

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

วงจรคอนเวอร์เตอร์ 48 โวลต์ แบบเลื่อนเฟสฟูลบริดจ์พีดับเบิลยูเอ็ม
โดยสวิตซ์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

A 48 V ZERO - VOLTAGE AND ZERO - CURRENT - SWITCHING
PHASE - SHIFTED FULL - BRIDGE PWM CONVERTER



จรัสศักดิ์ สังกบุญแก้ว

JIRASAK SONGBOONKAEW

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

บัณฑิตวิทยาลัย

จพ.

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

๑๕๑๓๖

พ.ศ.๒๕๕๗

๒๕๕๗

ISBN 974-15-1091-8

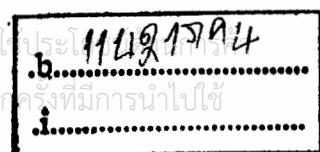
เลขหมู่.....

เลขทะเบียน 52457.....

วัน,เดือน,ปี 1 A .ด.ย. 25๕7.....

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





COPYRIGHT 2004

SCHOOL OF GRADUATE STUDIES

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจรคอนเวอร์เตอร์ 48 โวลต์ แบบเลื่อนเฟสฟูลบริดจ์
	พีดับเบิลยูเอ็มโดยสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์
นักศึกษา	นายจิรศักดิ์ ส่งบุญแก้ว
รหัสประจำตัว	42061163
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2547
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ. ประภาส ไพรสุวรรณ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอ การปรับปรุงคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ พีดับเบิลยูเอ็ม ดิจิทัลที่ สวิตช์แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ โดยมีแรงดันแยกกันเป็น 48 โวลต์ และ 5 โวลต์ที่พิกัด 1 กิโลวัตต์ ที่มีกิ่งหน้าของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เป็นสวิตช์แรงดันศูนย์ ส่วนกิ่ง หลังทำหน้าที่เป็นสวิตช์กระแสศูนย์ และสวิตช์กิ่งหลังมีไดโอดต่ออนุกรม โดยอาศัยการควบคุม ของพีดับเบิลยูเอ็มแบบเลื่อนเฟส ส่วนทางด้านทฤษฎีของหม้อแปลงต่อวงจรสลับเบอร์แบบ แอคทีฟที่อาศัยการทำงานด้วยวงจรฟลายแบคซึ่งมีโหมมการทำงานแบบกระแสไม่ต่อเนื่องที่สวิตช์ แรงดันศูนย์ เพื่อลดผลแรงดันรีฟองของไดโอดพินคันทัวร์ ในวงจรเรกติไฟร์เอาต์พุต ใน วิทยานิพนธ์ นี้ประกอบด้วยการอธิบายหลักการการทำงานของวงจร โดยแบ่งอธิบายเป็นโหมมการ ทำงาน พร้อมทั้งได้ทำการแสดงผลของการจำลองด้วยโปรแกรม Pspice และ Matlab รวมถึงผล ของการทดลอง เพื่อเป็นการยืนยันตามแนวคิดที่ได้นำเสนอ

Thesis Title	A 48 V Zero-Voltage and Zero - Current - Switching Phase – Shifted Full - Bridge PWM Converter
Student	Mr. Jirasak Songboonkaew
Student ID.	42061163
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2004
Thesis Advisor	Assoc.Prof. Prapass Prisuwan

ABSTRACT

This thesis describes an improved zero-voltage and zero-current switching full-bridge pulse width modulation (ZVZCS-FB-PWM) DC-DC converter having dual voltage outputs of 48 V and 5 V at 1 kW. The leading leg achieves zero-voltage switching, and the lagging leg with a series diode achieves zero current switching. A phase-shifted(PS) PWM technique is used to obtain ZVZCS. In addition, the active snubber circuit is replaced with a flyback converter operated in the ZVS discontinuous conduction mode due to the ringing voltage of the fast recovery diodes in the secondary side. The principle of proposed converter . The simulation and experiments have been carried out and the results are compared to verify the validity of the proposed concept.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้อย่างดี ด้วยคำแนะนำ และคำปรึกษาเกี่ยวกับการดำเนินการศึกษาและวิจัยจาก รศ. ประภาส ไพรสุวรรณ ซึ่งเป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ และ ผศ. อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ ที่ให้คำแนะนำเป็นอย่างดี ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งในการอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบคุณ คุณบุษยามา จำสุวรรณ์ ที่ให้ความช่วยเหลือในการจัดหาอุปกรณ์ในการทำวิทยานิพนธ์ และเพื่อนๆ พี่ๆ น้องๆ ทุกคนที่ไม่ได้กล่าวชื่อนามในที่นี้ที่ได้ช่วยเหลือทั้งแรงกายแรงใจ จนงานวิจัยนี้สำเร็จไปด้วยดี

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และญาติพี่น้องที่เป็นผู้สนับสนุน และให้กำลังใจที่ดีมาตลอดจนสำเร็จสมความตั้งใจ

คุณค่าประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ผู้วิจัยขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

จิรศักดิ์ ส่งบุญแก้ว



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์	1
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา.....	1
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย	2
1.5 ขอบเขตการวิจัย.....	4
1.6 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะการสวิตช์แบบซอฟต์สวิตช์.....	5
2.1 บทนำ	5
2.2 หลักการพื้นฐานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ดับเบิลยูเอ็ม.....	5
2.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่มีลักษณะการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์.....	8
2.4 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่มีลักษณะการสวิตช์แบบกระแสศูนย์.....	10
2.5 การเปรียบเทียบลักษณะความแตกต่างของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่มี การสวิตช์แบบแรงดันศูนย์กับที่มีลักษณะการสวิตช์แบบกระแสศูนย์	12
2.6 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ที่มีอยู่โดยทั่วไป.....	13
2.6.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอ้อมตัวทำให้เกิด การสวิตช์ที่กระแสศูนย์.....	14
2.6.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ใช้วงจรแอกทีฟเพื่อทำให้เกิด การสวิตช์ที่กระแสศูนย์.....	15
2.6.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ใช้วงจรช่วยเพื่อทำให้เกิด การสวิตช์ที่กระแสศูนย์.....	17

สารบัญ(ต่อ)

2.6.4 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ประยุกต์ใช้พลังงานย้อนกลับ ในวงจรสับเบอร์เพื่อทำให้เกิดการสวิตช์ที่กระแสศูนย์.....	20
2.7 สรุป	21
บทที่ 3 การวิเคราะห์และออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่สวิตช์แรงดันศูนย์ และกระแสศูนย์.....	22
3.1 บทนำ	22
3.2 ลักษณะโครงสร้างของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์.....	22
3.3 หลักการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์	23
3.4 ลักษณะการเกิดสภาวะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์	56
3.5 การเกิดแรงดันรีกิ้งทางด้านแรงดันตกคร่อมไดโอดเรกติไฟ์เอต์ฟูด.....	57
3.6 หลักการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่สวิตช์แรงดันศูนย์ และกระแสศูนย์.....	58
3.6.1 การออกแบบตัวแปรหลักของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์.....	60
3.6.2 การประยุกต์ใช้วงจรสับเบอร์สำหรับใช้เป็นวงจรฟลายแบค.....	64
3.6.3 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์ด้านเอาต์ฟูด.....	64
3.7 สรุป	66
บทที่ 4 วงจรควบคุมสวิตช์และระบบควบคุมแรงดันเอาต์ฟูดคงที่.....	67
4.1 บทนำ.....	67
4.2 การควบคุมด้วยสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มแบบเลื่อนเฟส.....	67
4.2.1 ตัวกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มแบบเลื่อนเฟส.....	67
4.2.2 วงจรขับสวิตช์.....	70
4.2.3 วงจรสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มเพื่อขับสวิตช์วงจรสับเบอร์ S_g	71
4.3 วงจรป้อนกลับเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์ฟูดคงที่.....	71
4.4 สรุป.....	75
บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง.....	76
5.1 การทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์.....	76

สารบัญ(ต่อ)

5.1.1 การทดสอบที่แรงดันอินพุตใช้งาน 300 โวลต์.....	77
5.1.1.1 ผลการวิเคราะห์ฮาร์โมนิกส์.....	84
5.1.1.2 การวิเคราะห์หาค่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	88
5.1.2 การทดสอบที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์.....	90
5.1.2.1 ผลการวิเคราะห์ฮาร์โมนิกส์.....	91
5.1.2.2 การวิเคราะห์หาค่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	95
5.1.3 การทดสอบที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์.....	96
5.1.3.1 ผลการวิเคราะห์ฮาร์โมนิกส์.....	98
5.1.3.2 การวิเคราะห์หาค่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	101
5.1.4 การทดสอบผลของการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตคงที่.....	103
5.2 ผลของตัวเก็บประจุ C_{∞} มีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากค่าที่ออกแบบ.....	104
5.2.1 กรณีค่าตัวเก็บประจุ C_{∞} มีค่ามากกว่าค่าที่ออกแบบ.....	104
5.2.2 กรณีค่าตัวเก็บประจุ C_{∞} มีค่าน้อยกว่าค่าที่ออกแบบ.....	105
5.2.3 กรณีค่าตัวเก็บประจุ C_{∞} มีค่าน้อยกว่าค่าที่ออกแบบมาก.....	105
5.3 การเปรียบเทียบวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์.....	106
5.3.1 การเปรียบเทียบผลการวิเคราะห์ฮาร์โมนิกส์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ.....	109
5.3.2 การวิเคราะห์เปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ.....	112
5.4 สรุป.....	115
บทที่ 6 สรุป.....	116
บรรณานุกรม.....	118
ภาคผนวก.....	120
ประวัติผู้เขียน.....	137

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 คุณสมบัติของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS และ ZCS	13
5.1 ค่าอุปกรณ์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	76
5.2 ค่ารีปเปิลของแรงดันและกระแสเอาต์พุต.....	83
5.3 ค่ารีปเปิลของแรงดันและกระแสเอาต์พุตวงจรหลายแบบ.....	84
5.4 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์.....	86
5.5 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ด้านอินพุตของคอนเวอร์เตอร์.....	87
5.6 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ด้านเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์.....	88
5.7 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์.....	92
5.8 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของอินพุตคอนเวอร์เตอร์.....	94
5.9 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ด้านเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์.....	95
5.10 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์.....	99
5.11 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของอินพุตคอนเวอร์เตอร์.....	100
5.12 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ด้านเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์.....	101
5.13 ค่าแรงดันและกระแสในส่วนต่างๆ ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่พิกัดโหลด 1 kW.....	103
5.14 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของแรงดัน.....	112
5.15 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของกระแส.....	112

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 ลักษณะของการสวิตช์แบบแข็ง.....	2
1.2 ลักษณะของการสวิตช์ที่ใช้วงจรสับเบอร์.....	2
1.3 ลักษณะของการสวิตช์แบบศูนย์.....	3
1.4 บล็อกแสดงระบบของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ.....	3
2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ที่ดับเบิลยูเอ็ม.....	5
2.2 ลักษณะของสัญญาณขาที่มีการเลื่อนเฟส.....	8
2.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ดับเบิลยูเอ็มที่มีการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์.....	9
2.4 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ดับเบิลยูเอ็มที่มีการสวิตช์แบบกระแสศูนย์.....	11
2.5 รูปแบบอย่างง่ายของวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	12
2.6 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่มีตัวเหนี่ยวนำอิมิตัว.....	14
2.7 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่โซวงจรแอกทีฟ.....	16
2.8 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่โซวงจรช่วยแบบที่ 1.....	17
2.9 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่โซวงจรช่วยแบบที่ 2.....	18
2.10 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่โซวงจรช่วยแบบที่ 3.....	19
2.11 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ใช้พลังงานย้อนกลับในวงจรสับเบอร์.....	21
3.1 โครงสร้างของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์.....	23
3.2 รูปคลื่นการทำงาน.....	23
3.3 รูปลักษณะโหมคการทำงาน.....	25
3.4 วงจรด้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 1.....	26
3.5 วงจรเทียบเท่าด้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 1.....	27
3.6 วงจรด้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 1.....	28
3.7 วงจรเทียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 1.....	29
3.8 ลักษณะของวงจรฟลายแบคในโหมคการทำงานที่ 1.....	31
3.9 วงจรด้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 2.....	32
3.10 วงจรเทียบเท่าด้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 2.....	32
3.11 วงจรด้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 2.....	33
3.12 วงจรเทียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 2.....	33
3.13 วงจรด้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 3.....	34

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.14	วงจรถียบเท่าด้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 3.....34
3.15	วงจрд้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 3.....37
3.16	วงจรถียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 3.....37
3.17	วงจрд้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 4.....39
3.18	วงจรถียบเท่าด้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 4.....39
3.19	วงจрд้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 4.....41
3.20	วงจรถียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 4.....41
3.21	วงจрд้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 5.....42
3.22	วงจรถียบเท่าด้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 5.....43
3.23	วงจрд้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 5.....43
3.24	วงจรถียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 5.....44
3.25	วงจрд้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 6.....46
3.26	วงจรถียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 6.....46
3.27	วงจรถียบเท่าของวงจรฟลายแบคในโหมคการทำงานที่ 6.....47
3.28	วงจрд้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 7.....49
3.29	วงจรถียบเท่าด้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 7.....49
3.30	วงจрд้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 7.....51
3.31	วงจรถียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 7.....51
3.32	วงจрд้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 8.....52
3.33	วงจรถียบเท่าด้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 8.....53
3.34	วงจрд้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 8.....53
3.35	วงจรถียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 8.....54
3.36	ลักษณะการเกิดสภาวะการสวิตช์แรงดันศูนย์และสภาวะการสวิตช์กระแสศูนย์.....56
3.37	แรงดันและกระแสทางด้านเอาต์เรกติไฟล์ที่เกิดการริงกิงจากผลของการเรโซแนนท์.....57
3.38	ค่าควิต์ไอ้เกิดประสิทธิผลสูงสุด.....58
3.39	ผลของตัวเก็บประจุ C_{bo} ที่มีค่าน้อย.....60
3.40	ค่าควิต์ไอ้เกิดเมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุต.....63
3.41	วงจรฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุต.....64

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.42 อัตราส่วนแรงดันของวงจรฟิลเตอร์กับความถี่.....	65
3.43 สภาวะไม่คงตัวของแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิเตอร์และสภาวะไม่คงตัวของกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำฟิลเตอร์.....	66
4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มแบบเลื่อนเฟส.....	68
4.2 ลักษณะการเกิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็ม.....	69
4.3 สัญญาณ A และสัญญาณ C ที่มุมเฟส 0 องศา มุมเฟส 90 องศา.....	69
4.4 วงจรขับสวิตช์.....	70
4.5 สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มจากวงจรขับสวิตช์.....	70
4.6 วงจรสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มขับสวิตช์ S_5	71
4.7 สัญญาณที่ขับสวิตช์ S_5	71
4.8 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุม.....	72
4.9 วงจรควบคุมแบบพีไอ.....	74
5.1 แรงดันและกระแสทางด้านอินพุตที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์.....	77
5.2 แรงดันและกระแสที่สวิตช์กึ่งหน้า.....	78
5.3 แรงดันและกระแสที่สวิตช์กึ่งหลัง.....	78
5.4 แรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์.....	79
5.5 แรงดันที่ตกร่วมตัวเก็บประจุ C_{60}	80
5.6 แรงดันที่ตกร่วมเรกติไฟล์เอาต์พุต.....	81
5.7 ลักษณะของแรงดันเรกติไฟล์เอาต์พุตที่สภาวะการจ่ายโหลดของวงจรฟลายแบค.....	81
5.8 ลักษณะของแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S_5	82
5.9 แรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	83
5.10 แรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรฟลายแบค.....	84
5.11 สเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์.....	85
5.12 สเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของกระแสอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์.....	85
5.13 สเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของแรงดันอินพุตที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์.....	86
5.14 สเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของกระแสอินพุตที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์.....	86
5.15 สเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของแรงดันเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์.....	87
5.16 สเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของกระแสเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์.....	87

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.17	กำลังด้านอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์.....89
5.18	กำลังด้านเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์.....89
5.19	ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์.....90
5.20	แรงดันและกระแสทางด้านอินพุตที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์.....90
5.21	แรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์.....91
5.22	สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์.....92
5.23	สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของกระแสอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์.....92
5.24	สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันอินพุตที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์.....93
5.25	สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของกระแสอินพุตที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์.....93
5.26	สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์.....94
5.27	สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของกระแสเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์.....94
5.28	กำลังด้านอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์.....95
5.29	กำลังด้านเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์.....95
5.30	ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์.....96
5.31	แรงดันและกระแสทางด้านอินพุตที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์.....97
5.32	แรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์.....97
5.33	สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์.....98
5.34	สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของกระแสอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์.....98
5.35	สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันอินพุตที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์.....99
5.36	สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของกระแสอินพุตที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์.....99
5.37	สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์.....100
5.38	สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของกระแสเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์.....100
5.39	กำลังด้านอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์.....101
5.40	กำลังด้านเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์.....101
5.41	ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์.....102
5.42	ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลง.....102
5.43	การปรับระดับโหลด.....104
5.44	แรงดันและกระแสกรณีตัวเก็บประจุ C_{∞} มีค่ามากกว่าค่าที่ออกแบบ.....104

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.45 แรงดันและกระแสกรณีตัวเก็บประจุ C_{60} มีค่าน้อยกว่าค่าที่ออกแบบ.....	105
5.46 แรงดันและกระแสกรณีตัวเก็บประจุ C_{60} มีค่าน้อยกว่าค่าที่ออกแบบมาก.....	106
5.47 แรงดันและกระแสอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	106
5.48 แรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์.....	107
5.49 แรงดันและกระแสเอาต์พุตที่สวิทช์กึ่งหน้า.....	107
5.50 แรงดันและกระแสเอาต์พุตที่สวิทช์กึ่งหลัง.....	108
5.51 แรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	108
5.52 สเปคตรัมฮาร์โมนิกส์อินพุตคอนเวอร์เตอร์.....	109
5.53 สเปคตรัมฮาร์โมนิกส์อินพุตอินเวอร์เตอร์.....	110
5.54 สเปคตรัมฮาร์โมนิกส์เอาต์พุตคอนเวอร์เตอร์.....	111
5.55 กำลังด้านอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ.....	113
5.56 กำลังด้านเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ.....	113
5.57 ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ.....	114
5.58 ประสิทธิภาพในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ.....	114

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

โดยทั่วไปในปัจจุบันเทคนิคของวงจรซอฟต์แวร์ที่ใช้ในวงจรคอมพิวเตอร์ความถี่สูง ที่มีกำลังงานสูงจะเป็นที่แพร่หลาย ซึ่งนำเสนอหลักการลดผลความเค้นของอุปกรณ์ที่ใช้ในการสวิตช์ และลดการสูญเสียกำลังงานในการสวิตช์ โดยจะใช้หลักการซอฟต์แวร์สวิตช์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์เป็นหลัก หลักการซอฟต์แวร์สวิตช์แบบนี้ยังมีข้อเสียเนื่องจากผลของกระแสไหลวนที่มีค่าสูงในอุปกรณ์สวิตช์และหม้อแปลงในช่วงพรีวิลลิ่ง ทำให้มีการสูญเสียในสถานะการนำกระแส

หลักการซอฟต์แวร์สวิตช์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์จึงเป็นวิธีการแก้ปัญหาต่าง ๆ ได้ โดยจะสามารถลดผลของกระแสไหลวนในอุปกรณ์สวิตช์และหม้อแปลงในช่วงพรีวิลลิ่งลงได้ ด้วยการทำให้กระแสในช่วงพรีวิลลิ่งมีค่าเป็นศูนย์ ก็จะสามารถทำให้มีประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรคอมพิวเตอร์ความถี่สูงมีค่ามากขึ้นได้

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

- 1.2.1 เพื่อให้เข้าใจถึงเทคนิคการลดกำลังสูญเสียในการสวิตช์และการสูญเสียในสถานะการนำกระแสของอุปกรณ์สวิตช์และหม้อแปลง
- 1.2.2 เพื่อวิเคราะห์ลักษณะการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ที่มีลักษณะของการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์และลักษณะของการสวิตช์แบบกระแสศูนย์
- 1.2.3 เพื่อทำการศึกษาความแตกต่างของวงจรคอมพิวเตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์กับวงจรคอมพิวเตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์
- 1.2.4 ให้เข้าใจถึงผลของแรงดันริงกิ้งที่เกิดขึ้นทางด้านเอาต์พุตเรกติไฟร์และวิธีการลดผลของแรงดันริงกิ้งที่เกิดขึ้น

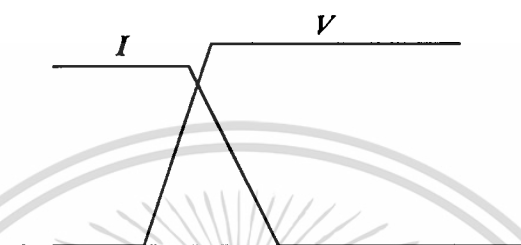
1.3 สมมุติฐานของการศึกษา

การที่อุปกรณ์สวิตช์ของวงจรคอมพิวเตอร์ความถี่สูงมีกำลังการสูญเสียมากซึ่งจะส่งผลทำให้ตัวอุปกรณ์สวิตช์เองเกิดความร้อนมากขึ้นด้วย สาเหตุที่สำคัญเนื่องมาจากค่า dv/dt ของกระแส และ di/dt ของแรงดัน ที่ตกคร่อมและไหลผ่านตัวอุปกรณ์สวิตช์มีค่ามากนั่นเอง ซึ่งจะส่งผลให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรคอมพิวเตอร์ความถี่สูงมีค่าลดลง

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

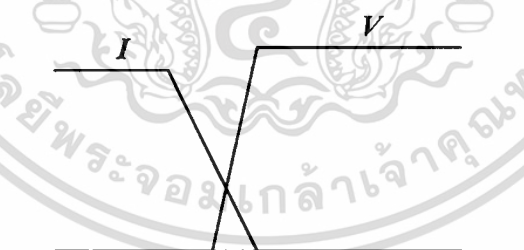
วงจรคอนเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่มีโซ่อยู่ในปัจจุบัน จะมีลักษณะของการสวิตช์อยู่ด้วยกัน 2 แบบ

การสวิตช์แบบแข็ง (Hard – Switching) ตัวอุปกรณ์สวิตช์จะมีค่ากระแสและแรงดันที่ทำให้เกิดความเค้นบนตัวอุปกรณ์สวิตช์ในช่วงเวลาสวิตช์สูงและจะเกิดการสูญเสียในตัวอุปกรณ์สูงเช่นกัน ลักษณะของการสวิตช์แบบนี้จะเป็นไปตามรูปที่ 1.1



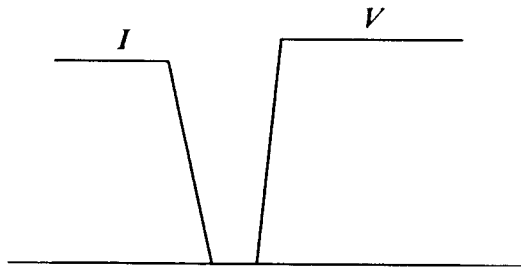
รูปที่ 1.1 ลักษณะของการสวิตช์แบบแข็ง

การสวิตช์แบบซอฟท์ (Soft - Switching) ลักษณะของการสวิตช์แบบนี้จะมีความเค้นที่ตัวอุปกรณ์สวิตช์ลดลงและกำลังการสูญเสียก็จะลดลงตามไปด้วย โดยการใช่วงจรสับเบอร์ดรัมที่ตัวอุปกรณ์สวิตช์เพื่อลดค่า dv/dt หรือการใช่วงจรเรโซแนนท์เพื่อทำให้กระแสหรือแรงดันมีค่าเป็นศูนย์ก่อนการสวิตช์ เรียกว่า



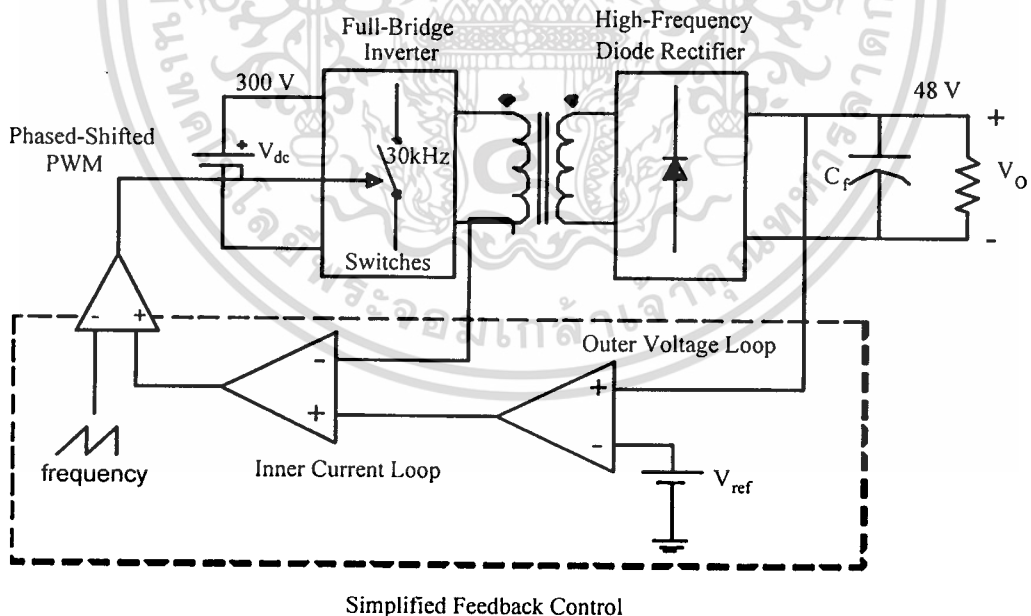
รูปที่ 1.2 ลักษณะของการสวิตช์ที่ใช่วงจรสับเบอร์ดรัม

การสวิตช์แบบศูนย์ (Zero – Switching) ในลักษณะของการสวิตช์แบบนี้จะต้องทำให้แรงดันหรือกระแสมีค่าเป็นศูนย์ก่อนช่วงเวลาของการสวิตช์ จะเป็นผลทำให้ความเค้นและกำลังการสูญเสียของอุปกรณ์สวิตช์หมดไป



รูปที่ 1.3 ลักษณะของการสวิตช์แบบศูนย์

ฉะนั้นในวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะการสวิตช์แบบศูนย์จะเป็นที่นิยมใช้มาก โดยส่วนใหญ่แล้วจะเป็นแบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ แต่ลักษณะการสวิตช์แบบนี้ก็ยังมีข้อเสียของกระแสไหลวนในตัวอุปกรณ์สวิตช์และหม้อแปลง ดังนั้นการที่จะลดกระแสไหลวนในส่วนนี้ให้มีค่าเป็นศูนย์จะต้องใช้หลักการของการสวิตช์ที่กระแสศูนย์เข้าร่วมด้วย ซึ่งหลักการนี้จะถูกนำมาใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แนะนำเสนอ ด้วยการลดกระแสในช่วงหยุดนำกระแสของอุปกรณ์สวิตช์ให้มีค่าเป็นศูนย์ โดยวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แนะนำเสนอนี้จะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ โซแนนท์ควมถี่ที่ 30 kHz ใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์กึ่งหน้าและใช้ไอจีบีทีเป็นสวิตช์กึ่งหลัง แนวคิดนี้ทั้งหมดสามารถแสดงตามรูปที่ 1.4



รูปที่ 1.4 บล็อกแสดงระบบของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แนะนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.5 ขอบเขตการวิจัย

การวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ในงานวิจัยนี้ สามารถแบ่งเรื่องได้ดังนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ สมมุติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย ขั้นตอนของการศึกษา

บทที่ 2 จะกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในแบบต่าง ๆ ที่มีลักษณะการสวิตช์แบบธรรมดาและการสวิตช์แบบซอฟพร้อมไปถึงการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

บทที่ 3 การวิเคราะห์ห่ออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ที่มีการนำเอาหลักการลดแรงดันริงกิ้งเพื่อทำการออกแบบวงจรสับเบรคทีฟที่เป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟลายแบค

บทที่ 4 จะกล่าวถึงหลักการออกแบบวงจรควบคุมและลักษณะในการควบคุมแบบเลื่อนเฟสของสัญญาณที่นำไปควบคุมอุปกรณ์สวิตช์เพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ตลอดช่วงการใช้งาน

บทที่ 5 การทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ในสภาวะการใช้งานที่แรงดันอินพุตที่ต่ำกว่าพิกัดและที่แรงดันอินพุตสูงกว่าค่าพิกัดการใช้งานเพื่อทดสอบหาประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในแต่ละกรณี

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

- 1.6.1 ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะของการสวิตช์แบบต่าง ๆ
- 1.6.2 ศึกษาข้อมูลของลักษณะการสวิตช์ในแบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และในแบบสวิตช์ที่กระแสศูนย์
- 1.6.3 ออกแบบและพัฒนาอัลกอริทึมของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์และกระแสศูนย์
- 1.6.4 ทำการทดสอบและเก็บข้อมูลพร้อมทั้งวิเคราะห์ผลให้สอดคล้องกับทฤษฎี
- 1.6.5 เรียบเรียงและเขียนวิทยานิพนธ์

