันสไปต์จะเกิดขึ้นในช่วงเวลาสั้น ๆ ดังนั้นขณะที่แรงดันสไปต์มีค่าลดลง C จะคายประจุออกมาผ่านตัวต้านทาน R แรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์จะกลับสู่ค่าแรงดันตามการทำงานปกติ

อาจกล่าวได้ว่า วงจรสับเบอรัป้องกันแรงเกินเกินนั้น ทำงานโดยการถ่ายเทพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กอินเป็นตัวทำให้เกิดแรงดันสไปต์ ไปไว้ที่ตัวเก็บประจุ C แทน นั่นคือ

$$\frac{1}{2} CV_C^2 = \frac{1}{2} L_i I_{P(PK)}^2 \quad \dots\dots (3.37)$$

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

$$C = \frac{L_i I_{P(PK)}^2}{(V_{CEO} - V_{Clamp})} \quad \dots\dots (3.38)$$

เมื่อ L_i คือ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดจากฟลักซ์รั่วของขด ไพรมารี่ (leakage inductance)

$I_{P(PK)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{CEO} คือ อัตราทนแรงดันตกคร่อมสูงสุดของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

V_{Clamp} คือ ค่าแรงดันสูงสุดที่ยอมให้เกิดได้เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

ค่าของ R อาจหาได้จาก

$$R = \frac{t_{OFF(min)}}{2 \cdot 3C} \quad \dots\dots (3.39)$$

กำลังงานสูญเสียใน R จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = \frac{1}{2} \frac{L_i I_{P(PK)}^2}{T} \quad \dots\dots (3.40)$$

เมื่อ T คือ คาบเวลาการทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

t_{OFF} คือ ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

บทที่ 4

การทำงานของเครื่อง

4.1 Power Supply

สำหรับโครงการนี้ต้องการชนิดที่สามารถปรับค่าได้ และสามารถจ่ายกำลังสูงสุดได้ ประมาณ 300 - 400 วัตต์ เพราะฉะนั้นจึงออกแบบให้เป็น สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย แบบ ฟูลบริดจ์ คอนเวอร์เตอร์ ดังแสดงตามรูปที่ 4.1

เริ่มต้นการทำงานของส่วนนี้โดยการนำ Line Voltage 220 v 50Hz มาทำการเรกติไฟเออร์ จะได้เอาต์พุตเป็น DC ประมาณ 310 V หลังจากนั้นจะเข้ากับวงจร ฟิวเตอร์ เพื่อควบคุม รีบเบิ้ล แล้วจึงนำไปป้อนให้กับเพาเวอร์มอสเฟตในส่วนของ สวิตชิง

การทำงานของเพาเวอร์ซัพพลายนี้มีไอซีเบอร์ 3524 เป็นตัวหลักในการสวิตช์ เพื่อป้อนให้กับเพาเวอร์มอสเฟต โดยเทคนิคพัลส์วิดท์มอดูเลชันแล้วเพาเวอร์มอสเฟตจะผลิตกันทำงานครั้งละ 2 ตัว จึงทำให้เกิดกำลังสูญเสียที่ตกคร่อมตัวมันแต่ละตัวที่มีค่าเพียง 25 เปอร์เซ็นต์ ของกำลังเอาต์พุตทั้งหมด

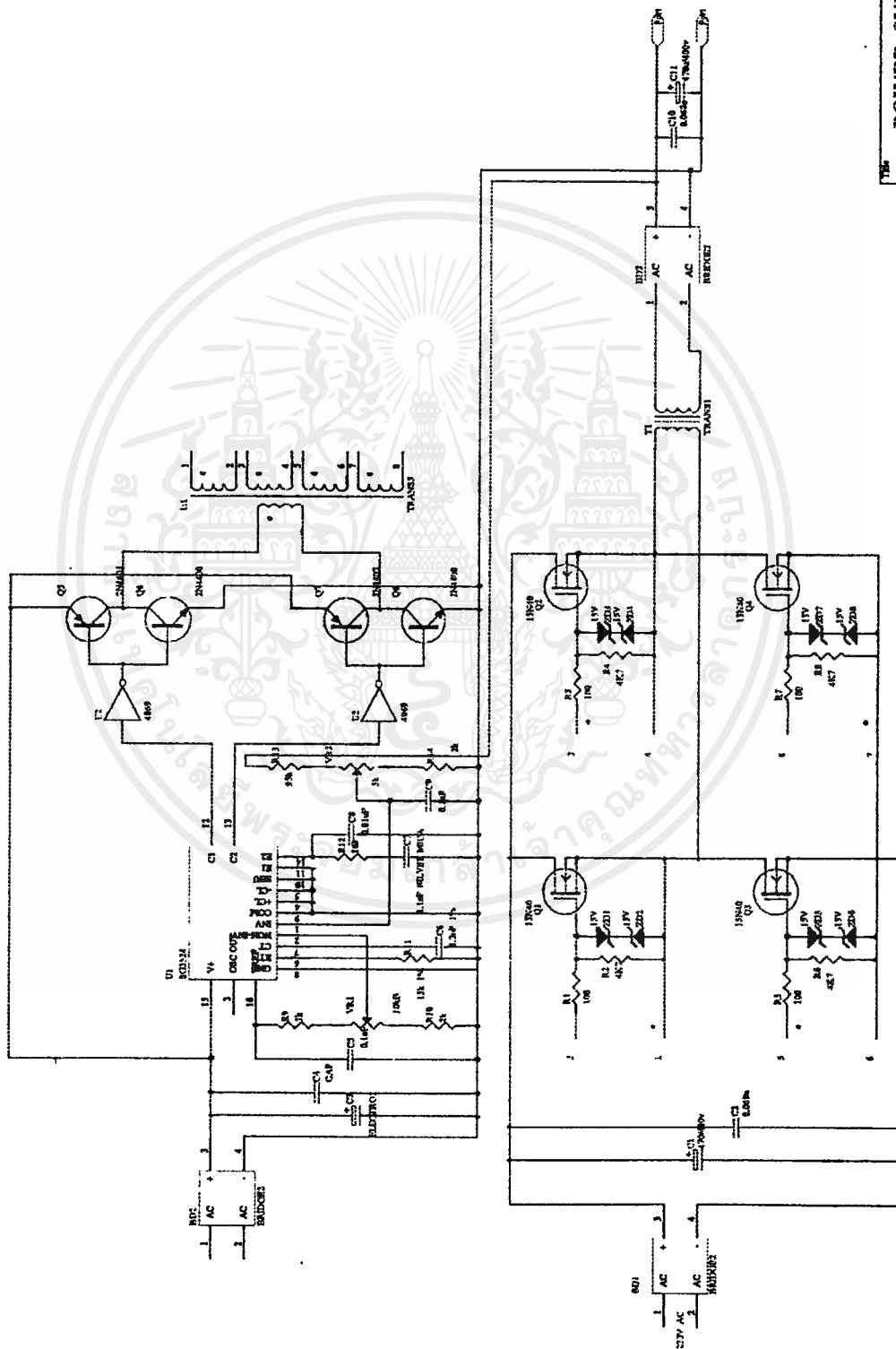
ในสถานะแรกถ้าเรากำหนดให้ พัลส์ที่ขาเอาต์พุตของ ไอซี 3524 เป็นพัลส์บวกและขาเอาต์พุตเป็นพัลส์ลบ จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟต Q_1 และ Q_2 ได้รับฟอร์เวิร์ดไบอัส จึงมีกระแสไหลผ่านโดยสถานะนี้ Q_2 และ Q_3 ได้รับรีเวิร์สไบอัส

ในทางกลับกันถ้าขา ของไอซี 3524 เป็นพัลส์ลบและขา เป็นพัลส์บวกจะทำให้ Q_1 และ Q_2 ได้รับรีเวิร์สไบอัสจึงไม่ทำงานส่วน Q_3 และ Q_4 จะได้รับ ฟอร์เวิร์ดไบอัสก็จะนำกระแส หลังจากนั้นเอาต์พุตที่ได้นี้จะถูกนำไป เรกติไฟเออร์ เกิดเป็นแรงดันไฟตรงที่มีค่าแรงดันสูงสุดประมาณ 180 V แรงดันเอาต์พุตส่วนหนึ่งจะถูกป้อนกลับให้กับ ไอซี 3524 เพื่อควบคุมการผลิตพัลส์ ซึ่งการควบคุมเพาเวอร์เอาต์พุต สามารถทำได้โดยการควบคุมความกว้างของพัลส์ที่ป้อนให้กับเพาเวอร์มอสเฟต

4.2 Monopolar Cutting and Coagulation

4.2.1 HF Generator

ดังรูปที่ 4.2 ไอซี U_3 จะผลิตความถี่ 2 เมกะเฮิร์ต ขึ้นมาโดยมี คริสตัล G_1 เป็นตัวกำหนดความถี่หลังจากนั้นจะถูกส่งไปที่ ไอซี $D_{1/1}$ และ $D_{1/2}$ เพื่อทำการหารความถี่ลง 4 เท่าซึ่งหลังจาก ไอซี D_1 แล้ว ความถี่จะมีค่าเหลือประมาณ 500 กิโลเฮิร์ต ความถี่ 500 กิโลเฮิร์ต นี้ จะถูกป้อนให้กับ ไอซี D_2 ถึง D_5 ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจร โมโนสเตเบิล เอาต์พุตพัลส์ที่ได้นี้สามารถปรับรูปร่างให้



Title		POWER SUPPLY	
Rev	B	Number	0011207
Date	25/03/1981	Scale	1:1
Proj	C/PP/38090/81	Drawn By	PATTON

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิจัยและการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.1 แสดงวงจร ตัวตั้งเพาเวอร์รีพลาซ
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เหมาะสมได้โดย ปรับที่ ความต้านทาน R4,R5,R6และR7 จึงนำไปป้อนให้กับ ไอซี D_6 และ U_2 ซึ่งทำหน้าที่เป็น Signal Synchronized

ไอซี U_3 และ U_4 ทำหน้าที่เป็น ปริ-โครเวอร์ และ บัฟเฟอร์ ซึ่งจะรับสัญญาณมาจาก ไอซี D_6 และ U_2 โดยสัญญาณนี้บางครั้งอาจอยู่ในรูปของสัญญาณ 500กิโลเฮิรท์ปกติหรืออาจอยู่ในรูปของสัญญาณ มอดูเลชัน ระหว่าง 35 กิโลเฮิรท์ กับ 500 กิโลเฮิรท์ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับว่า ขณะนั้นเครื่องทำงานอยู่ใน โหมด โค (normal /blend) โดยสัญญาณ ความถี่ 35 กิโลเฮิรท์ที่นำมามอดูเลทกับสัญญาณความถี่ 500กิโลเฮิรท์ นี้ ไอซี U_6 รับมาจากส่วนของวงจร blend โหมด โดยจะมี ออสซิลเลเตอร์ G_2 เป็นตัวผลิตสัญญาณขึ้นมา และจะมี ไอซี D_7 เป็นตัวปรับความกว้างของพัลส์ โดยการเปลี่ยนค่าของ R10-R15 และเมื่ออยู่ในโหมดของ CUT จะไม่มีสัญญาณ ความถี่ 35 กิโลเฮิรท์จาก ไอซี D_6 ส่งให้กับ ไอซี D_6

