

หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม

HIGH FREQUENCY COAXIAL WOUND POWER TRANSFORMER



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2543

ISBN 974-622-914-1

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม

HIGH FREQUENCY COAXIAL WOUND POWER TRANSFORMER



อลงกรณ์ สุริยกุล ณ อยุธยา

ALONGKORN SURIYAKUL NA AYUDHYA

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา พ.ศ. 2543 นี้จนถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เลขหม้อ.....

เลขทะเบียน..... 37658

วัน, เดือน, ปี..... 19 ก.ย. 2543

ISBN 974-622-914-1

HIGH FREQUENCY COAXIAL WOUND POWER TRANSFORMER



ALONGKORN SURIYAKUL NA AYUDHYA

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING
SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ะโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา 2000 อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ISBN 974-622-914-1



COPYRIGHT 2000

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตีตแบบลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม
นักศึกษา	นายอลงกรณ์ สุริยกุล ณ อยุรยา
รหัสประจำตัว	36061215
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2543
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	ผศ. ประภาส ไพรสุวรรณ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอถึง การออกแบบสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม ซึ่งใช้ในภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ ร่วมกับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟลูมบริจอินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์มาทำการออกแบบสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้นนี้มีขนาดพิกัดกำลัง 1,200 วัตต์ อาร์เอ็มเอส, มีแรงดันขาออก 3,000 โวลท์ขอดีถึงขอด และมีความถี่ในการทำงาน 100 กิโลเฮิร์ตซ์ เครื่องต้นแบบนี้สามารถที่จะคงค่าขอดีของแรงดันกระแสกลับกับความถี่สูงขาออกที่กำลังงานขาออกสูงๆได้ และเนื่องจากเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้นนี้ทำงานที่ความถี่สูงจะทำให้เราได้แหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูงที่มีขนาดเล็ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	High Frequency Coaxial wound Power Transformer
Student	Mr. Alongkorn Suriyakul Na Ayudhya
Student ID.	36061215
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2000
Thesis Advisor	Assist. Prof. Prapat Paisuwanna

ABSTRACT

This thesis proposes the high voltage switching power supply. Uses of high frequency coaxial wound power transformer, that used in the R.F. Amplifier section and Buck fed voltage full bridge inverter build the high voltage switching power supply. The prototype that builds rata at 1,200 W_{rms}, output voltage 3,000 V_{pp} and operating frequency 100 kHz. This prototype can fix the peak of high frequency AC output at high output power. Due to the high voltage switching power supply that builds in this thesis working at high frequency, Thus the high voltage switching power supply will compact.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นั้น จะไม่มีทางสำเร็จลงได้ ถ้าผู้เขียนมิได้รับกำลังใจจากบุคคลสองท่านนี้ได้แก่ นายเชิด สุริยกุล ณ อยุธยา และ นางนิรวัลย์ สุริยกุล ณ อยุธยา ผู้ซึ่งเป็นบิดามารดาของผู้เขียน ซึ่งคอยให้กำลังใจแก่ผู้เขียนในระหว่างที่ผู้เขียนทำวิทยานิพนธ์อยู่เสมอตลอดมา และผู้มีพระคุณอีกท่านหนึ่งที่จะเว้นไม่กล่าวถึงมิได้ ท่านผู้นั้นคือ ท่านผู้ช่วยศาสตราจารย์ ประภาส ไพรสสุวรรณ ผู้เป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ของผู้เขียน ท่านเป็นผู้ที่ให้ความอนุเคราะห์แก่ผู้เขียนอย่างมาก ทั้งในด้านคำปรึกษาต่างๆในเรื่องที่ผู้เขียนไม่รู้ และไม่มีประสบการณ์ ทั้งที่เกี่ยวข้องโดยตรง และเกี่ยวข้องโดยอ้อมกับวิทยานิพนธ์ของผู้เขียน ท่านยังได้แนะนำทฤษฎี และข้อมูลต่างๆให้แก่ผู้เขียนจำนวนมาก ซึ่งสามารถแก้ปัญหาที่เกิดขึ้นในระหว่างที่ผู้เขียนทำวิทยานิพนธ์จนสำเร็จลงได้ และที่สำคัญท่านได้ช่วยเหลือผู้เขียนอย่างมากในเรื่องของวัสดุอุปกรณ์ต่างๆ ที่จะนำมาใช้ในวิทยานิพนธ์ของผู้เขียน ซึ่งเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้วิทยานิพนธ์ของผู้เขียนสำเร็จลงได้ ผู้เขียนมีความซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่านและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ผู้เขียนขอขอบคุณ คุณชนินทร์ สุริยกุล ณ อยุธยา นักถ่ายภาพฝีมือดี ที่ได้ช่วยเหลือผู้เขียนในการถ่ายภาพต่างๆจนสำเร็จสมบูรณ์ ขอขอบคุณ คุณชนนท์ สุริยกุล ณ อยุธยา และเพื่อนๆของผู้เขียนที่คอยช่วยเหลือให้คำแนะนำต่างๆ อีกทั้งยังช่วยตรวจทานแก้ไขวิทยานิพนธ์ที่ผิดพลาดจนสำเร็จสมบูรณ์ อีกทั้งยังช่วยลุ้น และให้กำลังใจแก่ผู้เขียนตลอดมา

สุดท้ายผู้เขียนขอขอบคุณเจ้าหน้าที่บัณฑิตวิทยาลัย และบัณฑิตศึกษาทุกคน ที่ได้ให้คำปรึกษาเกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์ อีกทั้งยังช่วยให้คำปรึกษาเกี่ยวกับการดำเนินงานด้านเอกสารต่างๆ ทำให้การดำเนินงานด้านเอกสารมีความรวดเร็วสมบูรณ์

คุณความดี และคุณประโยชน์ที่ได้จากการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้เขียนขอมอบให้แก่ผู้มีพระคุณของผู้เขียน ทั้งที่มีชีวิต และหาชีวิตไม่แล้วทุกท่าน ฯ

อลงกรณ์ สุริยกุล ณ อยุธยา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญภาพ.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	I
บทที่ 2 แหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง.....	4
2.1 หลักการทำงานของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง.....	4
2.1.1 ส่วนวงจรขาเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง.....	5
2.1.1.1 ส่วนเรียงกระแส.....	6
2.1.1.2 ฟิวส์.....	10
2.1.1.3 ส่วนกรองสัญญาณรบกวน.....	11
2.1.2 ส่วนวงจรกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง.....	13
2.1.2.1 มอสเฟทกำลัง.....	13
2.1.2.2 ลักษณะสมบัติทางด้านสวิตซ์ซิ่งของมอสเฟทกำลัง.....	15
2.1.2.3 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของมอสเฟทกำลัง.....	16
2.1.3 ส่วนวงจรขั้ววงจรกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง.....	18
2.1.3.1 วงจรขั้วเกทของมอสเฟทกำลังแบบไม่แยกทางไฟฟ้า.....	22
2.1.3.2 วงจรขั้วเกทของมอสเฟทกำลังแบบแยกทางไฟฟ้า.....	24
2.1.3.3 วงจรขั้วมอสเฟทกำลังด้านสูง.....	27
2.1.4 ส่วนวงจรคอนเวอร์เตอร์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง.....	28
2.1.4.1 บัคคอนเวอร์เตอร์.....	29
2.1.4.2 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์.....	32
2.1.4.3 ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์.....	32
2.1.4.4 พุช-พูลคอนเวอร์เตอร์.....	33
2.1.4.5 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	33
2.1.4.6 ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์.....	34

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการเรียนการสอนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมิได้สงวนลิขสิทธิ์และอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.1.5 ส่วนวงจรหม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง.....	34
2.1.5.1 แกนของหม้อแปลงกำลังความถี่สูง.....	34
2.1.5.2 ขดลวดของหม้อแปลงกำลัง.....	40
2.1.6 ส่วนวงจรควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง.....	50
2.1.6.1 วงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากแรงดัน.....	51
2.1.6.2 วงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากกระแส.....	52
บทที่ 3 ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ และหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม.....	60
3.1 ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์.....	60
3.1.1 การออกแบบวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์.....	61
3.1.2 การออกแบบวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	67
3.2 หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม.....	73
บทที่ 4 การออกแบบสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูง.....	79
4.1 การออกแบบส่วนวงจรขาเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูง.....	79
4.2 การออกแบบส่วนวงจรหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม.....	80
4.3 การออกแบบส่วนวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์... ..	84
4.3.1 การออกแบบในส่วนของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์.....	84
4.3.2 การออกแบบในส่วนของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์.....	85
4.4 การออกแบบส่วนวงจรกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูง.....	87
4.5 การออกแบบส่วนวงจรควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูง.....	88
4.6 การออกแบบส่วนวงจรขับวงจรกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูง.....	91
บทที่ 5 ผลการทดสอบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูง.....	93
5.1 การทดสอบเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล.....	93
5.2 การทดสอบวงจรวงจรควบคุมและวงจรขับเกท.....	96
5.3 การทดสอบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูงที่ขนาดภาระต่างๆ.....	102
5.4 การทดสอบวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป.....	111
5.5 ผลลัพธ์จากการทดสอบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูง.....	121
บทที่ 6 สรุปผลงานวิจัย วิเคราะห์และเสนอแนะ.....	125

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อใช้ในการศึกษาวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ในการค้า

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง.....	128
ภาคผนวก ก. ข้อมูลไอซี PWM เบอร์ CA1524, 2524, 3524	129
ประวัติผู้เขียน	145



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 แสดงรายละเอียดของเส้นลวดทองแดงหุ้มฉนวนมาตรฐาน #AWG	71
5.1 ผลลัพธ์จากการทดสอบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูงโดยใช้วงจรฟลูบรีคอินเวอร์เตอร์ ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์	121
5.2 ผลลัพธ์จากการทดสอบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูงโดยใช้วงจรฟลูบรีคอินเวอร์เตอร์ โดยทั่วไป	121



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง	4
2.2 ส่วนวงจรขาเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง	5
2.3 แสดงการใช้ตัวต้านทานและไดโอดในการจำกัดกระแสกระชาก	7
2.4 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับความต้านทานของเทอร์มิสเตอร์	8
2.5 แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุกรองแรงดัน	9
2.6 แสดงการใช้เวลาในการตัดวงจรของฟิวส์ชนิดต่างๆ	11
2.7 แสดงการต่อวงจร LC ของวงจรกรองสัญญาณรบกวน RFI	12
2.8 n และ p-channel depletion Power Mosfet	14
2.9 n และ p-channel enhancement Power Mosfet	14
2.10 แสดงถึงวงจรเทียบเคียงของทรานซิสเตอร์แ่งที่ขนานกับมอสเฟต	15
2.11 แสดงวงจรสมมูลย์ทางด้านสวิตซ์ซิ่งของมอสเฟตกำลัง	16
2.12 แสดงรูปสัญญาณในการสวิตซ์ซิ่งของมอสเฟตกำลัง	16
2.13 แสดงค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะของมอสเฟตกำลัง	17
2.14 แสดงตัวเก็บประจุแ่งที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆของมอสเฟตกำลัง	18
2.15 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันที่เกทในการขับมอสเฟตกำลัง	19
2.16 แสดงการจับวงจรที่เกทเมื่อตัวนำจากวงจรขับถึงเกทมีมาก	20
2.17 แสดงการขับมอสเฟตกำลังด้วยไอซี TTL	22
2.18 แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพื่อลดค่าความเร็วในการเปลี่ยนสถานะ	23
2.19 แสดงการขับมอสเฟตกำลังด้วยไอซี CMOS	23
2.20 แสดงการต่อขานานไอซี CMOS เพื่อลดค่าความเร็วในการเปลี่ยนสถานะ	24
2.21 แสดงการขับมอสเฟตกำลังด้วยไอซี OPAMP	24
2.22 การขับแบบแยกทางไฟฟ้าโดยใช้อุปกรณ์เชื่อมโยงทางแ่ง	25
2.23 แสดงการใช้หม้อแปลงพัลซในการแยกทางไฟฟ้า	26
2.24 แสดงรูปคลื่นทุกขงของวงจรในรูปที่ 2.23 ที่คิวดีไซเกิดมาก และน้อย	26
2.25 แสดงอีกหนึ่งตัวอย่างในการใช้หม้อแปลงพัลซในการแยกทางไฟฟ้า	27
2.26 แสดงวงจรขับมอสเฟตกำลังด้านสูงโดยใช้ตัวเก็บประจุบดสเตรป	28
2.27 แสดงการเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาเพื่อให้มอสเฟตกำลังหยุดนำกระแสได้รวดเร็วขึ้น	28
2.28 รูปแบบต่างๆของวงจรคอนเวอร์เตอร์	30

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.29 แสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส	35
2.30 แสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8	36
2.31 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 3C8.....	36
2.32 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง.....	37
2.33 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนในลวดทองแดง	41
2.34 แสดงระยะความหนาของฉนวนกระแสของลวดทองแดง	41
2.35 แสดงการพันขลวดโดยใช้ขลวดทองแดงขนานกัน	44
2.36 แสดงลักษณะการเกิดเส้นแรงแม่เหล็กทั่วไหลในหม้อแปลงกำลัง.....	45
2.37 แสดงลักษณะการเกิดเส้นแรงแม่เหล็กทั่วไหลที่ตำแหน่งต่างๆในหม้อแปลงกำลัง	46
2.38 แสดงผลของลวดทองแดงที่วางอยู่ในเส้นแรงแม่เหล็กทั่วไหล	46
2.39 แสดงลวดทองแดงที่พันเรียงกันเป็นลักษณะของแผ่นทองแดง.....	47
2.40 แสดงการจัดขลวดแบบแบ่งครึ่งพัน	48
2.41 แสดงการลดจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชั้นลงไปอีกโดยการแบ่งครึ่งขดขดขมด้วย.....	49
2.42 การจัดขลวดแบบพันแทรกกลาง.....	49
2.43 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมคการควบคุมจากแรงดัน	51
2.44 รูปคลื่นการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมในโหมคการควบคุมจากแรงดัน.....	52
2.45 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมคการควบคุมจากกระแส	53
2.46 แสดงวงจรควบคุมในโหมคการควบคุมจากกระแสที่ตัดวงจร E/A ออก.....	53
2.47 รูปคลื่นการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมในโหมคการควบคุมจากกระแส.....	54
2.48 แสดงวงจรภายในไอซี PWM เบอร์ CA1524.....	56
2.49 แสดงการใช้ CA1524 ในวงจรคงค่าแรงดันแบบบัคคอนเวอร์เตอร์	56
3.1 วงจรสร้างแรงดันสูงด้วยฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์	60
3.2 วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์.....	61
3.3 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	62
3.4 รูปคลื่นที่เกิดขึ้นของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์	62
3.5 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์	67
3.6 แสดงการไม่สมมาตรของเส้นแรงแม่เหล็กและผลของการต่อตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ	72
3.7 แสดงการเกิดการลัดเอียงของแรงดันบนขลวดปฐมภูมิ	72

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.8 หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมที่ใช้ในภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ.....	73
3.9 การใช้งานหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมในภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ.....	74
3.10 โครงสร้างของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงที่ใช้ในภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ.....	74
3.11 แสดงเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม.....	75
3.12 แสดงเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลในหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม แบบEE.....	77
3.13 หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมที่ใช้แกน แบบEE ที่มีคลวดคูปชุมภูมิ 2 รอบ.....	77
4.1 แสดงวงจรของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูง.....	79
4.2 หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมที่ทำการออกแบบสร้างเรียบร้อยแล้ว.....	83
4.3 แสดงการต่อใช้งานหม้อแปลงกระแสในการจำกัดกระแสของวงจรกำลัง.....	90
4.4 แสดงการใช้ขา shut down ควบคุมอุณหภูมิของวงจรกำลัง.....	91
4.5 แสดงวงจรขับวงจรกำลังด้วยหม้อแปลงพัลซ.....	91
4.6 ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ทำการออกแบบสร้าง.....	92
5.1 แรงดันพุ่งที่เกิดจากความเหนี่ยวนำรั่วไหลของการจัดพันขดลวดแบบธรรมดา.....	93
5.2 แรงดันพุ่งที่เกิดจากความเหนี่ยวนำรั่วไหลของการจัดพันขดลวดแบบแบ่งครึ่งพัน.....	94
5.3 แรงดันพุ่งที่เกิดจากความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม.....	94
5.4 รูปสัญญาณขาเข้าของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม.....	95
5.5 รูปสัญญาณขาออกของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม.....	96
5.6 รูปสัญญาณออสซิลเลเตอร์ที่ผลิตจากไอซีควบคุม CA1524.....	96
5.7 รูปสัญญาณจากวงจรควบคุมที่ผลิตจากไอซีควบคุม CA1524.....	97
5.8 รูปสัญญาณขับเกทของของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์.....	97
5.9 รูปสัญญาณออสซิลเลเตอร์ที่ผลิตจากไอซีควบคุม CA1524.....	98
5.10 รูปสัญญาณจากวงจรควบคุมที่ผลิตจากไอซีควบคุม CA1524.....	98
5.11 รูปสัญญาณขับเกทของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (Q_1 & Q_2).....	99
5.12 รูปสัญญาณขับเกทของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (Q_3 & Q_4).....	99
5.13 รูปสัญญาณขับเกทของของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ขณะไม่มีภาระ.....	100
5.14 รูปสัญญาณขับเกทของของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ขณะมีภาระสูงสุด.....	100
5.15 รูปสัญญาณขับเกทของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ขณะไม่มีภาระ.....	101
5.16 รูปสัญญาณขับเกทของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ขณะมีภาระสูงสุด.....	101

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.45 รูปกระแสขาออกของวงจรฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปขณะมีภาระ 60%.....	117
5.46 รูปกำลังงานขาออกของวงจรฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปขณะมีภาระ 60%.....	117
5.47 รูปแรงดันขาออกของวงจรฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปขณะมีภาระ 80%.....	118
5.48 รูปกระแสขาออกของวงจรฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปขณะมีภาระ 80%.....	118
5.49 รูปกำลังงานขาออกของวงจรฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปขณะมีภาระ 80%.....	119
5.50 รูปแรงดันขาออกของวงจรฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปขณะมีภาระ 100%.....	119
5.51 รูปกระแสขาออกของวงจรฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปขณะมีภาระ 100%.....	120
5.52 รูปกำลังงานขาออกของวงจรฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปขณะมีภาระ 100%.....	120
5.53 กราฟแสดงแรงดันขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	122
5.54 กราฟแสดง %Regulation ของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	122
5.55 กราฟแสดงประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	123
5.56 กราฟแสดงอุณหภูมิของแกนมอเตอร์เมื่อแปลงกำลังของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	123
5.57 กราฟแสดงอุณหภูมิขดลวดของแกนมอเตอร์เมื่อแปลงกำลังของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	124

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

แหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่ง เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟคงค่าแรงดันแบบหนึ่ง ซึ่งสามารถแปลงค่าแรงดันไฟจากระบบแรงดันไฟสลับ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟค่าต่ำหรือเป็นค่าแรงดันไฟค่าสูงเพื่อสำหรับใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์ หรือไฟฟ้ากำลังได้เช่นเดียวกันกับแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบเชิงเส้น ส่วนสำคัญของแหล่งจ่ายกำลังไฟทั้งสองแบบที่ใช้ในการแปลงแรงดันไฟก็คือ หม้อแปลงกำลัง ซึ่งจะมีหลักการทำงานที่ต่างกันโดยที่ หม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่ง จะทำงานที่ความถี่สูงประมาณ 20-200 กิโลเฮิร์ตซ์ ทำให้ขนาดของหม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งมีขนาดเล็ก และมีประสิทธิภาพสูง โดยปกติแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งจะมี ประสิทธิภาพอยู่ในช่วง 65-85 เปอร์เซ็นต์ ต่างกันกับหม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบเชิงเส้น ซึ่งทำงานที่ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ ทำให้หม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบเชิงเส้นมีขนาดใหญ่ และมีน้ำหนักมากเมื่อเทียบกับหม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่ง ดังนั้นการพัฒนาของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบเชิงเส้นที่กำลังงานขาออกสูงๆ จึงมีขีดจำกัดอยู่ที่การใช้หม้อแปลงกำลังที่มีขนาดใหญ่ และมีน้ำหนักมาก รวมทั้งมี ประสิทธิภาพที่ได้ค่อนข้างต่ำคือประมาณ 35-50 เปอร์เซ็นต์

ในปัจจุบันนี้แหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งได้เข้ามามีบทบาทแทนที่ แหล่งจ่ายกำลังไฟแบบเชิงเส้นมากขึ้นทั้งนี้เนื่องมาจากว่า แหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งจะมีขนาดเล็ก, ประสิทธิภาพสูง, น้ำหนักเบา เมื่อเทียบกับแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบเชิงเส้น จากข้อได้เปรียบของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งในหลายๆด้านนี้เอง ทำให้แหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งเข้ามาแทนที่แหล่งจ่ายกำลังไฟแบบเชิงเส้นในวงการต่างๆมากมายอาทิเช่น วงการอวกาศ, วงการทหาร, วงการอุตสาหกรรม, วงการคอมพิวเตอร์ และวงการพาณิชย์ อย่างไรก็ตามแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งก็ยังมีข้อเสียเมื่อเทียบกับแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบเชิงเส้นคือ มีเสถียรภาพในการทำงานที่ต่ำกว่า, การออกแบบวงจรมีความซับซ้อนมากกว่า, อุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรมีราคาแพงและหายาก และเนื่องจากวงจรทำงานที่ความถี่สูงจะก่อให้เกิดสัญญาณรบกวนได้สูง[1] ดังนั้นในการใช้งานที่กำลังงานขาออกต่ำๆ แหล่งจ่ายกำลังไฟแบบเชิงเส้นจะมีความประหยัดและได้ผลลัพธ์ที่ดีกว่า แต่เมื่อพิจารณาถึงขนาดต่อกำลังงานที่ได้ที่กำลังงานขาออกสูงๆแล้วแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งจะให้ผลลัพธ์ที่ดีกว่าแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบเชิงเส้นมาก

ในช่วงหลายปีมานี้ได้มีงานวิจัยจำนวนมากทำการศึกษา และวิเคราะห์เกี่ยวกับแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่ง แต่งานวิจัยส่วนใหญ่จะทำการศึกษา และวิจัยในส่วนของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งที่แรงดันขาออกต่ำเป็นส่วนใหญ่ มีงานวิจัยจำนวนน้อยที่ทำการศึกษา และวิจัย

เกี่ยวกับแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซึ่งที่แรงดันขาออกสูง[1] ซึ่งแหล่งจ่ายกำลังไฟแรงดันสูงนั้นมีความสำคัญมากในงานด้านวิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูง เช่นนำไปใช้ในการทดสอบค่าความคงทนต่อแรงดันไฟฟ้าของฉนวนของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในงานในระบบไฟฟ้าแรงสูง, ใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟให้กับหลอดรังสีต่างๆ, ใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟในเครื่องเร่งอนุภาค, ใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟในภาคขยายกำลังของระบบสื่อสาร วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เล็งเห็นถึงความสำคัญของการสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟแรงดันสูง จึงได้นำเอาข้อได้เปรียบของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซึ่งมาทำการออกแบบสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซึ่งแรงดันสูงขึ้นเพื่อนำมาประยุกต์ใช้งานทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูง โดยเฉพาะอย่างยิ่งในงานที่ใช้สำหรับเป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟให้กับระบบต่างๆที่กล่าวมาข้างต้น

ปัญหาสำคัญในการออกแบบสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซึ่งแรงดันสูงโดยส่วนมากจะอยู่ที่ตัวหม้อแปลงกำลัง และในส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งเราพบว่าค่าความสูญเสียของตัวหม้อแปลงกำลังที่ความถี่สูงอันเนื่องมาจากเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลในตัวหม้อแปลงกำลังจะมีค่าสูงและผลของการนำกระแสที่ผิวของขดลวดที่ความถี่สูงซึ่งเป็นผลมาจากจำนวนรอบและจำนวนชั้นของขดลวดที่มีมากก็จะทำให้เกิดการสูญเสียขึ้นที่ตัวหม้อแปลงกำลังสูง[1] ซึ่งจะส่งผลออกมาในรูปของความร้อนที่เกิดขึ้นที่ตัวหม้อแปลงกำลัง ค่าความร้อนที่เกิดขึ้นที่ตัวหม้อแปลงกำลังจะทำให้ตัวหม้อแปลงกำลังเข้าสู่จุดอิ่มตัวได้ และเมื่อถ้าหม้อแปลงกำลังเข้าสู่จุดอิ่มตัวเมื่อใดก็จะทำความเสียหายให้กับแหล่งจ่ายกำลังไฟ และอาจทำความเสียหายให้กับอุปกรณ์ที่ทำการต่อร่วมอยู่กับแหล่งจ่ายกำลังไฟนั้นได้ และค่าความสูญเสียอีกส่วนหนึ่งจะเกิดขึ้นที่วงจรอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากวงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สูง และทำงานกับระบบแรงดันไฟ 220 โวลต์ โดยตรง

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้เสนอแนะวิธีการออกแบบสร้างหม้อแปลงกำลังความถี่สูง และวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อที่จะลดค่าความสูญเสียเหล่านี้ลง ซึ่งจะเป็นผลทำให้ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซึ่งแรงดันสูงมีค่าสูงขึ้น โดยในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะใช้หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมซึ่งใช้กันในภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ[2] นำมาใช้เป็นหม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซึ่งแรงดันสูง โดยอาศัยข้อดีของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมที่มีการรั่วไหลของเส้นแรงแม่เหล็กที่ต่ำ เมื่อนำมาใช้เป็นหม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซึ่งแรงดันสูง ค่าของเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลที่ต่ำ ก็จะทำให้อัตราการสูญเสียที่เกิดขึ้นที่ตัวหม้อแปลงกำลังที่แต่เดิมมีค่าสูงก็จะมีค่าลดลงด้วย และเมื่อนำมาใช้ร่วมกับ วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์[3] ทำการออกแบบสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซึ่งแรงดันสูง เราก็สามารถที่จะคงค่าของแรงดันกระแสสลับความถี่สูงขาออกที่กำลังงานขาออกสูงๆได้ และวงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ จะมีอัตราการสูญเสียน้อยกว่าวงจรอินเวอร์เตอร์รูปแบบอื่นที่ใช้กันโดยทั่วไป[3] จากข้อดีต่างๆที่ได้กล่าวมาแล้วข้างต้น จะทำให้แหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซึ่ง

แรงดันสูงที่ทำการออกแบบสร้างในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้มีขนาดเล็ก, น้ำหนักเบา, ประสิทธิภาพสูง และสามารถที่จะคงค่ายอดของแรงดันกระแสสลับความถี่สูงขาออกที่กำลังงานขาออกสูงๆได้ แหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูงที่ทำการออกแบบสร้างในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้กำหนด พิกัดอัตราแรงดันกระแสสลับความถี่สูงขาออกคงที่ที่ 3,000 โวลท์ยอดถึงยอด มีพิกัดกระแสขาออก 2.5 แอมป์ยอดถึงยอด กำลังงานขาออก 1,200 วัตต์อาร์เอ็มเอส ทำงานที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ และทำงานกับระบบไฟกระแสสลับ 220 โวลท์โดยตรง(off-line) ซึ่งสามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้ในงานด้านวิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูง เช่นนำไปใช้ในการทดสอบค่าความคงทนต่อแรงดันไฟฟ้าของ ฉนวนของอุปกรณ์ต่างๆที่ใช้ในงานในระบบไฟฟ้าแรงสูงปานกลาง, ใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟให้กับหลอดรังสีต่างๆ, ใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟในเครื่องเร่งอนุภาค และใช้เป็นแหล่งจ่ายกำลังไฟใน ภาควิชาของระบบสื่อสาร ดังที่กล่าวมาในข้างต้นได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

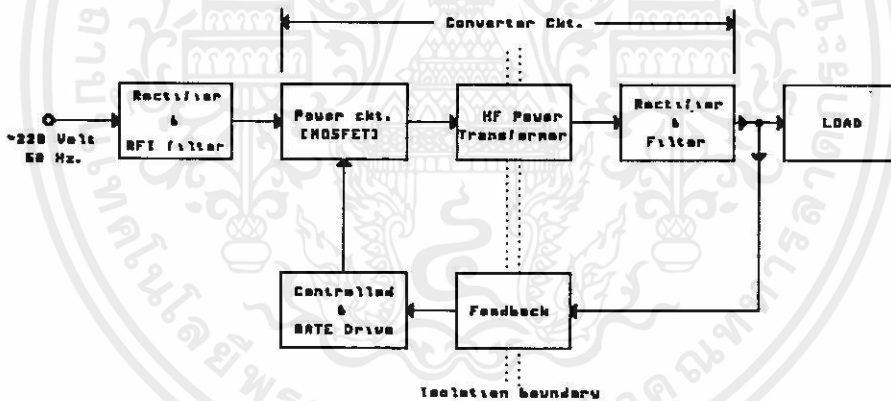
บทที่ 2

แหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง

ในการออกแบบสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูงนั้น จำเป็นจะต้องทำการศึกษาเกี่ยวกับ หลักการทำงานและองค์ประกอบต่างๆของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง ให้มีความเข้าใจเสียก่อนจึงจะสามารถที่จะทำการออกแบบสร้าง แหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูงให้มีประสิทธิภาพที่ดีได้ ซึ่งหลักการทำงานของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่งจะมีรายละเอียด ดังนี้

2.1 หลักการทำงานของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง

แหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่งนั้นจะมีองค์ประกอบพื้นฐานที่ไม่ซับซ้อนมากนัก ดังแสดงในรูปที่ 2.1 การทำงานในส่วนต่างๆของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง จะทำงานเป็นลำดับดังนี้[4]



รูปที่ 2.1 แสดงองค์ประกอบพื้นฐานของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง

แรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ จะผ่านเข้ามาทางวงจร RFI ฟิวเตอร์ เพื่อกรองสัญญาณรบกวนต่างๆ และผ่านเข้ามายังวงจรเรียงกระแส เพื่อเปลี่ยนจากค่าแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ เป็นแรงดันไฟตรงค่าสูงซึ่งจะมีค่าประมาณ 310 โวลต์ จากนั้นก็จะผ่านเข้าสู่ตัววงจรกำลัง และวงจรคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะมีการทำงานตามลำดับดังนี้ มอสเฟตกำลังในส่วนวงจรกำลัง จะทำการตัดต่อแรงดันไฟตรงค่าสูงออกเป็นช่วงๆด้วยความถี่ที่สูงประมาณ 20-200 กิโลเฮิร์ตซ์ แล้วป้อนให้กับตัวหม้อแปลงกำลังความถี่สูงเพื่อปรับเปลี่ยนระดับของแรงดัน แรงดันที่ได้นี้จะผ่านไปยังส่วนเรียงกระแส และกรองแรงดันก่อนแล้วจึงจะสามารถจ่ายกำลังงานไปที่ภาระได้ ในส่วนของวงจร

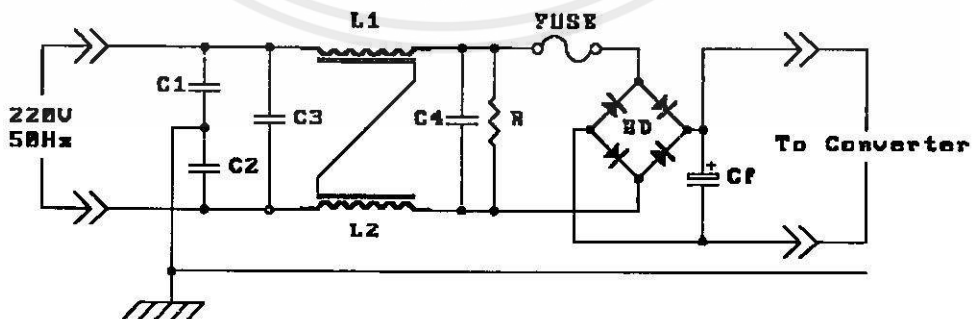
ควบคุมนั้นจะทำหน้าที่สำคัญคือ รับสัญญาณป้อนกลับของค่าแรงดัน หรือค่ากระแสการะเพื่อทำการควบคุมการทำงานของมอสเฟตกำลังในส่วนวงจรกำลังที่ความถี่สูง ให้มีช่วงเวลาในการนำกระแสมากขึ้นหรือน้อยลงตามการเปลี่ยนแปลงของค่าของแรงดัน หรือค่าของกระแสที่ภาระ ซึ่งจะผลทำให้ค่าของแรงดันหรือค่าของกระแสที่ภาระมีค่าคงที่ได้ สำหรับการแยกกันทางไฟฟ้าในส่วนการป้อนกลับนั้นสามารถทำได้โดยใช้หม้อแปลง หรืออุปกรณ์เชื่อมต่อโยงทางแสงเป็นตัวแยกจากกันทางไฟฟ้า องค์ประกอบพื้นฐานต่างๆในรูปที่ 2.1 นั้นนับเป็นองค์ประกอบหลักในการทำงานของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง ดังนั้นในการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูงนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องศึกษาทำความเข้าใจในการทำงานขององค์ประกอบต่างๆเหล่านี้ให้ดี ซึ่งจะได้อีกกล่าวในรายละเอียดขององค์ประกอบต่างๆดังนี้

2.1.1 ส่วนวงจรขาเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง

แหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง โดยส่วนใหญ่จะออกแบบมาให้ใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ ซึ่งแรงดันไฟสลับนี้จะถูกเปลี่ยนให้เป็นแรงดันไฟตรง ด้วยวงจรในส่วนวงจรขาเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง ก่อนที่จะส่งไปยังส่วนวงจรกำลัง และวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่อไป รูปที่ 2.2 แสดงถึงการจัดวงจรในส่วนวงจรขาเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง โดยที่วงจรในส่วนขาเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่งนั้นสามารถแบ่งออกเป็นส่วนสำคัญได้ 3 ส่วน ดังต่อไปนี้คือ[4]

- 1) ส่วนเรียงกระแส (Rectifier)
- 2) ฟิวส์ (Fuse)
- 3) ส่วนกรองสัญญาณรบกวน (RFI Filter)

สำหรับการทำงานในส่วนต่างๆของ ส่วนวงจรขาเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่งจะมีรายละเอียดดังนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องขออนุญาตเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.2 ส่วนวงจรขาเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง

2.1.1.1 ส่วนเรียงกระแส (Rectifier)

ส่วนเรียงกระแสเป็นส่วนสำคัญที่สุดส่วนหนึ่งของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง ส่วนเรียงกระแสจะประกอบไปด้วยส่วนสำคัญ 3 ตัว อันประกอบไปด้วย ไดโอดเรียงกระแส BD, ส่วนจำกัดกระแสกระชาก, ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน C, ส่วนสำคัญทั้งสามส่วนนี้จะทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟสลับให้เป็นแรงดันไฟตรง เพื่อเป็นแรงดันขาเข้าให้กับส่วนวงจรกำลัง และวงจรคอนเวอร์เตอร์

ไดโอดเรียงกระแส BD, ในการเลือกใช้อุปกรณ์ไดโอดเรียงกระแส นั้น ผู้ออกแบบจะต้องคำนึงถึงข้อจำกัดต่างๆ ดังนี้

1) ข้อจำกัดของความสามารถในการนำกระแสสูงสุด (Maximum Forward Current Capability) ในการเลือกใช้อิโอดเรียงกระแส นั้น เราจะต้องเลือกใช้อิโอดเรียงกระแสที่มีความสามารถทนกระแสได้ไม่ต่ำกว่า 2 เท่า ของค่ากระแสสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์เพื่อความปลอดภัย

2) ข้อจำกัดในการทนต่อแรงดันเมื่อได้รับไบอัสกลับ (Peak Inverse Voltage Blocking Capability) ในการเลือกใช้อิโอดเรียงกระแสเมื่อใช้กับแรงดันไฟสลับขาเข้า 220 โวลท์ จะทำให้เกิดค่าแรงดันไฟตรงสูงสุด 310 โวลท์ ดังนั้นไดโอดเรียงกระแสที่ใช้จะต้องทนแรงดันไบอัสกลับได้ไม่ต่ำกว่า 600 โวลท์ ขึ้นไป

3) ข้อจำกัดในการทนกระแสกระชาก (High Surge Current Capability) กระแสกระชากนี้จะมีค่าสูงมากในขณะที่เริ่มจ่ายไฟให้กับส่วนวงจรถาเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง ไดโอดเรียงกระแสที่ใช้จะต้องทนกระแสกระชากในขณะที่เริ่มจ่ายไฟให้กับส่วนวงจรถาเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่งได้

ส่วนจำกัดกระแสกระชาก กระแสกระชากนี้จะมีค่าสูงมากในขณะที่เริ่มจ่ายไฟอันเนื่องมาจากตัวเก็บประจุกรองแรงดันที่มีค่าความจุสูง และมีค่าความต้านทานแฝงที่ต่ำมาก (ค่าต่ำที่สุดจะมีค่าประมาณ 50 มิลลิโอห์ม) ถ้าไม่มีการป้องกันที่ดีพอ กระแสกระชากที่เกิดขึ้นอาจมีค่าสูงถึงหลายร้อยแอมป์ ซึ่งจะทำให้อุปกรณ์ต่างๆ ในส่วนวงจรถาเข้าได้รับความเสียหายได้ ซึ่งค่าของกระแสกระชากสูงสุดอาจคำนวณได้จาก

$$I_{FSM} = \frac{V_{peak}}{ESR} \quad (2.1)$$

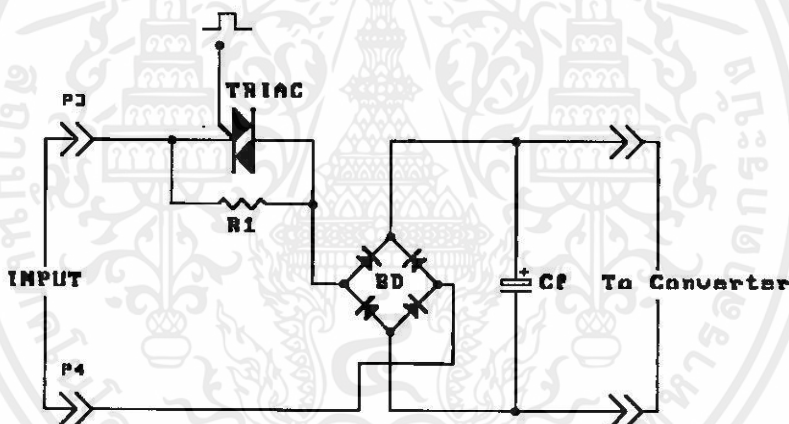
โดยที่ I_{FSM} คือ ค่ากระแสกระชากสูงสุด แอมป์

V_{peak} คือ แรงดันขอดสูงสุด ของแรงดันไฟสลับขาเข้า โวลท์

ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุกรองแรงดัน โอห์ม

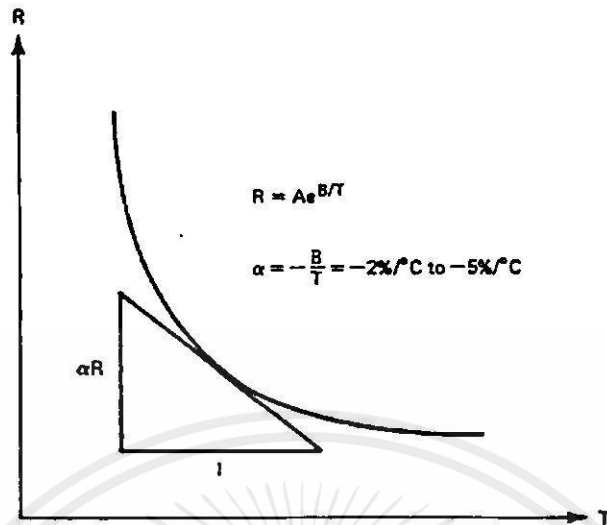
สำหรับแนวทางในการป้องกันกระแสช๊อคนี้จะมึแนวทางใหญ่ๆ 2 แนวทาง ในการป้องกันกระแสช๊อค คือ การใช้ตัวต้านทานและไตรแอกในการจำกัดกระแสช๊อค และการใช้เทอร์มิสเตอร์ที่มีค่าสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นลบ ในการจำกัดกระแสช๊อค[5] ซึ่งแนวทางทั้ง 2 มีการทำงานดังนี้

1) การใช้ตัวต้านทาน และไตรแอกในการจำกัดกระแสช๊อค โดยการใช้ตัวต้านทานต่ออันดับกับไลน์ ซึ่งจะจำกัดกระแสประจุที่ประจุให้กับตัวเก็บประจุกรองแรงดัน ตัวต้านทานที่ต่ออันดับกับไลน์นี้จะต่อขนานอยู่กับไตรแอก ซึ่งเมื่อตัวเก็บประจุกรองแรงดันได้รับการประจุจนเต็มไตรแอกก็จะได้รับสัญญาณทรริก ซึ่งจะมีผลทำให้ทำให้ไตรแอกทำการลัดวงจรความต้านทาน กระแสทั้งหมดก็จะไหลผ่านไตรแอกแทน เนื่องจากกระแสทั้งหมดไหลผ่านไตรแอก ดังนั้นในการใช้งานไตรแอกจะต้องติดตั้งบนแผ่นระบายความร้อน ในรูปที่ 2.3 แสดงถึงวิธีการใช้ตัวต้านทาน และไตรแอกในการจำกัดกระแสช๊อค



รูปที่ 2.3 แสดงการใช้ตัวต้านทานและไตรแอกในการจำกัดกระแสช๊อค

2) การใช้เทอร์มิสเตอร์ที่มีค่าสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นลบ ในการจำกัดกระแสช๊อค วิธีนี้จะใช้เทอร์มิสเตอร์ที่มีค่าสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นลบ (NTC Thermistor) ต่ออันดับกับไลน์ เมื่อทำการจ่ายไฟให้กับส่วนวงจรรเข้า ตัวเก็บประจุกรองแรงดันจะเริ่มเก็บประจุผ่านตัวเทอร์มิสเตอร์ ซึ่งมีค่าความต้านทานค่าหนึ่งซึ่งจะทำให้ตัวเทอร์มิสเตอร์ร้อนขึ้น แต่เนื่องจากเทอร์มิสเตอร์ที่ใช้มีค่าสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิเป็นลบ เมื่ออุณหภูมิที่ตัวเทอร์มิสเตอร์ร้อนขึ้นความต้านทานของตัวเทอร์มิสเตอร์จะลดลง ทำให้กระแสที่ไหลผ่านเทอร์มิสเตอร์มีค่ามากขึ้น รูปที่ 2.4 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับค่าความต้านทานของตัวเทอร์มิสเตอร์



รูปที่ 2.4 แสดงถึงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับค่าความต้านทานของตัวเทอร์มิสเตอร์

α คือ ค่าสัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิของตัวเทอร์มิสเตอร์

ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน C_f ตัวเก็บประจุกรองแรงดันจะเป็นตัวกรองแรงดันไฟตรงที่ได้จากการส่วนเรียงกระแสให้มีค่าราบเรียบมากขึ้น และช่วยให้กระแสที่ได้มีค่าเพียงพอดำเนินวงจรคอนเวอร์เตอร์ต้องการ ซึ่งโดยทั่วไปแล้ว ตัวเก็บประจุกรองแรงดันที่ใช้มักจะเป็นตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลต์ แบบคุณภาพสูงซึ่งสามารถที่จะทนกระแสระลอกได้สูง ค่ากระแสระลอกในตัวเก็บประจุกรองแรงดันเกิดจากการอัดประจุ และคายประจุของตัวเก็บประจุกรองแรงดันเอง กระแสระลอกที่เกิดขึ้นในตัวเก็บประจุกรองแรงดันจะทำให้ตัวเก็บประจุกรองแรงดันร้อน และอายุการใช้งานของตัวเก็บประจุกรองแรงดันลดลงได้ ในการเลือกตัวเก็บประจุกรองแรงดันมาใช้งานจึงควรเลือกตัวเก็บประจุกรองแรงดันที่มีอัตราทนกระแสระลอกได้สูงๆมาใช้งาน ซึ่งตัวเก็บประจุกรองแรงดันนี้ จะมีผลต่อแรงดันกระแสเพิ่มของแรงดันไฟตรง ที่ได้จากการเรียงกระแส ซึ่งจะมีผลโดยตรงต่อการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง ซึ่งการกระแสเพิ่มของแรงดันไฟตรงที่ได้จากการเรียงกระแส จะทำให้ค่าของแรงดันขาเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์มีค่าไม่คงที่ ซึ่งจะทำการคงค่าแรงดันขาออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง โดยปกติแล้วในการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่งจะยอมให้แรงดันขาเข้าของคอนเวอร์เตอร์ มีค่าแรงดันกระแสเพิ่มได้ไม่เกิน 10 เปอร์เซ็นต์ของค่าแรงดันที่ได้จากการเรียงกระแส

ค่าของตัวเก็บประจุกรองแรงดันที่จะให้ค่าแรงดันกระแสเพิ่มมีค่าไม่เกินกำหนด สามารถที่

จะคำนวณได้จาก[4] ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C = \frac{I_c \times \Delta t}{\Delta V_{\text{ripple}}} \quad (2.2)$$

โดยที่ I_c คือ ค่ากระแสประสิทธิผลของวงจรเรียงกระแส แอมป์อาร์เอ็มเอส
 Δt คือ ช่วงเวลาที่ C_r คายประจุ วินาที
 ΔV_{ripple} คือ ค่าของแรงดันกระเพื่อม ยอดถึงยอด โวลท์

สำหรับค่า Δt จะกำหนดจากช่วงยอดคลื่นสูงสุดของคลื่นลูกหนึ่งไปอีกลูกหนึ่งของแรงดันที่ได้จากวงจรเรียงกระแส ดังในรูปที่ 2.5 ดังนั้นค่าเวลา Δt จะมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของค่าคาบเวลาของแรงดันไฟสลับขาเข้านั่นเอง ดังนั้นที่ความถี่ไฟสลับ 50 เฮิร์ตซ์ ค่าของ Δt จะมีค่าเท่ากับ 10 มิลลิวินาที ส่วนค่าของกระแสประสิทธิผล I_c ของวงจรเรียงกระแสจะสามารถหาได้จาก[4]

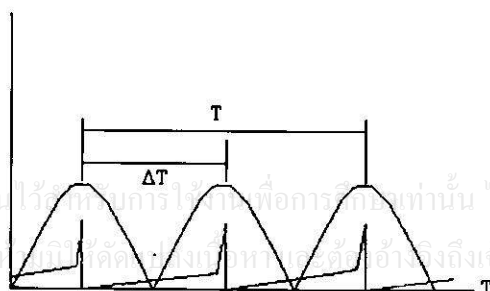
$$I_c = \frac{P_{in}}{V_{in(min)}} \quad (2.3)$$

โดยที่ I_c คือ ค่ากระแสประสิทธิผล ของวงจรเรียงกระแส แอมป์ อาร์เอ็มเอส
 P_{in} คือ กำลังงานขาเข้า วัตต์
 $V_{in(min)}$ คือ ค่าแรงดันอาร์เอ็มเอสขาเข้าต่ำสุด โวลท์ อาร์เอ็มเอส

เมื่อ

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{\eta} \quad (2.4)$$

โดยที่ P_{in} คือ กำลังงานขาเข้า วัตต์
 P_{out} คือ กำลังงานขาออก วัตต์
 η คือ ประสิทธิภาพของระบบ < 1



รูปที่ 2.5 แสดงการประมาณค่าเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุกรองแรงดัน

2.1.1.2 ฟิวส์ (FUSE)

ฟิวส์มีหน้าที่หลักอยู่สองประการ คือ ป้องกันอุปกรณ์เสียหายเนื่องจากกระแสเกิน และทำหน้าที่แยกแหล่งจ่ายกำลังไฟตรงออกจากแรงดันไฟสลับ เมื่อมีการลัดวงจรเกิดขึ้น การเลือกใช้ฟิวส์ในส่วนวงจรขาเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่ง มีข้อควรพิจารณาดังนี้[4]

1) ค่าอัตราทนแรงดัน (Voltage Rating) ฟิวส์มาตรฐานที่ใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์จะมีอัตราทนแรงดันไฟดังนี้ 32, 60, 125, 250, 300, 500, 600, 700 โวลต์ ตามลำดับ การเลือกใช้ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์นับว่าเป็นสิ่งสำคัญ โดยที่ค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์ที่จะนำมาใช้จะต้องมีค่ามากกว่า หรือเท่ากับค่าแรงดันของวงจร เพื่อลดการอาร์กในตัวฟิวส์ในขณะที่ฟิวส์ตัดวงจร ถ้าค่าอัตราทนแรงดันของฟิวส์มีค่าต่ำเกินไปในขณะที่ฟิวส์ตัดวงจร การอาร์กในตัวฟิวส์จะเป็นไปอย่างรุนแรง และตัวฟิวส์อาจจะระเบิดออกซึ่งอาจทำให้เกิดการลัดวงจรต่ออุปกรณ์รอบข้างได้

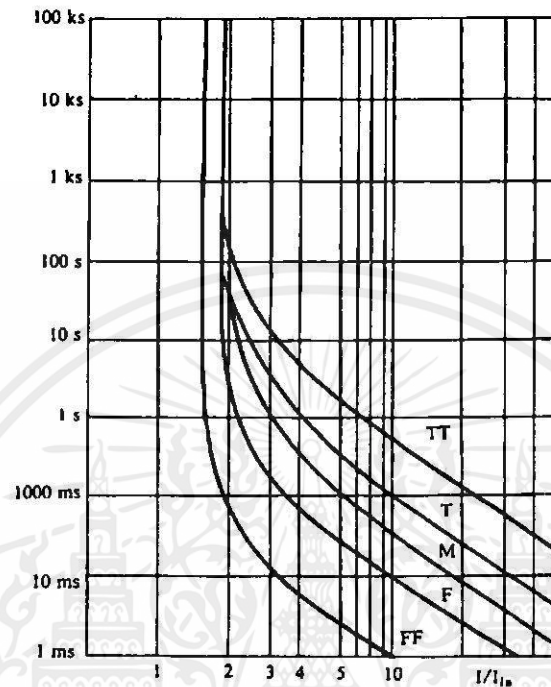
2) ค่าอัตราทนกระแส (Current Rating) ค่าอัตราทนกระแสของฟิวส์สามารถกำหนดได้จากค่ากระแสอาร์เอ็มเอส ของวงจรส่วนเรียงกระแส ในการเลือกพิจารณาอัตราทนกระแสของฟิวส์นั้น เราจะต้องเผื่อค่าอัตราทนกระแสให้มีค่ามากขึ้นไปอีกประมาณ 50 เปอร์เซ็นต์ เพื่อยืดอายุการใช้งานของฟิวส์ ฟิวส์มาตรฐานที่ใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์จะแบ่งออกได้เป็น 5 ชนิด ขึ้นอยู่กับความเร็วในการตัดวงจรของฟิวส์ดังนี้

- ฟิวส์ชนิดขาดเร็วมาก (Very Quick Acting or FF Type)
- ฟิวส์ชนิดขาดเร็ว (Quick Acting or F Type)
- ฟิวส์ชนิดขาดช้าปานกลาง (Medium Time Lag or M Type)
- ฟิวส์ชนิดขาดช้า (Time Delay or Slow Blow or T Type)
- ฟิวส์ชนิดขาดช้ามาก (Long Time Lag or TT Type)

ในรูปที่ 2. 6 แสดงความเร็วในการตัดวงจร ที่ค่ากระแสค่าต่างๆของฟิวส์ทั้ง 5 ชนิด โดยที่ I/I_n คืออัตราส่วนของค่ากระแสกระชากต่อค่ากระแสปกติ

ฟิวส์ชนิดขาดเร็วมาก (FF Type) จะเหมาะสำหรับใช้ป้องกันอุปกรณ์จำพวกสารกึ่งตัวนำ เนื่องจากฟิวส์ชนิดนี้จะตัดวงจรด้วยความรวดเร็วมากเมื่อมีกระแสเกินปกติ ฟิวส์ชนิดขาดเร็ว (F Type) จะใช้สำหรับป้องกันการลัดวงจรโดยทั่วไป และวงจรที่ไม่มีกระแสกระชากในขณะที่เริ่มทำงาน ฟิวส์ชนิดขาดช้าปานกลาง (M Type) จะมีค่าแรงดันตกคร่อมต่ำจึงมักใช้ในวงจรที่มีแรงดันใช้งานต่ำ และมีกระแสกระชากในขณะที่เริ่มทำงานไม่มากนัก ฟิวส์ชนิดขาดช้า (T Type) และฟิวส์ชนิดขาดช้ามาก (TT Type) จะใช้กับวงจรที่มีกระแสกระชากสูงหรือสูงมากในช่วงสั้นๆ โดยที่ฟิวส์ชนิดนี้จะไม่ตัดวงจร ค่าของกระแสกระชากที่ฟิวส์ชนิดนี้สามารถทนได้นั้นอาจมีค่าสูงถึง 20 เท่าของอัตราทนกระแสปกติ โดยทั่วไปแล้วแหล่งจ่ายกำลังไฟตรงแบบสวิตซ์ซึ่งจะใช้ฟิวส์

ชนิดขาดช้า (T Type) เพราะในขณะที่เริ่มทำงานจะมีกระแสกระชากเนื่องจากตัวเก็บประจุกรองแรงดัน การใช้ฟิวส์ชนิดขาดช้าจะทำให้ฟิวส์ไม่ตัดวงจรในขณะที่เปิดเครื่อง



รูปที่ 2.6 แสดงการใช้เวลาในการตัดวงจรของฟิวส์ชนิดต่างๆ

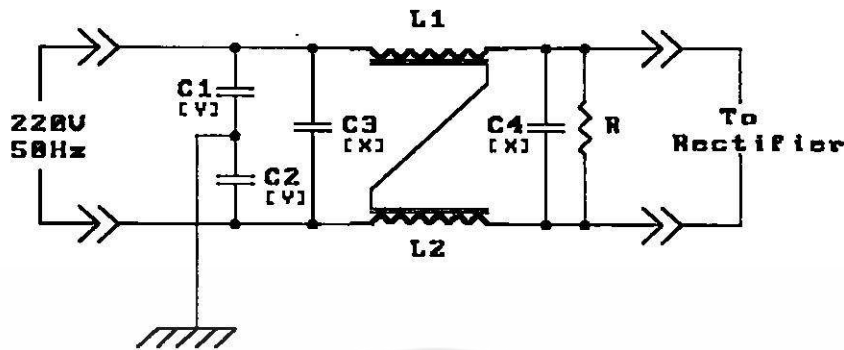
2.1.1.3 ส่วนกรองสัญญาณรบกวน (RFI Filter)

สัญญาณรบกวน RFI หรือ Radio Frequency Interference จะเกิดขึ้นเนื่องมาจากการทำงานของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่ง ซึ่งเป็นการทำงานในลักษณะของการเปลี่ยนแปลงของค่ากระแสอย่างฉับพลันที่ค่ากระแสสูงๆ ซึ่งจะเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI ได้เป็นอย่างดี ดังนั้นแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่ง จึงจำเป็นที่จะต้องมียางจรกรองสัญญาณรบกวน เพื่อที่จะลดสัญญาณรบกวนที่จะแพร่กระจายออกไปภายนอกให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้ โดยทั่วไปแล้วการลดสัญญาณรบกวน RFI สำหรับแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งจะกระทำได้โดย การต่อวงจร LC คั่นระหว่างแรงดันขาเข้ากับระบบแรงดันไฟสลับภายนอกเพื่อลดสัญญาณรบกวน RFI ทั้งที่สัญญาณโหมคความแตกต่าง (differential mode) และที่สัญญาณโหมคร่วม (common mode) การต่อวงจร LC อาจกระทำได้ดังรูปที่ 2.7 วงจรกรองสัญญาณรบกวน RFI ในรูปที่ 2.7 นั้น ควรกำหนดค่าของตัวเก็บประจุและค่าของตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าดังนี้[4]

$$C_1, C_2 = 0.1 \text{ ถึง } 2 \mu\text{F} \text{ และเป็นตัวเก็บประจุชนิด } X \cdot$$

$$C_3, C_4 = 2,200 \text{ pF ถึง } 0.033 \mu\text{F} \text{ และเป็นตัวเก็บประจุชนิด } Y \cdot$$

$$L_1, L_2 = 1.8 \text{ mH ที่ } 25 \text{ แอมป์ ถึง } 47 \text{ mH ที่ } 0.3 \text{ แอมป์}$$



รูปที่ 2.7 แสดงการต่อวงจร LC ของวงจรกรองสัญญาณรบกวน RFI

ในการกำหนดค่าของอุปกรณ์นั้นต้องให้แน่ใจว่า ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรจะต้องมีค่าน้อยกว่าค่าความถี่ในการทำงานของแหล่งจ่ายกำลังไฟตรงแบบสวิตซ์ซิ่ง ตัวต้านทาน R ที่ต่ออยู่ในวงจรมีหน้าที่คายประจุให้กับตัวเก็บประจุชนิด $\cdot X \cdot$ เพื่อความปลอดภัยแล้วค่ามาตรฐานของตัวต้านทาน R เมื่อตัวเก็บประจุชนิด $\cdot X \cdot$ มีค่าตั้งแต่ $0.1 \mu\text{F}$ ขึ้นไปจะมีค่าเท่ากับ[4]

$$R = \frac{t}{2.21C} \quad (2.5)$$

โดยที่ t มีค่าเท่ากับ 1 วินาที

C คือ ผลรวมของค่าตัวเก็บประจุชนิด $\cdot X \cdot$ ในวงจร ไมโครฟารัด

ประสิทธิภาพของการลดทอนสัญญาณรบกวน RFI ของวงจรจะขึ้นอยู่กับค่าความแตกต่างระหว่างอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรกรองสัญญาณรบกวน RFI กับแหล่งจ่ายไฟสลับ และค่าความแตกต่างระหว่างอิมพีแดนซ์ขาออกของวงจรกรองสัญญาณรบกวน RFI กับอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรเรียงกระแส โดยถ้าความแตกต่างของอิมพีแดนซ์มีค่ามาก อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน RFI ก็จะมีค่ามากไปด้วย โดยปกติอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรเรียงกระแสจะมีค่าต่ำ และอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายไฟสลับมักจะมีค่าสูง ดังนั้นอิมพีแดนซ์ขาเข้าของวงจรกรองสัญญาณรบกวน RFI จะต้องมีค่าต่ำๆ และอิมพีแดนซ์ขาออกของวงจรกรองสัญญาณรบกวน RFI จะต้องมีค่าอิมพีแดนซ์สูงๆ เพื่อให้อัตราการลดทอนสัญญาณรบกวน RFI มีค่าสูงๆ[4]

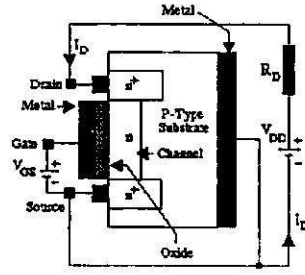
2.1.2 ส่วนวงจรกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง

ในปัจจุบันนี้ เราพบว่าวงจรกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่งโดยส่วนใหญ่แล้ว จะใช้ MOSFET กำลัง เป็นอุปกรณ์กำลังแทนการใช้ทรานซิสเตอร์กำลัง เนื่องจากว่า MOSFET กำลัง สามารถที่จะทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงความถี่ประมาณ 400 กิโลเฮิร์ตซ์ สาเหตุที่ MOSFET กำลังสามารถที่จะทำงานที่ความถี่สูงได้คือนั้น ก็เนื่องมาจากว่า MOSFET กำลังจะใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะที่สั้นมาก และการพัฒนาในปัจจุบันนี้ก็มีแนวโน้มว่าสามารถที่จะใช้งาน MOSFET กำลังที่ความถี่สูงมากขึ้นไปกว่านี้อีก และที่สำคัญ MOSFET กำลังเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน และต้องการกระแสขั้วที่ต่ำ ทำให้การออกแบบวงจรขั้ว MOSFET กำลังเป็นไปได้ง่าย ดังนั้น จึงควรทำความเข้าใจเกี่ยวกับ MOSFET กำลังเพื่อการใช้งาน MOSFET กำลัง ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

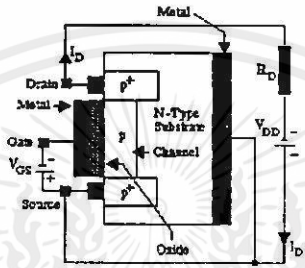
2.1.2.1 MOSFET กำลัง

MOSFET กำลังแบ่งออกเป็น 2 ชนิด คือ depletion Power Mosfet และ enhancement Power Mosfet และ MOSFET กำลังทั้งสองชนิดนี้ก็ยังแบ่งออกได้อีก 2 ประเภท คือ n-channel และ p-channel ในส่วนของ depletion Power Mosfet แบบ n-channel นั้นจะมีโครงสร้างที่เป็นชั้นสารกึ่งตัวนำชนิด p-type ดังรูปที่ 2.8ก. และถูกได้ปัดด้วยซิลิกอนแบบ n⁺ ซึ่งมีค่าความต้านทานต่ำ เกทจะถูกแยกทางไฟฟ้ากับ channel ด้วยชั้นของออกไซด์บางๆ ขาทั้งสามของ MOSFET กำลังมีชื่อเรียกว่า เกท (gate), เดรน (drain) และซอร์ส (source) แรงดันที่เกทกับซอร์ส (V_{GS}) นั้นจะเป็นบวกหรือลบก็ได้ ถ้า V_{GS} มีค่าเป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ของ n-channel จะถูกผลักออกไป และบริเวณปลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ด้านล่างของชั้นออกไซด์ เป็นผลทำให้ channel แคลลงค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์ส (R_{DS}) จะมีค่าสูงขึ้น ถ้า V_{GS} มีค่าเป็นลบมากพอที่จะทำให้ channel ปลอดพาหะอย่างสมบูรณ์ ซึ่งจะทำให้ค่า R_{DS} มีค่าสูงมาก จนไม่มีกระแสไหลจากเดรนไปซอร์ส ($I_{DS} = 0$) แล้ว แรงดัน V_{GS} ดังกล่าวจะเรียกว่า pinch-off voltage (V_p) เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นบวก channel จะมีความกว้างมากขึ้น I_{DS} จะมีค่าเพิ่มขึ้น เนื่องจาก R_{DS} ลดลง สำหรับใน depletion Power Mosfet แบบ p-channel จะมีขั้วของ V_{DS} , I_{DS} และ V_{GS} ที่ตรงกันข้ามกับ depletion Power Mosfet แบบ n-channel ดังแสดงในรูปที่ 2.8ข.[6]

สำหรับใน enhancement Power Mosfet แบบ n-channel นั้นจะไม่มี channel ดังแสดงในรูปที่ 2.9ก. ถ้า V_{GS} มีค่าเป็นบวกอิเล็กตรอนจะถูกดูดจาก p-type substrate ไปสะสมที่บริเวณผิวของออกไซด์ ถ้า V_{GS} มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ threshold voltage (V_T) แล้วอิเล็กตรอนที่สะสมจะมีปริมาณมากพอที่จะทำให้เกิด n-channel เสมือนขึ้น ซึ่งจะทำให้มีกระแสไหลจากเดรนไปซอร์ส สำหรับใน p-channel enhancement Power Mosfet สภาพขั้วของ V_{DS} , I_D และ V_{GS} จะตรงกันข้ามกับ n-channel enhancement Power Mosfet ดังแสดงในรูปที่ 2.9ข.[6]



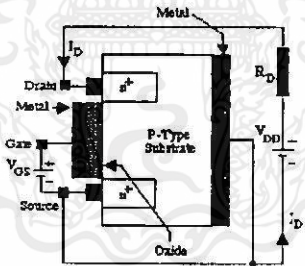
ก.