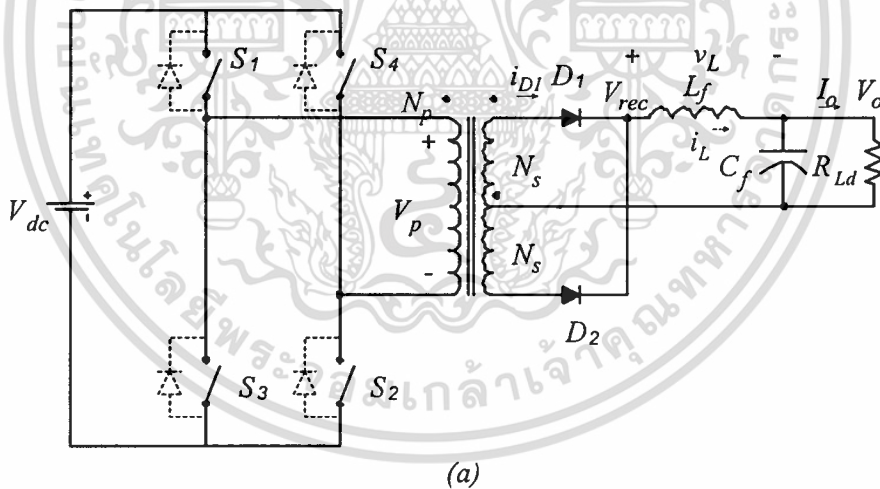
บทที่ 2

ทฤษฎีของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะการสวิตช์แบบ ซอฟสวิตช์

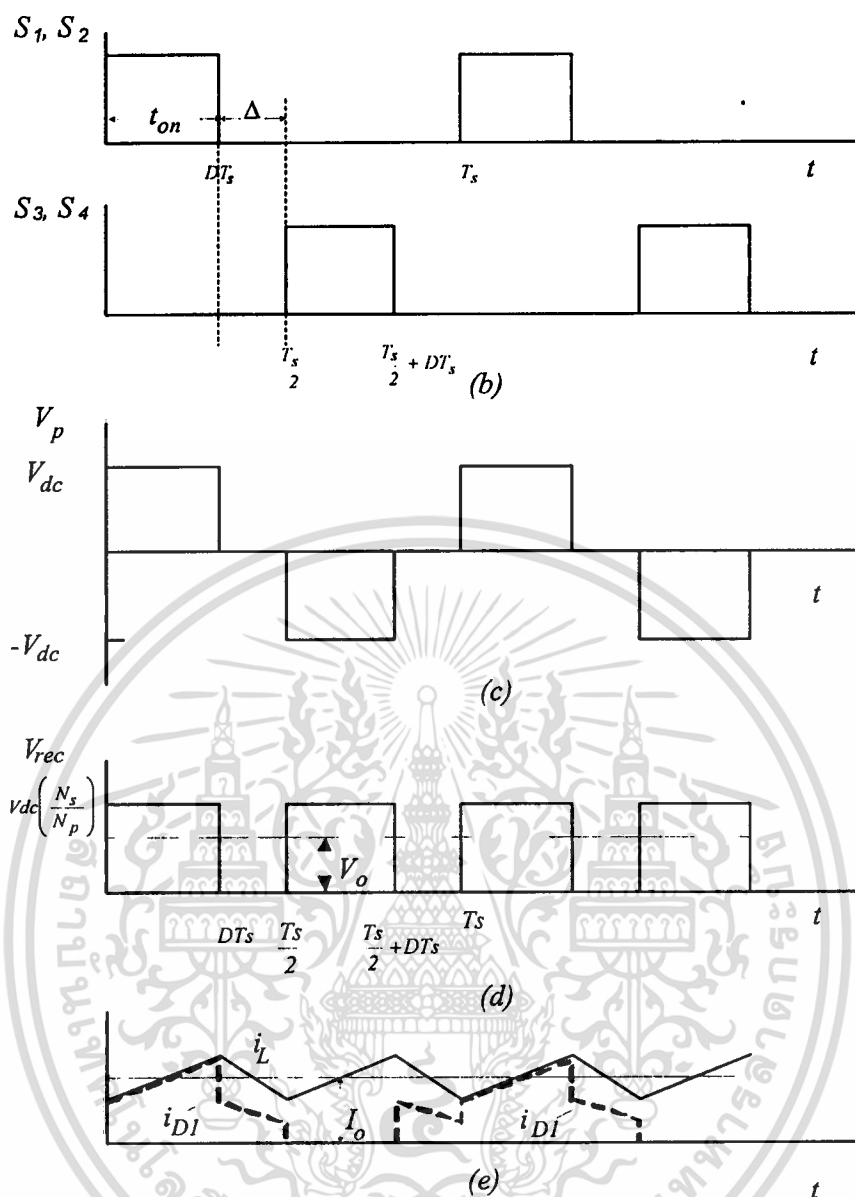
2.1 บทนำ

บทนี้จะกล่าวถึงวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ พัดเบิลยูเอ็มโดยทั่ว ๆ ไปที่มีลักษณะการทำงานแบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และแบบสวิตช์ที่กระแสศูนย์ เพื่อที่จะลดการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ ถ้าหากนำหลักการของการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และการสวิตช์ที่กระแสศูนย์มารวมเข้าด้วยกันก็จะสามารถลดผลการสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ลงได้มากกว่า โดยจะกล่าวถึงลักษณะของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ พัดเบิลยูเอ็มที่มีการสวิตช์ในแบบต่าง ๆ กัน เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของวงจรคอนเวอร์เตอร์ในแต่ละแบบ

2.2 หลักการพื้นฐานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์พัดเบิลยูเอ็ม



รูปที่ 2.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์พัดเบิลยูเอ็ม



รูปที่ 2.1 (ต่อ)

ตามรูปที่ 2.1 เป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่มีอุปกรณ์สวิตช์ (S_1, S_2 และ S_3, S_4) ทำงานกันเป็นคู่ตามความถี่สวิตช์ (Switching frequency) เมื่อ S_1 และ S_2 ทำการนำกระแส (Turn on) ไดโอด D_1 ก็จะนำกระแส ในขณะที่ไดโอด D_2 หยุดนำกระแสก็จะทำให้ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตเรกติไฟร์ (V_{rec}) มีค่าเป็น $V_{rec} = (N_s / N_p) V_{dc}$ เป็นไปตามรูปที่ 2.1 (d) เพราะฉะนั้นจะได้แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำฟิลเตอร์เป็น

$$v_L = \frac{N_s}{N_p} V_{dc} - V_o \quad (2.1)$$

เมื่อเวลาเป็น $0 < t < t_{on}$.

และกระแสตัวเหนี่ยวนำฟิลเตอร์ (i_L) ที่ไหลผ่านไดโอด D_1 จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็นเชิงเส้นตามรูปที่ 2.1 (e)

ในช่วงเวลา Δ (blanking time) สวิตช์ทั้งหมดจะหยุดนำกระแสและค่ากระแสของตัวเหนี่ยวนำจะลดลง เมื่อสมมุติให้ไดโอดเป็นอุดมคติ จะได้ $V_{rec} = 0$ ดังนั้น

$$v_L = -V_o \quad (2.2)$$

ในช่วง $t_{on} < t < t_{on} + \Delta$ และ

$$i_{D1} = i_{D2} = \frac{T_s}{2} \quad (2.3)$$

ในช่วงครึ่งไซเคิลต่อไป ที่เป็นช่วง t_{on} (S_3, S_4 นำกระแส) และในช่วงเวลา Δ รูปคลื่นจะอยู่ในช่วง $T_s/2$ ซึ่ง

$$t_{on} + \Delta = \frac{T_s}{2} \quad (2.4)$$

สมการในช่วงเวลานี้ของแรงดันตัวเหนี่ยวนำจะมีค่ามากกว่าในช่วงเวลาแรกในสภาวะคงตัวจากสมการ(2.4) จะได้

$$\frac{V_o}{V_{dc}} = 2 \frac{N_s}{N_p} D \quad (2.5)$$

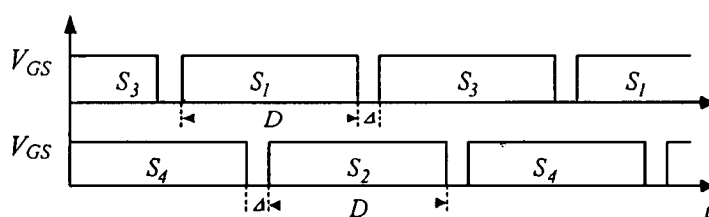
เมื่อ $D = t_{on}/T_s$ เป็นค่าดีวตี้ไซเคิลของสวิตช์ $S_1 - S_4$ และมีค่าสูงสุดเป็น 0.5 (ในทางปฏิบัติจะต้องให้มีค่าเวลาช่วง Δ มีค่าน้อย ๆ เพื่อป้องกันการนำกระแสของสวิตช์ทั้งสองพร้อมกัน) ค่าเฉลี่ยของรูปคลื่นในรูปที่ 2.1 (d) จะมีค่าเป็น V_o

สำหรับไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิทช์นั้นจะใช้สำหรับนำกระแสรีแอกทีฟและจะเป็นตัวนำค่ากระแสวนกลับของกระแสไหลกลับ ส่วนในวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์จะแสดงไดโอดที่ขนานอยู่เป็นเส้นประตามในรูปที่ 2.1 (a) ซึ่งจะมีความจำเป็นที่จะให้เป็นทางผ่านสำหรับค่ากระแสที่เป็นตัวกำหนดฟลักเหนี่ยวนำของหม้อแปลง อย่างไรก็ตามการนำกระแสและหยุดนำกระแสจะยังคงไม่สมบูรณ์แบบเพราะผลของการสวิตช์ซึ่งจะทำให้เกิดการสูญเสียในวงจรคอนเวอร์เตอร์เนื่องจากตัวสวิทช์จะทำให้เกิดกำลังสูญเสียในช่วงการนำกระแสและการหยุดนำกระแส ถ้าหากความถี่ของการสวิตช์มีค่าเพิ่มขึ้นกำลังสูญเสียนี้อาจมีค่าเพิ่มขึ้นตาม แต่การใช้ความถี่สูงในวงจรคอนเวอร์เตอร์ก็ยังมีค่าจำเป็นเพราะจะเป็นการลดขนาดของตัวฟิลเตอร์และหม้อแปลงซึ่งจะส่งผลทำให้สามารถลดขนาดและน้ำหนักของวงจรคอนเวอร์เตอร์ได้

ในวงจรสวิตช์ซึ่งเป็นแบบเรโซแนนท์การสวิตช์จะเกิดขึ้นเมื่อแรงดันหรือกระแสมีค่าเป็นศูนย์ ด้วยเหตุนี้จะทำให้สามารถลดช่วงเวลาที่กระแสและแรงดันทับซ้อนกันในช่วงสวิตช์ซึ่งได้ก็จะทำให้สามารถลดกำลังการสูญเสียในขณะสวิตช์ ซึ่งลักษณะการสวิตช์แบบนี้เรียกว่า การสวิตช์แบบอ่อน (Soft-Switching) ลักษณะของการสวิตช์แบบนี้จะสามารถทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานได้ที่ความถี่สูงและกำลังสูงได้และจะมีหลาย ๆ วิธีสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่สามารถลดกำลังการสูญเสียในขณะสวิตช์ วงจรคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนท์โดยทั่ว ๆ ไปสามารถทำให้เกิดการสวิตช์แบบกระแสศูนย์ (Zero - Current - Switching , ZCS) หรือ การสวิตช์แบบแรงดันศูนย์ (Zero - Voltage - Switching) อย่างไรก็ตามในบทนี้วงจรคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนท์พีคเบิลยูเอ็มโดยทั่วไปได้แสดงในรูปที่ 2.3 ซึ่งสามารถควบคุมด้วยลักษณะ การเลื่อนเฟส (Phase - Shift) [1] โดยจะให้ค่าดีวีไอเกิดและความถี่สวิตช์คงที่

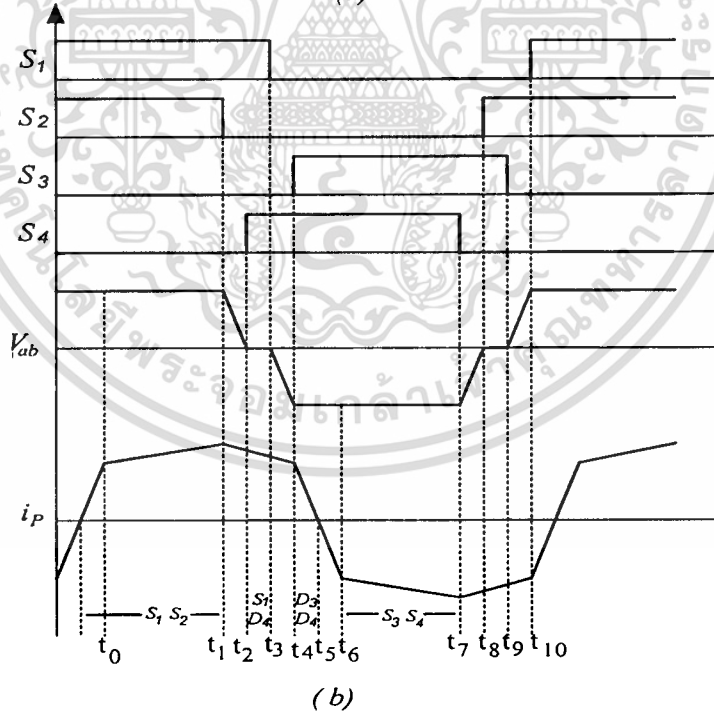
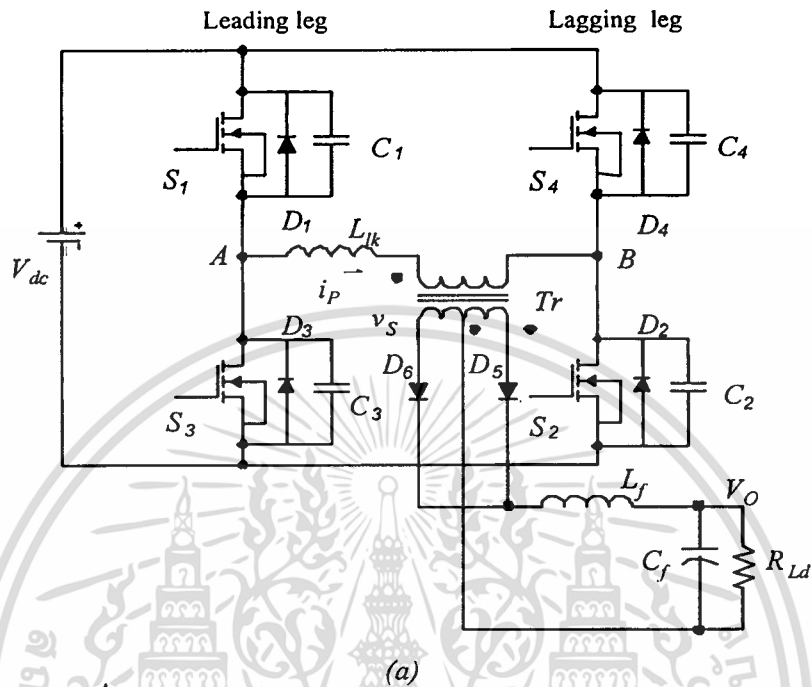
2.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่มีลักษณะการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์แบบนี้จะมีการทำงานในโหมดที่ทำให้เกิดแรงดันศูนย์ในช่วงการนำกระแสของตัวสวิทช์ ส่วนกระแสและแรงดันทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงได้แสดงในรูปที่ 2.3 โดยจะมีสัญญาณขับสวิทช์ที่ทำงานในลักษณะเลื่อมกันอยู่โดยเรียกว่า การเลื่อนเฟส ซึ่งลักษณะของสัญญาณแสดงให้เห็นในรูปที่ 2.2 การเลื่อนเฟสจะมีค่าดีวีไอเกิด (D) และค่าเวลา dead time (Δ)



รูปที่ 2.2 ลักษณะของสัญญาณขับที่มีการเลื่อนเฟส

ในสภาวะแรงดันศูนย์ในช่วงการนำกระแสจะเกิดขึ้นจากการใช้พลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง (L_{lk}) และการคายประจุของตัวเก็บประจุเอาต์พุต ($C_f = 2C_1$) ของตัวสวิตช์ก่อนที่จะมีการนำกระแส ซึ่งตัวเก็บประจุ $C_1 - C_4$ จะมีค่าเท่ากัน



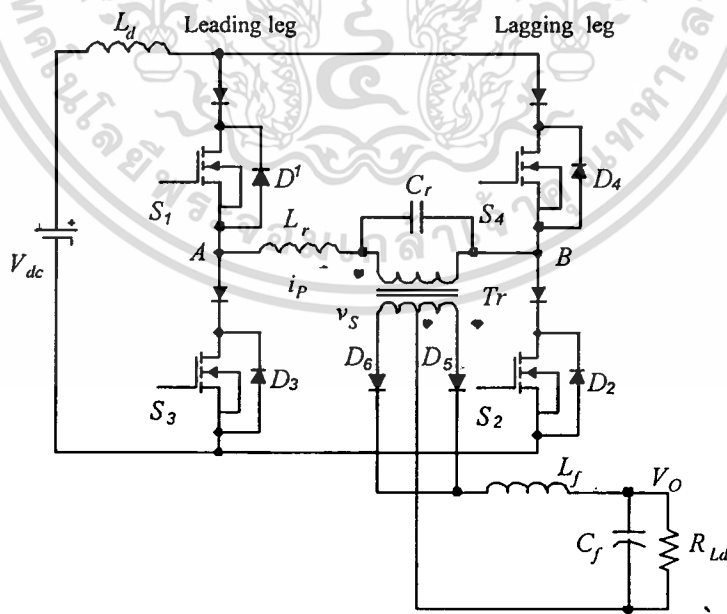
รูปที่ 2.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ดับเบิลยูเอ็มที่มีการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์

(a) วงจรคอนเวอร์เตอร์ (b) รูปคลื่นการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

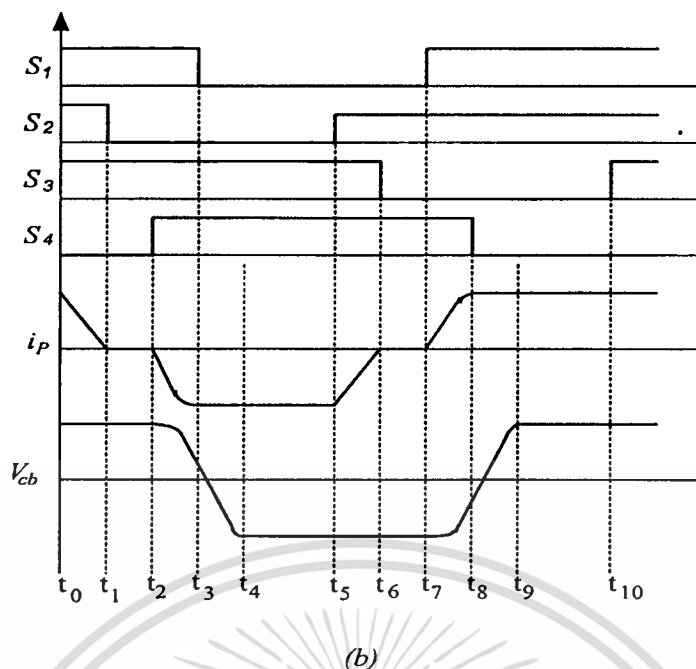
ในรูปที่ 2.3 (b) ในช่วงเวลา $t_0 - t_1$ สวิตช์ S_1 และ S_2 จะนำกระแสอยู่ และในเวลา t_1 S_2 จะหยุดนำกระแส ค่ากระแสที่ไหลผ่านด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงจะทำการชาร์จประจุให้กับตัวเก็บประจุเอาต์พุตของสวิตช์ S_4 และจะคายประจุของตัวเก็บประจุเอาต์พุตของสวิตช์ S_2 ในช่วงเวลา t_2 ไดโอด D_4 จะเริ่มนำกระแส เมื่อไดโอดนำกระแสแล้วสวิตช์ S_4 ก็จะสามารถนำกระแสในช่วงที่ไม่มีแรงดันตกคร่อม ในลักษณะนี้จะทำให้เกิดแรงดันศูนย์ในช่วงการนำกระแสและพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล จะมีค่ามากกว่าค่าพลังงานในตัวเก็บประจุเอาต์พุต ฉะนั้นด้วยเหตุนี้การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ก็จะไม่เกิดในค่ากระแสไหลลดต่ำและลักษณะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ของสวิตช์ S_2 จะเกิดขึ้นในช่วงของเวลา $t_3 - t_4$ โดยในเวลา t_3 สวิตช์ S_4 จะหยุดนำกระแส ค่ากระแสที่ไหลผ่านด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงจะทำการชาร์จประจุให้กับตัวเก็บประจุเอาต์พุตของสวิตช์ S_2 และจะคายประจุของตัวเก็บประจุเอาต์พุตของสวิตช์ S_4 หลังจากนั้นไดโอด D_2 จะเริ่มนำกระแส หลังจากไดโอดนำกระแสแล้วสวิตช์ S_2 จะถูกสั่งให้นำกระแสในขณะที่ไม่มีแรงดันตกคร่อม ในช่วงที่สวิตช์ S_4 หยุดนำกระแสก็จะมีกระแสไหลอยู่ที่ด้านปฐมภูมิเนื่องมาจากค่ากระแสไหลย้อนกลับของกระแสเอาต์พุตมายังด้านปฐมภูมิ พลังงานของตัวเหนี่ยวนำฟีดแบ็คด้านทุติยภูมิที่มีค่ามากก็จะสามารถที่จะทำให้เกิดสภาวะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ด้วย เพราะฉะนั้นก็จะสามารถเกิดสภาวะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ได้ง่ายขึ้นสำหรับสวิตช์ S_2 และสวิตช์ S_4 [2, 3]

2.4 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่มีลักษณะการสวิตช์แบบกระแสศูนย์



(a)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

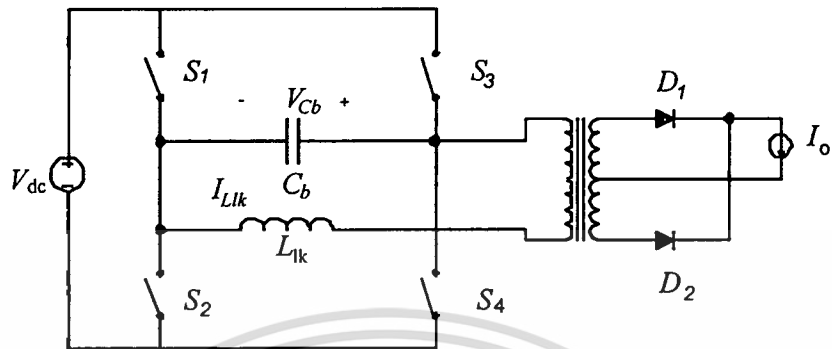


รูปที่ 2.4 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ดับเบิลยูเอ็มที่มีการสวิตช์แบบกระแสศูนย์

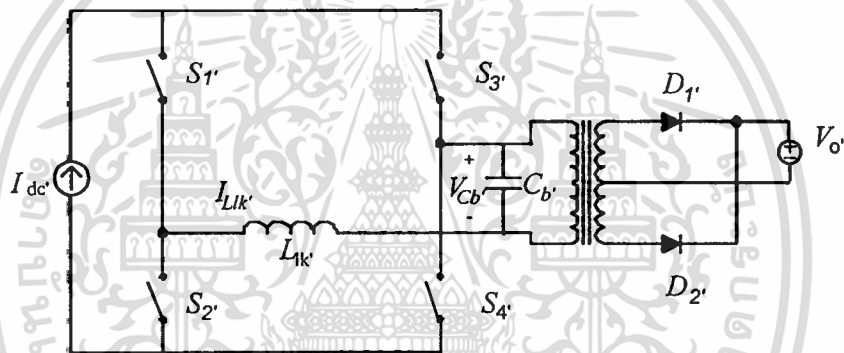
(a) วงจรคอนเวอร์เตอร์ (b) รูปคลื่นการทำงาน

จากรูปที่ 2.4 ในช่วงเวลา $t_0 - t_1$ สวิตช์ S_1 , S_2 และ S_3 นำกระแสพร้อมกัน ซึ่ง S_2 และ S_3 จะทำงานในลักษณะคาบเกี่ยวกัน (Overlap) ขณะเดียวกันไดโอด D_5 ก็จะนำกระแสด้วย ค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ S_2 จะไหลผ่านไปยัง S_3 ในลักษณะของไมเรโซแนนท์และในช่วงเวลานี้พลังงานก็จะถูกส่งผ่านไปยังด้านเอาต์พุตและที่ช่วงเวลา t_1 กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ S_3 ก็จะมีค่าลดลงเป็นศูนย์แล้วสวิตช์ S_3 จะหยุดนำกระแสในสถานะกระแสเป็นศูนย์ ดังนั้นเวลาของการคาบเกี่ยวกันของสวิตช์ S_2 และ S_3 จะต้องมีค่ามากพอที่จะทำให้กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ S_3 มีค่าเป็นศูนย์ได้ หลังจากเวลา t_1 พลังงานทางด้านอินพุตจะไม่ส่งผ่านไปยังด้านเอาต์พุตแต่ในช่วงเวลานี้สวิตช์ S_1 และ S_3 จะยังคงนำกระแสอยู่ หลังจากช่วงเวลา t_2 สวิตช์ S_4 จะถูกสั่งให้นำกระแส ค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ S_1 ก็จะถูกส่งผ่านไปยังสวิตช์ S_4 ในลักษณะของการเรโซแนนท์ ในช่วงนี้สวิตช์ S_1 และ S_4 จะมีลักษณะการทำงานแบบคาบเกี่ยวกัน โดยที่กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ (L_r) จะมีค่าเป็นลบ ซึ่งจะส่งผลทำให้กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ S_1 มีค่าเป็นศูนย์ เมื่อช่วงเวลา t_3 สวิตช์ S_3 ก็จะหยุดนำกระแสในสถานะเป็นศูนย์ ดังนั้นเวลาคาบเกี่ยวกันของสวิตช์ S_1 และ S_4 ก็จะต้องมีค่ามากพอที่จะทำให้ค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ S_1 มีค่าเป็นศูนย์ และขณะเดียวกันในช่วงเวลานี้ตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (C_r) จะคายประจุเป็นเชิงเส้นจนมีค่าเป็น $-nV_0$ และเมื่อถึงเวลา t_4 ก็จะยอมไดโอด D_5 นำกระแสเพื่อส่งผ่านพลังงานด้านอินพุตไปยังด้านเอาต์พุต

2.5 การเปรียบเทียบลักษณะความแตกต่างของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่มีการสวิตช์แบบแรงดันศูนย์กับที่มีลักษณะการสวิตช์แบบกระแสศูนย์



(a)



(b)

รูปที่ 2.5 รูปแบบอย่างง่ายของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสอง (a) วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (b) วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะการสวิตช์ที่กระแสศูนย์

จากหัวข้อที่ 2.3 และ 2.4 สามารถทำให้เพื่อได้เข้าใจง่ายขึ้นจะพิจารณาได้จากรูปที่ 2.5 (a และ b) จากนั้นจะสมมุติให้ตัวเหนี่ยวนำฟิลเตอร์ฟูลบริดจ์มีค่ามากพอที่จะทำให้ค่ากระแสที่โดยที่ทั้งวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่สวิตช์แรงดันศูนย์จะพิจารณาให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันด้านอินพุตไปยังกระแสเอาต์พุตและในทางกลับกันวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่สวิตช์กระแสศูนย์จะให้แหล่งจ่ายกระแสด้านอินพุตไปยังแรงดันเอาต์พุต ส่วนตัวเหนี่ยวนำ (L_{lk}) ที่อนุกรมอยู่กับหม้อแปลงด้านปฐมภูมิจะกลายเป็นตัวเก็บประจุ (C_p) ที่ขนานอยู่กับหม้อแปลงด้านปฐมภูมิของวงจรตามรูปที่ 2.5 (b)

ในตารางที่ 1 จะเป็นการรวบรวมคุณสมบัติของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่สวิตช์แรงดันศูนย์และวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่กระแสศูนย์