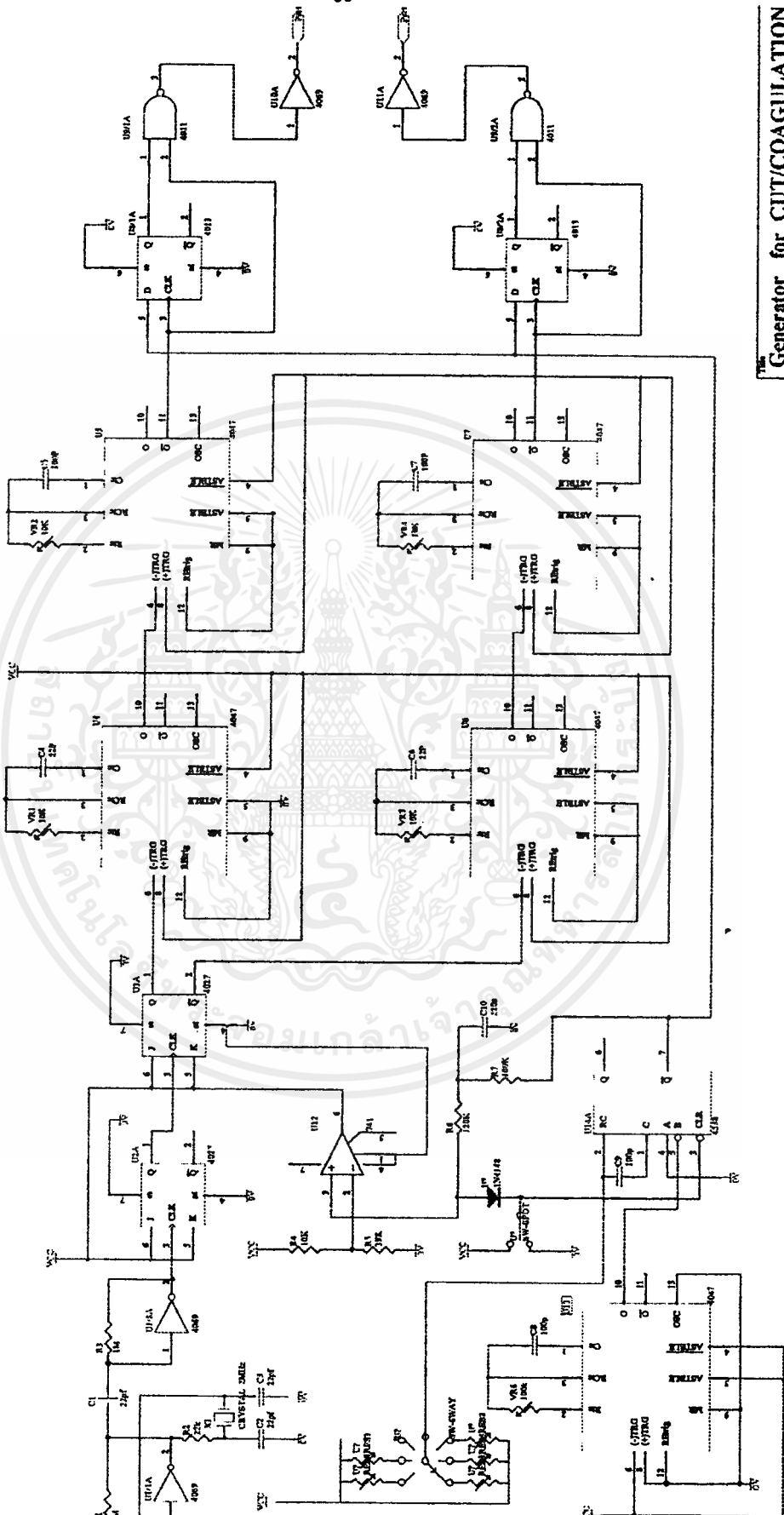
สัญญาณ เอาต์พุต ที่ได้จาก ไอซี U_3 และ U_4 ซึ่งเป็นสัญญาณที่มีลักษณะ synchronize กัน จะถูกนำไปขยายเพื่อให้มีขนาดใหญ่ขึ้น และลักษณะของสัญญาณจะมีเสถียรภาพที่ดี ก่อนที่จะถูกนำไปป้อนให้กับ คัปปลิงทรานฟอร์มเมอร์ ที่ใช้ขับ เพาเวอร์มอสเฟตในส่วนเอาต์พุต

4.2.2 RF OUTPUT FOR CUT/COAGULATION

วงจรเอาต์พุตของภาคนี้ จะทำหน้าที่ สวิตซ์แรงดันไฟตรง ด้วยสัญญาณความถี่สูงประมาณ 500kHz ที่รับมาจากภาค ออสซิลเลเตอร์ โดยสัญญาณที่ส่งมาจาก ออสซิลเลเตอร์ จะถูกป้อนเข้าทรานส์ฟอร์มเมอร์ขับ (T_1) เพื่อทำหน้าที่ขับเพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงาน ซึ่งวงจรนี้มีลักษณะวงจรแบบ ฮาฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ทำให้เพาเวอร์มอสเฟตผลัดกันทำงานครั้งละตัวเพราะฉะนั้นทรานฟอร์มเมอร์ขับ จะต้องมิชดทางเอาต์พุตจำนวน 2 ขดด้วยกันเพื่อแยกกราวด์ของเพาเวอร์มอสเฟตแต่ละตัวออกจากกัน ดังแสดงในรูปที่ 4.3

เอาต์พุตที่ได้ จะถูกนำไปต่อกับ Handgriff และ Plate เพื่อนำไปใช้งานต่อไป

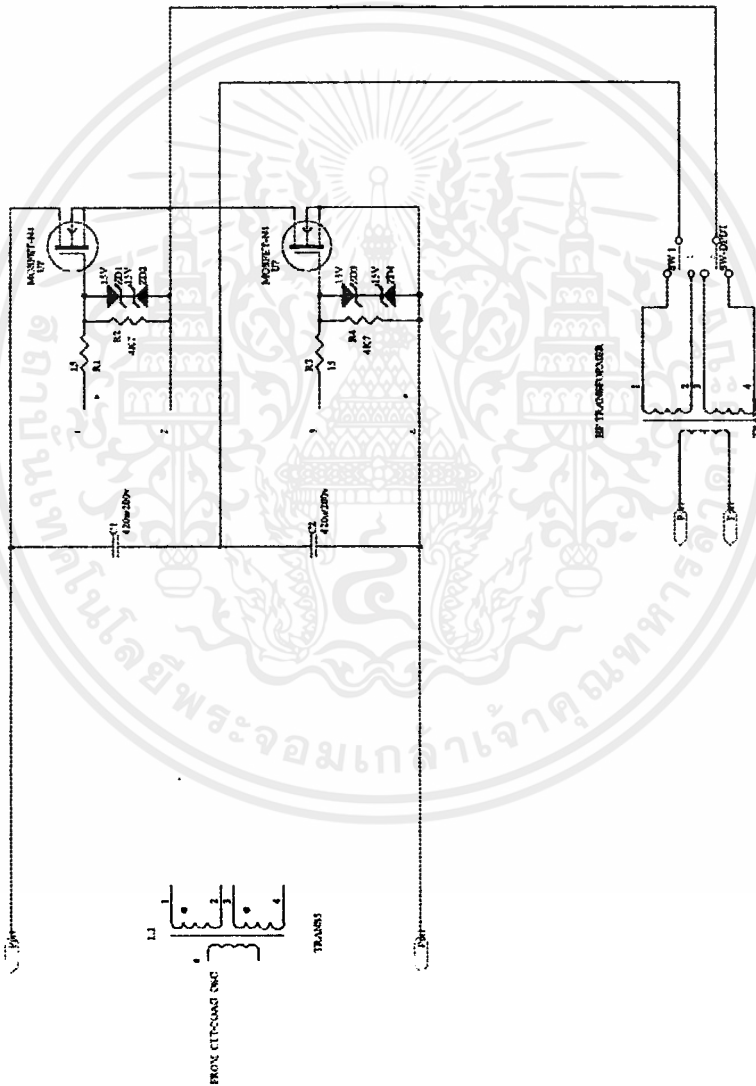
100-14V



The Generator for CUTCOAGULATION

Lab No.	Name	Section
100-14V	PH1317	
Date	Class/Year	Name of Tutor
	Supervisor/Teacher	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับความรู้ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 4.2 แสดงวงจร ภาค HF Generators
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Title		Revision	
No.	Quantity	98015127	
Date: 25/05/2558		Drawn by: CHUSRI THIRASIT	
File: CUT/COAG			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่...
รูปที่ 4.3 แสดงวงจร ภาค RF Output for CUT/COAGULATION
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

การคำนวณและออกแบบ

5.1 คำนำ

ในการออกแบบเครื่องมือทางการแพทย์ สิ่งที่สำคัญที่สุดก็คือความปลอดภัยขณะใช้งาน ฉะนั้นการออกแบบจึงควรมีส่วนของการ Protection เพื่อให้มีความปลอดภัยต่อทั้งคนไข้และแพทย์ผู้ใช้งานเครื่องมือชิ้นเองด้วย นอกจากนี้กำลังงานที่ใช้งานก็มีความสำคัญเช่นกัน การออกแบบเครื่องมือให้มีกำลังงานที่เหมาะสมก็จะทำให้การใช้งานมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น

โครงการนี้ถูกออกแบบให้มีกำลังเอาต์พุตที่สูง เนื่องจากสามารถใช้งานได้หลากหลาย แต่ทั้งนี้ก็สามารถปรับเอาต์พุตให้มีกำลังงานต่ำได้เช่นกัน และมีส่วนของวงจร Protection ด้วย แต่คาดว่ายังไม่มีความปลอดภัยที่พอจะสามารถใช้กับมนุษย์ได้ จึงควรได้มีการนำไปพัฒนาในส่วนของการ Protection ต่อไปในอนาคต

5.2 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

5.2.1 หม้อแปลงความถี่สูง ภาค CUT/COAGULATION

ภาค CUT/COAG กำหนดให้ทำงานที่ความถี่ 500kHz กำลังส่งออกมีค่าประมาณ 350 วัตต์ สูงสุด ที่กระแสเอาต์พุต 300 มิลลิแอมป์ขณะทำงานในโหมด CUT เพราะฉะนั้นแรงดันเอาต์พุตสำหรับโหมด CUT คือประมาณ $350/300E-3 = 1166$ โวลต์

และสำหรับในโหมด COAG จะให้กำลังส่งออกประมาณ 200 วัตต์ ที่ กระแสเอาต์พุต 100 มิลลิแอมป์ ซึ่งจะให้แรงดันเอาต์พุตที่ประมาณ $200/111E-3 = 1800$ โวลต์ การคำนวณสำหรับโหมด CUT กำหนดให้ B_{max} เท่ากับ 150 A_t เท่ากับ 4.11 (เนื่องจากใช้แกน ETD 49 ขนาดกัน 2 แกน)

5.2.1.1 กำหนด

$$\begin{aligned} T &= \frac{1}{F} \\ &= \frac{1}{500kHz} \\ &= 2 \times 10^{-6} Sec \end{aligned}$$

5.2.1.2 กำหนด

$$\begin{aligned} T_{ON(max)} &= 0.4T \\ &= 0.4 \times 2 \times 10^{-6} \\ &= 8 \times 10^{-6} Sec \end{aligned}$$

5.2.1.3 กำหนดอัตราส่วน N_p/N_s

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{[(150/2)-1] \times 0.8 \times 10^{-6}}{1166 \times (2 \times 10^{-6}/2)}$$

$$= 0.0514$$

5.2.1.4 กำหนดจำนวนรอบขดไพรมารี N_p จาก

$$N_p = \frac{\left(\frac{V_{in(min)}}{2} - V_{CE(sat)} \right) t_{ON(max)}}{\Delta B_{(max)} A_e} \times 10^8$$

$$N_p = \frac{[(150/2)-1] \times 0.8 \times 10^{-6}}{150 \times 4.11} \times 10^8$$

$$= 9.6$$

ในที่นี้ เลือก N_p เท่ากับ 10 รอบ

5.2.1.5 คำนวณจำนวนรอบขดเซคันดารี

$$N_s = N_p / 0.0514$$

$$= 10 / 0.0514$$

$$= 184.8$$

ในที่นี้ใช้ N_s เท่ากับ 184 รอบ

5.2.1.6 คำนวณค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี L_p

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

$$= \frac{4 \times \pi \times 4.11 \times 16^2 \times 10^{-8}}{0.2}$$

$$= 661.1 \times 10^{-6} \text{ Henry}$$

ถ้า $L_p \pm 20\%$ ดังนั้น L_p จะมีค่าในช่วง $528.88 \times 10^{-6} \sim 793.32 \times 10^{-6}$ เฮนรี