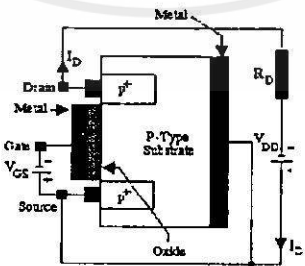
ข.

รูปที่ 2.8 ก. n-channel depletion Power Mosfet

ข. p-channel depletion Power Mosfet



ก.



ข.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม ถือว่าไม่เป็นไรด้วยตนเองที่นำมาเผยแพร่ต่อผู้อื่นอย่างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

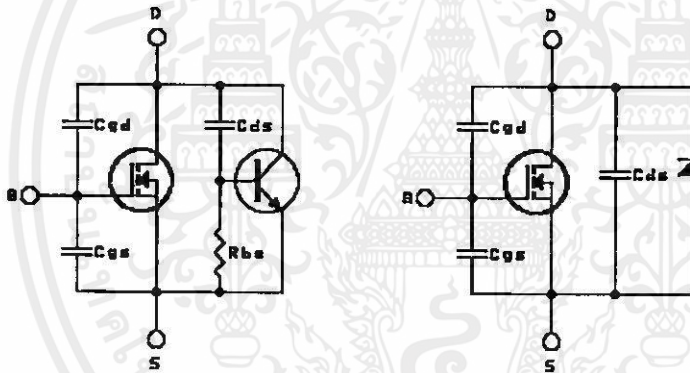
รูปที่ 2.9 ก. n-channel enhancement Power Mosfet

ข. p-channel enhancement Power Mosfet

สำหรับ depletion Power Mosfet จะสามารถทำงานได้ เมื่อแรงดันเกตเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่สำหรับ enhancement Power Mosfet จะสามารถทำงานได้ เมื่อแรงดันเกตมีค่าเป็นบวกเท่านั้น มอสเฟตกำลังที่ใช้งานโดยทั่วไปจะเป็นชนิด enhancement Power Mosfet อย่างไรก็ตาม depletion Power Mosfet ก็ยังมีการประยุกต์ใช้ในการออกแบบทางลอจิกที่ต้องการความเข้ากันได้กับสวิตช์ AC หรือ DC ซึ่งยังคงทำงานอยู่ได้เมื่อแหล่งจ่ายลอจิกตกลงจนมีค่าเป็นศูนย์ [6]

2.1.2.2 ลักษณะสมบัติทางด้านสวิตซ์ซิ่งของมอสเฟตกำลัง

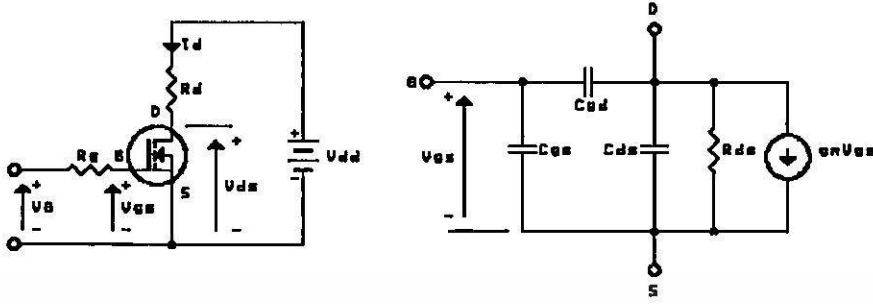
ถ้าปราศจากสัญญาณที่เกตแล้ว enhancement Power Mosfet จะถูกพิจารณาเป็นไดโอด 2 ตัวต่อเป็นทรานซิสเตอร์ชนิด npn โครงสร้างของเกตจะมีค่าความจุไฟฟ้าแฝงกับซอร์ส C_{gs} และกับเดรน C_{gd} ทรานซิสเตอร์จะมีรอยต่อไบอัสกลับจากเดรนไปยังซอร์ส และมีค่าความจุไฟฟ้า C_{ds} ในรูปที่ 2.10 แสดงถึงวงจรเทียบเคียงของทรานซิสเตอร์แฝงที่ขนานกับมอสเฟต สำหรับ R_{be} ที่บริเวณเบสกับอิมิเตอร์จะมีค่าต่ำ ด้วยเหตุนี้มอสเฟตกำลังจึงถูกพิจารณาให้มีไดโอดอยู่ภายใน [6]



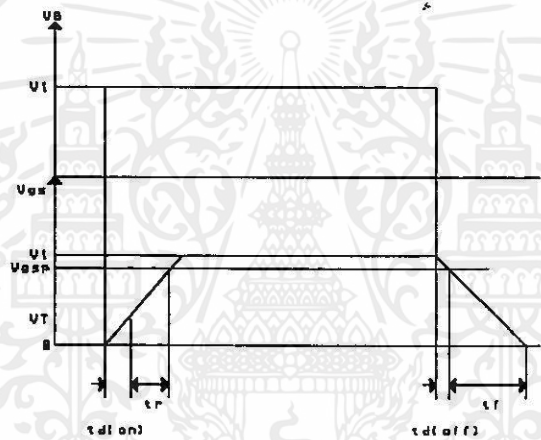
รูปที่ 2.10 แสดงถึงวงจรเทียบเคียงของทรานซิสเตอร์แฝงที่ขนานกับมอสเฟต

ส่วนวงจรสมมูลทางด้านสวิตซ์ซิ่งของมอสเฟตกำลังนั้นแสดงไว้ในรูปที่ 2.11 และรูปสัญญาณในการสวิตซ์ซิ่งจะแสดงไว้ในรูปที่ 2.12

จากรูปที่ 2.12 turn-on delay time ($t_{d(on)}$) จะเป็นเวลาที่ใช้ในการประจุ C_{gs} จนแรงดันมีค่าสูงถึงระดับ threshold voltage (V_T) ส่วน rise time (t_r) เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุเกตจากแรงดัน V_T จนถึงค่าแรงดันเกตสูงสุด V_{GS} ที่ใช้ในการขับมอสเฟตกำลังให้อยู่ในบริเวณเชิงเส้น และ turn-off delay time ($t_{d(off)}$) เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกตจากระดับแรงดันเกต V_1 จนมอสเฟตกำลังทำงานที่บริเวณ pinch-off จนแรงดันถึงระดับ V_T ถ้า $V_{GS} < V_T$ มอสเฟตกำลังจะหยุดนำกระแส [6]



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลทางด้านสวิตช์ซิ่งของมอสเฟทกำลัง



รูปที่ 2.12 แสดงรูปสัญญาณในการสวิตช์ซิ่งของมอสเฟทกำลัง

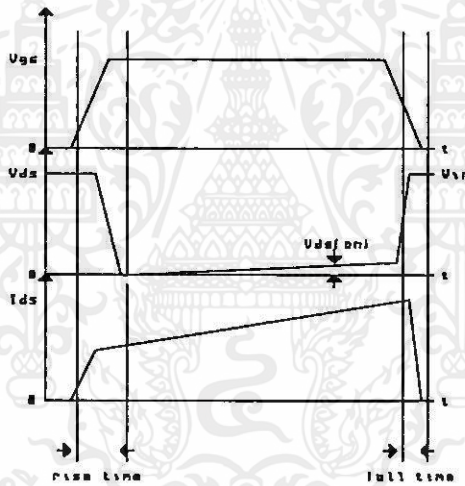
2.1.2.3 กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของมอสเฟทกำลัง

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในมอสเฟทกำลังจะเกิดขึ้น 2 ลักษณะใหญ่ๆ คือ กำลังงานสูญเสียในขณะที่เปลี่ยนสถานะของมอสเฟทกำลัง และกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของมอสเฟทกำลัง ในการใช้งานมอสเฟทกำลังที่ความถี่สูงกว่า 50 กิโลเฮิร์ตซ์ การคิดค่ากำลังงานสูญเสียจำเป็นจะต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียในขณะที่เปลี่ยนสถานะ ของมอสเฟทกำลังมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาในการเริ่มหยุดนำกระแส และช่วงเวลาในการเริ่มนำกระแส ของมอสเฟทกำลังมีค่าใกล้เคียงกัน จึงต้องนำมาคิดค่ากำลังงานสูญเสียทั้งสองช่วงเวลาด้วยดังแสดงในรูปที่ 2.13 ค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะของมอสเฟทกำลังจะมีค่าเท่ากับ [4]

$$P_{SW(on)} = \frac{0.5 \times I_{pk(on)} \times V_{in} \times t_r}{T} \tag{2.6}$$

$$P_{SW(off)} = \frac{0.5 \times I_{pk(off)} \times V_{in} \times t_f}{T} \quad (2.7)$$

- โดยที่ $P_{SW(on)}$ คือ ค่ากำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของมอสเฟทกำลัง วัตต์
 $P_{SW(off)}$ คือ ค่ากำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟทกำลัง วัตต์
 $I_{pk(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส แอมป์
 $I_{pk(off)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มหยุดนำกระแส แอมป์
 V_{in} คือ ค่าแรงดันตกคร่อมมอสเฟทกำลัง โวลท์
 t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของมอสเฟทกำลัง วินาที
 t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของมอสเฟทกำลัง วินาที
 T คือ คาบเวลาในการทำงานของมอสเฟทกำลัง วินาที



รูปที่ 2.13 แสดงค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะของมอสเฟทกำลัง

และเนื่องจากมอสเฟทกำลังจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสค่อนข้างสูง ดังนั้นค่ากำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของมอสเฟทกำลังจึงมีค่าสูง กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของมอสเฟทกำลังจะมีค่าเท่ากับ [4]

$$P_C = I_{Drms}^2 \times R_{DS(on)}(T_j) \quad (2.8)$$

- โดยที่ I_{Drms}^2 คือ ค่ากระแสอาร์เอ็มเอสกำลังสองที่ใหญ่ผ่านมอสเฟทกำลังขณะทำงาน แอมป์
 $R_{DS(on)}(T_j)$ คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุด โอห์ม

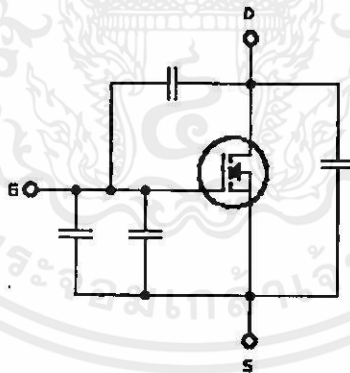
ดังนั้นค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับมอสเฟทกำลังในขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{SW(on)} + P_{SW(off)} + P_C \quad (2.9)$$

2.1.3 ส่วนวงจรขั้ววงจรกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซิ่ง

การขับมอสเฟทกำลังให้นำกระแส นั้น จะมีความแตกต่างกับการที่เราขับทรานซิสเตอร์กำลังให้นำกระแส เนื่องจากมีเงื่อนไขในการขับที่แตกต่างกัน สำหรับทรานซิสเตอร์กำลังนั้น กระแสจะไหลผ่านขาคอลเลคเตอร์ไปยังขาอิมิตอร์ได้ ก็ต่อเมื่อมีกระแสไบอัสไหลผ่านที่ขามอสและอิมิตอร์ แต่ในกรณีของมอสเฟทกำลังนั้นจะมีกระแสไหลผ่านขาเดรนไปยังขาซอร์สได้ ก็ต่อเมื่อมีแรงดันตกคร่อมขาเกต และขาซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับแรงดันขีดเริ่ม V_T และเนื่องจากว่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าของมอสเฟทกำลังมีค่าสูงมาก ทำให้ค่าของกระแสที่ใช้ในการขับมอสเฟทกำลังให้นำกระแสมีค่าต่ำ ดังนั้นในการขับมอสเฟทกำลังให้นำกระแสจึงกระทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าการขับทรานซิสเตอร์กำลังให้นำกระแส

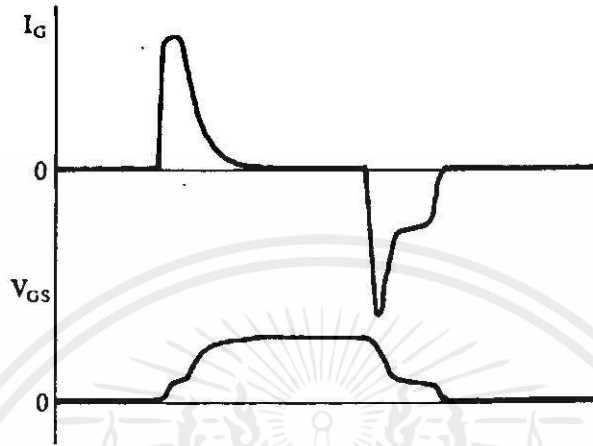
เนื่องจากโครงสร้างภายในของมอสเฟทกำลังนั้น เหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบๆ ขาต่างๆของมอสเฟทกำลังดังแสดงในรูปที่ 2.14 [4]



รูปที่ 2.14 แสดงตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆของมอสเฟทกำลัง

ตัวเก็บประจุเหล่านี้จะมีผลทำให้มอสเฟทกำลังต้องทำการอัดประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุต่างๆเหล่านี้เสียก่อน เพื่อให้แรงดันที่ตกคร่อมที่ขาเกต และซอร์ส V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม V_T มอสเฟทกำลังจึงเริ่มนำกระแส ในทางกลับกันถ้าจะให้มอสเฟทกำลังหยุดนำกระแสจะต้องทำให้ตัวเก็บประจุต่างๆเหล่านี้คายประจุออกไป จนทำให้แรงดันที่ตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์ส V_{GS} มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม V_T มอสเฟทกำลังจึงเริ่มหยุดนำกระแส ดังนั้นค่าของตัวเก็บ

ประจุต่างๆเหล่านี้เองจะเป็นตัวกำหนดความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟทกำลัง ในรูปที่ 2.15 จะแสดงถึงลักษณะของกระแส และแรงดันที่ขาเกต ที่ใช้ขับมอสเฟทกำลังให้นำกระแส และหยุดนำกระแส [4]

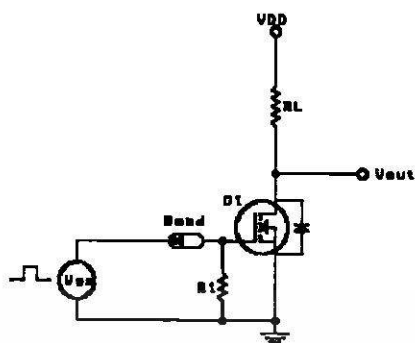


รูปที่ 2.15 แสดงลักษณะกระแสและแรงดันที่เกตในการขับมอสเฟทกำลัง

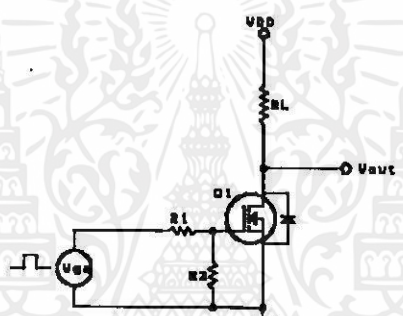
เนื่องจากมอสเฟทกำลังมีความสามารถในการทำงานที่ความถี่สูงได้ดี ดังนั้นในการออกแบบวงจรขับจะต้องมีข้อระวังในการขับมอสเฟทกำลังเกี่ยวกับปัญหาการออสซิลเลทของมอสเฟทกำลังเมื่อใช้งานที่ความถี่สูง โดยทั่วไปการออสซิลเลทของมอสเฟทกำลังจะมีอยู่ 2 ประการใหญ่ๆ คือ

1) ปัญหาเนื่องจากความยาวของตัวนำจากวงจรขับถึงขาเกตของมอสเฟทกำลัง ถ้าตัวนำมีความยาวมาก ก็จะเหนี่ยวนำสัญญาณรบกวนเข้ามายังขาเกตของมอสเฟทกำลังได้ง่าย ทำให้มอสเฟทกำลังเกิดการออสซิลเลทขึ้น ดังนั้นความยาวของตัวนำจากวงจรขับถึงขาเกตของมอสเฟทกำลังจะต้องสั้นที่สุด เพื่อป้องกันการเกิดออสซิลเลทขึ้น สำหรับในกรณีที่มีความจำเป็นที่จะต้องใช้ความยาวของตัวนำจากวงจรขับถึงวงจรเกทยาว อาจใช้เฟอร์ไรต์บีด (ferrite bead) หรืออาจใช้ตัวต้านทานค่าต่ำ ต่ออันดับกับขาเกตของมอสเฟทกำลัง โดยต่อให้ชิดกับขาเกตของมอสเฟทกำลังมากที่สุด สำหรับในกรณีที่มีความจำเป็นต้องเดินสายจากวงจรขับไปยังเกตของมอสเฟทกำลัง เราจะต้องทำการตีเกลียวสายจากวงจรขับถึงขาเกตของมอสเฟทกำลังด้วย ดังแสดงในรูปที่ 2.16

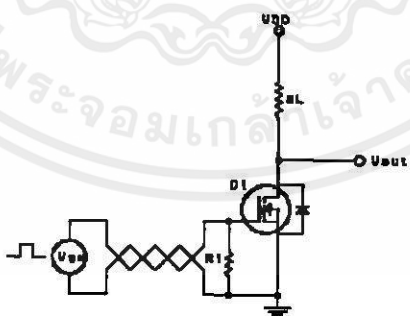
2) เนื่องจากมอสเฟทกำลังมีอิมพีแดนซ์ขาเข้าสูงมาก ถ้าอิมพีแดนซ์ของวงจรขับเกทมีค่าสูง จะเกิดการป้อนกลับแบบบวก ซึ่งจะนำไปสู่การเกิดออสซิลเลทของมอสเฟทกำลังได้ในที่สุด ดังนั้นอิมพีแดนซ์ของวงจรขับเกท จะต้องมีความต่ำเพื่อป้องกันการเกิดการป้อนกลับแบบบวก เพื่อไม่ให้มอสเฟทกำลังเกิดการออสซิลเลทเนื่องจากว่าค่าอิมพีแดนซ์ทางกระแสตรงขาเข้าของมอสเฟทกำลังมีค่าสูงมาก แต่ค่าของอิมพีแดนซ์ทางกระแสสลับของมอสเฟทกำลังจะเปลี่ยนไปตามค่าของความถี่ ดังนั้นค่าเวลาขาขึ้นของมอสเฟทกำลัง (rise time) และค่าเวลาลง (fall time)



ก.



ข.



ค.

รูปที่ 2.16 แสดงการจัดวงจรที่เกทเมื่อตัวนำจากวงจรขับถึงเกทมีมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ก. โดยการใช้เฟอร์ไรต์บีตต่ออนุกรมกับขาเกทของมอสเฟตกำลัง

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ถือทั้งห้าปีให้คุ้มครองเมื่อถูก และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข. โดยการใช้ความต้านทานค่าต่ำต่ออนุกรมกับขาเกทของมอสเฟตกำลัง

ค. โดยการใช้เกทลิวสายเมื่อจำเป็นต้องเดินสายจากวงจรขับถึงขาเกท

ของมอสเฟตกำลัง จึงขึ้นอยู่กับค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรขั้วเกต ซึ่งมีค่าโดยประมาณเท่ากับ [6]

$$t_r \text{ or } t_f = 2.2R_g C_{iss} \quad (2.10)$$

โดยที่ t_r คือ ค่าเวลาขาขึ้น วินาที

t_f คือ ค่าเวลาขาลง วินาที

R_g คือ ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรขั้วเกต โอห์ม

C_{iss} คือ ค่าความจุไฟฟ้าขาเข้าของมอสเฟตกำลัง ฟารัด

สำหรับค่าความจุไฟฟ้าขาเข้าของมอสเฟตกำลัง C_{iss} คือค่าความจุไฟฟ้าระหว่างขาเกตกับขาซอร์ส ของมอสเฟตกำลัง

มอสเฟตกำลังโดยส่วนใหญ่จะมีขีดจำกัดของแรงดันในการขับเกตอยู่ที่ ± 20 V โดยโครงสร้างของเกตจะมีความเสียหายได้ง่ายถ้าแรงดันในการขับเกตมีค่าเกินขีดจำกัด จากโครงสร้างของมอสเฟตกำลังเราพบว่า ในกรณีที่มีแรงดันขาเข้าสูงๆ ในขณะที่มอสเฟตกำลังเริ่มหยุดนำกระแสแรงดันสะท้อนกลับที่เกตในขณะที่เริ่มหยุดนำกระแส จะมีค่าเท่ากับผลของวงจรแบ่งแรงดันของค่าความจุของตัวเก็บประจุระหว่างขาเกตและซอร์ส C_{iss} และค่าความจุของตัวเก็บประจุระหว่างขาเดรนและขาเกต C_{rss} ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ [3]

$$V_{GS} = \frac{V_{DS} \times C_{iss}}{C_{iss} + C_{rss}} \quad (2.11)$$

เช่นในกรณีของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันขาเข้า 160 โวลต์ ในขณะที่มอสเฟตกำลังหยุดนำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมที่ขาเดรนและซอร์สเท่ากับ 320 โวลต์ และใช้มอสเฟตกำลังเบอร์ MTH7N45 ซึ่งมีค่า $C_{iss} = 1800$ pf และค่า $C_{rss} = 150$ pf จะมีค่าแรงดันสะท้อนกลับที่เกตขณะหยุดนำกระแสเท่ากับ

$$V_{GS} = \frac{320 \times 1800}{150 + 1800} = 29 \text{ V}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารตัวอย่าง เราพบว่าค่าแรงดันสะท้อนกลับที่เกตนี้จะมีค่ามากกว่าขีดจำกัดของเกต แต่ว่าค่าแรงดันสะท้อนกลับที่เกตนี้จะไม่ทำให้โครงสร้างที่เกตได้รับความเสียหาย เนื่องจากว่าค่าความต้านทานที่ต่ออันดับกับขาเกตจะลดขนาดของแรงดันสะท้อนกลับนี้ลง แต่อย่างไรก็ตามในการออกแบบวงจรขั้วเกตที่ดีแล้วควรจะต้องซีเนอรี่ไดโอดขนานกับขาเกตของมอสเฟตกำลัง เพื่อป้องกันแรงดัน

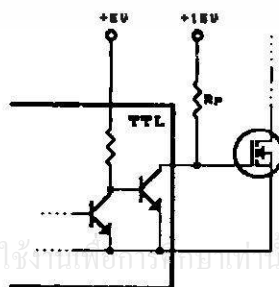
ที่ขาเกตมีค่าเกินขีดจำกัดของมอสเฟทกำลัง การนำกระแสและหยุดนำกระแสของมอสเฟทกำลังจะเกิดจากการประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุขาเข้าของมอสเฟทกำลัง C_{in} ที่อยู่ระหว่างขาเกตและซอร์สของมอสเฟทกำลัง ซึ่งจะมีขนาดมากขึ้นตามขนาดของมอสเฟทกำลัง โดยจะอยู่ในช่วง 1 ถึง 5 นาโนฟารัด โดยปกติแรงดันขั้วเกตขนาด 6 โวลท์ ก็สามารถที่จะทำให้มอสเฟทกำลังสามารถนำกระแสได้ แต่ถ้าเพิ่มแรงดันขั้วเกตขึ้นไปอีก มอสเฟทกำลังก็จะมีค่าความต้านทานในขณะนำกระแส $R_{DS(on)}$ ต่ำลงไปอีกโดยที่แรงดันขั้วเกตนี้ จะต้องมีความไม่เกินขีดจำกัดของแรงดันเกตของมอสเฟทกำลัง

สำหรับวงจรที่ใช้ในการขับเกตของมอสเฟทกำลังนั้น จะมีวงจรที่ใช้ในการขับเกตอยู่ด้วยกัน 3 แบบใหญ่ๆที่ใช้ในการขับเกตของมอสเฟทกำลัง ดังนี้

2.1.3.1 วงจรขับเกตของมอสเฟทกำลังแบบไม่แยกทางไฟฟ้า

วงจรขับเกตของมอสเฟทกำลังแบบไม่แยกทางไฟฟ้าคือ การขับมอสเฟทกำลังโดยตรงโดยไม่แยกกันทางไฟฟ้าระหว่างวงจรขับ กับขาเกตและซอร์สของวงจรกำลัง วงจรขับเกตของมอสเฟทกำลังแบบไม่แยกทางไฟฟ้ามีหลายรูปแบบแบ่งตาม อุปกรณ์ที่ใช้ในการขับมอสเฟทกำลัง ดังนี้

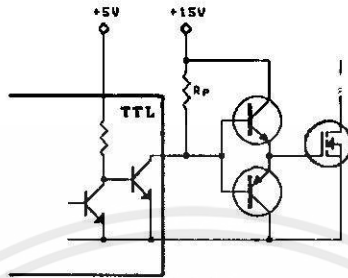
1) วงจรขับมอสเฟทกำลังด้วย TTL การขับมอสเฟทกำลังจากไอซี TTL โดยตรงนั้นสามารถที่จะทำได้แต่เนื่องจากว่าไอซี TTL มีขีดจำกัดในการจ่ายและรับกระแสขาออก ซึ่งจะมีผลโดยตรงต่อความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟทกำลัง อันจะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัวมอสเฟทกำลังได้สูง ดังนั้นการขับมอสเฟทกำลังจากไอซี TTL จำเป็นจะต้องเพิ่มอุปกรณ์อื่นๆเข้ามาในวงจร เพื่อช่วยให้เกิดการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟทกำลังเป็นไปอย่างรวดเร็ว ในรูปที่ 2.17 แสดงถึง วงจรขับเกตของมอสเฟทกำลังด้วยไอซี TTL [4] ที่มีวงจรขาออกเป็นแบบคอลเล็กเตอร์เปิด การต่อความต้านทานพูลอัพเข้ามาจะทำให้มีแรงดันสูงพอที่จะทำให้มอสเฟทกำลังนำกระแสได้ แต่ผลของการต่อความต้านทานพูลอัพจะทำให้ความเร็วในขณะเริ่มนำกระแสมีค่าลดลง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

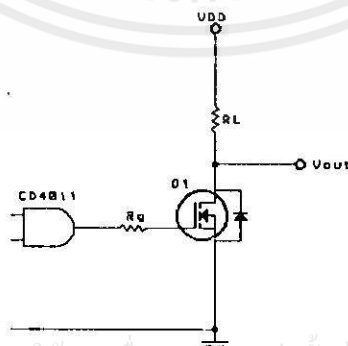
รูปที่ 2.17 แสดงการขับมอสเฟทกำลังด้วยไอซี TTL

การต่อทรานซิสเตอร์เพิ่มเข้ามาในวงจรดังในรูปที่ 2.18 จะทำให้ความเร็วในการเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแสมีค่าเพิ่มขึ้นได้ เนื่องจากทรานซิสเตอร์ที่ต่อเข้ามาจะทำให้การประจุและคายประจุที่ขาเกตเป็นไปได้อย่างรวดเร็ว [4]



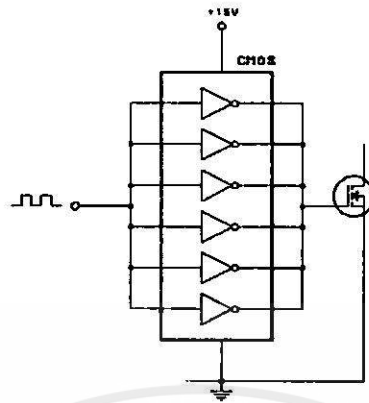
รูปที่ 2.18 แสดงการต่อทรานซิสเตอร์เพื่อลดค่าความเร็วในการเปลี่ยนสถานะ

2) การขับมอสเฟทกำลังด้วย CMOS เนื่องจากว่ามอสเฟทกำลังมีค่าอิมพีแดนซ์ขาเข้าสูง ทำให้เราสามารถที่จะขับมอสเฟทกำลังด้วยไอซี CMOS ได้โดยตรง ไอซี CMOS มาตรฐาน ในตระกูล 14000 จะมีวงจรขาออกเป็นเฟท ที่มีการต่อวงจรเป็นแบบคอมพลีเมนต์ารี n และ p channel อยู่แล้ว ดังนั้นจึงสามารถใช้ไอซี CMOS ในตระกูล 14000 ขับมอสเฟทกำลังได้โดยตรง ดังแสดงในรูปที่ 2.19 ไอซี CMOS ในตระกูล 14000 สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 3 ถึง 18 โวลต์ โดยทั่วไปแรงดันไฟเลี้ยง 12 ถึง 15 โวลต์ จะเหมาะสมสำหรับใช้ในการขับมอสเฟทกำลัง ถ้าต้องการให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะเป็นไปได้เร็วขึ้นการต่อไอซี CMOS ในลักษณะขนานกันดังในรูปที่ 2.20 จะสามารถเพิ่มกระแสที่ขาเกต ทำให้ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะของมอสเฟทกำลังเป็นไปได้เร็วขึ้นด้วย [4]



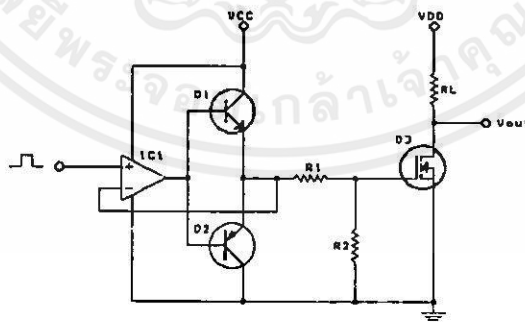
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะมิใช่ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.19 แสดงการขับมอสเฟทกำลังด้วยไอซี CMOS



รูปที่ 2.20 แสดงการต่อขนานไอซี CMOS เพื่อลดค่าความเร็วในการเปลี่ยนสถานะ

3) การขับมอสเฟทกำลังด้วย OPAMP มอสเฟทกำลังนั้น สามารถที่จะถูกขับได้โดยตรงจากวงจรทางด้านขาออกของไอซีออปแอมป์ ซึ่งเป็นออปแอมป์กำลังที่มีความสามารถในการจ่ายกระแสขาออกได้สูง แต่อย่างไรก็ดียังมี ข้อจำกัดในการใช้งานคือ ปัญหาค่าสlew rate ของออปแอมป์ ซึ่งออปแอมป์กำลังนั้นโดยส่วนใหญ่แล้วจะมีค่าสlew rate ที่ต่ำ ทำให้มีค่าแบนด์วิธในการทำงานน้อยกว่า 25 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งจะทำให้มีข้อจำกัดในการใช้งานวงจรขับมอสเฟทกำลังด้วยออปแอมป์ ทำให้ไม่สามารถที่จะใช้งานวงจรขับมอสเฟทกำลังที่ความถี่สูงๆได้ ในการทำให้ค่าแบนด์วิธ และค่าสlew rate ของวงจรมีค่าดีขึ้นนั้น จะต้องใช้วงจรบัฟเฟอร์ชนิด อิมิตเตอร์ฟอลโลว์เวอร์ (emitter follower) เข้ามาช่วย วงจรขับมอสเฟทกำลังโดยทั่วไปจะแสดงดังในรูปที่ 2.21 [6]



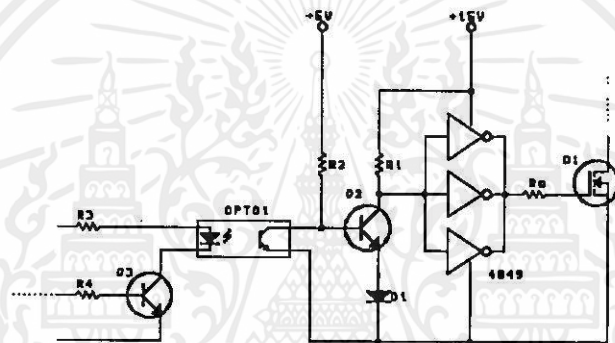
รูปที่ 2.21 การขับมอสเฟทกำลังด้วย OPAMP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น 2.1.3.2 วงจรขับเกทของมอสเฟทกำลังแบบแยกทางไฟฟ้า เอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในบางวงจรมันจำเป็นจะต้องมีการแยกกันทางไฟฟ้าระหว่าง วงจรขับเกท กับขาเกทและขาซอร์สของวงจรกำลัง เช่นในการใช้งานมอสเฟทกำลังในวงจรแบบบริดจ์ ขาเกทของมอสเฟท

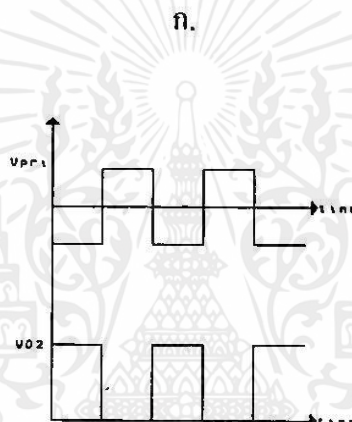
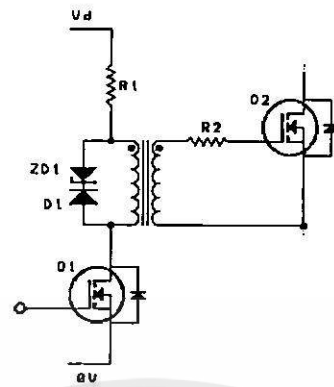
กำลังแต่ละตัวจะต้องไม่ต่อกันทางไฟฟ้ากับเกทของมอสเฟทกำลังตัวอื่นๆ วงจรขับเคลื่อนของมอสเฟทกำลังแบบแยกทางไฟฟ้าจะมีอยู่ 2 วิธีใหญ่ๆที่นิยมใช้ ดังนี้

1) การใช้อุปกรณ์เชื่อมโยงทางแสง สำหรับวงจรขับเคลื่อนของมอสเฟทกำลังแบบใช้อุปกรณ์เชื่อมโยงทางแสงจะแสดงดังในรูปที่ 2.22 [7] โดยที่ตัว LED ที่อยู่ในอุปกรณ์เชื่อมโยงทางแสงจะเปล่งแสงเมื่อได้รับไบอัสตรง และแสงที่ได้นี้จะไบอัสให้กับ โฟโตทรานซิสเตอร์เพื่อนำกระแสอีกทอดหนึ่ง ด้วยวิธีนี้สามารถแยกขาเกทของมอสเฟทกำลัง กับวงจรขับเคลื่อนออกจากกันได้เป็นอย่างดี นอกจากนี้แหล่งจ่ายไฟที่ใช้จะต้องแยกกันด้วย สำหรับอุปกรณ์เชื่อมโยงทางแสงบางตัวนั้น จะมี ฉากกันอยู่ ภายในเพื่อเพิ่ม อัตราการขจัดคอมมอนโหมดทรานเซียนด์ (Commonmode transient) ให้สูงถึง $100 \text{ V}/\mu\text{S}$ หรือเท่ากับ $300 \text{ V}_{\text{p-p}}$ สำหรับสัญญาณรูปไซน์

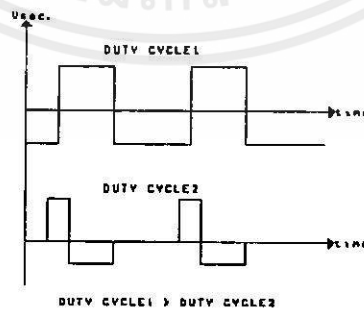


รูปที่ 2.22 การขับแบบแยกทางไฟฟ้าโดยใช้อุปกรณ์เชื่อมโยงทางแสง

2) การใช้หม้อแปลงพัลซ ในรูปที่ 2.23ก. แสดงวงจรที่ใช้หม้อแปลงพัลซ เป็นตัวแยกทางไฟฟ้า [7] เมื่อ Q_2 นำกระแสจะมีแรงดันตกคร่อมหม้อแปลงพัลซที่ขดปฐมภูมิ กระแสที่ไหลผ่าน Q_2 จะประกอบไปด้วย กระแสขับเคลื่อนสำหรับ Q_1 และกระแสขับสำหรับหม้อแปลงพัลซ จากรูปคลื่นของกระแส และแรงดันในรูปที่ 2.23ข. จะเห็นว่าหลังจากการนำกระแสของ Q_2 แล้วแรงดันตกคร่อม Q_2 จะเพิ่มขึ้นเป็น $V_D + V_Z$ โดยที่ V_Z คือแรงดันตกคร่อมซีเนอร์ไดโอด ZD แรงดัน V_Z ที่ตกคร่อมหม้อแปลงพัลซจะเป็นตัวรีเซ็ตเส้นแรงแม่เหล็กในแกน ดังนั้นแรงดันสุทธิที่ขดลวดทุติยภูมิจะเป็นศูนย์ตลอดช่วงเวลานี้ วงจรในรูปที่ 2.23 นี้เหมาะสำหรับใช้กับวงจรที่มีค่าคิวดีไอเคิลคงที่ ถ้าคิวดีไอเคิลที่ป้อนให้กับวงจรมีค่าน้อยกว่าที่กำหนดในช่วงที่ไม่มีพัลซเข้ามา จะมีแรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ ดังในรูปที่ 2.24 สำหรับวงจรในรูปที่ 2.25 จะเป็นอีกวงจรหนึ่งในการใช้หม้อแปลงพัลซในการแยกทางไฟฟ้า โดยตัวเก็บประจุที่ต่อคั่นระหว่างหม้อแปลงจะทำหน้าที่กันแรงดันไฟตรงไม่ให้เข้าไปในหม้อแปลงพัลซ และต้องอ้างอิงถึงเข้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

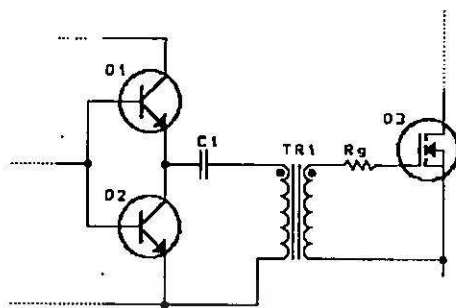


ข.



รูปที่ 2.23 แสดงการใช้หม้อแปลงพัลซในการแยกทางไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.24 แสดงรูปคลื่นทุติยภูมิของวงจรในรูปที่ 2.23 ที่คิดไว้ที่เคิลมาก และน้อย
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

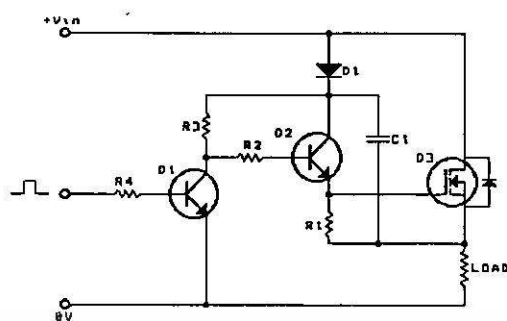


รูปที่ 2.25 แสดงอีกหนึ่งตัวอย่างในการใช้หม้อแปลงพัลซในการแยกทางไฟฟ้า

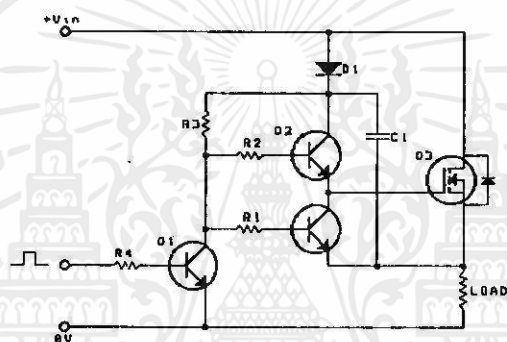
2.1.3.3 วงจรขับมอสเฟทกำลังด้านสูง

วงจรขับมอสเฟทกำลังด้านสูง (high side drive circuits) หรือการสวิตช์ด้านสูง (high side switch) เป็นการจัดวงจรให้วงจรกำลังทำงานอยู่ในบริเวณใกล้เคียงที่แรงดันบวกมากกว่าที่เป็นแรงดันศูนย์ (low side) ซึ่งเป็นตำแหน่งของโหนด [7] สำหรับวงจรที่ใช้ในการขับมอสเฟทกำลังด้านสูงนั้น วงจรขับแบบใช้ตัวเก็บประจุบูตสเตรปจะเป็นวงจรที่นิยมใช้กันมากที่สุด ในรูปที่ 2.26 เป็นการแสดงการใช้ตัวเก็บประจุบูตสเตรป เพื่อช่วยในการขับมอสเฟทกำลังด้านสูง สิ่งสำคัญของวงจรก็คือ การทำงานของวงจรมันจะขึ้นอยู่กับค่าสูงสุดของประจุ ในตัวเก็บประจุบูตสเตรปในขณะที่มอสเฟทกำลังหยุดนำกระแส ด้วยเหตุนี้จึงไม่สามารถที่จะใช้วงจรนี้ทำงานในการสวิตช์ไฟตรงได้ ค่าความถี่ในการทำงานค่าสุดจะถูกกำหนดโดยค่าตัวเก็บประจุบูตสเตรป และค่าของ R_g ที่อยู่ในรูปที่ 2.26 ถ้าค่าความถี่ในการใช้งานเพิ่มขึ้น เราก็สามารถที่จะทำการลดค่าของตัวเก็บประจุบูตสเตรปลงได้ สำหรับค่าความถี่ในการทำงานค่าสุดโดยปกติจะอยู่ที่ 500 เฮิร์ตซ์

ในการทำงานที่ค่าความถี่สูงมากๆ เราอาจต้องแทน R_g ด้วยทรานซิสเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 2.27 ซึ่งทรานซิสเตอร์ที่เพิ่มเข้ามานี้ จะทำให้มอสเฟทกำลังหยุดทำงานได้อย่างรวดเร็วมาก ซึ่งวงจรในรูปที่ 2.26 ไม่สามารถที่จะทำได้ เพราะการที่เราลดค่า R_g ลงทำให้ตัวเก็บประจุที่ขาเกตและซอร์ส สามารถคายประจุได้อย่างรวดเร็วในขณะที่มอสเฟทกำลังเริ่มหยุดนำกระแส [7] การที่มอสเฟทกำลังสามารถนำกระแส และหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็ว จะมีผลทำให้ค่ากำลังงานสูญเสียในขณะที่สวิตช์มีค่าลดลง มอสเฟทกำลังนั้นมีข้อดีที่สามารถที่จะต่อขนานกันได้โดยง่าย เพราะคุณสมบัติสัมประสิทธิ์ทางด้านอุณหภูมิของค่าความต้านทาน $R_{DS(on)}$ เป็นบวก ซึ่งจะแก้ปัญหาการวิงหนีทางอุณหภูมิ (Thermal runaway) ได้ และตัวของมอสเฟทกำลังเองมีความต้องการกระแสขับเคลื่อนข้างต่ำ ดังนั้นอัตรากำลังของภาคขับเกทจึงไม่จำเป็นต้องเพิ่มขึ้นมากนัก แม้จะขนานมอสเฟทกำลังไว้ด้วยกันคร่าวละหลายตัวก็ตาม



รูปที่ 2.26 แสดงวงจรขั้วมอสเฟตกำลังด้านสูงโดยใช้ตัวเก็บประจุตลับ



รูปที่ 2.27 แสดงการเพิ่มทรานซิสเตอร์เข้ามาเพื่อทำให้มอสเฟตกำลังหยุดนำกระแสได้รวดเร็วขึ้น

2.1.4 ส่วนวงจรคอนเวอร์เตอร์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง

วงจรคอนเวอร์เตอร์นับเป็นสิ่งสำคัญที่สุดในแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง โดยมีหน้าที่แปลงแรงดันไฟตรงจากระดับหนึ่งไปสู่อีกระดับหนึ่ง หรือก็คือ dc-to-dc converter สำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์นั้นจะมีอยู่ด้วยกันหลายรูปแบบ ซึ่งขึ้นอยู่กับลักษณะของการจัดวงจรภายใน โดยที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ในแต่ละแบบนั้นจะมีข้อดี และข้อเสียที่แตกต่างกันไป การที่จะเลือกใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบใดสำหรับใช้ในแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่งนั้น จะมีข้อพิจารณาจากลักษณะพื้นฐานการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แต่ละแบบดังนี้คือ [4]

- 1) ลักษณะของการแยกจากกันทางไฟฟ้าที่ขาเข้าและขาออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์
- 2) ค่าแรงดันขาเข้าที่ใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์
- 3) ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลังในวงจรคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
- 4) ค่าแรงดันตกคร่อมมอสเฟตกำลังสูงสุดในวงจรคอนเวอร์เตอร์ขณะทำงาน
- 5) การกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI/EMI ของวงจรคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสาร
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น

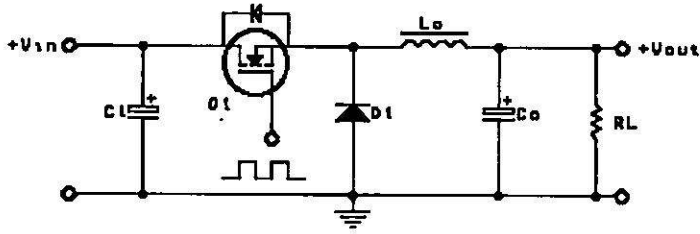
จากข้อพิจารณาดังกล่าวข้างต้น จะทำให้ผู้ที่ทำการออกแบบทราบชนิดจำกัดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ และประเมินราคาเพื่อตัดสินใจเลือกใช้งานวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบใดในการออกแบบได้ สำหรับในปัจจุบันนี้ได้มีการพัฒนาวงจรคอนเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่างๆมากมาย สำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นิยมใช้ออกแบบในตลาดอุตสาหกรรมนั้น โดยมากมักนิยมใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์อยู่ประมาณ 6 ชนิด ดังนี้

- 1) บัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter)
- 2) ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)
- 3) ฟอรวเวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
- 4) พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
- 5) ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter)
- 6) ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)

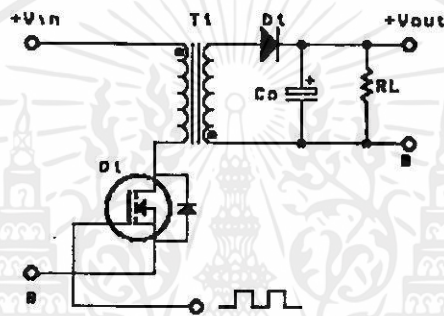
วงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 6 ชนิดนี้ โดยรวมแล้วจะมีลักษณะในการทำงานที่ไม่แตกต่างกันมากนักและค่อนข้างง่ายที่จะทำความเข้าใจ วงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 6 ชนิดนี้ ได้มีการพัฒนาไปเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ต่างๆอีกหลายชนิด โดยการเพิ่มเทคนิคบางประการให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์เหล่านี้ สำหรับลักษณะการจัดวงจรของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 6 ชนิดจะแสดงไว้ในรูปที่ 2.28 และมีลักษณะในการทำงานเบื้องต้นและมีข้อสังเกตในการเลือกใช้งานดังนี้

2.1.4.1 บัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter)

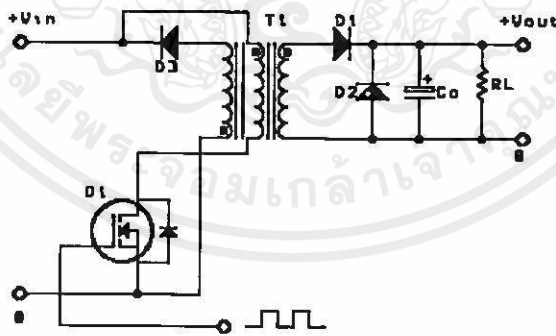
วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์จะมีลักษณะการทำงานดังนี้ [3] จากรูปที่ 2.28ก. โมสเฟตกำลัง Q_1 ในบัคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ ซึ่งจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลซควบคุมหที่ขาเกต เมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จะถูกไบอัสกลับ และไม่มีกระแสไหลผ่าน กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_o ไปประจุตัวเก็บประจุ C_o และผ่านไปยังภาระ ในขณะที่มีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_o นั้น จะเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นบนตัวเหนี่ยวนำ L_o และมีการเก็บสะสมพลังงานไว้ในตัวเหนี่ยวนำ L_o ด้วย รวมทั้งมีแรงดันตกคร่อมในทิศทางเดียวกับแรงดันขาเข้า ดังนั้นเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส จะทำให้สนามแม่เหล็กในตัวเหนี่ยวนำ L_o ยุบตัว และเกิดการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง ทำให้พลังงานที่เก็บสะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำ L_o มีการถ่ายเทออกมา ทำให้มีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุ C_o และสามารถจ่ายกำลังงานไปยังภาระได้ ถ้าเรากำหนดให้คาบเวลาของพัลซควบคุมหที่ขาเกตมีค่าคงที่ ถ้าช่วงเวลาในการนำกระแสของ Q_1 มีค่ามากขึ้น ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_o จะมีค่ามากขึ้น ทำให้ค่ากระแสที่ไหลผ่านภาระมีค่าเพิ่มมากขึ้นส่งผลทำให้แรงดันขาออกมีค่าเพิ่มมากขึ้นตามไปด้วย ในทางกลับกัน ถ้าเราลดช่วงเวลาในการนำกระแสของ Q_1 ให้มีค่าลดลง ค่ากระแสสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_o จะมีค่าลดลง ทำให้ค่ากระแสที่ไหลผ่านภาระมีค่าลดลงก็จะส่งผลทำให้แรงดันขาออกมีค่าลดลงตามไปด้วย ดังนั้น ถ้าภาระมีการดึงกระแสมากขึ้นหรือลดลง การลดหรือเพิ่มช่วง



ก.