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS และ ZCS

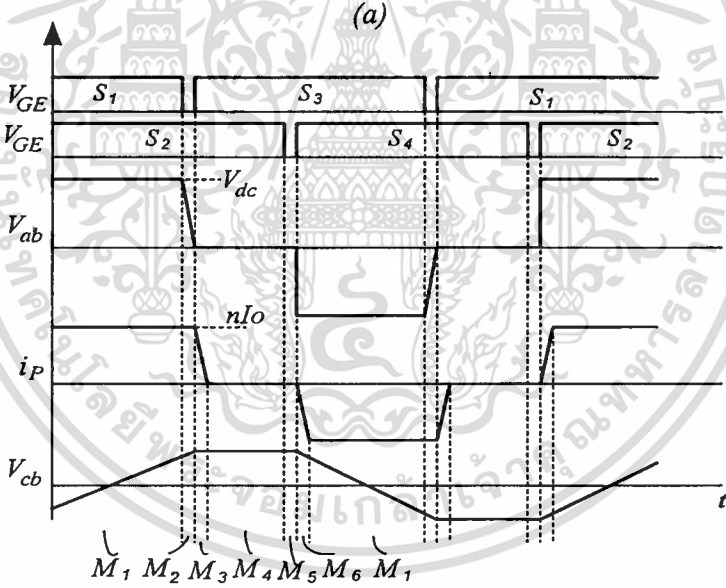
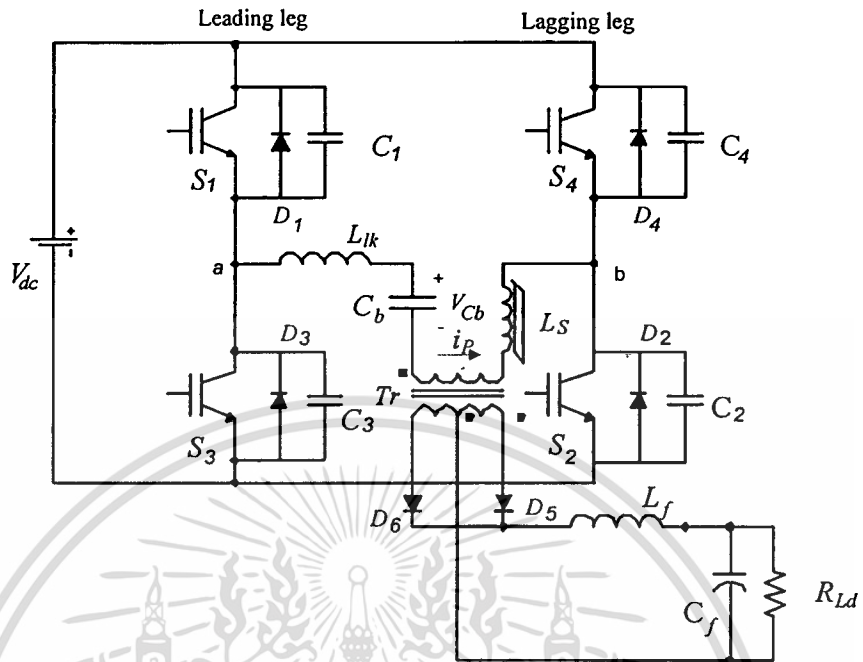
รูปแบบวงจร	วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS	วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZCS
สถานะการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์	สวิตช์ที่แรงดันศูนย์	สวิตช์ที่กระแสศูนย์
สถานะการสวิตช์ของวงจรเรกติไฟล์	สวิตช์ที่กระแสศูนย์	สวิตช์ที่แรงดันศูนย์
สถานะของการเกิดการชอर्फท์สวิตช์	เกิดที่กระแสไหลดมีค่ามาก	เกิดที่กระแสไหลดมีค่าน้อย
ส่วนประกอบของอุปกรณ์สวิตช์	มีไดโอดขนานอยู่กับอุปกรณ์สวิตช์	มีไดโอดอนุกรมอยู่กับอุปกรณ์สวิตช์

อย่างไรก็ตามวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์จะมีข้อเสียเนื่องจากจะมีค่ากระแสไหลเวียนในช่วงหยุดนำกระแสของสวิตช์ ด้วยเหตุนี้เช่นกันวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่กระแสศูนย์ก็จะมีค่าแรงดันที่มีค่ามากในช่วงนำกระแสของสวิตช์ ซึ่งจะทำให้อุปกรณ์สวิตช์และหม้อแปลงในช่วงฟรีวิลลิงมีการสูญเสีย ดังนั้นเพื่อลดปัญหาเหล่านี้ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบจึงได้นำเอาหลักการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์มารวมเข้าด้วยกัน โดยให้ช่วงการนำกระแสของสวิตช์เป็นการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และช่วงหยุดนำกระแสของสวิตช์เป็นการสวิตช์ที่กระแสศูนย์ซึ่งจะได้เป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ (ZVZCS-PWM-FB-Converter) [2-5]

2.6 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ที่มีอยู่โดยทั่วไป

รูปแบบพื้นฐานของวงจรคอนเวอร์เตอร์[5-17] จะมีลักษณะเหมือนกับวงจรคอนเวอร์เตอร์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ โดยกลไกของการเกิดลักษณะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ของสวิตช์กึ่งหน้าจะมีลักษณะเหมือนเดิม แต่กลไกของการทำให้เกิดการสวิตช์ที่กระแสศูนย์ของสวิตช์กึ่งหลังจะแตกต่างกันตามลักษณะของการออกแบบ

2.6.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำอิมิตัวทำให้เกิดการสวิตช์ที่กระแสศูนย์



รูปที่ 2.6 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่มีตัวเหนี่ยวนำอิมิตัว
(a) วงจรคอนเวอร์เตอร์ (b) รูปคลื่นการทำงาน

วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ตามรูปที่ 2.6 [5] จะใช้ไอจีบีทีเป็นตัวสวิตช์โดยที่มีกลไกการทำให้เกิดการสวิตช์ที่กระแสศูนย์ของสวิตช์กึ่งหลังด้วยการใช้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บ

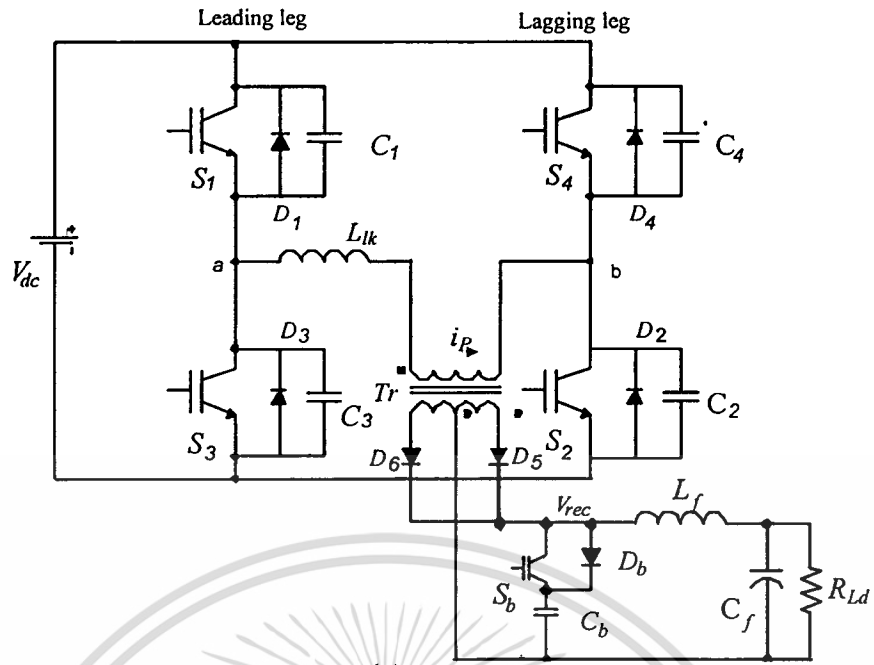
ประจุปฏิกิริยา (C_p) และค่าตัวเหนี่ยวนำอิมิตัว (L_s) ที่อยู่ทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง ซึ่งรูปคลื่นการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์จะแสดงในรูปที่ 2.6 (b) จะมีโหมดการทำงานด้วยกัน 6 โหมดการทำงานในช่วงครึ่งไซเคิล สำหรับในโหมดที่เป็นช่วงฟรีวิลลิงกระแสทางด้านปฐมภูมิจะถูกทำให้มีค่าเป็นศูนย์ด้วยแรงดันของตัวเก็บประจุปฏิกิริยาและค่ากระแสที่ไหลย้อนกลับของตัวเหนี่ยวนำอิมิตัว

แต่อย่างไรก็ตามการใช้ตัวเหนี่ยวนำอิมิตัวจะมีผลกระทบด้วยกันสองประการ โดยประการแรกจะเกิดการสูญเสียควิตซ์ไซเคิลทางด้านทุติยภูมิโดยทั่วไปแล้วแรงดันอินพุต (V_{dc}) จะเปลี่ยนแปลงในย่านที่คงที่ ซึ่งการออกแบบตัวเหนี่ยวนำอิมิตัวจะต้องขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุตสูงสุด ($V_{dc,max}$) เพื่อป้องกันตัวเหนี่ยวนำอิมิตัวเกิดการอิมิตัวก่อนหมดช่วงกระแสที่เป็นศูนย์ ในการออกแบบลักษณะนี้จะทำให้เกิดการสูญเสียควิตซ์ไซเคิลทางด้านทุติยภูมิและจะส่งผลทำให้แรงดันอินพุตลดลงซึ่งการที่แรงดันอินพุตลดลงก็จะทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้น ส่วนประการที่สองจะเกิดการสูญเสียในแกนเหล็กของตัวเหนี่ยวนำมากขึ้นเนื่องจากตัวเหนี่ยวนำจะสามารถทำงานได้สองทิศทาง

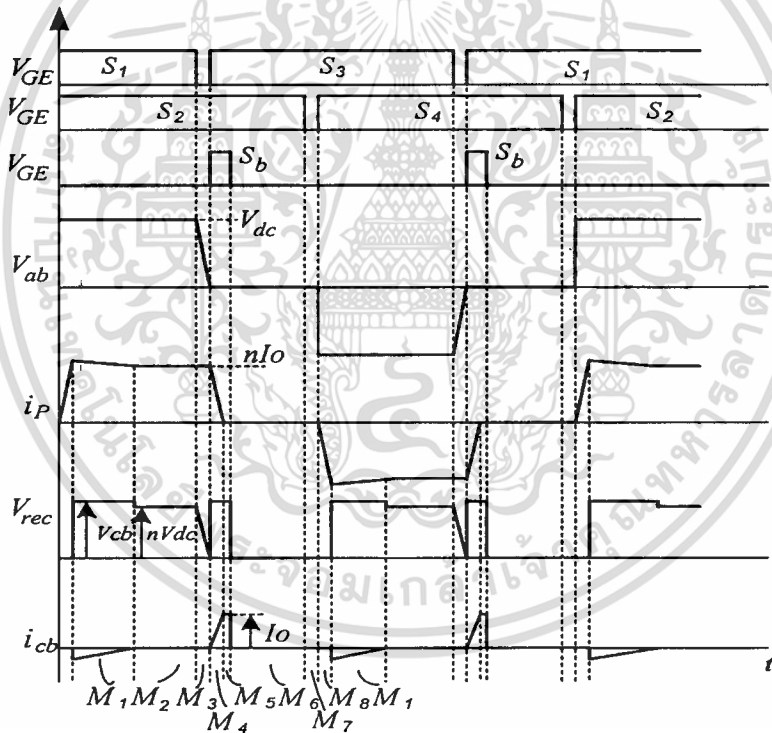
2.6.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ใช้วงจรแอคทีฟเพื่อทำให้เกิดการสวิตซ์ที่กระแสศูนย์

วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ในรูปที่ 2.7 จะมีกลไกการทำให้เกิดการสวิตซ์ที่กระแสศูนย์โดยการใช้ตัวเก็บประจุปฏิกิริยา (C_p) เช่นเดียวกันกับหัวข้อแรกแต่จะเลื่อนให้มาอยู่ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงและจะสวิตซ์ (S_p) [6] ส่วนรูปคลื่นการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์จะแสดงอยู่ในรูปที่ 2.7 (b) โดยที่มีโหมดการทำงานด้วยกัน 8 โหมดการทำงาน ซึ่งกระแสทางด้านปฐมภูมิจะถูกทำให้ลดลงเป็นศูนย์โดยวงจรแอคทีฟที่อยู่ทางด้านทุติยภูมิด้วยพลังงานในตัวเก็บประจุในช่วงของการที่สวิตซ์ S_p ถูกสั่งให้ทำงานด้วยชุดควบคุมต่างหาก เวลาของการทำให้กระแสลดลงเป็นศูนย์จะสามารถทำให้มีค่าน้อยสุดจากค่าแรงดันสูงสุดด้วยค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลและด้วยเหตุนี้เองค่าควิตซ์ไซเคิลจะถูกควบคุมให้มีค่าสูงสุดได้ซึ่งสิ่งเหล่านี้จะมีความสำคัญมากเมื่อไม่สามารถที่จะออกแบบให้หม้อแปลงมีค่าเหนี่ยวนำต่ำ ๆ ได้ แต่วงจรแอคทีฟก็ยังจะทำให้แรงดันเรคตีไฟลด์เอาต์พุต (V_r) มีค่าต่ำลงและเกิดการแกว่ง

อย่างไรก็ตามวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ใช้วงจรแอคทีฟจำเป็นที่จะต้องมีสวิตซ์ก็จะต้องทำให้มีวงจรควบคุมเพิ่มขึ้นมาโดยที่ความถี่ของการทำงานเป็นสองเท่าของความถี่สวิตซ์ซึ่งในส่วนนี้จะส่งผลทำให้เกิดสัญญาณรบกวนเพิ่มขึ้นในวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์



(a)



(b)

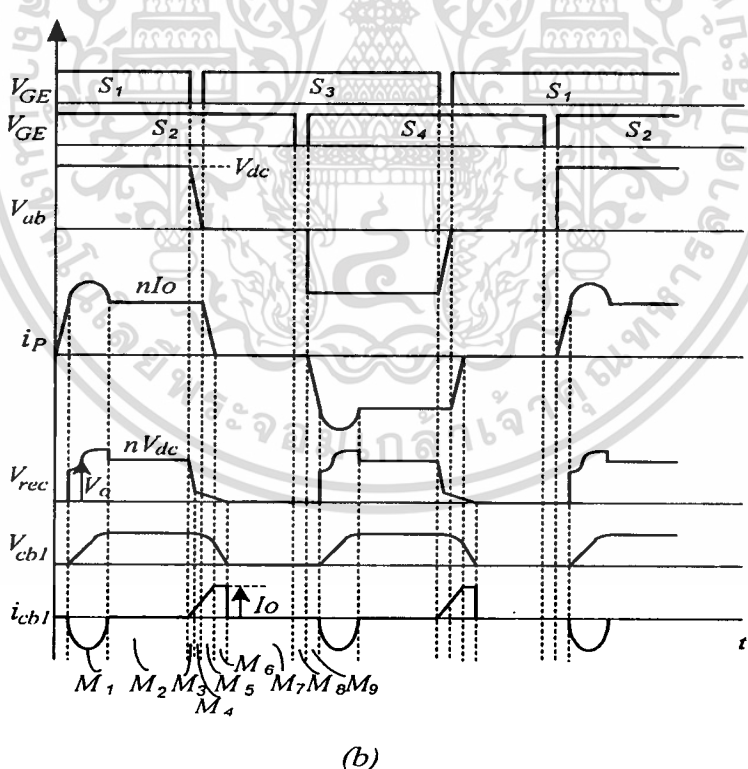
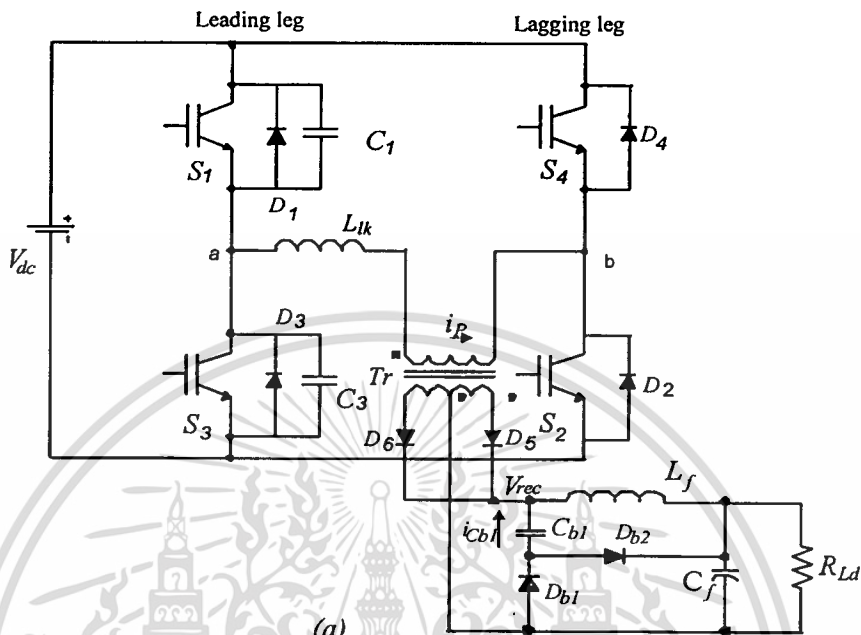
รูปที่ 2.7 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่โซวงจรแอคทีฟ

(a) วงจรคอนเวอร์เตอร์ (b) รูปคลื่นการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ใช้วงจรช่วยเพื่อทำให้เกิดการสวิตช์ที่กระแสศูนย์

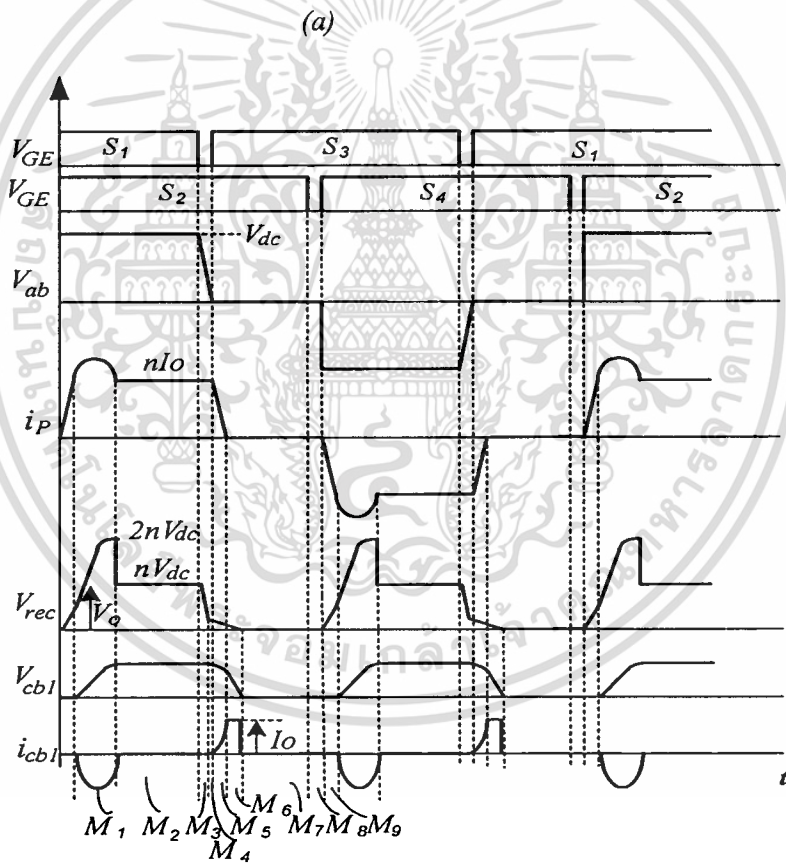
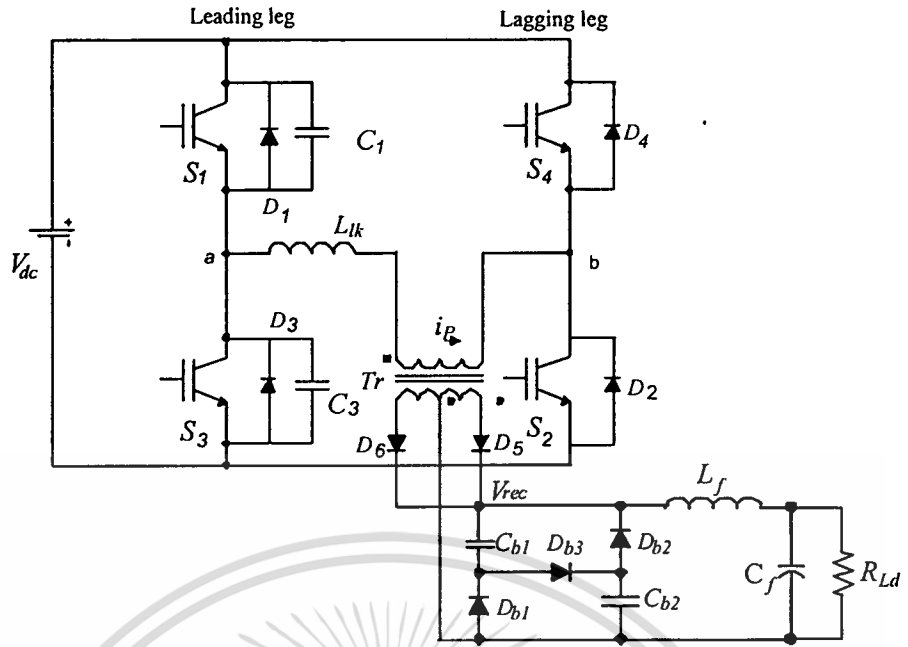
วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ในรูปที่ 2.8 (a) , 2.9(a) และ 2.10 [8-10] จะใช้กลไกการทำให้เกิดการสวิตช์ที่กระแสศูนย์ด้านสวิตช์กึ่งหลังด้วยตัวเก็บประจุลือกึ่งทางด้านทุติยภูมิ



รูปที่ 2.8 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ใช้วงจรช่วยแบบที่ 1

(a) วงจรคอนเวอร์เตอร์ (b) รูปคลื่นการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

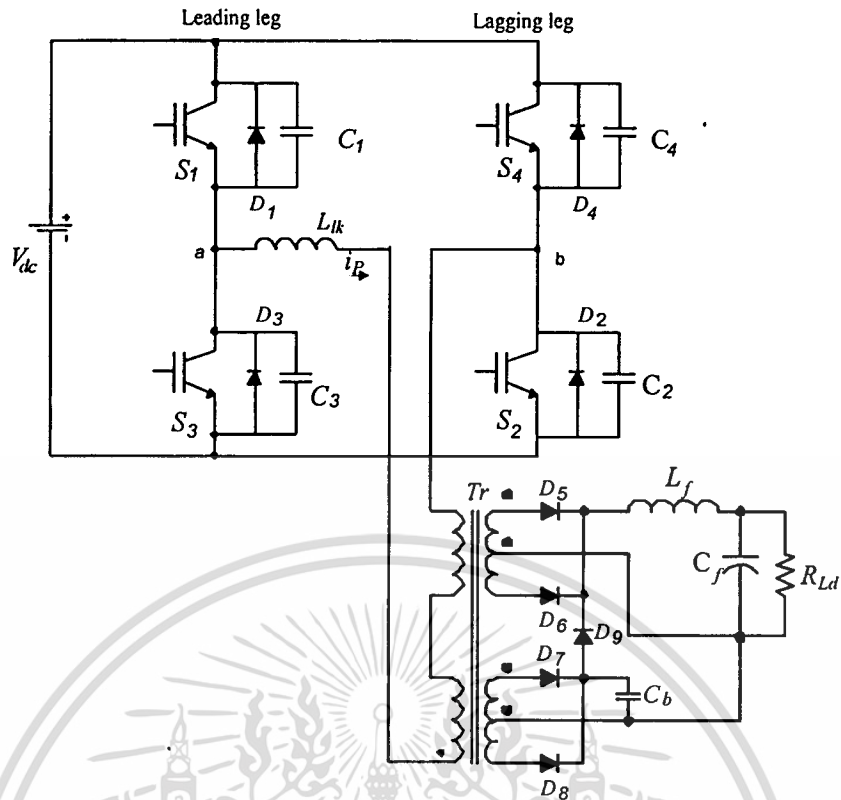


(a)

รูปที่ 2.9 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ใช้วงจรช่วยแบบที่ 2

(a) วงจรคอนเวอร์เตอร์ (b) รูปคลื่นการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.10 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ไซวงจรช่วยแบบที่ 3

เมื่อพิจารณาตามรูป พลังในตัวเก็บประจุจะถูกส่งผ่านไปยังโหลดในช่วงสภาวะกระแสเป็นศูนย์ วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ในรูปที่ 2.8 (a) จะมีผลที่ดีกว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ในแบบอื่น (รูปที่ 2.9 (a) และรูปที่ 2.10 (a)) สำหรับในเงื่อนไขทั่วไป ๆ และค่าแรงดันสูงสุดของเรกติไฟร์เอาต์พุตจะเป็นสัดส่วนผกผันกับค่าดีไซน์เกิลและมีค่าต่ำกว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 2 แบบ เมื่อพิจารณาที่แรงดันอินพุตเท่ากัน ถ้าหากสมมุติให้ค่าดีไซน์เกิลมีค่าเป็น 0.8 แรงดันเรกติไฟร์เอาต์พุตจะมีค่าเป็น 1.2 เท่าเมื่อเทียบกับแรงดันอินพุต แต่อย่างไรก็ตามวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ทั้ง 3 แบบ ก็ยังมีข้อเสียอยู่ดังนี้

1) ในสภาวะที่กระแสเป็นศูนย์ ตัวเก็บประจุลือกักจะคายประจุหมดและเมื่อสวิตซ์กึ่งนำกระแสค่ากระแสทางด้านปฐมภูมิจะมีค่าสูงขึ้นมากกว่าปกติก็เพื่อที่จะทำการชาร์จประจุให้กับตัวเก็บประจุลือกัก ถ้าหากตัวเก็บประจุลือกักมีค่ามากก็จะเกิดกระแสปฐมภูมิมีค่ามากขึ้นเช่นกัน

2) เมื่อสวิตซ์กึ่งนำหุคนำกระแส แรงดันเรกติไฟร์เอาต์พุตจะใช้เวลาในการลดลงมากขึ้นตามแรงดันของตัวเก็บประจุลือกัก โดยที่ตัวเก็บประจุลือกักจะจ่ายกระแสให้กับตัวเหนี่ยวนำฟิลเตอร์เอาต์พุต ดังนั้นพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลเพียงอย่างเดียวจะชาร์จและคายประจุให้กับตัวเก็บประจุที่ขนานอยู่กับสวิตซ์กึ่งนำหน้าแต่ถ้าหากตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลมี

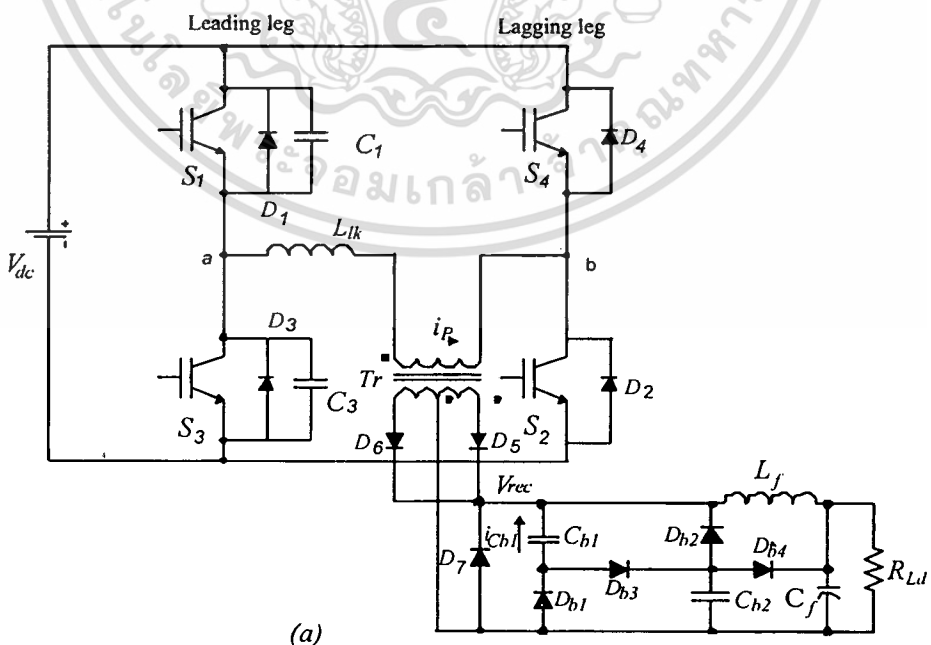
ค่าน้อยก็จะทำให้การชาร์จประจุของตัวเก็บประจุที่ขนานสวิตช์จะไม่สมบูรณ์ก็จะเป็นผลทำให้สวิตช์กึ่งหน้าเกิดการสวิตช์แบบแข็ง (Hard Switch)

3) ในสถานะที่วงจรถอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์มีกระแสเป็นศูนย์ ตัวเก็บประจุลือกก็จะไม่เพียงแต่ทำการลดค่ากระแสด้านปฐมภูมิเพียงอย่างเดียว แต่จ่ายกระแสให้กับเอาต์พุตด้วย ซึ่งถ้าหากตัวเก็บประจุลือกกึ่งไม่มีขนาดใหญ่พอก็จะทำให้ไม่มีพลังงานเพียงพอที่จะทำการลดค่ากระแสปฐมภูมิ