5.2.1.7 คำนวณค่ากระแสสูงสุดที่ไพรมารีจาก

$$\begin{aligned}
 I_{P(PK)} &= \frac{P_o T}{2\eta V_{in(min)} t_{ON(max)}} + \frac{(V_{in(min)} - 2V_{CE(sat)}) t_{ON(max)}}{L_p} \\
 &= \frac{350 \times 2 \times 10^{-6}}{2 \times 0.8 \times 150 \times 0.8 \times 10^{-6}} + \frac{(150 - 2)0.8 \times 10^{-6}}{528 \times 10^{-6}} \\
 &= 3.65 + 0.22 \\
 &= 3.87 \dots \dots \dots \text{Amp}
 \end{aligned}$$

5.2.1.8 กำหนดให้ความหนาแน่นกระแสในสายเท่ากับ 300 จะได้ขนาดของลวดทองแดงค้ำไพรมารีเป็น $300 \times 3.87 = 1161$ ซึ่งตรงกับลวดเบอร์ 20 AWG หรือ 21 SWG

กระแสทางด้านเซคันดารี เท่ากับ 300 มิลลิแอมป์ เพราะฉะนั้นจะได้ขนาดของลวดทองแดงเป็น $300 \times 300 \times 10^{-3} = 90$ ซึ่ง ตรงกับลวดเบอร์ 30 AWG หรือ 31 SWG

และสำหรับโหมค COAG เราจะคำนวณขดลวดเซคันดารีเพียงขดเดียวเท่านั้นคือการ COAG แบบ contact โดยมีแรงดันเอาต์พุต 1800 โวลท์ กระแส 111E-3 จะได้

$$\begin{aligned}
 \frac{N_p}{N_s} &= \frac{[(150/2) - 1]0.8 \times 10^{-6}}{1800 \times 10^{-6}} \\
 &= 0.033
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 N_p &= 0.033 N_s \\
 &= 0.033 \times 184 \\
 &= 6.07
 \end{aligned}$$

ในที่นี้ เลือก N_p เท่ากับ 6 รอบ

และจะได้ขนาดของลวดทองแดงเป็น $300 \times 3.87 = 1161$ ซึ่งตรงกับลวดเบอร์ 20 AWG หรือ 21 SWG ส่วนโหมค COAG แบบ spray จะใช้วิธีการเพิ่มอัตราส่วนของรูปคลื่นสูงสุดต่อรูปคลื่นเฉลี่ยซึ่งจะทำให้แรงดันเอาต์พุตมีค่า สูงกว่าแบบ contact

5.2.2 หม้อแปลงความถี่สูงภาค POWER SUPPLY

ภาคเพาเวอร์ซัพพลาย กำหนดให้ใช้ความถี่ในการ สวิตช์ 25 กิโลเฮิรท์ มีแรงดันเอาต์พุต 150V กำลังเอาต์พุต 400 W เพราะฉะนั้นกระแสเอาต์พุตจะมีค่าประมาณ 2.6 A และแกนเฟอร์ไรต์ใช้แกน EI-50

วิธีคำนวณดังนี้

5.2.2.1 คาบเวลาทำงาน

$$T = \frac{1}{F} = 40 \mu\text{Sec}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2.2.2 กำหนด $T_{on(max)}$ เท่ากับ 0.4 T

$$\begin{aligned} T_{ON(max)} &= 0.4T \\ &= 16\mu Sec \end{aligned}$$

5.2.2.3 กำหนด อัตราส่วน N_p/N_s

$$\begin{aligned} \frac{N_p}{N_s} &= \frac{(280-2)16 \times 10^{-6}}{151 \times 20 \times 10^{-6}} \\ &= 1.47 \end{aligned}$$

5.2.2.4 กำหนดจำนวนรอบขด ไพรมารี่ (N_p)

$$N_p = \frac{(280-2)16 \times 10^{-6}}{2000 \times 2.3 \times 4.44} \times 10^3$$

$$= 21.778$$

ในที่นี้ เลือก N_p เท่ากับ 22 รอบ

5.2.2.5 กำหนดอัตราส่วน N_p/N_s

$$\frac{N_p}{N_s} = 1.47$$

$$\begin{aligned} N_s &= \frac{22}{1.47} \\ &= 14.96 \end{aligned}$$

ในที่นี้ใช้ N_s เท่ากับ 14 รอบ

5.2.2.6 คำนวณค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี L_p (ระยะช่องอากาศ l_g เท่ากับ 0.1 มิลลิเมตร)

$$\begin{aligned} L_p &= \frac{4 \times \pi \times A_e \times N_p^2 \times 10^{-8}}{l_g} \\ &= \frac{4 \times \pi \times 2.30 \times 20^2 \times 10^{-8}}{0.1} \\ &= 1.156 \times 10^{-3} \text{ Henry} \end{aligned}$$

ถ้า $L_p \pm 20\%$ ดังนั้น L_p จะมีค่าในช่วง $924.88E-6 \sim 1.387E-6$ เฮนรี

5.2.2.7 คำนวณค่ากระแสสูงสุดที่ไพรมารีจาก

$$\begin{aligned}
 I_{P(PK)} &= \frac{P_O T}{2\eta V_{in(min)} t_{ON(max)}} + \frac{(V_{in(min)} - 2V_{CE(sat)}) t_{ON(max)}}{L_p} \\
 &= \frac{400 \times 40 \times 10^{-6}}{0.8 \times 260 \times 16 \times 10^{-6}} + \frac{(258 - 2)16 \times 10^{-6}}{924.88 \times 10^{-6}} \\
 &= 4.8 + 4.46 \\
 &= 9.26 \dots \dots \dots Amp
 \end{aligned}$$

5.2.2.8 กำหนดให้ความหนาแน่นกระแสในสาย เท่ากับ 300 จะได้ขนาดลวดทองแดง ด้านไพรมารี เป็น $300 \times 9.26 = 2778$ เซอร์คูลาร์บิลต์ ซึ่งตรงกับลวดเบอร์ 16 AWG หรือ 17 SWG

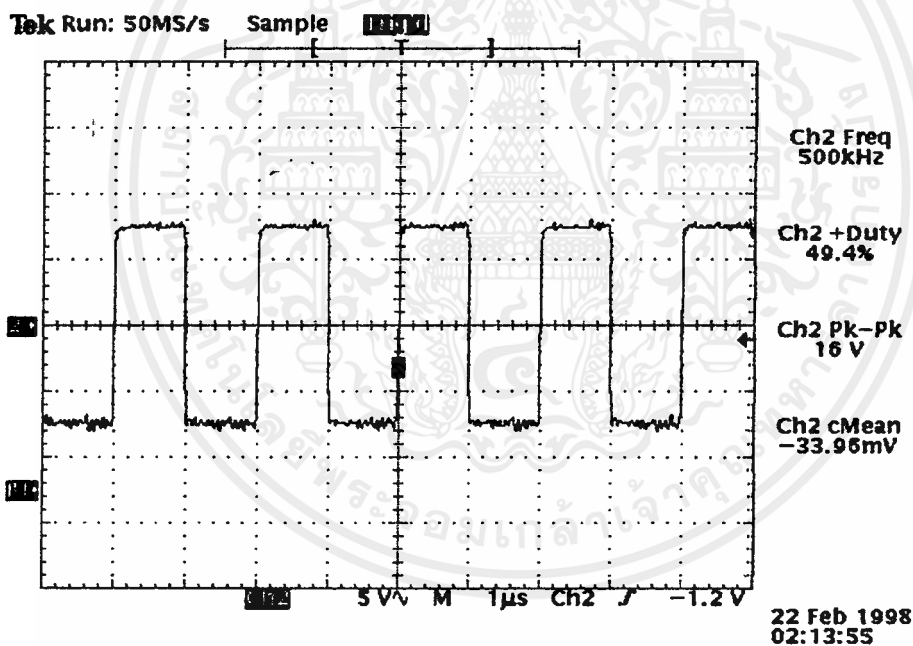
จากที่ได้คำนวณค่ากระแสไพรมารีของหม้อแปลงความถี่สูงซึ่งมีค่าประมาณ 3.6 แอมป์ เพราะฉะนั้น ค่า กระแสทางด้านเซคันดารี ของหม้อแปลงในภาคนี้อาจสามารถใช้ค่าที่กล่าวมานี้ได้ จึงได้ขนาดลวดทองแดงด้านเซคันดารีเป็น $300 \times 3.6 = 1080$ เซอร์คูลาร์บิลต์ซึ่งตรงกับลวดทองแดงเบอร์ 20 AWG หรือ 21 SWG

บทที่ 6

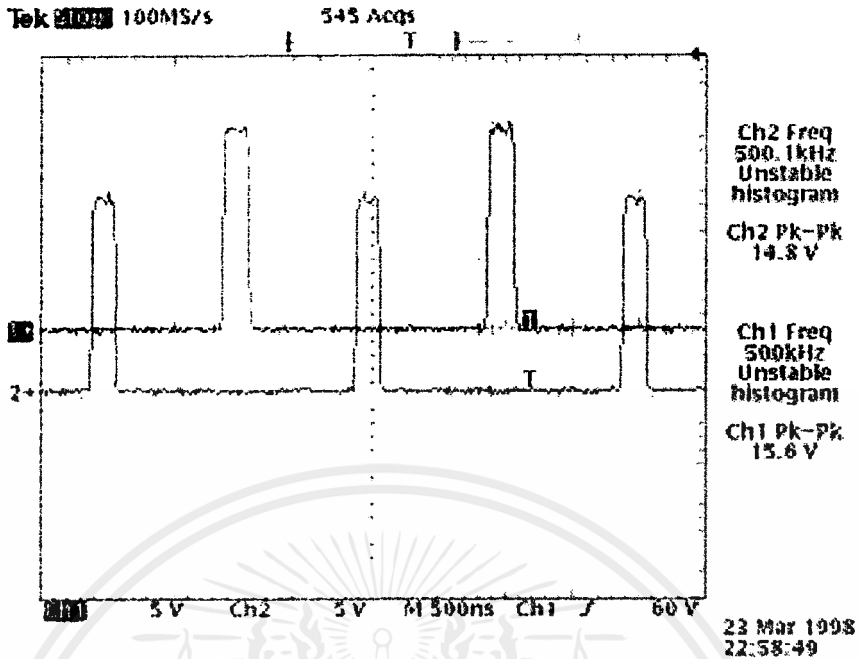
การทดลองและผลการทดลอง

ในส่วนของภาค Switching Power Supply กำหนดให้มีค่าคงที่ประมาณ 150V กำลังเอาต์พุต 400 W ซึ่งจากการทดลองวัดผลที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับที่ต้องการ โดยได้แรงดันเอาต์พุตที่ ประมาณ 150V