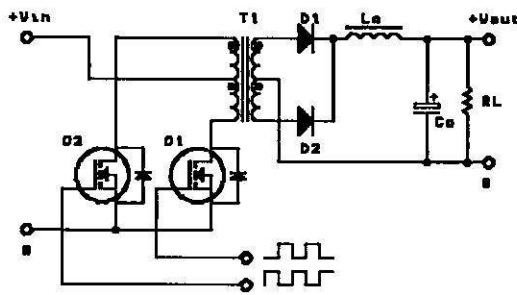


ข.

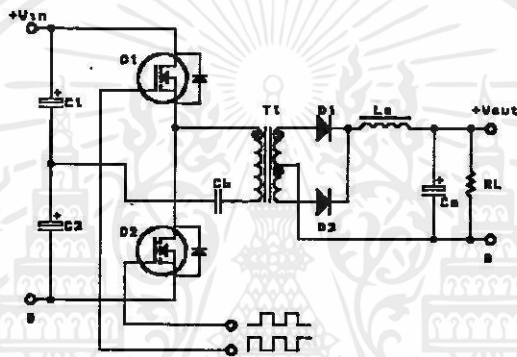


ค.

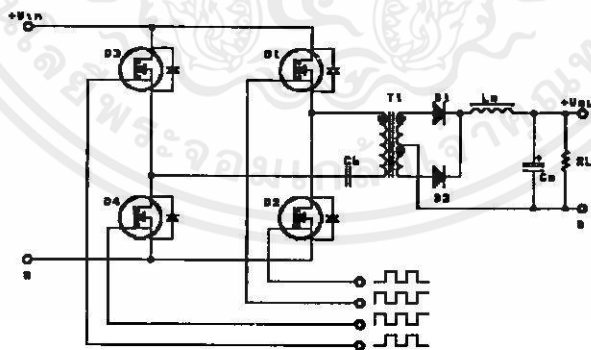
เอกสาร รูปที่ 2.28 ก. บัคคอนเวอร์เตอร์ ใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ข. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ใช้งานและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
ค. ฟอร์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์



ง.



จ.



ฉ.

เอกสารรูปที่ 2.28 (ต่อ) ง. พุช-พุดคอนเวอร์เตอร์ เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้ง จ. ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 ฉ. พูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

เวลาในการนำกระแสของ Q_1 ก็จะสามารถที่จะรักษาแรงดันขาออกให้มีค่าคงที่ได้ ซึ่งหลักการนี้จะเป็นหัวใจสำคัญในการคงค่าแรงดันขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งเกือบทุกชนิด

จากวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.28ก. เราจะสังเกตได้ว่า วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์นั้นจะไม่มีกรแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันขาเข้า และแรงดันขาออกของคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้น วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ จึงไม่นิยมใช้กับระบบแรงดันไฟฟ้าเข้าที่เรียงกระแสจากระบบแรงดันไฟกระแสสลับ 220 โวลต์โดยตรง

2.1.4.2 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Fly Back Converter)

วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะมีลักษณะการทำงานเบื้องต้นดังนี้ [4] พิจารณารูปที่ 2.28ข. มอสเฟตกำลัง Q_1 ในฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตซ์ ซึ่งจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลซควบคุมที่ขาเกต หม้อแปลงกำลัง T_1 จะกำหนดให้มีขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิอยู่ในลักษณะกัลป์เฟสกันอยู่ เมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จะถูกไบอัสกลับและไม่นำกระแสจึงมีการสะสมพลังงานขึ้นที่ขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงกำลัง และเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส สนามแม่เหล็กที่ขดลวดปฐมภูมิจะยุบตัว และเกิดการกลับขั้วแรงดันขึ้นที่ขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ ดังนั้นไดโอด D_1 จะถูกไบอัสตรง พลังงานที่ถูกสะสมในขดลวดปฐมภูมิจะถูกถ่ายเทออกไปยังขดลวดทุติยภูมิ และมีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุกรองแรงดัน C_o และผ่านไปยังภาระได้

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังได้ไม่สูงมากนัก โดยจะอยู่ในช่วง 50 ถึง 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ที่ค่อนข้างสูงอีกทั้งแรงดันขาออกที่ได้จะมีการกระเพื่อมค่อนข้างสูง และเมื่อใช้กับระบบแรงดันไฟสลับ 220 โวลต์ มอสเฟตกำลังที่ใช้ในวงจรจะต้องทนแรงดันสูงประมาณ 800 ถึง 1000 โวลต์ ซึ่งมีราคาแพงและหายาก

2.1.4.3 ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)

วงจรฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะมีลักษณะการทำงานเบื้องต้นดังนี้ [4] พิจารณารูปที่ 2.28ค. จะเห็นได้ว่าฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะมีลักษณะการทำงานใกล้เคียงกับ ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ แต่หม้อแปลง T_1 ในฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์จะกำหนดให้ขดลวดปฐมภูมิและขดลวดทุติยภูมิมีเฟสตรงกัน ดังนั้นเมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จึงถูกไบอัสตรง แต่ D_2 จะถูกไบอัสกลับและไม่นำกระแส กระแสจึงไหลผ่านไดโอด D_1 , ตัวเหนี่ยวนำ L_o ไปยังตัวเก็บประจุกรองแรงดัน C_o และไปยังภาระ แต่ในขณะที่มีกระแสไหลผ่าน L_o จะมีการสะสมพลังงานไว้ในตัวมันด้วย เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส ไดโอด D_1 จะถูกไบอัสกลับจึงไม่มีกระแสไหลจากขดลวดทุติยภูมิสนามแม่เหล็กใน L_o จะยุบตัวทำให้มีการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมันอยู่ ไดโอด D_2 ก็ถูกไบอัสตรง L_o ก็จะถ่ายเทพลังงานออกมาทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวมันและ D_2 ผ่านตัวเก็บประจุกรองแรงดัน C_o และผ่านไปยังภาระได้

เราจะเห็นได้ว่า จะมีกระแสไหลผ่านภาระได้อย่างต่อเนื่องทั้งในช่วงที่ Q_1 นำกระแส และหยุดนำกระแส ซึ่งจะทำให้มีการกระเพื่อมของแรงดันขาออกต่ำกว่า ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์นั้นเหมาะสำหรับ แหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งที่ให้กำลังงานอยู่ในช่วง 100 วัตต์ ถึง 200 วัตต์ แต่อย่างไรก็ตามมอสเฟทกำลังที่ใช้ในฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ก็จะต้องมี อัตราทนแรงดันอยู่ในช่วง 800 โวลต์ ถึง 1000 โวลต์ เมื่อใช้งานกับระบบแรงดัน 220 โวลต์ เช่นเดียวกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

2.1.4.4 พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)

วงจรพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ จะมีลักษณะการทำงานเบื้องต้นดังนี้ [4] จากรูปที่ 28ง. มอสเฟทกำลัง Q_1 และ Q_2 จะสลับกันนำกระแสในแต่ละครึ่งคาบเวลาการทำงาน เมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_2 จะถูกไบอัสกลับ แต่ไดโอด D_1 จะถูกไบอัสตรงและนำกระแสผ่าน L_o ไปยังภาระได้ เมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส Q_2 จะนำกระแส ไดโอด D_1 จะถูกไบอัสกลับ แต่ไดโอด D_2 จะถูกไบอัสตรง และนำกระแสผ่าน L_o ผ่านไปยังภาระได้เช่นเดียวกัน

จากลักษณะในการทำงานดังกล่าว กระแสที่ไหลในภาระจะมีอย่างต่อเนื่องตลอดเวลา กระแสขาออกที่ได้จึงค่อนข้างที่จะเรียบ แต่อย่างไรก็ตามพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์มักจะเกิดการ ไม่สมมาตรของเส้นแรงแม่เหล็กในแกนหม้อแปลงกำลังขึ้น ซึ่งจะทำให้มอสเฟทกำลังเกิดการ พังเสียหายได้ แต่ในปัจจุบันได้มีเทคนิควงจรควบคุมในโหมคการควบคุมกระแส ทำให้สามารถที่จะลดปัญหานี้ลงได้ วงจรพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์นั้นเราพบว่า มอสเฟทกำลังที่ใช้จะต้องมีอัตราทนแรงดันอยู่ในช่วง 800 โวลต์ ถึง 1000 โวลต์เช่นเดียวกับคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 ชนิดที่กล่าวมาแล้ว

2.1.4.5 ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half Bridge Converter)

วงจรฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ประเภทเดียวกับ วงจรพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์และสามารถที่จะจ่ายกำลังงานได้สูง สำหรับข้อดีของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ มอสเฟทกำลังที่ใช้ในวงจรจะมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแส น้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 4 ชนิดที่กล่าวมาแล้ว และฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ยังสามารถที่จะลดการ ไม่สมมาตรของเส้นแรงแม่เหล็กในหม้อแปลงกำลังได้ จากรูปที่ 2.28จ. จะเห็นได้ว่า เมื่อมอสเฟทกำลังตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมมอสเฟทกำลังตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงค่าแรงดันขาเข้าเท่านั้น เมื่อ Q_1 และ Q_2 สลับกันนำกระแสผลที่ได้จะมีลักษณะเช่นเดียวกับพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิที่มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันขาเข้า เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดันขาเข้า ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นขีดจำกัดกำลังงานสูงสุดของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังงานสูงสุดฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 1000 วัตต์ [4]

2.1.4.6 พูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full Bridge Converter)

วงจรพูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ พิจารณารูปที่ 2.28ล.จะเห็นได้ว่า มีมอสเฟตกำลังในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัว แต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดยที่ Q_1 กับ Q_4 จะนำกระแสพร้อมกัน และ Q_2 กับ Q_3 จะนำกระแสพร้อมกัน การทำงานของพูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ จะเหมือนกันกับฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ แต่จะมีข้อแตกต่างกันตรงที่ในขณะที่ทำงานแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ จะมีค่าเท่ากับแรงดันขาเข้า ทำให้กระแสที่ไหลผ่านขดปฐมภูมิมีค่าต่ำกว่า มีผลทำให้พูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถที่จะจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า ดังนั้นแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งที่ต้องการกำลังงานสูงๆตั้งแต่ 1000 วัตต์ ขึ้นไปจึงมักนิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบพูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์เป็นส่วนใหญ่ [4]

2.1.5 ส่วนวงจรหม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่ง

หม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่ง จัดเป็นอุปกรณ์สำคัญ ซึ่งมีหน้าที่หลักในการแปลงแรงดันไฟตรงขาเข้าของคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งอาจมีค่าสูงถึง 310 โวลต์ ให้เป็นค่าแรงดันต่างๆตามต้องการ และยังมีหน้าที่ในการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันไฟฟ้าขาเข้า และแรงดันไฟฟ้าขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่ง สำหรับส่วนประกอบของหม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งที่สำคัญก็คือ แกนของหม้อแปลงกำลัง และขดลวดของหม้อแปลงกำลัง

2.1.5.1 แกนของหม้อแปลงกำลังความถี่สูง

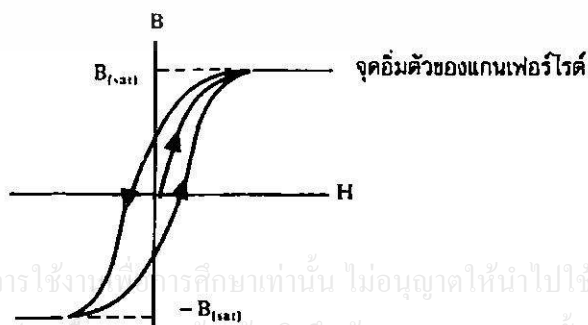
แกนของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงนั้น โดยทั่วไปวัสดุที่นำมาใช้เป็นแกนหม้อแปลงกำลังจะเป็นวัสดุประเภท เฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic material) ซึ่งวัสดุประเภท เฟอร์โรแมกเนติก จะมีอยู่หลายชนิด แต่ชนิดที่นิยมนำมาทำแกนหม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งคือ วัสดุเฟอร์ไรต์ หรือที่เรียกกันว่า แกนเฟอร์ไรต์ การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนวัสดุเฟอร์ไรต์จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก สูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก วัสดุเฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวของเส้นแรงแม่เหล็กค่อนข้างสูงประมาณอยู่ในช่วง 0.3 ถึง 0.5 เทสลา และมีค่าความสูญเสียค่าที่ความถี่สูง ดังนั้นหม้อแปลงกำลังที่ใช้ในแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งจึงนิยมใช้วัสดุเฟอร์ไรต์เป็นแกนของหม้อแปลงกำลัง แกนเฟอร์ไรต์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งนั้น จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่างๆตามมาตรฐานเดียวกัน อาทิเช่น แกนแบบ EE, แกนแบบ EI, แกนแบบ ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้น โดยปกติผู้ผลิตจะผลิตแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะของคู่ประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับขบอบบิ้น หรือแบบรองพัน การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนขบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงจรรอบได้ สำหรับเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์นั้นจะมีอยู่หลายชนิด ซึ่งแต่ละชนิดนั้นจะให้คุณสมบัติในทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกัน ถึงแม้ว่าจะมีขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่เท่ากันก็ตาม โดยปกติผู้ผลิตจะให้

แผ่นข้อมูลเนื้อสารมากับแกนเฟอร์ไรต์เพื่อใช้ในการออกแบบเสมอ ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นี้จะมีรายละเอียดของเนื้อสารแสดงไว้เสมอ สำหรับข้อมูลสำคัญที่ควรทำความเข้าใจไว้ก็คือ 1) เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve) 2) ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite core loss) ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้ [4]

1) เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส (Hysteresis curve) เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก B ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก H ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกนเฟอร์ไรต์ ค่าของความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก B จะมีค่าเพิ่มขึ้น เมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็ก H มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดจุดหนึ่ง ซึ่งค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่า จะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มสนามแม่เหล็ก H ก็ตาม ที่จุดดังกล่าวนี้จะเรียกว่า จุดที่แกนเฟอร์ไรต์ เริ่มมีการอิ่มตัวของเส้นแรงแม่เหล็ก (B_{sat}) ในรูปที่ 2.29 จะแสดงถึงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส

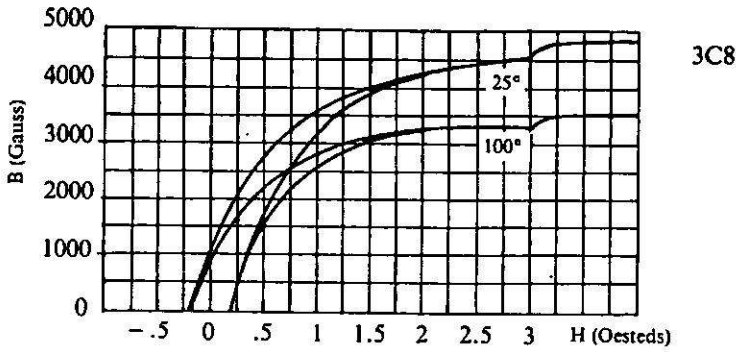
โดยปกติ ผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสมาเพียงครั้งเดียว เนื่องจากว่าอีก ครั้งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะเหมือนกันทุกประการ เพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้น ในรูปที่ 2.30 จะแสดงตัวอย่างของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 ของบริษัท Ferroxcube

ถึงสำคัญในการใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ ในแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง ก็จะต้องไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวในขณะที่ทำงาน ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบผู้ออกแบบจึงต้อง กำหนดค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด B_{max} ในขณะที่ใช้งาน ให้อยู่ในบริเวณที่เป็นเชิงเส้นของกราฟเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส ซึ่งจุดที่เหมาะสมในการกำหนดค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดที่ขอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนเฟอร์ไรต์ขณะทำงาน ควรมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กอิ่มตัว B_{sat} ของแกนเฟอร์ไรต์ เพื่อความปลอดภัยในการทำงาน



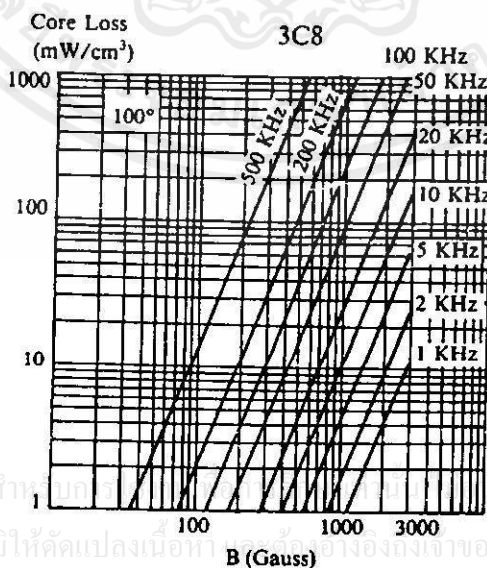
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานี้เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุเปลี่ยนแปลงเนื้อหาสาระต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.29 แสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส



รูปที่ 2.30 แสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8

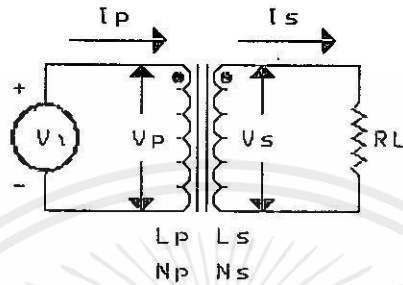
2) ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite core loss) การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน การสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์นั้นจะมีสาเหตุหลัก 2 ประการคือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ (Hysteresis loss) และการสูญเสียที่เกิดจากกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy current loss) ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ค่าการสูญเสียที่เกิดจากกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ จะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดไม่ใหญ่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์อาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสเพียงอย่างเดียว โดยปกติผู้ผลิตจะให้แผ่นข้อมูลการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มากับแกนเฟอร์ไรต์เพื่อใช้ในการออกแบบเสมอ ปกติค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็น มิลลิวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เซนติเมตร (mW/cm³) และมีค่าขึ้นอยู่กับ ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์, ความถี่ในการใช้งาน รวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์ รูปที่ 2.31 แสดงตัวอย่างกราฟค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 3C8 [4]



รูปที่ 2.31 แสดงค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 3C8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ภายในเท่านั้น กรุณาให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกหรือเปลี่ยนแปลงเนื้อเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งนั้น จะมีความสัมพันธ์ของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิเป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงโดยทั่วไป รูปที่ 2.32 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง จากความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลงเราจะได้ความสัมพันธ์ต่างๆดังนี้ [4]



รูปที่ 2.32 แสดงความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

$$\frac{V_p}{V_s} = \frac{N_p}{N_s} = \frac{I_s}{I_p} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}} \quad (2.12)$$

- โดยที่ N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ รอบ
 N_s คือ จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ รอบ
 V_p คือ ค่าแรงดันตกคร่อมของขดลวดปฐมภูมิ โวลท์
 V_s คือ ค่าแรงดันตกคร่อมของขดลวดทุติยภูมิ โวลท์
 I_p คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ แอมป์
 I_s คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดลวดทุติยภูมิ แอมป์
 L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดปฐมภูมิ เฮนรี่
 L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดลวดทุติยภูมิ เฮนรี่

มีข้อสังเกตคือ แรงดัน V_p คือค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลงกำลัง เนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ ไม่ใช่ค่าแรงดันขาเข้า V_i โดยค่าของ V_p จะมีค่าเท่ากับ [4]

$$V_p = N_p \times A_e \times \left(\frac{dB}{dt} \right) \times 10^{-8} \quad (2.13)$$

โดยที่ V_p คือ ค่าแรงดันตกคร่อมของขดลวดปฐมภูมิ โวลท์
 N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ รอบ
 A_e คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลงกำลัง ตารางเซนติเมตร
 $\frac{dB}{dt}$ คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็ก

ค่าแรงดัน V_p ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่าแรงดัน V_s แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็ก $\frac{dB}{dt}$ จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิจมีค่าลดลงอย่างรวดเร็ว ทำให้แรงดันขาเข้าทั้งหมดไปตกคร่อมที่มอเตอร์กำลังในวงจรกำลังในขณะที่นำกระแสสูงๆ แทน ซึ่งเป็นผลให้มอเตอร์กำลังในวงจรกำลังได้รับความเสียหาย แต่ถ้าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กมีค่าสูงก็จะทำให้เกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์มีค่าสูงไปด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงกำลังในขณะทำงาน จะมีหลัก 2 ประการดังนี้

- แกนเฟอร์ไรต์จะต้องไม่เกิดการอิ่มตัวในขณะที่ทำงาน
- ที่ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดที่กำหนดในขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กในแกนของหม้อแปลงกำลังจะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ และขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้ โดยจากกฎของ ฟาราเดย์ เราจะได้ว่า [3]

$$\Delta B = \frac{V_p \times \Delta t}{N_p A_e} \times 10^4 \quad (2.14)$$

โดยที่ ΔB คือ ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กในแกน เทสลา
 V_p คือ ค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ โวลท์
 Δt คือ ช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนเส้นแรงแม่เหล็กในแกน วินาที
 N_p คือ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่ายิ่งขดลวดของจำนวนรอบปฐมภูมิจมีค่าน้อยลงค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กจะมีค่าเพิ่มขึ้น ซึ่งการลดจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิจจะทำให้สามารถที่จะใช้ขดลวด

ทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้ และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงกำลังมีความสามารถในการจ่ายกำลังงานเพิ่มขึ้น แต่อย่างไรก็ตามจำนวนรอบที่ลดลงจะทำให้แกนเฟอร์ไรต์มีค่าความสูญเสียมากขึ้น อันเนื่องมาจากค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กที่เพิ่มขึ้น ดังนั้นในการลดจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ จะต้องเพิ่มพื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ขึ้น เพื่อให้ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์อยู่ในช่วงที่ยอมรับได้ แต่การเพิ่มพื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ที่มากเกินไป จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์มีพื้นที่หน้าตัดที่เล็กเกินไปขดลวด และแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน เนื่องจากมีค่าความสูญเสียที่มากขึ้น ดังนั้นค่าของกำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมของแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆจะพิจารณาได้จาก พื้นที่หน้าตัดของแกน, ขนาดของช่องพันขดลวด, ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กในแกน และความถี่ที่ใช้ งาน ตามลักษณะของคอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆดังนี้ [4]

1) แกนที่ใช้กับฟลายแบค และฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{5 \cdot \Delta B_{(max)} \cdot f \cdot A_e \cdot A_w}{D} \quad (2.15)$$

2) แกนที่ใช้กับพุ่ม-ฟูลคอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{10 \cdot \Delta B_{(max)} \cdot f \cdot A_e \cdot A_w}{D} \quad (2.16)$$

3) แกนที่ใช้กับฮาล์ฟบริดจ์ และฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

$$P = \frac{14 \cdot \Delta B_{(max)} \cdot f \cdot A_e \cdot A_w}{D} \quad (2.17)$$

โดยที่ P คือ กำลังงานสูงสุดที่ได้จากแกนเฟอร์ไรต์ วัดดี

ΔB คือ ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ เทสลา

f คือ ความถี่ในการทำงาน เฮิร์ตซ์

A_e คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ ตารางเซนติเมตร

A_w คือ พื้นที่ช่องพันขดลวดของแกนเฟอร์ไรต์ ตารางเซนติเมตร

D คือ ค่าความหนาแน่นกระแสในขดลวดปฐมภูมิ เซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนไว้สำหรับแนวทางการวิจัยเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าของ A_0 และค่าของ A_w เป็นขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้ โดยคู่ได้จากแผ่นข้อมูลที่ผู้ผลิตให้มา กับแกนเฟอร์ไรต์ ส่วนค่าของความหนาแน่นกระแส D จะกำหนดได้จากขนาดของขดลวดที่ใช้งาน โดยทั่วไปเพื่อความปลอดภัยค่าของความหนาแน่นกระแส D จะกำหนดเอาไว้ที่ 500 เซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์

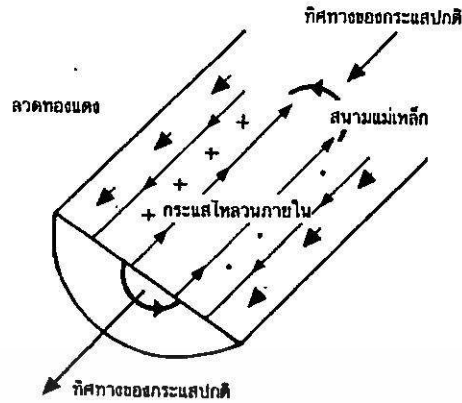
2.1.5.2 ขดลวดของหม้อแปลงกำลัง

ปกติในการพันขดลวดของหม้อแปลงกำลังในแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง เรานิยมใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยา (enameled copper wire) เป็นตัวพัน ในขณะที่หม้อแปลงกำลังทำงาน กระแสสลับที่ไหลผ่านขดลวดจะมีความถี่สูง ที่ความถี่สูงๆนี้ลวดทองแดงจะนำกระแสได้เพียงที่ผิวเท่านั้น ซึ่งมีผลทำให้พื้นที่หน้าตัดของลวดทองแดงในการนำกระแสมีค่าลดลง กำลังงานสูญเสียในลวดทองแดงก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น และการเรียงซ้อนกันของขดลวดก็มีผลทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียขึ้นในขดลวดได้เช่นกัน กำลังงานสูญเสียเหล่านี้จะมีผลทำให้ขดลวดร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในขณะที่หม้อแปลงกำลังทำงาน ดังนั้นกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นกับขดลวดของหม้อแปลงกำลังจะมีด้วยกัน 2 ประการใหญ่ๆคือ [4]

1) ผลจากการนำกระแสที่ผิวของลวดทองแดงที่มีความถี่สูง (Skin effect) โดยหลักการทั่วไปแล้วลวดทองแดงเมื่อมีกระแสสลับไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กไหลวนขึ้นภายในและรอบลวดทองแดงนั้น สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy current) ขึ้นภายในลวดทองแดง ซึ่งการไหลของกระแสไหลวนในลวดทองแดงนี้จะทำให้กระแสปกติที่ไหลผ่านลวดทองแดงไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดงเท่านั้น ดังแสดงในรูปที่ 2.33 ปริมาณของกระแสปกติที่ไหลจะยังคงมีค่าเท่าเดิม แต่ค่าความหนาแน่นของกระแสที่ผิวของลวดทองแดงจะมีค่าสูง เพราะกระแสส่วนใหญ่ไหลได้เฉพาะที่ผิวของลวดทองแดงเท่านั้น การไหลของกระแสไหลวนนี้จะจำกัดให้พื้นที่ในการนำกระแสของลวดทองแดงลดลง ซึ่งจะมีผลเหมือนกับว่า พื้นที่ในการนำกระแสของลวดทองแดงมีค่าลดลงจากพื้นที่ในการนำกระแสปกติของลวดทองแดง

จากผิวของลวดทองแดงถึงกลางมาในเนื้อของลวดทองแดง จนถึงจุดที่ความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ ของค่าความหนาแน่นของกระแสที่ผิว เราจะเรียกระยะนี้ว่า ระยะความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดง (Skin depth) ดังแสดงในรูปที่ 2.34 ซึ่งค่าความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดงนี้จะมีค่าขึ้นกับความถี่ ซึ่งลวดทองแดงที่ 100 °C ความหนาผิวนำกระแสของลวดทองแดงจะมีค่าเท่ากับ [4]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัด $S = \sqrt{\frac{5.62}{f}}$ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีก (2.18) ไปใช้

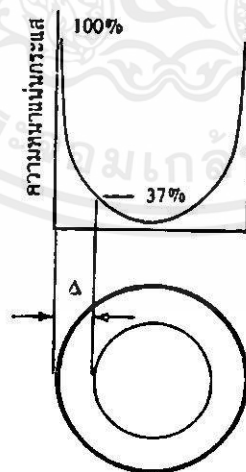


รูปที่ 2.33 แสดงลักษณะการเกิดกระแสไหลวนในหลอดทองแดง

โดยที่ S คือ ความหนาผิวหน้ากระแสของหลอดทองแดง มิลลิเมตร

f คือ ความถี่ในการทำงาน กิโลเฮิร์ตซ์

เนื่องจากค่าความต้านทานของหลอดทองแดงนั้น จะมีค่าขึ้นกับค่าของพื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของหลอดทองแดง และที่กระแสสลับพื้นที่หน้าตัดในการนำกระแสของหลอดทองแดง จะมีค่าลดลง เพราะกระแสจะไหลได้ที่บริเวณผิวของหลอดทองแดงเท่านั้น ดังนั้นค่าความต้านทานที่กระแสสลับของหลอดทองแดงจึงมีค่ามากกว่า ค่าความต้านทานที่กระแสดตรงของหลอดทองแดง ค่าความต้านทานกระแสสลับของหลอดทองแดง เนื่องมาจากผลของการนำกระแสที่ผิวของหลอดทองแดงจะมีค่าเท่ากับ [3]



รูปที่ 2.34 แสดงระยะความหนาของผิวหน้ากระแสของหลอดทองแดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_{ac} = R_{dc} + \Delta R = R_{dc} \cdot \left(1 + \frac{\Delta R}{R_{dc}}\right) = R_{dc} \cdot (1 + F) \quad (2.19)$$

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = 1 + F \quad (2.20)$$

โดยที่ R_{ac} คือ ความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับ โหม้มต่อเมตร

R_{dc} คือ ความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสตรง โหม้มต่อเมตร

ΔR คือ ความต้านทานที่เปลี่ยนเนื่องจากผลของการนำกระแสที่ผิว โหม้ม

F คือ อัตราส่วนความต้านทานที่เปลี่ยนเนื่องจากผลของการนำกระแสที่ผิวต่อความต้านทานที่กระแสตรง

จากความสัมพันธ์ของความหนาผิวนำกระแส ค่าอัตราส่วนระหว่างค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับ ต่อค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสตรง จะขึ้นกับขนาดของลวดทองแดงและความถี่ที่ใช้งาน เนื่องจากค่าความต้านทานจะเป็นส่วนกลับของพื้นที่ในการนำกระแส ดังนั้นค่าอัตราส่วนระหว่างค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับ ต่อค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสตรงจะมีค่าเท่ากับ [3]

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \frac{\pi r^2}{\pi r^2 - \pi (r - S)^2} \quad (2.21)$$

$$= \frac{\left(\frac{r}{S}\right)^2}{\left(\frac{r}{S}\right)^2 - \left(\frac{(r - S)^2}{S^2}\right)}$$

$$= \frac{\left(\frac{r}{S}\right)^2}{\left(\frac{r}{S}\right)^2 - \left(\frac{r}{S} - 1\right)^2}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \frac{\left(\frac{d}{2S}\right)^2}{\left(\frac{d}{2S}\right)^2 - \left(\frac{d}{2S} - 1\right)^2} \quad (2.22)$$

โดยที่ S คือ ความหนาผิวหน้ากระแสของลวดทองแดง มิลลิเมตร

r คือ รัศมีของลวดทองแดง มิลลิเมตร

d คือ เส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง มิลลิเมตร

ในทางปฏิบัติ ค่าของค่าอัตราส่วนระหว่างค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับต่อค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสตรง จะมีค่าโดยประมาณเท่ากับ [4]

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} \cong \frac{1}{4} \left(\frac{d}{S} + 1 \right) = F_R \quad (2.23)$$

สมการที่ (2.22) จะมีค่าใกล้เคียงกับสมการที่ (2.20) ถ้า

$$\frac{d}{S} \geq 5 \quad (2.24)$$

ความหมายของค่า F_R ไม่ได้แสดงว่า ค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับจะมีค่ามากขึ้น โดยความเป็นจริงแล้วค่าความต้านทานของลวดทองแดงที่กระแสสลับจะมีค่าลดลงเมื่อขนาดของลวดทองแดงใหญ่ขึ้น แต่เนื่องจากค่าความต้านทานที่กระแสตรงมีค่าลดลงมากกว่า ดังนั้นค่า F_R ของลวดทองแดงจึงมีค่าเพิ่มขึ้น ค่าอัตราส่วน F_R จึงมีประโยชน์มากในการเลือกขนาดของลวดทองแดง การกำหนดขนาดของลวดทองแดงให้มีค่า F_R น้อยที่สุด ซึ่งจะมีผลทำให้กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในลวดทองแดงมีค่าน้อยที่สุดเช่นเดียวกัน

ดังนั้น ค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดของหม้อแปลงกำลังจะมีค่าเท่ากับ [4]

$$P_w = C \cdot I_{RMS}^2 \cdot N \cdot I_{av} \cdot R_{ac} \quad (2.25)$$

โดยที่ P_w คือ ค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดของหม้อแปลงกำลัง วัตต์ C คือ ค่าแก้ไขการกระจาย

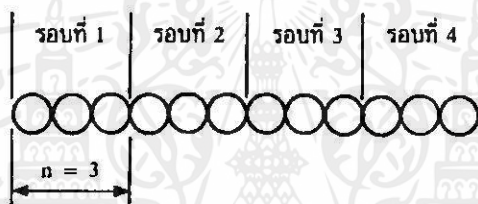
I_{av} คือ ค่าเฉลี่ยของค่าความยาวขดลวดต่อหนึ่งรอบ เมตร N คือ จำนวนรอบของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

I_{RMS} คือ ค่ากระแส RMS ที่ไหลผ่านขดลวด แอมป์

N คือ จำนวนรอบของขดลวด รอบ

C คือ ค่าคงที่ เท่ากับ 1 เมื่อเป็นการพันแบบธรรมดา
ค่าคงที่ เท่ากับ 2 เมื่อเป็นการพันแบบแยกพัน

จากสมการที่ 2.25 เราพบว่าค่าความต้านทานของขดลวดจะทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียขึ้น ดังนั้นเพื่อเป็นการลดค่าความต้านทานของขดลวดทองแดงลงไปอีก เราจะนำลวดทองแดงมาขนาบกันแล้วพันให้ได้ครบตามจำนวนรอบ ดังแสดงในรูปที่ 2.35 การใช้ลวดทองแดงมาขนาบกันนั้น เมื่อเปรียบเทียบกับการใช้ลวดทองแดงเพียงเส้นเดียวจะทำให้ค่าความต้านทานกระแสกลับของขดลวด และขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดงลดลงประมาณ $n^{-1/3}$ แต่ความสูงก็จะเพิ่มขึ้นประมาณ $n^{1/3}$ ด้วย เมื่อ n คือจำนวนของลวดทองแดงที่นำมาขนาบกัน [4]



รูปที่ 2.35 แสดงการพันขดลวดโดยใช้ขดลวดทองแดงขนาบกัน ($n = 3$ เส้น พัน 4 รอบ)

โดยทั่วไปการขนาบลวดทองแดง 2 เส้น จะลดค่าความต้านทานกระแสกลับของขดลวดลงได้ประมาณ 20 เปอร์เซ็นต์ แต่ความสูงของขดลวดจะมีค่าเพิ่มขึ้นประมาณ 25 เปอร์เซ็นต์ด้วย การขนาบลวดทองแดง 3 เส้น จะลดค่าความต้านทานกระแสกลับของขดลวดลงได้ประมาณ 30 เปอร์เซ็นต์ แต่ความสูงของขดลวดจะมีค่าเพิ่มขึ้นประมาณ 45 เปอร์เซ็นต์เช่นกัน การขนาบลวดทองแดงมากกว่า 3 เส้นมักไม่นิยมกระทำเนื่องจาก จะพันขดลวดได้ลำบาก หรือทำให้ขดลวดมีความสูงเกินกว่าที่จะพันบนขอบบิ้นได้

ค่ากำลังงานสูญเสียของขดลวดทองแดงเมื่อมีการขนาบลวดทองแดงจะมีค่าเท่ากับ [4]

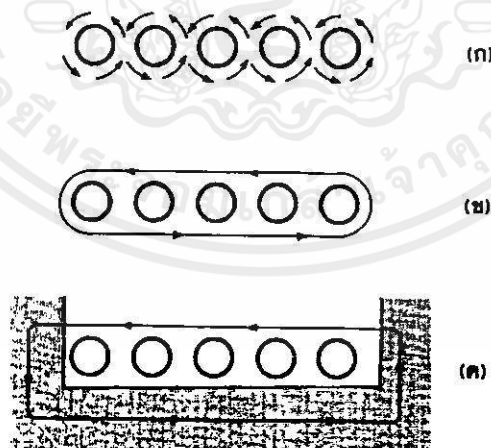
$$P_w = C \cdot I_{RMS}^2 \cdot N' \cdot I_{av} \cdot \frac{R_{nac}}{n} \quad (2.26)$$

โดยที่ $N' = n \cdot N$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

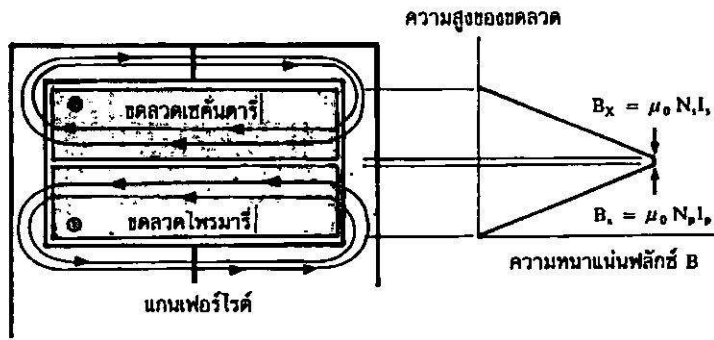
2) ผลจากการเรียงซ้อนกันของขดลวด (Proximity Effect) โดยปกติแล้ว ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (permeability μ) ของแกนเฟอร์ไรต์จะมีค่าสูงมาก ซึ่งจะทำให้แกนเฟอร์ไรต์สามารถที่จะจับเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดในหม้อแปลงกำลังให้วิ่งอยู่ในแกนเฟอร์ไรต์เท่านั้น แต่โดยความเป็นจริงแล้วยังมีเส้นแรงแม่เหล็กบางส่วนวิ่งออกจากแกนไปตัดผ่านขดลวด เส้นแรงแม่เหล็กที่วิ่งออกจากแกนไปตัดผ่านขดลวดนี้เราเรียกว่า เส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล (Flux leakage) เส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล ไม่ได้เป็นผลเนื่องมาจากวัสดุที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์ แต่เป็นผลเนื่องมาจากลักษณะในการพันขดลวดโดยตรง ในรูปที่ 2.36 จะแสดงภาพตัดขวางของชั้นของขดลวดที่พันอยู่ในหม้อแปลงกำลัง ในรูปที่ 2.36ก. เราจะเห็นว่าม้วนของเส้นแรงแม่เหล็กเกิดขึ้นในขณะที่มีกระแสไหลผ่านขดลวด การหักล้างกันของเส้นแรงแม่เหล็กระหว่างขดลวดที่เกิดขึ้นนี้ จะทำให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กวิ่งขนานไปกับชั้นของขดลวดดังรูปที่ 2.36ข. เมื่อเส้นแรงแม่เหล็กที่วิ่งขนานไปกับชั้นของขดลวดเหล่านี้ วิ่งไปตัดกับแกนเฟอร์ไรต์เนื่องจากผลของค่าความซึมซาบแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์ μ มีค่าสูงมาก แกนเฟอร์ไรต์จะบังคับให้เส้นแรงแม่เหล็กเหล่านี้วิ่งวนอยู่ในแกน ดังแสดงในรูปที่ 2.36ค. ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นนี้ก็คือ เส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล (B_x) นั่นเอง [4]

ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล (B_x) จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อจำนวนชั้นของลวดทองแดงมีค่าเพิ่มขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.37 จะเห็นได้ว่า ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล (B_x) จะมีค่าสูงสุดที่ระยะชั้นสูงสุดของลวดทองแดงจากแกนและมีค่าลดลงตามลำดับ



รูปที่ 2.36 แสดงลักษณะการเกิดเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลในหม้อแปลงกำลัง

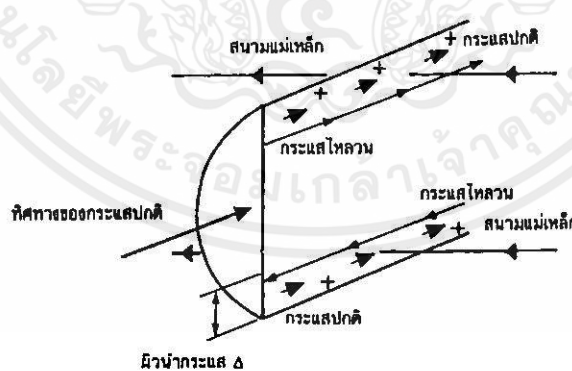
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.37 แสดงลักษณะของเส้นแรงแม่เหล็กทั่วโวลที่ตำแหน่งต่างๆในหม้อแปลงกำลัง

เส้นแรงแม่เหล็กทั่วโวลที่เกิดขึ้นนี้ จะเกิดขึ้นในลักษณะขนานกันกับขดลวดทองแดงของหม้อแปลงกำลัง โดยจะตัดผ่านและตั้งฉากกับขดลวดทองแดงในชั้นขดลวดทองแดงในหม้อแปลงกำลัง จึงอยู่ในลักษณะเช่นเดียวกันกับการนำขดลวดทองแดงไปวางในสนามแม่เหล็ก ซึ่งจะส่งผลให้เกิดมีกระแสไหลวนขึ้นที่บริเวณผิวหน้ากระแสของลวดทองแดงที่ตัดกับสนามแม่เหล็ก ดังแสดงในรูปที่ 2.38 [4]

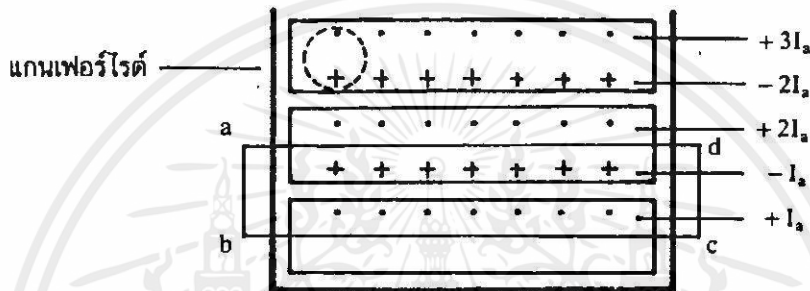
การเรียงซ้อนกันของลวดทองแดงนั้นถ้ามีจำนวนชั้นมากขึ้นจะยิ่งมีผลทำให้ค่าของกระแสไหลวนมีค่ามากขึ้นด้วย ซึ่งจะพิจารณาได้ดังต่อไปนี้ เพื่อให้ง่ายแก่การเข้าใจเราจะกำหนดคให้ลวดทองแดงที่พันเรียงกันอยู่ เปรียบเสมือนแผ่นทองแดงพันอยู่รอบแกนเฟอร์ไรต์ ดังในรูปที่ 2.39 ฉะนั้นแผ่นทองแดงนี้จึงวางอยู่ในตำแหน่งของเส้นแรงแม่เหล็กทั่วโวล [4]



รูปที่ 2.38 แสดงผลของลวดทองแดงที่วางอยู่ในเส้นแรงแม่เหล็กทั่วโวล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่พิจารณาแผ่นทองแดงที่วางอยู่ในชั้นแรกที่อยู่ติดกับแกน เส้นแรงแม่เหล็กจะตัดผ่านผิวด้านบนของลวดทองแดง ทำให้เกิดกระแสไหลวนขึ้นที่ผิวหน้ากระแสของแผ่นทองแดง สำหรับผิวด้านล่างที่อยู่ติดกับแกนนั้นจะไม่มีเส้นแรงแม่เหล็กตัดผ่านเนื่องจากอยู่ติดกับแกน ดังนั้นกระแส

ไหลวนจึงเกิดขึ้นเฉพาะที่บริเวณผิวด้านบนเท่านั้น ถ้าเราสมมุติให้กระแสที่ไหลที่บริเวณผิวด้านบนมีค่าเท่ากับ $+I_u$ และเมื่อเราพิจารณาแผ่นทองแดงในชั้นที่สอง ผลของเส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลจะทำให้เกิดกระแสไหลวนขึ้นที่ผิวหน้ากระแสทั้งด้านบนและด้านล่าง สำหรับที่บริเวณเนื้องกลางของแผ่นทองแดงจะไม่มีกระแสไหลวนเกิดขึ้น เนื่องจากสนามแม่เหล็กมีค่าเท่ากับศูนย์ เพราะว่าสนามแม่เหล็กสามารถที่จะทะลุผ่านตัวนำเข้ามาได้เพียงระยะผิวหน้ากระแสเท่านั้น ดังนั้นผลรวมของสนามแม่เหล็กที่รอบวง $abcd$ จึงมีค่าเท่ากับศูนย์ (จาก $\oint H \cdot dl$) และผลรวมของกระแสภายในวงรอบ $abcd$ จะต้องมีค่าเท่ากับศูนย์ด้วย ตามกฎของแอมป์แปร์ เนื่องจากค่ากระแสที่ผิวด้านบนของ



รูปที่ 2.39 แสดงลวดทองแดงที่พันเรียงกันเป็นลักษณะของแผ่นทองแดงที่มีความหนาเท่ากับเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดทองแดง

แผ่นทองแดงชั้นแรกจะมีค่าเท่ากับ $+I_u$ ดังนั้นค่าของกระแสที่ผิวด้านล่างของแผ่นทองแดงในชั้นที่สองจะต้องมีค่าเท่ากับ $-I_u$ ด้วย และไหลในทิศทางตรงข้าม ผลรวมของกระแสจึงจะมีค่าเท่ากับศูนย์ แต่กระแสที่ไหลจริงในแผ่นทองแดงในแต่ละชั้นจะมีค่าเท่ากัน ดังนั้นค่าของกระแสที่ไหลที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงชั้นที่สองจะมีค่าเท่ากับ $+2I_u$ ในทำนองเดียวกัน ค่าของกระแสที่ไหลที่ผิวด้านบนของแผ่นทองแดงชั้นที่สามจะมีค่าเท่ากับ $+3I_u$ และค่าของกระแสที่ผิวด้านบนในแต่ละชั้นจะมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆตามจำนวนของชั้นที่เพิ่มขึ้น ดังนั้นเราจะเห็นได้ว่า ถ้ามีการซ้อนกันของขดลวดทองแดงมากขึ้นก็จะทำให้มีการสูญเสียเกิดขึ้นในลวดทองแดงมากขึ้นเนื่องมาจากค่าความหนาแน่นของกระแสที่ผิวหน้ากระแสมีค่าเพิ่มขึ้นในแต่ละชั้น [4]

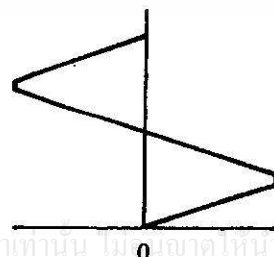
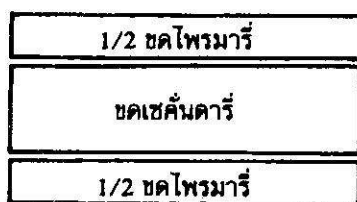
เราจะเห็นว่าในการพันขดลวดของหม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟตรงแบบสวิตซ์จึงจะมีผลต่อค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้น ดังนั้นจึงจะต้องมีการจัดรูปแบบในการพันขดลวดทองแดงที่เหมาะสมเพื่อที่จะลดค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นให้มีค่าลดลง ก่อนที่จะศึกษารูปแบบในการพันขดลวดจะต้องทำความเข้าใจกับคำศัพท์ที่ใช้ในการพันขดลวดในหม้อแปลงกำลังเทียบก่อน คำศัพท์ที่สำคัญจะมีอยู่สองคำคือคำว่า พอร์ชัน (portion) และ จำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชัน (layer) คำว่าพอร์ชันจะมีความหมายดังนี้คือ หนึ่งพอร์ชันจะกำหนดจากชั้นของลวดทองแดงชุดหนึ่งๆที่มีค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กที่น้อยที่สุด ไปจนถึงชั้นที่มีค่าความหนา

แน่นของเส้นแรงแม่เหล็กไว้หลวมที่สุด และคำว่าจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชันจะหมายถึง จำนวนชั้นของขดลวดทองแดงที่เรียงซ้อนกันอยู่ในพอร์ชันนั้นๆ [4]

รูปแบบของการพันขดลวดทองแดงในแหล่งจ่ายกำลังไฟตรงแบบสวิตซ์ซิ่ง จะมีด้วยกันอยู่ 3 รูปแบบใหญ่ๆ ดังนี้

1) การจัดขดลวดแบบธรรมดา (simple winding) การจัดรูปแบบของขดลวดในหม้อแปลงกำลังแบบธรรมดา คือ การพันขดลวดทองแดงให้ได้ครบจำนวนรอบที่ต้องการทับซ้อนกันไปทีละชุดไปเรื่อยๆ ตัวอย่างเช่น ถ้าขดลวดปฐมภูมิมีจำนวนรอบเท่ากับห้าสิบบรอบ และขดลวดทุติยภูมิมีจำนวนเท่ากับสิบบรอบ การจัดพันขดลวดแบบธรรมดาก็ทำได้โดย พันขดลวดปฐมภูมิให้ได้จำนวนเท่ากับห้าสิบบรอบ จากนั้นจึงพันขดลวดทุติยภูมิทับลงไปบนขดลวดปฐมภูมิให้ได้ครบจำนวนสิบบรอบ รูปแบบการจัดพันขดลวดแบบธรรมดานี้จะมีลักษณะดังในรูปที่ 2.37 นั่นเอง ซึ่งเราจะเห็นได้ว่าจำนวนชั้นทั้งหมดของขดลวดปฐมภูมิจะพันอยู่ในหนึ่งพอร์ชัน และจำนวนชั้นทั้งหมดของขดลวดทุติยภูมิก็จะพันอยู่ในหนึ่งพอร์ชัน เช่นเดียวกัน การจัดขดลวดแบบธรรมดานี้จะให้ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กไว้หลวมที่สุด [4]

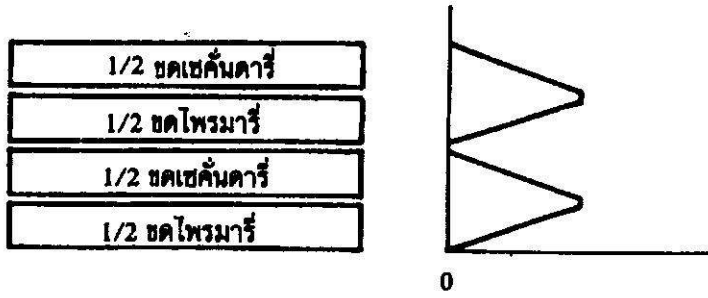
2) การจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพัน (split winding) การจัดรูปแบบของขดลวดในหม้อแปลงกำลังแบบแบ่งครึ่งพัน คือ การพันขดลวดทองแดงให้ได้จำนวนรอบตามที่ต้องการ โดยแบ่งขดลวดออกเป็นสองส่วน และนำขดลวดชุดอื่นมาพันแทรกระหว่างกลางดังแสดงในรูปที่ 2.40 การจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพันนี้ จะทำให้จำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชันมีค่าลดลงครึ่งหนึ่ง ซึ่งจะส่งผลให้ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กไว้หลวมมีค่าลดลงครึ่งหนึ่งด้วย และถ้าเราทำการแบ่งขดลวดที่เหลือลงครึ่งหนึ่ง แล้วทำการพันแบบแบ่งครึ่งพัน ดังแสดงในรูปที่ 2.41 ก็จะทำให้จำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชันมีค่าลดลงไปอีก ซึ่งจะส่งผลให้ ค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กไว้หลวมมีค่าลดต่ำลงไปอีก หลักสำคัญของการจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพันก็คือ จำนวนรอบของขดลวดที่ต้องการแบ่งครึ่งพันจะต้องเป็นจำนวนคู่ และจำนวนชั้นทั้งหมดก่อนแบ่งพันจะต้องเป็นจำนวนคู่ด้วย ทั้งนี้เพื่อความสมมาตรหลังจากที่ทำการแบ่งพันแล้ว [4]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

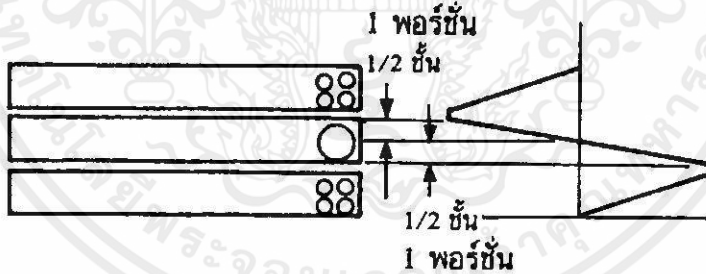
ไม่ว่ากรณีใดๆก็ตาม ผู้ใช้จำเป็นต้องแจ้งรายละเอียดและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.40 แสดงการจัดขดลวดแบบแบ่งครึ่งพัน



รูปที่ 2.41 แสดงการลดจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชันลงไปอีก โดยการแบ่งครึ่งขดทุติยภูมิด้วย

3) การจัดขดลวดแบบพันแทรกกลาง (sandwiched winding) การจัดขดลวดแบบพันแทรกกลางก็คือ การจัดขดลวดพันให้ครบตามจำนวนรอบที่ต้องการ โดยพันแทรกเข้าไประหว่างกลางของขดลวดที่พันแบบแบ่งครึ่งพัน การพันขดลวดแบบพันแทรกกลางนี้ถึงแม้จะมีขดลวดทองแดงเพียงชั้นเดียว ก็อาจเกิดพอร์ชันได้ถึงสองพอร์ชัน ดังแสดงในรูปที่ 2.42 โดยจำนวนชั้นในหนึ่งพอร์ชันจะมีเพียง ครึ่งชั้น ทำให้ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่หัวมีค่าลดลงหนึ่งพอร์ชันที่ได้จากการพันแบบแทรกกลางนี้อาจมีจำนวนรอบเป็นจำนวนคี่ได้ ถ้าในครึ่งชั้นของหนึ่งพอร์ชันนั้นมีจำนวนเป็นเลขคี่ [4]



รูปที่ 2.42 การจัดขดลวดแบบพันแทรกกลาง

ค่ากำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งจะประกอบไปด้วย ค่ากำลังงานสูญเสียของแกนเฟอร์ไรต์ และกำลังงานสูญเสียที่เกิดจากขดลวดทองแดงของหม้อแปลงกำลัง ซึ่งจะทำให้อุณหภูมิของตัวหม้อแปลงกำลังมีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้นในการออกแบบหม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งจะถือว่าประสบผลสำเร็จ ก็ต่อเมื่อในขณะที่คอนเวอร์เตอร์จ่ายกำลังงานที่ภาระสูงสุดแล้วหม้อแปลงกำลังไม่ร้อนจนเกินพิกัด โดยปกติแล้วอุณหภูมิของหม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่ง ขณะจ่ายกำลังงานที่ภาระสูงสุด

ไม่ควรจะมีค่าเกิน 80°C อุณหภูมิของหม้อแปลงกำลังที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ทำงานเนื่องจากกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงกำลังอาจคำนวณได้จากสมการ [4]

$$\Delta T = \frac{23.5 \times (P_w + P_c)}{\sqrt{A_e \cdot A_w}} \quad (2.27)$$

โดยที่ ΔT คือ อุณหภูมิของหม้อแปลงกำลังที่เพิ่มขึ้นจากอุณหภูมิห้อง $^{\circ}\text{C}$

P_w คือ กำลังงานสูญเสียในขดลวดทองแดงของหม้อแปลงกำลัง วัตต์

P_c คือ กำลังงานสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ วัตต์

A_e คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ ตารางเซนติเมตร

A_w คือ ขนาดของช่องพันขดลวดของแกนเฟอร์ไรต์ ตารางเซนติเมตร

ค่าของ ΔT ที่ได้จะเป็นค่าโดยประมาณ ซึ่งจะให้ค่าใกล้เคียงกับค่าของอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นจริง ถ้า ΔT มีค่าอยู่ในช่วง 20°C ถึง 50°C เพื่อไม่ให้อุณหภูมิของหม้อแปลงกำลังมีค่าสูงเกินไป และเพื่อเป็นการพิจารณาในการเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ รวมถึงวิธีการพันขดลวดทองแดงที่เหมาะสม การกำหนดค่ากำลังงานสูญเสียสูงสุดของหม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง จึงควรกระทำเป็นอันดับแรกในการออกแบบหม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง