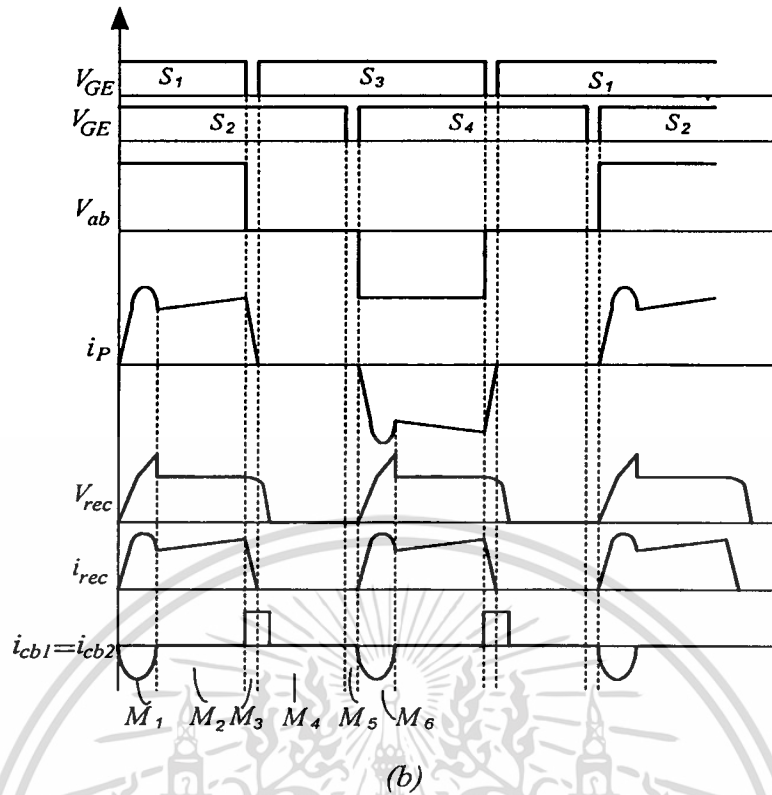
2.6.4 วงจรถอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ประยุกต์ใช้พลังงานย้อนกลับในวงจรสับเบอร์เพื่อทำให้เกิดการสวิตช์ที่กระแสศูนย์

วงจรถอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ตามรูปที่ 2.11 [11] จะใช้พลังงานย้อนกลับของวงจรถอนเบอร์เพื่อทำให้กระแสปฐมภูมิลดลงต่ำสุดและการลดแรงดันที่มีค่ามากขึ้นทางด้านทุติยภูมิ โดยกลไกและลักษณะของวงจรจะมีลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรถอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่แสดงอยู่ในรูปที่ 2.9 (a)

สำหรับการใช้วงจรที่ประยุกต์พลังงานย้อนกลับนั้นจะประกอบด้วย ไดโอด 4 ตัวคู่กัน ($D_{b1}, D_{b2}, D_{b3}, D_{b4}$) และตัวเก็บประจุสับเบอร์ (C_{b1}, C_{b2}) ที่อยู่ระหว่างไดโอดเรกติไฟร์เอาต์พุต (D_5, D_6) กับตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุต (L_f) เพื่อที่จะลดค่ากระแสด้านปฐมภูมิ โดยไดโอดสับเบอร์ D_{b4} จะต่อเชื่อมอยู่กับตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_f) เพื่อจะตัดแรงดันตัวเก็บประจุสับเบอร์ (V_{cb2}) ที่เกินจากแรงดันเรกติไฟร์เอาต์พุต (V_{rec}) ให้ถ่ายเทไปยังแรงดันเอาต์พุต เพราะฉะนั้นการใช้วิธีการนี้ก็จะสามารถลดแรงดันเรกติไฟร์เอาต์พุตลงได้ตามแสดงในรูปที่ 2.11(b) เมื่อเทียบกับลักษณะของวงจรถอนเวอร์เตอร์ในหัวข้อ 2.6.3



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.11 วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่ใช้พลังงานย้อนกลับในวงจรสับเบอร์
(a) วงจรคอนเวอร์เตอร์ (b) รูปคลื่นการทำงาน

อย่างไรก็ตามวงจรสับเบอร์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 2.11 จะไม่สามารถทำให้เกิดการสวิตช์ที่กระแสน้อยได้ทางด้านไดโอดเรกติไฟร์เอาต์พุต เพราะการเรโซแนนซ์นั้นจะเกิดจากตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล (L_k) ตัวเก็บประจุสับเบอร์ C_{b1} และ C_{b2} ไดโอดสับเบอร์ D_{b3} และ D_{b4} และ ตัวเก็บประจุเอาต์พุต (C_r) เพราะฉะนั้นจะทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากการเรโซแนนซ์และสัญญาณรบกวนเนื่องจากการสวิตช์ในส่วนของไดโอดเรกติไฟร์เอาต์พุตทางด้านขั้วขั้วขั้ว

2.7 สรุป

ในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะในการสวิตช์ในแบบต่าง ๆ เพื่อแสดงให้เห็นถึงความแตกต่างในลักษณะของการสวิตช์ นอกจากนั้นจะเป็นการกล่าวถึงวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันและกระแสน้อยที่มีการนำเอาวิธีการในการทำให้เกิดการสวิตช์ที่กระแสน้อยด้วยการลดกระแสประจุของหม้อแปลงให้มีค่าเป็นศูนย์ในช่วงการสวิตช์เพื่อจะแสดงให้เห็นถึงความแตกต่างและผลเสียรวมถึงปัญหาในการนำเอาวิธีการต่างมาทำให้เกิดการสวิตช์ที่กระแสน้อย

บทที่ 3

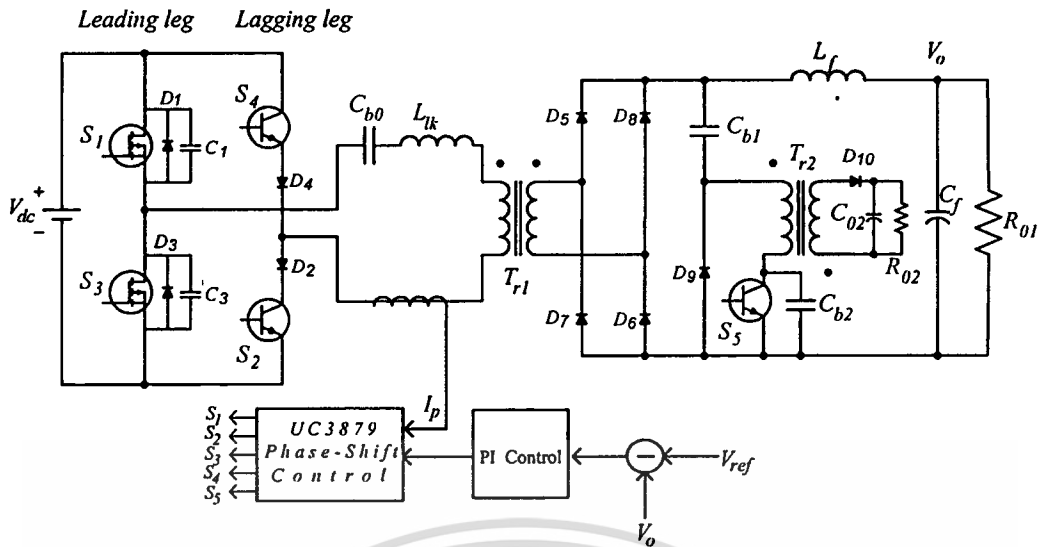
การวิเคราะห์และออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ ที่สวิตช์แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและการปรับปรุงวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่มีการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ โดยที่สวิตช์กึ่งหน้าจะทำงานในลักษณะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ ส่วนสวิตช์กึ่งหลังจะทำงานในลักษณะของการสวิตช์ที่กระแสศูนย์ ซึ่งสวิตช์กึ่งหน้าจะใช้ MOSFETs (MOSFETs) ที่มีไดโอดและตัวเก็บประจุอยู่ภายในเพื่อลดค่ากระแสสุดท้ายภายในตัวสวิตช์โดยที่ลักษณะของการทำให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์จะมีลักษณะเหมือนกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่มีการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ [2,3] สำหรับสวิตช์กึ่งหลังจะใช้ ไอจีบีที (IGBTs) ซึ่งจะอาศัยแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุบล็อกกิ้งเพื่อลดค่ากระแสในช่วงฟรีวิลลิงของกระแสด้านปฐมภูมิ นอกจากนั้นจะมีช่วงเวลาเพื่อการสับสวิตช์ (dead time) ที่สวิตช์กึ่งหลังจะมีค่าเท่ากับที่สวิตช์กึ่งหน้าเพื่อที่จะทำให้ง่ายขึ้นในการออกแบบ ในส่วนทางด้านชุดยูนิตจะมีวงจรแอกทีฟสแน็บเบอร์เพื่อที่จะลดค่าแรงดันริงกิ้งที่เกิดที่ไดโอดเรกติไฟร์ โดยที่วงจรแอกทีฟสแน็บเบอร์นี้จะมีส่วนในการลดค่ากระแสทางดาร์ปฐมภูมิด้วยและจะสามารถจ่ายแรงดันได้อีกด้วย

3.2 ลักษณะโครงสร้างของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์

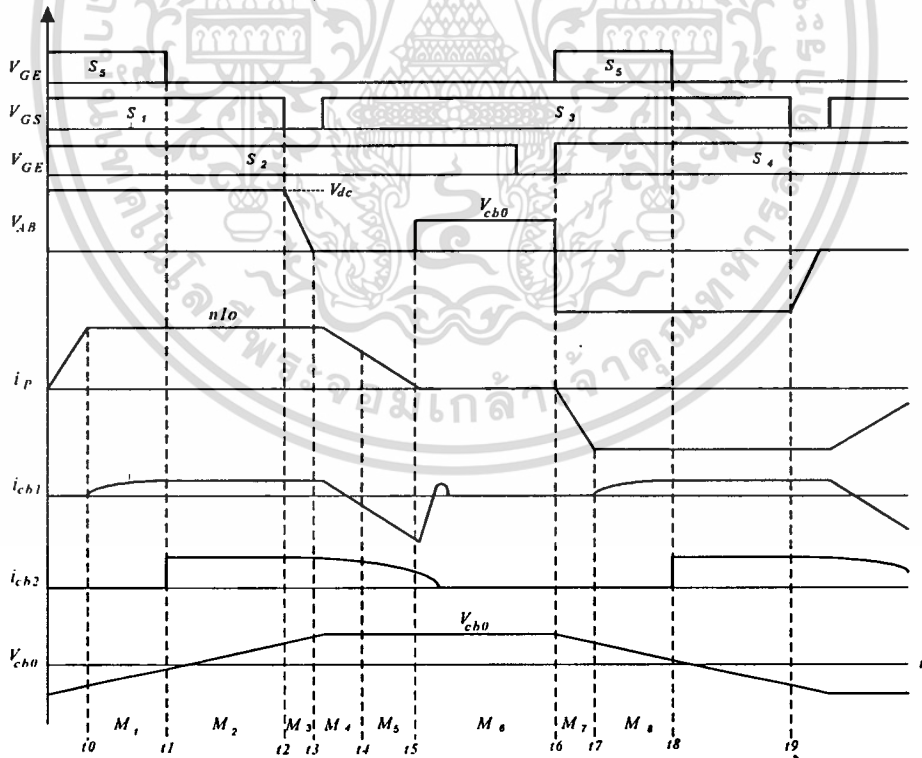
ตามรูปที่ 3.1 จะแสดงถึงลักษณะโครงสร้างของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่มีการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ (Zero – Voltage and Zero – Current Full – Bridge DC-DC Converter) โดยที่วงจรกำลังจะประกอบด้วยอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่ใช้ MOSFETs และ ไอจีบีที ซึ่งจะรับแรงดันไฟตรง 300 โวลต์ ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์นี้จะอาศัยตัวเก็บประจุบล็อกกิ้งด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงและวงจรสแน็บเบอร์ด้านชุดยูนิตทำให้เกิดการสวิตช์ที่ที่กระแสศูนย์ โดยที่วงจรสแน็บเบอร์จะมีพิคค่าถึงเท่ากับหรือน้อยกว่า 1 % ของวงจรกำลังเนื่องจากวงจรสแน็บเบอร์จะยังทำหน้าที่ลดผลของกำลังสูญเสียจากแรงดันริงกิ้งที่เกิดจากไดโอดเรกติไฟร์ซึ่งจะมีกำลังการสูญเสียมากกว่ากำลังเนื่องจากการสวิตช์ซึ่งจะส่งผลทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพลดลง [18] นอกจากที่วงจรสแน็บเบอร์มีส่วนทำให้เกิดการสวิตช์ที่กระแสศูนย์ในสวิตช์กึ่งหลังแล้วจะยังคงที่จะสามารถจ่ายแรงดัน 5 โวลต์ที่อาศัยหลักการของวงจรฟลายแบค (Flyback) นอกจากนั้นเพื่อที่จะทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์มีเสถียรภาพจะใช้วงจรป้อนกลับเพื่อควบคุมลักษณะการเลื่อนเฟส (Phase- Shift) เพื่อให้แรงดันเอาต์พุตคงที่



รูปที่ 3.1 โครงสร้างของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

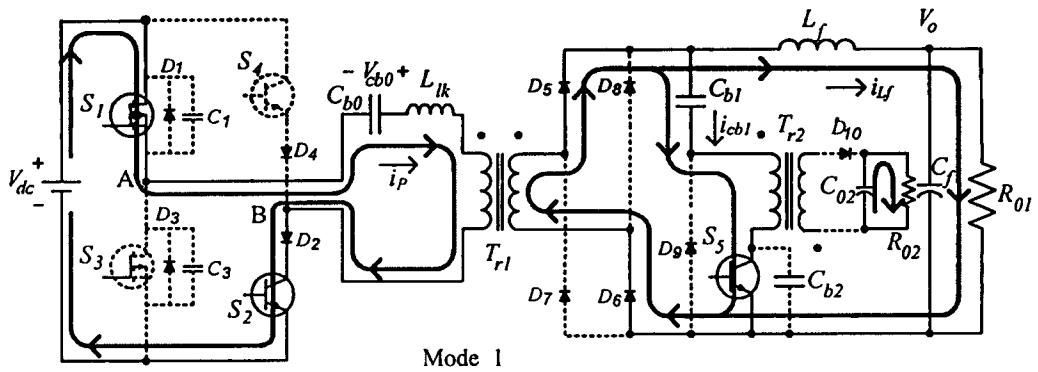
3.3 หลักการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

หลักการพื้นฐานการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ที่ได้นำเสนอจะมีหลักการทำงานในช่วงการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ (ZVS) เหมือนกันกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่สวิตช์แรงดันศูนย์และใช้การควบคุมเป็นแบบเฟสชิฟต์

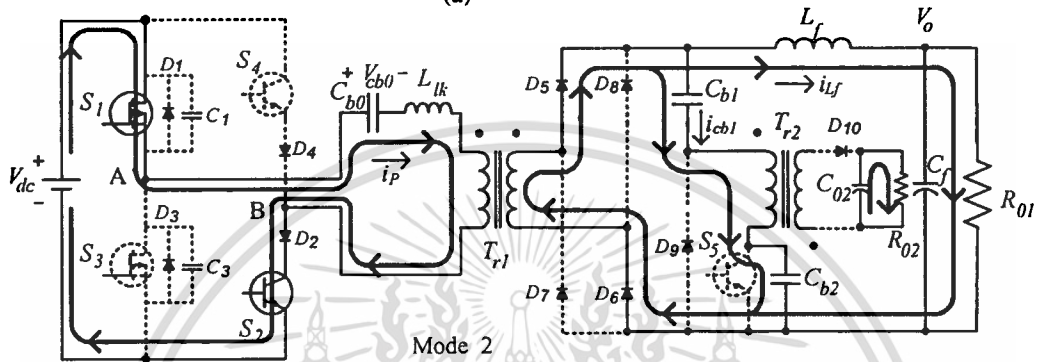


รูปที่ 3.2 รูปคลื่นการทำงาน

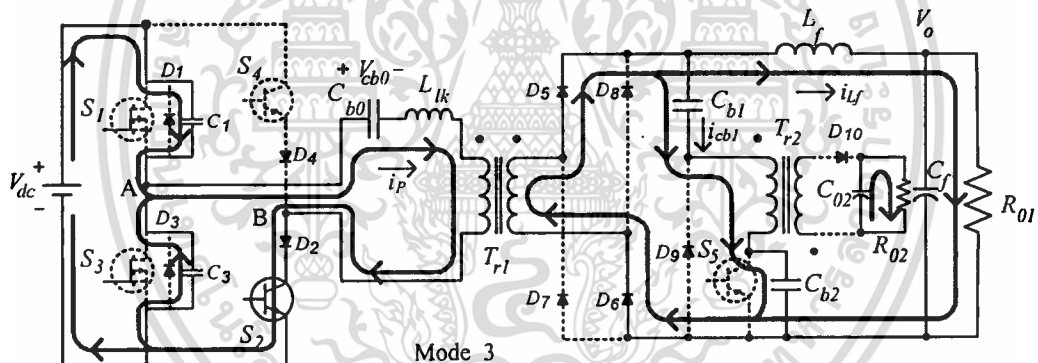
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



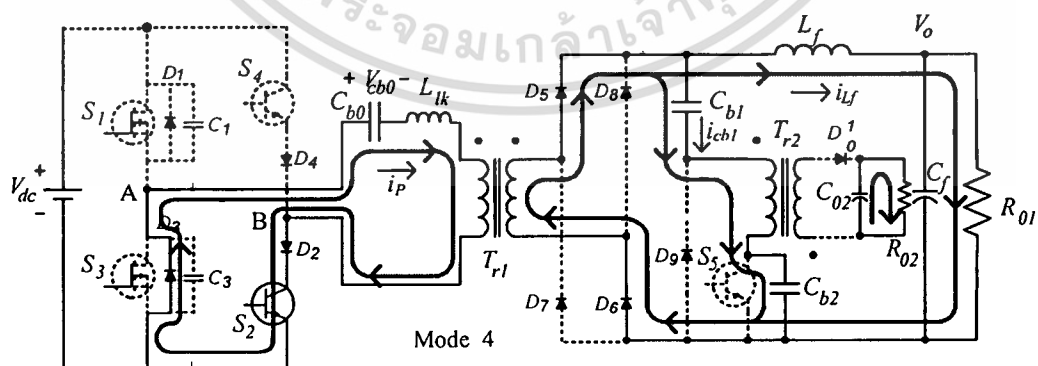
(a)



(b)

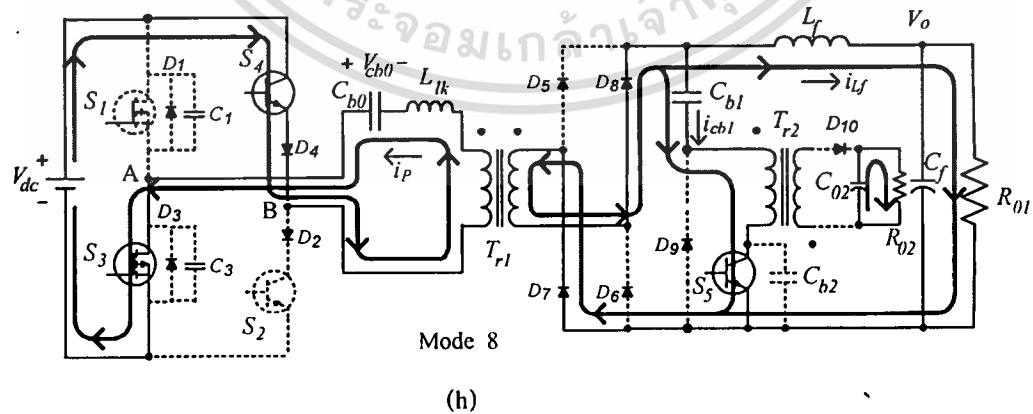
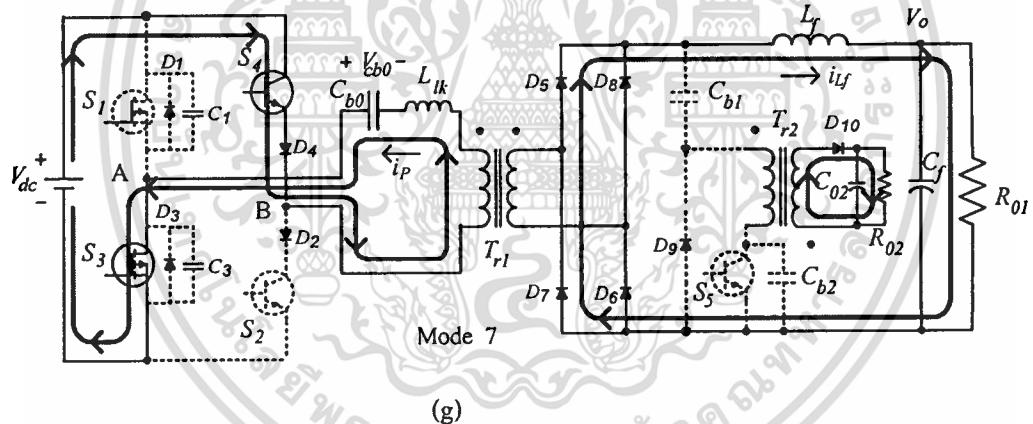
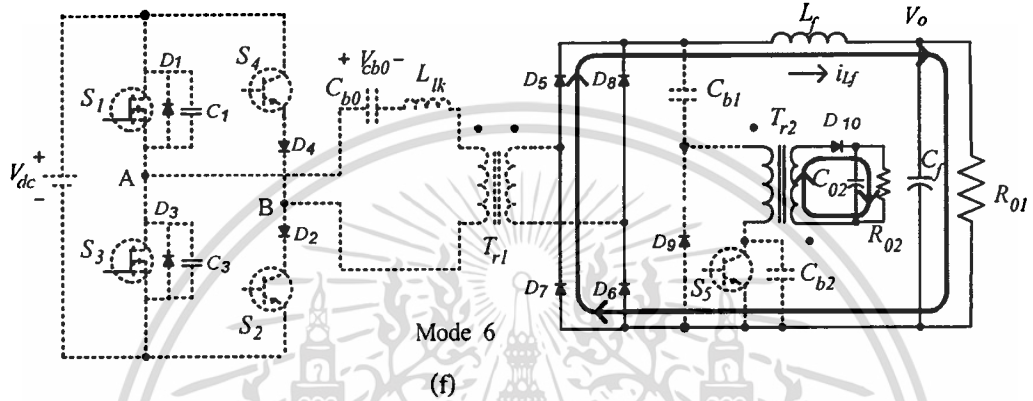
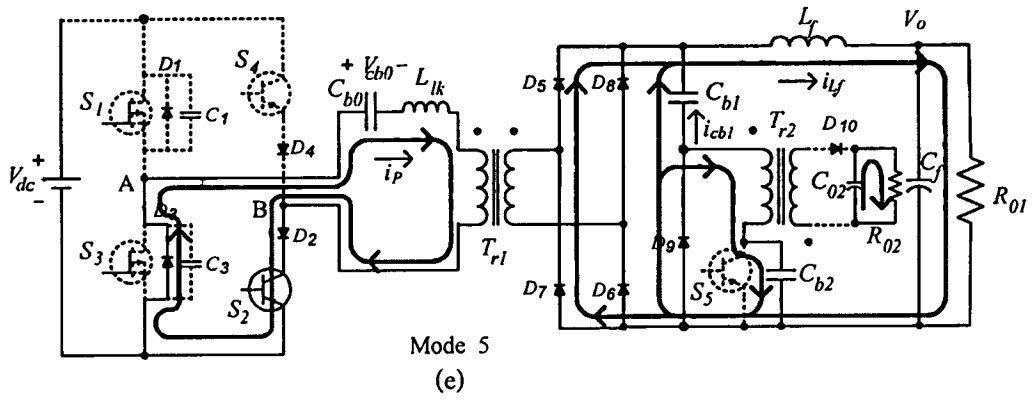


(c)



(d)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 รูปลักษณะโหมคการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.1 ซึ่งแสดงโครงสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่สวิตช์แบบแรงดันศูนย์กระแสศูนย์ส่วนในรูปที่ 3.2 และรูปที่ 3.3 แสดงให้เห็นถึงโหมดการทำงานที่มีทั้งสิ้น 8 โหมดในแต่ละครึ่งไซเคิล โดยที่แต่ละโหมดการทำงานมีหลักการและสมการในการพิจารณาที่จะกล่าวต่อไป ก่อนที่จะอธิบายรายละเอียดการทำงาน ขอกล่าวถึงการพิจารณาสมการโดยย่อดังนี้ สมการการพิจารณาจะเป็นสมการกระแสตัวเหนี่ยวนำและแรงดันของตัวเก็บประจุทางด้านปฐมภูมิ ซึ่งเป็นพารามิเตอร์สำคัญของคอนเวอร์เตอร์ ในที่นี้ ก็คือ กระแสตัวเหนี่ยวนำที่ L_{lk} ($i_{L_{lk}}$) หรือกระแสปฐมภูมิของวงจร i_p นั่นเอง และตัวแปรอีกตัวหนึ่งก็คือ แรงดันของตัวเก็บประจุ C_{b0} (V_{Cb0}) โดยการพิจารณาหาสมการจะใช้วิธีการวิเคราะห์ในแบบ State Equation ที่มีการวิเคราะห์ทั้งทางด้านปฐมภูมิและทางด้านทุติยภูมิ โดยมีการอธิบายการวิเคราะห์แยกออกในแต่ละโหมดดังนี้

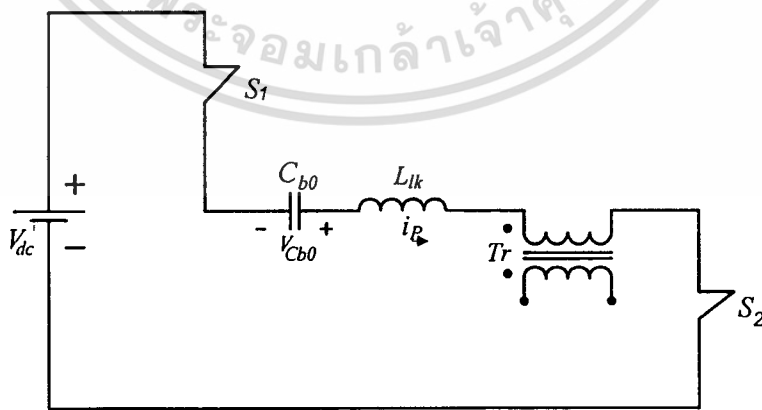
โหมดการทำงานที่ 1 ช่วงเวลา $t_0 - t_1$

หลักการทำงาน

พิจารณาจากรูปที่ 3.2 และรูปที่ 3.3(a) เวลา t_0 สวิตช์ S_1 และ S_2 นำกระแส กระแสปฐมภูมิ i_p จะชาร์จประจุ C_{b0} สวิตช์ S_1 จะนำกระแส ตัวเก็บประจุ C_{b1} จะถูกชาร์จประจุ และ C_{b2} จะไม่ถูกชาร์จในโหมดการทำงานนี้ ในส่วนด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง C_{b0} และด้านทุติยภูมิ C_{b1} จะทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุบล็อกกระแสปฐมภูมิและรีเซ็ทกระแสดังกล่าว นอกจากนั้น C_{b1} และ C_{b2} ยังใช้เป็นวงจรสับเบอร์ ซึ่งสามารถลดแรงดันริงกิ้ง อันเนื่องมาจากไดโอดฟื้นคืนตัวเร็ว (Fast Recovery Diode) กำลังงานอินพุตในช่วงนี้จะส่งกำลังงานไปยังเอาต์พุต

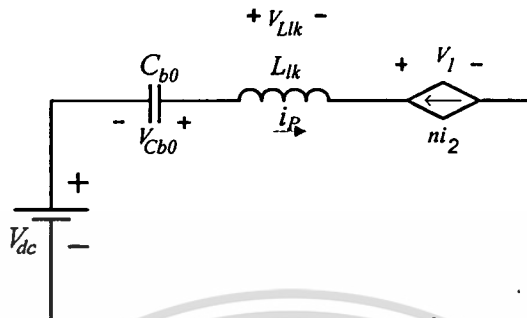
การวิเคราะห์หาสมการด้วยวิธี State Equation

ด้านปฐมภูมิ จากรูปที่ 3.3 (a) พิจารณาด้านปฐมภูมิจะได้เป็นรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรด้านปฐมภูมิในโหมดการทำงานที่ 1

จากรูปที่ 3.4 จะให้สวิตช์ S_1 และ S_2 เป็นอุดมคติและเปลี่ยนหม้อแปลงให้เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ไม่อิสระ (dependent current source) สำหรับด้านปฐมภูมิ และเปลี่ยนให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันที่ไม่อิสระ (dependent voltage source) สำหรับทางด้านทุติยภูมิ ดังนั้นจะสามารถเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าได้ตามรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรเทียบเท่าด้านปฐมภูมิในโหมดการทำงานที่ 1

จากวงจรเทียบเท่าในรูปที่ 3.5 สามารถวิเคราะห์หาสมการเป็นขั้นตอนดังนี้
 ขั้นตอนที่ 1 แทนตัวเก็บประจุ C_{b0} ให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน V_{Cb0} และแทนตัวเหนี่ยวนำ L_{lk} ให้เป็นแหล่งจ่ายกระแส i_P จะได้สมการ

$$\begin{bmatrix} i_P \\ V_{Cb0} \end{bmatrix} = X \quad (3.1)$$

ขั้นตอนที่ 2 กำหนดแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำตามผลการเปลี่ยนแปลงของกระแส i_P ที่ไหลผ่านจะได้ตามสมการที่(3.2) และกำหนดค่ากระแสตัวเก็บประจุตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน V_{Cb0} ตามสมการที่ (3.3)

$$V_{Llk} = L_{lk} i_P' \Rightarrow i_P' = \frac{V_{Llk}}{L_{lk}} \quad (3.2)$$

$$i_{Cb0} = C_{b0} V_{Cb0}' \Rightarrow V_{Cb0}' = \frac{i_{Cb0}}{C_{b0}} \quad (3.3)$$