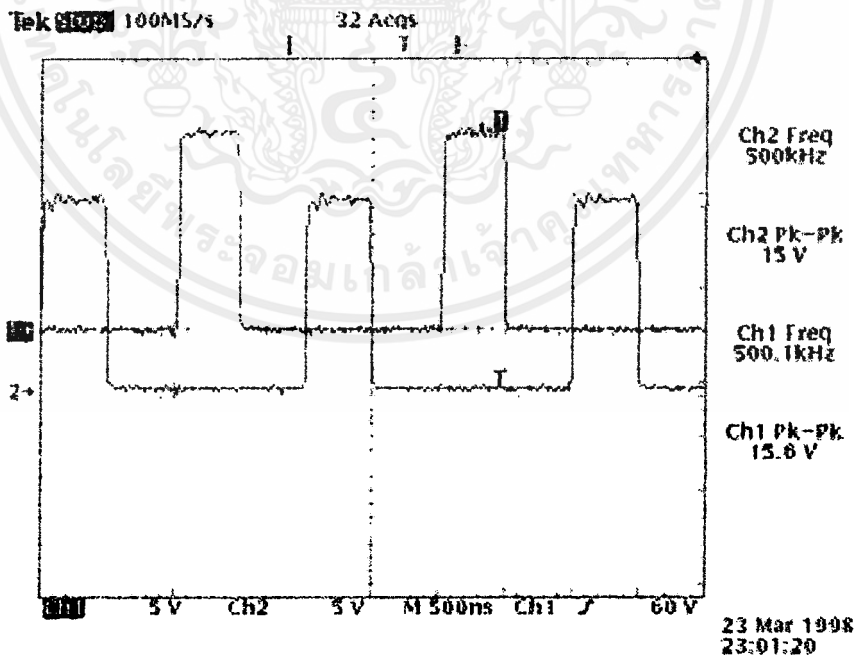
ในส่วนของวงจร Oscillator ภาค CUT/COAGULATION ได้ทำการทดลองวัดสัญญาณ ณ จุดทดสอบต่างๆ จะได้ผลใกล้เคียงกับความต้องการมากดังกราฟต่อไปนี้



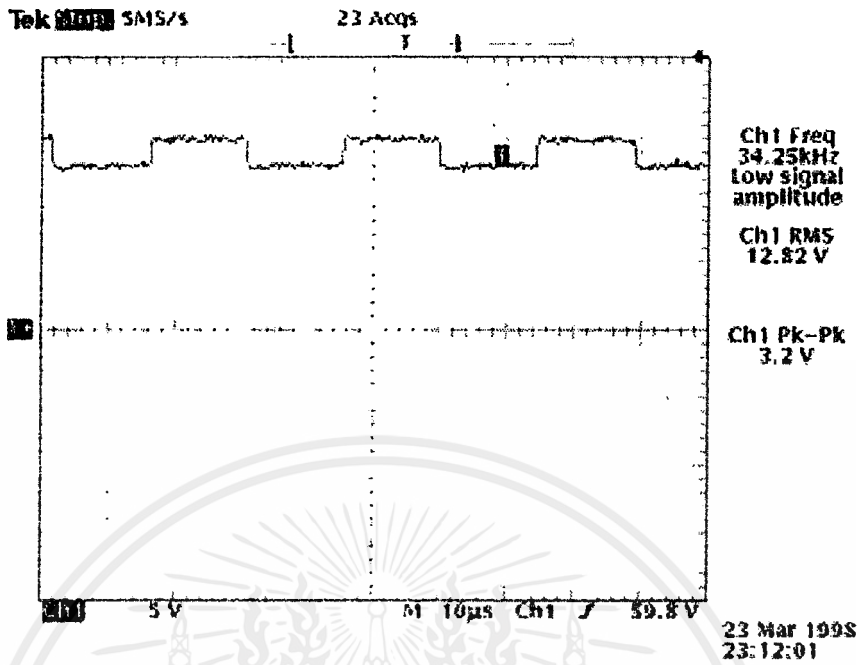
รูปที่ 6.1 แสดงสัญญาณความถี่ 500kHz ที่ขา 1 ของไอซี U3A เบอร์ CD 4027



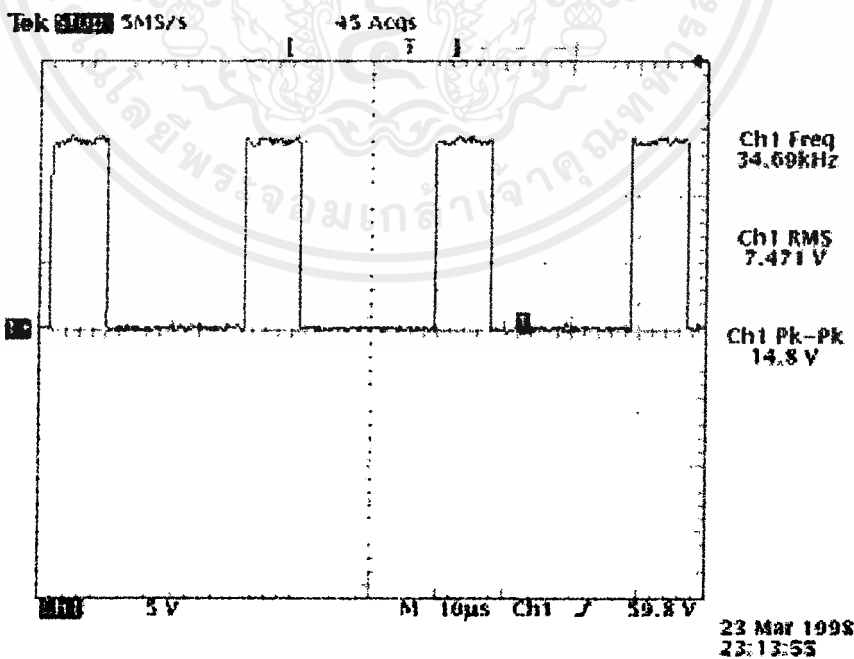
รูปที่ 6.2 แสดง สัญญาณ ความถี่ 500kHz ที่ถูกปรับแต่งรูปสัญญาณ ที่ขา10 ของไอซีU4และ U6 เบอร์ CD 4047



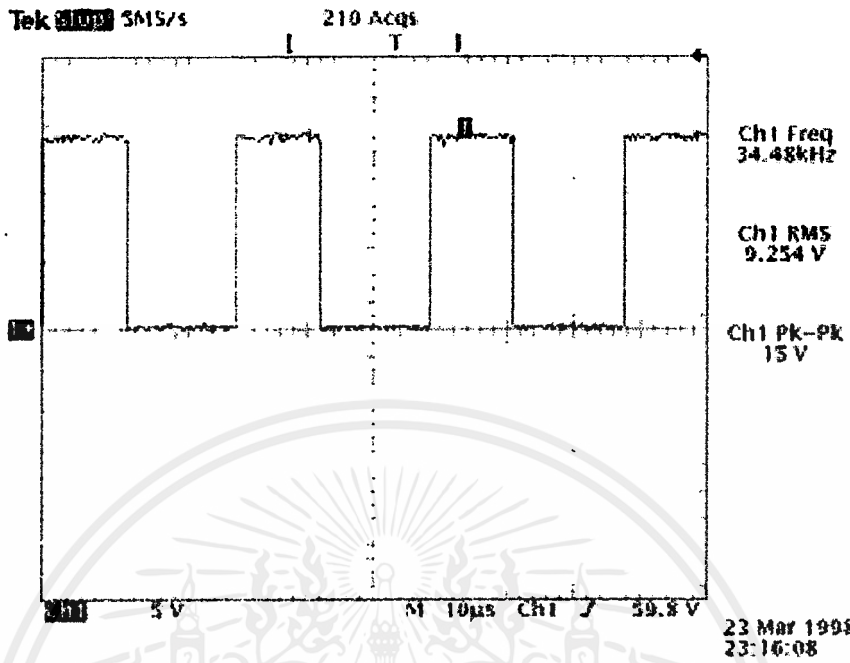
รูปที่ 6.3 แสดงสัญญาณความถี่ 500 kHz ที่ถูกปรับแต่งเสร็จแล้ว ที่ขา 11 ของไอซี U5 และ U6 เบอร์ CD 4047



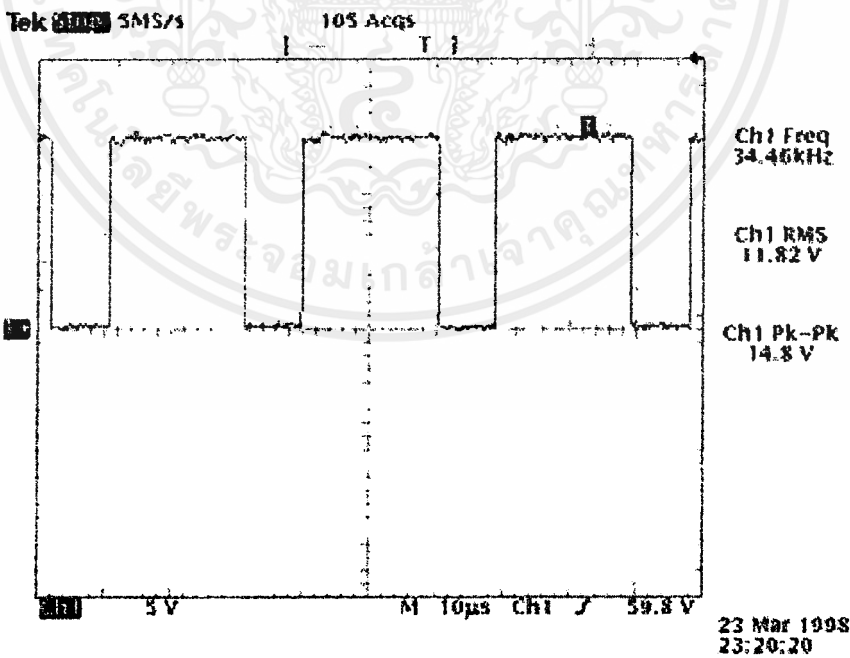
รูปที่ 6.4 แสดงสัญญาณความถี่ 35 kHz ที่ขา 7 ของ ไอซี U14A เบอร์ HD14538 ในโหมด การตัดด้วยความถี่เดียว



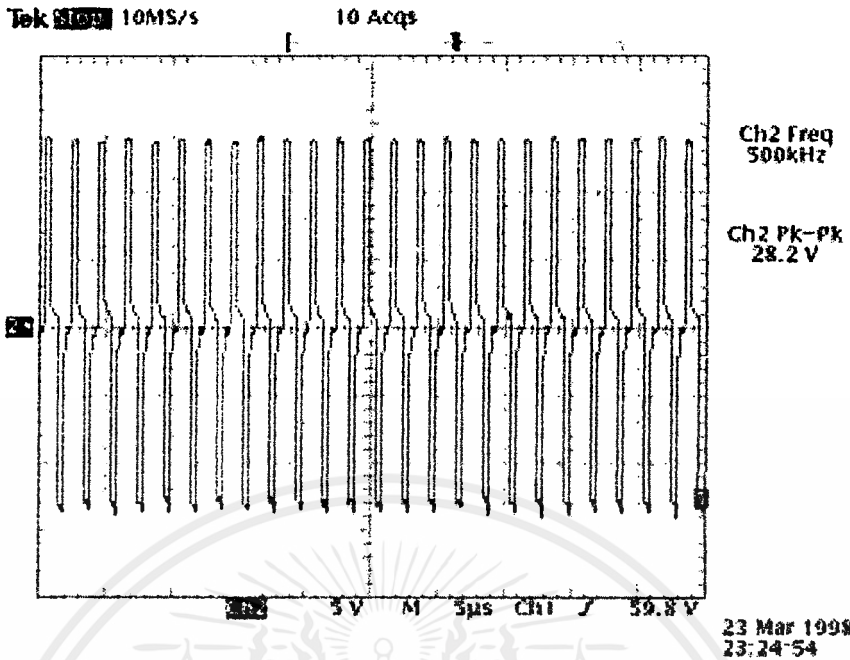
รูปที่ 6.5 แสดงสัญญาณความถี่ 35kHz ที่ขา 7 ของไอซี U14 เบอร์ HD 14538 ที่ใช้ผสมในโหมดการตัด/จี ระดับที่