2.1.6 ส่วนวงจรควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์เกือบทุกแบบที่กล่าวมาแล้วข้างต้น จะสามารถคงค่าแรงดันขาออกได้ด้วยการควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแส T_{on} ในวงจรกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง ซึ่งเป็นผลให้เกิดการควบคุมแรงดันขาออกให้มีค่าคงที่ตามต้องการได้ ดังนั้นวงจรควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะใช้เทคนิค พัลซวิธมอดูเลชัน (Pulse Width Modulation or PWM) เป็นหลัก ซึ่งข้อดีของการควบคุมแรงดันแบบ PWM คือ สามารถที่จะควบคุมแรงดันขาออกให้มีค่าคงที่ได้ดี เพราะมีการป้อนกลับระดับแรงดันจากแรงดันขาออกมาใช้ในการควบคุม ลักษณะการทำงานของ PWM โดยทั่วไปจะมีอยู่ 3 ลักษณะคือ

- 1) เปลี่ยนความถี่และความกว้างของพัลซ (Variation of frequency and pulse width)
- 2) เปลี่ยนความถี่โดยความกว้างพัลซคงที่ (Variation frequency and fix pulse width)
- 3) ความถี่คงที่ที่เปลี่ยนความกว้างพัลซ (Fix frequency and variation pulse width)

การทำงานทั้ง 3 ลักษณะนี้มีข้อดีและข้อเสียที่แตกต่างกันไป การทำงานในลักษณะที่ 2 และ ลักษณะที่ 3 จะดีกว่าการทำงานในลักษณะที่ 1 เนื่องจากสามารถที่จะกำหนดความถี่ หรือช่วงเวลาการนำกระแส T_{on} ที่จะทำให้แหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่งทำงานอย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด

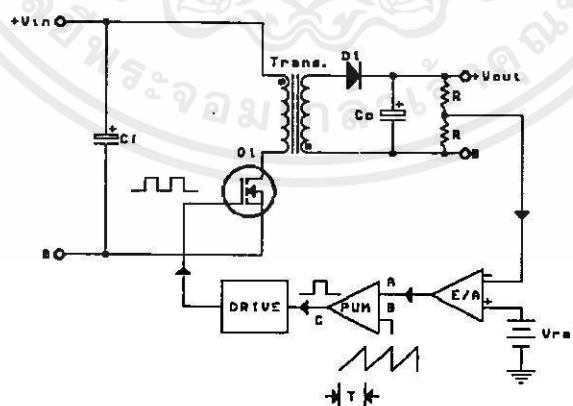
แต่ในแบบที่ 1 นั้น ทั้งความถี่และความกว้างของพัลซ จะถูกกำหนดขึ้นเองจากวงจรซึ่งอาจไม่ใช่ความถี่ที่เหมาะสมที่สุดในการทำงานก็ได้ ดังนั้นวงจร PWM ส่วนใหญ่จึงใช้การทำงานในลักษณะที่ 2 และลักษณะที่ 3 เสียเป็นส่วนใหญ่ [6]

สำหรับการใช้วงจร PWM เพื่อควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของวงจรถูกกำลังสามารถทำได้ 2 ลักษณะขึ้นอยู่กับลักษณะในการทำงานของวงจรควบคุม คือ การควบคุมในโหมดการควบคุมจากแรงดัน และการควบคุมในโหมดการควบคุมจากกระแส

2.1.6.1 วงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากแรงดัน

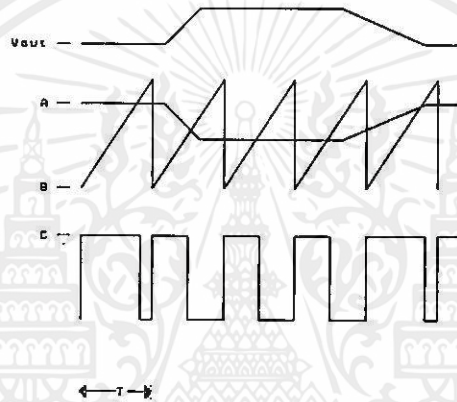
การทำงานของวงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากแรงดันนี้ จะอาศัยการตรวจับการเปลี่ยนแปลงของค่าแรงดันขาออกมาควบคุมช่วงเวลาในการนำกระแสของวงจรถูกกำลัง เพื่อคงค่าแรงดันขาออกเอาไว้ วงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากแรงดันจะแสดงในรูปที่ 2.43 [4]

จากรูปที่ 2.43 วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับของค่าแรงดันขาออกและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ของวงจรเพื่อตรวจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันขาออก ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่าง E/A ก่อนที่จะถูกส่งต่อไปยังวงจร PWM โดยค่าที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ตำแหน่ง A จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ตำแหน่ง B ของวงจร PWM อีกครั้งหนึ่ง แรงดันขาออกที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลซที่เหลี่ยมซึ่งมีความยาวคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อย และมีความกว้างของพัลซเปลี่ยนแปลงไปตามผลของการมอดูเลชันของค่าแรงดันที่ตำแหน่ง A และ B ค่าความกว้างของพัลซนี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาในการนำกระแสของวงจรถูกกำลัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.43 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากแรงดัน
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจาก ค่าของแรงดันที่ป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง E/A ที่ขา Inverting ผลต่างของค่าแรงดันขาออกและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะ กลับเฟสกันอยู่ 180° กล่าวคือ เมื่อแรงดันขาออกมีค่ามากขึ้นแรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างของพัลซขาออกของวงจร PWM จึงมีค่าลดลงด้วย ซึ่งจะทำให้ช่วงเวลาในการนำกระแสของวงจรกำลังมีค่าลดลง แต่ถ้าแรงดันขาออกมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างของพัลซขาออกของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้นซึ่งจะทำให้ช่วงเวลาในการนำกระแสของวงจรกำลังมีค่ามากขึ้น ทำให้คอนเวอร์เตอร์สามารถที่จะคงค่าแรงดันขาออกเอาไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะที่ยังทำงานจะแสดงในรูปที่ 2.44 [4]



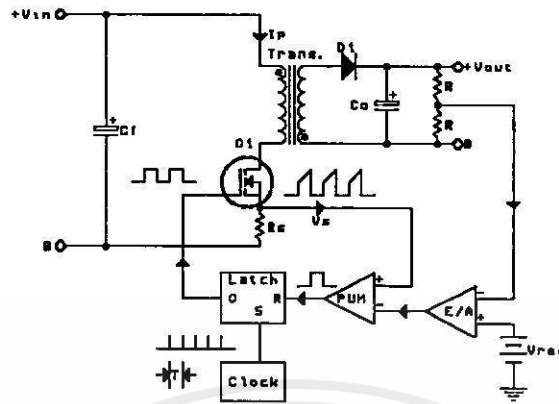
รูปที่ 2.44 ลักษณะรูปคลื่นการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

2.1.6.2 วงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากกระแส

การคงค่าแรงดันขาออกของคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากกระแสมีข้อดีหลายประการนอกเหนือจากโหมดการควบคุมจากแรงดัน จึงเป็นวงจรควบคุมอีกแบบหนึ่งที่มีความนิยมใช้กันมาก อย่างไรก็ตาม วงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากกระแสนี้ยังคงใช้เทคนิค PWM เหมือนกับวงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากแรงดัน ในรูปที่ 2.45 แสดงถึงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากกระแส

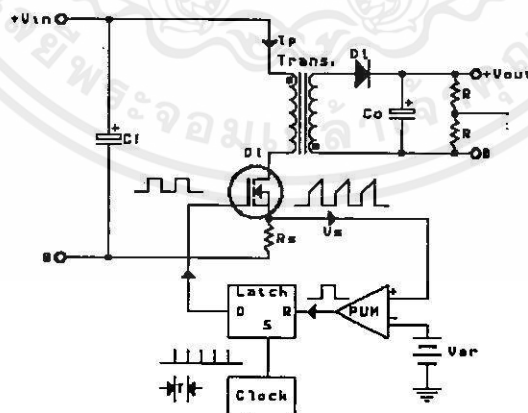
เพื่อให้การศึกษารการทำงานของวงจรเป็นไปได้ง่ายขึ้น ในขั้นแรกเราจะทำการตัดวงจรขยายความแตกต่าง E/A ออกไปก่อน และกำหนดให้ขา Inverting ของวงจรเปรียบเทียบกับแรงดันให้ต่อเข้ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ดังแสดงในรูปที่ 2.46 วงจรแลตซ์จะทำงานโดยขา Q ของวงจรแลตซ์จะมีสถานะเป็น 1 เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา S และขา Q จะมีสถานะเป็น 0 เมื่อมีการกระตุ้นที่ขา R

สำหรับการทำงานของวงจรมัน เมื่อวงจรทำงานวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาจะกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีความยาวเวลาที่ไปกระตุ้นที่ขา S ของวงจรแลตซ์ขา Q จึงมีสถานะเป็น 1 มุสเฟท



รูปที่ 2.45 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากกระแส

กำลัง Q_1 ก็จะเริ่มนำกระแส เมื่อ มอสเฟตกำลัง Q_1 นำกระแสก็จะมีกระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ และตัวต้านทาน R_s ที่ต่ออนุกรมไว้กับมอสเฟตกำลัง Q_1 ทำให้เกิดแรงดัน V_s ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s ด้วย แรงดันตกคร่อม R_s ที่เกิดขึ้นนี้จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง V_{ref} โดยวงจรเปรียบเทียบแรงดัน เมื่อค่าของ V_s เพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าค่าของแรงดันอ้างอิง V_{ref} แรงดันขาออกของวงจรเปรียบเทียบจะมีสถานะเป็น 1 และไปกระตุ้นที่ขา R ของวงจรแลตช์ทำให้ขา Q ของวงจรแลตช์มีสถานะเป็น 0 ซึ่งจะทำให้มอสเฟตกำลัง Q_1 หยุดนำกระแสจนกว่าที่ขา S ของวงจรแลตช์จะได้รับสัญญาณกระตุ้นจากสัญญาณนาฬิกาอีกครั้ง [4]

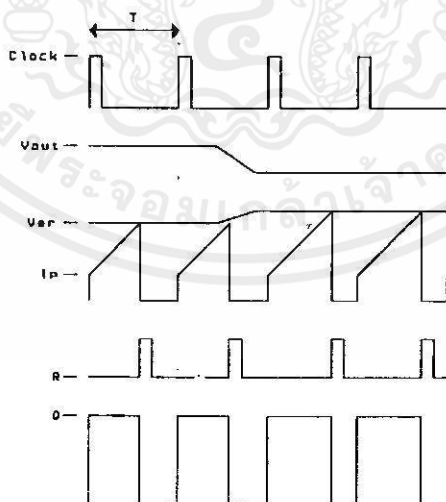


รูปที่ 2.46 แสดงวงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากกระแสที่ตัดวงจร E/A ออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้ในนามเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่ควรนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าความกว้างของพัลซที่ขา Q ของวงจรถ่ายความแตกต่างจะถูกรวมโดยค่าของแรงดัน V_s ที่ตกคร่อมตัวต้านทาน R_s นั่นเอง ดังนั้นถ้าค่าแรงดันขาเข้าของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นจนมีค่ามากกว่าแรงดันอ้างอิง V_{ref} ได้เร็วขึ้นด้วย ซึ่งจะทำให้ความกว้างของพัลซที่ขา Q ของวงจรถ่ายความแตกต่างมีค่าลดลง ในทางกลับกันถ้าแรงดันขาเข้าของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดัน V_s จะเพิ่มขึ้นได้ช้า ความกว้างของพัลซที่ขา Q ของวงจรถ่ายความแตกต่างจะมีค่าเพิ่มขึ้น มอสเฟตกำลังจึงมีช่วงเวลาในการนำกระแสเพิ่มขึ้น จากหลักการทั้งหมดนี้จะเห็นได้ว่า เมื่อภาระมีค่าคงที่ คอนเวอร์เตอร์จะสามารถที่จะคงค่าแรงดันขาออก เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันขาเข้าเอาไว้ได้ โดยไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับของแรงดันขาออกเลย ทำให้คอนเวอร์เตอร์ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันขาเข้าได้อย่างรวดเร็ว

พิจารณาวงจรถ่ายความแตกต่างในโหมดการควบคุมจากกระแสในรูปที่ 2.45 เมื่อมีวงจรถ่ายความแตกต่าง E/A เข้ามาเราจะพบว่าเมื่อแรงดันขาออกของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง แรงดันขาออกของวงจรถ่ายความแตกต่าง E/A จะมีค่ามากขึ้นมอสเฟตกำลังจึงมีช่วงเวลาในการนำกระแสมากขึ้นด้วย เพื่อให้ค่าแรงดัน V_s มากกว่าแรงดันขาออกของวงจรถ่ายความแตกต่าง E/A ในทางกลับกัน เมื่อแรงดันขาออกของคอนเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น แรงดันขาออกของวงจรถ่ายความแตกต่าง E/A จะมีค่าลดลง มอสเฟตกำลังจึงมีช่วงเวลาในการนำกระแสลดลงด้วย ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะสามารถที่จะคงค่าแรงดันขาออกเอาไว้ได้เมื่อภาระมีการเปลี่ยนแปลง ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะทำงานจะแสดงในรูปที่ 2.47 [4]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 2.47 ลักษณะรูปคลื่นการทำงานที่จุดต่างๆของวงจรถ่ายความแตกต่างในโหมดควบคุมจากกระแส
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในปัจจุบันนี้วงจร PWM ทั้งในโหมดการควบคุมจากแรงดัน และในโหมดการควบคุมจากกระแส ได้ถูกพัฒนาให้เป็นวงจรสำเร็จรูปอยู่ในไอซีตัวเดียวทั้งหมด ทำให้การออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งเป็นไปได้อย่างสะดวกมากขึ้น ซึ่งการใช้งานไอซีเหล่านี้สามารถที่จะใช้งานได้ง่าย โดยการต่ออุปกรณ์ภายนอกเพิ่มเติมเพียงเล็กน้อยเพื่อใช้เป็นตัวกำหนดจุดทำงานของวงจร PWM และเพื่อให้การทำงานของวงจร PWM มีความสมบูรณ์มากขึ้น อาจมีวงจรเพิ่มเติมสำหรับวงจรป้องกันต่างๆเพิ่มเข้ามาในวงจรเช่น วงจรป้องกันกระแสเกิน หรือวงจรป้องกันแรงดันเกิน เป็นต้น

แหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูงที่ทำการออกแบบสร้างนี้จะใช้วงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากแรงดัน ซึ่งในปัจจุบันจะมีไอซีสำเร็จรูปของวงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากแรงดันให้เลือกใช้มากมาย สำหรับวงจรควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูงนี้จะใช้ไอซี PWM เบอร์ CA1524 ของบริษัท National Semiconductor ซึ่ง CA1524 นี้เป็นไอซีที่นิยมใช้กันมากในแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่ง เนื่องจากเป็นไอซีที่มีการใช้งานง่ายและมีเสถียรภาพที่ดี สำหรับวงจรภายในไอซี CA1524 จะแสดงไว้ในรูปที่ 2.48 และมีรายละเอียดในการออกแบบใช้งานดังนี้ [6]

ในรูปที่ 2.49 จะแสดงตัวอย่างวงจรควบคุมโดยใช้ CA1524 ในวงจรคงค่าแรงดันแบบบัคคอนเวอร์เตอร์ จากรูปที่ 2.49 CA1524 ต้องการแรงดันไฟเลี้ยงตั้งแต่ 8 โวลต์ ถึง 40 โวลต์ โดยต่อแรงดันไฟเลี้ยงที่ขา 15 และ กราวนด์จะต่อที่ขา 8 ของไอซี และเพื่อให้ CA1524 มีการทำงานที่เที่ยงตรงแรงดันไฟเลี้ยงจึงต้องมีการคงค่าแรงดันก่อนจ่ายให้กับ CA1524 โดยแรงดันไฟเลี้ยงที่ทำการคงค่าแล้วจะมีแรงดันเท่ากับ 15 โวลต์ ค่าความถี่ในการทำงานจะถูกกำหนดจากค่าของ R_T และ C_T ที่ต่ออยู่ที่ขา 6 กับกราวนด์ และขา 7 กับกราวนด์ตามลำดับ จากวงจรภายในของ CA 1524 ความถี่ที่สร้างขึ้นมานี้จะถูกส่งให้วงจร ฟลิปฟลอปที่อยู่ภายใน CA1524 ก่อนส่งต่อไปยังทรานซิสเตอร์สวิตซ์ซึ่งภายใน CA 1524 ซึ่งมีการทำงานที่กลับเฟสกัน ดังนั้นค่าความถี่ที่สร้างขึ้นจะต้องมีค่าเป็น 2 เท่าของความถี่ในการทำงาน ซึ่งความถี่ที่สร้างจะสามารถหาได้จาก [6]

$$f_{osc} = \frac{1}{R_T \cdot C_T} \quad (2.28)$$

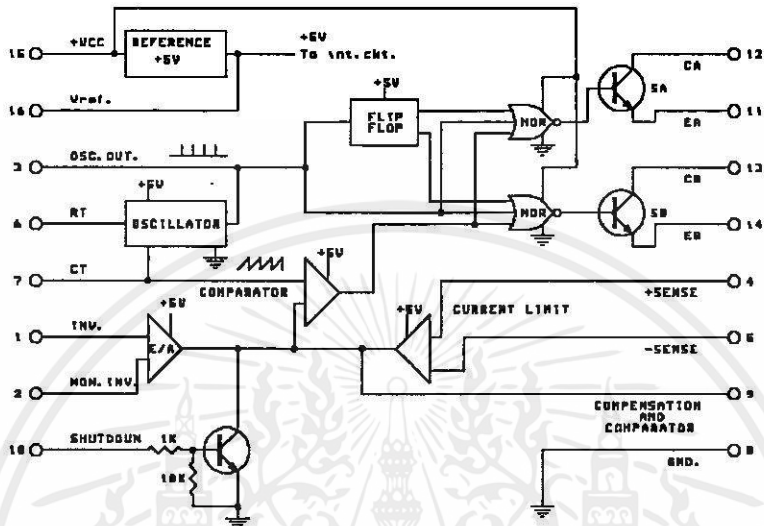
โดยทั่วไปแล้วค่าของตัวเก็บประจุ C_T จะอยู่ในช่วง 0.001 μF ถึง 0.1 μF ในที่นี้เราจะเลือกค่าของ C_T ให้มีค่าเท่ากับ 0.002 μF ดังนั้นเราจะได้ค่าของ R_T มีค่าเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

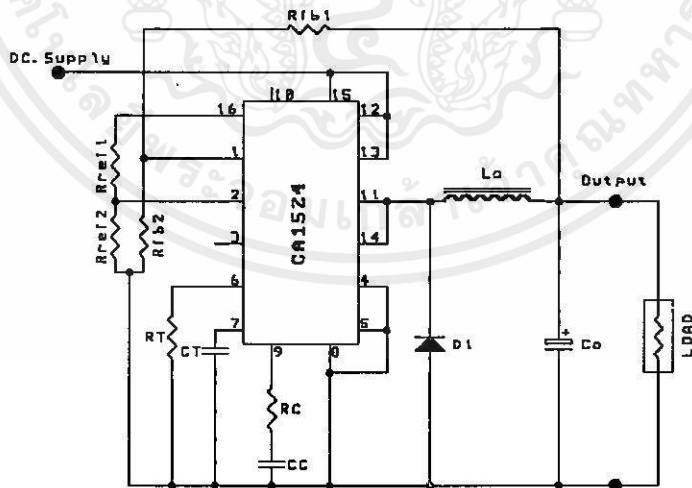
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$R_T = \frac{1}{2 \cdot f_{osc} \cdot 10^{-6}} \quad (2.29)$$

โดยที่ R_T คือ ค่าความต้านทาน โอห์ม
 f_{osc} คือ ค่าความถี่ที่ต้องการ เฮิรตซ์



รูปที่ 2.48 แสดงวงจรภายในของไอซี PWM เบอร์ CA1524



รูปที่ 2.49 แสดงตัวอย่างการใช้ CA1524 ในวงจรคงค่าแรงดันแบบบuckคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้า ไม่ขอเผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านธุรกิจ
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับความถี่ที่สร้างจาก CA 1524 จะออกมามีที่ขา 3 ซึ่งใช้สำหรับในกรณีที่ต้องทำงานร่วมกับ CA 1524 ตัวอื่นๆ ในบางวงจร

สำหรับทรานซิสเตอร์สวิตช์ซึ่งภายใน CA 1524 นั้น จะมีการทำงานในลักษณะที่กลับเฟสกันโดยที่แต่ละตัวสามารถจ่ายกระแสขาออกได้เท่ากับ 100 มิลลิแอมป์ ซึ่งทรานซิสเตอร์สวิตช์ซึ่งภายใน CA1524 จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลซ ขับให้กับวงจรขับส่วนวงจรกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซึ่งแรงดันสูงต่อไป

สำหรับการควบคุมความกว้างของพัลซของ CA1524 นั้น จะอาศัยแรงดันป้อนกลับมายังขา 1 ซึ่งเป็นขา Inverting input ของ CA 1524 เพื่อทำการเปรียบเทียบค่าแรงดันป้อนกลับนี้กับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่ขา 2 ซึ่งเป็นขา Non-inverting input ของ CA1524 ซึ่งจะทำให้เราได้ความสัมพันธ์ของแรงดันที่ป้อนกลับ กับแรงดันอ้างอิงเป็น [6]

$$V_{ref} = \frac{R_{fb1}}{R_{fb1} + R_{fb2}} V_{out} \quad (2.30)$$

หรือได้ว่า

$$V_{out} = \frac{R_{fb1} + R_{fb2}}{R_{fb1}} V_{ref} \quad (2.31)$$

โดยที่ V_{out} คือ แรงดันขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซึ่ง โวลต์

V_{ref} คือ แรงดันอ้างอิงที่ขา 2 ของ CA1524 โวลต์

R_{fb1} คือ ความต้านทานแบ่งแรงดันที่แรงดันขาออกตัวบน โอห์ม

R_{fb2} คือ ความต้านทานแบ่งแรงดันที่แรงดันขาออกตัวล่าง โอห์ม

แรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่ขา 2 นี้สามารถที่จะสร้างได้จากวงจรแบ่งแรงดันซึ่งต่อมาจากขา 16 ของ CA1524 ซึ่งเป็นแรงดันขาออกของวงจรคงค่าแรงดันภายใน CA1524 ซึ่งมีค่าคงที่เท่ากับ 5 โวลต์คงที่ โดยปกติแล้วเราจะเลือกตัวต้านทานแบ่งแรงดันให้มีค่าเท่ากัน คือ $R_{ref1} = R_{ref2}$ เพื่อให้ค่าแรงดันอ้างอิงที่ได้มีค่าเท่ากับ 2.5 โวลต์ สำหรับวงจร error amplifier ของ CA1524 นั้นใช้ ออปแอมป์แบบ Bipolar เป็น วงจร error amplifier ซึ่งในทางทฤษฎีแล้วค่าของกระแสไบอัสขาเข้าทั้งสองจะต้องมีค่าเท่ากัน [6] ดังนั้น

$$R_{ref1} // R_{ref2} = R_{fb1} // R_{fb2}$$

$$\frac{R_{fb1} \cdot R_{fb2}}{R_{fb1} + R_{fb2}} = R_{ref1} // R_{ref2}$$

$$\frac{R_{fb1} + R_{fb2}}{R_{fb2}} = \frac{R_{fb1}}{R_{ref1} // R_{ref2}}$$

$$V_{out} = \frac{R_{fb1}}{R_{ref1} // R_{ref2}} V_{ref}$$

เพราะฉะนั้น

$$R_{fb1} = \frac{V_{out}}{V_{ref}} (R_{ref1} // R_{ref2}) \quad (2.32)$$

และเราจะได้ว่า

$$\frac{1}{R_{fb2}} = \frac{1}{(R_{ref1} // R_{ref2})} - \frac{1}{R_{fb1}} \quad (2.33)$$

สำหรับการควบคุมความกว้างพัลซของ CA1524 นั้นยังสามารถที่จะควบคุมได้โดยการป้อนแรงดันระหว่าง 0.5 โวลท์ ถึง 3.5 โวลท์ที่ขา 9 ซึ่งเป็นขาชดเชยรูปของ CA1524 ทำให้เราสามารถที่จะทำการควบคุมความกว้างพัลซได้โดยอิสระ โดยที่ไม่ต้องอาศัยการป้อนกลับแรงดันมาทำการควบคุม ถ้าเราไม่ใช้งานขา 9 ของ CA1524 ในการควบคุมความกว้างพัลซแล้ว ในทางปฏิบัติเราจะต่อความต้านทานอันดับกับตัวเก็บประจุลงกราวนด์ เพื่อให้วงจรควบคุมมีเสถียรภาพมากขึ้น โดยมาตรฐานแล้วตัวต้านทานและตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับ $47 \text{ k}\Omega$ และ $0.001 \mu\text{F}$ ตามลำดับ

ไอซี PWM เบอร์ CA 1524 นี้ยังมีวงจรจำกัดกระแส ซึ่งจะทำงานโดยอาศัยตัวต้านทานจับกระแส R_{sense} ต่ออันดับกับวงจรกำลัง เพื่อตรวจจับแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานเนื่องมาจากการที่มีกระแสไหลผ่าน แรงดันที่ตรวจจับได้นี้จะถูกส่งไปยังวงจรจำกัดกระแสที่อยู่ภายใน CA1524 โดยผ่านขา 4 และขา 5 ของ CA1524 โดยแรงดัน sense voltage ที่ใช้ในการจำกัดกระแสจะมีค่าเท่ากับ 200 มิลลิโวลท์ แต่ถ้าไม่ใช้งานวงจรจำกัดกระแสก็จะต่อขา 4 และขา 5 ของ CA1524 ลงกราวนด์ ค่าของตัวต้านทานตรวจจับกระแสจะมีค่าเท่ากับ

$$R_{sense} = \frac{0.2}{I_{(limit)}} \quad (2.34)$$

โดยที่ R_{sense} คือ ค่าความต้านทานจำกัดกระแส โอห์ม
 I_{limit} คือ ค่ากระแสที่ต้องการควบคุม แอมป์

และขาที่ควรทำความเข้าใจขาคสุดท้ายคือขา 10 ของ CA1524 ขาที่ 10 นี้จะเรียกว่า shut down ขา shut down นี้ถ้ามีสถานะเป็น 1 ก็จะทำให้ทรานซิสเตอร์สวิทช์ซึ่งของ CA1524 หยุดจ่ายพัลซเข้าไปให้กับวงจรขับส่วนวงจรกำลัง และจะทำให้ทรานซิสเตอร์สวิทช์ซึ่งของ CA1524 จ่ายพัลซเข้าไปให้กับวงจรขับส่วนวงจรกำลังอีกครั้งก็ต่อเมื่อขา shut down มีสถานะเป็น 0



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

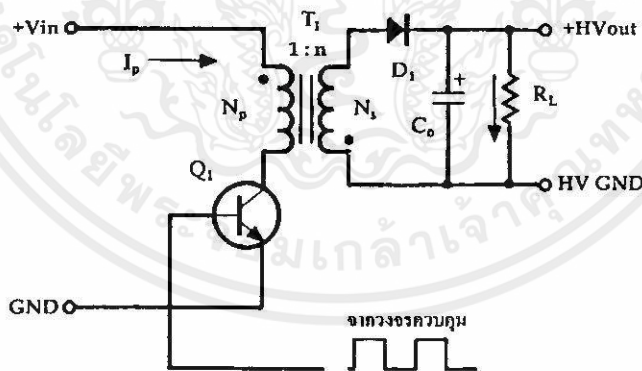
บทที่ 3

ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์และหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม

หลักการของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซึ่ง พร้อมทั้งส่วนประกอบต่างๆของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซึ่ง ได้ทำการอธิบายมาพอเป็นสังเขปแล้วในบทที่ 2 ในที่นี้จะกล่าวถึงการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตช์ซึ่งแรงดันสูง หัวใจสำคัญของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตช์ซึ่งแรงดันสูง ที่ทำการออกแบบสร้างในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะประกอบไปด้วย วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ และหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม ซึ่งจะมีรายละเอียดดังนี้

3.1 ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์

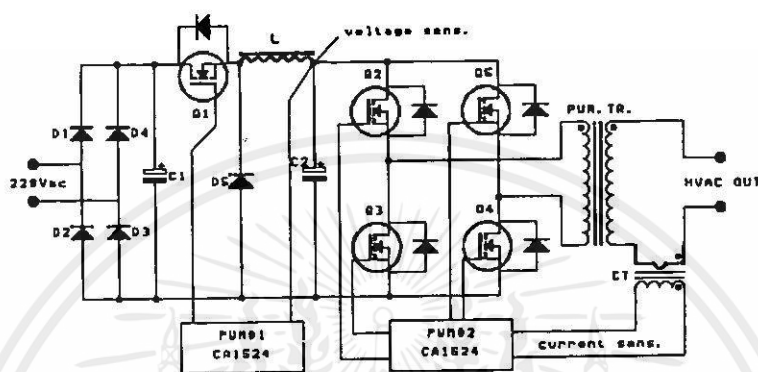
โดยมากแล้วการสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตช์ซึ่งแรงดันสูงจะใช้ วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.1 ซึ่งกำลังงานที่ได้จากแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตช์ซึ่งแรงดันสูงซึ่งใช้วงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์นั้น จะมีค่าไม่สูงมากนัก อยู่ในราว 100 ถึง 150 วัตต์ [10]



รูปที่ 3.1 วงจรสร้างแรงดันสูงด้วยฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

เมื่อพิจารณาในส่วนการป้อนกลับของแรงดันขาออกมายังวงจรควบคุม เนื่องจากแหล่งจ่ายกำลังไฟมีแรงดันขาออกสูง การป้อนกลับจากแรงดันขาออกโดยตรงซึ่งเป็นส่วนแรงดันสูง อาจมีปัญหาเกิดขึ้นได้ ดังนั้นจึงเกิดคำถามขึ้นมาว่า เราสามารถที่จะสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตช์ซึ่งแรงดันสูง ที่สามารถจ่ายกำลังงานขาออกสูงๆได้หรือไม่ และสามารถที่จะทำการคงค่าแรงดันขาออกเอาไว้ได้ โดยไม่เข้าไปเกี่ยวข้องกับแรงดันแรงสูงขาออกจะทำได้อย่างไร

ต่อคำถามข้างต้น ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้เสนอการออกแบบสร้าง แหล่งจ่ายกำลังไฟ สวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง ซึ่งสามารถจ่ายกำลังงานขาออกได้สูง และตัดปัญหาที่เกิดจากการ ป้อนกลับที่เกี่ยวข้อกับแรงดันสูงขาออกลง โดยอาศัยวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วย บัคคอนเวอร์เตอร์ [3] ดังแสดงในรูปที่ 3.2

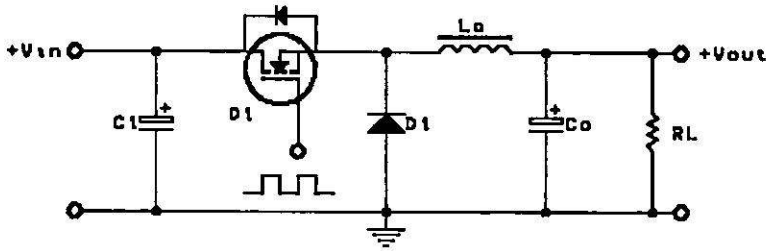


รูปที่ 3.2 วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์

วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์นั้น จะประกอบไปด้วยการ ผสมผสานกันระหว่างวงจรคอนเวอร์เตอร์ และวงจรอินเวอร์เตอร์ คือ วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ และ วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ การผสมผสานกันของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ และวงจรฟลูบริดจ์ อินเวอร์เตอร์นี้ จะมีชื่อเรียกว่า วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ หรือ Buck Voltage Fed Full-Bridge Inverter ซึ่งวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์นี้ สามารถที่จะทำให้คำถามข้างต้นมีความกระจ่าง โดยที่ในส่วนวงจรฟลูบริดจ์ อินเวอร์เตอร์นั้นสามารถที่จะจ่ายกำลังงานขาออกได้สูง และวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์จะทำการคงค่า แรงดันที่ป้อนให้วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ทำให้แรงดันขาเข้าของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ มีค่าคงที่ นั่นหมายความว่า เมื่อทำให้แรงดันที่ป้อนให้วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่แล้ว แรงดันขาออกของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ก็จะมีค่าคงที่ด้วย สำหรับการที่จะทำการออกแบบสร้าง วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์นั้น เราจะทำการแยกการ ออกแบบเป็น 2 ส่วนดังนี้

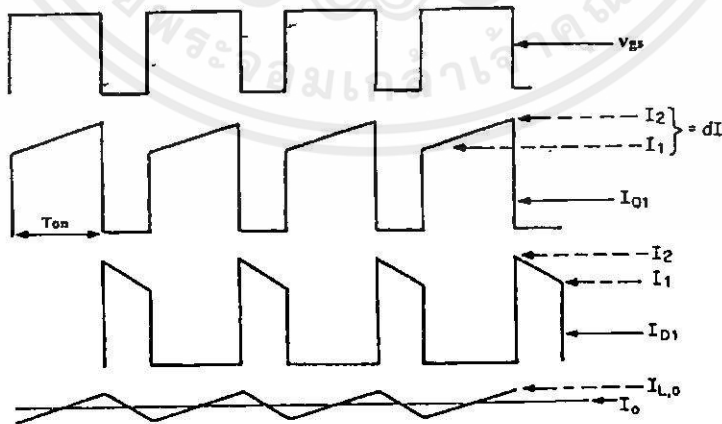
3.1.1 การออกแบบวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เผยแพร่ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ แสดงไว้ในรูปที่ 3.3 ประสิทธิภาพในการคำนวณค่า
หลักการการทำงานของวงจร ดังนี้



รูปที่ 3.3 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

มอสเฟตกำลัง Q_1 ในบัคคอนเวอร์เตอร์จะทำงานในลักษณะเป็นสวิตช์ ซึ่งจะนำกระแสตามคำสั่งของพัลซควบคุมที่ขาเกต เมื่อ Q_1 นำกระแสไดโอด D_1 จะถูกไบอัสกลับ และไม่มีกระแสไหลผ่าน กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_0 ไปประจุตัวเก็บประจุ C_0 และผ่านไปยังภาระ ในขณะที่มีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_0 นั้น จะเกิดสนามแม่เหล็กขึ้นบนตัวเหนี่ยวนำ L_0 และมีการเก็บสะสมพลังงานไว้ในตัวเหนี่ยวนำ L_0 ด้วย รวมทั้งมีแรงดันตกคร่อมในทิศทางเดียวกับแรงดันขาเข้า ดังนั้นเมื่อ Q_1 หยุดนำกระแส จะทำให้สนามแม่เหล็กในตัวเหนี่ยวนำ L_0 ยุบตัว และเกิดการกลับขั้วแรงดันที่ตกคร่อมตัวมัน ไดโอด D_1 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง ทำให้พลังงานที่เก็บสะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำ L_0 มีการถ่ายเทออกมา ทำให้มีกระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ไปยังตัวเก็บประจุ C_0 และสามารถจ่ายกำลังงานไปยังภาระได้ ในรูปที่ 3.4 จะแสดงถึงรูปคลื่นที่เกิดขึ้นของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ [3]



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรรูปที่ 3.4 รูปคลื่นที่เกิดขึ้นของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ อ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยปกติแล้วในการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซึ่งนั้น จะมีการกำหนดค่าประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซึ่งให้มีค่าเท่ากับ 80 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นกำลังงานขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตช์ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$P_o = 0.8 P_{in} \quad (3.1)$$

หรือได้ว่า

$$P_{in} = 1.25 P_o \quad (3.2)$$

เมื่อมีการกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_D ไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของคาบเวลา ดังนั้นค่าของควิตีไซเคิลในหนึ่งคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับ 0.8 ดังนั้นที่แรงดันขาเข้าต่ำสุดค่าของกำลังงานขาเข้าจะมีค่าเท่ากับ

$$P_{in} = 0.8 V_{in(min)} I_{PK} = 1.25 P_o \quad (3.3)$$

โดยที่ $V_{in(min)}$ คือ แรงดันขาเข้าต่ำสุดของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ โวลท์
 I_{PK} คือ ค่ากระแสยอดขาเข้าของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ แอมป์

จากสมการที่ (3.3) เราจะได้ค่าความสัมพันธ์ของกระแสยอดขาเข้ากับกำลังงานขาออกที่แรงดันขาเข้าต่ำสุดเป็น [3]

$$I_{PK} = \frac{1.56 P_o}{V_{in(min)}} \quad (3.4)$$

เมื่อ I_{PK} ไหลผ่านคาบเวลาที่มีค่าควิตีไซเคิล 0.8 ดังนั้นเราจะได้ค่ากระแสอาร์เอ็มเอสขาเข้าของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ จะมีค่าเท่ากับ

$$I_{rms} = I_{PK} \sqrt{0.8} \quad (3.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้คำปรึกษาเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
 จากสมการที่ (3.4) เราจะได้ว่า

$$I_{rms} = \frac{1.56P_o \sqrt{0.8}}{V_{in(min)}} = \frac{1.40P_o}{V_{in(min)}} \quad (3.6)$$

โดยที่ I_{rms} คือ ค่ากระแสอาร์เอ็มเอสขาเข้าของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ แอมป์

ดังนั้น มอสเฟตกำลังที่ใช้ในวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ จะต้องมีความสามารถที่จะทนต่อค่าของ กระแสขอด I_{PK} และค่ากระแสอาร์เอ็มเอส I_{rms} ได้ตามสมการข้างต้น [3]

พิจารณารูปคลื่นของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_o ในรูปที่ 3.4 เราพบว่าจะมีลักษณะเป็นแบบ ramp-on-a-step หรือมีความลาดเอียงเกิดขึ้นบนค่าของกระแส ที่จุดตรงกลางระหว่างขอดบนสุด และต่ำสุดของความลาดเอียง หรือ ramp ที่เกิดขึ้น จะเป็นค่ากระแสขาออกของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ [3] หรือจะได้ว่า

$$I_o = \frac{I_2 - I_1}{2} = dI \quad (3.7)$$

โดยที่ I_o คือ ค่ากระแสขาออกของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ แอมป์

เมื่อค่าของกระแสขาออกมีค่าลดลง ค่าความชันของความลาดเอียงที่เกิดขึ้นนี้จะมีค่าคงที่ ซึ่งทำให้แรงดันที่ตกคร่อม L_o มีค่าคงที่ด้วย แต่จุดตรงกลางระหว่างขอดบนสุด และต่ำสุดของความลาดเอียง หรือ ramp ที่เกิดขึ้น จะมีค่าลดลง และเมื่อลดลงจนขอบขาขึ้นของ dI ถึงค่าศูนย์ ($I_1=0$) ที่จุดนี้จะทำให้ วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดการทำงานแบบกระแสไม่ต่อเนื่อง การทำงานในโหมดการทำงานแบบกระแสไม่ต่อเนื่องของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงของรูปคลื่นแรงดัน และกระแสของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์อย่างรุนแรง ทำให้การคงค่าแรงดันของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพพลวง [3]

ดังนั้นจึงควรกำหนดค่ากระแสขาออกต่ำสุดที่จะไม่ทำให้วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ทำงานในโหมดการทำงานแบบกระแสไม่ต่อเนื่อง โดยปกติแล้วจะกำหนดให้ค่ากระแสขาออกต่ำสุดที่จะไม่ทำให้วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ทำงานในโหมดการทำงานแบบกระแสไม่ต่อเนื่องมีค่า I ใน 10 ของค่ากระแสขาออกที่ต้องการ [3] หรือได้ว่า

$$I_{o(min)} = \frac{I_2 - I_1}{2} = 0.1I_o = dI \quad (3.8)$$

โดยที่ $I_{o(min)}$ คือ ค่ากระแสขาออกต่ำสุดของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ แอมป์

หรือได้ว่า

$$I_{o(\min)} = I_2 - I_1 = dI = 0.2I_o \quad (3.9)$$

แต่เราพบว่า

$$dI = \frac{V_L \times T_{on}}{L} = \frac{(V_{in} - V_o)T_{on}}{L} \quad (3.10)$$

$$L = \frac{V_L \times T_{on}}{dI} = \frac{(V_{in} - V_o)T_{on}}{0.2I_o} \quad (3.11)$$

และจากความสัมพันธ์

$$V_o = \frac{V_{in} \times T_{on}}{T} \quad (3.12)$$

$$T_{on} = \frac{V_o \times T}{V_{in}} \quad (3.13)$$

ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$L = \frac{5(V_{in} - V_o)V_o T}{V_{in}I_o} \quad (3.14)$$

โดยที่ L คือ ค่าความเหนี่ยวนำของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ เชนรี

V_{in} คือ ค่าแรงดันขาเข้าของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ โวลท์

V_o คือ ค่าแรงดันขาออกของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ โวลท์

I_o คือ ค่ากระแสขาออกของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ แอมป์

T คือ ค่าคาบเวลาในการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ วินาที

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ค่าของ L ที่ได้จากสมการที่ (3.14) นั้น ก็คือค่า L_o ของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ในรูปที่ 3.3

ค่าของ L_o ที่ได้นี้ จะทำให้วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ เริ่มเข้าสู่การทำงานในโหมดการทำงานแบบ

กระแสไม่ต่อเนื่อง เมื่อค่าของกระแสการะมีค่าต่ำกว่า 1 ใน 10 ของค่ากระแสการะที่กำหนด แต่ถ้าเราเลือกค่าของ L_0 ให้มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของค่า L ในสมการที่ (3.14) จะทำให้วงจรวงจรวจรบัคคอนเวอร์เตอร์ เข้าสู่การทำงานในโหมดการทำงานแบบไม่ต่อเนื่องเร็วขึ้น (ที่กระแสการะเพียง 1 ใน 5 ของกระแสการะที่กำหนด) ซึ่งจะทำให้การคงค่าแรงดันของวงจรวจรบัคคอนเวอร์เตอร์มีค่าเลวลง แต่อย่างไรก็ตาม ค่าของ L_0 ที่มีค่าลดลงนี้ จะทำให้วงจรวจรบัคคอนเวอร์เตอร์ตอบสนองต่อการเปลี่ยนแปลงของภาระได้ดีขึ้น อีกทั้งยังทำให้แรงดันพุ่งที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงภาระอย่างทันทีทันใด มีค่าต่ำลงด้วย [3]

ในส่วนของตัวเก็บประจุกรองแรงดันขาออกนั้น เนื่องจากวงจรวจรบัคคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง จะมีกระแสไหลผ่านภาระในลักษณะต่อเนื่อง ทำให้มีค่าแรงดันกระแสที่ภาระค่อนข้างต่ำ ทำให้ตัวเก็บประจุกรองแรงดันขาออกไม่จำเป็นต้องมีค่ามากนัก ค่าแรงดันกระแสที่ภาระจะมีผลมาจาก ค่าความต้านทานแฝง หรือค่า ESR ของตัวเก็บประจุกรองแรงดันขาออก โดยค่าแรงดันกระแสที่เพิ่มขึ้นจะพิจารณาได้จาก [3]

$$V_{rr} = ESR \times \Delta I_o = ESR \times (I_2 - I_1) \quad (3.15)$$

เราจะได้ว่า

$$ESR = \frac{V_{rr}}{(I_2 - I_1)} = \frac{V_{rr}}{0.2I_o} \quad (3.16)$$

โดยที่ ESR คือ ค่าความต้านทานแฝงของตัวเก็บประจุกรองแรงดันขาออก โอห์ม

V_{rr} คือ ค่าแรงดันกระแสที่ภาระ โวลท์

I_o คือ ค่ากระแสการะ แอมป์

ค่าตัวเก็บประจุกรองแรงดันขาออกโดยปกติแล้วมักจะใช้ตัวเก็บประจุชนิด อลูมิเนียม อิเล็กโทรไลต์ดัก ซึ่งโดยปกติแล้วตัวเก็บประจุชนิดนี้จะมียอดั้ประกอบสำคัญประกอบไปด้วย C_o และ R_o โดยที่ค่า R_o ก็คือค่าความต้านทานแฝง หรือ ESR นั่นเอง สำหรับค่าองค์ประกอบ $R_o C_o$ นั้น โดยปกติจะถูกกำหนดมาจากโรงงานผู้ผลิต ในทางปฏิบัติแล้ว ค่าขององค์ประกอบ $R_o C_o$ นั้นจะมีค่าประมาณอยู่ในช่วง 50×10^{-6} ถึง 80×10^{-6} F ดังนั้นเราจะกำหนดค่าองค์ประกอบ $R_o C_o$ ให้มีค่าเท่ากับ [3]

$$R_o C_o = 65 \times 10^{-6} \quad (3.17)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหานี้เผยแพร่ต่อผู้อื่นอย่างอ้อมอ้อมถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

$$C_o = \frac{65 \times 10^{-6}}{R_o} \quad (3.18)$$

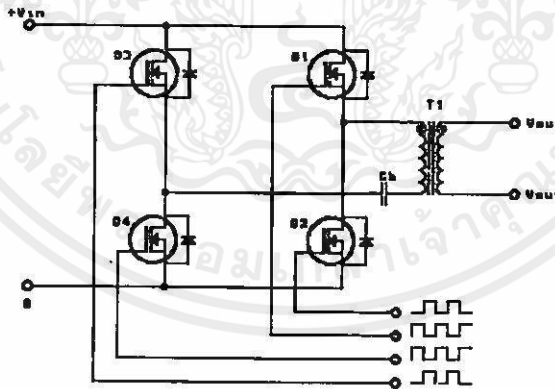
นำสมการที่ (3.16) แทนลงในสมการที่ (3.18) เราจะได้ว่า

$$C_o = (65 \times 10^{-6}) \frac{0.2I_o}{V_{rr}} \quad (3.19)$$

พิจารณารูปคลื่นของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3.4 เราจะพบว่าในช่วงเวลาที่มอสเฟตกำลังหยุดนำกระแส ค่ากระแสที่ไหลผ่านภาระจะจ่ายผ่านไดโอด D_1 ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_o ตัวเก็บประจุกรองแรงดัน C_o ไปยังภาระ ดังนั้นในการเลือกใช้ไดโอด D_1 ควรจะเลือกใช้ไดโอด D_1 ที่สามารถจ่ายกระแสได้อย่างน้อยเท่ากับกระแสภาระที่กำหนด

3.1.2 การออกแบบวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

วงจรการทำงานพื้นฐานของ วงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์แสดงไว้ในรูปที่ 3.5 ซึ่งจะมีการทำงานของวงจรดังนี้



รูปที่ 3.5 แสดงวงจรพื้นฐานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

มอสเฟตกำลังทั้ง 4 ตัวจะทำงานโดยนำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันเป็นคู่ๆ ในแต่ละครึ่งคาบเวลา โดยที่ Q_1 และ Q_4 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลา และเมื่อ Q_1 และ Q_2 หยุดนำกระแส Q_2 และ Q_3 จะนำกระแสพร้อมกันในครึ่งคาบเวลาที่เหลือ สลับกันเช่นนี้เรื่อยไป เมื่อ

พิจารณาจากวงจรพื้นฐานของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ จะเห็นได้ว่าแรงดันที่ตกคร่อม Q_1 และ Q_4 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ [3]

$$V_{DSQ1} = V_{in} - V_{DSQ2(sat)} \quad (3.20)$$

$$V_{DSQ4} = V_{in} - V_{DSQ3(sat)} \quad (3.21)$$

และแรงดันที่ตกคร่อมมอสเฟตกำลัง Q_2 และ Q_3 ขณะหยุดนำกระแสก็มีค่าเท่ากับ

$$V_{DSQ2} = V_{in} - V_{DSQ1(sat)} \quad (3.22)$$

$$V_{DSQ3} = V_{in} - V_{DSQ4(sat)} \quad (3.23)$$

ส่วนแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ ในขณะที่มอสเฟตกำลัง Q_1 และ Q_4 นำกระแสจะมีค่าเท่ากับแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิในขณะที่มอสเฟตกำลัง Q_2 และ Q_3 นำกระแสซึ่งจะมีค่าเท่ากับ [3]

$$V_{Primary} = V_{in} - 2V_{DS(sat)} \quad (3.24)$$

เมื่อเราพิจารณาวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3.5 เราจะเห็นได้ว่า มอสเฟตกำลัง Q_1 กับ Q_2 และมอสเฟตกำลัง Q_3 กับ Q_4 จะนำกระแสพร้อมกันไม่ได้ เพราะจะทำให้เกิดการลัดวงจรของแรงดันขาเข้าและจะทำให้มอสเฟตกำลังทั้งสองเสียหายได้ ดังนั้นจึงต้องมีการกำหนดช่วงเวลาเพื่อ T_D เพื่อป้องกันไม่ให้มอสเฟตกำลัง Q_1 กับ Q_2 และมอสเฟตกำลัง Q_3 กับ Q_4 นำกระแสพร้อมกัน การกำหนดช่วงเวลาเพื่อ T_D โดยปกติจะกำหนดไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของค่าครึ่งคาบเวลา ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของมอสเฟตกำลัง $T_{on(max)}$ ก็จะมีค่าเท่ากับ [3]

$$T_{on(max)} = 0.4T \quad (3.25)$$

โดยปกติแล้วในการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่งนั้น จะมีการกำหนดค่าประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่งให้มีค่าเท่ากับ 80 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นกำลังงานขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$P_o = 0.8P_{in} \quad (3.26)$$

หรือได้ว่า

$$P_{in} = 1.25P_o \quad (3.27)$$

เมื่อมีการกำหนดค่าเวลาเพื่อ T_D ไว้ที่ 20 เปอร์เซ็นต์ของค่าครึ่งคาบเวลา ดังนั้นค่าคิวดัชนีไซเคิลในหนึ่งคาบเวลาจะมีค่าเท่ากับ 0.8 ดังนั้นที่แรงดันขาเข้าต่ำสุดค่าของกำลังงานขาเข้าจะมีค่าเท่ากับ

$$P_{in} = 0.8V_{in(min)} I_{PK} = 1.25P_o \quad (3.28)$$

โดยที่ $V_{in(min)}$ คือ แรงดันขาเข้าต่ำสุดของฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ โวลท์
 I_{PK} คือ ค่ากระแสยอดขาเข้าของฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ แอมป์

จากสมการที่ (3.28) เราจะได้ค่าความสัมพันธ์ของกระแสยอดขาเข้ากับกำลังงานขาออกที่แรงดันขาเข้าต่ำสุดเป็น

$$I_{PK} = \frac{1.56P_o}{V_{in(min)}} \quad (3.29)$$

เมื่อ I_{PK} ไหลผ่านคาบเวลาที่มีค่าคิวดัชนีไซเคิล 0.8 ดังนั้นเราจะได้ค่ากระแสอาร์เอ็มเอสขาเข้าของฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ

$$I_{rms} = I_{PK} \sqrt{0.8} \quad (3.30)$$

จากสมการที่ (3.29) เราจะได้ว่า

$$I_{rms} = \frac{1.56P_o \sqrt{0.8}}{V_{in(min)}} = \frac{1.40P_o}{V_{in(min)}} \quad (3.31)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ส่วนบุคคลเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า
 ไม่ว่าจะพิมพ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ I_{rms} คือ ค่ากระแสอาร์เอ็มเอสขาเข้าของฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์

สำหรับในการกำหนดขนาดของเส้นลวดที่ใช้พันในขดลวดปฐมภูมินั้น โดยปกติเพื่อความปลอดภัยแล้วเราควรที่จะกำหนดความหนาแน่นกระแสของเส้นลวดที่ใช้ในการพัน ให้มีค่าเท่ากับ 500 เซอร์คูล่ามิล ค่อแอมปีอาร์เอ็มเอส ดังนั้นขนาดของเส้นลวดที่ใช้จะคำนวณได้จาก [3]

$$C_{mil_{need}} = \frac{500 \times 1.40P_o}{V_{in(min)}} = \frac{700P_o}{V_{in(min)}} \quad (3.32)$$

โดยที่ $C_{mil_{need}}$ คือ ขนาดของเส้นลวดที่ใช้พัน เซอร์คูล่ามิล

สำหรับค่าเซอร์คูล่ามิลของเส้นลวดขนาดต่าง ๆ นั้น จะแสดงไว้ในตารางที่ 3.1 ซึ่งเป็นรายละเอียดของเส้นลวดทองแดงหุ้มฉนวนมาตรฐาน #AWG

ในส่วนของตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B ที่ต่อเพิ่มเข้ามาในวงจรนั้น จะมีหน้าที่หลักคือ ป้องกันการไม่สมมาตรของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงกำลังขณะที่วงจรทำงาน อันเป็นผลเนื่องมาจากการไม่สมมาตรกันของมอสเฟตกำลังที่ใช้ ตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B จะมีหลักการทำงานดังนี้ [4] ตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B จะมีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปมาตามทิศทางการไหลของกระแสในขดลวดปฐมภูมิ ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ มอสเฟตกำลัง Q_1 และ Q_2 มีช่วงเวลาในการนำกระแสไม่เท่ากันก็จะทำให้การเก็บประจุและการคายประจุของ C_B มีค่าไม่เท่ากันด้วย เป็นผลทำให้เกิดประจุเหลือค้างในตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B และทำให้เกิดค่าแรงดันตกคร่อม ตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B ซึ่งนั่นก็คือ หากมอสเฟตกำลังตัวใดมีค่าช่วงเวลาในการนำกระแสมากกว่า ซึ่งในกรณีนี้ค่าของกระแสสูงสุดที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิจะมีค่ามากขึ้นตามช่วงเวลาที่มากขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างในตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B ดังนั้นเมื่อมอสเฟตกำลังอีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างในตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B จะช่วยเพิ่มค่าของแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิให้มีค่ามากขึ้นด้วย ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และจะไม่เกิดการไม่สมมาตรของเส้นแรงแม่เหล็กในหม้อแปลงกำลังขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 3.6

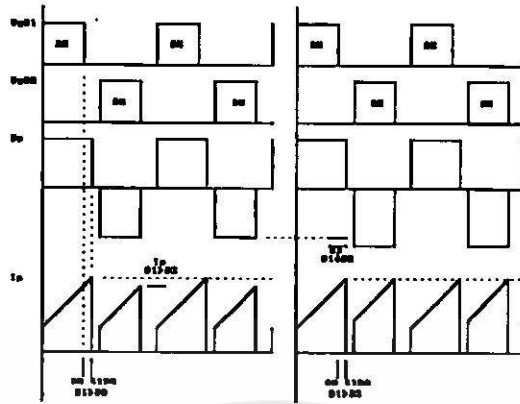
อย่างไรก็ตาม การต่อตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B เข้ามาในวงจรจะมีผลทำให้แรงดันที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ มีค่าลดลงตามเวลา หรือเกิดความลาดเอียงขึ้นบนแรงดันที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ เนื่องจากค่าแรงดันส่วนหนึ่งจะไปตกคร่อมที่ตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B นั่นเอง ดังแสดงในรูปที่ 3.7 ซึ่งจะมีผลต่อแรงดันของขดลวดทุติยภูมิ ทำให้เกิดการกระเพื่อมของแรงดันที่แรงดันขาออกซึ่งไม่เป็นที่ต้องการ ดังนั้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องกำหนดค่าของตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B ให้มีค่าที่เหมาะสมเพื่อทำให้เกิดความลาดเอียงบนแรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิต่ำที่สุด (ไม่ควรมีค่าเกิน 20 เปอร์เซ็นต์ของแรงดันขาเข้า) ซึ่งโดยทั่วไปแล้วการกำหนดค่าของตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B จะมีค่าเท่ากับ [4]