ขั้นตอนที่ 3 ใช้กฎ KCL และ KVL ในวงจรเทียบเท่าตามรูปที่ 3.5 เพื่อหาสมการของแรงดันตัวเก็บประจุ V_{Cb0} กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_p และแหล่งจ่ายอิสระ V_{dc} ดังสมการ

$$i_p = i_{Cb0} = ni_2 \quad (3.4)$$

$$V_{dc} - V_1 - V_{Llk} + V_{Cb0} = 0 \quad (3.5)$$

$$V_{Llk} = V_{dc} - V_1 - V_{Cb0} \quad (3.6)$$

ขั้นตอนที่ 4 แทนค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจากสมการที่ (3.6) ในสมการที่ (3.2) และแทนค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากสมการที่ (3.4) ในสมการที่ (3.3)

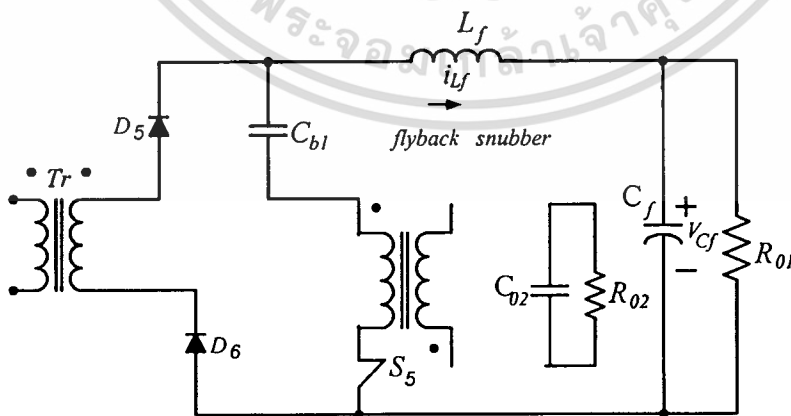
$$i_p' = \frac{(V_{dc} - V_1 + V_{Cb0})}{L_{lk}} \quad (3.7)$$

$$V_{Cb0}' = \frac{i_{Cb0}}{C_{b0}} = \frac{i_p}{C_{b0}} \quad (3.8)$$

ขั้นตอนที่ 5 จากสมการที่ (3.7) และสมการที่ (3.8) นำมาเขียนในรูป matrix equation ได้เป็น

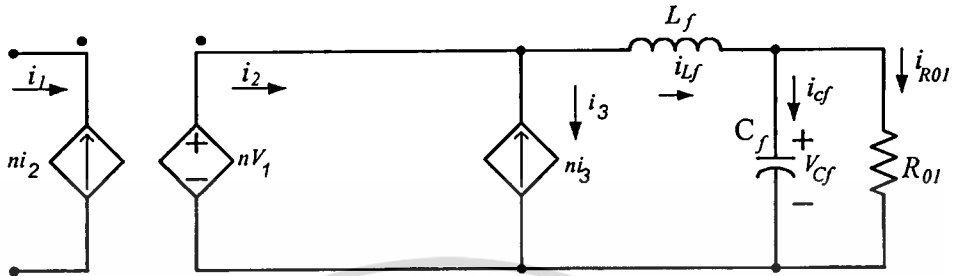
$$\begin{bmatrix} i_p \\ V_{Cb0}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/L_{lk} \\ 1/C_{b0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ V_{Cb0}' \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_{lk} \\ 0 \end{bmatrix} V_{dc} - V_1 \quad (3.9)$$

ด้านทุติยภูมิ จากรูปที่ 3.3 (a) พิจารณาด้านทุติยภูมิจะได้เป็นรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 1

จากรูปที่ 3.6 จะให้สวิตช์ S_3 และไดโอดเป็นอุดมคติและเปลี่ยนหม้อแปลงให้เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ไม่อิสระ (dependent current source) สำหรับด้านปฐมภูมิ และเปลี่ยนให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันที่ไม่อิสระ (dependent voltage source) สำหรับทางด้านทุติยภูมิ ดังนั้นจะสามารถเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าได้ตามรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 วงจรเทียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 1

จากวงจรเทียบเท่าในรูปที่ 3.7 สามารถวิเคราะห์หาสมการได้เป็นขั้นตอนเช่นกันดังนี้
 ขั้นตอนที่ 1 แทนตัวเก็บประจุ C_f ให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน V_{cf} และแทนตัวเหนี่ยวนำ L_f ให้เป็นแหล่งจ่ายกระแส i_{Lf} จะได้ดังสมการ

$$\begin{bmatrix} i_{Lf} \\ V_{cf} \end{bmatrix} = X \quad (3.10)$$

ขั้นตอนที่ 2 กำหนดแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำตามผลการเปลี่ยนแปลงของกระแส i_{Lf} ที่ไหลผ่านจะได้ตามสมการที่ (3.11) และกำหนดค่ากระแสตัวเก็บประจุตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน V_{cf} ตามสมการที่ (3.12)

$$V_{Lf} = L_f i'_{Lf} \Rightarrow i'_{Lf} = \frac{V_{Lf}}{L_f} \quad (3.11)$$

$$i_{cf} = C_f V'_{cf} \Rightarrow V'_{cf} = \frac{i_{cf}}{C_f} \quad (3.12)$$

ขั้นตอนที่ 3 ใช้กฎ KCL และ KVL ในวงจรเทียบเท่าตามรูปที่ 3.7 เพื่อหาสมการของแรงดันตัวเก็บประจุ V_{Cf} กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{Lf} และแหล่งจ่ายไม่อิสระ nV_1 ดังสมการ

$$nV_1 - V_{Lf} - V_{Cf} = 0 \quad (3.13)$$

$$V_{Lf} = nV_1 - V_{Cf} \quad (3.14)$$

$$-i_{Lf} + i_{Cf} + i_{R01} = 0 \quad (3.15)$$

$$i_{Lf} = i_{Cf} + i_{R01} \quad (3.16)$$

$$i_{Cf} = i_{Lf} - \frac{V_{Cf}}{R_{01}} \quad (3.17)$$

ขั้นตอนที่ 4 แทนค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจากสมการที่ (3.14) ในสมการที่ (3.11) และแทนค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_f จากสมการที่ (3.17) ในสมการที่ (3.12)

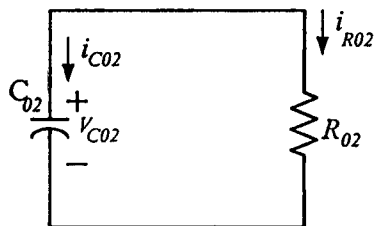
$$\dot{i}_{Lf} = \frac{V_{Lf}}{L_f} = \frac{(nV_1 - V_{Cf})}{L_f} \quad (3.18)$$

$$\dot{V}_{Cf} = \frac{i_{Cf}}{C_f} = \frac{1}{C_f} \left(i_{Lf} - \frac{V_{Cf}}{R_{01}} \right) \quad (3.19)$$

ขั้นตอนที่ 5 จากสมการที่(3.18) และสมการที่ (3.19) นำมาเขียนในรูป matrix equation ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lf} \\ \dot{V}_{Cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_f \\ 1/C_f & -1/R_{01}C_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lf} \\ V_{Cf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_f \\ 0 \end{bmatrix} nV_1 \quad (3.20)$$

ส่วนของวงจรฟลายแบคในด้านทฤษฎีของโหมดการทำงานที่ 1 จะได้ตามรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 ลักษณะของวงจรฟลายแบคในโหมดการทำงานที่ 1

สมการของ V_{C02} และ i_{C02} จะสามารถหาได้จากการใช้กฎ KCL และ KVL ดังนี้

$$V_{C02} = V_O e^{-t/R02C02} \quad (3.21)$$

$$i_{C02} = -i_{R02} \quad (3.22)$$

จากสมการ matrix equation ของด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิสามารถเขียนรวมกันเป็น matrix equation ของโหมดการทำงานที่ 1 ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_f} \\ \dot{i}_P \\ \dot{V}_{Cb0} \\ \dot{V}_{C_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 1/L_f \\ 0 & 0 & -1/L_{lk} & 0 \\ 0 & 1/C_{b0} & 0 & 0 \\ 1/C_f & 0 & 0 & -1/R_{o1}C_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_f} \\ i_P \\ V_{Cb0} \\ V_{C_f} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} nV_1/L_f \\ (V_{dc} - V_1)/L_{lk} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

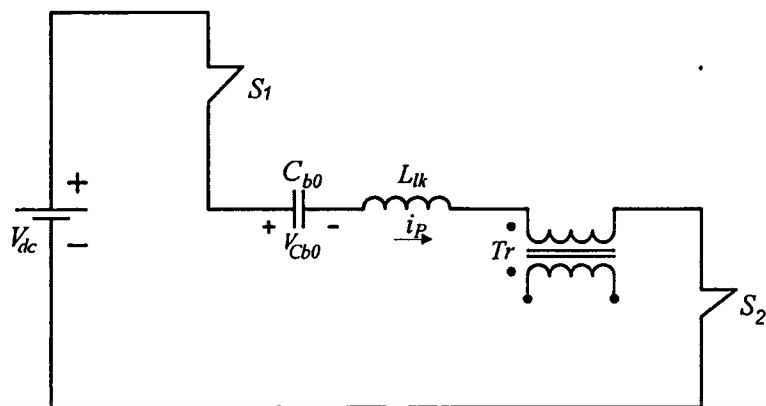
โหมดการทำงานที่ 2 ช่วงเวลา $t_1 - t_2$

หลักการทํางาน

สวิตช์ S_1 และ S_2 ยังคงนำกระแสแต่ในโหมคนี่แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{b0} มีค่าเพิ่มขึ้นเป็นบวก ซึ่ง C_{b1} ยังจะถูกชาร์จ และ สวิตช์ S_3 หยุดนำกระแส จะทำให้ C_{b2} ถูกชาร์จด้วย

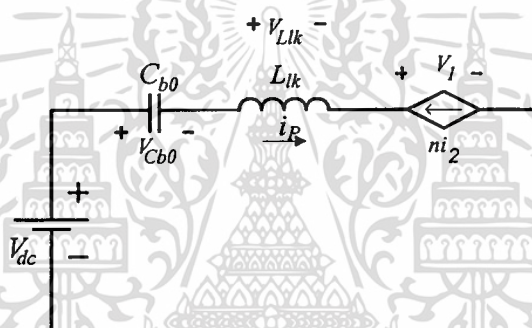
การวิเคราะห์หาสมการด้วยวิธี State Equation

ด้านปฐมภูมิ จากรูปที่ 3.3 (b) ทางด้านปฐมภูมิจะมีลักษณะคล้ายกับโหมดการทำงานที่ 1 ดังรูป



รูปที่ 3.9 วงจรด้านปฐมภูมิในโหมดการทำงานที่ 2

พิจารณาจากรูปที่ 3.9 จะได้วงจรเทียบเท่าดังรูปที่ 3.10



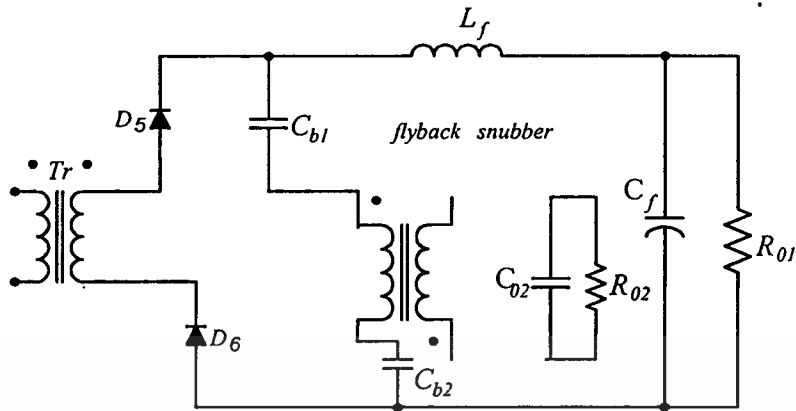
รูปที่ 3.10 วงจรเทียบเท่าด้านปฐมภูมิในโหมดการทำงานที่ 2

จากวงจรเทียบเท่าในรูปที่ 3.10 การวิเคราะห์หาสมการจะมีลักษณะคล้ายกับโหมดการทำงานที่ 1 ทำให้สามารถหาสมการด้านปฐมภูมิของโหมดการทำงานที่ 2 ได้เป็น matrix equation ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_P \\ \dot{V}_{Cb0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_{lk} \\ 1/C_{b0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_P \\ V_{Cb0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_{lk} \\ 0 \end{bmatrix} V_{dc} - V_1 \quad (3.24)$$

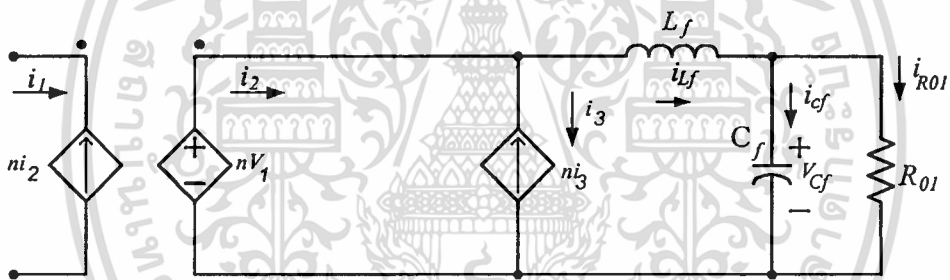
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ด้านทุติยภูมิ จากรูปที่ 3.3 (b) พิจารณาด้านทุติยภูมิจะได้เป็นรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 2

พิจารณาจากรูปที่ 3.11 จะได้เป็นวงจรเทียบเท่าดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 วงจรเทียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 2

เมื่อพิจารณาจากวงจรเทียบเท่าในรูปที่ 3.12 เห็นว่ามีลักษณะเหมือนกับวงจรเทียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 1 ซึ่งการวิเคราะห์หาสมการก็จะมีค่าเหมือนกับโหมดการทำงานที่ 1 ส่วนวงจรฟลายแบคก็มีสมการเหมือนกับโหมดการทำงานที่ 1 เช่นกัน

โหมดการทำงานที่ 3 ช่วงเวลา t_2-t_3

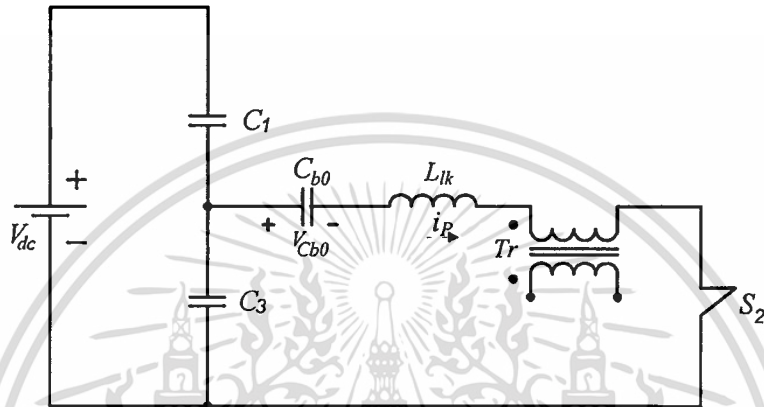
หลักการทำงาน

สวิตช์ S_1 หยุดนำกระแสที่เวลา t_2 กระแสปฐมภูมิ i_p จะชาร์จ C_1 และคายประจุ C_3 แรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะเพิ่มเป็นแบบเชิงเส้น และแรงดันตกคร่อม C_3 ตกลงเป็นแบบเชิงเส้นเช่นกัน ไดโอด D_3 ซึ่งต่อกลับหัวกับสวิตช์ S_3 จะนำกระแส ซึ่งทำให้ S_3 สามารถนำกระแสตามเงื่อนไขของการ

สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ โดยที่ช่วงการทำงานของสวิตช์กึ่งหน้าตามเงื่อนไขของการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ เหมือนกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่สวิตช์แรงดันศูนย์โดยทั่วไป สำหรับทางด้านพฤติกรรมของหม้อแปลง การทำงานจะเหมือนในโหมดการทำงานที่ 2

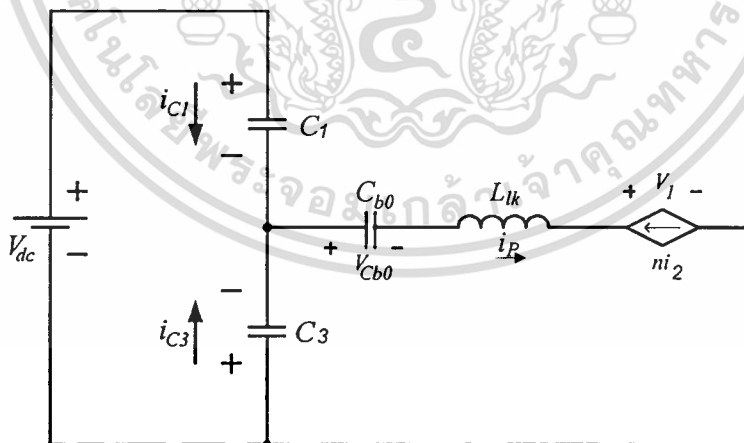
การวิเคราะห์หาสมการด้วยวิธี State Equation

ด้านปฐมภูมิ จากรูปที่ 3.3 (c) พิจารณาด้านปฐมภูมิจะได้เป็นรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 วงจรด้านปฐมภูมิในโหมดการทำงานที่ 3

พิจารณาจากรูปที่ 3.13 จะได้วงจรเทียบเท่าดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 วงจรเทียบเท่าด้านปฐมภูมิในโหมดการทำงานที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรเทียบเท่าในรูปที่ 3.14 สามารถวิเคราะห์หาสมการได้เป็นขั้นตอนเช่นกันดังนี้
 ขั้นตอนที่ 1 แทนตัวเก็บประจุ C_{b0} และ C_3 ให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน V_{C1} และ V_{C3} แทนตัวเหนี่ยวนำ L_{lk} ให้เป็นแหล่งจ่ายกระแส i_p จะได้ดังสมการ

$$\begin{bmatrix} i_p \\ V_{C3} \\ V_{Cb0} \end{bmatrix} = X \quad (3.25)$$

ขั้นตอนที่ 2 กำหนดแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำตามผลการเปลี่ยนแปลงของกระแส i_p ที่ไหลผ่านจะได้ตามสมการที่(3.2) และกำหนดค่ากระแสตัวเก็บประจุตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน V_{Cb0} ตามสมการที่ (3.3)

$$V_{Llk} = L_{lk} i_p' \Rightarrow i_p' = \frac{V_{Llk}}{L_{lk}} \quad (3.26)$$

$$i_{C3} = C_3 V_{C3}' \Rightarrow V_{C3}' = \frac{i_{C3}}{C_3} \quad (3.27)$$

$$i_{Cb0} = C_{b0} V_{Cb0}' \Rightarrow V_{Cb0}' = \frac{i_{Cb0}}{C_{b0}} \quad (3.28)$$

ขั้นตอนที่ 3 ใช้กฎ KCL และ KVL ในวงจรเทียบเท่าตามรูปที่ 3.14 เพื่อหาสมการของแรงดันตัวเก็บประจุ V_{Cb0} และ V_{C3} กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_p และแหล่งจ่ายอิสระ V_{dc} ดังสมการ

$$i_{C1} + i_{C3} = i_p \quad (3.29)$$

$$V_{dc} - V_{C1} + V_{C3} = 0 \quad (3.30)$$

$$V_{C1} = V_{dc} + V_{C3} \quad (3.31)$$

$$V_{C1}' = V_{dc}' + V_{C3}' \quad (3.32)$$

$$i_{C1} = i_p - i_{C3} \quad (3.33)$$

$$i_{C1} = C_1 V_{C1}' = C_1 (V_{dc}' + V_{C3}') \quad (3.34)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$C_1(V'_{dc} + V'_{C3}) = i_P - i_{C3} \quad (3.35)$$

$$i_{C3} = i_P - C_1(V'_{dc} + V'_{C3}) \quad (3.36)$$

$$V_{Llk} + V_1 + V_{Cb0} + V_{C3} = 0 \quad (3.37)$$

$$V_{Llk} = -V_1 - V_{Cb0} - V_{C3} \quad (3.38)$$

$$i_{Cb0} = i_{Llk} \quad (3.39)$$

ขั้นตอนที่ 4 แทนค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจากสมการที่ (3.38) ในสมการที่ (3.26) และ แทนค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_3 จากสมการที่ (3.36) ในสมการที่ (3.27)

$$i'_P = \frac{V_{Llk}}{Llk} = \frac{(-V_1 - V_{Cb0} - V_{C3})}{Llk} \quad (3.40)$$

$$\frac{V'_{C3}}{C_3} = \frac{i_{C3}}{C_3} = \frac{i_P - C_1(V'_{dc} + V'_{C3})}{C_3} \quad (3.41)$$

$$\begin{aligned} \frac{V'_{C3}}{C_3} &= \frac{i_P}{C_3} - \frac{C_1 V'_{dc}}{C_3} - \frac{C_1 V'_{C3}}{C_3} \\ \left(1 + \frac{C_1}{C_3}\right) V'_{C3} &= \frac{(i_P - C_1 V'_{dc})}{C_3} \\ V'_{C3} &= \frac{i_P}{C_3 \left(1 + \frac{C_1}{C_3}\right)} - \frac{C_1 V'_{dc}}{C_3 \left(1 + \frac{C_1}{C_3}\right)} \\ V'_{C3} &= \frac{i_P}{1 + \frac{C_1}{C_3}} - \frac{\left(\frac{C_1}{C_3} V'_{dc}\right)}{1 + \frac{C_1}{C_3}} \end{aligned} \quad (3.42)$$

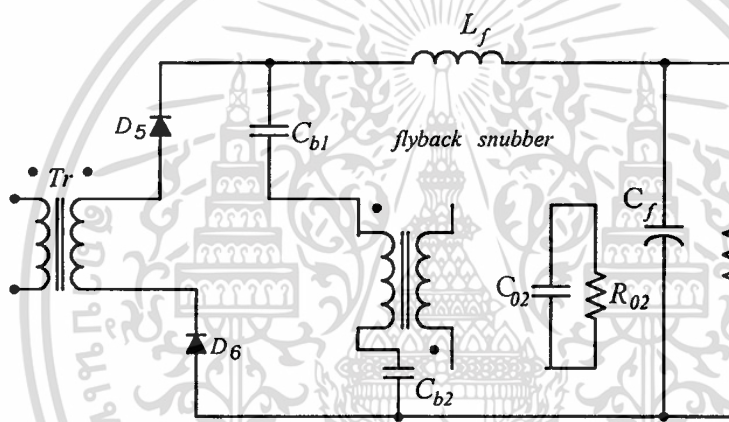
V'_{dc} จะมีค่าเป็นศูนย์เนื่องจาก V_{dc} เป็นค่าคงที่

ขั้นตอนที่ 5 จากสมการที่ (3.40) และสมการที่ (3.42) นำมาเขียนในรูป matrix equation ได้

$$\begin{bmatrix} i_P \\ V_{C3}' \\ V_{Cb0}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_{lk} & -1/L_{lk} \\ 1/(1+C_1/C_3) & 0 & 0 \\ 1/C_{b0} & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_P \\ V_{C3} \\ V_{Cb0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_1/L_{lk} \\ -\left(\frac{C_1}{C_3}V_{dc}'\right)/(1+\frac{C_1}{C_3}) \\ 0 \end{bmatrix}$$

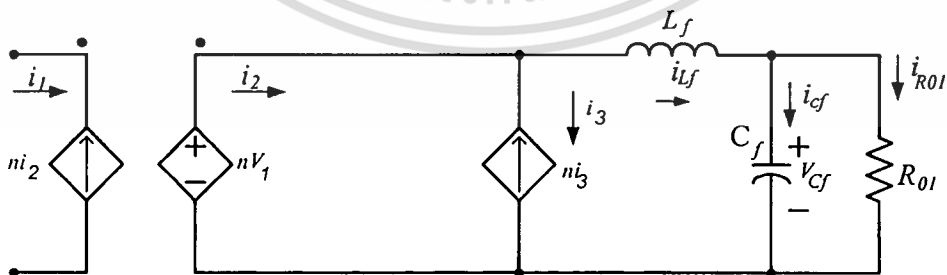
(3.43)

ด้านทฤษฎี จากรูปที่ 3.3 (c) พิจารณาด้านทฤษฎีจะได้เป็นรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.15 วงจรด้านทฤษฎีในโหมดการทำงานที่ 3

พิจารณาจากรูปที่ 3.15 จะได้เป็นวงจรเทียบเท่าดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 วงจรเทียบเท่าด้านทฤษฎีในโหมดการทำงานที่ 3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาจากวงจรเทียบเท่าในรูปที่ 3.16 เห็นว่ามีลักษณะเหมือนกับวงจรเทียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 1 ซึ่งการวิเคราะห์หาสมการก็จะมีค่าเหมือนกับโหมดการทำงานที่ 1 ส่วนวงจรฟลายแบ็คก็มีสมการเหมือนกับโหมดการทำงานที่ 1 เช่นกัน

จากสมการ matrix equation ของด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิสามารถเขียนรวมกันเป็น matrix equation ของโหมดการทำงานที่ 3 ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_f} \\ \dot{i}_P \\ \dot{V}_{Cb0} \\ \dot{V}_{C_f} \\ \dot{V}_{C_3} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1/L_f & 0 \\ 0 & 0 & -1/L_{lk} & 0 & -1/L_{lk} \\ 0 & 1/C_{b0} & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_f & 0 & 0 & -1/R_0 C_f & 0 \\ 0 & 1/\left(1 + \frac{C_1}{C_3}\right) & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_f} \\ i_P \\ V_{Cb0} \\ V_{C_f} \\ V_{C_3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} nV_1/L_f \\ -V_1/L_{lk} \\ 0 \\ 0 \\ -\left(\frac{C_1}{C_3} V_{dc}\right) / \left(1 + \frac{C_1}{C_3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

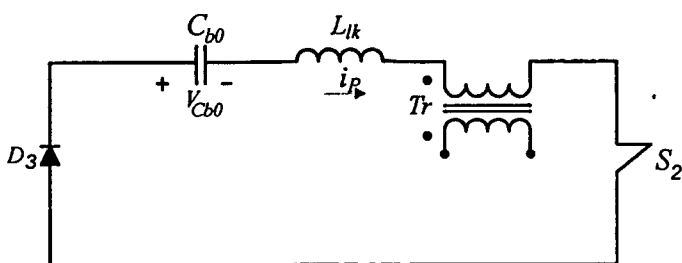
โหมดการทำงานที่ 4 ช่วงเวลา t_3-t_4

หลักการทำงาน

หลังจากที่ไดโอด D3 เริ่มนำกระแส แรงดัน V_{AB} จะถูกทำให้มีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{b0} จะปิดกั้นกระแสปฐมภูมิ ส่วนการทำงานทางด้านทุติยภูมิเป็นไปตามโหมดการทำงานที่ 3

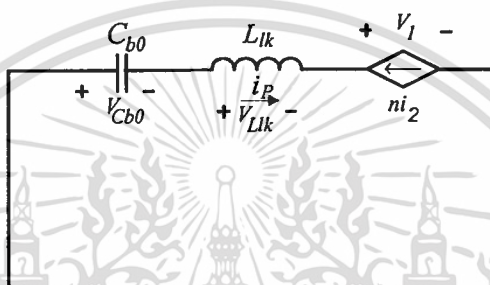
การวิเคราะห์หาสมการด้วยวิธี State Equation

ด้านปฐมภูมิ จากรูปที่ 3.3 (d) พิจารณาด้านปฐมภูมิจะได้เป็นรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 วงจรด้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 4

พิจารณาจากรูปที่ 3.17 จะได้วงจรเทียบเท่าดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 วงจรเทียบเท่าด้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 4

จากวงจรเทียบเท่าในรูปที่ 3.18 สามารถวิเคราะห์หาสมการเป็นขั้นตอนดังนี้
 ขั้นตอนที่ 1 แทนตัวเก็บประจุ C_{b0} ให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน V_{Cb0} และแทนตัวเหนี่ยวนำ L_{lk} ให้เป็นแหล่งจ่ายกระแส i_p จะได้ดังสมการ

$$\begin{bmatrix} i_p \\ V_{Cb0} \end{bmatrix} = X \quad (3.45)$$

ขั้นตอนที่ 2 กำหนดแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำตามผลการเปลี่ยนแปลงของกระแส i_p ที่ไหลผ่านจะได้ตามสมการที่(3.36)และกำหนดค่ากระแสตัวเก็บประจุตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน V_{Cb0} ตามสมการที่ (3.37)

$$V_{Llk} = L_{lk} i_p' \quad \Rightarrow \quad i_p' = \frac{V_{Llk}}{L_{lk}} \quad (3.46)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{Cb0} = C_{b0} \dot{V}_{Cb0} \Rightarrow \dot{V}_{Cb0} = \frac{i_{Cb0}}{C_{b0}} \quad (3.47)$$