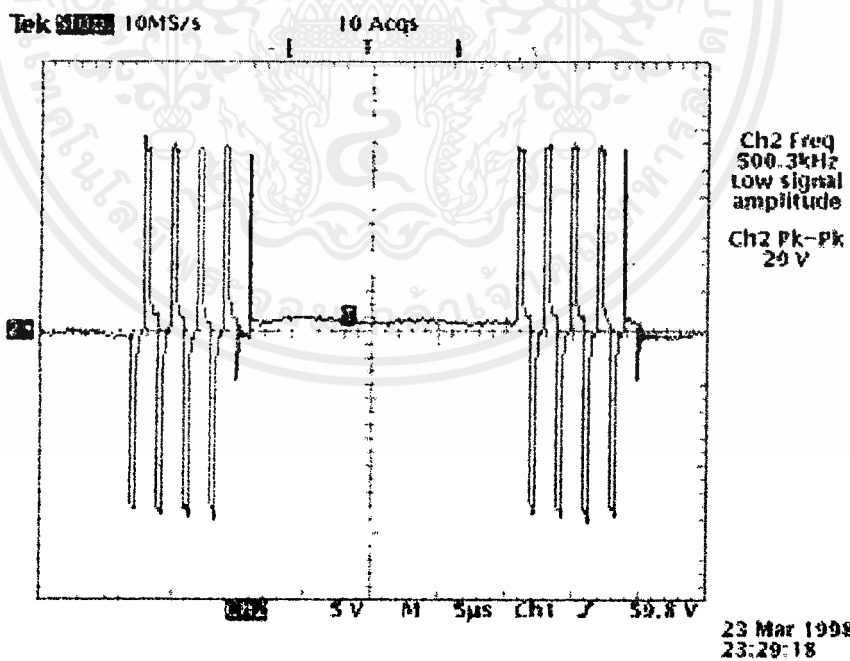
รูปที่ 6.6 แสดงสัญญาณความถี่ 35kHz ที่ขา 7 ของไอซี U14 เบอร์ HD 14538 ที่ใช้ผสมในโหมดการตัด/จี ระดับที่ 2



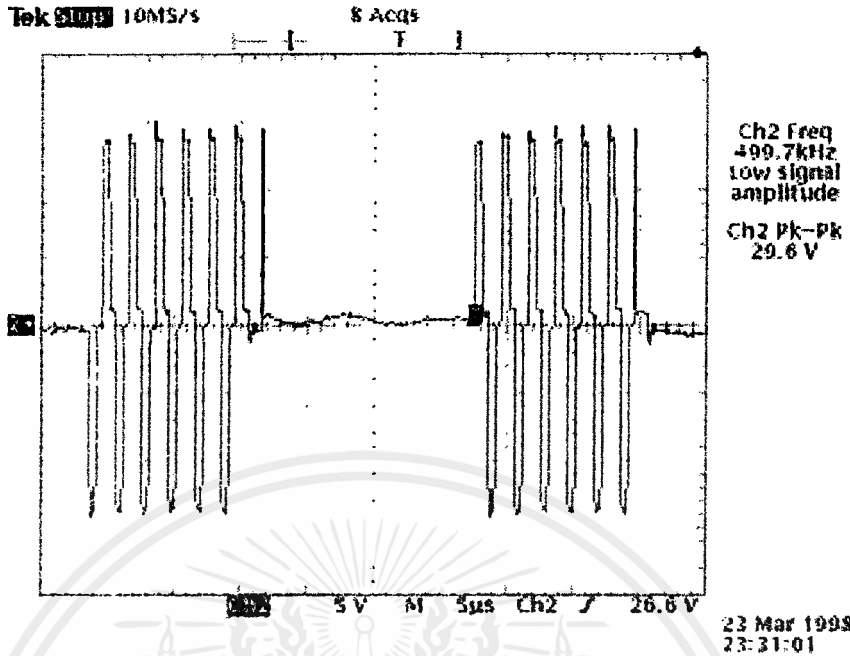
รูปที่ 6.7 แสดงสัญญาณความถี่ 35kHz ที่ขา 7 ของไอซี U14 เบอร์ HD 14538 ที่ใช้ผสมในโหมดการตัด/จี ระดับที่ 3



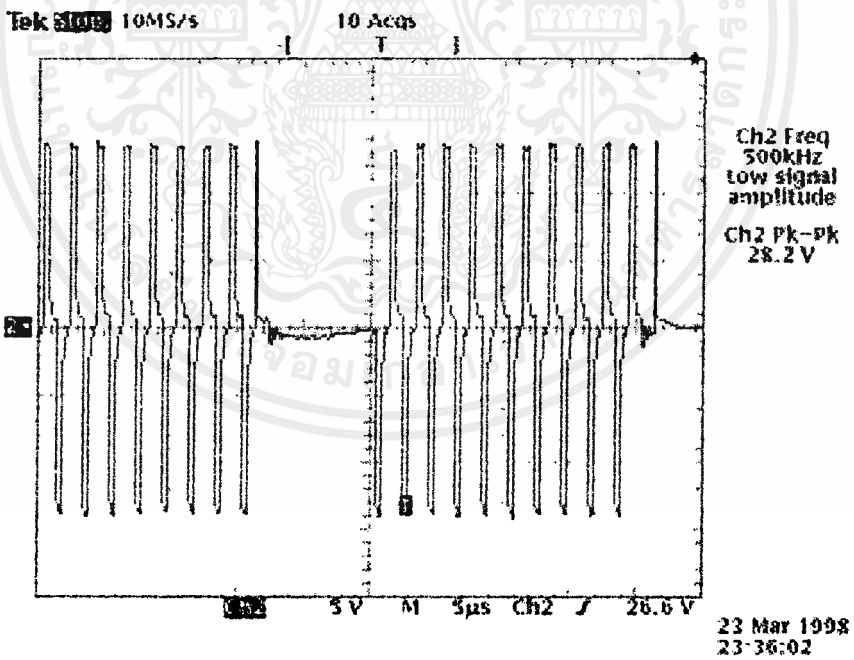
รูปที่ 6.8 แสดงสัญญาณความถี่ผสม 35kHz กับ 500kHz ที่ใช้ไบอัสให้เพาเวอร์มอดเฟด ระหว่างขา 2 ของไอซี U10A กับ ขา 2 ของไอซี U11A ในโหมดการตัด (ความถี่เดียว)



รูปที่ 6.9 แสดงสัญญาณความถี่ผสม 35kHz กับ 500kHz ที่ใช้ไบอัสให้เพาเวอร์มอดเฟด ระหว่างขา 2 ของไอซี U10A กับ ขา 2 ของไอซี U11A ในโหมดการตัด/จี (ความถี่ผสม) ระดับที่ 1



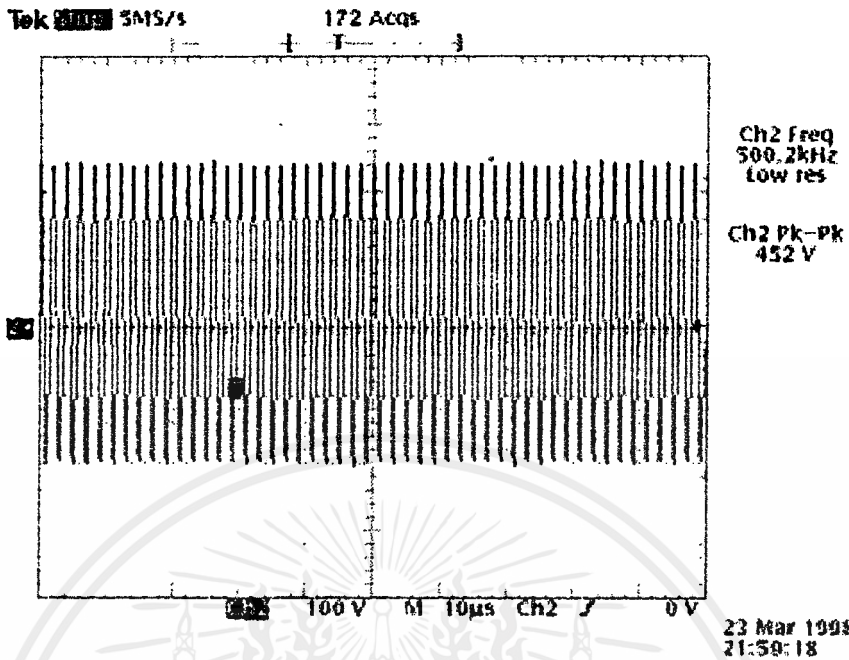
รูปที่ 6.10 แสดงสัญญาณความถี่ผสม 35kHz กับ 500kHz ที่ใช้ไบอัสให้เพาเวอร์-มอสเฟต ระหว่างขา 2 ของไอซี U10A กับ ขา 2 ของไอซี U11A ในโหมดการตัด/จี



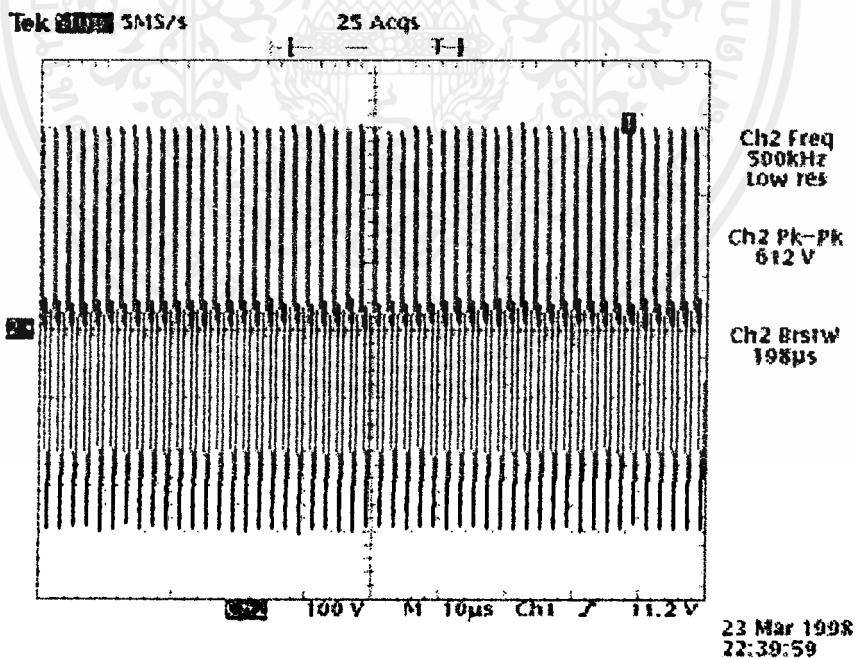
(ความถี่ผสม) ระดับที่ 2

รูปที่ 6.11 แสดงสัญญาณความถี่ผสม 35kHz กับ 500kHz ที่ใช้ไบอัสให้เพาเวอร์-มอสเฟต ระหว่างขา 2 ของไอซี U10A กับ ขา 2 ของไอซี U11A ในโหมดการตัด/จี

(ความถี่เดียว) ระดับที่ 3

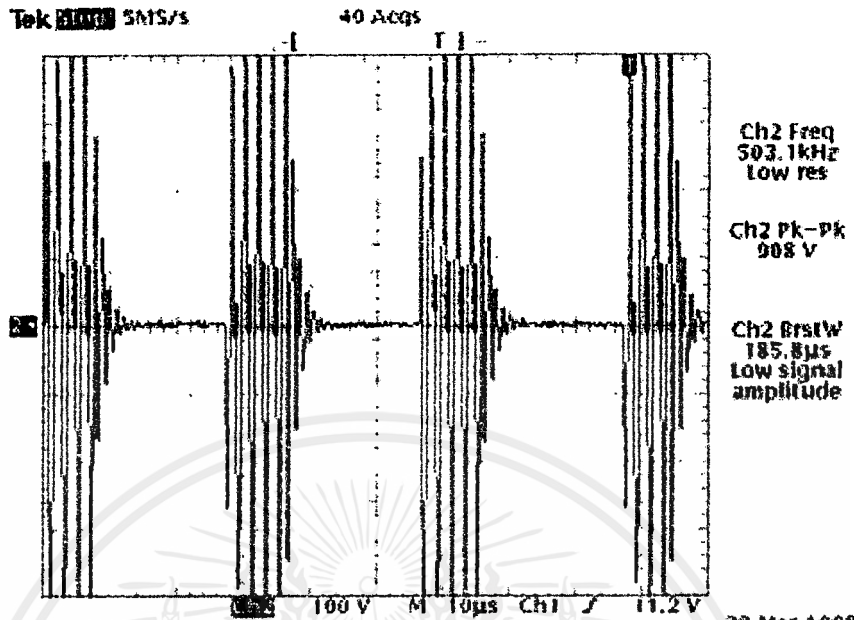


รูปที่ 6.12 แสดงสัญญาณเอาต์พุตในโหมดการตัดด้วยความถี่เดียวเมื่อ ไม่มีโหลด ที่ HALF POWER