ตารางที่ 3.1 แสดงรายละเอียดของเส้นลวดทองแดงหุ้มฉนวนมาตรฐาน #AWG

AWG	Diameter over Insulation (inches)		Nominal Circularmil Area (Cmil)	Resistance per 1000 ft. (Ohm)	Current Capacity base on 1000 Cmil / A. (milliamperes)
	min.	max.			
8	0.130	0.133	16510	0.6281	16510
9	0.116	0.119	13090	0.7925	13090
10	0.104	0.106	10380	0.9985	10380
11	0.0928	0.0948	8230	1.261	8226
12	0.0829	0.0847	6530	1.588	6529
13	0.0741	0.0757	5180	2.001	5184
14	0.0667	0.0682	4110	2.524	4109
15	0.0595	0.0609	3260	3.181	3260
16	0.0532	0.0545	2580	4.020	2581
17	0.0476	0.0488	2050	5.054	2052
18	0.0425	0.0437	1620	6.386	1624
19	0.0380	0.0391	1290	8.046	1289
20	0.0340	0.0351	1020	10.13	1024
21	0.0302	0.0314	812	12.77	812.3
22	0.0271	0.0281	640	16.20	640.1
23	0.0244	0.0253	511	20.30	510.8
24	0.0218	0.0227	404	25.67	404
25	0.0195	0.0203	320	32.37	320.4
26	0.0174	0.0182	253	41.02	252.8
27	0.0157	0.0164	202	51.44	201.6
28	0.0141	0.0147	159	65.31	158.8
29	0.0127	0.0133	128	81.21	127.7
30	0.0113	0.0119	100	103.7	100
31	0.0101	0.0108	79.2	130.9	79.21
32	0.0091	0.0098	64	162	64
33	0.0081	0.0088	50.4	205.7	50.41
34	0.0072	0.0078	39.7	261.3	39.69
35	0.0064	0.0070	31.4	330.7	31.36

เอกสารนี้เป็นเอกสารของบริษัทฯ ใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่ควรเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากบริษัทฯ

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.6 แสดงการไม่สมมาตรของเส้นแรงแม่เหล็กในหม้อแปลงกำลัง และผลของการต่อตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B

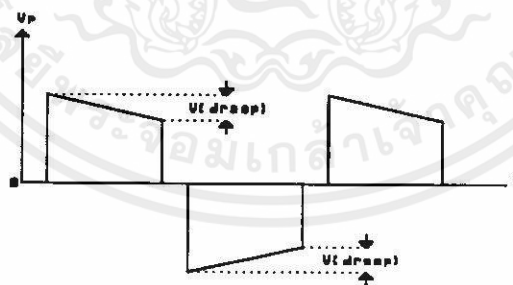
$$C_B = \frac{I_{PK} \times (0.4T)}{\Delta V} \quad (3.33)$$

โดยที่ C_B คือ ค่าของตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ ฟารัด

I_{PK} คือ ค่ากระแสขดลวดสูงสุดของขดลวดปฐมภูมิ แอมป์

ΔV คือ ค่าความลาดเอียงของแรงดันของขดลวดปฐมภูมิสูงสุดที่ยอมรับได้ โวลท์

T คือ คาบเวลาในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ วินาที



รูปที่ 3.7 แสดงการเกิดการลาดเอียงของแรงดันบนขดลวดปฐมภูมิ

เมื่อพิจารณาวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เราจะพบว่าจะมีมอสเฟตกำลังคั่นอยู่ระหว่างขดลวดปฐมภูมิกับแรงดันขาเข้าอยู่ถึง 2 ตัว ถ้ากำหนดให้แรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสของมอสเฟตกำลัง $V_{DS(sat)}$ ของทั้ง 2 ตัวมีค่าเท่ากัน แรงดันขาออกของฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะมีค่าเท่ากับ [4]

$$V_{out} = \left(\frac{N_{secondary}}{N_{primary}} \times (V_{in} - 2V_{DS(sat)}) \right) \quad (3.34)$$

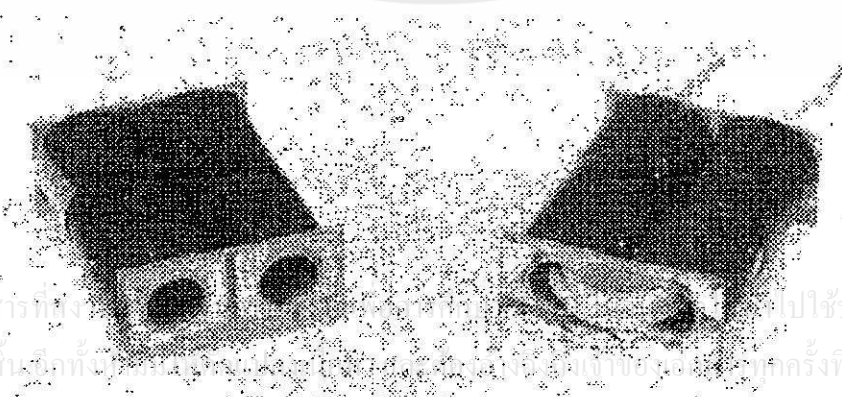
จากสมการที่ (3.34) จะทำให้เราสามารถที่จะหาอัตราส่วนของจำนวนรอบปฐมภูมิต่อจำนวนรอบทุติยภูมิได้ ซึ่งมีค่าเท่ากับ [4]

$$\frac{N_{primary}}{N_{secondary}} = \frac{(V_{in} - 2V_{DS(sat)})}{(V_{out})} \quad (3.35)$$

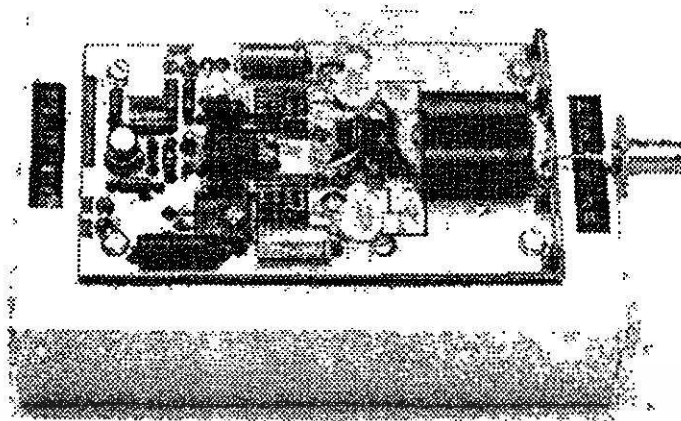
จากหลักการออกแบบที่กล่าวมาข้างต้น ทั้งในส่วนของวงจรมอเตอร์และส่วนของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เมื่อนำหลักการของทั้งสองวงจรมารวมกันแล้ว ก็จะทำให้เราสามารถที่จะออกแบบ วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยขั้วคอนเวอร์เตอร์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ

3.2 หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม

ส่วนสำคัญอีกส่วนหนึ่งของ แหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง ที่ทำการออกแบบสร้างในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ก็คือหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม โดยปกติแล้วหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมนั้นมีใช้กันในภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ หรือที่เราเรียกกันในเรื่องที่เรียกว่า Broadband Conventional Transformers [8] ในรูปที่ 3.8 แสดงถึงหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมที่ใช้ในภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ [8] ส่วนในรูปที่ 3.9 แสดงให้เห็นถึงการใช้งานหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมในภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ ที่มีขนาดกำลังส่งออกอากาศ 150 วัตต์ ที่ย่านความถี่ 2 ถึง 30 เมกกะเฮิร์ตซ์ [2]

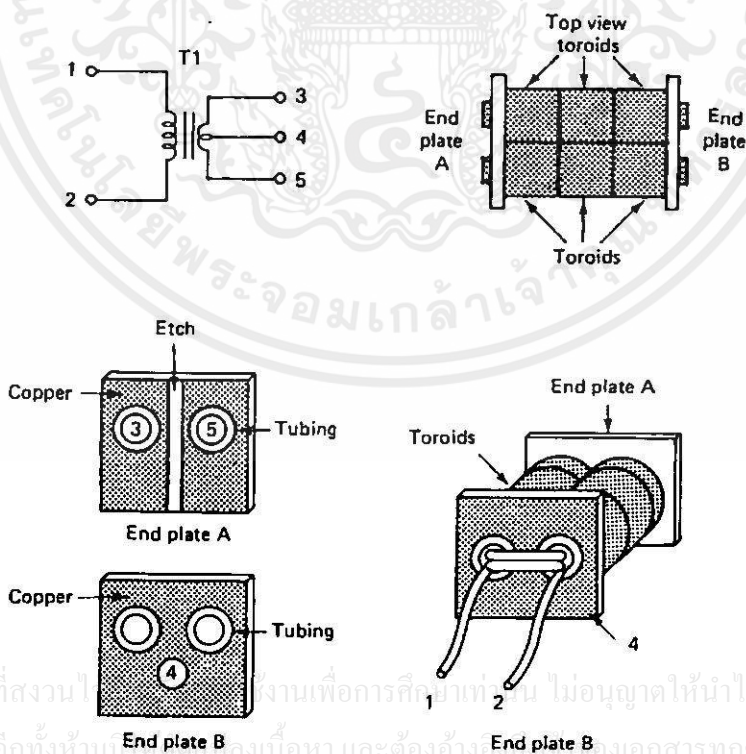


รูปที่ 3.8 หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมที่ใช้ในภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ



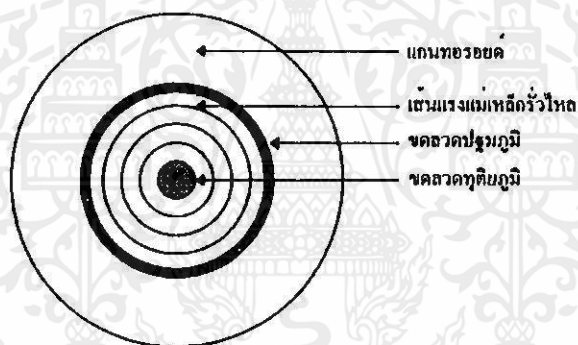
รูปที่ 3.9 การใช้งานหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมในภาควัสดุกำลังความถี่วิทยุ ขนาดกำลังส่งออกอากาศ 150 วัตต์ ที่ย่านความถี่ 2 ถึง 30 เมกะเฮิร์ตซ์

สำหรับโครงสร้างของตัวหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม ที่ใช้ในภาควัสดุกำลังความถี่วิทยุโดยทั่วไปนั้น จะประกอบไปด้วยขดลวดปฐมภูมิที่เป็นท่อทองแดง ร้อยผ่านแกนทอรอยด์จำนวน 1 รอบ ส่วนขดลวดทุติยภูมินั้นจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาหุ้มฉนวน พันร้อยอยู่ในขดลวดปฐมภูมิ มีจำนวนรอบตามต้องการ ในรูปที่ 3.10 จะแสดงให้เห็นถึงโครงสร้างของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงที่ใช้ในภาควัสดุกำลังความถี่วิทยุโดยทั่วไป [2]



รูปที่ 3.10 โครงสร้างของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงที่ใช้ในภาควัสดุกำลังความถี่วิทยุ

พิจารณาเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบ สวิตซ์ซึ่ง ที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 2 ทั้งในแบบการพันขดลวดแบบธรรมดา การพันขดลวดแบบ แยกพัน และการพันขดลวดแบบแทรกกลาง เราพบว่า จะก่อให้เกิดเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลเกิดขึ้น ในแกนหม้อแปลงกำลังทั้งสิ้น เส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลที่เกิดขึ้นนี้ เราพบว่า จะเกิดขึ้นทั้งในส่วน ของขดลวดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิ และจะมีค่ามากที่สุดที่ระยะชั้นสูงสุดของขดลวดทองแดง ที่พันอยู่บนแกนหม้อแปลงกำลังนั้น แต่เมื่อเราพิจารณาโครงสร้างของหม้อแปลงกำลังความถี่สูง แบบแกนร่วม เราจะเห็นได้ว่า ขดลวดปฐมภูมิมักลักษณะเป็นท่อทรงกลม และมีขดลวดทุติยภูมิ ร้อยอยู่ภายในท่อซึ่งเป็นขดลวดปฐมภูมิ จากโครงสร้างของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม นี้เอง ทำให้เราพบว่า ค่าของเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลที่เกิดขึ้นจะมีค่าสม่ำเสมออยู่ภายในท่อทรงกลม ซึ่งเป็นขดลวดปฐมภูมิ ซึ่งเป็นเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลที่เกิดขึ้นจาก ขดลวดทุติยภูมิทั้งสิ้น และจะ อยู่ภายในท่อซึ่งเป็นขดลวดปฐมภูมิต่างนั้น ไม่สามารถที่จะผ่านไปถึงแกนของหม้อแปลงกำลังได้ ดังนั้นเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะเกิดขึ้นจากขดลวดปฐมภูมิต่างนั้น [9] ดังแสดงในรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 แสดงเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม

จากลักษณะดังกล่าวข้างต้นนี้เป็นข้อดีอย่างมาก เนื่องจากแกนหม้อแปลงกำลังที่ใช้จะ ปราศจากการอิมิตัวเฉพาะจุด เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล ดังเช่นหม้อแปลงกำลังโดยทั่วไป ซึ่งเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลของหม้อแปลงกำลังโดยทั่วไปนั้น จะก่อให้เกิดการอิมิตัวเฉพาะที่ เกิดขึ้น เป็นผลทำให้เกิดจุดความร้อนขึ้นในส่วนที่เกิดเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลของแกนหม้อแปลง กำลัง ซึ่งจุดความร้อนที่เกิดขึ้นนี้ จะทำให้ค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนหม้อแปลงกำลังมีค่า มากขึ้น อีกทั้งยังก่อให้เกิด ค่าความร้อนสะสมขึ้นในแกนหม้อแปลงกำลัง ค่าความร้อนที่เกิดขึ้นนี้ จะทำให้แกนหม้อแปลงกำลังเข้าสู่จุดอิมิตัวได้ง่ายขึ้น [9]

เอกสารนี้เป็นเอกสารนำหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม ที่ใช้ในภาคขยายกำลังความถี่วิทยุ มาใช้ในแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งนั้น สิ่งที่ต้องคำนึงถึงอีกสิ่งหนึ่งก็คือ เมื่อพิจารณาจาก ลักษณะโครงสร้างของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม ซึ่งมีขดลวดปฐมภูมิเป็นท่อกลมรูป

ด้วย ความหนาของท่อที่ใช้เป็นขดลวดปฐมภูมินั้น จะต้องมีความหนาไม่น้อยกว่าความหนาของผิวนำกระแสที่ความถี่สูงของลวดที่คำนวณได้ เช่น ความหนา 12 มิล ที่ความถี่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ หรือความหนา 6 มิล ที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ค่าความหนาของท่อทรงกลมรูปตัวยู ที่ใช้เป็นขดลวดปฐมภูมินั้นจะต้องมีค่าความหนาอย่างน้อย 2 ถึง 3 เท่า ของค่าความหนาผิวนำกระแสที่ความถี่สูงที่คำนวณได้เพื่อให้ขดลวดสามารถนำกระแสได้อย่างสมบูรณ์ ในส่วนของแกนหม้อแปลงกำลังนั้น เราสามารถที่จะนำแกนทอรอยด์มาต่อกันให้มีขนาดพื้นที่หน้าตัดเพิ่มขึ้นตามต้องการได้ และการนำแกนทอรอยด์มาใช้เป็นแกนหม้อแปลงกำลังนั้น เป็นรูปแบบที่ดีที่สุดของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม [9]

แต่อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาจากลักษณะโครงสร้างของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม ซึ่งมีขดลวดปฐมภูมิเป็นท่อรูปตัวยู เราพบว่าจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิจะถูกจำกัดให้มีได้เพียง 1 รอบเท่านั้น ในกรณีที่ใช้แกนเฟอร์ไรต์เป็นแกนหม้อแปลงกำลัง จะส่งผลทำให้ ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กของหม้อแปลงกำลังมีค่าต่ำมากที่ค่ากำลังงานสูงๆ ดังนั้นเราควรเลือกใช้แกนของหม้อแปลงกำลังที่มีค่า permeability ที่สูงกว่าแกนเฟอร์ไรต์ เช่น เลือกใช้แกนเปอร์มัลลอยด์ 80 (permalloy 80) ซึ่งแกนเปอร์มัลลอยด์ 80 นี้ จะมีความเหมาะสมกว่าการใช้แกนเฟอร์ไรต์ แต่ก็ไม่ใช่ว่าแกนเฟอร์ไรต์จะไม่สามารถที่จะนำมาใช้เป็นแกนของ หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมได้ [9]

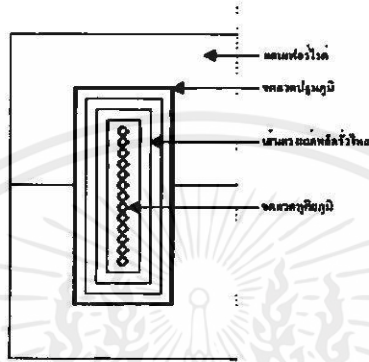
ในกรณีที่เราใช้แกนเฟอร์ไรต์ เป็นแกนของหม้อแปลงกำลัง การเพิ่มค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก เป็นสิ่งที่สามารถที่จะทำได้ โดยการเพิ่มจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิขึ้น แต่โครงสร้างของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมที่ใช้แกนทอรอยด์เป็นแกนของหม้อแปลงกำลังนั้น ไม่สามารถที่จะเพิ่มจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิได้ เนื่องจากจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิจะถูกกำหนดไว้ที่ 1 รอบเสมอ

ดังนั้น การเปลี่ยนโครงสร้างของแกนหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม จากการที่ใช้แกนทอรอยด์เป็นแกนของหม้อแปลงกำลัง มาใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE เป็นแกนของหม้อแปลงกำลัง จะทำให้เราสามารถที่จะเพิ่มจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิได้ ซึ่งการใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE มาเป็นแกนของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมนั้น จะมีโครงสร้างเหมือนกันกับการใช้แกนทอรอยด์เป็นแกนหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม

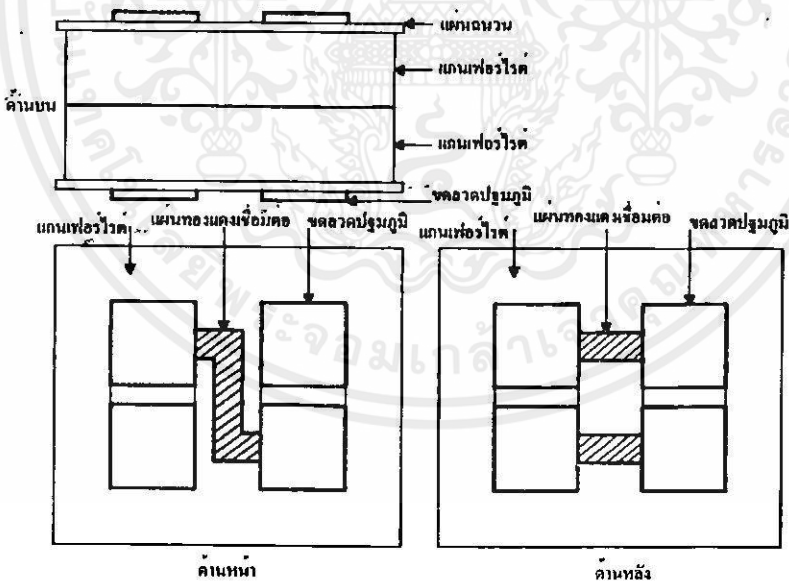
พิจารณาโครงสร้างของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมที่ใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE เป็นแกนหม้อแปลงกำลัง เราจะพบว่าจะมีลักษณะการรั่วไหลของเส้นแรงแม่เหล็กเหมือนกับการที่เราใช้แกนทอรอยด์เป็นแกนหม้อแปลงกำลังดังแสดงในรูปที่ 3.12 กล่าวคือ การรั่วไหลของเส้นแรงแม่เหล็กของขดลวดทุติยภูมิจะมีค่าสม่ำเสมออยู่ภายในท่อที่เหลื่อมที่เป็นขดลวดปฐมภูมิ แต่การใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE เป็นแกนหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมนั้น เราสามารถที่จะทำให้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมามีค่ามากกว่า 1 รอบได้ ในรูปที่ 3.13 จะแสดงให้เห็นถึง

รูปแบบการใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE เป็นแกนหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม โดยที่มีจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ 2 รอบ โดยจะใช้แผ่นทองแดงเชื่อมต่อระหว่างท่อสี่เหลี่ยม ทำให้เกิดจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิเพิ่มขึ้นเป็น 2 รอบได้ [9]

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE เป็นแกนของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม เนื่องจากว่าเป็นแกนที่หาได้โดยง่ายในท้องตลาด และมีหลายขนาดให้



รูปที่ 3.12 แสดงการรั่วไหลของเส้นแรงแม่เหล็กของ หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมโดย ใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE



รูปที่ 3.13 หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมโดยใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE ที่มีจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ 2 รอบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่าในรูปแบบใดก็ตาม หากต้องการข้อมูลเพิ่มเติม กรุณาติดต่อฝ่ายวิชาการของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี
เลือกใช้งาน อีกทั้งยังสามารถที่จะเพิ่มจำนวนรอบของ ขดลวดปฐมภูมิให้มีจำนวนมากกว่า 1 รอบ
ซึ่งการเพิ่มจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมินี้ จะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้น ดังนั้น

จึงมีความเป็นไปได้ที่จะใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE เป็นแกนของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม ทำการออกแบบสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

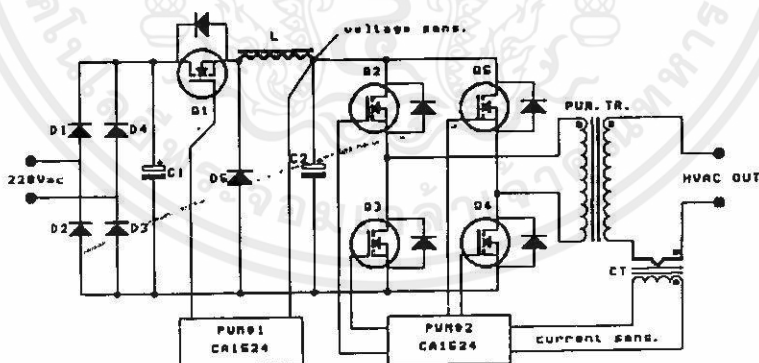
บทที่ 4

การออกแบบสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูง

โดยปกติในการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิทซ์ซิ่งนั้น สิ่งที่จะต้องกระทำเป็นอันดับแรกคือ การกำหนดลักษณะของภาระ, พิกัดแรงดันขาเข้า, พิกัดแรงดันขาออก, พิกัดอัตรากำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิทซ์ซิ่ง และความรู้ในการทำงานของแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิทซ์ซิ่ง ซึ่งค่าต่างๆเหล่านี้จะถูกนำมาใช้ในการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิทซ์ซิ่ง ดังนั้นในการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้กำหนดค่าพิกัดต่างๆของ แหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูงที่ทำการออกแบบไว้ ดังนี้

พิกัดแรงดันขาเข้า	310	โวลท์ [270 - 350]
พิกัดแรงดันขาออก	3000	โวลท์ ขอดถึงขอด
พิกัดกระแสขาออกสูงสุด	2.5	แอมป์ ขอดถึงขอด
พิกัดกำลังงานขาออกสูงสุด	1200	วัตต์ อาร์เอ็มเอส
ความรู้ในการทำงาน	100	กิโลเฮิร์ตซ์

ในรูปที่ 4.1 จะแสดงวงจรของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูงที่ทำการออกแบบสร้าง ซึ่งจะใช้วงจรฟลูบริจอินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยขั้วคคอนเวอร์เตอร์ทำการออกแบบสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูง โดยจะแบ่งออกเป็นขั้นตอนต่างๆได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 4.1 แสดงวงจรของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูง

4.1 การออกแบบส่วนวงจรขาเข้าของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูง

แหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูงที่ทำการออกแบบนี้จะถูกกำหนดให้มีค่าประสิทธิภาพในการออกแบบอยู่ที่ 80 เปอร์เซ็นต์ ดังนั้นจากค่าพิกัดของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูงที่กำหนดไว้ในข้างต้น เราจะได้ว่า

$$P_{in} = \frac{P_{out}}{0.8} = \frac{1200}{0.8} \text{ วัตต์}$$

$$P_{in} = 1500 \text{ วัตต์}$$

ดังนั้นค่าของกระแสประสิทธิผลของวงจรส่วนขาเข้าจะมีค่าเท่ากับ

$$I_e = \frac{P_{in}}{V_{in(min)}} = \frac{1500}{270} \text{ แอมป์}$$

$$I_e = 5.555 \text{ แอมป์}$$

จากค่าของกระแสประสิทธิผล I_e เราจะได้ค่าของตัวเก็บประจุกรองแรงดันขาเข้า C_f มีค่าเท่ากับ

$$C_f = \frac{I_e \times \Delta t}{\Delta V_{ripple}} = \frac{5.555 \times 10 \times 10^{-3}}{30}$$

$$C_f = 1850 \mu F$$

ในทางปฏิบัติจะใช้ค่าของ C_f เท่ากับ 2,000 μF และจากค่าของกระแสประสิทธิผลที่ได้ ค่าอัตราทดกระแสของไดโอดเรียงกระแสที่ใช้ในวงจรส่วนขาเข้า จะต้องมียุทธศาสตร์การเลือกอย่างน้อยไม่ต่ำกว่า 2 เท่าของค่ากระแสประสิทธิผล และมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับไม่ต่ำกว่า 2 เท่าของแรงดันขาเข้า ดังนั้นไดโอดเรียงกระแสที่ใช้ในวงจรส่วนขาเข้าจะเลือกใช้ไดโอดเรียงกระแสขนาด 35 แอมป์ 600 โวลต์

4.2 การออกแบบส่วนวงจรหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม

พิจารณาโครงสร้างของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม เพื่อที่จะหลีกเลี่ยงไม่ให้ค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กมีค่าต่ำ เราจะกำหนดให้ หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมมีจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิมากกว่า 1 รอบ ดังที่ได้อธิบายมาแล้วว่า โครงสร้างของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมที่ใช้แกนทอรอยด์เป็นแกนของหม้อแปลงกำลังนั้น ไม่สามารถที่จะเพิ่มจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิได้มากกว่า 1 รอบ แต่เมื่อเราใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE เป็นแกนของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม การเพิ่มจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิก็จะสามารถที่จะทำได้

ดังนั้นเราจึงเลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE เป็นแกนของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม และเราจะกำหนดให้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของ หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม ที่ทำการออกแบบสร้างในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ มีจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ 3 รอบ ในส่วนของแกนหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม ที่ทำการออกแบบสร้างนี้จะใช้แกนเฟอร์ไรต์ของบริษัท FDK ที่ใช้เนื้อสารชนิด H45A ซึ่งจะมีค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กอิ่มตัวอยู่ที่ 0.45 เทสลา ดังนั้นในการออกแบบสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซึ่งแรงดันสูง เราจะกำหนดค่าความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ในขณะทำงาน ให้มีค่าเท่ากับ 0.2 เทสลา ดังนั้น ในส่วนของแกนหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม ที่ทำการออกแบบสร้างนี้จะใช้แกนเฟอร์ไรต์ FDK H45A EE55/55/21 จำนวน 2 คู่ เป็นแกนของหม้อแปลงกำลัง แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE55/55/21 จะมีพื้นที่หน้าตัดของแกน เท่ากับ 3.54 Cm^2 ต่อ 1 คู่ ดังนั้นเมื่อเราใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE55/55/21 จำนวน 2 คู่ จะทำให้พื้นที่หน้าตัดของแกนมีค่าเท่ากับ 7.08 Cm^2 เนื่องจากเรากำหนดให้หม้อแปลงกำลังทำงานที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$t_{\text{on(max)}} = 0.4T = 0.4 \times 10 \times 10^{-6}$$

$$t_{\text{on(max)}} = 4 \mu\text{S}$$

จากข้อมูลทั้งหมดที่เรามีอยู่ข้างต้น เราสามารถที่จะกำหนดแรงดันที่ป้อนให้กับหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม ที่ทำการออกแบบสร้างได้ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$V_{\text{in}} = \frac{N_p \times \Delta B_{(\text{max})} \times A_e}{t_{\text{on(max)}} \times 10^4}$$

$$= \frac{3 \times 0.2 \times 7.08}{4 \times 10^{-6} \times 10^4}$$

$$= 106.2$$

ดังนั้นเราจะใช้ค่าแรงดันที่ป้อนให้กับหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม ที่ทำการออกแบบสร้างมีค่าเท่ากับ 100 โวลต์ ในส่วนของการกำหนดจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมินั้น จะขึ้นอยู่กับค่าแรงดันขดของขดลวดทุติยภูมิที่ต้องการ ซึ่งแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซึ่งแรงดันสูง ที่ทำการออกแบบสร้างนี้ได้กำหนดแรงดันขดขาออกที่ต้องการไว้ เท่ากับ 1500 โวลต์ ซึ่งจะทำให้

เราสามารถที่จะคำนวณหา อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิต่อขดลวดทุติยภูมิได้ว่ามีค่าเท่ากับ

$$\frac{N_{\text{primary}}}{N_{\text{secondary}}} = \frac{(100 - 2)}{1500}$$

$$= 0.06533$$

ดังนั้น

$$N_{\text{secondary}} = \frac{3}{0.06533} = 45.92 \text{ รอบ}$$

ดังนั้นจะใช้จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิจะมีค่าเท่ากับ 45 รอบ สำหรับลักษณะของการพันขดลวดทุติยภูมินั้น เมื่อพิจารณาโครงสร้างของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมโดยใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ EE นั้น เราพบว่า ขดลวดปฐมภูมิจะมีลักษณะเป็นทอสี่เหลี่ยมรูปตัวยู พันรอบแกนหม้อแปลงกำลังจำนวน 3 รอบ ดังนั้นขดลวดทุติยภูมิ จึงมีลักษณะการพันโดยใช้ลวดทองแดงร้อยผ่านทอสี่เหลี่ยมรูปตัวยูในแต่ละทอจำนวนทอละ 15 รอบ จากนั้นเราจะนำปลายของขดลวดทุติยภูมิของแต่ละทอนำมาต่ออันดับกัน โดยให้เฟสของแรงดันเสริมกัน

ในส่วนของการหาขนาดของขดลวดนั้น เนื่องจากว่าแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูงที่ทำการออกแบบสร้างนี้ มีพิคกระแสด้านออก 2.5 แอมป์ ขอดถึงขอด และเนื่องจากแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูงที่ทำการออกแบบสร้างทำงานที่ความถี่สูง เราจึงกำหนดค่าความหนาแน่นของเส้นลวดทุติยภูมิให้มีค่าเท่ากับ 300 เซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์อาร์เอ็มเอส ดังนั้นขนาดของขดลวดทุติยภูมิจะมีค่าเท่ากับ

$$C_{\text{mil}_{\text{need}}} = 300 \times 1 = 300 \text{ เซอร์คูลาร์มิล}$$

ในส่วนของขดลวดปฐมภูมินั้น เนื่องจากรูปแบบของขดลวดปฐมภูมินั้นมีลักษณะเป็นทอรูปสี่เหลี่ยม เราจะต้องคำนึงถึงความหนาผิวหน้ากระแสที่ความถี่สูงด้วย ซึ่งความหนาผิวหน้ากระแสที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ จะมีค่าเท่ากับ

$$S = \sqrt{\frac{5.62}{100}} = 0.23 \text{ มิลลิเมตร}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอก และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น ค่าความหนาของท่อรูปสี่เหลี่ยมที่ใช้เป็นขดลวดปฐมภูมิ จะต้องมีความมากกว่าค่าความหนาผิวหน้ากระแสน์ของค่าความหนาผิวหน้ากระแสน์ที่คำนวณได้ ดังนั้น ความหนาของท่อรูปสี่เหลี่ยมที่ใช้เป็นขดลวดปฐมภูมิจะมีความหนาเท่ากับ 0.25 มิลลิเมตร

แหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูงที่ทำการออกแบบสร้างนี้ จะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบ ฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งความสัมพันธ์ระหว่าง กำลังงานที่แกนสามารถจ่ายได้สูงสุดกับขนาดของแกนจะมีค่าเท่ากับ

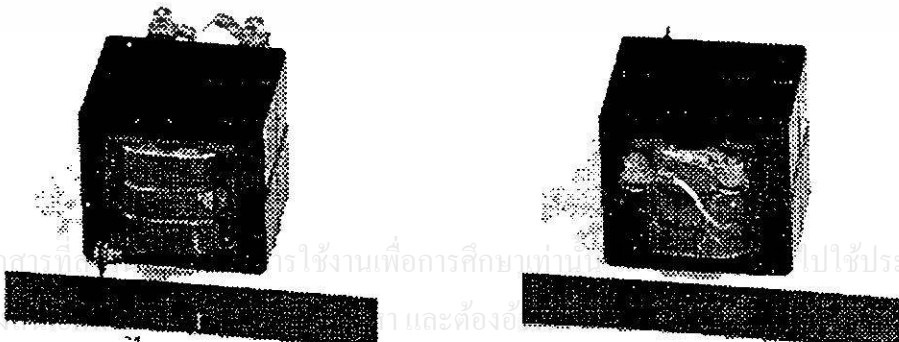
$$P = \frac{14 \times \Delta B \times f \times A_e \times A_w}{D} \quad \text{วัตต์}$$

จากความสัมพันธ์ดังกล่าว จะทำให้เราทราบขนาดของกำลังงานที่แกนหม้อแปลงกำลังสามารถจ่ายออกมาได้ จากแผ่นข้อมูลของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE55/55/21 เราพบว่าจะมี A_w เท่ากับ 2.5 Cm^2 ดังนั้นแกนของหม้อแปลงกำลังที่ใช้จะสามารถจ่ายกำลังออกมาได้เท่ากับ

$$P = \frac{14 \times 0.2 \times 100 \times 10^3 \times 7.08 \times 2.5}{500} \quad \text{วัตต์}$$

$$P = 9,912 \quad \text{วัตต์}$$

จะเห็นได้ว่าแกนของหม้อแปลงกำลังสามารถที่จะจ่ายกำลังออกมาได้มากมาย แต่ในทางปฏิบัติแล้ว แกนหม้อแปลงกำลังไม่มีทางที่จะจ่ายกำลังออกมาได้ตามที่คำนวณได้ เนื่องจากข้อจำกัดหลายๆอย่างในการสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง แต่อย่างไรก็ตาม ค่าที่คำนวณได้นี้มีค่ามากกว่าค่ากำลังงานที่เราต้องการ เป็นการรับประกันว่า แกนหม้อแปลงกำลังที่ใช้สามารถที่จะจ่ายกำลังได้ตามพิกัดที่กำหนด ในรูปที่ 4.2 แสดงให้เห็นหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมที่ทำการออกแบบสร้างขึ้นเป็นที่เรียบร้อยแล้ว พร้อมทั้งจะทำการทดสอบต่อไป



รูปที่ 4.2 หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมที่ทำการออกแบบสร้างเรียบร้อยแล้ว

4.3 การออกแบบส่วนวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์

แหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซึ่งแรงดันสูงที่ทำการออกแบบสร้างในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะใช้ วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะประกอบไปด้วย วงจรในส่วน ของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ และวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงแยกการออกแบบในส่วน ของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ออกเป็น 2 ส่วน คือในส่วน ของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ และในส่วนของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ดังมีรายละเอียดในการ ออกแบบดังนี้

4.3.1 การออกแบบในส่วนของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์

แหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซึ่งแรงดันสูงที่ทำการออกแบบสร้างนี้ จะมีความถี่ในการทำงาน เท่ากับ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ จะมีช่วงเวลาในการนำกระแสสูงสุดมีค่า เท่ากับ

$$t_{on(max)} = 0.4T = 0.4 \times 10 \times 10^{-6}$$

$$t_{on(max)} = 4 \times 10^{-6} = 4 \mu S$$

ถ้าหาค่ากระแสชดขมาเข้าของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ที่แรงดันกระแสตรงขาเข้าต่ำ สุดจะมีค่าเท่ากับ

$$I_{PK} = \frac{1.56 \times P_{out}}{V_{in(min)}} = \frac{1.56 \times 1200}{100}$$

$$I_{PK} = 18.72 \text{ แอมป์}$$

และถ้าหาค่ากระแส RMS ขาเข้าของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ที่แรงดันกระแสตรง ขาเข้าต่ำสุดจะมีค่า เท่ากับ

$$I_{RMS} = \frac{1.40 \times P_{out}}{V_{in(min)}} = \frac{1.40 \times 1200}{100}$$

$$I_{RMS} = 16.8 \text{ แอมป์}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้เผยแพร่ข้อมูลข้างต้นไปยังผู้อื่นโดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับค่าของตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B ที่ใช้เพื่อป้องกันการไม่สมมาตรของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนของหม้อแปลงกำลังจะมีค่าเท่ากับ

$$C_B = \frac{I_{PK} \times t_{on(max)}}{\Delta V} = \frac{18.72 \times 4 \times 10^{-6}}{10}$$

$$C_B = 7.488 \mu F$$

เนื่องจากตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B จะต่ออันดับกับขดลวดปฐมภูมิ ดังนั้นเพื่อความปลอดภัยแล้ว ค่าอัตราทนแรงดันของตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B ควรมีค่าสูง โดยทั่วไปแล้วค่าอัตราทนแรงดันของตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B ควรจะมีค่าอยู่ในช่วง 200 โวลต์ ถึง 250 โวลต์ ดังนั้นเราจะใช้ตัวเก็บประจุเชื่อมต่อ C_B ในวงจรอินเวอร์เตอร์ของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทช์ซึ่งแรงดันสูงมีค่าเท่ากับ 10 μF 250 โวลต์

4.3.2 การออกแบบในส่วนของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

ในส่วนของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์นั้น เราจะกำหนดความถี่ในการทำงานเท่ากับวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ คือเท่ากับ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นจรบัคคอนเวอร์เตอร์ จะมีช่วงเวลาในการนำกระแสสูงสุดเท่ากับ

$$t_{on(max)} = 0.8T = 0.8 \times 10 \times 10^{-6}$$

$$t_{on(max)} = 8 \times 10^{-6} = 8 \mu S$$

สำหรับค่ากระแสขดขาออกของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ จะมีค่าเท่ากับค่ากระแสขดที่ป้อนให้กับวงจร ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$I_{PK} = 18.72 \text{ แอมป์}$$

และสำหรับค่ากระแส RMS ขาออกของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ก็จะมีค่าเท่ากับค่ากระแส RMS ที่ป้อนให้กับวงจร ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$I_{RMS} = 16.8 \text{ แอมป์}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเอกสาร และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น เราจะกำหนดค่ากระแสขาออกของวงจรมัลติคอนเวอร์เตอร์ให้มีค่ามากกว่าค่ากระแสขาเข้าของวงจรถูกอินเวอร์เตอร์โดยให้มีค่า

$$I_o = 20 \text{ แอมป์}$$

ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$L_o = \frac{5(V_{in} - V_o)V_o T}{V_{in} I_o}$$

$$L_o = \frac{5 \times (310 - 100) \times 100 \times 10 \times 10^{-6}}{310 \times 20}$$

$$L_o = 169.354 \mu\text{H}$$

ในส่วนในตัวเก็บประจุกรองแรงดันขาออกนั้น เนื่องจากวงจรมัลติคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง จะมีกระแสไหลผ่านการในลักษณะต่อเนื่อง ทำให้มีค่าแรงดันกระเพื่อมที่ภาระค่อนข้างต่ำ ทำให้ตัวเก็บประจุกรองแรงดันขาออกไม่จำเป็นต้องมีค่ามากนัก เราจะกำหนดค่าแรงดันกระเพื่อมที่ภาระให้มีค่าเท่ากับ 1 โวลต์ ยอดถึงยอด ($V_r = 1 V_{pp}$) เราจะได้ว่า

$$C_o = (65 \times 10^{-6}) \frac{0.2 I_o}{V_r}$$

$$C_o = (65 \times 10^{-6}) \frac{0.2 \times 20}{1}$$

$$C_o = 260 \mu\text{F}$$

จากค่าที่คำนวณได้ข้างต้น เราจะเลือกใช้ L_o มีค่าเท่ากับ 150 ไมโครเฮนรี่ และค่า C_o เรา จะเลือกให้มีค่ามากกว่าค่าที่คำนวณได้โดยให้มีค่าเท่ากับ 330 ไมโครฟารัด 400 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 การออกแบบส่วนวงจรกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูง

สำหรับวงจรกำลังที่ใช้ในการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูงนี้จะใช้ มอสเฟทกำลังเป็นอุปกรณ์กำลัง เนื่องจากความถี่ในการทำงานที่กำหนดของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูงนี้สูงถึง 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งมอสเฟทกำลังสามารถที่จะทำงานที่ความถี่สูงได้ดีกว่าอุปกรณ์กำลังชนิดอื่นๆ

จากการออกแบบในขั้นตอนที่กล่าวมาข้างต้น เราพบว่าค่ากระแสขดขาเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์จะมีค่าเท่ากับ 18.72 แอมป์ ดังนั้น มอสเฟทกำลังที่จะนำมาใช้ในวงจรกำลังจะต้องมี อัตราทนกระแสที่ไม่ต่ำกว่าค่ากระแสขดขาเข้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่คำนวณได้ สำหรับค่าอัตราทนแรงดันไฟฟ้าของอุปกรณ์ในวงจรกำลังนั้น เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในวงจรกำลังเป็นแบบฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยขั้วคอนเวอร์เตอร์ ทำให้อุปกรณ์กำลังที่ใช้ในวงจรกำลังมีค่าอัตราทนแรงดันเพียงแรงดันขาเข้าของอินเวอร์เตอร์เท่านั้น จากข้อมูลที่ได้กล่าวมาทั้งหมดจะสามารถทำให้เราเลือกอุปกรณ์กำลังมาใช้ในวงจรกำลังที่ทำการออกแบบได้

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้จะเลือกใช้ มอสเฟทกำลัง เบอร์ IRFP460 ของบริษัท International Rectifier มาใช้เป็นอุปกรณ์กำลังในวงจรกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูง เนื่องจากมีคุณสมบัติตรงตามข้อมูลที่ได้กล่าวมาในข้างต้น สำหรับมอสเฟทกำลัง เบอร์ IRFP460 ที่ใช้เป็นอุปกรณ์กำลังในวงจรกำลังนี้จะมีพารามิเตอร์ ตามแผ่นข้อมูลที่สำคัญในการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูงดังนี้

อัตราทนแรงดัน	500	โวลท์
อัตราทนกระแส	25	แอมป์
กำลังงานสูญเสีย	280	วัตต์
ความต้านทานขณะนำกระแส	0.27	โอห์ม
ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส	59	นาโนวินาที
ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส	58	นาโนวินาที

เราทราบว่าค่ากำลังงานสูญเสียทั้งหมดที่เกิดขึ้นกับมอสเฟทกำลัง ในขณะที่ทำงานจะมีค่าเท่ากับ

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

เนื่องจากค่าของกระแสในขณะเริ่มนำกระแสของมอสเฟทกำลังจะมีค่าโดยประมาณเท่ากับ ศูนย์ ดังนั้นค่ากำลังงานสูญเสียของมอสเฟทกำลังในขณะเริ่มนำกระแสโดยประมาณจึงมีค่าเท่ากับ ศูนย์ สำหรับค่ากำลังงานสูญเสียของมอสเฟทกำลังในขณะเริ่มหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ

$$P_{sw(off)} = \frac{0.5 \times I_{PK(off)} \times V_{In(max)} \times t_f}{T}$$

$$P_{sw(off)} = \frac{0.5 \times 18.72 \times 100 \times 58 \times 10^{-9}}{10 \times 10^{-6}}$$

$$P_{sw(off)} = 5.428 \text{ วัตต์}$$

สำหรับค่ากำลังงานสูญเสียของมอสเฟทกำลังในขณะนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ

$$P_c = I_{DRMS}^2 \times R_{DS(on)}(T_j)$$

$$P_c = (16.8)^2 \times 0.27$$

$$P_c = 76.20 \text{ วัตต์}$$

ดังนั้น

$$P_D = 0 + 5.428 + 76.20$$

$$P_D = 81.632 \text{ วัตต์}$$

ดังนั้น ค่ากำลังงานสูญเสียรวมทั้งหมดของมอสเฟทกำลังในขณะทำงานของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทช์ซึ่งแรงดันสูงจะมีค่าเท่ากับ 81.632 วัตต์ จะเห็นว่า ค่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำกว่าค่ากำลังงานสูญเสียสูงสุดของมอสเฟทกำลัง ที่ระบุในแผ่นข้อมูล

4.5 การออกแบบส่วนวงจรควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทช์ซึ่งแรงดันสูง

สำหรับส่วนวงจรควบคุมของแหล่งจ่ายกำลังไฟตรงแบบสวิทช์ซึ่งแรงดันสูง ที่ทำการออกแบบสร้างนี้ จะใช้วงจรควบคุมในโหมดการควบคุมจากแรงดัน โดยใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ CA1524 เป็นวงจรควบคุม เนื่องจากมีความสะดวกต่อการใช้งานและมีเสถียรภาพที่ดี แหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทช์ซึ่งแรงดันสูงมีความถี่ในการทำงานอยู่ที่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ ดังนั้นความถี่ที่ต้องสร้างของ CA1524 จะมีค่าเท่ากับ 200 กิโลเฮิร์ตซ์ ในที่นี้เราจะเลือกค่าของ C_T ให้มีค่าเท่ากับ $0.002 \mu F$ ดังนั้นเราจะได้ค่าของ R_T มีค่าเท่ากับ

$$R_T = \frac{1}{f_{osc} \times C_T} = \frac{1}{200 \times 10^3 \times 0.002 \times 10^{-6}}$$

$$R_T = 2500 \text{ โอห์ม}$$

สำหรับวงจรชดเชยรูปที่ขา 9 ของไอซีควมคุมนั้น เราจะใช้ค่ามาตรฐาน คือการต่อความต้านทาน 47 kΩ อันติกับตัวเก็บประจุ 0.001 μF ระหว่างขา 9 กับ กราวนด์

สำหรับค่าของ R_{ref1} , และค่า R_{ref2} โดยปกติแล้วจะใช้ค่าเท่ากับ 10 kΩ ทำการแบ่งแรงดันจากขาแรงดันอ้างอิงขา 16 ของ CA1524 เพื่อเป็น V_{ref} ให้กับขา Non-Inverting ของวงจร error amplifier แรงดัน V_{ref} ที่ได้จะมีค่าเท่ากับ 2.5 โวลต์ แต่เนื่องจากว่า วงจรฟลูบริคอินเวอร์เตอร์ จะไม่มีการควบคุมความกว้างพัลซ ขา Inverting ของวงจร error amplifier จึงไม่ได้มีหน้าที่ในการควบคุมความกว้างพัลซ ดังนั้นในการใช้งานจะต้องต่อขา Inverting ของวงจร error amplifier ถึง กราวนด์ ส่วนในวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์นั้น จะมีการควบคุมความกว้างของพัลซเพื่อที่จะทำการคงค่าแรงดันที่ป้อนให้กับวงจรฟลูบริคอินเวอร์เตอร์ให้มีค่าคงที่ ในเมื่อแรงดันป้อนที่ป้อนให้กับวงจรฟลูบริคอินเวอร์เตอร์ มีค่าเท่ากับ 100 โวลต์ ดังนั้นเราจะได้ว่า

$$R_{fb1} = \frac{V_{out}}{V_{ref}} (R_{ref1} // R_{ref2})$$

$$R_{fb1} = \frac{100}{2.5} (5000)$$

$$R_{fb1} = 200 \text{ k}\Omega$$

และเราจะได้ว่า

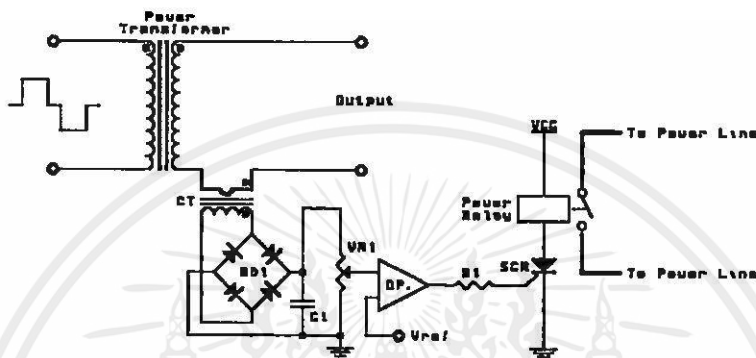
$$\frac{1}{R_{fb2}} = \frac{1}{(R_{ref1} // R_{ref2})} - \frac{1}{R_{fb1}}$$

$$\frac{1}{R_{fb2}} = \frac{1}{5000} - \frac{1}{200,000}$$

$$R_{fb2} = 5.128 \text{ k}\Omega$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับการจำกัดกระแสของวงจรกำลังนั้นเราพบว่าในการใช้ตัวต้านทานตรวจจับกระแสจะมีข้อบกพร่องในการตรวจจับกระแสเนื่องจาก แรงดันพุงที่เกิดขึ้นทำให้การทำงานในการจำกัดกระแสมีข้อผิดพลาด ดังนั้นในการจำกัดกระแสของวงจรกำลังเราจะใช้วิธีการตรวจจับแรงดันผ่านหม้อแปลงกระแสแทนการใช้ตัวต้านทานตรวจจับกระแส ดังแสดงในรูปที่ 4.3 ซึ่งจะทำการจำกัดกระแสมีประสิทธิภาพที่ดีขึ้น

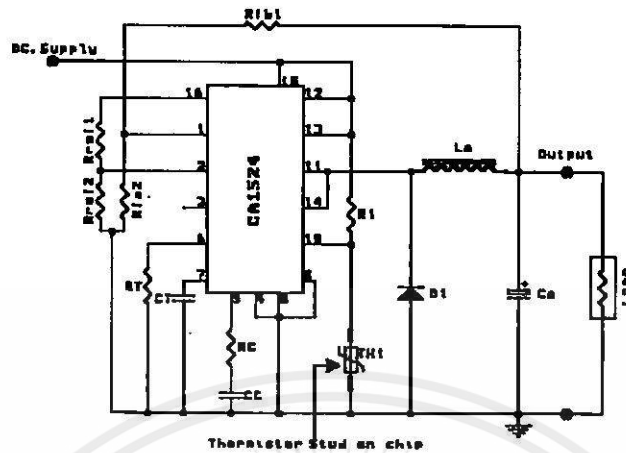


รูปที่ 4.3 แสดงการต่อใช้งานหม้อแปลงกระแสในการจำกัดกระแสของวงจรกำลัง

ส่วนสัญญาณที่ได้จากขามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์สวิทช์ซึ่งของ CA1524 นั้นจะใช้เป็นพัลซชั๊ปให้กับ วงจรจับส่วนวงจรกำลัง ค่าความต้านทานที่ขามิเตอร์นั้นจะต้องมีค่ามากพอที่จะทำให้วงจรมีเสถียรภาพ ในวงจรที่ทำการออกแบบนี้ จะใช้ค่าความต้านทานขามิเตอร์ของทรานซิสเตอร์สวิทช์ซึ่งมีค่าเท่ากับ 1 เมกกะโอห์ม

สำหรับขา shut down ของวงจรควบคุมนั้น เราจะใช้ประโยชน์ในการควบคุมอุณหภูมิของวงจรกำลัง เพื่อป้องกันอุณหภูมิที่มีค่าเกินกำหนด ซึ่งจะทำให้วงจรกำลังเกิดความเสียหายได้ การควบคุมอุณหภูมิโดยใช้ขา shut down ของ CA1524 นั้นสามารถทำได้โดย การต่อค่าความต้านทาน 10 kΩ จากแรงดันไฟเลี้ยงมายังขา shut down และใช้เทอร์มิสเตอร์ที่ปกติปิดวงจรต่อระหว่างขา shut down กับกราวนด์ ดังแสดงในรูปที่ 4.4 ซึ่งในสภาวะปกติเทอร์มิสเตอร์จะปิดวงจรทำให้แรงดันที่ขา shut down มีค่าเท่ากับ กราวนด์ ทำให้วงจรควบคุมสามารถทำงานได้ เมื่ออุณหภูมิของวงจรกำลังมีอุณหภูมิสูงเกินพิคัดตามค่าพิคัดที่กำหนดของ เทอร์มิสเตอร์ เทอร์มิสเตอร์จะเปิดวงจรทำให้ขา shut down ได้รับแรงดันไบอัสจากแรงดันไฟเลี้ยงทำให้วงจรควบคุมหยุดการทำงานทั้งหมดลงในทันที และวงจรควบคุมจะกลับมาทำงานอีกครั้งเมื่อ อุณหภูมิของวงจรกำลังมีอุณหภูมิต่ำกว่าพิคัดตามค่าพิคัดที่กำหนดของ เทอร์มิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีการคัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

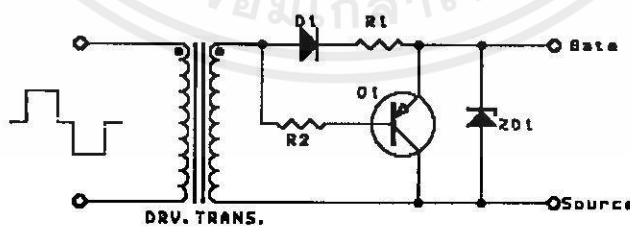


รูปที่ 4.4 แสดงตัวอย่างการใช้ขา shut down ควบคุมอุณหภูมิของวงจรกำลัง

4.6 การออกแบบส่วนวงจรขับวงจรกำลังของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ชิ่งแรงดันสูง

แหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ชิ่งแรงดันสูงที่ทำการออกแบบสร้างนี้ จะใช้วงจรฟลูบริค อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้น ในส่วนของวงจรขับจะต้องมีการแยกขา เกทของมอสเฟทกำลังแต่ละตัวออกจากกัน เพราะจะมีมอสเฟทกำลังบางตัวในวงจรจะทำงานใน ลักษณะที่ไม่ได้อ้างอิงกับกราวด์

วงจรขับวงจรกำลังในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จะใช้วงจรขับโดยใช้หม้อแปลงพัลซ ซึ่งการใช้ วงจรหม้อแปลงพัลซเป็นวงจรขับวงจรกำลังนี้ จะทำให้วงจรควบคุม และวงจรกำลังมีการแยกกัน ทางไฟฟ้า ในรูปที่ 4.5 แสดงวงจรขับวงจรกำลังด้วยหม้อแปลงพัลซที่ใช้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ [11]



รูปที่ 4.5 แสดงวงจรขับวงจรกำลังด้วยหม้อแปลงพัลซ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ แกนของหม้อแปลงพัลซที่ใช้จะมีพื้นที่หน้าตัดของแกน เท่ากับ 0.18 Cm^2 และใช้แรงดัน ขับหม้อแปลงพัลซ เท่ากับ 15 โวลท์ ที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิของ หม้อแปลงพัลซ จะมีค่าเท่ากับ [12]

$$N_{pri} = \frac{15 \times 10^8}{4 \times 100 \times 10^3 \times 2000 \times 0.18}$$

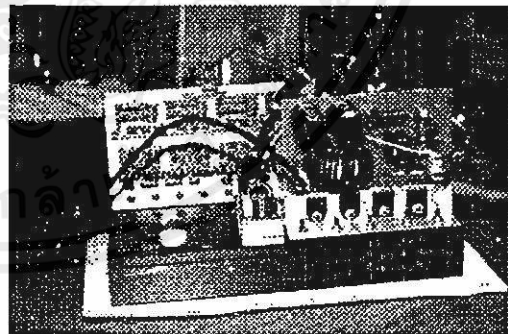
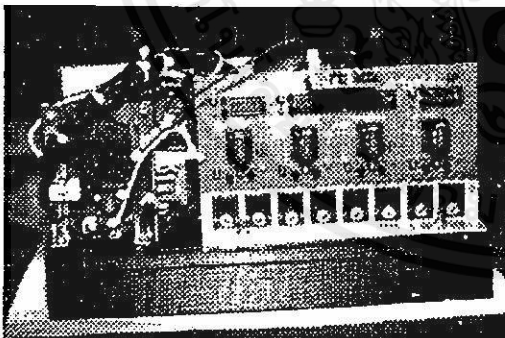
$$N_{pri} = 10.41 \text{ รอบ}$$