ขั้นตอนที่ 3 ใช้กฎ KCL และ KVL ในวงจรเทียบเท่าตามรูปที่ 3.18 เพื่อหาสมการของแรงดันตัวเก็บประจุ V_{Cb0} กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_p และแหล่งจ่ายอิสระ V_{dc} ดังสมการ

$$i_p = i_{Cb0} = ni_2 \quad (3.48)$$

$$V_{Llk} + V_{Cb0} + V_I = 0 \quad (3.49)$$

$$V_{Llk} = -V_I - V_{Cb0} \quad (3.50)$$

ขั้นตอนที่ 4 แทนค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจากสมการที่ (3.50) ในสมการที่ (3.46) และแทนค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{b0} จากสมการที่ (3.48) ในสมการที่ (3.47)

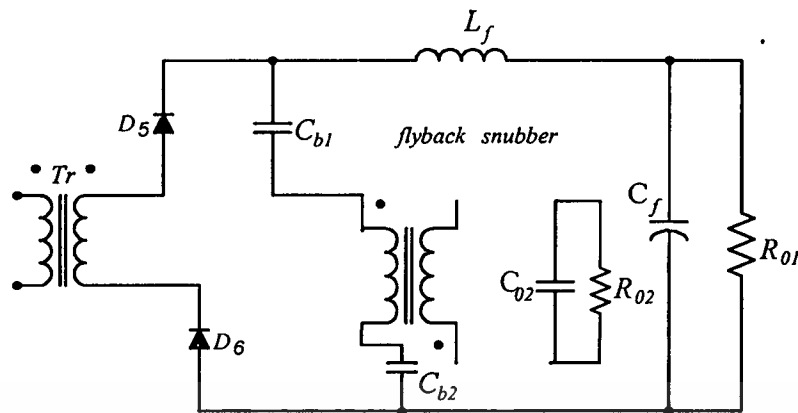
$$\dot{i}_p = \frac{(-V_I - V_{Cb0})}{L_{lk}} \quad (3.51)$$

$$\dot{V}_{Cb0} = \frac{i_{Cb0}}{C_{b0}} = \frac{i_p}{C_{b0}} \quad (3.52)$$

ขั้นตอนที่ 5 จากสมการที่ (3.41) และสมการที่ (3.42) นำมาเขียนในรูป matrix equation ได้เป็น

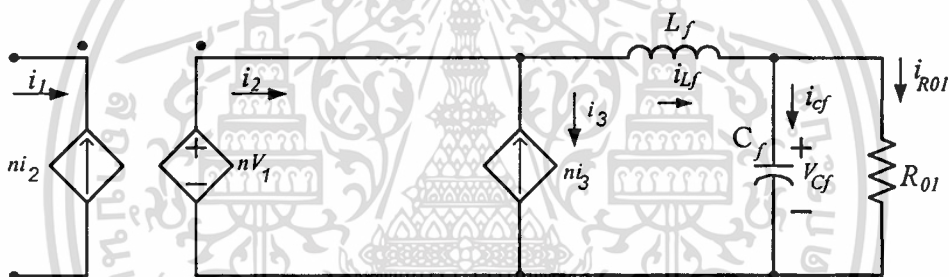
$$\begin{bmatrix} \dot{i}_p \\ \dot{V}_{Cb0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_{lk} \\ 1/C_{b0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ V_{Cb0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_I/L_{lk} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.53)$$

ด้านทฤษฎี จากรูปที่ 3.3 (d) พิจารณาด้านทฤษฎีจะได้เป็นรูปที่ 3.15



รูปที่ 3.19 วงจรด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 4

พิจารณาจากรูปที่ 3.15 จะได้เป็นวงจรเทียบเท่าดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.20 วงจรเทียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 4

เมื่อพิจารณาจากวงจรเทียบเท่าในรูปที่ 3.20 เห็นว่ามีลักษณะเหมือนกับวงจรเทียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 1 ซึ่งการวิเคราะห์หาสมการก็จะมีค่าเหมือนกับโหมดการทำงานที่ 1 ส่วนวงจรฟลายแบคก็มีส่วนการเหมือนกับโหมดการทำงานที่ 1 เช่นกัน

จากสมการ matrix equation ของด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิสามารถเขียนรวมกันเป็น matrix equation ของโหมดการทำงานที่ 4 ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_f} \\ \dot{i}_p \\ \dot{V}_{C_{b0}} \\ \dot{V}_{C_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1/L_f \\ 0 & 0 & -1/L_{lk} & 0 \\ 0 & 1/C_{b0} & 0 & 0 \\ 1/C_f & 0 & 0 & -1/R_{01}C_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_f} \\ i_p \\ V_{C_{b0}} \\ V_{C_f} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} nV_1/L_f \\ -V_1/L_{lk} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.54)$$

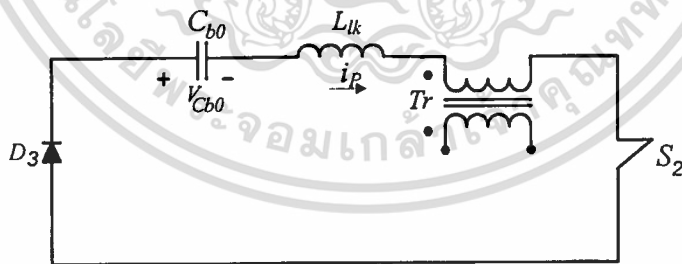
โหมดการทำงานที่ 5 ช่วงเวลา t_4 - t_5

หลักการทำงาน

ไดโอด D_3 และสวิตช์ S_2 นำกระแส กระแสปฐมภูมิจะพยายามลดค่าเป็นลบเมื่อมันมีค่าเป็นศูนย์แต่กระแสปฐมภูมิยังคงเป็นศูนย์เพราะไดโอด D_2 ปิดกั้นกระแสปฐมภูมิไม่ให้มีค่าเป็นลบ แรงดันตัวเก็บประจุ C_{b0} ยังคงมีค่าคงที่ในช่วงเวลานี้ ขณะที่สวิตช์ S_2 ยังคงนำกระแส จะเป็นผลให้พาหะของสวิตช์ S_2 สามารถถูกขจัดออกไปได้ถ้าสวิตช์ S_2 เป็นไอจีบีที (IGBT) สำหรับด้านทุติยภูมิ แรงดันตัวเก็บประจุ C_{b0} จะคลายประจุ ส่วนตัวเก็บประจุ C_{b2} จะยังถูกชาร์จผ่านไดโอด D_3 ในโหมดการทำงานนี้วงจรสับเบอรัมแบบแอคทีฟและตัวเก็บประจุ C_{b0} จะเริ่มต้นรีเซ็ตกระแสปฐมภูมิซึ่งผลของสับเบอรัมแบบแอคทีฟจะมีผลน้อยกว่า C_{b0} เนื่องจากค่าตัวเก็บประจุของ C_{b0} มีค่ามากกว่า

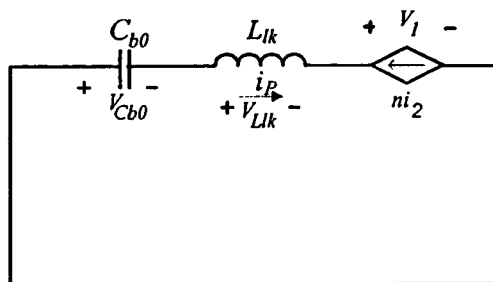
การวิเคราะห์หาสมการด้วยวิธี State Equation

ด้านปฐมภูมิ จากรูปที่ 3.3 (e) ทางด้านปฐมภูมิจะมีลักษณะคล้ายกับโหมดการทำงานที่ 4 ดังรูป



รูปที่ 3.21 วงจรด้านปฐมภูมิในโหมดการทำงานที่ 5

พิจารณาจากรูปที่ 3.21 จะได้วงจรเทียบเท่าดังรูปที่ 3.22

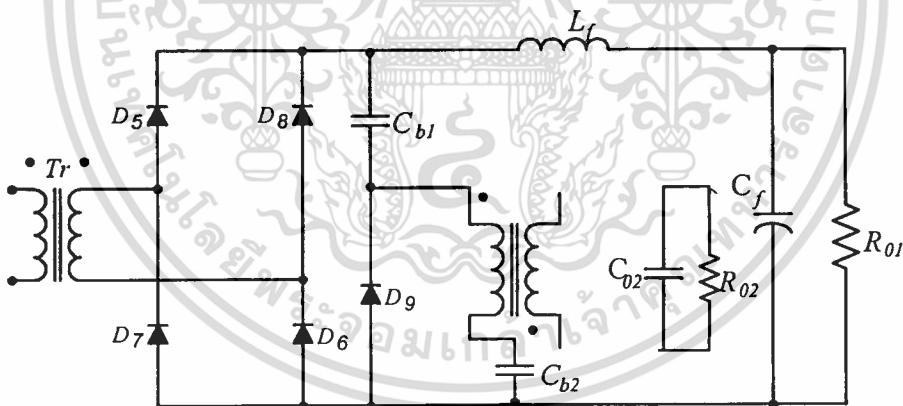


รูปที่ 3.22 วงจรเทียบเท่าด้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 5

จากวงจรเทียบเท่าในรูปที่ 3.22 การวิเคราะห์หาสมการจะมีลักษณะคล้ายกับโหมคการทำงานที่ 4 ทำให้สามารถหาสมการด้านปฐมภูมิของโหมคการทำงานที่ 2 ได้เป็น matrix equation ดังนี้

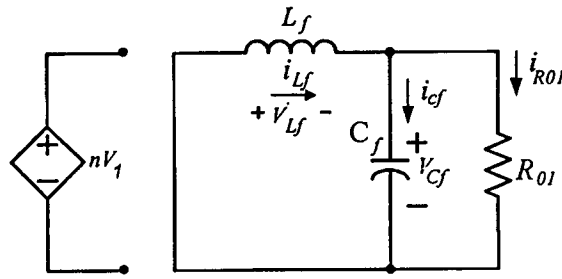
$$\begin{bmatrix} i_P \\ V_{Cb0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_{lk} \\ 1/C_{b0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_P \\ V_{Cb0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -V_1/L_{lk} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.55)$$

ด้านทุติยภูมิ จากรูปที่ 3.3 (e) พิจารณาด้านทุติยภูมิจะได้เป็นรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 วงจรด้านทุติยภูมิในโหมคการทำงานที่ 5

จากรูปที่ 3.23 ไดโอด $D_5 - D_8$ จะนำกระแสพร้อมกันทั้ง 4 ตัว ซึ่งจะเป็นช่วงฟรีวิลลิ่งสามารถนำมาเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าได้ดังรูปที่ 3.24



รูปที่ 3.24 วงจรเทียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 5

จากวงจรเทียบเท่าในรูปที่ 3.24 สามารถวิเคราะห์หาสมการได้เป็นขั้นตอนเช่นกันดังนี้
 ขั้นตอนที่ 1 แทนตัวเก็บประจุ C_f ให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน V_{Cf} และแทนตัวเหนี่ยวนำ L_f ให้เป็นแหล่งจ่ายกระแส i_{L_f} จะได้ดังสมการ

$$\begin{bmatrix} i_{L_f} \\ V_{C_f} \end{bmatrix} = X \quad (3.56)$$

ขั้นตอนที่ 2 กำหนดแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำตามผลการเปลี่ยนแปลงของกระแส i_{L_f} ที่ไหลผ่านจะได้ตามสมการที่ (3.57) และกำหนดค่ากระแสตัวเก็บประจุตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน V_{C_f} ตามสมการที่ (3.58)

$$V_{L_f} = L_f i_{L_f}' \Rightarrow i_{L_f}' = \frac{V_{L_f}}{L_f} \quad (3.57)$$

$$i_{C_f} = C_f V_{C_f}' \Rightarrow V_{C_f}' = \frac{i_{C_f}}{C_f} \quad (3.58)$$

ขั้นตอนที่ 3 ใช้กฎ KCL และ KVL ในวงจรเทียบเท่าตามรูปที่ 3.24 เพื่อหาสมการของแรงดันตัวเก็บประจุ V_{C_f} กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{L_f}

$$V_{L_f} + V_{C_f} = 0 \quad (3.59)$$

$$V_{L_f} = -V_{C_f} \quad (3.60)$$

$$i_{L_f} - i_{C_f} - i_{R_{O1}} = 0 \quad (3.61)$$

$$i_{Lf} = i_{Cf} + i_{R0l} \quad (3.62)$$

$$i_{Cf} = i_{Lf} - \frac{V_{Cf}}{R_{0l}} \quad (3.63)$$

ขั้นตอนที่ 4 แทนค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจากสมการที่ (3.60) ในสมการที่ (3.57) และ แทนค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_f จากสมการที่ (3.63) ในสมการที่ (3.58)

$$\dot{i}_{Lf} = \frac{V_{Lf}}{L_f} = \frac{-V_{Cf}}{L_f} \quad (3.64)$$

$$\dot{V}_{Cf} = \frac{i_{Cf}}{C_f} = \frac{1}{C_f} \left(i_{Lf} - \frac{V_{Cf}}{R_{0l}} \right) \quad (3.65)$$

ขั้นตอนที่ 5 จากสมการที่ (3.18) และสมการที่ (3.19) นำมาเขียนในรูป matrix equation ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lf} \\ \dot{V}_{Cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_f \\ 1/C_f & -1/R_{0l}C_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lf} \\ V_{Cf} \end{bmatrix} \quad (3.66)$$

ส่วนวงจรฟลายแบ็คก็มีสมการเหมือนกับโหมคการทำงานที่ 1

จากสมการ matrix equation ของด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิสามารถเขียนรวมกันเป็น matrix equation ของโหมคการทำงานที่ 5 ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{Lf} \\ \dot{i}_p \\ \dot{V}_{Cb0} \\ \dot{V}_{Cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1/L_f \\ 0 & 0 & -1/L_{lk} & 0 \\ 0 & 1/C_{b0} & 0 & 0 \\ 1/C_f & 0 & 0 & -1/R_{0l}C_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{Lf} \\ i_p \\ V_{Cb0} \\ V_{Cf} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -V_1/L_{lk} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.67)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โหมดการทำงานที่ 6 ช่วงเวลา t_5-t_6

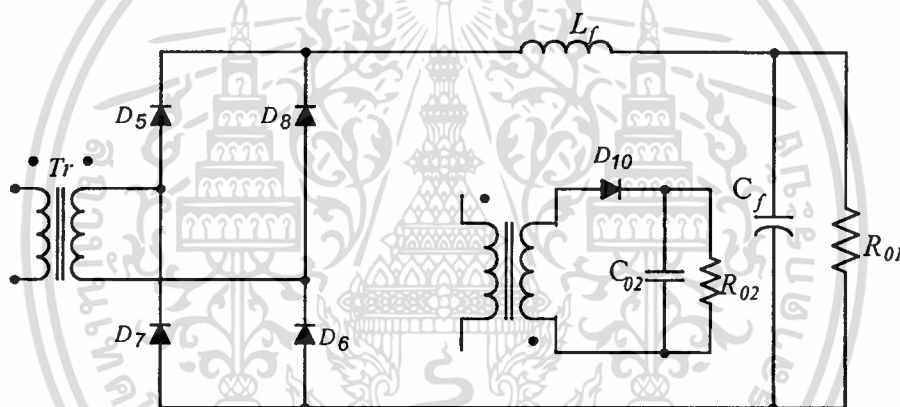
หลักการทำงาน

สวิตช์ S_2 จะหยุดนำกระแส และยังคงขจัดพาหะส่วนน้อยในช่วงค่าเวลาเพื่อ (dead time) ดังนั้นจะไม่มีกระแสปฐมภูมิไหลผ่านหรือเป็นศูนย์ อย่างไรก็ตาม ไดโอดฟิ้นตัวเร็วยังคงนำกระแสใน วงจรกำลัง (power circuit) เพื่อจ่ายกระแสให้โหลด โดยไดโอด D_7 หยุดนำกระแส และไดโอด D_{10} จะนำกระแสผ่านไปยังโหลดของวงจรฟลายแบค

การวิเคราะห์หาสมการด้วยวิธี State Equation

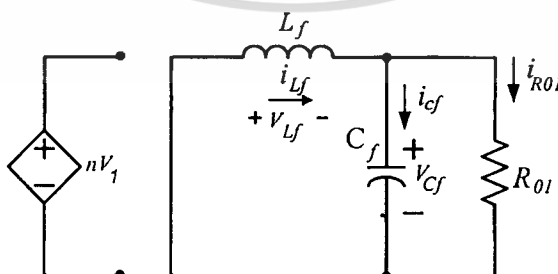
ด้านปฐมภูมิ กระแสทางด้านปฐมภูมิจะมีค่าเป็นศูนย์ส่วนแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{00} มีค่าสูงสุด

ด้านทุติยภูมิ จากรูปที่ 3.3 (f) พิจารณาด้านทุติยภูมิจะได้เป็นรูปที่ 3.25



รูปที่ 3.25 วงจรด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 6

พิจารณาจากรูปที่ 3.25 จะได้เป็นวงจรเทียบเท่าดังรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.26 วงจรเทียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 6

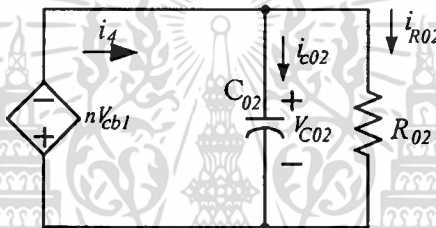
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาจากวงจรเทียบเท่าในรูปที่ 3.26 เห็นว่ามีลักษณะเหมือนกับวงจรเทียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 5 ซึ่งการวิเคราะห์หาสมการก็จะมีค่าเหมือนกับโหมดการทำงานที่ 5

จากสมการ matrix equation ของด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิสามารถเขียนรวมกันเป็น matrix equation ของโหมดการทำงานที่ 6 ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} i'_{L_f} \\ V'_{C_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_f \\ 1/C_f & -1/R_{01}C_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_f} \\ V_{C_f} \end{bmatrix} \quad (3.68)$$

ส่วนวงจรฟลายแบคเมื่อพิจารณาจากรูปที่ 3.25 สามารถเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าได้ดังนี้



รูปที่ 3.27 วงจรเทียบเท่าของวงจรฟลายแบคในโหมดการทำงานที่ 6

จากวงจรเทียบเท่าตามรูปที่ 3.27 สามารถวิเคราะห์สมการเป็นขั้นตอนดังนี้
ขั้นตอนที่ 1 แทนตัวเก็บประจุ C_{02} ให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน V_{C02}

$$[V_{C02}] = X \quad (3.69)$$

ขั้นตอนที่ 2 กำหนดค่ากระแสตัวเก็บประจุตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน V_{C02} ได้ตามสมการที่ (3.70)

$$i_{C02} = C_{02} V'_{C02} \Rightarrow V'_{C02} = \frac{i_{C02}}{C_{02}} \quad (3.70)$$

ขั้นตอนที่ 3 ใช้กฎ KCL และ KVL ในวงจรเทียบเท่าตามรูปที่ (3.27) เพื่อหาสมการของ กระแส i_{C02}

$$-nV_{Cb1} = V_{C02} = V_{R02} \quad (3.71)$$

$$-i_4 + i_{C02} + i_{R02} = 0 \quad (3.72)$$

$$i_{C02} = -i_{R02} + i_4 \quad (3.73)$$

ขั้นตอนที่ 4 แทนค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{02} จากสมการที่ (3.73) ในสมการที่ (3.70)

$$V'_{C02} = \frac{i_{C02}}{C_{02}} = \frac{1}{C_{02}} \left(-\frac{V_{C02}}{R_{02}} + i_4 \right) \quad (3.74)$$

ขั้นตอนที่ 5 จากสมการที่ (3.74) นำมาเขียนในรูป matrix equation ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} V'_{C02} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/C_{02}R_{02} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C02} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/C_{02} \end{bmatrix} i_4 \quad (3.75)$$

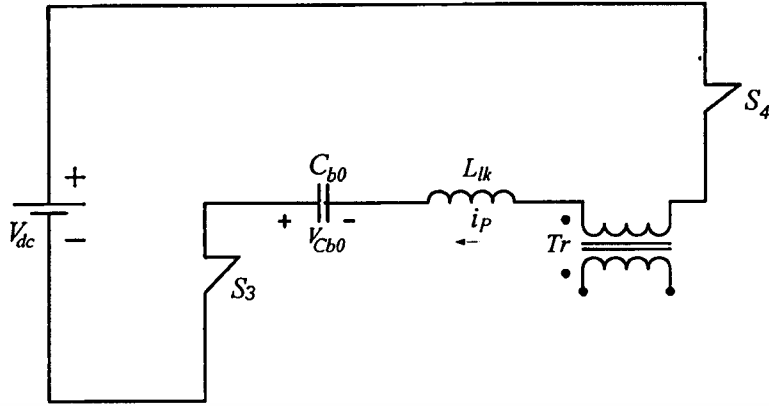
โหมดการทำงานที่ 7 ช่วงเวลา t_6 - t_7

หลักการทำงาน

ที่เวลา t_6 สวิตช์ S_2 หยุดนำกระแสที่ภาวะที่กระแสเป็นศูนย์ ก่อนที่สวิตช์ S_4 จะนำกระแส ซึ่งเป็นช่วงเวลานั้น ๆ ตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล L_{rk} จะจำกัดอัตราการเปลี่ยนแปลง di/dt ในช่วงเวลา การสวิตซ์ในช่วงสั้น ๆ ซึ่งจะทำให้สวิตช์ S_4 นำกระแสภายใต้ที่กระแสเกือบมีค่าเป็นศูนย์หลังจาก สวิตช์ S_4 นำกระแส กระแสปฐมภูมิจะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ในทิศทางเป็นลบ ในโหมดการ ทำงานนี้ไดโอดฟิ้นคืนตัวเร็วทางด้านทุติยภูมินำกระแสพร้อมกันทั้ง 4 ตัวซึ่งจะทำให้แรงดันปฐม ภูมิและแรงดันทุติยภูมิของหม้อแปลงมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นแรงดัน $V_{dc} + V_{cb0}$ จะตกคร่อมตัว เหนี่ยวนำรั่วไหล L_{rk} และขดปฐมภูมิ ส่วนทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง วงจรฟลายแบค ไดโอด D_{10} ยังคงนำกระแสและตัวเก็บประจุ C_{02} ยังคงชาร์จประจุอยู่

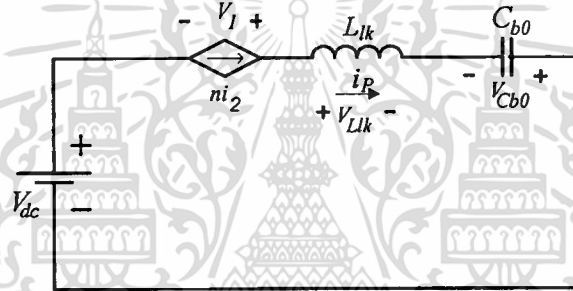
การวิเคราะห์หาสมการด้วยวิธี State Equation

ด้านปฐมภูมิ จากรูปที่ 3.3 (g) พิจารณาด้านปฐมภูมิจะได้เป็นรูปที่ 3.28



รูปที่ 3.28 วงจรด้านปฐมภูมิในโหมดการทำงานที่ 7

พิจารณาจากรูปที่ 3.28 จะได้ว่าวงจรเทียบเท่าดังรูปที่ 3.29



รูปที่ 3.29 วงจรเทียบเท่าด้านปฐมภูมิในโหมดการทำงานที่ 7

จากวงจรเทียบเท่าในรูปที่ 3.29 สามารถวิเคราะห์หาสมการเป็นขั้นตอนดังนี้
 ขั้นตอนที่ 1 แทนตัวเก็บประจุ C_{b0} ให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน V_{Cb0} และแทนตัวเหนี่ยวนำ L_{lk} ให้เป็นแหล่งจ่ายกระแส i_p จะได้ดังสมการ

$$\begin{bmatrix} i_P \\ V_{Cb0} \end{bmatrix} = X \quad (3.76)$$

ขั้นตอนที่ 2 กำหนดแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำตามผลการเปลี่ยนแปลงของกระแส i_p ที่ไหลผ่านจะได้ตามสมการที่ (3.78) และกำหนดค่ากระแสตัวเก็บประจุตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน V_{Cb0} ตามสมการที่ (3.79)

$$V_{Llk} = L_{lk} i'_p \quad \Rightarrow \quad i'_p = \frac{V_{Llk}}{L_{lk}} \quad (3.78)$$

$$i_{Cb0} = C_{b0} V'_{Cb0} \quad \Rightarrow \quad V'_{Cb0} = \frac{i_{Cb0}}{C_{b0}} \quad (3.79)$$

ขั้นตอนที่ 3 ใช้กฎ KCL และ KVL ในวงจรเทียบเท่าตามรูปที่ 3.29 เพื่อหาสมการของแรงดันตัวเก็บประจุ V_{Cb0} กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_p และแหล่งจ่ายอิสระ V_{dc} ดังสมการ

$$i_p = i_{Cb0} = ni_2 \quad (3.80)$$

$$V_{dc} + V_1 - V_{Llk} + V_{Cb0} = 0 \quad (3.81)$$

$$V_{Llk} = V_{dc} + V_1 + V_{Cb0} \quad (3.82)$$

ขั้นตอนที่ 4 แทนค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจากสมการที่ (3.82) ในสมการที่ (3.78) และแทนค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{b0} จากสมการที่ (3.80) ในสมการที่ (3.79)

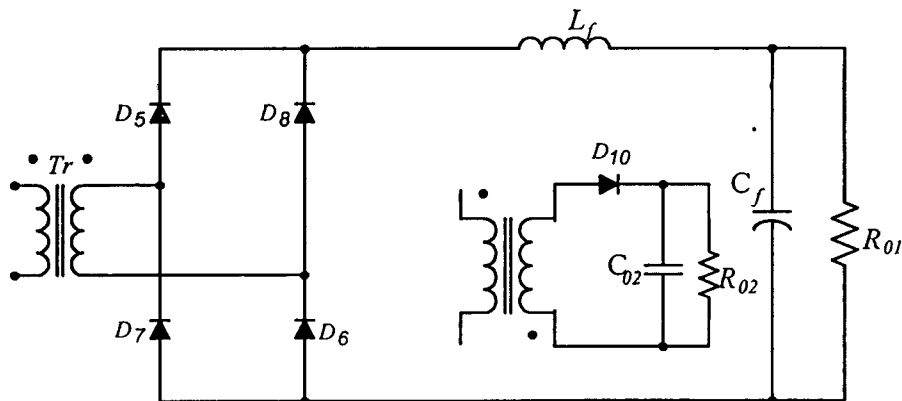
$$i'_p = \frac{(V_{dc} + V_1 + V_{Cb0})}{L_{lk}} \quad (3.83)$$

$$V'_{Cb0} = \frac{i_{Cb0}}{C_{b0}} = \frac{i_p}{C_{b0}} \quad (3.84)$$

ขั้นตอนที่ 5 จากสมการที่ (3.83) และสมการที่ (3.84) นำมาเขียนในรูป matrix equation ได้เป็น

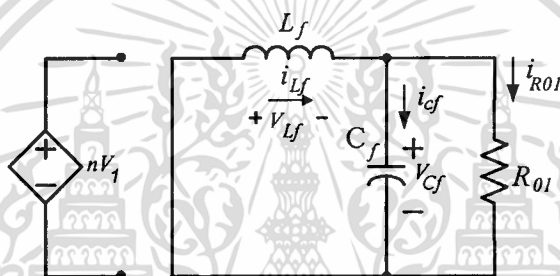
$$\begin{bmatrix} i'_p \\ V'_{Cb0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/L_{lk} \\ 1/C_{b0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_p \\ V_{Cb0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_{lk} \\ 0 \end{bmatrix} V_{dc} + V_1 \quad (3.85)$$

ด้านทฤษฎี จากรูปที่ 3.3 (g) พิจารณาด้านทฤษฎีจะได้เป็นรูปที่ 3.25



รูปที่ 3.30 วงจรด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 7

พิจารณาจากรูปที่ 3.30 จะได้เป็นวงจรเทียบเท่าดังรูปที่ 3.31



รูปที่ 3.31 วงจรเทียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 7

เมื่อพิจารณาจากวงจรเทียบเท่าในรูปที่ 3.31 เห็นว่ามีลักษณะเหมือนกับวงจรเทียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 5 ซึ่งการวิเคราะห์หาสมการก็จะมีค่าเหมือนกับโหมดการทำงานที่ 5

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_f} \\ \dot{V}_{C_f} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_f \\ 1/C_f & -1/R_{01}C_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_f} \\ V_{C_f} \end{bmatrix} \quad (3.86)$$

ส่วนวงจรฟลายแบคมีลักษณะการวิเคราะห์หาสมการเหมือนกับโหมดการทำงานที่ 6

$$\begin{bmatrix} \dot{V}_{C_{02}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/C_{02}R_{02} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{C_{02}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/C_{02} \end{bmatrix} i_4 \quad (3.87)$$

จากสมการ matrix equation ของด้านปฐมภูมิ ด้านทุติยภูมิและวงจรฟลายแบคสามารถเขียนรวมกันเป็น matrix equation ของโหมคการทำงานที่ 7 ได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{L_f} \\ \dot{i}_P \\ \dot{V}_{Cb0} \\ \dot{V}_{C_f} \\ \dot{V}_{C_{O2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1/L_f & 0 \\ 0 & 0 & 1/L_{lk} & 0 & 0 \\ 0 & 1/C_{b0} & 0 & 0 & 0 \\ 1/C_f & 0 & 0 & -1/R_0 C_f & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C_{O2} R_{O2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_f} \\ i_P \\ V_{Cb0} \\ V_{C_f} \\ V_{C_{O2}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (V_{dc} + V_1)/L_{lk} \\ 0 \\ 0 \\ i_4/C_{O2} \end{bmatrix}$$