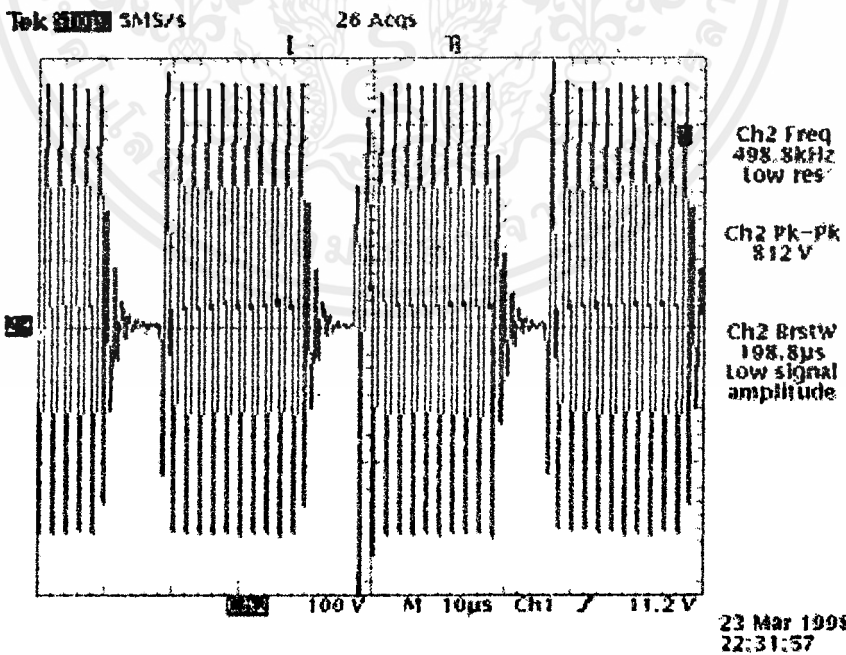


รูปที่ 6.13 แสดงสัญญาณเอาต์พุตในโหมดการตัดด้วยความถี่เดียวเมื่อ ไม่มีโหลด ที่ FULL POWER

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

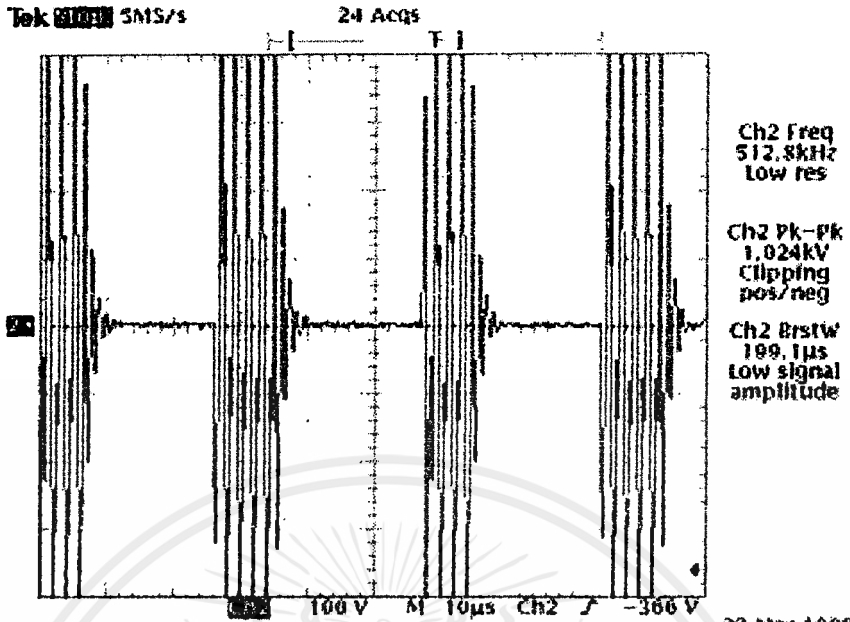


รูปที่ 6.14 แสดงสัญญาณเอาต์พุตในโหมดการตัดแบบความถี่ผสมเมื่อไม่มีโหลด ที่ FULL POWER ระดับที่ 1



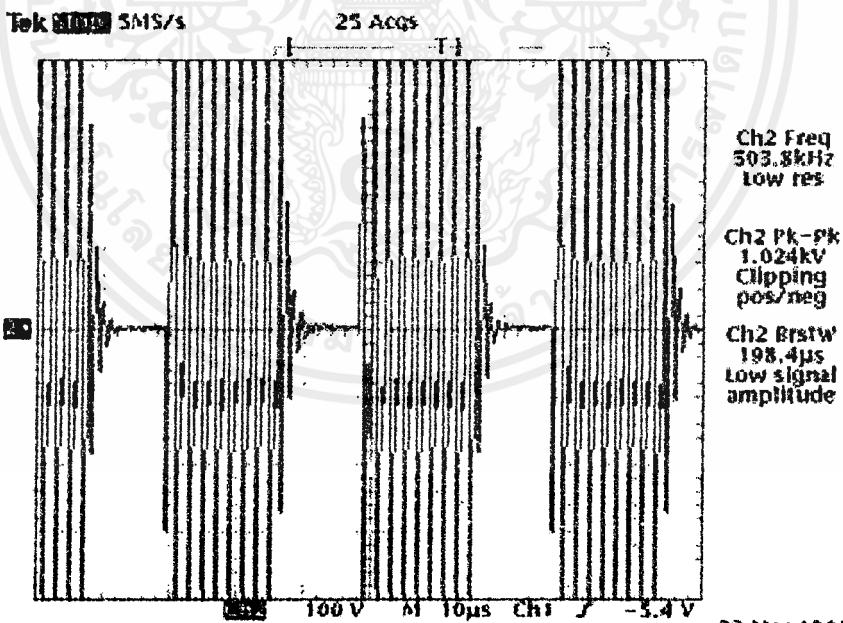
รูปที่ 6.15 แสดงสัญญาณเอาต์พุตใน โหมดการตัดแบบความถี่ผสมเมื่อไม่มีโหลด ที่ FULL POWER ระดับที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



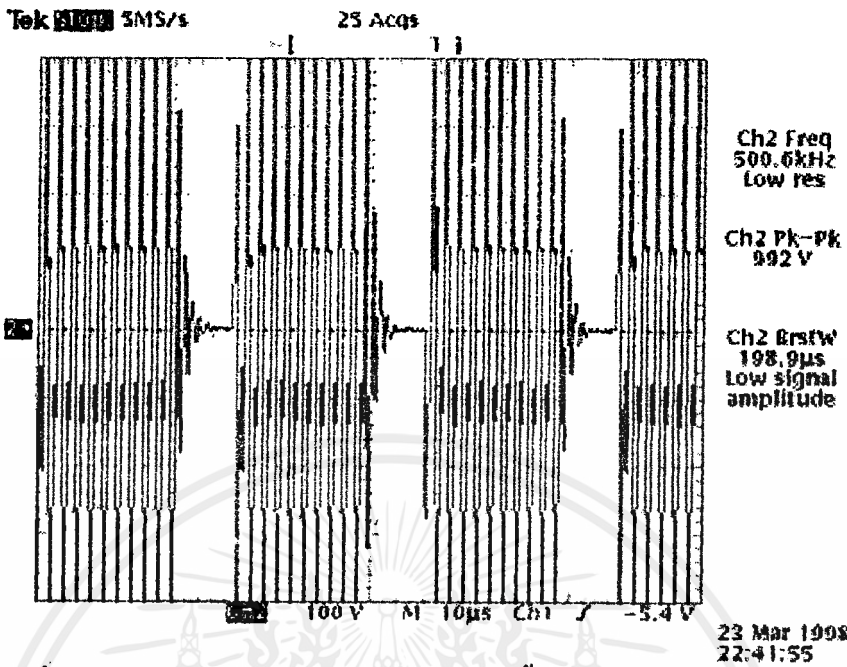
23 Mar 1998
22:50:31

รูปที่ 6.16 แสดงสัญญาณเอาต์พุตในโหมดการคิดแบบความถี่ผสมเมื่อไม่มีโหลดที่ FULL POWER ระดับที่ 3

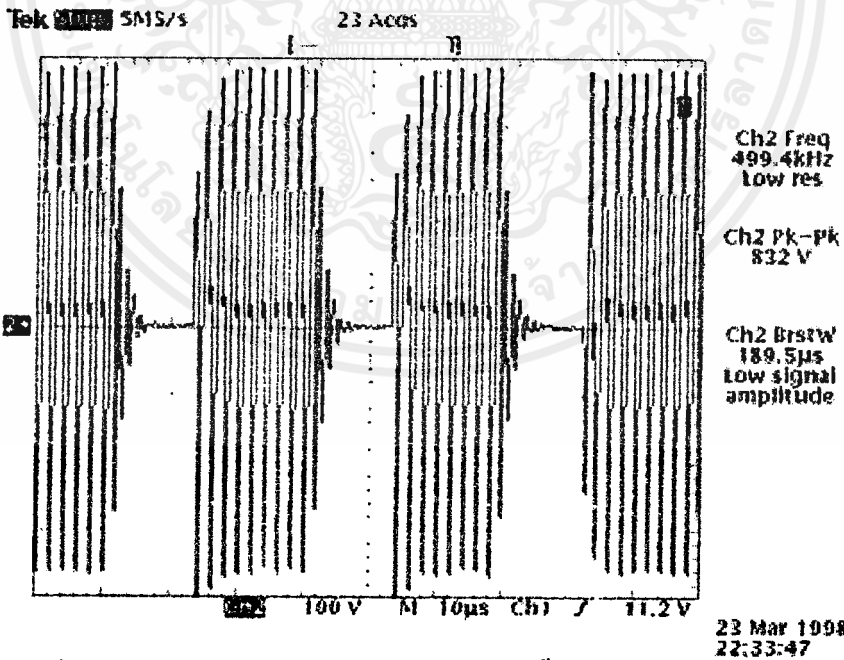


23 Mar 1998
22:44:06

รูปที่ 6.17 แสดงสัญญาณเอาต์พุตในโหมดการจี้แบบความถี่ผสมเมื่อไม่มีโหลดที่ FULL POWER ระดับที่ 1



รูปที่ 6.18 แสดงสัญญาณเอาต์พุตในโหมดการจี้แบบความถี่ผสมเมื่อไม่มีโหลดที่ FULL POWER ระดับที่ 2



รูปที่ 6.19 แสดงสัญญาณเอาต์พุตในโหมดการจี้แบบความถี่ผสมเมื่อไม่มีโหลดที่ FULL POWER ระดับที่ 3

การทดลองนำไปใช้งาน

หลังจากที่ได้ทำการวัดสัญญาณ ณ จุดทดสอบและจุดเอาต์พุตต่างๆ ได้ผลเป็นที่น่าพอใจแล้ว จึงได้นำไปทดสอบการใช้งานจริงโดยได้นำไปทดลองตัดชิ้นเนื้อ ปრაกฏว่าสามารถตัดชิ้นเนื้อ ได้แต่รอยตัดมีความลึกไม่มากนัก ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับกำลังเอาต์พุตที่ใช้ในการตัด

จากการทดลองทำให้ทราบว่าเครื่องสามารถทำงานได้จริงตามวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้ และทราบว่าผลการตัดขึ้นอยู่กับกำลังงานและเวลาที่ใช้