ดังนั้นเราจะเลือกใช้จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ 15 รอบ เนื่องจากเราต้องการแรงดันที่ขั้วเบทของวงจรถูกำลังมีค่าเท่ากับ 15 โวลต์ ดังนั้น จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิจึงมีค่าเท่ากับจำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ ดังนั้น

$$N_{sec} = N_{pri} = 15 \text{ รอบ}$$

สำหรับทรานซิสเตอร์ Q_1 นั้น จะทำให้อิมพีแดนซ์ของวงจรถับเบทมีค่าลดลง เมื่อมอสเฟตกำลังหยุดนำกระแส ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะนำกระแส ทำให้ประจุไฟฟ้าที่เบท ถูกคายออกอย่างรวดเร็ว มีผลทำให้มอสเฟตกำลังหยุดนำกระแสได้รวดเร็วขึ้น ส่วนซีเนอร์ไดโอด ZD_1 จะทำหน้าที่จำกัดแรงดันในการขั้วเบทไม่ให้มีค่าเกินพิกัดแรงดันเบทของมอสเฟตกำลังที่ใช้

ในรูปที่ 4.6 จะแสดงถึงวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ทำการออกแบบสร้างขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้



รูปที่ 4.6 วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ทำการออกแบบสร้างขึ้น

ซ้าย : วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์

ขวา : วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

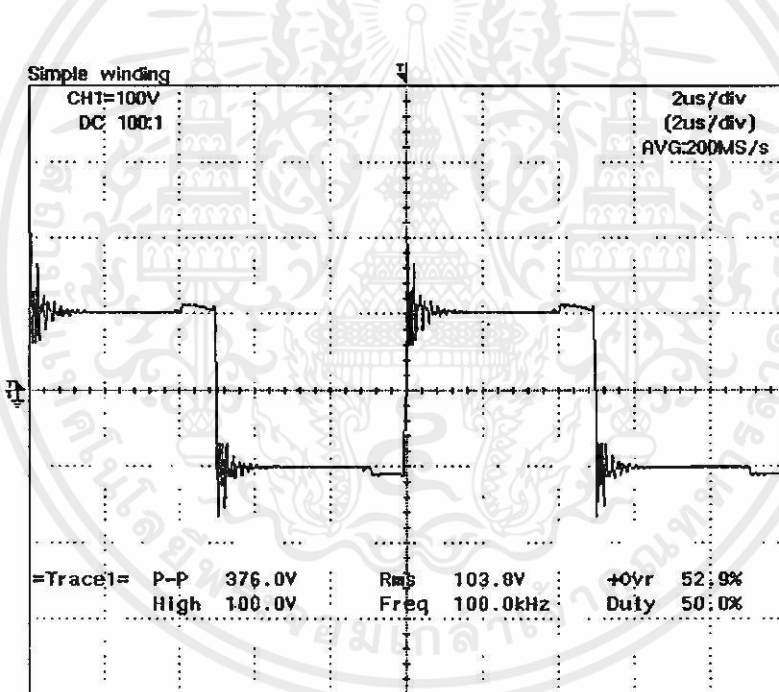
บทที่ 5

ผลการทดสอบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ชิงแรงดันสูง

5.1 การทดสอบเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล

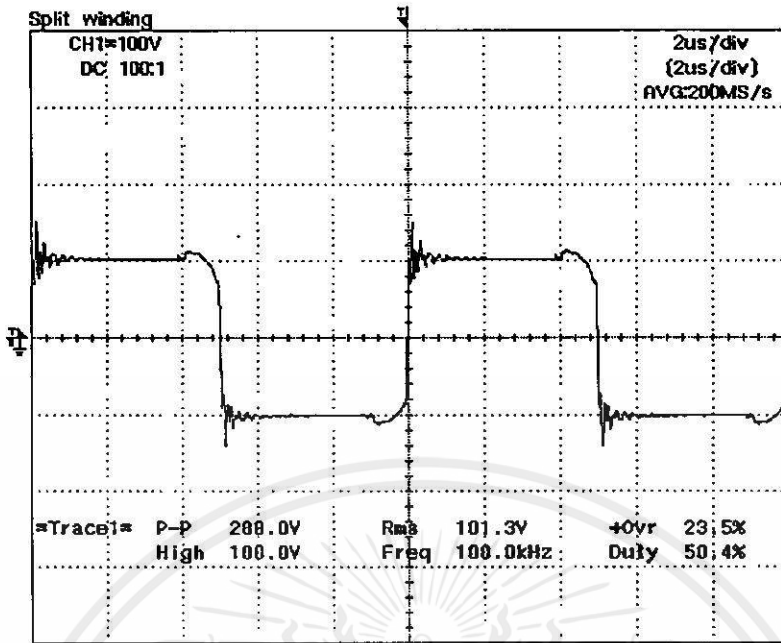
การทดสอบเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลนั้นจะกระทำได้โดย การวัดค่าของแรงดันฟุ้งที่เกิดจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล [Leakage Inductance] โดยที่ถ้าเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลมีค่ามาก ก็จะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลมีค่ามากตามไปด้วย และจะมีผลทำให้แรงดันฟุ้งที่เกิดขึ้นมีค่ามาก [13]

ในการทดสอบเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลนั้นจะทำการทดสอบหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม เปรียบเทียบกับการจัดพันขดลวดแบบธรรมดา และการจัดพันขดลวดแบบแบ่งครึ่งพัน ในรูปที่ 5.1, 5.2 และ 5.3 จะแสดงถึงผลของการทดสอบที่ได้

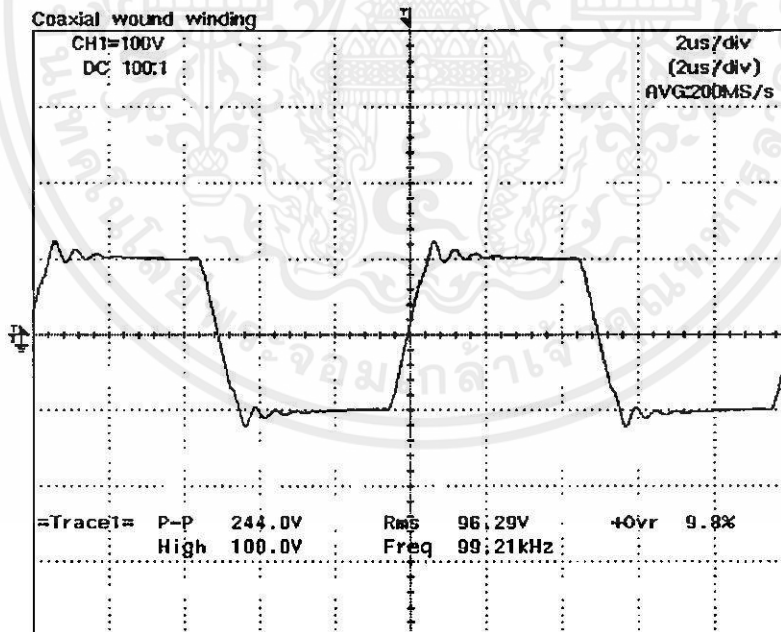


รูปที่ 5.1 แรงดันฟุ้งที่เกิดจากความเหนี่ยวนำรั่วไหลอันเนื่องมาจากเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลของการจัดพันขดลวดแบบธรรมดา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.2 แรงดันฟุ้งที่เกิดจากความเหนี่ยวนำรั่วไหลอันเนื่องมาจากเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลของ การจดพันขดลวดแบบแบ่งครึ่งพัน



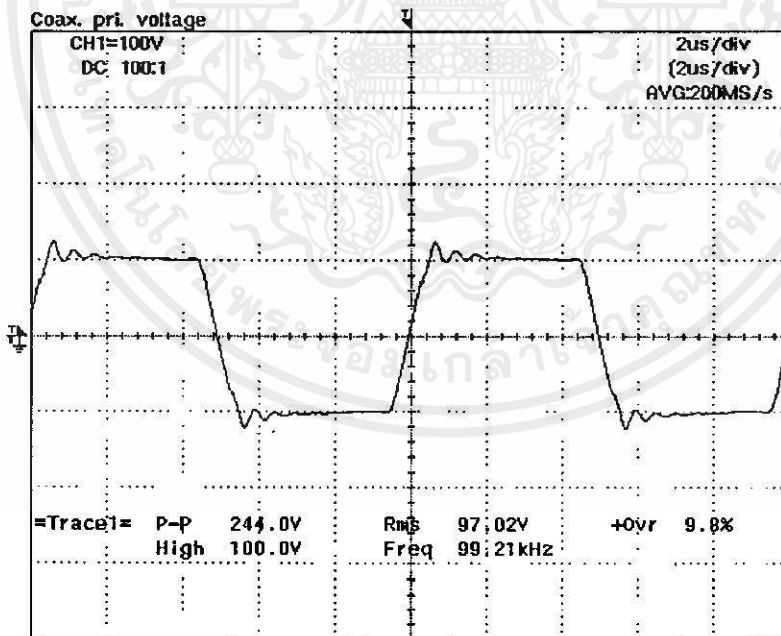
รูปที่ 5.3 แรงดันฟุ้งที่เกิดจากความเหนี่ยวนำรั่วไหลอันเนื่องมาจากเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลของ

หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

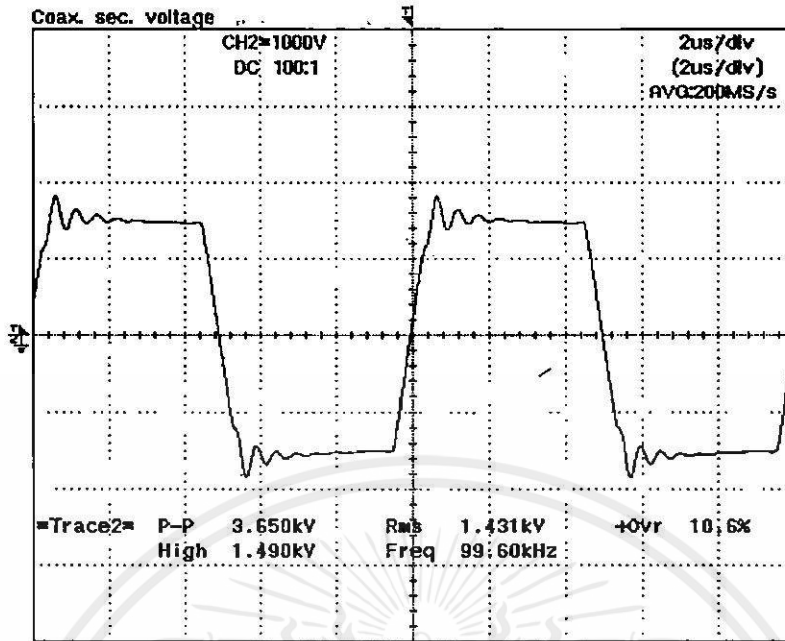
จากรูปทั้งสามเราจะเห็นได้ว่าการจัดพันขดลวดแบบธรรมดาจะให้ค่าเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลมีค่ามากที่สุด สังเกตได้จากค่าของแรงดันฟุ้งที่มีค่าสูง สำหรับในกรณีของการจัดพันขดลวดแบบแบ่งครึ่งพันนั้นเนื่องจากเราทำการแบ่งขดลวดที่ทำการพันออกเป็นสองส่วน ทำให้จำนวนชั้นของขดลวดในหนึ่งพอร์ชันมีค่าลดลงครึ่งหนึ่ง จะส่งผลให้ค่าเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลมีค่าลดลงครึ่งหนึ่ง ซึ่งจากการทดสอบหาค่าแรงดันฟุ้งที่เกิดจากการรั่วไหลของเส้นแรงแม่เหล็กของหม้อแปลงที่มีการจัดพันขดลวดแบบแบ่งครึ่งพันเราพบว่าค่าของแรงดันฟุ้งที่เกิดขึ้นจะมีค่าเกือบเป็นครึ่งหนึ่งของหม้อแปลงที่มีการจัดพันขดลวดแบบธรรมดา ในส่วนของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมนั้นจากรูปการทดสอบหาค่าแรงดันฟุ้งที่เกิดจากการรั่วไหลของเส้นแรงแม่เหล็กของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม เราพบว่าค่าแรงดันฟุ้งที่เกิดขึ้นจะมีค่าน้อยที่สุด ทั้งนี้เนื่องมาจากค่าของเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลที่เกิดจากขดลวดทุติยภูมิจะมีค่าสม่ำเสมออยู่ภายในท่อที่เป็นขดลวดปฐมภูมิไม่สามารถที่จะผ่านออกมาถึงแกนของหม้อแปลงกำลังได้ เส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหลที่เกิดขึ้นจึงมีค่าน้อยกว่าการจัดพันขดลวดแบบธรรมดา และการจัดพันขดลวดแบบแบ่งครึ่งพัน

สำหรับรูปสัญญาณแรงดันของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมที่เกิดขึ้นที่ขดลวดปฐมภูมิ และขดลวดทุติยภูมิที่ขนาดแรงดันขาเข้าตามพิกัดที่กำหนดจะมีผลการวัดดังนี้



รูปที่ 5.4 รูปสัญญาณขาเข้าของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม

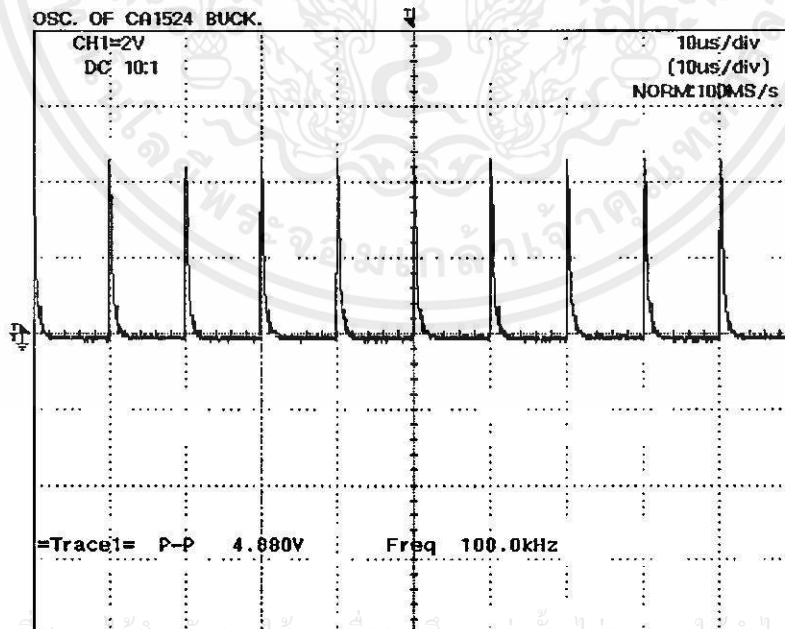
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



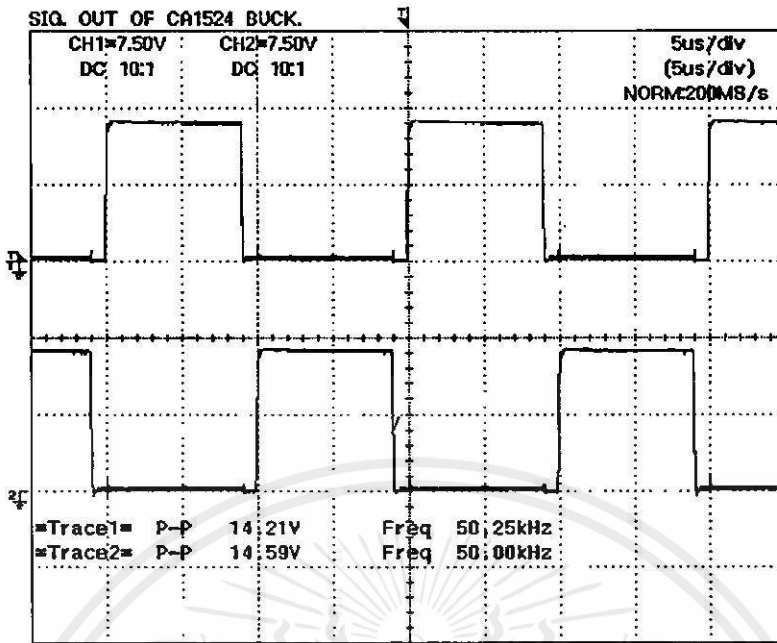
รูปที่ 5.5 รูปสัญญาณขาออกของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม

5.2 การทดสอบวงจรควบคุม และวงจรขับเกท

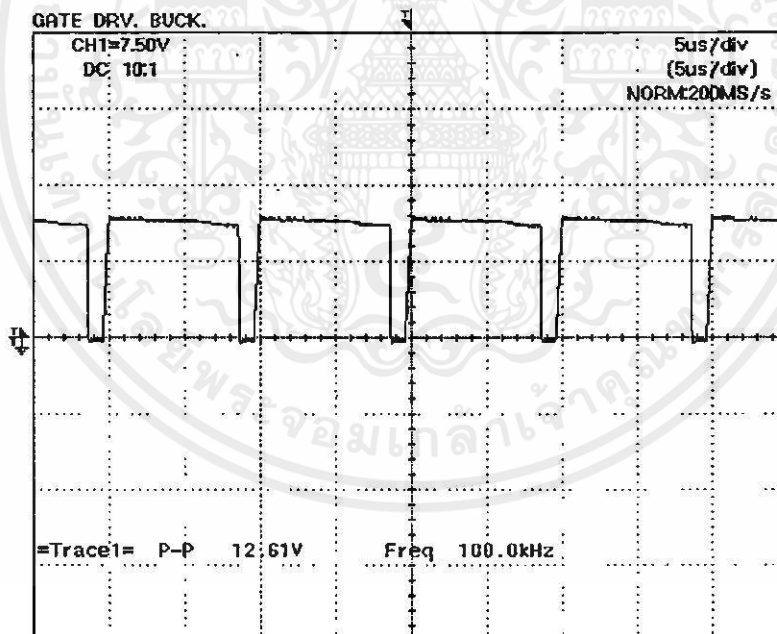
ในส่วน ของวงจรขับเคลื่อนเวอเตอร์เตอร์ จะมีรูปสัญญาณที่สำคัญในการออกแบบดังนี้



รูปที่ 5.6 แสดงรูปสัญญาณออกสวิตชิ่งที่ผลิตขึ้นจากไอซีควบคุม CA1524 ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



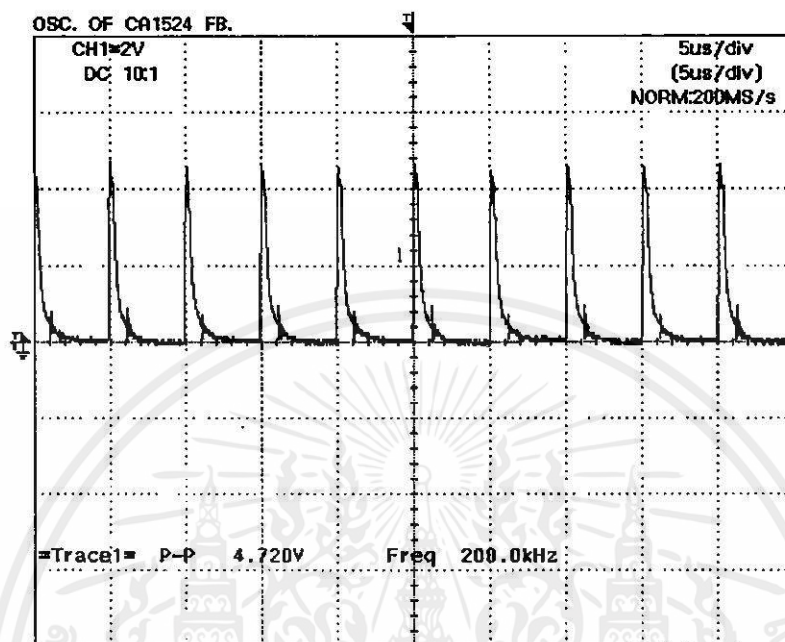
รูปที่ 5.7 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากวงจรควบคุมที่ผลิตจากไอซีควบคุม CA1524



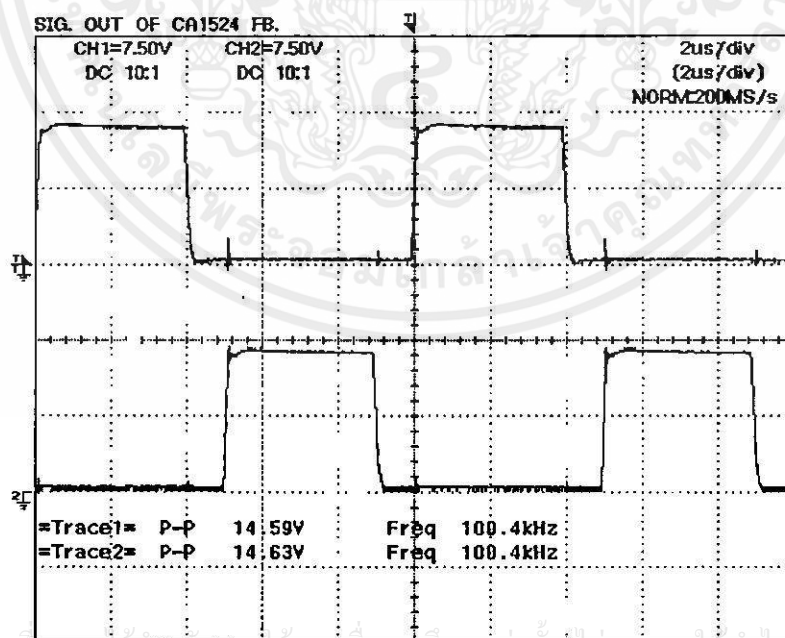
รูปที่ 5.8 แสดงรูปสัญญาณที่เกทของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

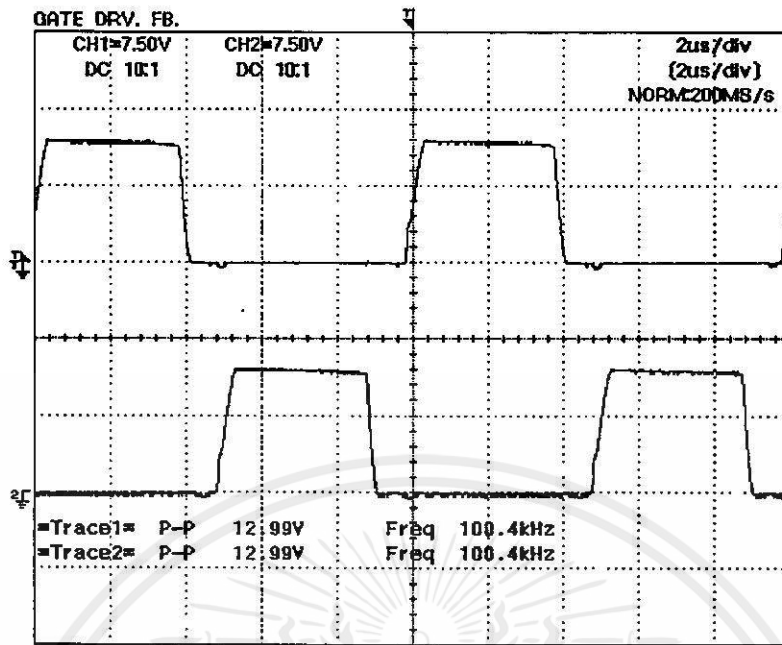
สำหรับสัญญาณในส่วนของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่สำคัญในการออกแบบจะมีดังนี้



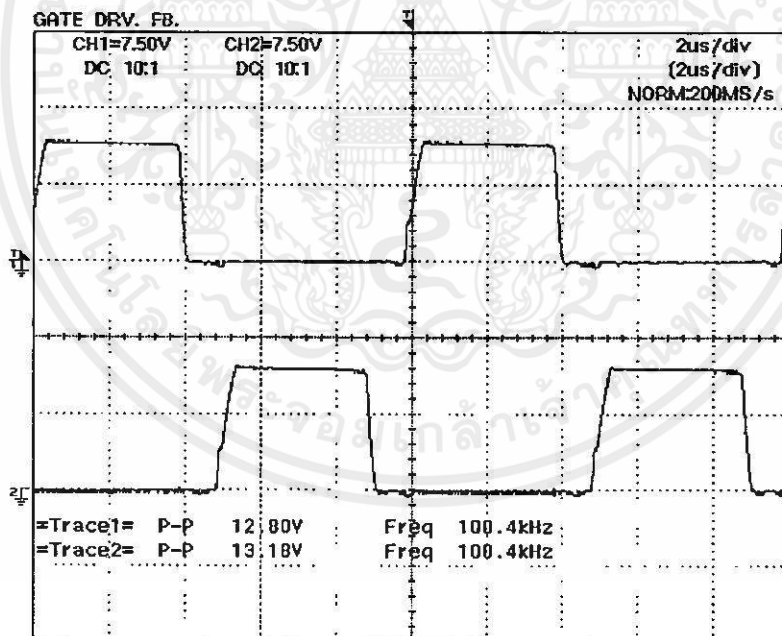
รูปที่ 5.9 แสดงรูปสัญญาณออสซิลเลเตอร์ที่ผลิตขึ้นจากไอซีควบคุม CA1524



รูปที่ 5.10 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากวงจรควบคุมที่ผลิตจากไอซีควบคุม CA1524



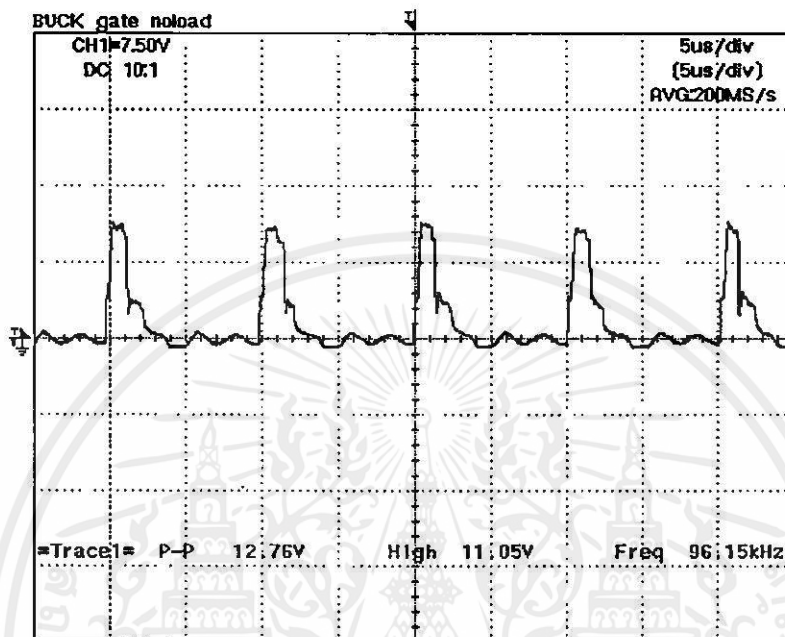
รูปที่ 5.11 แสดงรูปสัญญาณที่เกทของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (Q_1 & Q_2)



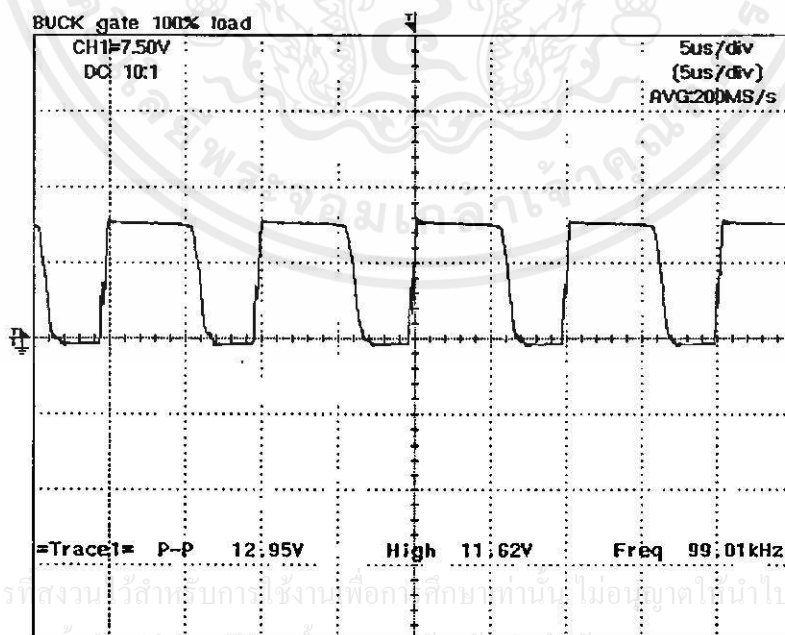
รูปที่ 5.12 แสดงรูปสัญญาณที่เกทของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (Q_3 & Q_4)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สำหรับสัญญาณที่เกาของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ และวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ในขณะที่ไม่มีภาระ และที่ค่าภาระสูงสุดจะแสดงในรูปต่อไปนี้



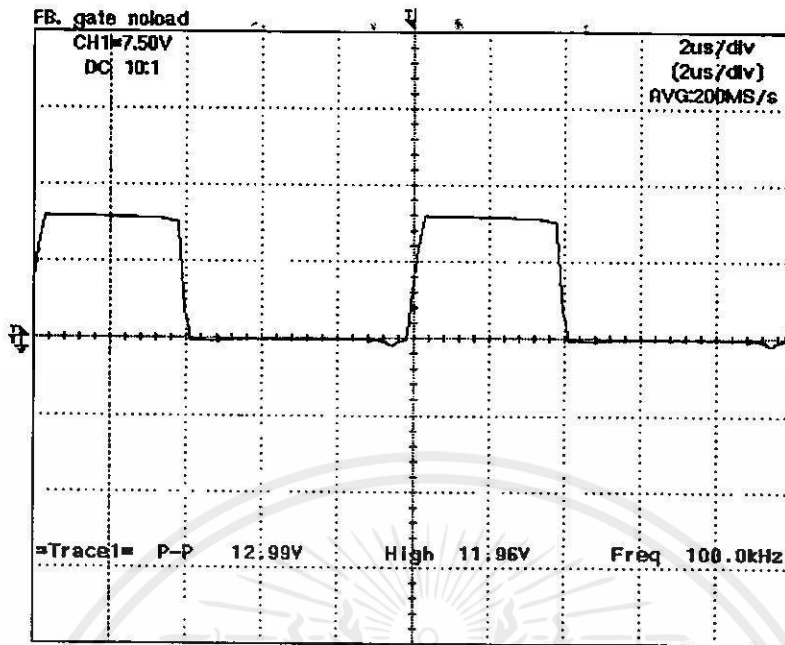
รูปที่ 5.13 แสดงรูปสัญญาณที่เกาของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะที่ไม่มีภาระ



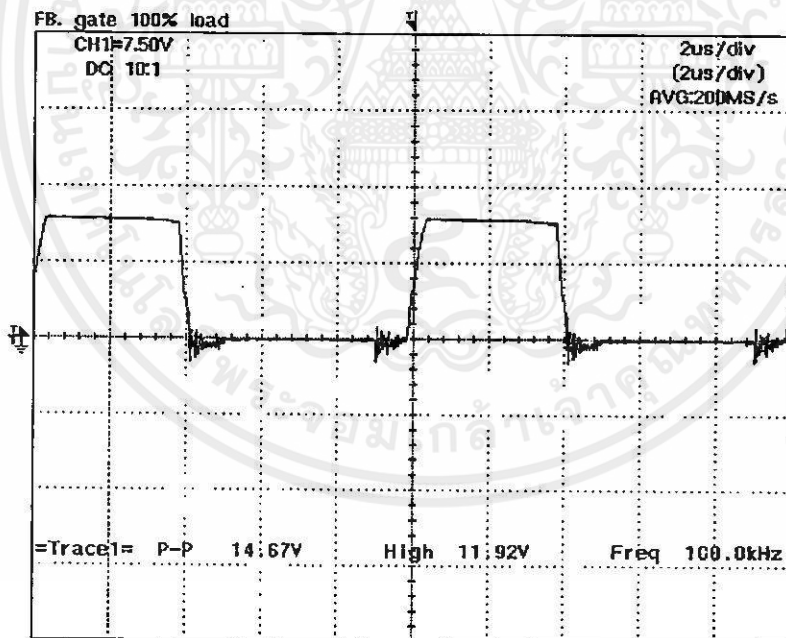
รูปที่ 5.14 แสดงรูปสัญญาณที่เกาของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะที่มีการะสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีเหตุเปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.15 แสดงรูปสัญญาณที่เกตของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ขณะที่ไม่มีการะ

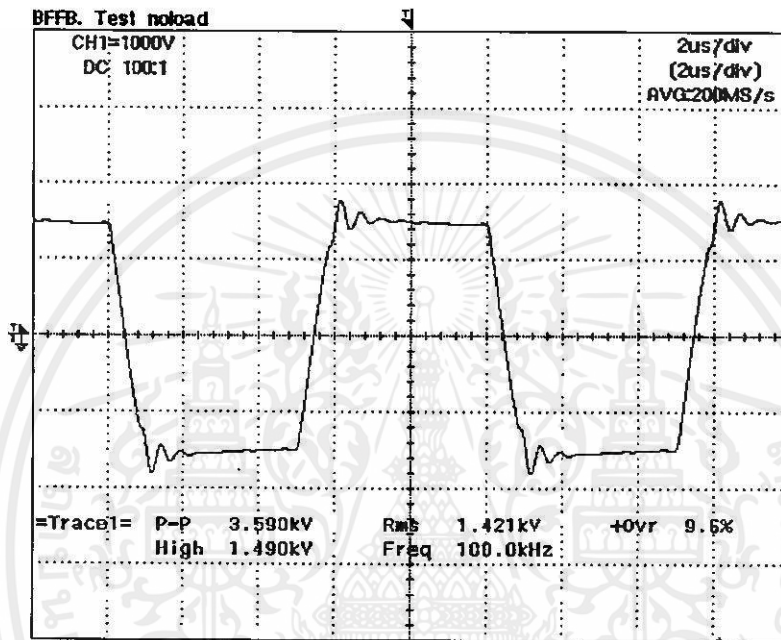


รูปที่ 5.16 แสดงรูปสัญญาณที่เกตของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ขณะที่มีภาระสูงสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

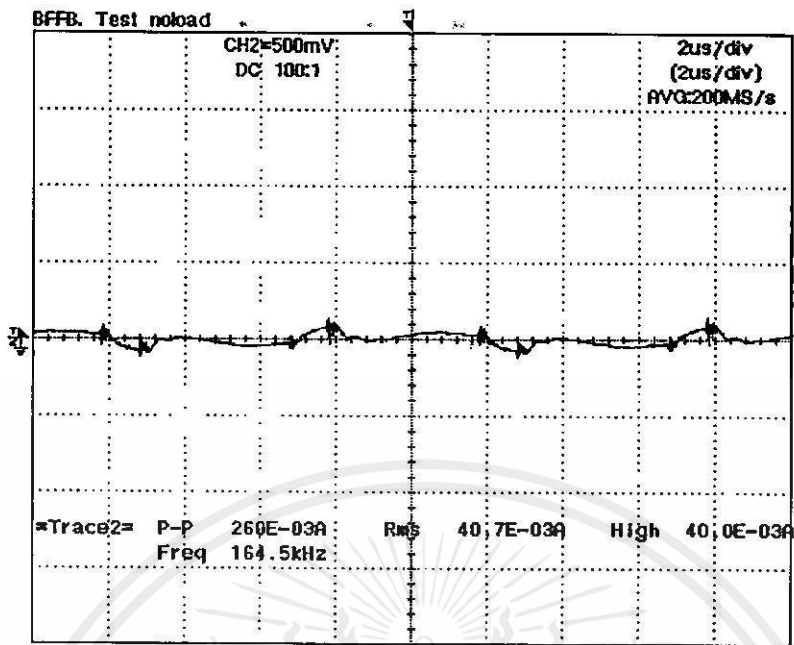
5.3 การทดสอบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูงที่ขนาดภาระต่างๆ

ในการทดสอบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูงในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้นั้นจะทำการทดสอบที่ขนาดภาระต่างๆกัน โดยใช้น้ำเป็นภาระแล้วทำการบันทึกรูปสัญญาณของแรงดัน, กระแส และค่ากำลังงานที่ขนาดภาระต่างๆ ซึ่งจะมีผลของการทดสอบดังนี้

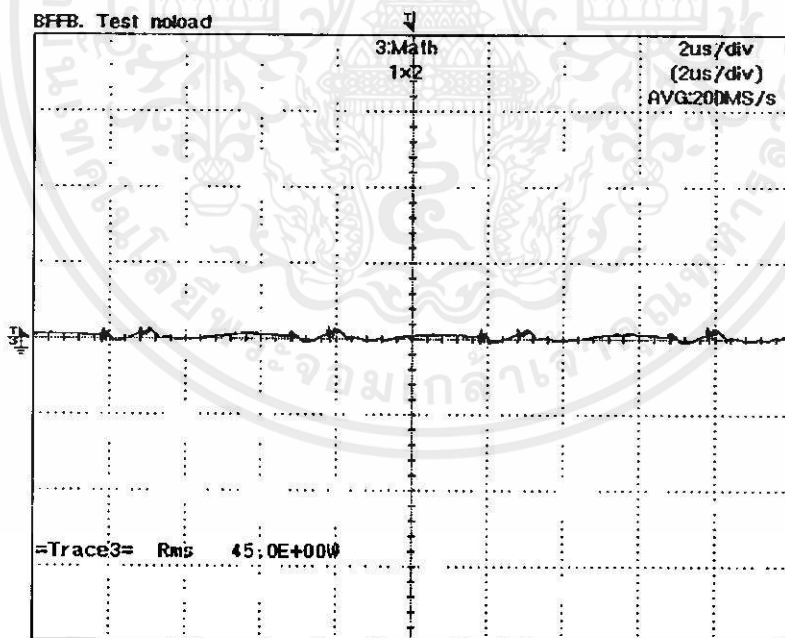


รูปที่ 5.17 แสดงรูปสัญญาณแรงดันขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจรฟลูอิดซ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะไม่มีภาระ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



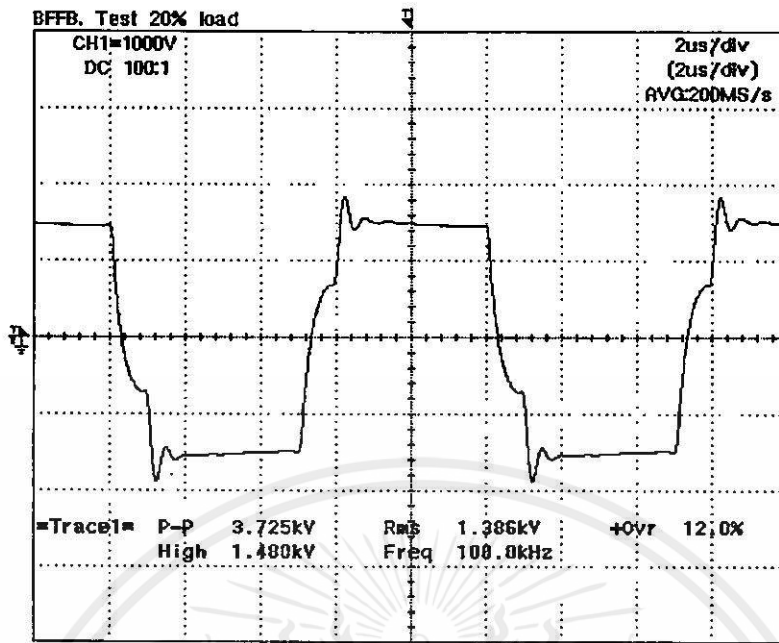
รูปที่ 5.18 แสดงรูปสัญญาณกระแสขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะไม่มีภาระ



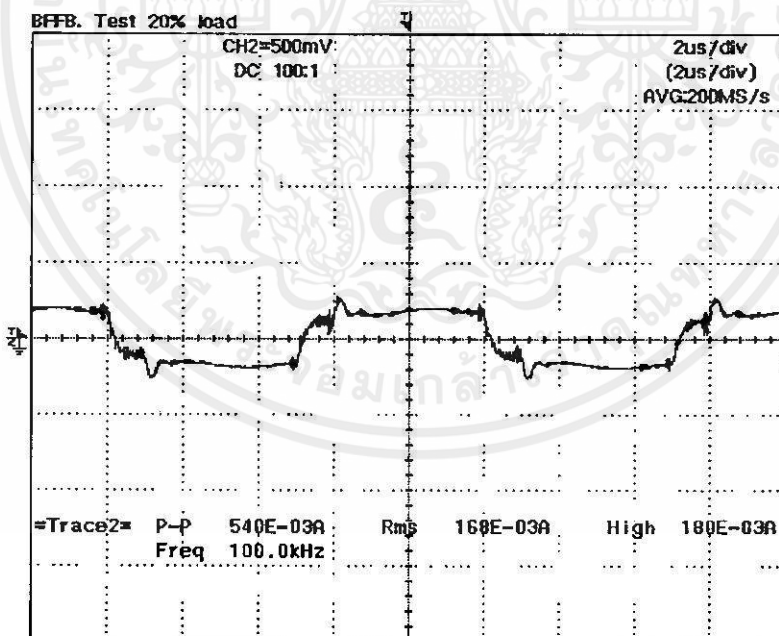
รูปที่ 5.19 แสดงรูปสัญญาณกำลังงานขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้

วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะไม่มีภาระ

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์การเรียงพิมพ์เพื่อการค้าเท่านั้น เมื่อผู้จัดทำหนังสือพิมพ์จะโฆษณาโดยการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

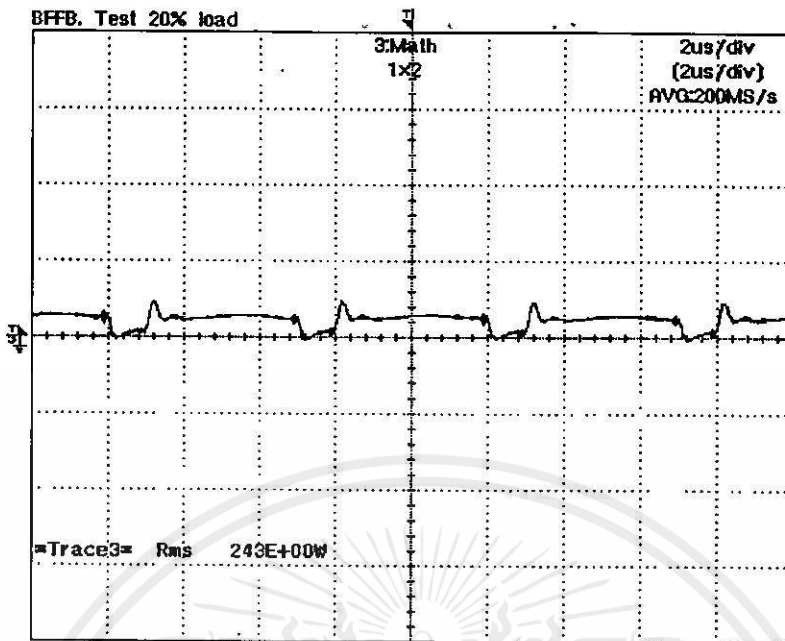


รูปที่ 5.20 แสดงรูปสัญญาณแรงดันขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิงแรงดันสูง โดยใช้วงจร
ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะมีภาระ 20 %

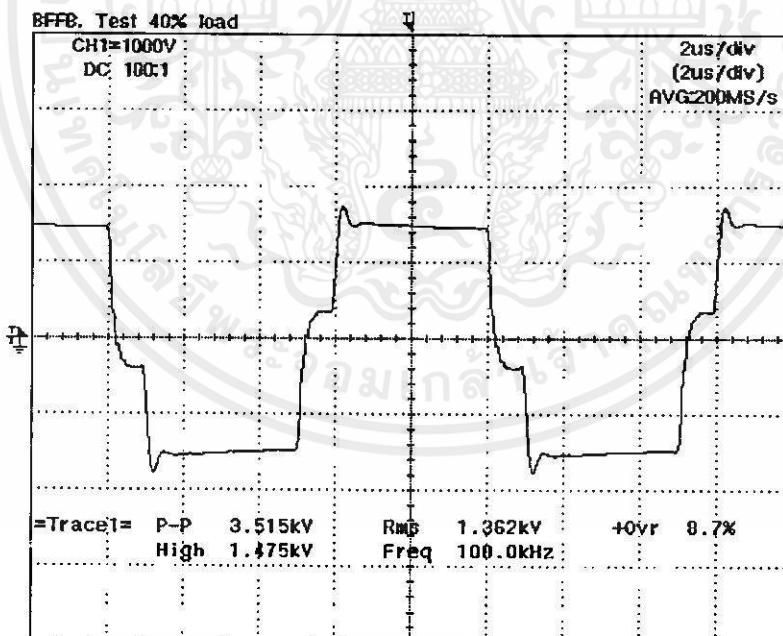


รูปที่ 5.21 แสดงรูปสัญญาณกระแสขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิงแรงดันสูง โดยใช้วงจร
ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะมีภาระ 20 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์การเชิงพาณิชย์เพื่อการค้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

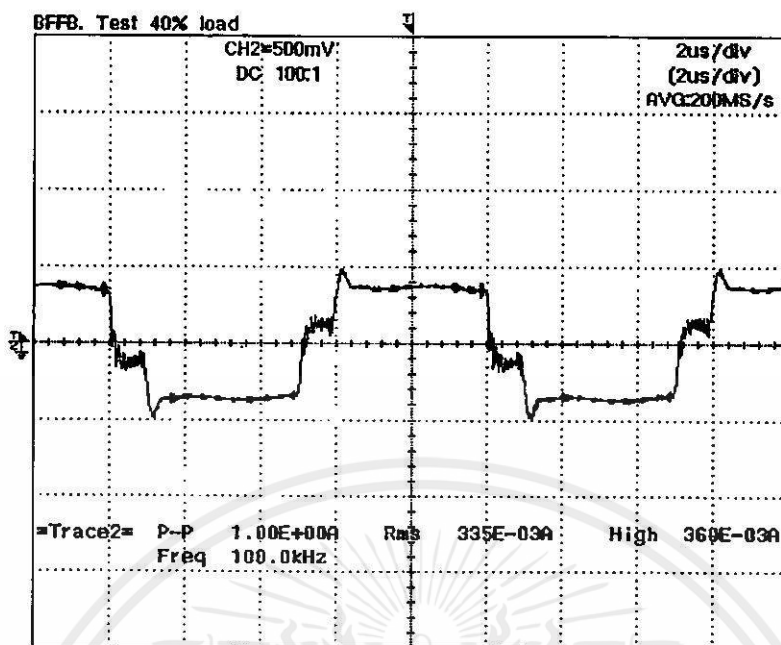


รูปที่ 5.22 แสดงรูปสัญญาณกำลังงานขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้ วงจรฟลูบริคัจอินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะมีภาระ 20 %

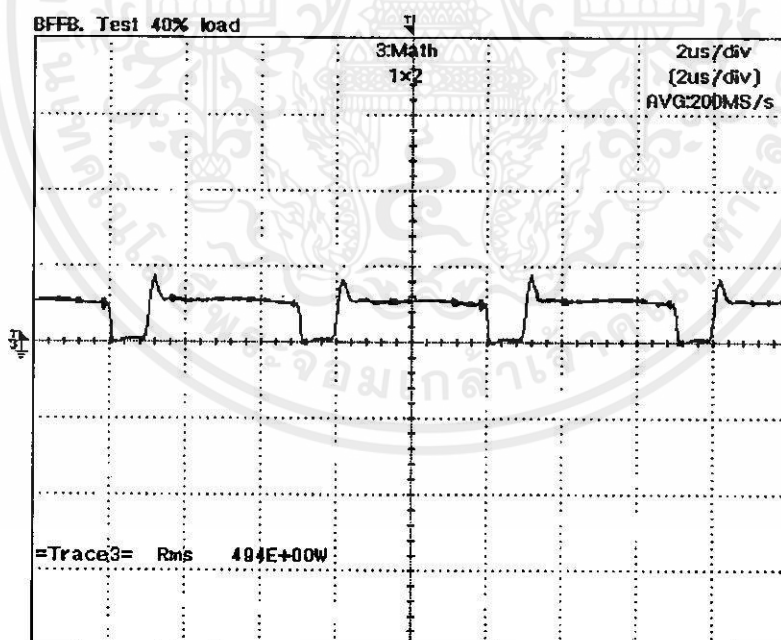


รูปที่ 5.23 แสดงรูปสัญญาณแรงดันขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร

ฟลูบริคัจอินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะมีภาระ 40 % ระเบียบข้อดำเนินการค้า
เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี หากมีการนำเอกสารนี้ไปใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

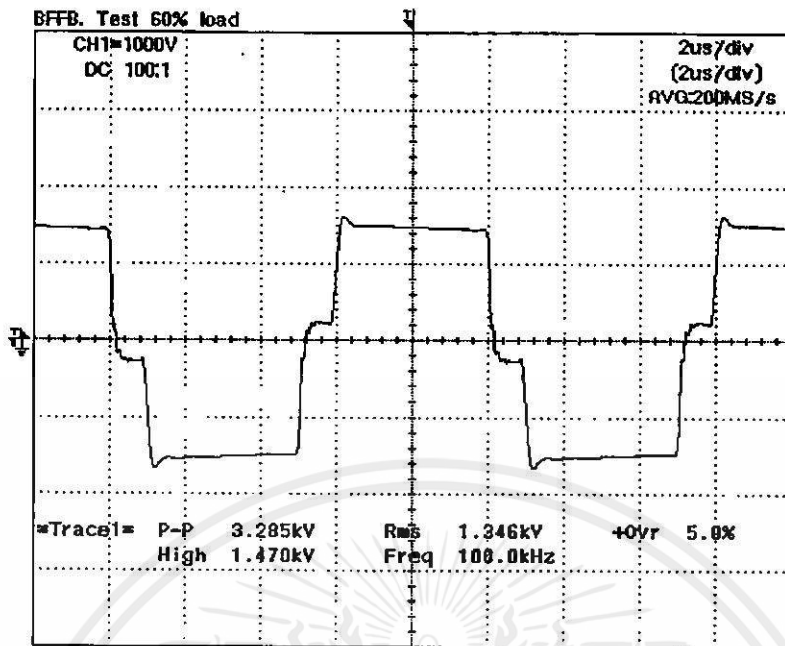


รูปที่ 5.24 แสดงรูปสัญญาณกระแสขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร
ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะมีภาระ 40 %

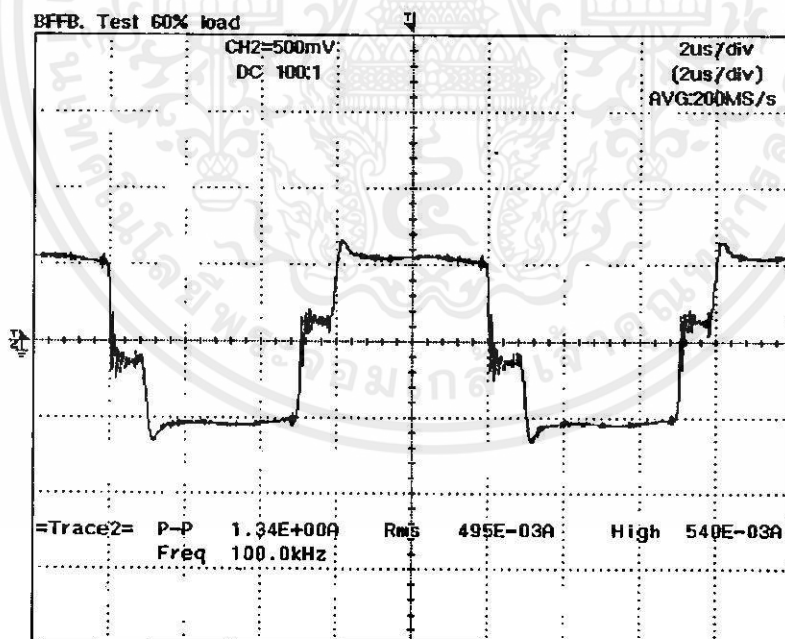


รูปที่ 5.25 แสดงรูปสัญญาณกำลังงานขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้

เอกสารนี้เป็นเอกสารงานวิจัยฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะมีภาระ 40 % ขันด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



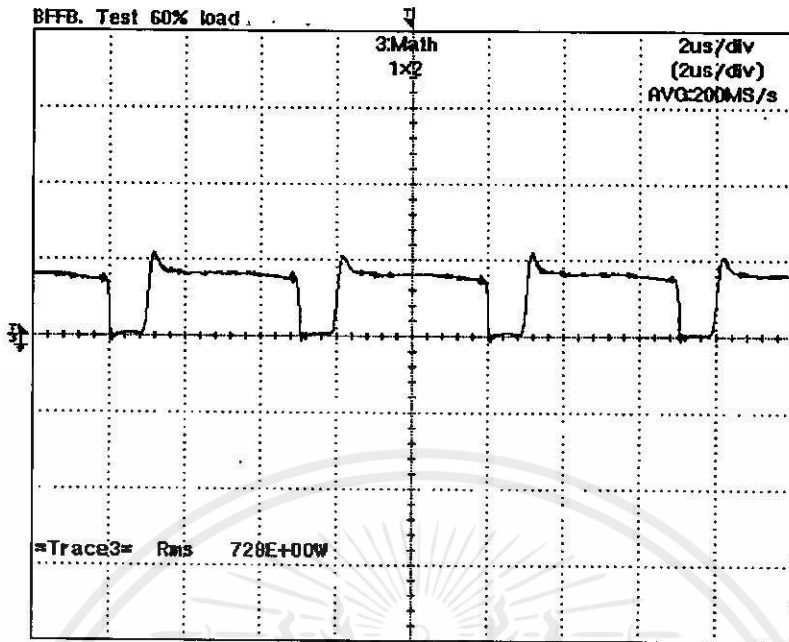
รูปที่ 5.26 แสดงรูปสัญญาณแรงดันขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร
ฟลูบริคอินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะมีภาระ 60 %



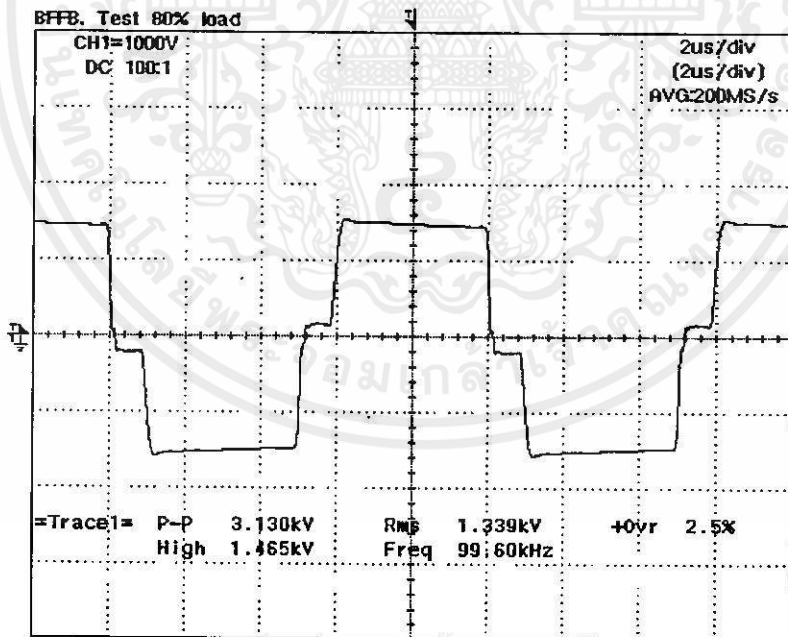
รูปที่ 5.27 แสดงรูปสัญญาณกระแสขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร

ฟลูบริคอินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะมีภาระ 60 % ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

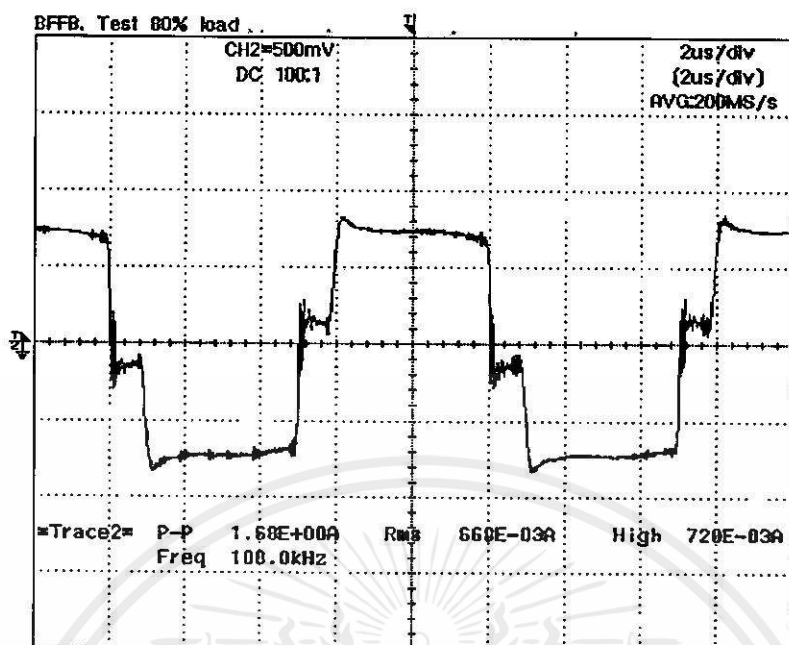


รูปที่ 5.28 แสดงรูปสัญญาณกำลังงานขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้ วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะมีภาระ 60 %