(3.88)

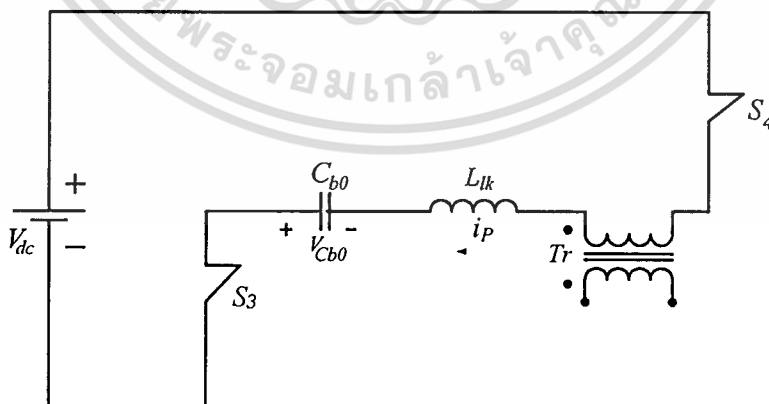
โหมคการทำงานที่ 8 ช่วงเวลา t_7 - t_8

หลักการทำงาน

สวิตช์ S_4 และ S_3 นำกระแสและกระแสปฐมภูมิจะชาร์จประจุ C_{b0} ส่วนอีกด้านหนึ่งไดโอด D_5 และ D_6 จะถูกรีเวิร์ตไบอัสทำให้หยุดนำกระแส ส่วนไดโอด D_7 และ D_8 จะฟอร์เวิร์ดไบอัส ตัวเก็บประจุ C_{b1} จะถูกชาร์จ และ สวิตช์ S_5 จะเริ่มต้นนำกระแสภายใต้เงื่อนไขที่แรงดันศูนย์ อีกครั้งหนึ่ง เนื่องจากสวิตช์ S_5 มีความถี่ในการสวิตช์เป็น 2 เท่าของสวิตช์ S_1 - S_4

การวิเคราะห์หาสมการด้วยวิธี State Equation

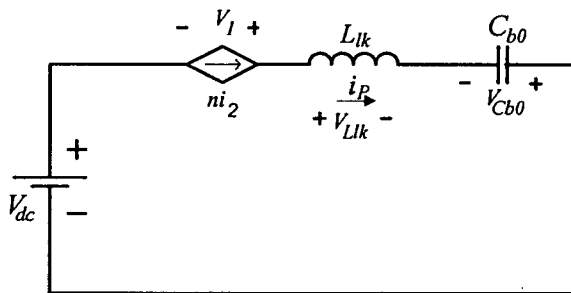
ด้านปฐมภูมิ จากรูปที่ 3.3 (h) ทางด้านปฐมภูมิจะมีลักษณะคล้ายกับโหมคการทำงานที่ 7 ดังรูป



รูปที่ 3.32 วงจรด้านปฐมภูมิในโหมคการทำงานที่ 8

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาจากรูปที่ 3.32 จะได้ว่าวงจรเทียบเท่าดังรูปที่ 3.33

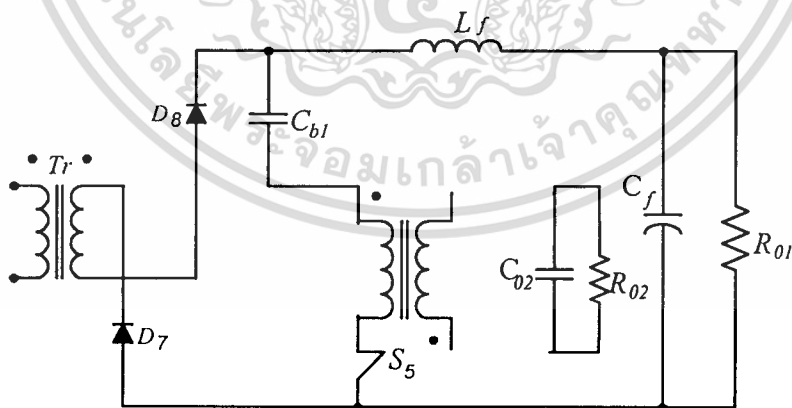


รูปที่ 3.33 วงจรเทียบเท่าด้านปฐมภูมิในโหมดการทำงานที่ 8

จากวงจรเทียบเท่าในรูปที่ 3.33 การวิเคราะห์หาสมการจะมีลักษณะคล้ายกับโหมดการทำงานที่ 7 ทำให้สามารถหาสมการด้านปฐมภูมิของโหมดการทำงานที่ 8 ได้เป็น matrix equation ดังนี้

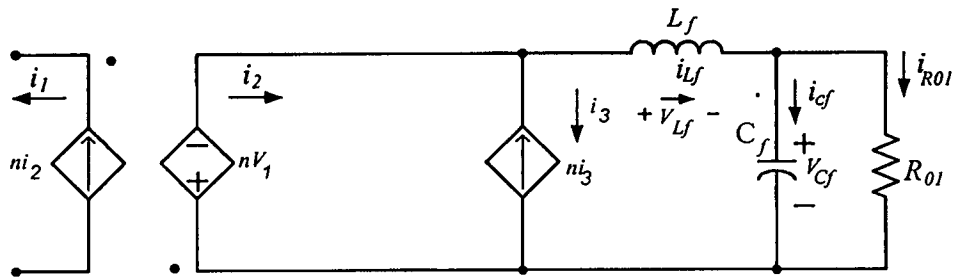
$$\begin{bmatrix} i_P \\ V_{Cb0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1/L_{lk} \\ 1/C_{b0} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_P \\ V_{Cb0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_{lk} \\ 0 \end{bmatrix} V_{dc} + V_1 \quad (3.89)$$

ด้านทุติยภูมิ จากรูปที่ 3.3 (h) พิจารณาด้านทุติยภูมิจะได้เป็นรูปที่ 3.34



รูปที่ 3.34 วงจรด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 8

พิจารณาจากรูปที่ 3.34 จะสามารถเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าได้ดังนี้



รูปที่ 3.35 วงจรเทียบเท่าด้านทุติยภูมิในโหมดการทำงานที่ 8

จากวงจรเทียบเท่าในรูปที่ 3.35 สามารถวิเคราะห์หาสมการได้เป็นขั้นตอนเช่นกันดังนี้
 ขั้นตอนที่ 1 แทนตัวเก็บประจุ C_f ให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน V_{cf} และแทนตัวเหนี่ยวนำ L_f ให้เป็นแหล่งจ่ายกระแส i_{Lf} จะได้ดังสมการ

$$\begin{bmatrix} i_{Lf} \\ V_{cf} \end{bmatrix} = X \quad (3.90)$$

ขั้นตอนที่ 2 กำหนดแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำตามผลการเปลี่ยนแปลงของกระแส i_{Lf} ที่ไหลผ่านจะได้ตามสมการที่ (3.11) และกำหนดค่ากระแสตัวเก็บประจุตามการเปลี่ยนแปลงของแรงดัน V_{cf} ตามสมการที่ (3.12)

$$V_{Lf} = L_f i'_{Lf} \Rightarrow i'_{Lf} = \frac{V_{Lf}}{L_f} \quad (3.91)$$

$$i_{cf} = C_f V'_{cf} \Rightarrow V'_{cf} = \frac{i_{cf}}{C_f} \quad (3.92)$$

ขั้นตอนที่ 3 ใช้กฎ KCL และ KVL ในวงจรเทียบเท่าตามรูปที่ 3.7 เพื่อหาสมการของแรงดันตัวเก็บประจุ V_{cf} กระแสตัวเหนี่ยวนำ i_{Lf} และแหล่งจ่ายไม่อิสระ nV_1 ดังสมการ

$$-nV_1 + V_{Lf} + V_{cf} = 0 \quad (3.93)$$

$$V_{Lf} = nV_1 - V_{cf} \quad (3.94)$$

$$-i_{Lf} + i_{cf} + i_{R01} = 0 \quad (3.95)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$i_{L_f} = i_{C_f} + i_{R_{01}} \quad (3.96)$$

$$i_{C_f} = i_{L_f} - \frac{V_{C_f}}{R_{01}} \quad (3.97)$$

ขั้นตอนที่ 4 แทนค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำจากสมการที่ (3.14) ในสมการที่ (3.11) และ แทนค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_f จากสมการที่ (3.17) ในสมการที่ (3.12)

$$i_{L_f}' = \frac{V_{L_f}}{L_f} = \frac{(nV_1 - V_{C_f})}{L_f} \quad (3.98)$$

$$V_{C_f}' = \frac{i_{C_f}}{C_f} = \frac{1}{C_f} \left(i_{L_f} - \frac{V_{C_f}}{R_{01}} \right) \quad (3.99)$$

ขั้นตอนที่ 5 จากสมการที่ (3.18) และสมการที่ (3.19) นำมาเขียนในรูป matrix equation ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} i_{L_f}' \\ V_{C_f}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L_f \\ 1/C_f & -1/R_{01}C_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_f} \\ V_{C_f} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L_f \\ 0 \end{bmatrix} nV_1 \quad (3.100)$$

ส่วนวงจรฟลายแบคจะมีลักษณะสมการเหมือนกับโหมคการทำงานที่ 1

จากสมการ matrix equation ของด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิสามารถเขียนรวมกันเป็น matrix equation ของโหมคการทำงานที่ 6 ได้ดังนี้

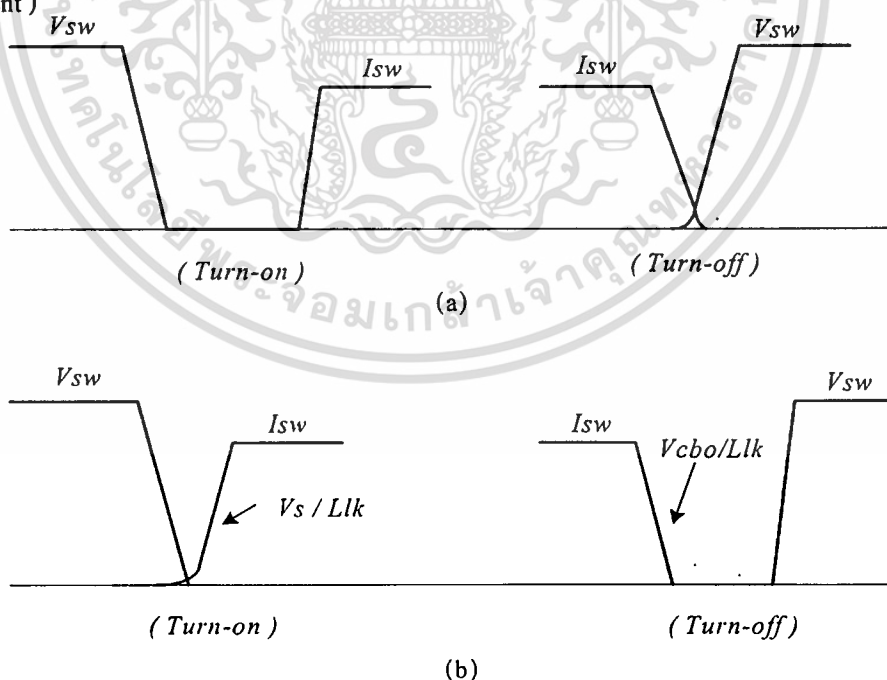
$$\begin{bmatrix} i_{L_f}' \\ i_P' \\ V_{Cb0}' \\ V_{C_f}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & -1/L_f \\ 0 & 0 & -1/L_{lk} & 0 \\ 0 & 1/C_{b0} & 0 & 0 \\ 1/C_f & 0 & 0 & -1/R_{01}C_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{L_f} \\ i_P \\ V_{Cb0} \\ V_{C_f} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} nV_1/L_f \\ (V_{dc} + V_1)/L_{lk} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

(3.101)

3.4 ลักษณะการเกิดสภาวะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

สภาวะการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ของสวิตช์กึ่งหน้า (ZVS for Leading leg) การสูญเสียเนื่องจากการนำกระแส (Turn-on switching loss) ของสวิตช์กึ่งหน้าจะมีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจากผลของตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล ซึ่งการนำกระแสของสวิตช์จะแสดงในรูปที่ 3.36 (a) ส่วนการสูญเสียเนื่องจากการหยุดนำกระแส (Turn-off switching loss) จะยังไม่เป็นศูนย์ โดยจะขึ้นอยู่กับตัวเก็บประจุแฝงภายในตัวสวิตช์และค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวสวิตช์ การเพิ่มขึ้นของแรงดันสวิตช์จะถูกกำหนดด้วยค่า dv/dt สำหรับสวิตช์ที่มีความเร็วสูงอย่างมอสเฟต (MOSFET) การสูญเสียเนื่องจากการหยุดนำกระแสจะมีค่าต่ำมากเพราะว่าค่าตัวเก็บประจุแฝงของสวิตช์จะมีค่ามากพอที่จะประวิงการเพิ่มขึ้นของแรงดันที่ตกคร่อมของมอสเฟต

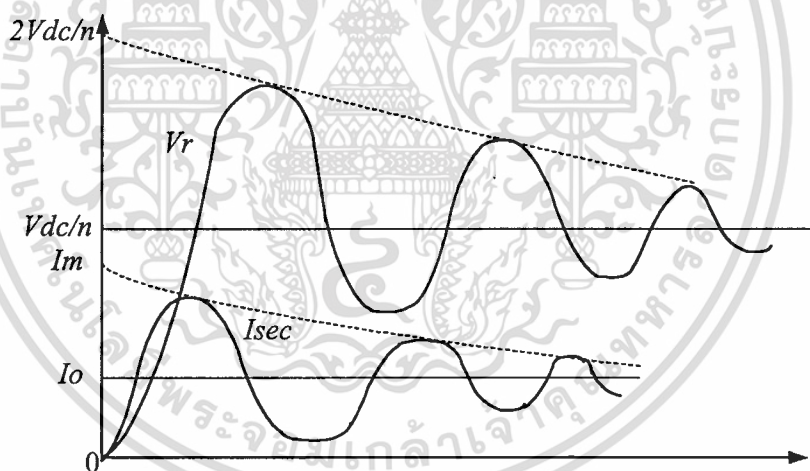
สภาวะการสวิตช์ที่กระแสศูนย์ของสวิตช์กึ่งหลัง (ZCS for Lagging leg) การสูญเสียเนื่องจากการนำกระแส (Turn-on switching loss) ของสวิตช์กึ่งหลังแทบจะเป็นศูนย์ เพราะว่าขณะที่สวิตช์นำกระแส กระแสของขดลวดด้านปฐมภูมิยังเป็นศูนย์อยู่ซึ่งตัวเหนี่ยวนำจะยังไม่อิ่มตัวจนกระทั่งแรงดันตกคร่อมสวิตช์จะลดลงมามีค่าเป็นศูนย์ ดังแสดงตามรูปที่ 3.36 (b) ดังนั้นการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสจะมีค่าต่ำมาก สำหรับการสูญเสียจากการหยุดนำกระแส (Turn-off switching loss) จะเป็นศูนย์ เนื่องจากค่ากระแสด้านปฐมภูมิจะเป็นศูนย์เกือบตลอดระยะของช่วงฟรีวิลลิ่งที่เป็นผลมาจากการลดค่ากระแสของแรงดันบล็อกกิ้งจากตัวเก็บประจุ C_{bo} ดังนั้น ไอจีบีที (IGBT) จึงสามารถนำมาใช้ได้โดยไม่มีผลของกระแสสุดท้ายหรือกระแสหาง (Tail current)



รูปที่ 3.36 ลักษณะการเกิด (a) สภาวะการสวิตช์แรงดันศูนย์ (b) สภาวะการสวิตช์กระแสศูนย์

3.5 การเกิดแรงดันรีฟกึ่งทางด้านแรงดันตกคร่อมไดโอดเรกติไฟ์เอต์พุต

ในความเป็นจริงจะมีลักษณะการเกิดแรงดันรีฟกึ่งของแรงดันตกคร่อมไดโอดเรกติไฟ์เอต์พุต (V_r) จะพิจารณาได้จากโหมดการทำงานที่ 7 ซึ่งก่อนเวลา t_r กระแสเอาต์พุต (I_o) จะไหลผ่านไดโอดเรกติไฟ์เอต์พุตซึ่งจะทำงานในช่วงพรีวิลลิ่งโดยที่ไดโอดจะนำกระแสพร้อมกันทั้ง 4 ตัว ในช่วงนี้แรงดันที่ตกคร่อมไดโอดเรกติไฟ์เอต์พุตจะมีค่าเป็นศูนย์ หลังจากเวลา t_r แรงดัน V_{AB} จะมีค่าเท่ากับแรงดัน V_{dc} ส่วนกระแสประจุรวม (i_p) จะเพิ่มขึ้น โดยที่กระแสขั้วขุม (i_{sc}) ที่มีค่าเป็น i_p/n ก็จะเพิ่มขึ้นเช่นกันจนกระทั่งมีค่าเท่ากับกระแสเอาต์พุต ไดโอดเรกติไฟ์ D_5 และ D_6 ก็จะหยุดนำกระแสส่วนกระแสขั้วขุมจะเพิ่มขึ้นไปอีกจนถึงค่าสูงสุด ซึ่งค่ากระแสผลต่างของกระแสขั้วขุมกับกระแสเอาต์พุตจะไหลผ่านตัวเก็บประจุแฝงของไดโอดเรกติไฟ์ D_5 และ D_6 ที่หยุดนำกระแสผ่านลงกราวด์ ก็จะเป็นผลให้แรงดันตกคร่อมไดโอดเรกติไฟ์เอต์พุตมีค่าเพิ่มขึ้นและเกิดการรีฟกึ่งเนื่องจากผลของการเรโซแนนซ์ระหว่างค่าตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล (L_k) และตัวเก็บประจุแฝงของไดโอดเรกติไฟ์เอต์พุตและกระแสขั้วขุมจะมีลักษณะเป็นไปตามรูปที่ 3.37 หากให้ L_r มีค่ามากพอที่จะทำให้กระแสเอาต์พุตคงที่ จะสามารถได้สมการของวงจรเรโซแนนซ์เพื่อหาค่าแรงดัน V_r และกระแส I_{sc} จากรูปที่ 3.37



รูปที่ 3.37 แรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตเรกติไฟ์เอต์พุตที่เกิดการรีฟกึ่งจากผลของการเรโซแนนซ์

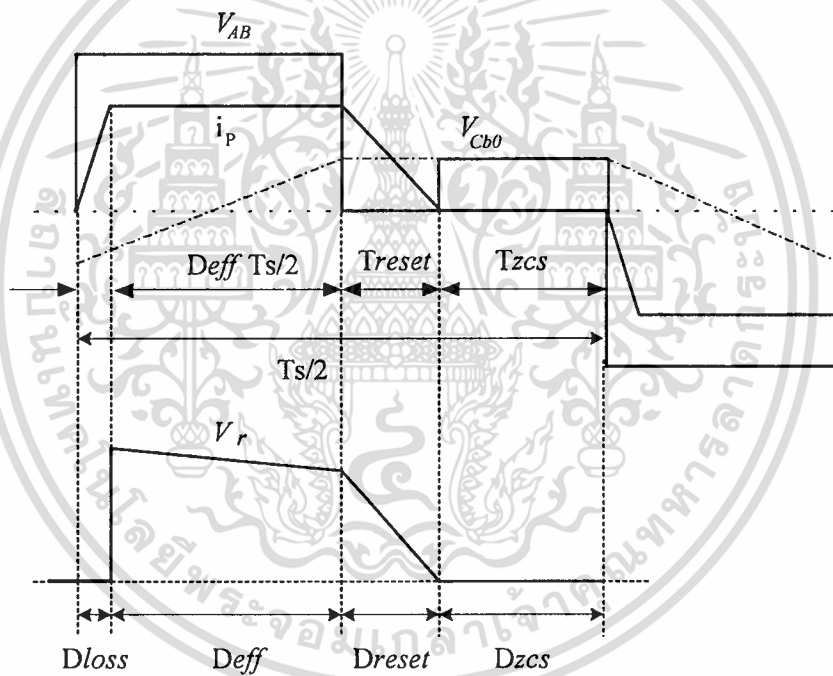
$$V_r = \frac{V_{dc}}{n} \left[1 - \cos \left[\frac{t}{\sqrt{L_k n^2 C}} \right] \right] \quad (3.102)$$

$$i_{sec} = I_o + \frac{V_{dc}/n}{\sqrt{\frac{L_{lk} n^2}{C}}} \sin \left[\frac{t}{\sqrt{L_{lk} n^2 C}} \right] \quad (3.103)$$

จากสมการ และรูปที่ 3.37 จะเห็นว่าค่าขนาดของแรงดันและกระแสจะมีค่าสูงขึ้นเป็นสองเท่า เพราะฉะนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องมีการลดค่าขนาดของแรงดันและกระแส

3.6 หลักการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่สวิตช์แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

ในการออกแบบจะต้องพิจารณาถึงค่าควิต์ไชเกิดประสิทธิภาพสูงสุดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ซึ่งจะถูกกำหนดด้วยค่าตัวแปรในรูปที่ 3.3 8



รูปที่ 3.38 ค่าควิต์ไชเกิดประสิทธิภาพสูงสุด

โดยที่ค่าควิต์ไชเกิดประสิทธิภาพสูงสุดจะสามารถหาค่าได้จากสมการ (3.104)

$$D_{eff\ max} = 1 - 2 \frac{T_{reset} + T_{ZCS} + T_{loos}}{T_s} \quad (3.104)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำหนดให้

- T_{reset} เป็นช่วงเวลาที่กระแสประจุรวมถูกดึงลงเป็นศูนย์
- T_{ZCS} เป็นเวลาในการหยุดนำกระแสของอุปกรณ์สวิตช์
- T_{loss} เป็นเวลาการสูญเสียเนื่องจากตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล
- T_S เป็นช่วงเวลาของการสวิตช์

ถ้าแรงดันตัวเก็บประจุ C_{b0} มีค่ามากพอที่จะเป็นแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ในช่วงโหมคการทำงานที่ 4 ช่วงเวลา T_{reset} จะมีค่าเป็น

$$T_{reset} = \frac{I_{P0} L_{lk}}{V_{Cb0p}} \quad (3.105)$$

และแรงดันสูงสุดของตัวเก็บประจุ C_{b0} หาได้จาก

$$V_{Cb0p} = \frac{I_{P0} D_{eff} T_S}{4C_{b0}} \quad (3.106)$$

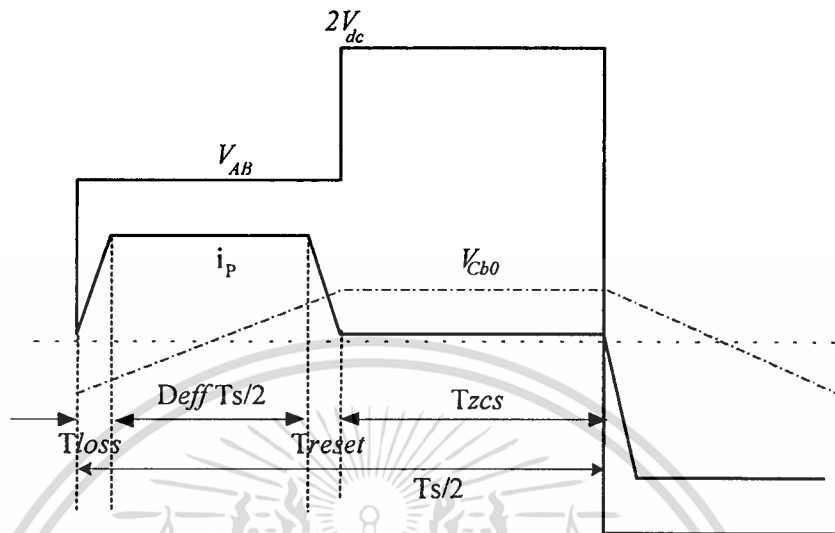
จากสมการ (3.105) และสมการ (3.106) ช่วงเวลา T_{reset} จะเป็นปฏิภาคผกผันกับดิวตี้ไซเคิลและเพื่อที่จะลดค่า T_{reset} ให้มีค่าน้อยที่สุดดิวตี้ไซเคิลจะต้องมีค่ามากที่สุดและตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลก็ควรมีค่าน้อยที่สุดส่วนแรงดันตัวเก็บประจุ C_{b0} ก็ไม่สามารถลดค่าลงได้โดยปราศจากข้อจำกัด เพราะแรงดันค่ายอดสูงสุดจะมีค่าเพิ่มขึ้นในช่วง T_{ZCS} ตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลยังคงรักษาระแสประจุให้มีค่าเป็นศูนย์ภายใต้เงื่อนไขการสมดุลของโวลต์-วินาที (volt-second balance) ดังนั้นสนามแม่เหล็กรั่วไหลจะมีค่าเป็น

$$\phi_{lk} = V_{Cb0p} \left(\frac{T_S}{2} - D_{nom} \frac{T_S}{2} - T_{reset} - T_{loss} \right) \quad (3.107)$$

สำหรับเงื่อนไขการสมดุลของโวลต์-วินาที ควรจะมีค่าน้อย ๆ นั้นเพื่อที่จะให้ค่าความเหนี่ยวนำของ ตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลงมีค่าน้อยมากๆ เพื่อที่จะให้ค่าดิวตี้ไซเคิลมีค่ามากที่สุด

ในกรณีที่ตัวเก็บประจุ C_{b0} มีค่าน้อยและไม่พอที่จะทำให้เป็นแหล่งจ่ายแรงดันคงที่เพื่อที่จะทำหน้าที่ลดค่ากระแสประจุรวมให้มีค่าเป็นศูนย์ได้ ตามในรูปที่ 3.39 แรงดัน V_{AB} ก็จะไม่ มีแรงดันบล็อกกิ้งจากตัวเป็นประจุ C_{b0} ทำให้แรงดัน V_{AB} มีค่าเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่าของแรงดันปกติ

และทำให้ขนาดของกระแสด้านปฐมภูมิมีค่าลดลงเร็วขึ้นซึ่งจะส่งผลทำให้เกิดการล้าหลังระหว่างกระแสด้านปฐมภูมิกับแรงดัน V_{AB} เพิ่มมากขึ้น



รูปที่ 3.39 ผลของตัวเก็บประจุ C_{bo} ที่มีค่าน้อย

ดังนั้นจึงควรที่จะออกแบบให้ตัวเก็บประจุ C_{bo} มีความเหมาะสมตามสมการ (3.108)

$$C_{bo} = I_{P0} \frac{t_1 - t_2}{V_{dc}} \quad (3.108)$$

3.6.1 การออกแบบตัวแปรหลักของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์

ในหัวข้อนี้จะแสดงให้เห็นถึงหลักการออกแบบและตัวอย่างในการออกแบบ ซึ่งการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์จะต้องคำนึงถึงผลกระทบระหว่างตัวแปรต่าง ๆ ของวงจรกับสถานะของการทำงาน เพราะฉะนั้นจะสามารถแสดงขั้นตอนการออกแบบเป็นข้อ ๆ ได้ดังนี้

1) คุณสมบัติของวงจรคอนเวอร์เตอร์

แรงดันอินพุต : $V_{dc} = 300 \text{ VDC} \pm 5 \%$

แรงดันเอาต์พุต : $V_o = 48 \text{ Vdc}$

กระแสเอาต์พุต : $I_o = 21 \text{ A}$

ความถี่การสวิตช์ : $f_s = 30 \text{ kHz}$

ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลเมื่อวัดที่ความถี่สวิตช์ : $L_{lk} = 10 \text{ uH}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2) เมื่อกำหนดให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์มีลักษณะคล้ายคลึงกับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ เพราะฉะนั้นจะสามารถหาค่าดีวีไอที่เกิดประสิทธิภาพ (D_{eff}) ได้จาก

$$D_{eff} = \frac{dc\ output}{dc\ input} = \frac{V_O}{V_S} \quad (3.109)$$

แต่ถ้าหากพิจารณาอัตราส่วนของหม้อแปลง (N_{r1}) ค่าดีวีไอที่เกิดประสิทธิภาพจะสามารถหาค่าได้จากสมการ

$$D_{eff} = \frac{N_{r1}(V_O + V_D)}{V_{dc}} \quad (3.120)$$

โดย V_D จะเป็นแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดให้มีความเท่ากับ 1.5 V ถ้าหากกำหนดให้ $D_{effmax} = 0.9$ ในขณะที่แรงดันอินพุตมีค่าต่ำสุดจะสามารถหาค่าอัตราส่วนของหม้อแปลง (N_{r1}) ได้จากสมการ(3.121)

$$N_{r1} = \frac{V_{dc\ min} D_{eff\ max}}{(V_O + V_D)} = 5.18 \quad (3.121)$$

จำนวนรอบของขดลวดที่ใช้ออกแบบในหม้อแปลงด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิมีค่าเป็น 15 รอบและ 3 รอบตามลำดับซึ่งจะได้ค่าอัตราส่วนของหม้อแปลงเป็น 5 และจะได้ค่า $D_{effmax} = 0.86$ (การออกแบบหม้อแปลงจะแสดงในภาคผนวก)