สรุปและวิจารณ์

โครงการนี้ได้ศึกษาและออกแบบเครื่องตัดและจี้ด้วยกระแสไฟฟ้าที่นำเอาไฟฟ้ากระแสสลับเรียงกระแสเป็นกระแสตรงที่แรงดันสูงแล้วทำการ SWITCHING ให้เป็นกระแสสลับที่มีแรงดันต่ำลง หลังจากนั้นจึงนำไปเรียงกระแสอีกครั้งให้มีแรงดันเป็นไฟกระแสตรงประมาณ 150V แรงดันเอาต์พุตที่ได้นี้จะนำไปเป็นแหล่งจ่ายให้กับวงจร SWITCHING ความถี่สูงซึ่งจะ SWITCH ที่ความถี่ประมาณ 500kHz หรือ ความถี่ผสมระหว่าง 500kHz กับ 35 kHz ในลักษณะของวงจร HALF BRIDGE CONVERTER เอาต์พุตทั้งหมดที่ได้จะถูกนำไปใช้งานโดยผ่านวงจร ISOLATOR ที่ใช้ป้องกันอันตรายอันอาจเกิดจากใช้งานที่ขาดความระมัดระวัง

ในการออกแบบหม้อแปลงเอาต์พุตซึ่งใช้งานที่ความถี่สูง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่จะนำมาใช้ขึ้นอยู่กับความถี่ปกติ จึงทำให้เกิดปัญหาในการออกแบบหม้อแปลงดังกล่าว จึงต้องทำเท ทดลองที่น้อยครั้งเพื่อให้เหมาะสมกับการใช้งาน และเมื่อนำไปทดลองก็มักจะเกิดปัญหาค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กอิ่มตัวอยู่เสมอ แต่ในที่สุดก็สามารถแก้ปัญหาได้พอสมควรในระดับหนึ่ง

ปัญหาที่เกิดขึ้น

- (1) การเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟต ที่ทนกระแสได้ต่ำ จะทำให้เกิดการเสียหายแก่ตัวเพาเวอร์มอสเฟตเองได้โดยง่าย ซึ่งจากการทดลองต้องสูญเสียไปกับความบกพร่องในส่วนนี้หลายครั้ง
- (2) การแยก Line Voltage ที่ใช้งานระหว่างส่วนควบคุมและส่วนเพาเวอร์ เมื่อใช้งานที่แรงดันสูง บางครั้งบางกรณีอาจทำให้เกิดความเสียหายแก่วงจรส่วนเพาเวอร์ได้
- (3) TRANSFORMER ที่หาได้โดยทั่วไป มีขนาดใหญ่ที่สุดคือ EI-50 และส่วนใหญ่จะไม่มี DATA Sheet ให้ และหากต้องการขนาดที่ใหญ่กว่าจำเป็นต้องสั่งซื้อโดยตรงจากบริษัท
- (4) ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด จะมีค่าต่ำมากเมื่อใช้ที่ความถี่ 500kHz ซึ่งจะสามารถกำหนดได้โดยการต่อกราฟขยายแกนทางด้านความถี่แต่ก็จะไม่มีความแน่นอนมากนัก

แนวทางในการพัฒนา

ถึงแม้ว่าโครงการนี้จะสามารถใช้งานได้จริงตามวัตถุประสงค์ที่ได้ตั้งไว้แต่ยังจะต้องได้รับการพัฒนาอีกหลายประการจึงจะสามารถนำไปใช้กับมนุษย์ได้จริง ดังเช่นที่ได้ยกตัวอย่างต่อไปนี้

1. โดยการทำให้ขนาดของเครื่องมีขนาดเล็กลง
2. โดยการใช้ไมโครโปรเซสเซอร์เป็นตัวควบคุมแรงดันและกำลังงาน
3. โดยการเพิ่มสัญญาณเตือนให้ทราบถึงสถานะการทำงาน เป็นต้น

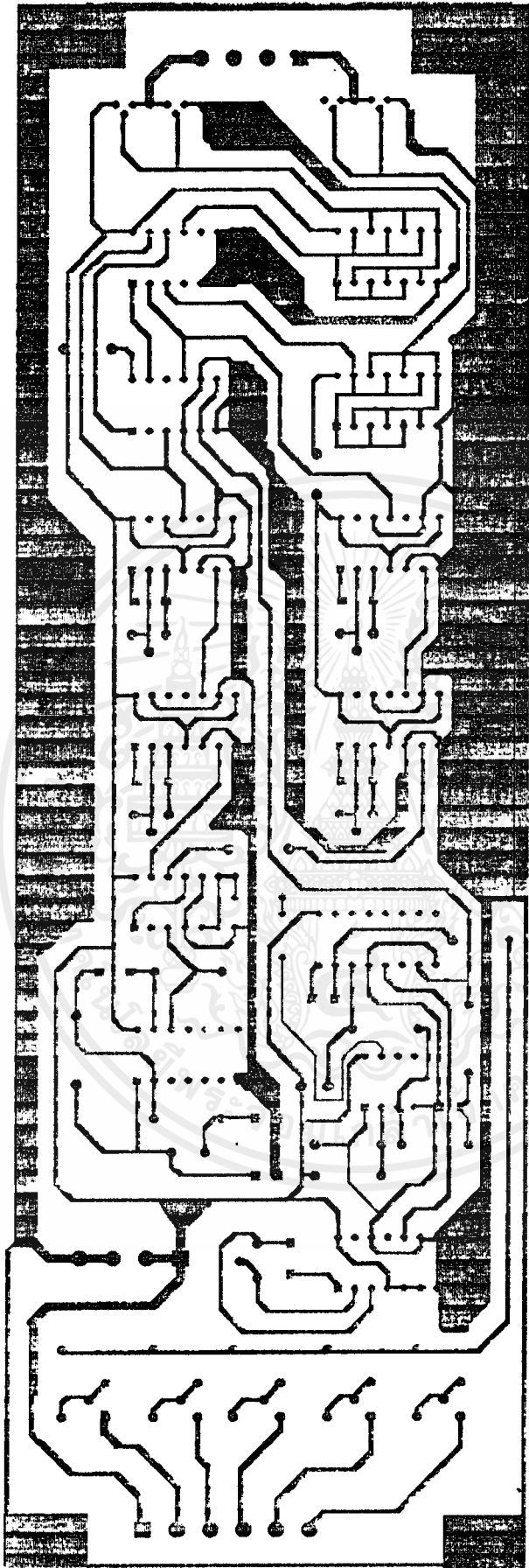




ภาคผนวก ก.

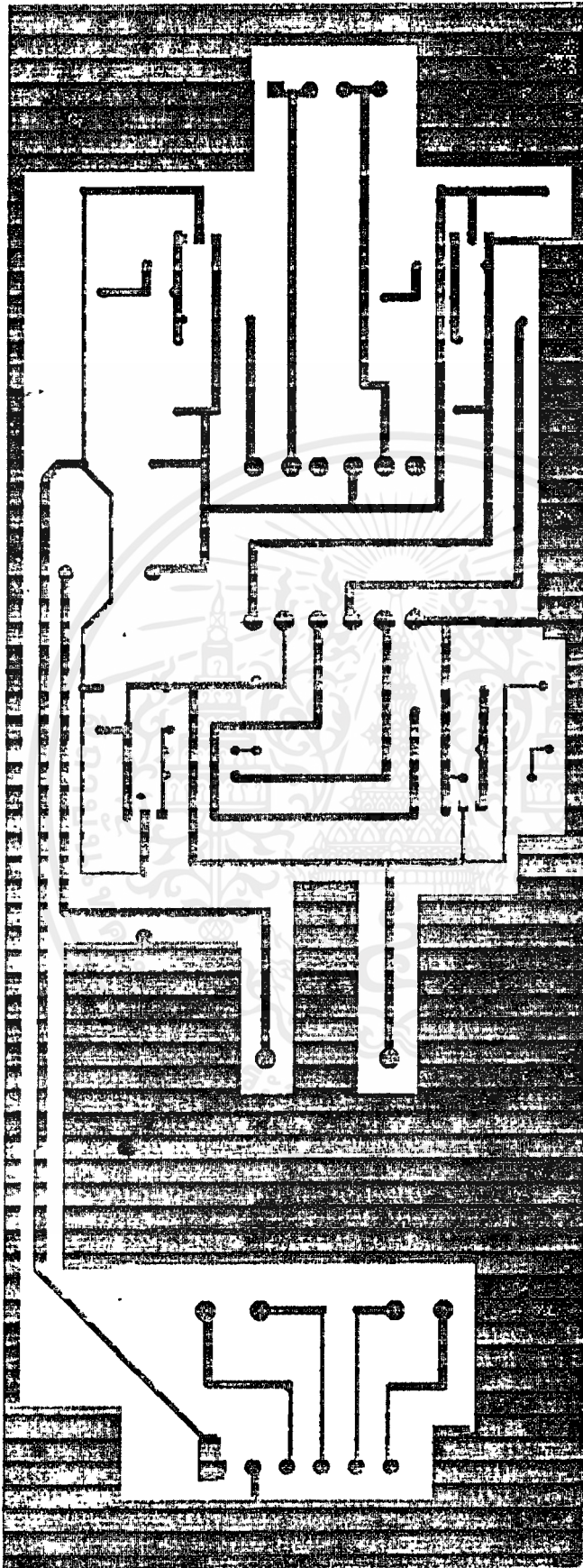
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Generator for CUT/COAGULATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
F.F. OTUPUT

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ข.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Standard Wire Gauge Table

1 ลำดับเลข S.W.G.	2 เส้นผ่าศูนย์กลาง มิล. (MIL)	3 พื้นที่หน้าตัด ตารางนิ้ว	4 ความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าเป็นลอมเปอร์ทอการางนิ้ว				
			4 2000แอมป์.	5 2500แอมป์.	6 3000แอมป์.	7 3500แอมป์.	8 4000แอมป์.
1	300	0.0706	141.2	176.9	212	247.5	283
	289.3	0.0657	131.4	164.1	197.1	230	262.8
2	276	0.0598	119.6	149.5	179.4	209	239.4
	257.6	0.052	104	130	156	192	208
3	252	0.0499	99.8	124.8	149.7	174.5	199.6
4	232	0.0425	85	106.2	127.5	148.8	170
	229.4	0.0413	82.6	103.2	123.9	144.5	165.2
5	212	0.0352	70.4	88	105.6	123.1	140.8
	204.3	0.0328	65.6	75.5	98.4	114.8	131.2
6	192	0.0289	57.8	72.25	86.7	101.2	115.6
	181.9	0.02599	51.98	64.9	77.97	91.	103.9
7	176	0.02433	48.66	60.7	72.99	85	97.3
	162	0.02073	41.5	52.4	62.25	73.25	83
8	160	0.02014	40.28	50.4	60.42	70.5	80.56
	144.3	0.01639	32.78	40.98	49.17	57.3	65.56
9	144	0.0155	32.6	40.75	48.9	57	65.2
	128.5	0.013	25	32.5	39	46.5	52
10	128	0.01227	25.74	32.2	38.71	45	51.45
11	116	0.01053	21.16	26.45	31.74	37	42.32
	114.4	0.01029	20.58	25.75	30.87	36	41.16
12	104	0.0085	17	21.25	25.5	29.75	34
	101.9	0.008158	16.316	20.04	24.474	28.55	32.632
13	92	0.00664	13.28	16.6	19.92	23.2	26.56
	90.7	0.00646	12.93	16.15	19.38	22.6	25.84
14	80	0.005027	10.054	12.58	15.081	17.6	20.018
15	72	0.004072	8.14	10.2	12.22	14.24	16.29
	64.1	0.00329	6.58	9.65	9.87	11.5	13.16
16	64	0.003217	6.43	8.05	9.65	11.3	12.87
	57.1	0.00256	5.12	6.4	7.68	8.96	9.24
17	56	0.002463	4.93	6.16	7.39	8.82	8.85
	50.8	0.002028	4.036	5.05	6.054	7.05	8.052
18	48	0.001810	3.62	4.52	5.44	6.34	7.24
	45.3	0.00161	3.22	4.025	4.83	5.64	6.44
19	40.3	0.001276	2.544	3.18	3.816	4.45	5.088
	40	0.001257	2.52	3.14	3.77	4.4	5.02