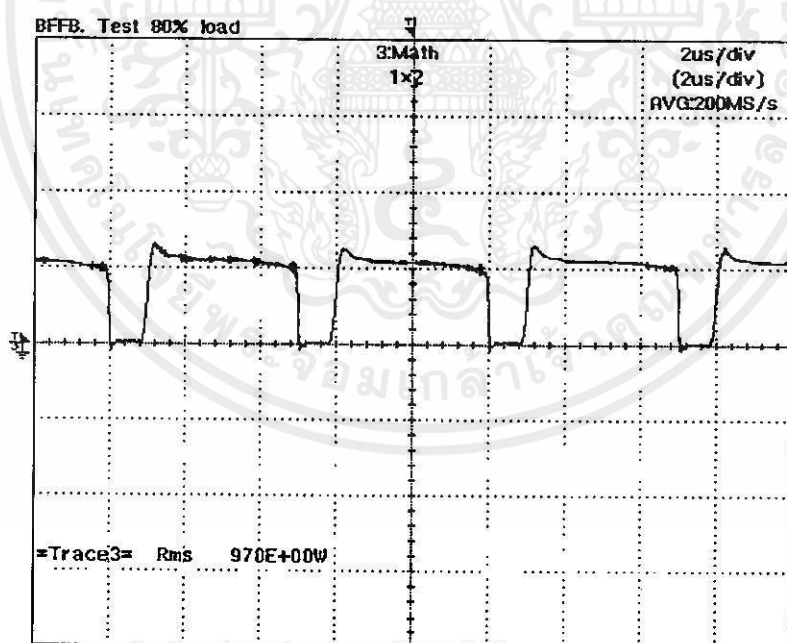


รูปที่ 5.29 แสดงรูปสัญญาณแรงดันขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร

ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะมีภาระ 80 % ระเบียบด้านการค้า
ไม่ว่าการณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



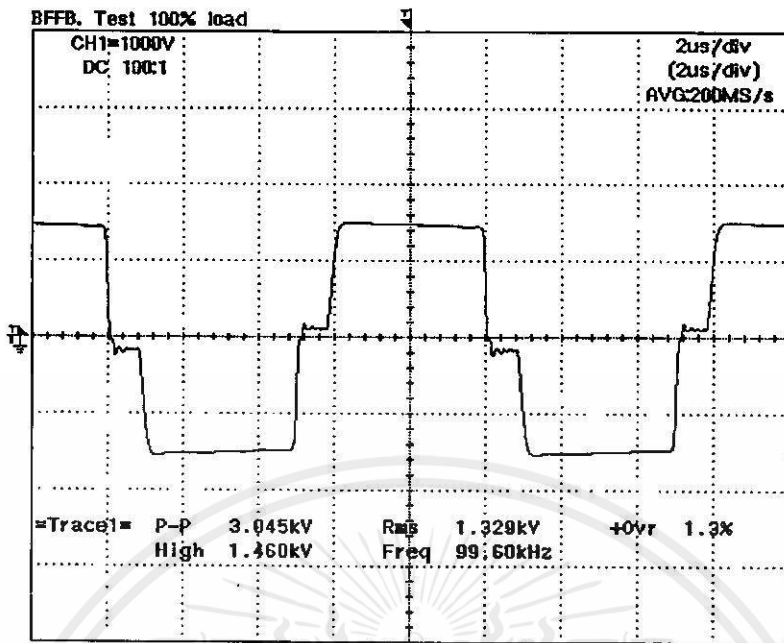
รูปที่ 5.30 แสดงรูปสัญญาณกระแสขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ชิ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร
ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะมีภาระ 80 %



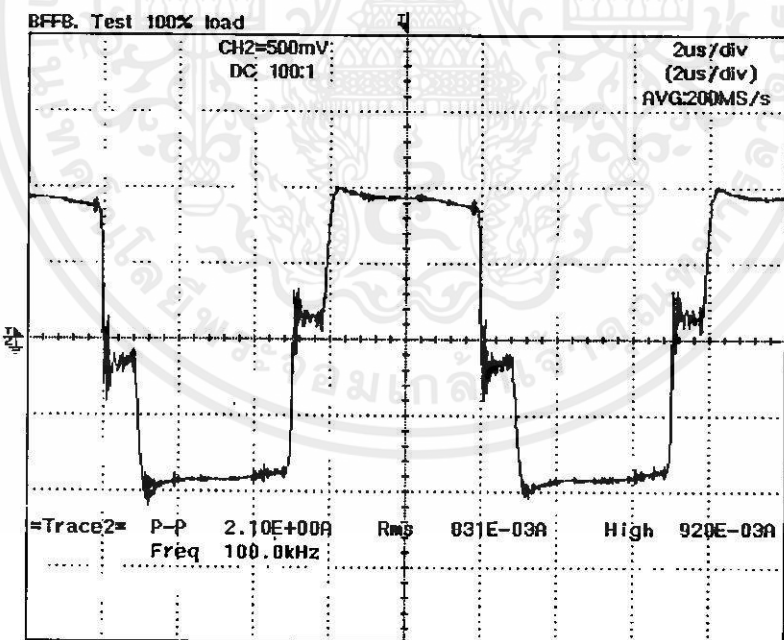
รูปที่ 5.31 แสดงรูปสัญญาณกำลังงานขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ชิ่งแรงดันสูง โดยใช้

วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะมีภาระ 80 % ชนิดการกำ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



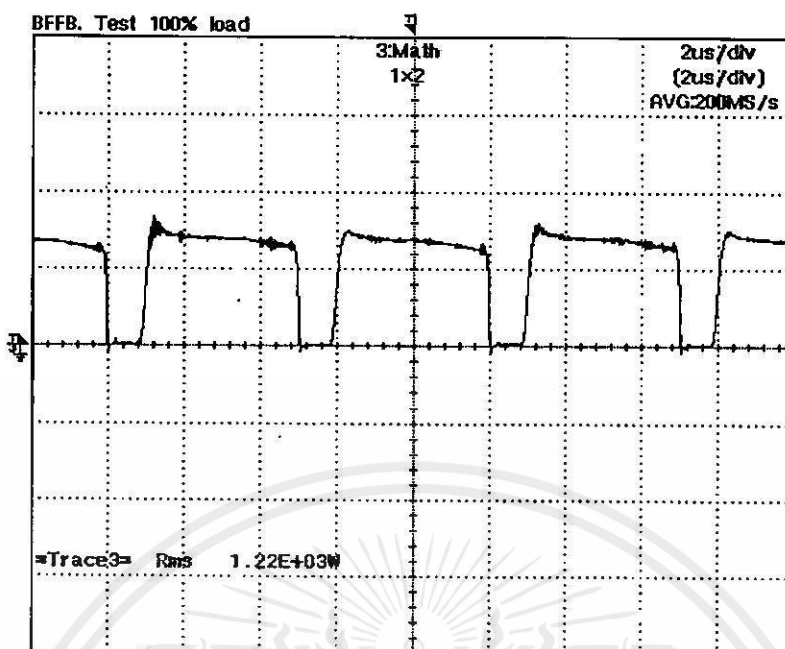
รูปที่ 5.32 แสดงรูปสัญญาณแรงดันขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร
ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะมีภาระ 100 %



รูปที่ 5.33 แสดงรูปสัญญาณกระแสขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร

ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะมีภาระ 100 % โชนด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



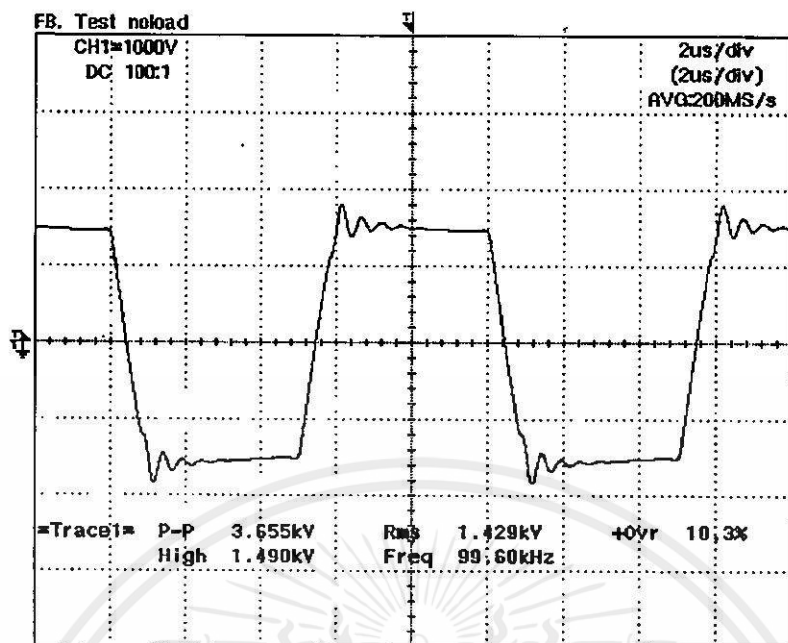
รูปที่ 5.34 แสดงรูปสัญญาณกำลังงานขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูง โดยใช้ วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ขณะมีภาระ 100 %

จากผลของการทดสอบเราจะพบว่า เมื่อเราเพิ่มขนาดของภาระให้มีค่ามากขึ้น วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ทำการทดสอบจะมีการลดลงของแรงดันขาออกน้อย โดยสังเกตจากรูปสัญญาณของแรงดันขาออกที่ทำการทดสอบที่ขนาดภาระต่างๆ ดังนั้นเราจึงกล่าวได้ว่า วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์สามารถที่จะคงค่าแรงดันขาออกเอาไว้ได้ในทุกขนาดของภาระที่กำหนด

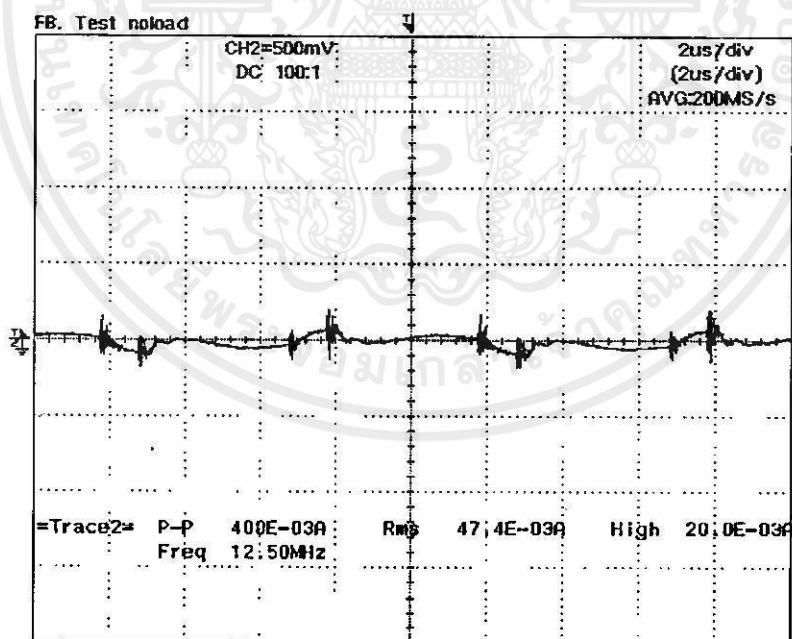
5.4 การทดสอบวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป

การทดสอบวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปนั้น เราจะทำการทดสอบเพื่อเปรียบเทียบกับวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ โดยยังคงใช้หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมเป็นหม้อแปลงกำลัง ในการทดสอบนั้นจะกระทำที่สภาวะเดียวกันกับการทดสอบวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ มีผลของการทดสอบดังนี้

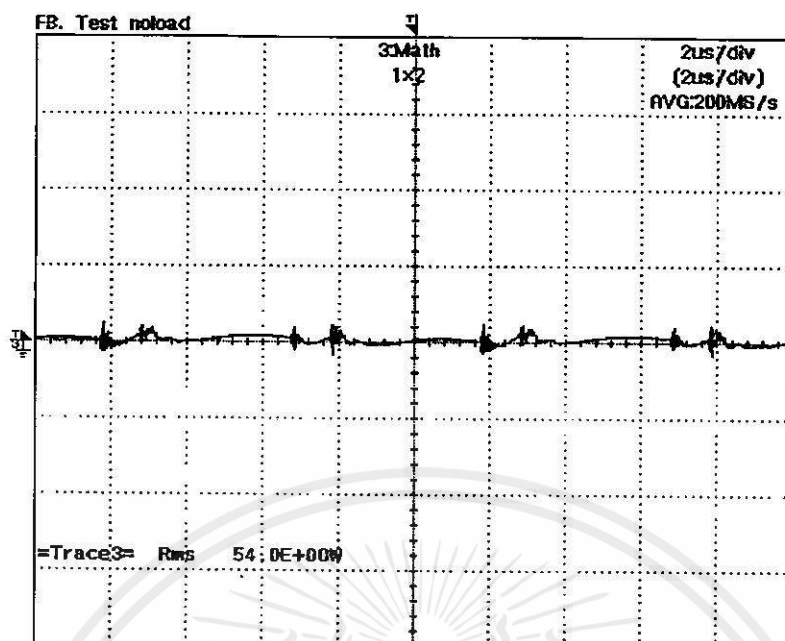
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



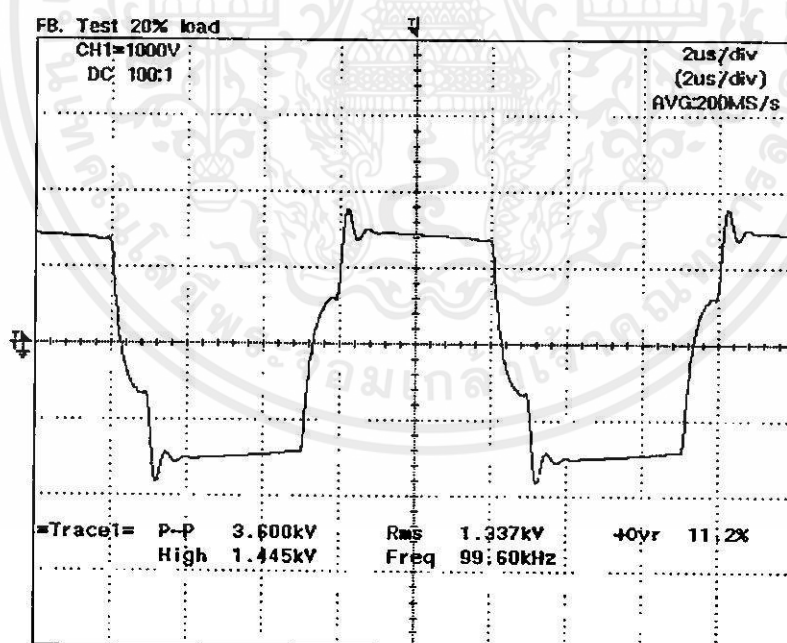
รูปที่ 5.35 แสดงรูปสัญญาณแรงดันขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะไม่มีภาระ



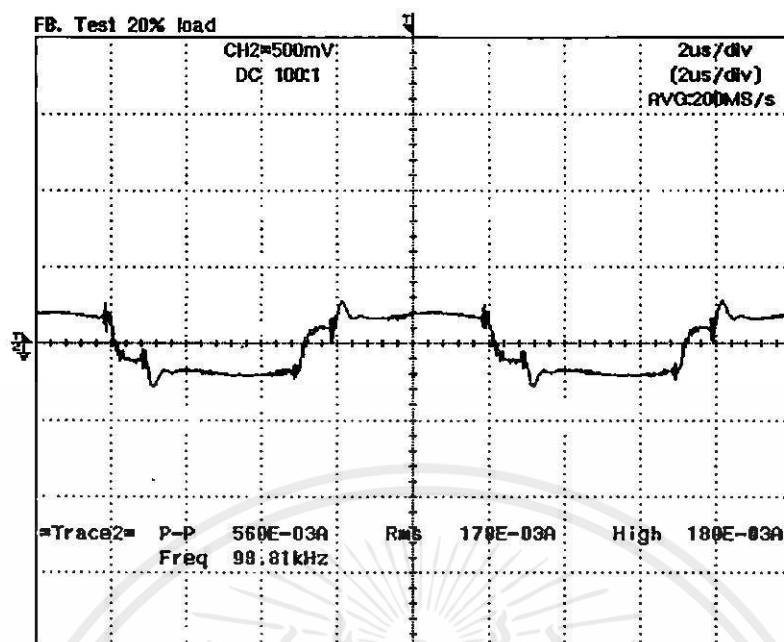
รูปที่ 5.36 แสดงรูปสัญญาณกระแสขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจรเอกสารนี้เป็นเอกสารฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะไม่มีภาระนั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



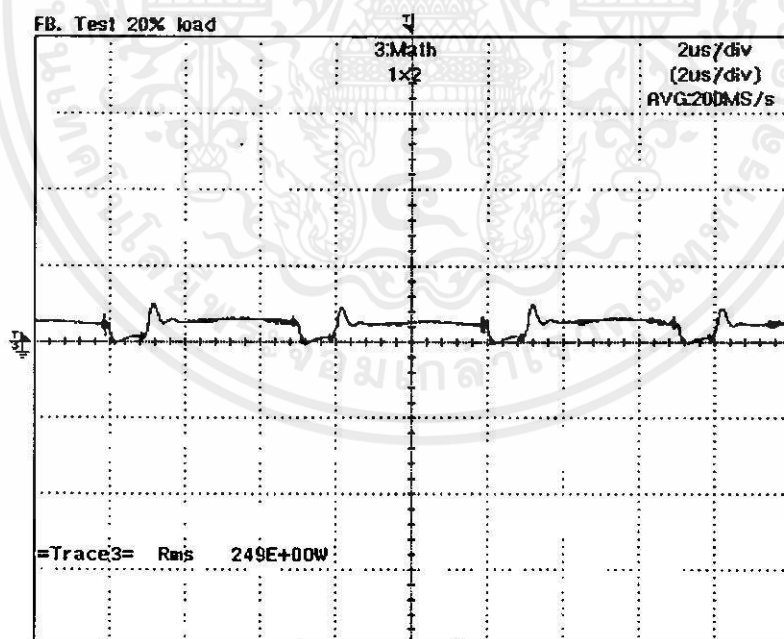
รูปที่ 5.37 แสดงรูปสัญญาณกำลังงานขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูง โดยใช้ วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะไม่มีภาระ



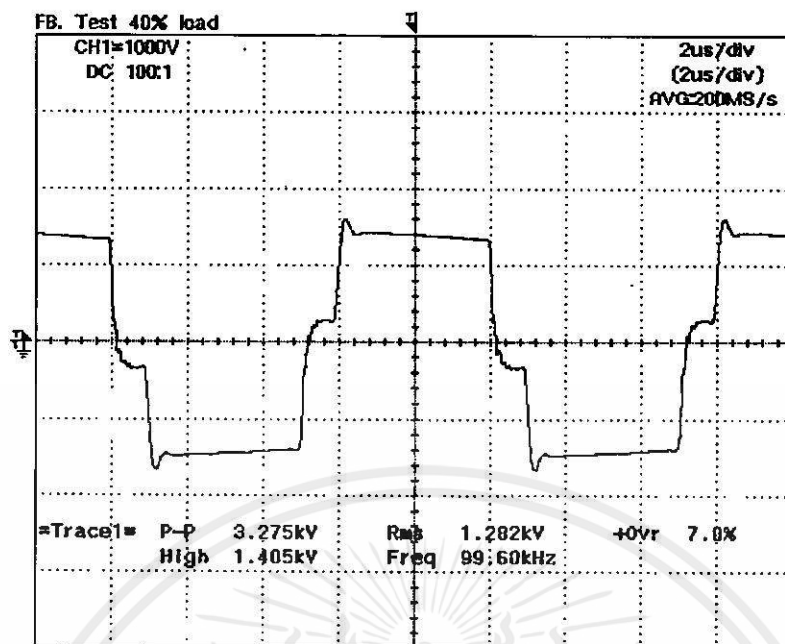
รูปที่ 5.38 แสดงรูปสัญญาณแรงดันขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร เอกสารนี้เป็นเอกสาร ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะมีภาระ 20% ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



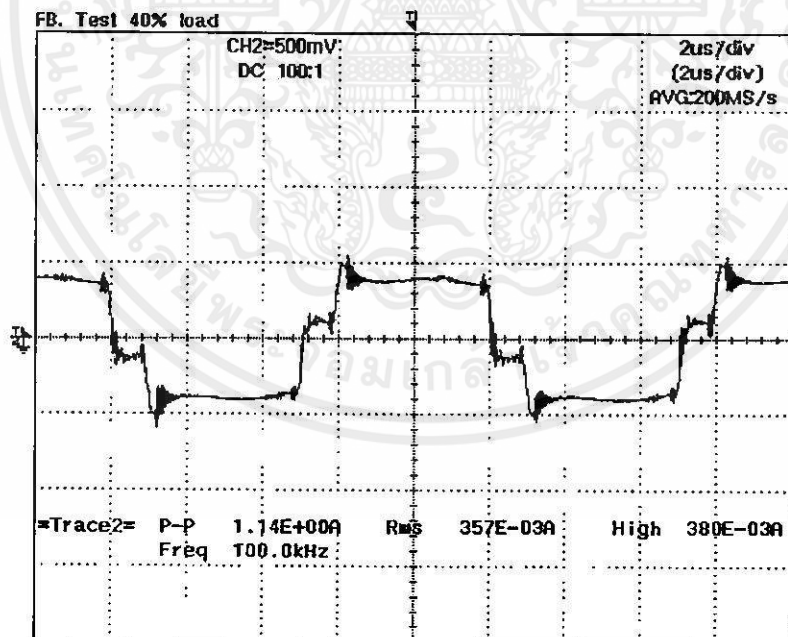
รูปที่ 5.39 แสดงรูปสัญญาณกระแสขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจรฟลูบริคอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะมีภาระ 20 %



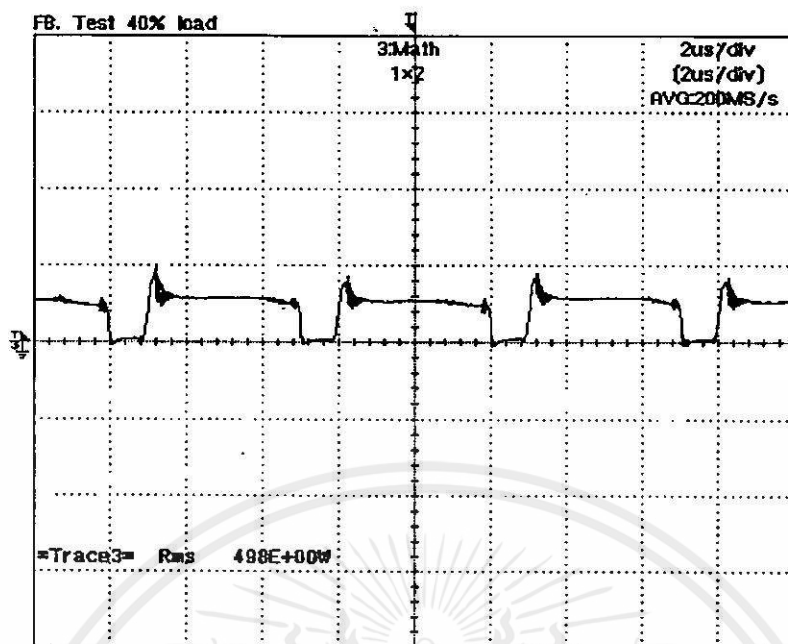
รูปที่ 5.40 แสดงรูปสัญญาณกำลังงานขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้เอกสารนี้เป็นเอกสาร วงจรฟลูบริคอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะมีภาระ 20 % ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



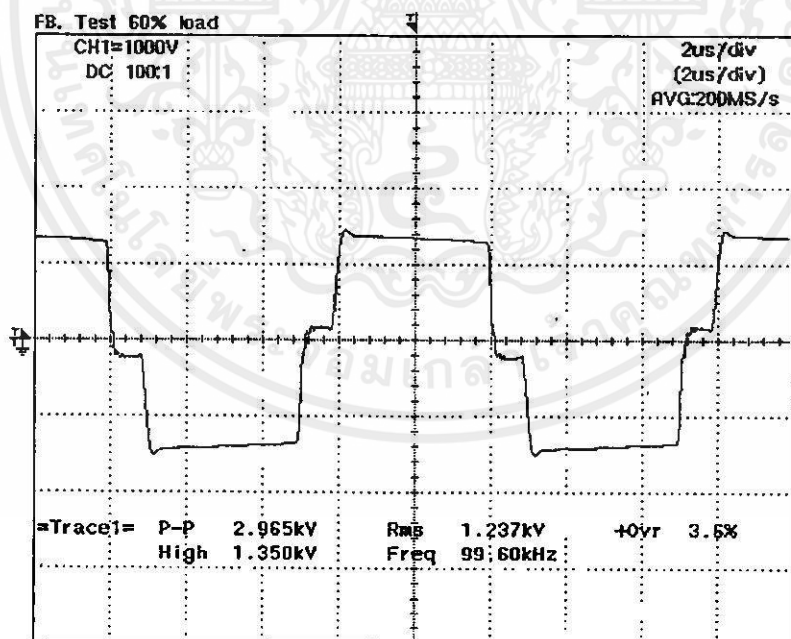
รูปที่ 5.41 แสดงรูปสัญญาณแรงดันขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร
ฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะมีภาระ 40 %



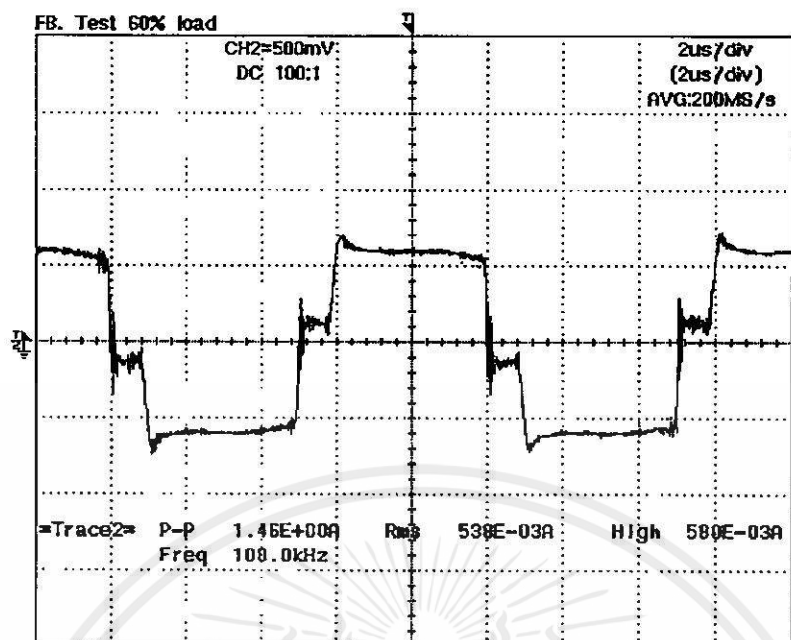
รูปที่ 5.42 แสดงรูปสัญญาณกระแสขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร
เอกสารนี้เป็นเอกสารฟลูบรีดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะมีภาระ 40 % ไม่นอนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



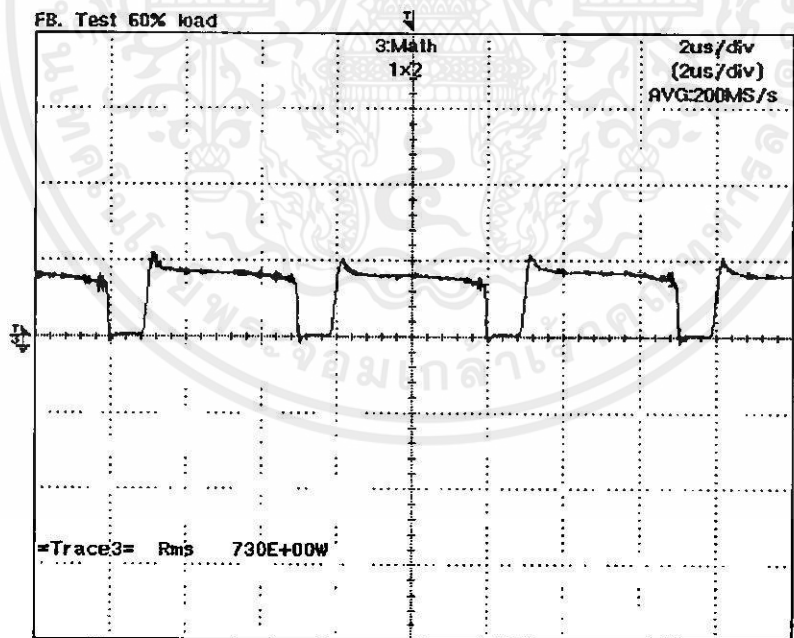
รูปที่ 5.43 แสดงรูปสัญญาณกำลังงานขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้ วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะมีภาระ 40 %



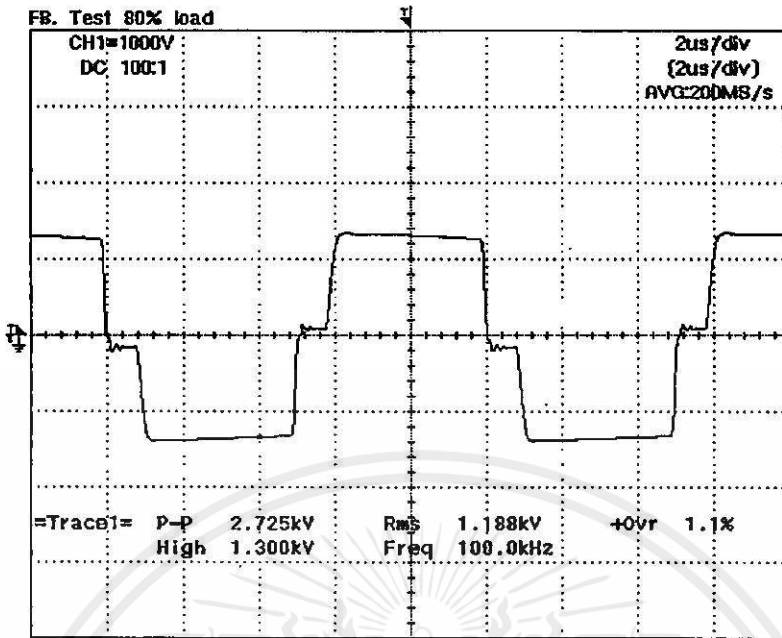
รูปที่ 5.44 แสดงรูปสัญญาณแรงดันขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร เอกสารนี้เป็นเอกสารฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะมีภาระ 60 % ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



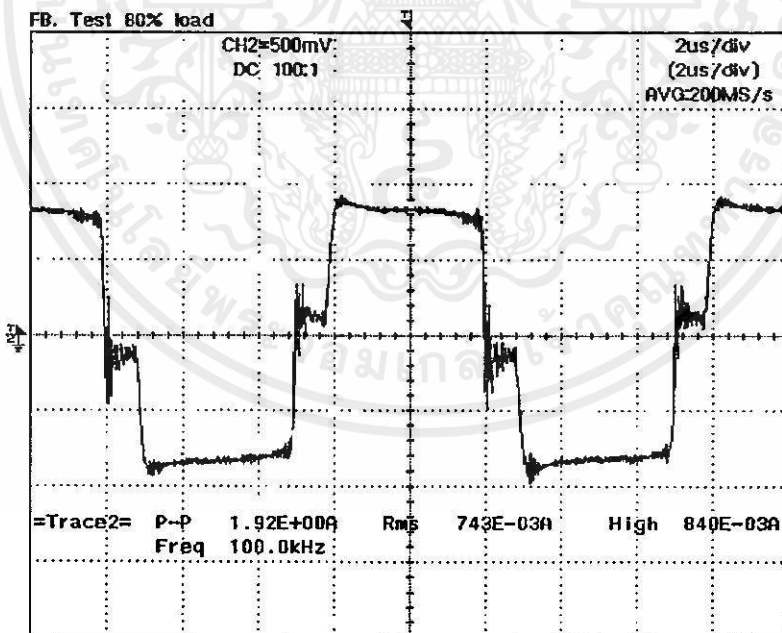
รูปที่ 5.45 แสดงรูปสัญญาณกระแสขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร
ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะมีภาระ 60 %



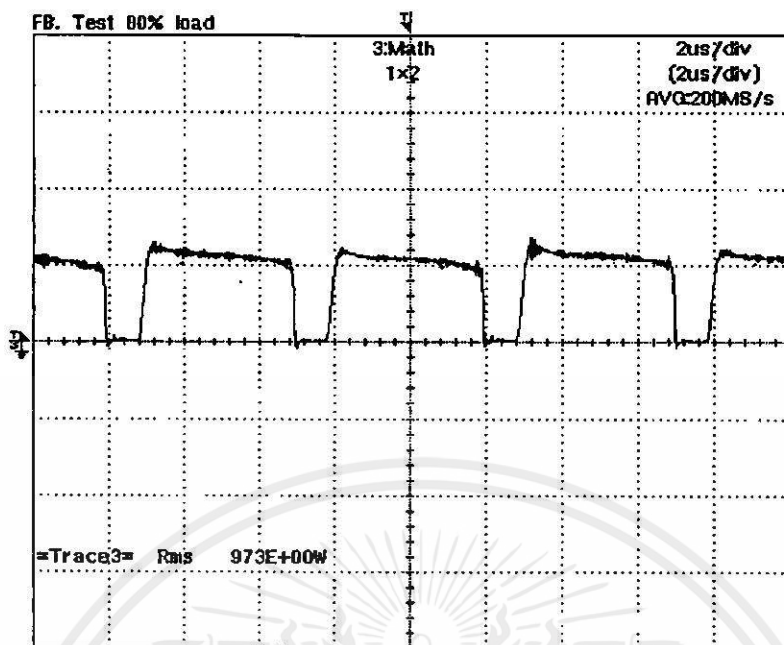
รูปที่ 5.46 แสดงรูปสัญญาณกำลังงานขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซิ่งแรงดันสูง โดยใช้
เอกสารนี้เป็นเอกสาร วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะมีภาระ 60 % ญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



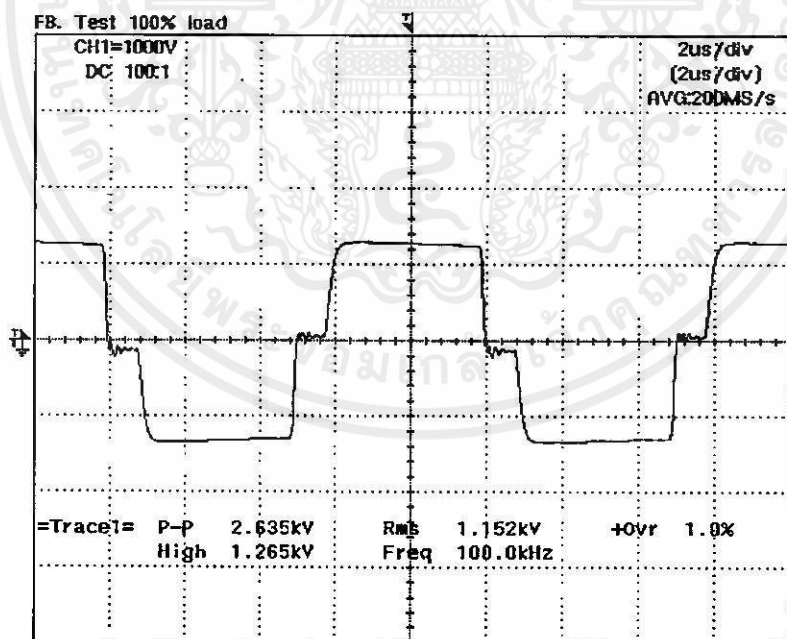
รูปที่ 5.47 แสดงรูปสัญญาณแรงดันขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร
ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะมีภาระ 80 %



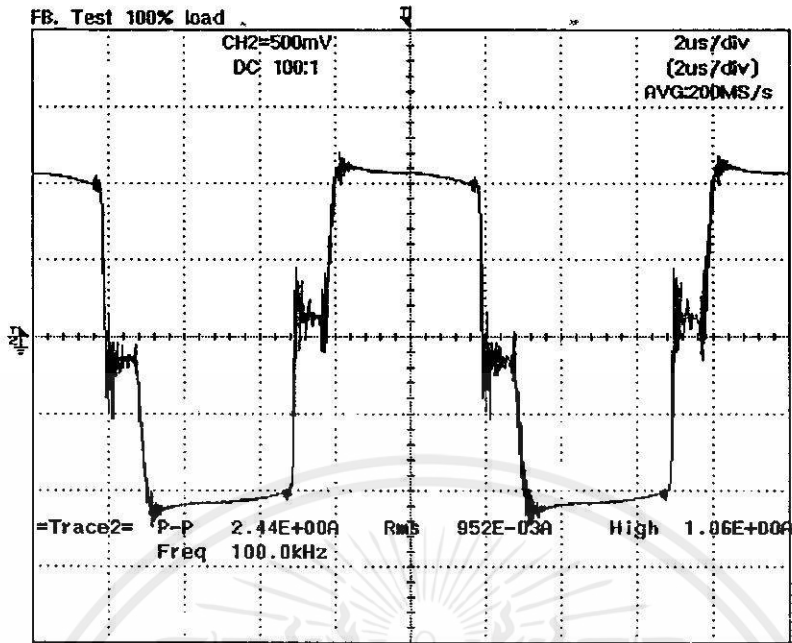
รูปที่ 5.48 แสดงรูปสัญญาณกระแสขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร
เอกสารนี้เป็นเอกสารฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะมีภาระ 80 % ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



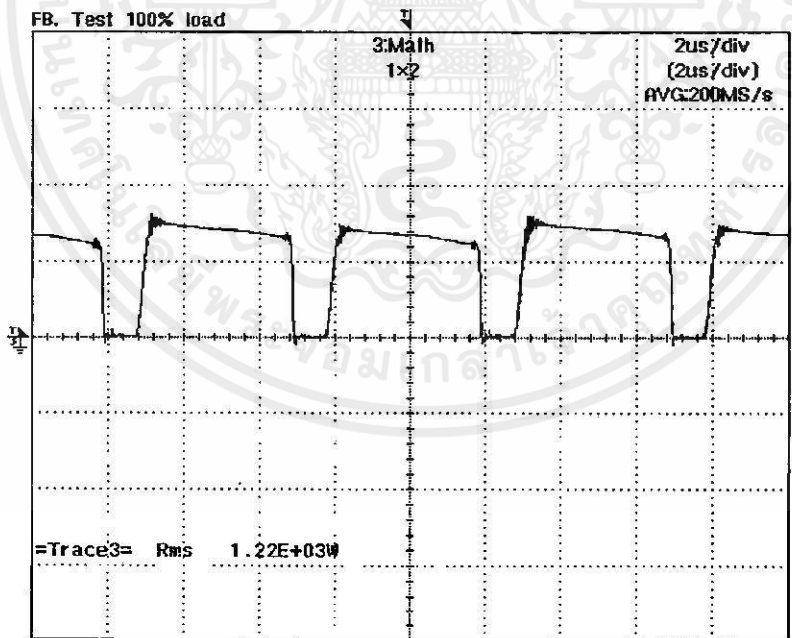
รูปที่ 5.49 แสดงรูปสัญญาณกำลังงานขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้ วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะมีภาระ 80 %



รูปที่ 5.50 แสดงรูปสัญญาณแรงดันขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร เอกสารนี้เป็นเอกสาร ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะมีภาระ 100 % อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.51 แสดงรูปสัญญาณกระแสขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจร
ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะมีภาระ 100 %



รูปที่ 5.52 แสดงรูปสัญญาณกำลังงานขาออกของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิทซ์ซึ่งแรงดันสูง โดยใช้
เอกสารนี้เป็นเอกสารอ้างอิงของงานวิจัยฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ขณะมีภาระ 100 % งานวิจัยนี้มุ่งเน้นไปที่การนำเอาไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากผลของการทดสอบวงจรฟลูออริคอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป เราจะพบว่า เมื่อเราเพิ่มขนาดของภาระให้มีค่ามากขึ้นวงจรฟลูออริคอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป จะมีการลดลงของค่าแรงดันขาออกสูง โดยสังเกตได้จากรูปสัญญาณที่ทำการทดสอบที่ขนาดภาระต่างๆ ซึ่งเมื่อเรานำไปเทียบกับวงจรฟลูออริคอินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ขนาดของภาระที่เท่ากันแล้ว เราจะสังเกตเห็นได้ชัดว่าค่าแรงดันขาออกของวงจรฟลูออริคอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปจะมีค่าลดลงอย่างมาก เมื่อเทียบกับวงจรฟลูออริคอินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์

5.5 ผลลัพธ์จากการทดสอบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูง

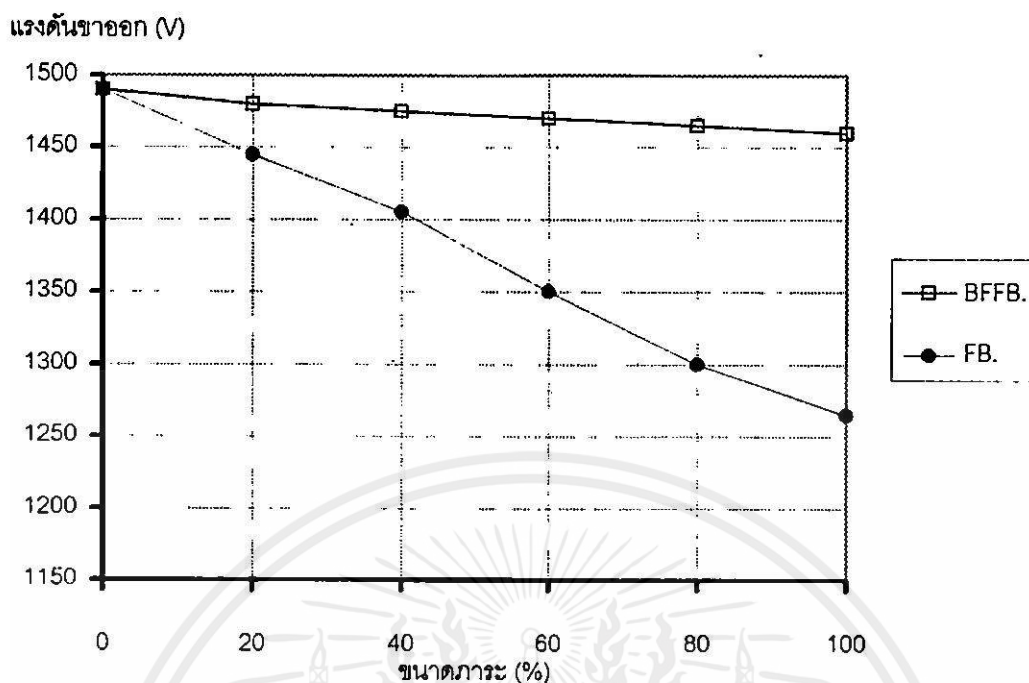
ในหัวข้อนี้จะแสดงถึงผลที่ทำการวัดได้จากการทดสอบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูงที่ทำการออกแบบสร้างในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ซึ่งมีผลดังนี้

ตารางที่ 5.1 ผลลัพธ์จากการทดสอบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจรฟลูออริคอินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์

ภาระ (%)	แรงดันขาออก (V_{HIGH})	Regulation (%)	Efficiency (%)	อุณหภูมิแกน ($^{\circ}C$)	อุณหภูมิหลอด ($^{\circ}C$)
0	1490	0.00	0.00	35	35
20	1480	0.67	72.1	38	39
40	1475	1.01	77.9	42	44
60	1470	1.36	81.2	47	51
80	1465	1.70	82.7	53	58
100	1460	2.05	84.3	62	65

ตารางที่ 5.2 ผลลัพธ์จากการทดสอบแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูง โดยใช้วงจรฟลูออริคอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป

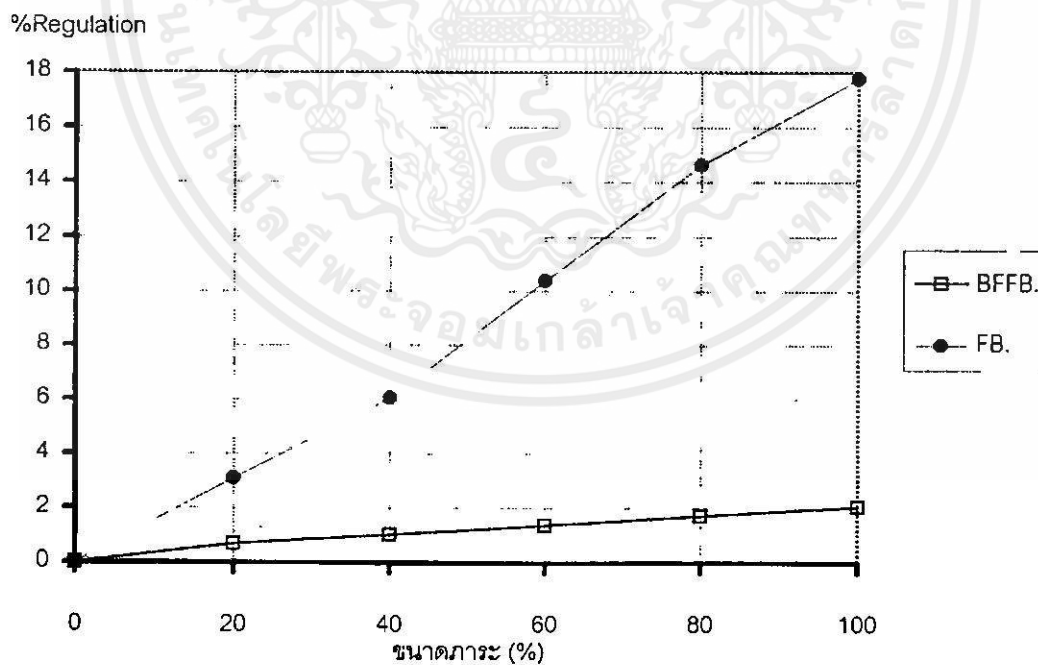
ภาระ (%)	แรงดันขาออก (V_{HIGH})	Regulation (%)	Efficiency (%)	อุณหภูมิแกน ($^{\circ}C$)	อุณหภูมิหลอด ($^{\circ}C$)
0	1490	0.00	0.00	34	34
20	1445	3.11	69.6	36	37
40	1405	6.05	79.0	45	47
60	1350	10.37	83.2	49	53
80	1300	14.61	84.6	55	60
100	1265	17.78	86.7	66	68



รูปที่ 5.53 กราฟแสดงแรงดันขาออกของวงจรอินเวอร์เตอร์

BFFB. คือ แรงดันขาออกของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์

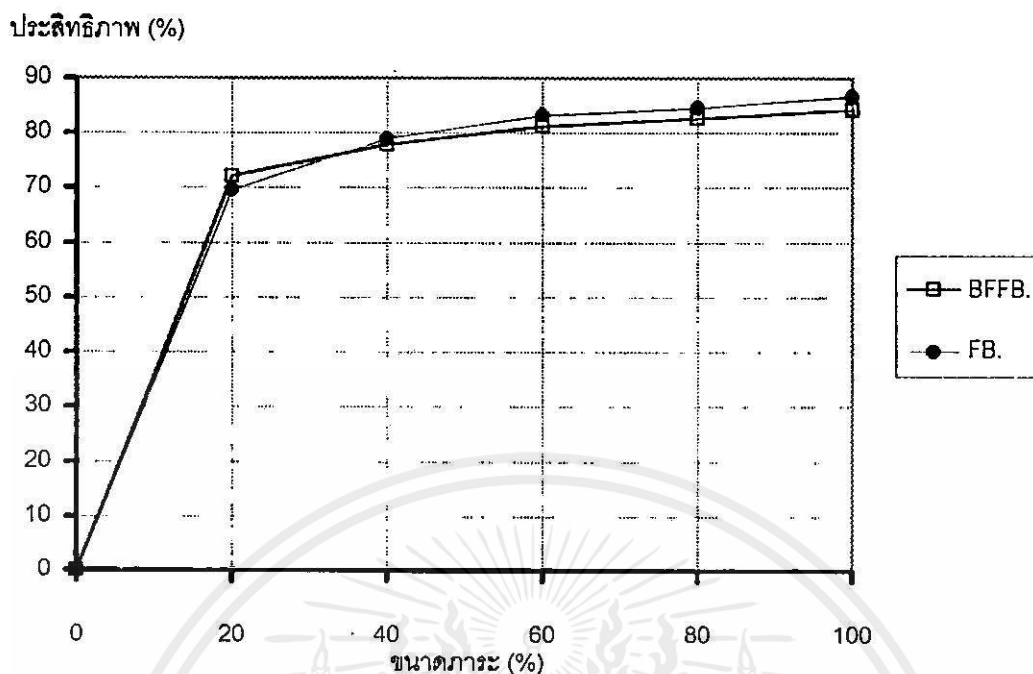
FB. คือ แรงดันขาออกของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป



รูปที่ 5.54 กราฟแสดง %Regulation ของวงจรอินเวอร์เตอร์

BFFB. คือ %Regulation ของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์

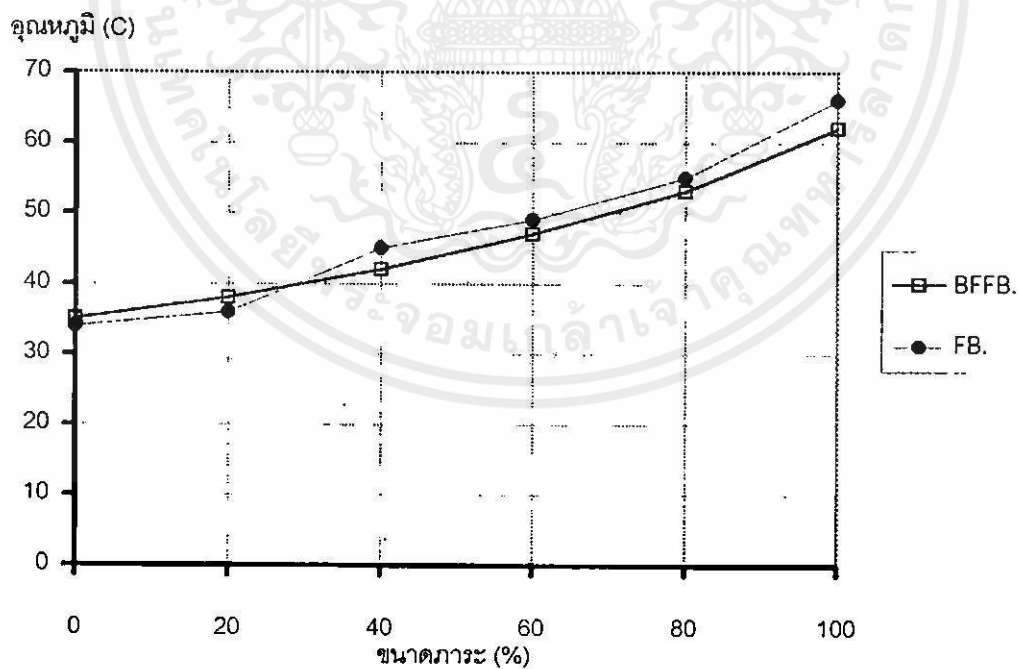
FB. คือ %Regulation ของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป



รูปที่ 5.55 กราฟแสดงประสิทธิภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์

BFFB. คือ ประสิทธิภาพของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์

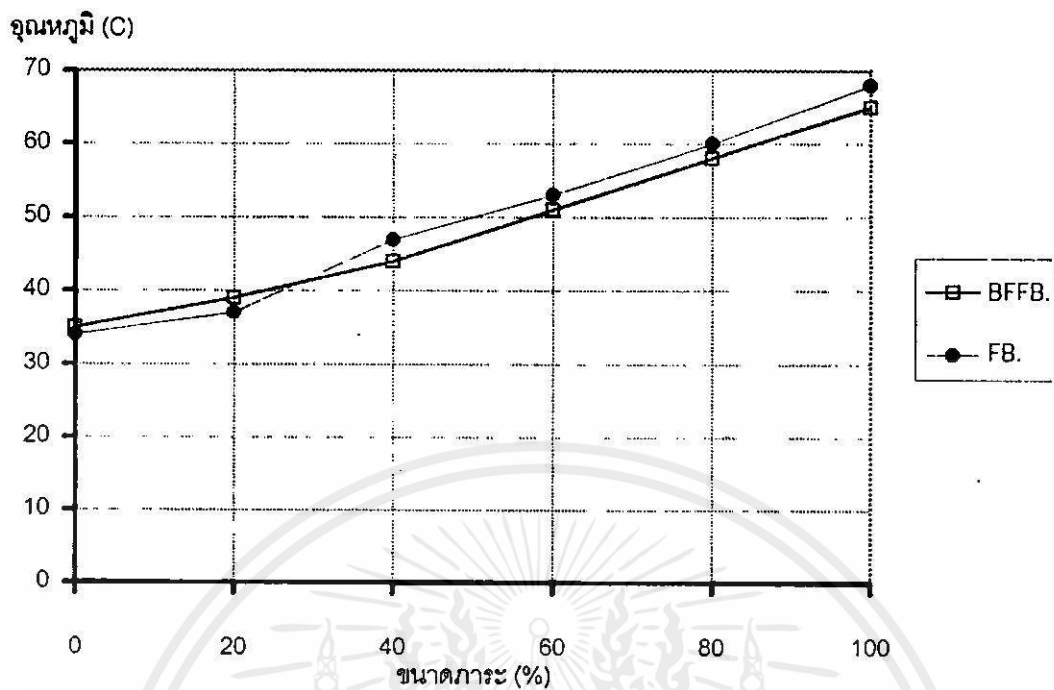
FB. คือ ประสิทธิภาพของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป



รูปที่ 5.56 กราฟแสดงอุณหภูมิของแกนหม้อแปลงกำลังของวงจรอินเวอร์เตอร์

BFFB. คือ อุณหภูมิหม้อแปลงของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์

FB. คือ อุณหภูมิหม้อแปลงของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป



รูปที่ 5.57 กราฟแสดงอุณหภูมิขดลวดของหม้อแปลงกำลังของวงจรอินเวอร์เตอร์

BFFB. คือ อุณหภูมิขดลวดของวงจรฟลูบริคอินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์

FB. คือ อุณหภูมิขดลวดของวงจรฟลูบริคอินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป

บทที่ 6

สรุปผลงานวิจัย วิจัยและเสนอแนะ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ทำการออกแบบสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูงขนาด พิกัดแรงดันขาออก 3,000 โวลต์ขดถึงขด, ขนาดพิกัดกระแสขาออก 2.5 แอมป์ขดถึงขด, อัตรา กำลัง 1200 วัตต์อาร์เอ็มเอส และทำงานที่ความถี่สูง 100 กิโลเฮิร์ตซ์ โดยใช้หม้อแปลงกำลังความถี่ สูงแบบแกนร่วมที่มีใช้ในวงจรขยายกำลังความถี่วิทยุ มาทำการออกแบบร่วมกับ วงจรฟลูบริดจ์ อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ เพื่อทำการคงค่าขดของแรงดันกระแสสลับ แรงดันสูงความถี่สูงขาออก การใช้หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมที่มีใช้ในวงจรขยาย กำลังความถี่วิทยุมาเป็นรูปแบบในการสร้างหม้อแปลงกำลังของ วงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซึ่ง แรงดันสูง จากผลการทดสอบเราพบว่า หม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมที่ออกแบบสร้างขึ้น นี้ สามารถที่จะจ่ายกำลังงานให้กับภาระค่าสูงได้ และเรายังพบข้อดีอีกข้อหนึ่งที่เราเห็นได้ชัดนั่นคือ ค่าของเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล และค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลจะมีค่าน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับรูป แบบของหม้อแปลงกำลังที่มีการจัดพันขดลวดแบบอื่นๆ โดยสังเกตจากรูปของผลการทดลองใน รูปที่ 5.1 ถึง รูปที่ 5.3 โดยวงจรที่ใช้ในการทดสอบเป็นวงจรเดียวกันทั้งหมด ซึ่งก็คือวงจร ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ โดยที่วงจรในการทดสอบจะไม่มี วงจรสับเบรคเข้ามาเกี่ยวข้อง ซึ่งจากรูปผลการทดสอบเราจะสังเกตได้ว่า ค่าแรงดันพุ่งที่เกิดขึ้น อันเนื่องมาจากค่าความเหนี่ยวนำรั่ว และค่าของเส้นแรงแม่เหล็กรั่วไหล ของหม้อแปลงกำลังความถี่ สูงแบบแกนร่วม จะมีค่าต่ำกว่าหม้อแปลงกำลังที่มีการจัดพันขดลวดแบบอื่นๆ อย่างมาก