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1 ตัวทเบอร์ S.W.G.	2 เส้นผ่านศูนย์กลาง มิล. (MIL)	3 พื้นที่หน้าตัด ตารางนิ้ว	4 ความหนาแน่นของกรวดเหล็กเป็นชอมเปอร์กวดทางนิ้ว				
			4 2000แอมป์.	5 2500แอมป์.	6 3000แอมป์.	7 3500แอมป์.	8 4000แอมป์.
20	36	0.001018	2.000	2.55	3.05	3.56	4.065
	35.9	0.001013	2.026	2.535	3.039	3.55	4.052
21	32	0.000804	1.61	2.01	2.41	2.81	3.21
	28.5	0.000636	1.276	1.595	1.914	2.235	2.552
22	28	0.000615	1.23	1.54	1.841	2.15	2.46
	25.3	0.000504	1.01	1.257	1.575	1.76	2.1
23	24	0.000452	0.905	1.13	1.359	1.58	1.82
	22.6	0.0004	0.838	1.002	1.2057	1.405	1.6076
24	22	0.00038	0.761	0.95	1.14	1.33	1.57
25	20	0.000314	0.628	0.786	0.94	1.1	1.25
26	18	0.0002545	0.509	0.636	0.76	0.89	1.01
	17.9	0.00025	0.503	0.628	0.7545	0.88	1.0
27	16.4	0.00021	0.425	0.528	0.634	0.739	0.845
	15.9	0.000199	0.3976	0.4955	0.5988	0.695	0.795
28	14.8	0.00017	0.344	0.43	0.516	0.601	0.69
	14.2	0.000158	0.32	0.397	0.47	0.55	0.62
29	13.6	0.000145	0.291	0.363	0.436	0.508	0.581
	12.6	0.000125	0.25	0.3125	0.375	0.4375	0.5
30	12.4	0.00012	0.241	0.302	0.362	0.428	0.483
31	11.6	0.000105	0.212	0.264	0.317	0.37	0.42
	11.3	0.000099	0.2	0.248	0.3	0.348	0.4024
32	10.8	0.000091	0.183	0.229	0.275	0.32	0.365
33	10	0.000078	0.157	0.196	0.235	0.275	0.314
34	9.2	0.000066	0.133	0.166	0.2	0.233	0.266
	8.9	0.000062	0.1244	0.155	0.186	0.2175	0.2488
35	8.4	0.000055	0.111	0.139	0.176	0.194	0.22
	8	0.00005	0.105	0.1255	0.1507	0.174	0.21
36	7.6	0.000045	0.0907	0.113	0.138	0.158	0.181
	7.1	0.000039	0.07937	0.099	0.119	0.138	0.158
37	6.8	0.000036	0.0726	0.0908	0.101	0.127	0.145
	6.3	0.000031	0.0624	0.078	0.0936	0.109	0.1248

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Specifications CA1524, CA2524, CA3524

Absolute Maximum Ratings

Input Voltage (Between V_{IN} and GND Terminals).....	40V
Operating Voltage Range (V_{IN} to GND)	8 to 40V
Output Current Each Output: (Terminal 11, 12-or 13, 14)	100mA
Output Current (Reference Regulator).....	50mA
Oscillator Charging Current	5mA

Thermal Information

Thermal Resistance	θ_{JA}
Plastic DIP Package	100°C/W
Device Dissipation	
Up to $T_A = +25^\circ\text{C}$	1.25W
Above $T_A = +25^\circ\text{C}$	Derate Linearly at 10mW/°C
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C
Storage Temperature Range.....	-65°C to +150°C
Lead Temperature (During Soldering).	
At distance 1/16 ± in. (1.59mm ± 0.79mm)	
from case for 10s Max.....	+265°C

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

Electrical Specifications $T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$ for CA1524, 0°C to $+70^\circ\text{C}$ for the CA2524 and CA3524; $V_+ = 20\text{V}$ and $f = 20\text{kHz}$, Unless Otherwise Stated.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	CA1524, CA2524			CA3524			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
REFERENCE SECTION								
Output Voltage		4.8	5	5.2	4.6	5	5.4	V
Line Regulation	$V_+ = 8$ to 40V	-	10	20	-	10	30	mV
Load Regulation	$I_L = 0$ to 20mA	-	20	50	-	20	50	mV
Ripple Rejection	$f = 120\text{Hz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	66	-	-	66	-	dB
Short Circuit Current Limit	$V_{REF} = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	100	-	-	100	-	mA
Temperature Stability	Over Operating Temperature Range	-	0.3	1	-	0.3	1	%
Long Term Stability	$T_A = 25^\circ\text{C}$	-	20	-	-	20	-	mV/4hr
OSCILLATOR SECTION								
Maximum Frequency	$C_T = 0.001\mu\text{F}$, $R_T = 2\text{K}\Omega$	-	300	-	-	300	-	kHz
Initial Accuracy	R_T and C_T Constant	-	5	-	-	5	-	%
Voltage Stability	$V_+ = 8$ to 40V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	-	1	-	-	1	%
Temperature Stability	Over Operating Temperature Range	-	-	2	-	-	2	%
Output Amplitude	Terminal 3, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	3.5	-	-	3.5	-	V
Output Pulse Width (Pin 3)	$C_T = 0.01\mu\text{F}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	0.5	-	-	0.5	-	μs
Ramp Voltage Low (Note 1)	Pin 7	-	0.6	-	-	0.6	-	V
Ramp Voltage High (Note 1)	Pin 7	-	3.5	-	-	3.5	-	V
Capacitor Charging Current Range	Pin 7 ($5-2 V_{BE}/R_T$)	0.03	-	2	0.03	-	2	mA
Timing Resistance Range	Pin 6	1.8	-	120	1.8	-	120	k Ω
Charging Capacitor Range	Pin 7	0.001	-	0.1	0.001	-	0.1	μF
Dead Time Expansion Capacitor on Pin 3 (when a small osc. cap is used)	Pin 3	100	-	1000	100	-	1000	pF
ERROR AMPLIFIER SECTION								
Input Offset Voltage	$V_{CM} = 2.5\text{V}$	-	0.5	5	-	2	10	mV
Input Bias Current	$V_{CM} = 2.5\text{V}$	-	1	10	-	1	10	μA
Open Loop Voltage Gain		72	80	-	60	80	-	dB
Common Mode Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$	1.8	-	3.4	1.8	-	3.4	V
Common Mode Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ\text{C}$	-	70	-	-	70	-	dB
Small Signal Bandwidth	$A_v = 0\text{dB}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	3	-	-	3	-	MHz

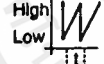
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Specifications CA1524, CA2524, CA3524

Electrical Specifications $T_A = -55^\circ\text{C}$ to $+125^\circ\text{C}$ for CA1524, 0°C to $+70^\circ\text{C}$ for the CA2524 and CA3524; $V_+ = 20\text{V}$ and $f = 20\text{kHz}$, Unless Otherwise Stated. (Continued)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	CA1524, CA2524			CA3524			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Output Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$	0.5	-	3.8	0.5	-	3.8	V
Amplifier Pole		-	250	-	-	250	-	Hz
Pin 9 Shutdown Current	External Sink	-	200	-	-	200	-	μA
COMPARATOR SECTION								
Duty Cycle	% Each Output On	0	-	45	0	-	45	%
Input Threshold	Zero Duty Cycle	-	1	-	-	1	-	V
Input Threshold	Max. Duty Cycle	-	3.5	-	-	3.5	-	V
Input Bias Current		-	1	-	-	1	-	μA
CURRENT LIMITING SECTION								
Sense Voltage for 25% Output Duty Cycle	Terminal 9 = 2V with Error Amplifier Set for Max Out, $T_A = 25^\circ\text{C}$	190	200	210	180	200	220	mV
Sense Voltage T.C.		-	0.2	-	-	0.2	-	mV/ $^\circ\text{C}$
Common Mode Voltage		-1	-	+1	-1	-	+1	V
Rolloff Pole of R51 C3 + Q64		-	300	-	-	300	-	Hz
OUTPUT SECTION (EACH OUTPUT)								
Collector-Emitter Voltage		40	-	-	40	-	-	V
Collector Leakage Current	$V_{CE} = 40\text{V}$	-	0.1	50	-	0.1	50	μA
Saturation Voltage	$V_+ = 40\text{V}$, $I_C = 50\text{mA}$	-	0.8	2	-	0.8	2	V
Emitter Output Voltage	$V_+ = 20\text{V}$	17	18	-	17	18	-	V
Rise Time	$R_C = 2\text{K}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	0.2	-	-	0.2	-	μs
Fall Time	$R_C = 2\text{K}\Omega$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	-	0.1	-	-	0.1	-	μs
Total Standby Current: (Note 2) I_S	$V_+ = 40\text{V}$	-	4	10	-	4	10	mA

NOTES:

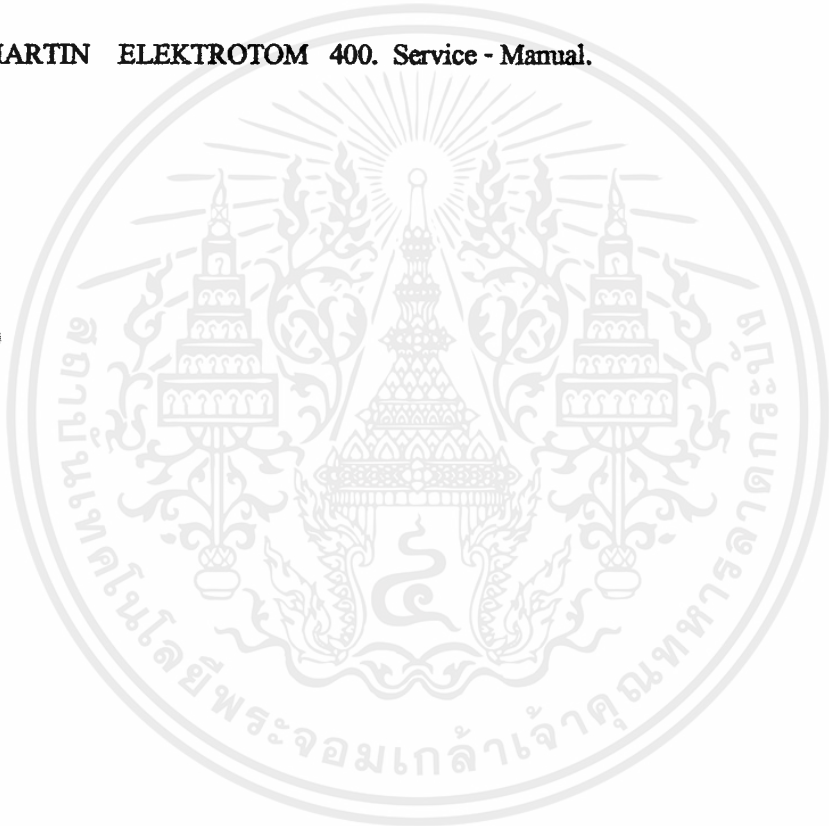
- Ramp voltage at Pin 7  where $t = \text{OSC period in microseconds}$
 $t \approx R_T C_T$ with C_T in microfarads and R_T in ohms.
 Output frequency at each output transistor is half OSC frequency when each output is used separately and is equal to the OSC frequency when each output is connected in parallel.
- Excluding oscillator charging current, error and current limit dividers, and with outputs open.



ศุวัฒน์ คั่น. เทคนิคการออกแบบสวิตซ์เพาเวอร์รีพพลาซ. พิมพ์ครั้งที่ 2. กรุงเทพฯ

MARTIN ELEKTROTOM 400. คู่มือการใช้และวิธีบำรุงรักษาเครื่องจีและตัดด้วยไฟฟ้า

MARTIN ELEKTROTOM 400. Service - Manual.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้