สำหรับในการทดสอบการจ่ายกำลังงานให้กับภาระนั้นเราจะได้ข้อสรุปว่า วงจรแหล่งจ่าย กำลังไฟสวิตซ์ซึ่งแรงดันสูงที่ทำการออกแบบสร้างในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถที่จะจ่ายกำลัง งานให้กับภาระที่มีค่าสูงได้ โดยที่ค่าขดของแรงดันกระแสสลับแรงดันสูงความถี่สูงขาออก มีค่า เกือบจะคงที่ โดยพิจารณาผลการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 5.17 ถึง รูปที่ 5.34 โดยสังเกตจากรู ปสัญญาณของแรงดันกระแสสลับแรงดันสูงความถี่สูงขาออกจากการค่าต่ำ จนถึงภาระค่าสูง ทั้งนี้เป็นผลเนื่องมาจาก การใช้วงจรวงจرفลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ นั้นเอง

สำหรับการทดสอบวงจرفลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปนั้น เป็นการยืนยันสมมุติฐาน ของวงจرفลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ว่าสามารถที่จะคงค่าขดของ แรงดันกระแสสลับแรงดันสูงความถี่สูงขาออกเอาไว้ได้ที่ภาระค่าสูง ในรูปที่ 5.35 แสดงให้เห็นถึง ค่าแรงดันกระแสสลับแรงดันสูงความถี่สูงขาออกของ วงจرفลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ใน ขณะที่ไม่มีการะ และรูปที่ 5.38 ถึงรูปที่ 5.52 แสดงให้เห็นถึงค่าแรงดันกระแสสลับแรงดันสูงความ

ที่สูงขาออกของ วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป ในขณะที่มีภาระค่าต่ำ จนถึงภาระค่าสูง จากผลการทดสอบแสดงให้เห็นได้ว่า วงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป นั้นไม่สามารถที่จะทำการคงค่าขดของแรงดันกระแสลับแรงดันสูงความถี่สูงขาออกเอาไว้ได้ ค่าขดของแรงดันกระแสลับแรงดันสูงความถี่สูงขาออกจะลดลงตามการลดลงของแรงดันขาเข้าของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ แต่ในส่วนของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์นั้น ค่าของแรงดันขาเข้าของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์จะถูกทำการคงค่าแรงดันด้วยวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ทำให้แรงดันที่ป้อนให้กับวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ ซึ่งเป็นผลทำให้ค่าขดของแรงดันกระแสลับแรงดันสูงความถี่สูงขาออกจะมีค่าคงที่ด้วย และเป็นเหตุผลสำคัญที่ทำให้แหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูง ที่ทำการออกแบบสร้างในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้สามารถที่จะคงค่าขดของแรงดันกระแสลับแรงดันสูงความถี่สูงขาออกเอาไว้ได้ที่ภาระค่าสูง

แหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูงที่ทำการออกแบบสร้างในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ จากผลลัพธ์ของการทดสอบเราพบว่า ประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูงที่ค่าภาระสูงสุดจะอยู่ที่ 84.3 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งอยู่ในเกณฑ์ที่ดีว่ามีค่าสูง และในส่วนของหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วมนั้น เราพบว่าจะมีค่าของอุณหภูมิในการทำงานที่ค่าภาระสูงสุดอยู่ที่ประมาณ 65 องศาเซลเซียส ซึ่งเป็นอุณหภูมิที่อยู่ในพิสัยของฉนวนที่ใช้สร้างหม้อแปลงกำลังความถี่สูงแบบแกนร่วม

ในส่วนของข้อผิดพลาดนั้นอาจจะเกิดขึ้นได้ในส่วนของกระแสภาระ เนื่องจากภาระที่ใช้ในการทดสอบนั้นจะใช้น้ำเป็นภาระในการทดสอบ ซึ่งในระหว่างทำการทดสอบนั้นน้ำที่ใช้เป็นภาระจะร้อนและมีการระเหย ค่าต่างๆที่ได้อาจมีความคลาดเคลื่อนไปบ้างเล็กน้อย และอีกส่วนหนึ่ง ที่อาจเกิดข้อผิดพลาดได้นั้นก็คือ ในส่วนของ การทดสอบวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปนั้น จะใช้วาริแอกขนาดกำลังงาน 5 กิโลวัตต์ จ่ายให้กับวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป การใช้วาริแอกเป็นแหล่งจ่ายกำลังให้กับวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปนั้น มีผลทำให้ค่าขดของแรงดันกระแสลับแรงดันสูงความถี่สูงขาออกมีค่าคลาดเคลื่อนกว่าที่ควรจะเป็นที่ภาระค่าสูง แต่อย่างไรก็ตามการทดสอบในส่วนของวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไปนั้น เป็นการทดสอบเทียบเคียงเพื่อให้เห็นความแตกต่างระหว่างวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์โดยทั่วไป และวงจรฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันด้วยบัคคอนเวอร์เตอร์ ที่เราได้ทำการออกแบบสร้างขึ้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

เมื่อพิจารณาจากผลการทดสอบของแหล่งจ่ายกำลังไฟสวิตซ์ซิ่งแรงดันสูง ที่ทำการออกแบบสร้างในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เมื่อพิจารณาถึงผลดีต่างๆที่เกิดขึ้น เราพบว่า ถ้าเราสามารถที่จะพัฒนาให้ค่าของแรงดันกระแสลับแรงดันสูงขาออกมีค่าสูงขึ้นไปกว่านี้ ก็จะเป็นการนำไปสู่การพัฒนาเครื่องมือทดสอบในงานวิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูง เช่น เครื่องมือทดสอบฉนวนแรงดันสูงความถี่สูง, เครื่องมือทดสอบทางด้านกระแสลับแรงดันสูงความถี่สูง รวมถึงการพัฒนาแหล่งจ่ายกำลัง

สำหรับประยุกต์ใช้ในงานวิศวกรรมไฟฟ้าแรงสูง เช่น แหล่งจ่ายกำลังให้หลอดรังสีต่างๆ, แหล่งจ่ายกำลังในเครื่องเร่งอนุภาค และแหล่งจ่ายกำลังในภาคขยายกำลังในระบบสื่อสาร ให้มีประสิทธิภาพสูงขึ้น, มีขนาดเล็กลง และที่สำคัญสามารถที่จะทำให้มีราคาต่ำลงได้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] Saleh M. Sbenaty and Carl A. Ventrice, "High Voltage DC Shifted RF Switch-Mode Power Supply System Design for Gas-Lasers Excitation," IEEE APEC 1991, pp. 173-177
- [2] M.F. "Doug" Demaw, "Ferromagnetic-Core Design & Application Handbook," Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs., 1981
- [3] Abraham I. Pressman, "Switching Power Supply Design," McGraw-Hill, Inc., 1991
- [4] สุวัฒน์ ดัน, "เทคนิคและการออกแบบ สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย," บริษัท เอนเทลไทย จำกัด พิมพ์ครั้งที่1, มกราคม 2537
- [5] GEORGE CHRYSISS, "High-Frequency Switching Power Supply : Theory and Design," McGraw-Hill Book Company, 1989
- [6] สมบูรณ์ มลานนท์, สมคิด วิวิทย์ประสิทธิ์ชัย, "แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง," สำนักพิมพ์พิสิทธ์เซ็นเตอร์
- [7] วิโรจน์ แซ่โจว, "หีบมอสเฟตมาใช้งาน ตอนที่4 : การขับมอสเฟตกำลัง," วสารเคมีคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์, ฉบับที่ 140, กรกฎาคม 2537
- [8] H. Granberg, "Broadband Transformers and Power Combining Techniques for RF," Motorola RF Device Data, Application Note AN749, Motorola Semiconductor Products Inc. 1997
- [9] Mustansir H. Kheraluwara, Donald W. Novothy and Deepakraj M. Divan, "Coaxially Wound Transformers for High-Power High-Frequency Applications," IEEE Trans. On Power Electronic, vol.1, pp.54-62, JAN.1992
- [10] Eugene R. Hnatek, "Design of Solid State Power Supplies," Van Nostrand Reinhold, New York, 1989
- [11] Ralph Locher, "Introduction to Power MOSFETs and Their Application," National Semiconductor Application Note 558, National Semiconductor Corporation, 1995
- [12] Marty Brown, "Power Supply Cookbook," Motorola Series in Electronics, Butterworth-Heinemann, 1994
- [13] Keith H. Billings, "Handbook of Switchmode Power Supplies," McGraw-Hill Publishing Company, 1989

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาดูเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่โดยไม่ขออนุญาต
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก.

ข้อมูลไอซี PWM เบอร์ CA1524, 2524, 3524



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Power Control Circuits

CA1524, CA2524, CA3524

Regulating Pulse Width Modulator

Features:

- Complete PWM power control circuitry
- Separate outputs for single-ended or push-pull operation
- Line and load regulation of 0.2% typ.
- Internal reference supply with 1% max. oscillator and reference voltage variation over full temperature range
- Standby current of less than 10 mA
- Frequency of operation beyond 100 kHz
- Variable-output dead time of 0.5 to 5 μ s
- Low $V_{ce(sat)}$ over the temperature range

The RCA-CA1524, CA2524, and CA3524 are silicon monolithic integrated circuits designed to provide all the control circuitry for use in a broad range of switching regulator circuits.

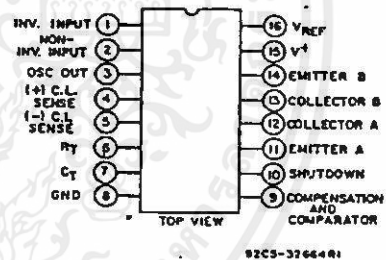
The CA1524, CA2524, and CA3524 have all the features of the industry types SG1524, SG2524, and SG3524, respectively. A block diagram of the CA1524 series is shown in Fig. 1. The circuit includes a zener voltage reference, transconductance error amplifier, precision R-C oscillator, pulse-width modulator, pulse-steering flip-flop, dual alternating output switches, and current-limiting and shutdown circuitry. This device can be used for switching regulators of either polarity, transformer-coupled dc-dc converters, transformerless voltage doublers, dc-ac power inverters, highly efficient variable power supplies, and polarity converters, as well as other power-control applications.

The CA1524 is specified for the military temperature range of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$.

The CA2524 and CA3524 are specified for the commercial temperature range of 0°C to 70°C . All types operate over a supply voltage range of 8 to 40 V, have a rated operating temperature range of -55°C to $+125^{\circ}\text{C}$, and are supplied in 16-lead, dual-in-line plastic packages (E suffix), and dual-in-line frit-seal hermetic packages (F suffix). The CA3524 is available in chip form (H suffix).

Applications:

- Positive and negative regulated supplies
- Dual-output regulators
- Flyback converters
- DC-DC transformer-coupled regulating converters
- Single-ended DC-DC converters
- Variable power supplies



TERMINAL ASSIGNMENT

MAXIMUM RATINGS, Absolute-Maximum Values:

INPUT VOLTAGE (BETWEEN V_{in} AND GROUND TERMINALS)	40 V
OPERATING VOLTAGE RANGE (V_{in} TO GROUND)	8 to 40 V
OUTPUT CURRENT EACH OUTPUT: (TERMINALS 11, 12 or 13, 14)	100 mA
OUTPUT CURRENT (REFERENCE REGULATOR)	50 mA
OSCILLATOR CHARGING CURRENT	5 mA
DEVICE DISSIPATION:	
Up to $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	1 W
Above $T_A = 25^{\circ}\text{C}$	Derate linearly 8 mW/ $^{\circ}\text{C}$
OPERATING TEMPERATURE RANGE	-55 to $+125^{\circ}\text{C}$
STORAGE TEMPERATURE RANGE	-65 to $+150^{\circ}\text{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์อื่นใด

File Number 1230

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

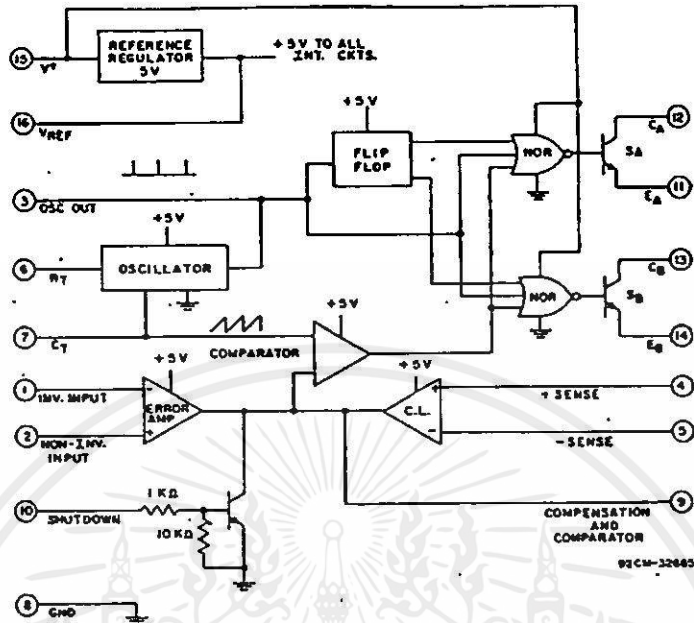


Fig. 1 - Functional block diagram of CA1524 series.

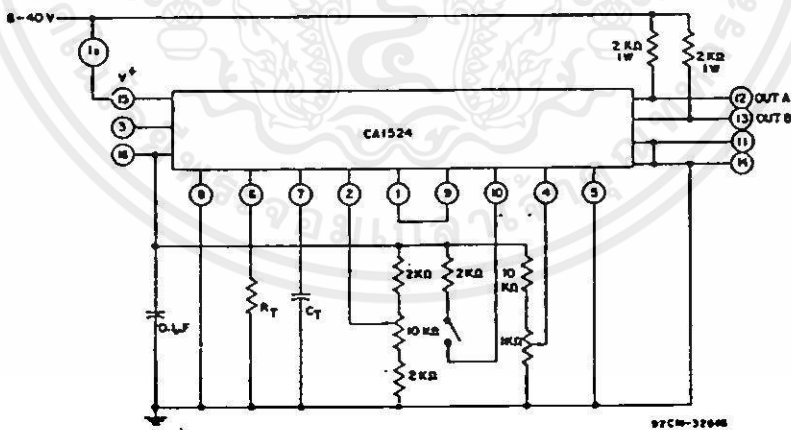


Fig. 2 - Open loop test circuit for CA1524 series.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Power Control Circuits

CA1524, CA2524, CA3524

ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $T_A = -55$ to $+125^\circ\text{C}$ for CA1524, 0 to $+70^\circ\text{C}$ for the CA2524 and CA3524; $V_{+} = 20\text{ V}$ and $f = 20\text{ kHz}$, unless otherwise stated.

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	LIMITS						UNITS
		CA1524, CA2524			CA3524			
		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 40 V	—	10	20	—	10	30	mV
Load Regulation	$I_L = 0$ to 20 mA	—	20	50	—	20	50	mV
Ripple Rejection	$f = 120\text{ Hz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	—	66	—	—	66	—	dB
Short Circuit Current Limit	$V_{\text{REF}} = 0$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	—	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/yr
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 40 V , $T_A = 25^\circ\text{C}$	—	—	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	Pin 7	—	0.6	—	—	0.6	—	V
Ramp Voltage High	Pin 7	—	3.5	—	—	3.5	—	V
Capacitor Charging Current	Pin 7	—	—	—	—	—	—	mA
Current Range	$(5-2\text{ V}_{\text{REF}})/RT$	0.03	—	2	0.03	—	2	mA
Timing Resistance Range	Pin 6	1.8	—	120	1.8	—	120	$\text{K}\Omega$
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	$V_{\text{CM}} = 2.5\text{ V}$	—	0.5	5	—	2	10	mV
Input Bias Current	$V_{\text{CM}} = 2.5\text{ V}$	—	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	$A_{\text{v}} = 0\text{ dB}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	—	3	—	—	3	—	MHz
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 = 2 V 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

*Ramp voltage at Pin 7 $\left| \begin{array}{c} \text{High} \\ \text{Low} \end{array} \right| W$ where $t = \text{OSC period in microseconds}$

$t = R_T C_T$ 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.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Cont'd)

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS	LIMITS						UNITS
		CA1524, CA2524			CA3524			
		Min.	Typ.	Max.	Min.	Typ.	Max.	
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: I_E	$V+=40\text{ V}$	—	4	10	—	4	10	mA

*Excluding oscillator charging current, error and current limit dividers, and with outputs open.

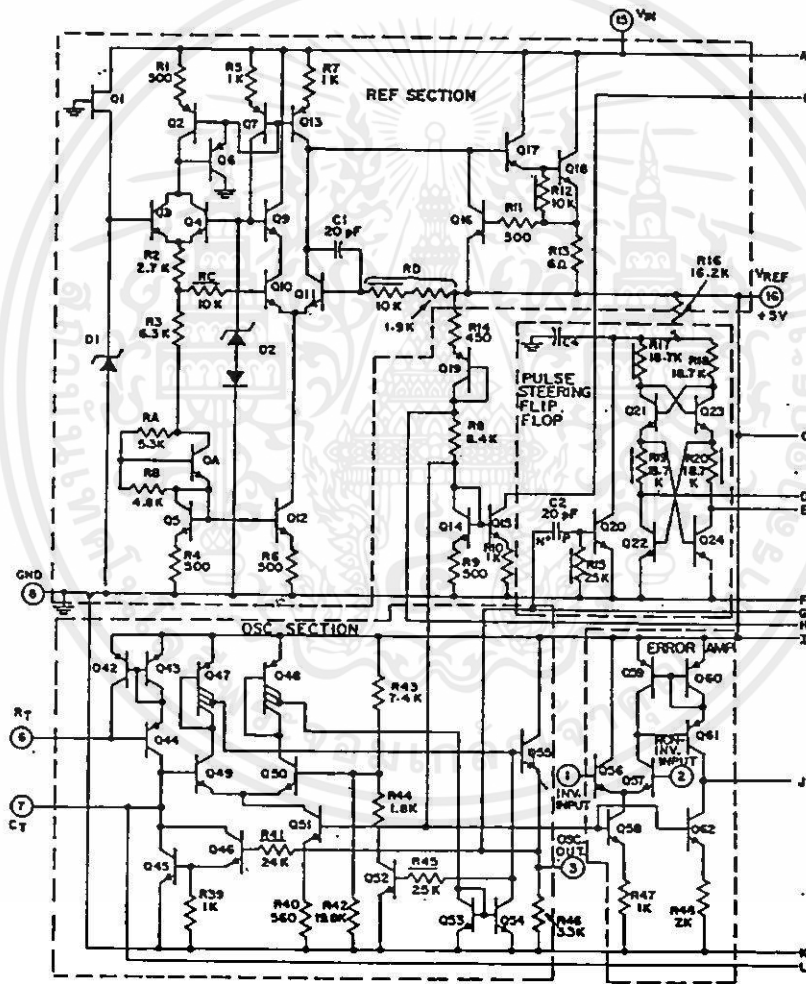


Fig. 3 - Schematic diagram.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

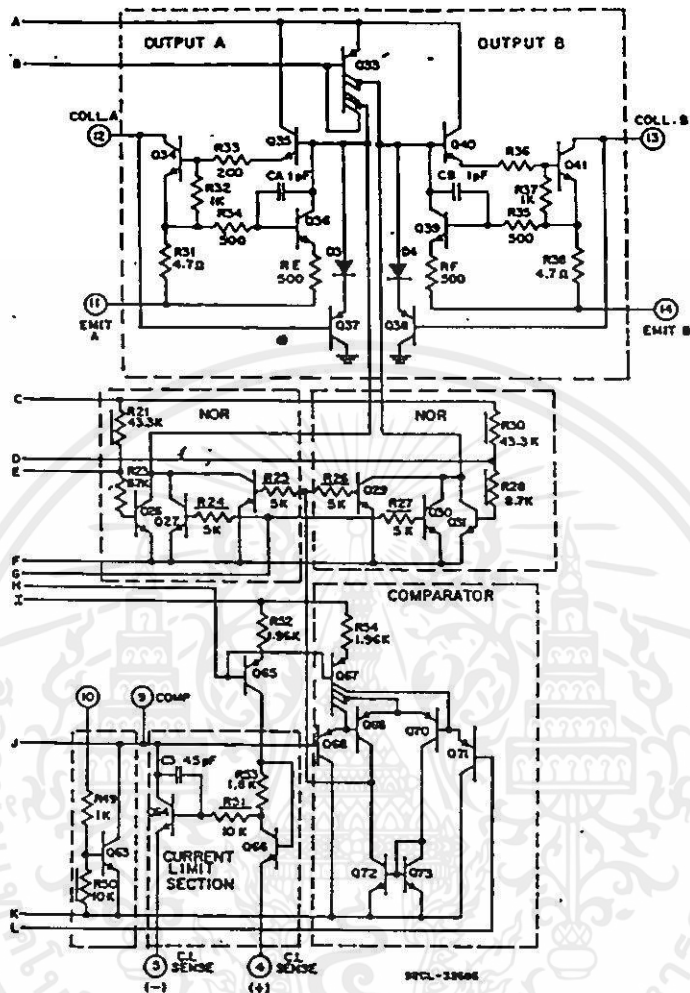


Fig. 3 - Schematic diagram (cont'd).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

CIRCUIT DESCRIPTION Voltage Reference Section

The CA1524 series contains an internal series voltage regulator employing a zener reference to provide a nominal 5-volt output, which is used to bias all internal timing and control circuitry. The output of this regulator is available at terminal 16 and is capable of supplying up to 50-mA output current.

Fig. 4 shows the temperature variation of the reference voltage with supply voltages of 8 to 40 volts and load currents up to 20 mA. Load regulation and line regulation curves are shown in Figs. 5 and 6, respectively.

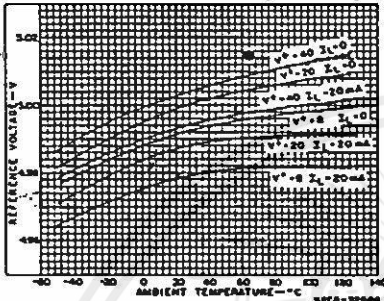


Fig. 4 - Typical reference voltage as a function of ambient temperature.

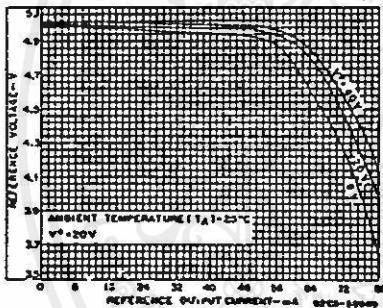


Fig. 5 - Typical reference voltage as a function of reference output current.

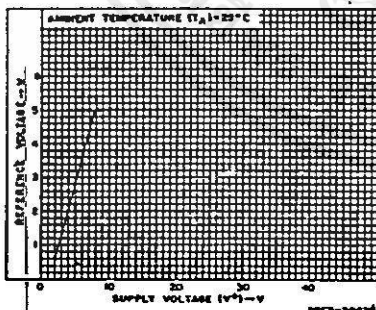


Fig. 6 - Typical reference voltage as a function of supply voltage.

Oscillator Section

Transistors Q42, Q43 and Q44, in conjunction with an external resistor R_T, establishes a constant charging current into an external capacitor C_T to provide a linear ramp voltage at terminal 7. The ramp voltage has a value that ranges from 0.6 to 3.5 volts and is used as the reference for the comparator in the device. The charging current is equal to (5-2V_{ref})/R_T or approximately 3.6/R_T and should be kept within the range of 30 μA to 2 mA by varying R_T. The discharge time of C_T determines the pulse width of the oscillator output pulse at terminal 3. This pulse has a practical range of 0.5 μs to 5 μs for a capacitor range of 0.001 to 0.1 μF. The pulse has two internal uses: as a dead-time control of blanking pulse to the output stages to assure that both outputs cannot be on simultaneously and as a trigger pulse to the internal flip-flop which controls the switching of the output between the two output channels. The output dead-time relationship is shown in Fig. 7. Pulse widths less than 0.5 μs may allow false triggering of one output by removing the blanking pulse prior to a stable state in the flip-flop.

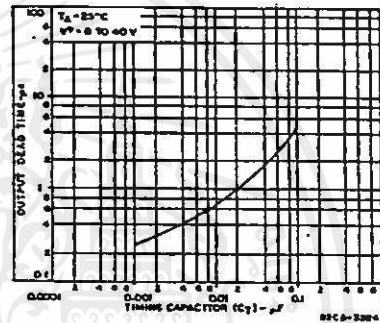


Fig. 7 - Typical output stage dead time as a function of timing capacitor value.

If a small value of C_T must be used, the pulse width can be further expanded by the addition of a shunt capacitor in the order of 100 pF but no greater than 1000 pF, from terminal 3 to ground. When the oscillator output pulse is used as a sync input to an oscilloscope, the cable and input capacitances may increase the pulse width slightly. A 2-KΩ resistor at terminal 3 will usually provide sufficient decoupling of the cable. The upper limit of the pulse width is determined by the maximum duty cycle acceptable.

The oscillator period is determined by R_T and C_T, with an approximate value of $t = R_T C_T$, where R_T is in ohms, C_T is in μF, and t is in μs. Excess lead lengths, which produce stray capacitances, should be avoided in connecting R_T and C_T to their respective terminals. Fig. 8 provides curves for selecting these values for a wide range of oscillator periods. For series regulator applications, the two outputs can be connected in parallel for an effective 0-90% duty cycle with the output stage frequency the same as the oscillator frequency. Since the outputs are separate, push-pull and flyback applications are possible. The flip-flop divides the frequency such that the duty cycle of each output is 0-45% and the overall frequency is half that of the oscillator. Curves of the output duty cycle as a function of the voltage at terminal 9 are shown in Fig. 10. To synchronize two or more CA1524's, one must be designated as master, with

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

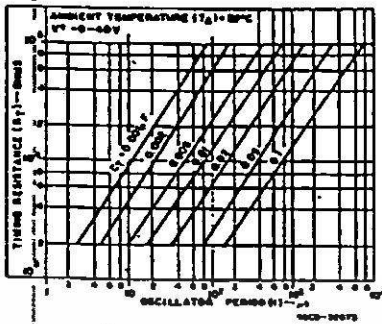


Fig. 8 - Typical oscillator period as a function of R_T and C_T .

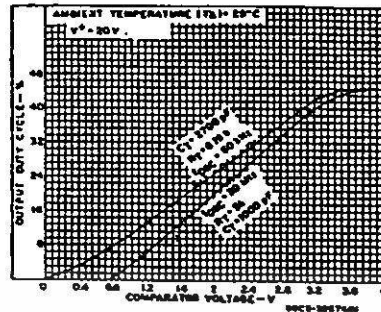


Fig. 10 - Typical duty cycle as a function of comparator voltage (at terminal 9).

$R_T C_T$ set for the correct period. Each of the remaining units (slaves) must have a C_T of $\frac{1}{2}$ the value used in the master and approximately a 10% longer $R_T C_T$ period than the master. Connecting terminal 3 together on all units assures that the master output pulse, which occurs first and has a wider pulse width, will reset the slave units.

Error Amplifier Section

The error amplifier consists of a differential pair (Q56, Q57) with an active load (Q61 and Q62) forming a differential transconductance amplifier. Since Q61 is driven by a constant current source, Q62, the output impedance R_{out} , terminal 9, is very high ($\approx 5 \text{ M}\Omega$).

The gain is:

$$A_v = g_m R = 8 I_c R / 2KT = 10^4$$

where $R = \frac{R_{out} R_L}{R_{out} + R_L}$, $R_L = \infty$, $A_v \propto 10^4$

Since R_{out} is extremely high, the gain can be easily reduced from a nominal 10^4 (80 dB) by the addition of an external shunt resistor from terminal 9 to ground as shown in Fig. 9.

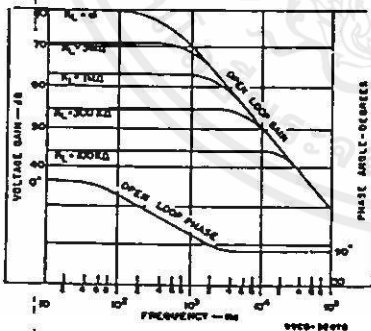


Fig. 9 - Open-loop error amplifier response characteristics.

The output amplifier terminal is also used to compensate the system for ac stability. The frequency response and

phase shift curves are shown in Fig. 10. The uncompensated amplifier has a single pole at approximately 250 Hz and a unity gain cross-over at 3 MHz.

Since most output filter designs introduce one or more additional poles at a lower frequency, the best network to stabilize the system is a series RC combination at terminal 9 to ground. This network should be designed to introduce a zero to cancel out one of the output filter poles. A good starting point to determine the external poles is a 1000-pF capacitor and a variable series 50-K Ω potentiometer from terminal 9 to ground. The compensation point is also a convenient place to insert any programming signal to override the error amplifier. Internal shutdown and current limiting are also connected at terminal 9. Any external circuit that can sink 200 μA can pull this point to ground and shut off both output drivers.

While feedback is normally applied around the entire regulator, the error amplifier can be used with conventional operational amplifier feedback and will be stable in either the inverting or non-inverting mode. Input common-mode limits must be observed; if not, output signal inversion may result. The internal 5-volt reference can be used for conventional regulator applications if divided as shown in Fig. 11. If the error amplifier is connected as a unity gain amplifier, a fixed duty cycle application results.

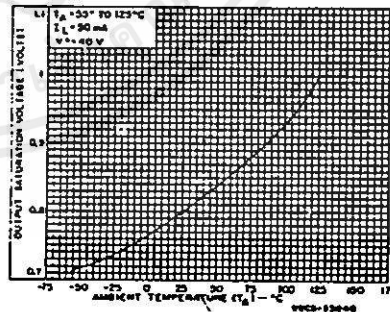


Fig. 11 - Typical output saturation voltage as a function of ambient temperature.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

Output Section

The CA1524 series outputs are two identical n-p-n transistors with both collectors and emitters uncommitted. Each output transistor has antisaturation circuitry that enables a fast transient response for the wide range of oscillator frequencies. Current limiting of the output section is set at 100 mA for each output and 100 mA total if both outputs are paralleled. Having both emitters and collectors available provides the versatility to drive either n-p-n or p-n-p external transistors. Curves of the output saturation voltage as a function of temperature and output current are shown in Figs. 11 and 12, respectively.

There are a number of output configurations possible in the application of the CA1524 to voltage regulator circuits which fall into three basic classifications:

1. Capacitor-diode coupled voltage multipliers
2. Inductor-capacitor single-ended circuits
3. Transformer-coupled circuits

The internal 5-volt reference can be used for conventional regulator applications if divided as shown in Fig. 14. If the error amplifier is connected as a unity gain amplifier, a fixed duty cycle application results.

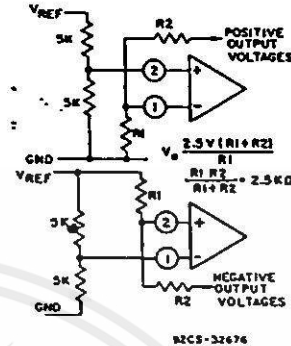


Fig. 14 - Error amplifier biasing circuits.

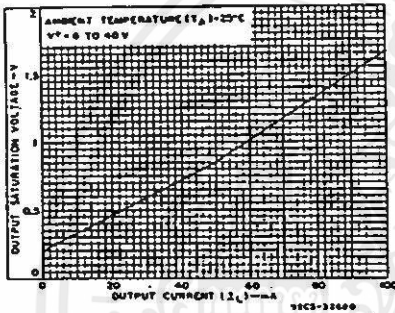


Fig. 12 - Typical output saturation voltage as a function of output current.

Device Application Suggestions

For higher currents, the circuit of Fig. 13 may be used with an external p-n-p transistor and bias resistor. The internal regulator may be bypassed for operation from a fixed 5-volt supply by connecting both terminals 15 and 16 to the input voltage, which must not exceed 6 volts.

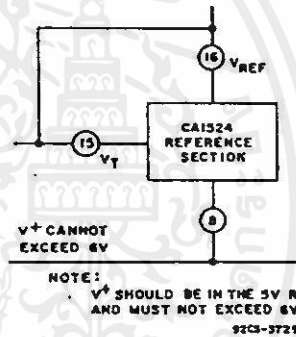


Fig. 15 - Circuit to allow external bypass of the reference regulation.

To provide an expansion of the dead time without loading the oscillator, the circuit of Fig. 16 may be used.

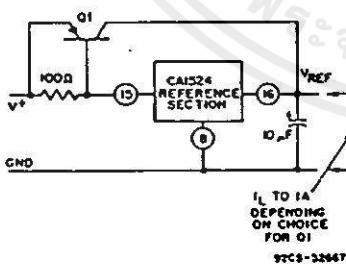


Fig. 13 - Circuit for expanding the reference current capability.

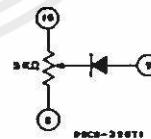


Fig. 16 - Circuit for expansion of dead time, without using a capacitor on pin 3 or when a low value oscillator capacitor is used.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

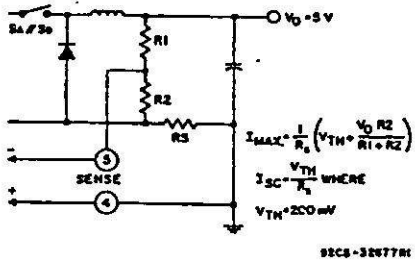


Fig. 17 - Foldback current-limiting circuit used to reduce power dissipation under shorted output conditions.

Table 1 - Input vs. Output voltage, and Feedback Resistor Values for IL=40 mA (For capacitor-diode output circuit in Fig. 21)

VO (V)	R2 (KΩ)	V+ (Min.) (V)
-0.5	6	8
-2.5	10	9
-3	11	10
-4	13	11
-5	15	12
-6	17	13
-7	19	14
-8	21	15
-9	23	16
-10	25	17
-11	27	18
-12	29	19
-13	31	20
-14	33	21
-15	35	22
-16	37	23
-17	39	24
-18	41	25
-19	43	26
-20	45	27

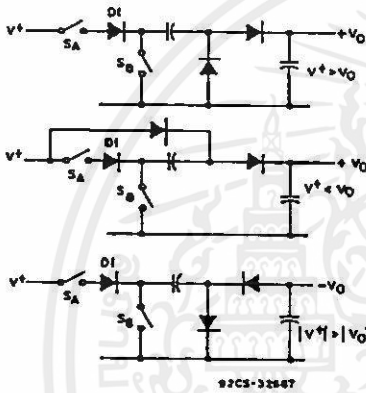


Fig. 18 - Capacitor-diode coupled voltage multiplier output stages. (Note: Diode D1 is necessary to prevent reverse emitter-base breakdown of transistor switch SA).

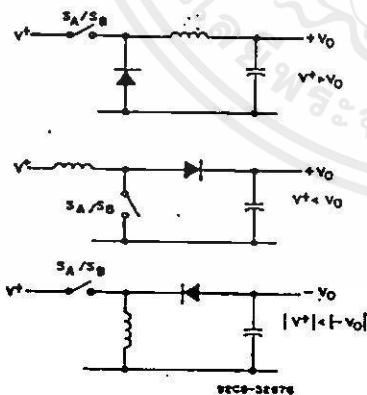


Fig. 19 - Single-ended inductor circuits where the two outputs of the 1524 are connected in parallel.

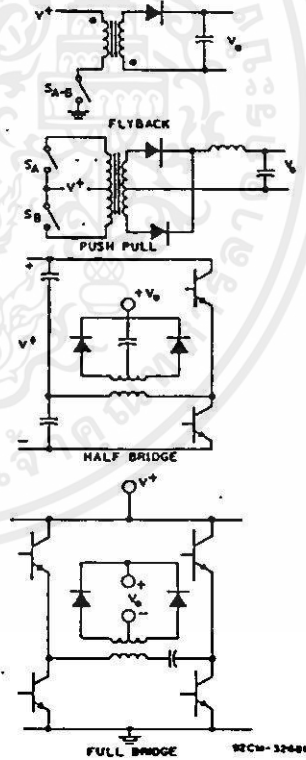


Fig. 20 - Transformer-coupled outputs.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

APPLICATIONS*

A capacitor-diode output filter is used in Fig. 22 to convert +15 V dc to -5 V dc at output currents up to 50 mA. Since the output transistors have built-in current limiting, no additional current limiting is needed. Table I gives the required minimum input voltage and feedback resistor values, R2, for an output voltage.

Capacitor-Diode Output Circuit

A capacitor-diode output filter is used in Fig. 21 to convert +15 V dc to -5 V dc at output currents up to 50 mA. Since the output transistors have built-in current limiting, no additional current limiting is needed. Table I gives the required minimum input voltage and feedback resistor values, R2, for an output voltage.

an output voltage range of -0.5 V to -20 V with an output current of 40 mA.

Single-Ended Switching Regulator

The CA1524 in the circuit of Fig. 22 has both output stages connected in parallel to produce an effective 0-90% duty cycle. Transistor Q1 is pulsed on and off by these output stages. Regulation is achieved from the feedback provided by R1 and R2 to the error amplifier which adjusts the on-time of the output transistors according to the load current being drawn. Various output voltages can be obtained by adjusting R1 and R2. The use of an output inductor requires an R-C phase compensation network to stabilize the system. Current limiting is set at 1.9 amperes by the sense resistor R3.

*For additional information on the application of this device and a further explanation of the circuits below, see RCA Application Note ICAN-6915 "Application of the CA1524 series PWM IC".

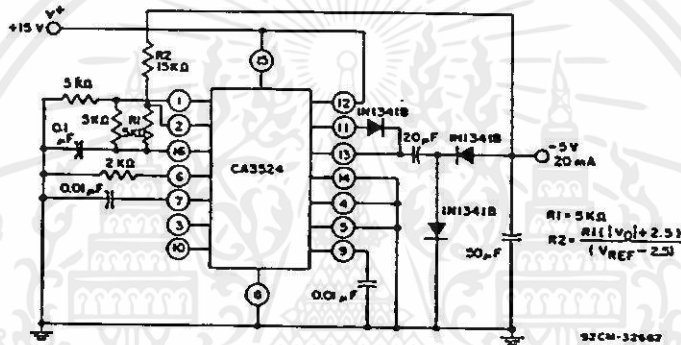


Fig. 21 - Capacitor-diode output circuit.

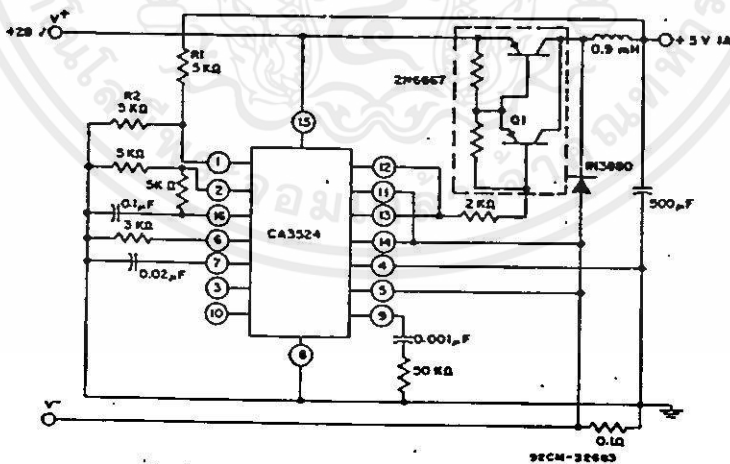


Fig. 22 - Single-ended LC switching regulator circuit.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Power Control Circuits

CA1524, CA2524, CA3524

Flyback Converter

Fig. 23 shows a flyback converter circuit for generating a dual 15-volt output at 20 mA from a 5-volt regulated line. Reference voltage is provided by the input and the internal reference generator is unused. Current limiting in this circuit is accomplished by sensing current in the primary line and resetting the soft-start circuit.

Push-Pull Converter

The output stages of the CA1524 provide the drive for transistors Q1 and Q2 in the push-pull application of Fig. 24. Since the internal flip-flop divides the oscillator frequency by two, the oscillator must be set at twice the output frequency. Current limiting for this circuit is done in the primary of transformer T1 so that the pulse width will be reduced if transformer saturation should occur.

Low-Frequency Pulse Generator

Fig. 25 shows the CA1524 being used as a low-frequency pulse generator. Since all components (error amplifier, oscillator, oscillator reference regulator, output transistor drivers) are on the IC, a regulated 5-V (or 2.5-V) pulse of 0%-45% (or 0%-90%) on time is possible over a frequency range of 150 to 500 Hz. Switch S1 is used to go from a 5-V output pulse (S1 closed) to a 2.5-V output pulse (S1 open) with a duty cycle range of 0% to 45%. The output frequency will be roughly half of the oscillator frequency when the output transistors are not connected in parallel (75 Hz to 250 Hz, respectively). Switch S2 will allow both output stages to be paralleled for an effective duty cycle of 0%-90% with the output frequency range from 150 to 500 Hz. The frequency is adjusted by R1; R2 controls duty cycle.

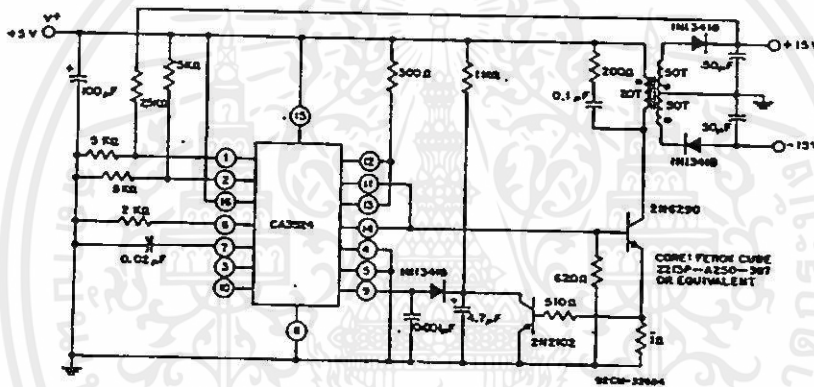


Fig. 23 - Flyback converter circuit.

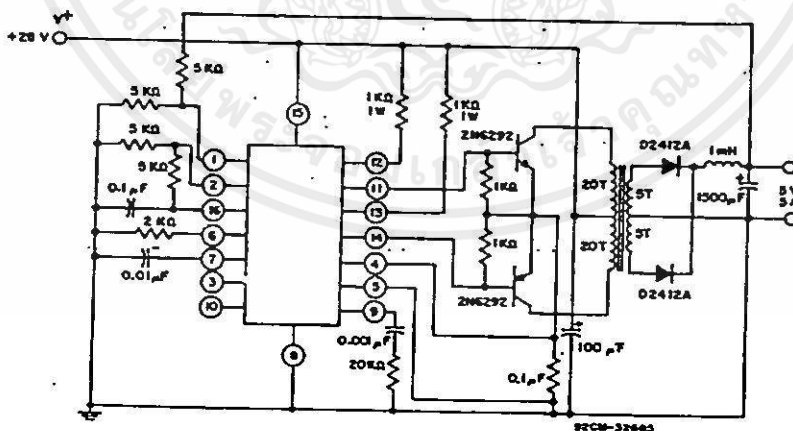


Fig. 24 - Push-pull transformer-coupled converter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

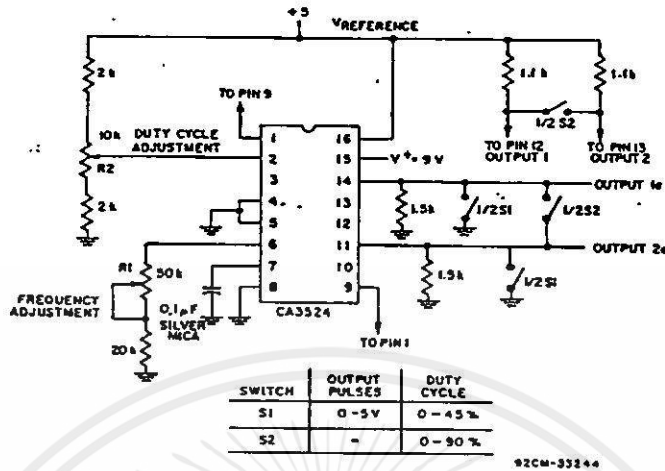


Fig. 25 - Low-frequency pulse generator.

The Variable Switcher

The circuit diagram of the CA1524, used as a variable-output-voltage power supply is shown in Fig. 26. By connecting the two output transistors in parallel, the duty cycle is doubled, i.e., 0-90%.

As the reference voltage level is varied, the feedback voltage will track that level and cause the output voltage to change according to the change in reference voltage.

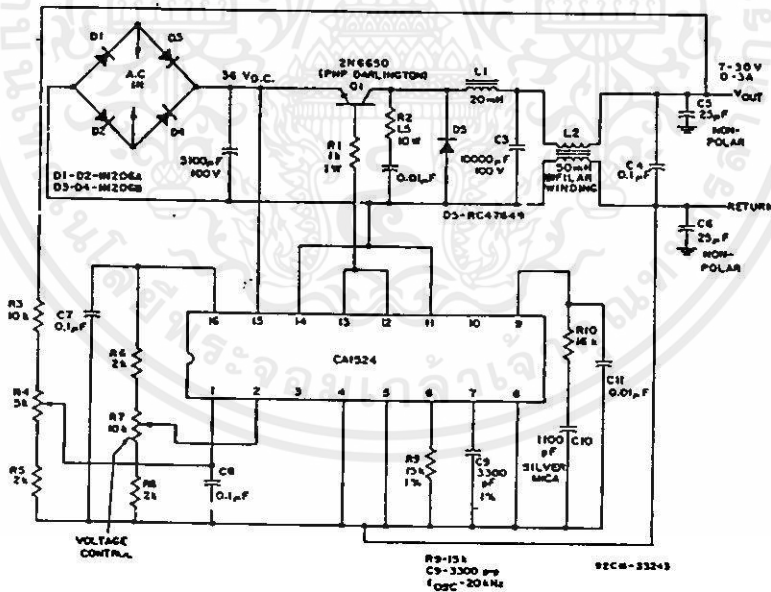


Fig. 26 - The CA1524 used as a 0-5 A, 7-30 V laboratory supply.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

Digital Readout Scale

The CA1524 can be used as the driving source for an electronic scale application. The circuit shown in Figs. 27 and 28 uses half (Q2) of the CA1524 output in a low-voltage switching regulator (2.2 V) application to drive the LED's displaying the weight. The remaining output stage (Q1) is used as a driver for the sampling plates PL1 and PL2. Since the CA1524 contains a 5-volt internal regulator and a wide operating range of 8 to 40 volts, a single 9-volt battery can power the total system. The two plates, PL1 and PL2, are driven with opposite phase signals (frequency held constant but duty cycle may change) from the pulse-width modulator IC (CA1524). The sensor, S, is located between the two plates. Plates PL1, S and PL2 form an effective capacitance

bridge-type divider network. As plate S is moved according to the object's weight, a change in capacitance is noted between PL1, S and PL2. This change is reflected as a voltage to the ac amplifier (CA3160). At the null position the signals from PL1 and PL2 as detected by S are equal in amplitude, but opposite in phase. As S is driven by the scale mechanism down toward PL2, the signal at S becomes greater. The CA3160 ac amplifier provides a buffer for the small signal change noted at S. The output of the CA3160 is converted to a dc voltage by a peak-to-peak detector. A peak-to-peak detector is needed, since the duty cycle of the sampled waveform is subject to change. The detector output is filtered further and displayed via the CA3161E and CA3152E digital readout system, indicating the weight on the scale.

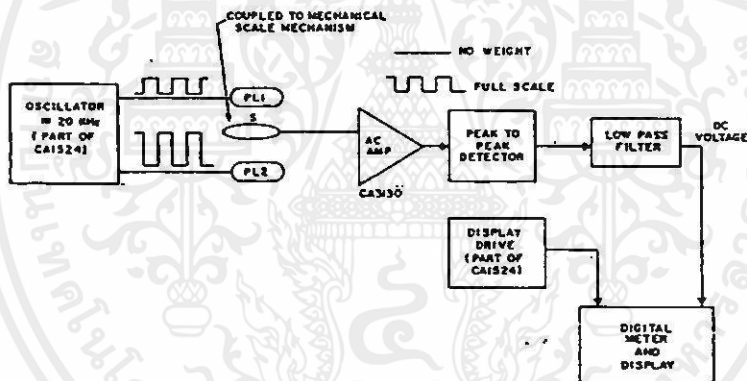


Fig. 27 - Basic digital readout scale.

VECH-3324E

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

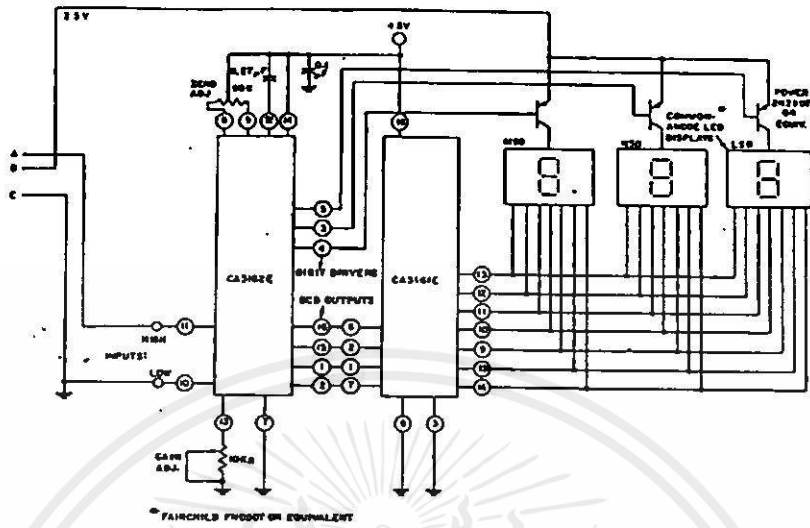


Fig. 28 - Schematic diagram of digital readout scale (cont'd).

90CL-528400

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

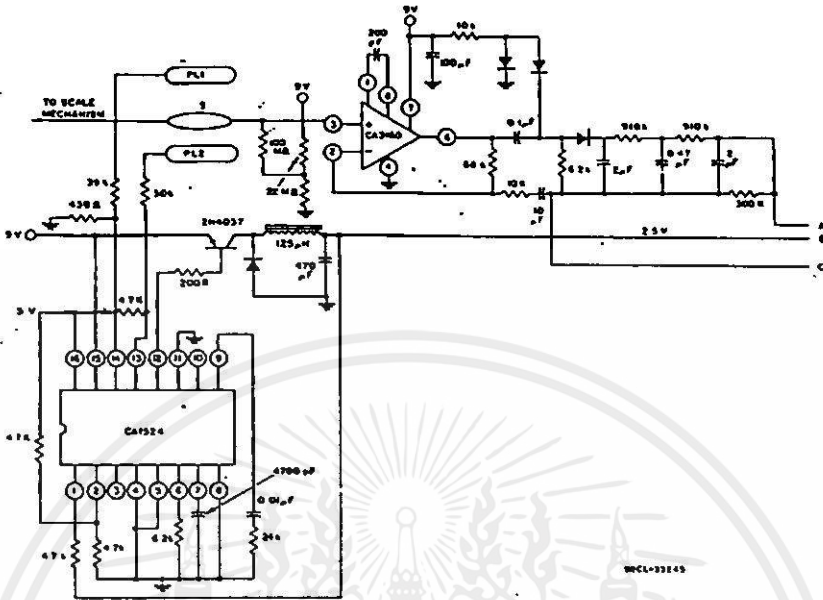
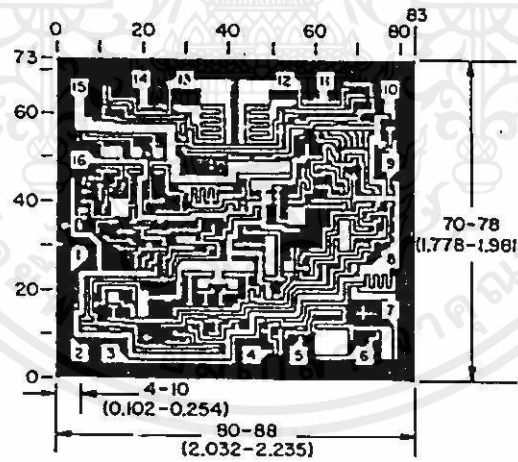


Fig. 28 - Schematic diagram of digital readout scale.



Dimensions and pad layout for CA3524H chip.

Dimensions in parentheses are in millimeters and are derived from the basic inch dimensions as indicated. Grid graduations are in mils (10^{-3} inch).

The layout represents a chip when it is part of the wafer. When the wafer is cut into chips, the cleavage angles are 57° instead of 90° with respect to the face of the chip. Therefore, the isolated chip is actually 7 mils (0.17 mm) larger in both dimensions.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

นายอลงกรณ์ สุริยกุล ณ อยุธยา เกิดเมื่อวันพฤหัสบดีที่ 23 กันยายน พุทธศักราช 2514 ณ จังหวัดมหาสารคาม เป็นบุตรของ นายเชิด และนางนิรวัลย์ สุริยกุล ณ อยุธยา สำเร็จการศึกษาชั้นมัธยมต้นจากโรงเรียนพรหมานุสรณ์จังหวัดเพชรบุรี สำเร็จการศึกษาชั้นมัธยมปลายจากโรงเรียนราชสีมาวิทยาลัย ปีการศึกษา 2532 และสำเร็จการศึกษาวិชากรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (ไฟฟ้ากำลัง) จากมหาวิทยาลัยศรีปทุม ปีการศึกษา 2535



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

CA1524, CA2524, CA3524

Digital Readout Scale

The CA1524 can be used as the driving source for an electronic scale application. The circuit shown in Figs. 27 and 28 uses half (Q2) of the CA1524 output in a low-voltage switching regulator (2.2 V) application to drive the LED's displaying the weight. The remaining output stage (Q1) is used as a driver for the sampling plates PL1 and PL2. Since the CA1524 contains a 5-volt internal regulator and a wide operating range of 8 to 40 volts, a single 9-volt battery can power the total system. The two plates, PL1 and PL2, are driven with opposite phase signals (frequency held constant but duty cycle may change) from the pulse-width modulator IC (CA1524). The sensor, S, is located between the two plates. Plates PL1, S and PL2 form an effective capacitance

bridge-type divider network. As plate S is moved according to the object's weight, a change in capacitance is noted between PL1, S and PL2. This change is reflected as a voltage to the ac amplifier (CA3160). At the null position the signals from PL1 and PL2 as detected by S are equal in amplitude, but opposite in phase. As S is driven by the scale mechanism down toward PL2, the signal at S becomes greater. The CA3160 ac amplifier provides a buffer for the small signal change noted at S. The output of the CA3160 is converted to a dc voltage by a peak-to-peak detector. A peak-to-peak detector is needed, since the duty cycle of the sampled waveform is subject to change. The detector output is filtered further and displayed via the CA3161E and CA3162E digital readout system, indicating the weight on the scale.

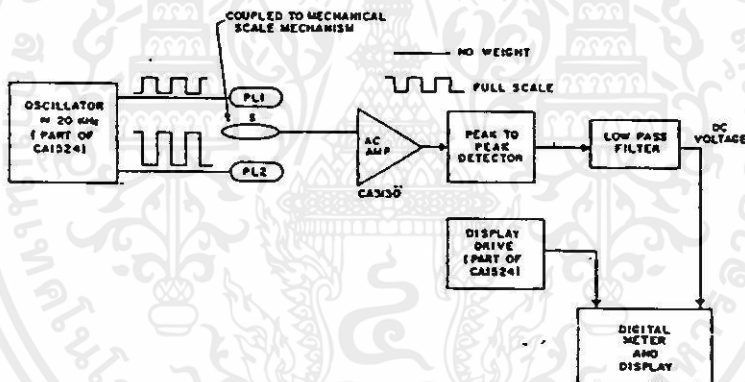


Fig. 27 - Basic digital readout scale.

92CH-33242

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้