3) กำหนดให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{b0} เป็น $V_{Cb0p} = 0.2V_{dc}$ เมื่อพิจารณาจากสมการ (3.106) จะได้

$$C_{b0} = \frac{I_{P0} \times D_{eff\ max} T_S}{4 \times 0.2 \times V_{dc}} = 0.701\mu F \quad (3.122)$$

เลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุ $C_{b0} = 0.8\ \mu F$ จะได้แรงดันตกคร่อมเป็น $V_{Cb0p} = 50\ V$

4) จากค่าอัตราส่วนของหม้อแปลง (N_{r1}) และค่าตัวเก็บประจุ C_{b0} จะสามารถหาค่า D_{eff} , D_{reset} และ D_{loss} พิจารณาจากสมการ(3.120) จะได้

$$D_{eff} = \frac{N_{r1}(V_O + V_D)}{V_{dc}} \quad (3.123)$$

พิจารณาจากสมการ(3.106)

$$D_{reset} = \frac{T_{reset} (= t_{34})}{T_S/2} = \frac{8L_{lk}C_{b0}}{D_{eff}T_S^2} = \frac{8V_{dc}L_{lk}C_{b0}}{N_{r1}(V_O + V_D)T_S^2} \quad (3.124)$$

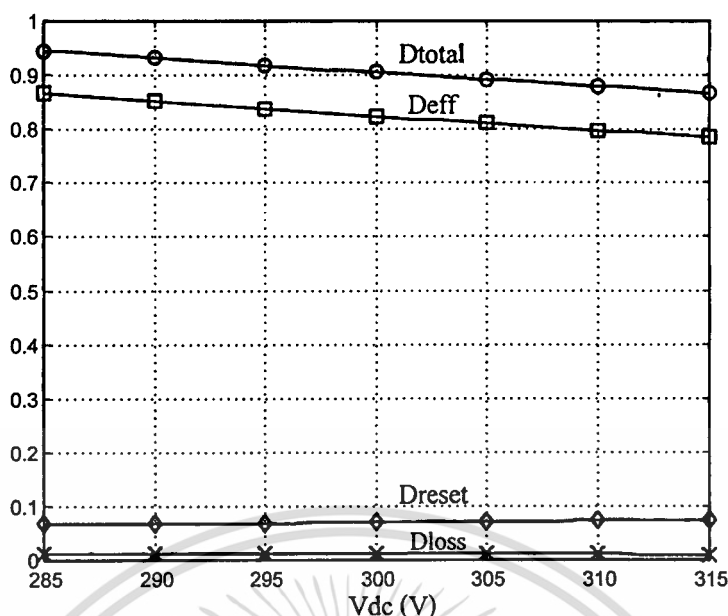
$$D_{loss} = \frac{T_S (= t_{67})}{T_S/2} = \frac{2L_{lk}I_{P0}}{T_S(V_{dc} + V_{Cb0})} = \frac{2L_{lk}I_{P0}}{T_S \left(V_{dc} + \frac{N_{r1}I_{P0}(V_O + V_D)T_S}{4C_{b0}V_{dc}} \right)} \quad (3.125)$$

จากความเหมาะสมของแรงดันและกระแสที่ต้องการจะเลือกไอจีบีที(IGBT) เบอร์ IRG4PH40U เป็นสวิทซ์กึ่งหลัง ซึ่งค่าเวลากระแสขาลงหรือกระแสสุดท้าย (Tail current) เป็น $T_{tail} = 0.31 \mu s$ โดยที่ $t_{ZCS} = T_{tail} = 0.31 \mu s$ ดังนั้นจะได้ $D_{ZCS} = 0.005$ ซึ่งจะสามารถหาค่า D_{total} จากสมการ

$$D_{total} = D_{eff} + D_{reset} + D_{loss} + D_{ZCS} \quad (3.126)$$

ซึ่งค่า D_{total} , D_{eff} , D_{reset} , และ D_{loss} จะขึ้นอยู่กับแรงดันอินพุต (V_{dc}) ได้แสดงอยู่ในรูปที่ 3.8 โดยที่ค่า D_{total} , D_{eff} จะมีค่าสูงสุดที่แรงดันอินพุตมีค่าต่ำสุด

5) ในสถานะที่ $D_{total \max} < 1$ จะทำให้มีความมั่นใจได้ว่าสวิทซ์กึ่งหลังเกิดการสวิทซ์ที่กระแสศูนย์สมบูรณ์



รูปที่ 3.40 ค่าคิวดีไซ์เกิดเมื่อเปรียบเทียบกับแรงดันอินพุต

6) ในการทำให้เกิดลักษณะการชอฟในช่วงการหยุดนำกระแสสำหรับสวิตซ์กึ่งนำ นั้นจะต้องมีตัวเก็บประจุที่ขนานอยู่กับสวิตซ์ ซึ่งจากหลักการวิเคราะห์ในการทำงาน ในโหมดการทำงานที่ 1 เวลา t_{01} จะทำให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุเพิ่มจาก ศูนย์ไปเป็นค่าแรงดันอินพุต (V_{dc}) เพื่อที่จะลดการสูญเสียในช่วงการหยุดนำกระแส จากเวลา t_{01} จะสามารถให้มีค่าเป็น 2-3 เท่าของค่าเวลา T_{tail} ที่โหลดเต็มพิกัดจะได้

$$C_1 = C_3 = C_r = \frac{I_{p0} \times 3 \times T_{tail}}{2V_{dc}} \quad (3.127)$$

จะสามารถเลือกค่า $C_r = 440$ pF ซึ่งจะเป็นค่าตัวเก็บประจุที่อยู่ภายในตัวมอสเฟส และเพื่อให้เกิดความแน่ใจว่าจะเกิดสภาวะแรงดันศูนย์ในช่วงการนำกระแส แรงดัน ตัวเก็บประจุที่ขนานอยู่กับสวิตซ์กึ่งนำจะต้องลดลงไปเป็นศูนย์ก่อนการนำกระแส ของสวิตซ์กึ่งนำเวลานั้นช่วงเวลาเพื่อ (dead time) ระหว่างสัญญาณเกตของสวิตซ์ใน กึ่งนำจะต้องมีค่ามากพอซึ่งจะกำหนดให้มีค่าเป็น $t_d = 0.75$ μ s ในสภาวะที่กระแส โหลดมีค่าต่ำสุด ดังนั้นกระแสโหลดต่ำสุด ($I_{o, min}$) ที่จะสามารถเกิดสภาวะแรงดัน ศูนย์ของสวิตซ์กึ่งนำ ซึ่งจะได้ค่าเป็น

$$I_{Omin} = \frac{2 \times C_r \times V_{dc} \times N_{r1}}{t_d} \quad (3.128)$$

3.6.2 การประยุกต์ใช้วงจรสับเบอร์สำหรับใช้เป็นวงจรฟลายแบค

ตัวเก็บประจุ C_{b1} จะใช้สำหรับลดแรงดันริงกิ้ง ที่จะมีกระแสไหลผ่านลงกราวด์เมื่อ มอสเฟต S_5 นำกระแสและจะต่อตัวเก็บประจุ C_{b1} ขนานกับไดโอดเรกติไฟ์ล์ทำให้ความถี่เรโซแนนท์ของตัวเก็บประจุ C_{b1} กับตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลมีค่าน้อยมากเมื่อเทียบกับความถี่สวิตชิง ฉะนั้นค่าตัวเก็บประจุจะเป็นไปตามสมการ

$$2\pi \sqrt{N_{r2}^2 L_{lk2} C_{b1}} \ll T_S \quad (3.129)$$

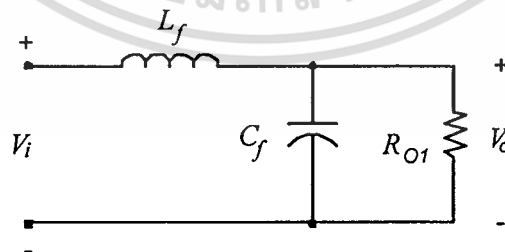
$$C_{b1} = 1 \mu F$$

เมื่อ L_{lk2} เป็นค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลงวงจรฟลายแบค สำหรับตัวเก็บประจุ C_{b2} จะใช้ชาร์จและคายประจุสำหรับสวิตช์ S_5 เพื่อทำให้เกิดการสวิตชิงที่แรงดันศูนย์ โดยลักษณะดังกล่าวจะใช้เวลาเพียงสั้น ๆ ดังนั้นจะเลือกให้ตัวเก็บประจุ C_{b2} มีค่าน้อยกว่า C_{b1} ประมาณ 10 เท่า

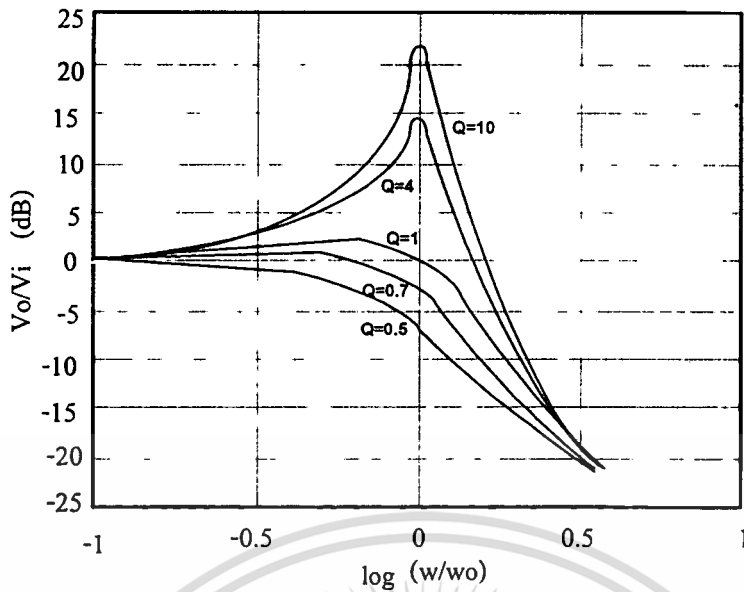
$$C_{b2} = 0.1 \mu F$$

3.6.3 การออกแบบวงจรฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุต

วงจรฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุตจะประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำฟิลเตอร์ (L_f) ตัวเก็บประจุฟิลเตอร์ (C_f) และตัวต้านทานโหลด (R_{O1}) ดังแสดงในรูปที่ 3.41



รูปที่ 3.41 วงจรฟิลเตอร์ด้านเอาต์พุต



รูปที่ 3.42 อัตราส่วนแรงดันของวงจรฟิลเตอร์กับความถี่

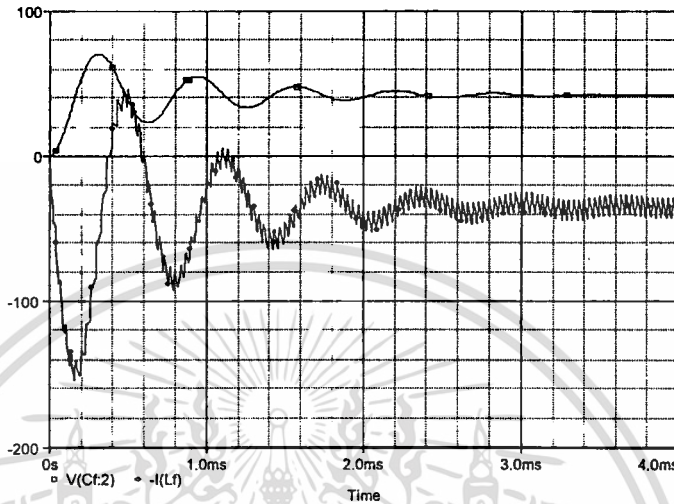
วงจรฟิลเตอร์จะสามารถลดผลขององค์ประกอบไฟสลัที่ความถี่สูงกว่าความถี่คัตออฟ (Cut-off) ซึ่งความถี่คัตออฟของวงจรฟิลเตอร์จะมีค่าเท่ากับ $1/\sqrt{LC}$ เพื่อจะทำให้ผลของอัตราส่วนแรงดัน V_o/V_i มีค่าน้อยลงในวงจรฟิลเตอร์เมื่อความถี่สูงขึ้นจะแสดงในรูปที่ 3.10 สำหรับอัตราส่วน V_o/V_i จะสามารถหาได้จาก

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{I}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{1}{R_{o1}} \sqrt{L_f} \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)\right)^2}} \quad (3.130)$$

เมื่อ $\omega = 2\pi f$

จากสมการ (3.130) ค่าของ V_o/V_i จะขึ้นอยู่กับ Q (quality factor) ซึ่งมีค่าเป็น $R_{o1} \sqrt{C_f/L_f}$ ที่ความถี่คัตออฟ (ω_o) ในขณะที่ $\omega = \omega_o$ ซึ่งอัตราส่วน V_o/V_i จะมีค่าเท่ากับ Q และการที่ค่า Q จะมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่า 1 จะเป็นผลเนื่องมาจากอัตราส่วน V_o/V_i แต่สำหรับอัตราส่วน V_o/V_i นั้นจะเลือกให้มีค่าน้อยกว่า 1 เพราะจะสามารถทำให้ลดองค์ประกอบของไฟสลัของวงจรเรคตีไฟล์ซึ่งจะส่งผลทำให้รีปเปิลของแรงดันเอาต์พุตมีค่าลดลง สำหรับการเปลี่ยนแปลงค่า Q จะมีผลในสภาวะไม่คงตัว (Transient) ของแรงดันอินพุตของวงจรฟิลเตอร์ โดยทั่วไปแล้วเมื่อค่า Q มีค่าสูงขึ้นช่วงเวลาดอบสนอง (Response time) ของ

วงจรเรกติไฟต์จะเร็วขึ้น อย่างไรก็ตามค่า Q ที่สูงขึ้นจะทำให้การสวิง (Overshoot) เมื่อมีการเปลี่ยนโหลด สำหรับในรูปที่ 3.43 จะมีค่า $Q = 4$ ซึ่งจะแสดงให้เห็นขนาดแรงดันและกระแสขณะนั้นการเลือกค่า Q จึงต้องมีค่าต่ำกว่า แต่อย่างไรก็ตามในการออกแบบวงจรฟิลเตอร์ที่มีค่าตัวเหนี่ยวนำมากจะทำให้มีน้ำหนักมาก ขนาดใหญ่ และราคาแพง ซึ่งจะไม่เป็นผลดีสำหรับการเลือกตัวเหนี่ยวนำที่ต้องการได้



รูปที่ 3.43 สภาวะไม่คงตัวของแรงดันที่ตัวเก็บประจุฟิเตอร์และสภาวะไม่คงตัวของกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำฟิลเตอร์

แต่อย่างไรก็ตามได้เลือกใช้ ค่าตัวเหนี่ยวนำฟิลเตอร์มีค่าเท่ากับ $30 \mu\text{H}$ และค่าตัวเก็บประจุฟิลเตอร์มีค่าเท่ากับ $330 \mu\text{F}$ โดยค่าความต้านทานโหลดที่พิกัดกำลังเป็น 1.5Ω (การออกแบบตัวเหนี่ยวนำฟิลเตอร์จะแสดงในภาคผนวก)

3.7 สรุป

ในบทนี้เป็นลักษณะการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตซ์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ที่มีการควบคุมแบบเลื้อนเฟส ซึ่งจะมีตัวเก็บประจุลือกกึ่งที่เพิ่มเข้าไปในลักษณะอนุกรมกับขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงเพื่อทำให้กระแสมีค่าลดลงเป็นศูนย์ในช่วงของการสวิตซ์ที่กระแสศูนย์ทางด้านสวิตซ์กึ่งหลัง สำหรับการป้องกันกระแสที่เป็นศูนย์อยู่ในช่วงของการสวิตซ์ที่กระแสศูนย์จะมีค่าลดลงเป็นลบจึงจำเป็นต้องมีไดโอดมาต่ออนุกรมกับสวิตซ์กึ่งหลังและในการเพิ่มวงจรแอกทีฟสลับเบอร์จะส่งผลทำให้เกิดการสวิตซ์ที่กระแสศูนย์ด้วยเช่นกันและนอกเหนือจากนั้นจะสามารถลดผลของแรงดันริงกิ้งที่เกิดทางด้านเรกติไฟล์เอาต์พุตด้วย

บทที่ 4

วงจรควบคุมสวิตช์และระบบควบคุมแรงดันเอาต์พุตคงที่

4.1 บทนำ

ในระบบวงจรขับสวิตช์นั้นจะสามารถทำให้เกิดการนำกระแส (turn - on) และหยุดนำกระแส (turn - off) สำหรับอุปกรณ์สวิตช์ ซึ่งการที่จะออกแบบก็จะต้องพยายามให้วงจรขับสวิตช์มีราคาต่ำและที่สำคัญวงจรขับสวิตช์จะต้องสามารถจ่ายกำลังให้เพียงพอที่จะสามารถขับสวิตช์ตลอดช่วงการทำงานได้ โดยส่วนมากแล้ววงจรขับสวิตช์จะต้องใช้เวลาในการลดลงของสัญญาณมาสู่จุดต่ำสุดให้มีค่าเวลาน้อยที่สุดและจะไม่ปล่อยสัญญาณในลักษณะที่มีการแกว่งออกมาเลย

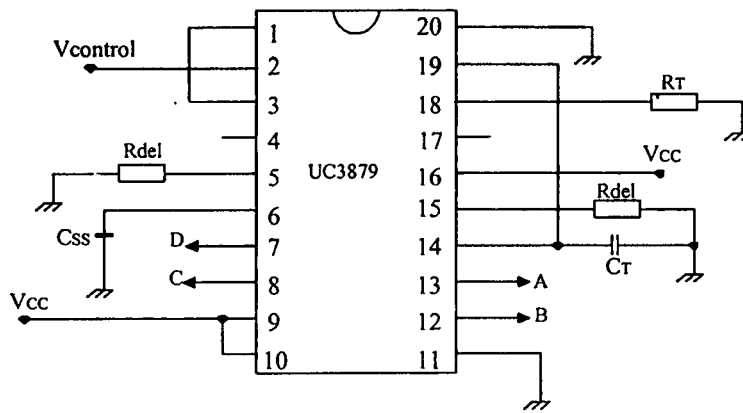
สำหรับระบบการสร้างสัญญาณขับของวงจรขับสวิตช์จะใช้ตัวกำเนิดสัญญาณขับที่เป็นที่ดับเบิลยูเอ็มซึ่งจะไม่เป็นส่วนหนึ่งของวงจรขับ โดยที่วงจรขับสวิตช์จะอยู่ระหว่างตัวกำเนิดสัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็มกับตัวอุปกรณ์สวิตช์และจำเป็นจะต้องมีการแยกกราวด์กันระหว่างตัวกำเนิดสัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็มกับตัวอุปกรณ์สวิตช์ด้วย ส่วนแรงดันที่ใช้สำหรับขับสวิตช์มอสเฟสและไอจีบีทีนั้นเพื่อให้มีการนำกระแสและหยุดนำกระแสจะใช้แรงดัน 10 - 20 โวลต์ อย่างไรก็ตามระหว่างขาเกตและขาซอร์สของตัวสวิตช์มอสเฟสจะมีค่าความจุแฝงอยู่จึงทำให้เกิดการชาร์จและคายประจุในช่วงสัญญาณที่ทำให้มีการนำกระแสและหยุดนำกระแส ฉะนั้นในการขับสวิตช์จะต้องมีเวลาเผื่อ (dead time) ให้มีค่าพอค้ำสำหรับการขับสวิตช์ส่วนไอจีบีทีจะมีลักษณะเดียวกันกับมอสเฟส และในบทนี้จะกล่าวถึงการนำเอาวงจรควบคุมแรงดันเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ให้มีค่าคงที่ตามความต้องการ โดยใช้การควบคุมแบบพีไอ (PI Control)

4.2 การควบคุมด้วยสัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็มแบบเลื่อนเฟส

การควบคุมเพื่อให้อุปกรณ์สวิตช์มอสเฟสและไอจีบีทีเกิดการนำกระแสแน่นอน โดยคุณสมบัติในการขับสวิตช์จะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของมอสเฟสและไอจีบีที ซึ่งจะได้สัญญาณควบคุมแบบที่ดับเบิลยูเอ็มออกเป็น 4 สัญญาณที่มีการแยกกราวด์ที่ความถี่การสวิตช์เป็น 30 kHz และแรงดันสัญญาณขับสวิตช์เป็น 12 โวลต์ โดยการควบคุมสัญญาณจะประกอบด้วยส่วนต่างๆ ดังนี้

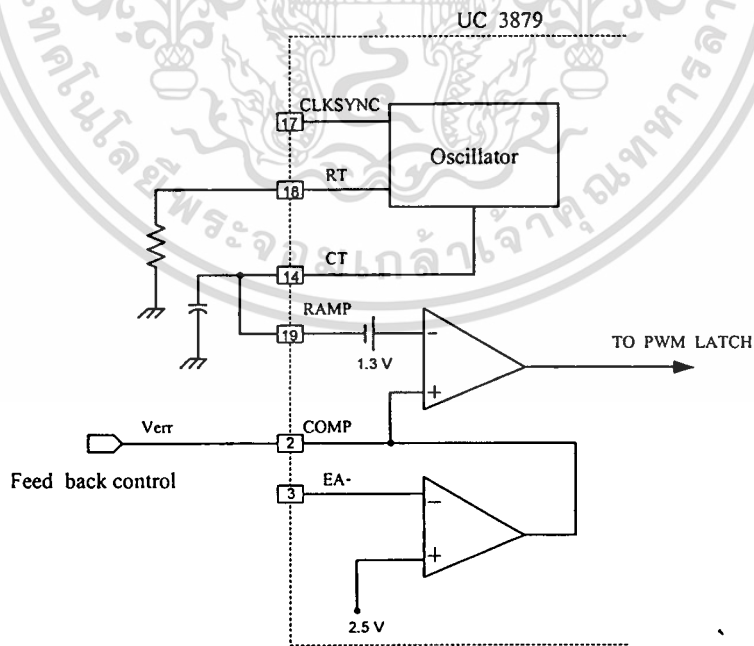
4.2.1 ตัวกำเนิดสัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็มแบบเลื่อนเฟส

ตัววงจรสร้างสัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็มจะใช้ IC # UC3879 เป็นตัวสร้างสัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็มซึ่งได้สัญญาณเอาต์พุตออกมา 4 สัญญาณ โดยที่แต่ละสัญญาณจะมีควิตซ์ไซเคิล 48 % จะมีลักษณะการต่อวงจรของตัวกำเนิดสัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็มตามรูปที่ 4.1



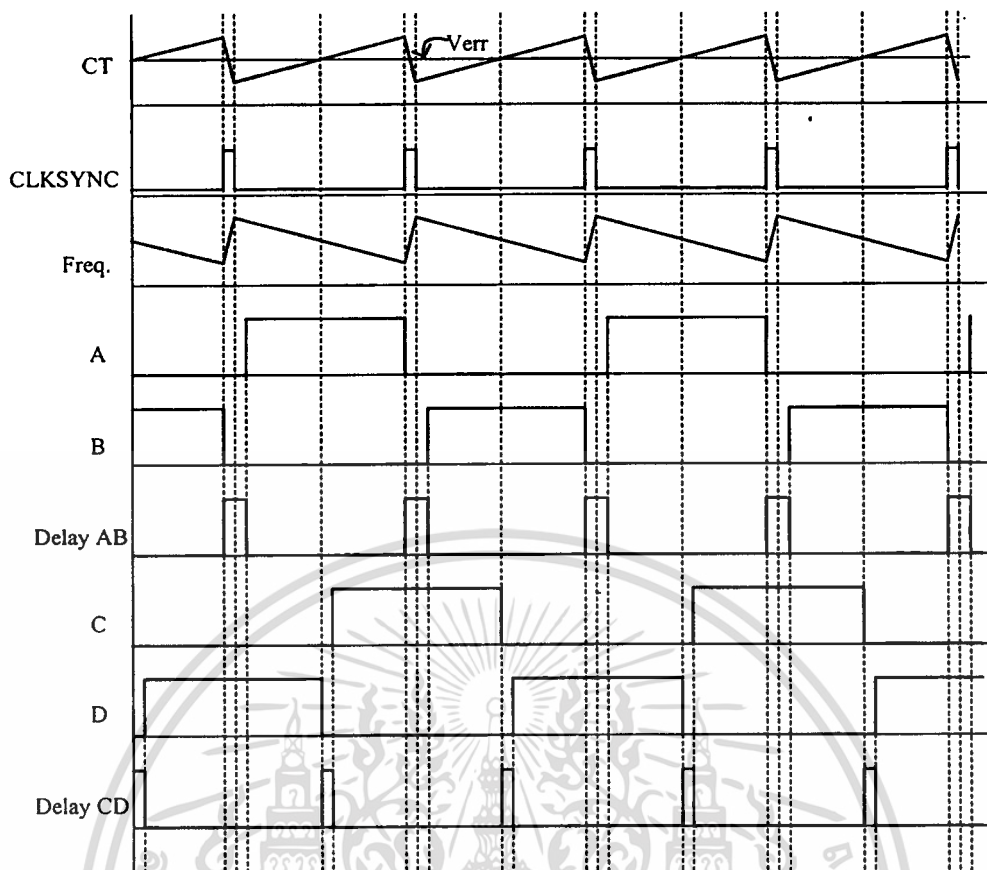
รูปที่ 4.1 วงจรกำเนิดสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มแบบเลื่อนเฟส

ในการสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มให้มีการเลื่อนเฟสนั้นตัว IC # UC3879 จะได้รับสัญญาณ V_{cr} มาจากวงจรป้อนกลับนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อยของตัวไอซีเพื่อใช้ในการกำหนดค่าของการเลื่อนเฟส จากรูปที่ 4.2(b) จะสังเกตเห็นได้ว่าสัญญาณ A และ B จะไม่มีการเลื่อนเฟส ซึ่งต่างจากสัญญาณ C และ D จะมีเฟสที่เปลี่ยนแปลงตามระดับสัญญาณ V_{cr} และในส่วนของสัญญาณ Delay จะเป็นตัวกำหนดค่าเวลาเพื่อ (dead time) ของสัญญาณ A กับ B และสัญญาณ C และ D ตามลำดับ สำหรับการออกแบบและรายละเอียดของตัวไอซีจะสามารถดูได้จากภาคผนวก



(a)

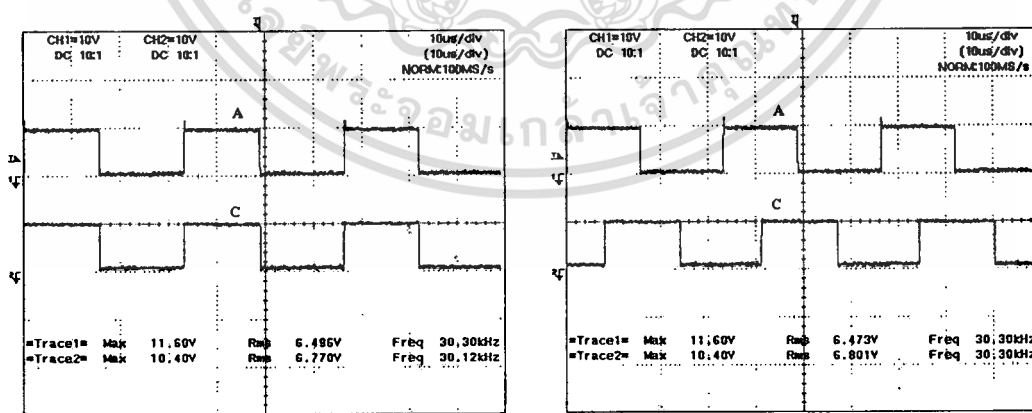
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(b)

รูปที่ 4.2 ลักษณะการเกิดสัญญาณที่คัมเบิลยูเอ็ม (a) วงจรภายในตัวไอซี (b) รูปคลื่นสัญญาณ

สำหรับในรูปที่ 4.3 จะเป็นผลของสัญญาณ A และสัญญาณ C ที่มีมุมการเลื่อนเฟสในมุมต่าง ๆ กันดังแสดงในรูปที่ 4.3



(a)

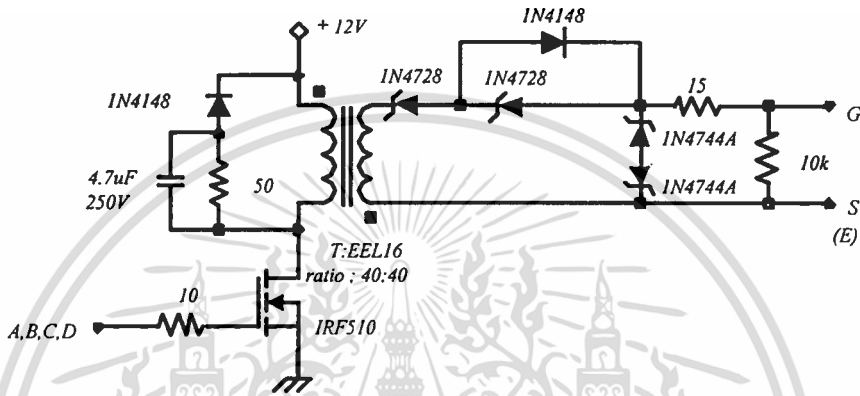
(b)

รูปที่ 4.3 สัญญาณ A และสัญญาณ C ที่ (a) มุมเฟส 0 องศา (b) มุมเฟส 90 องศา

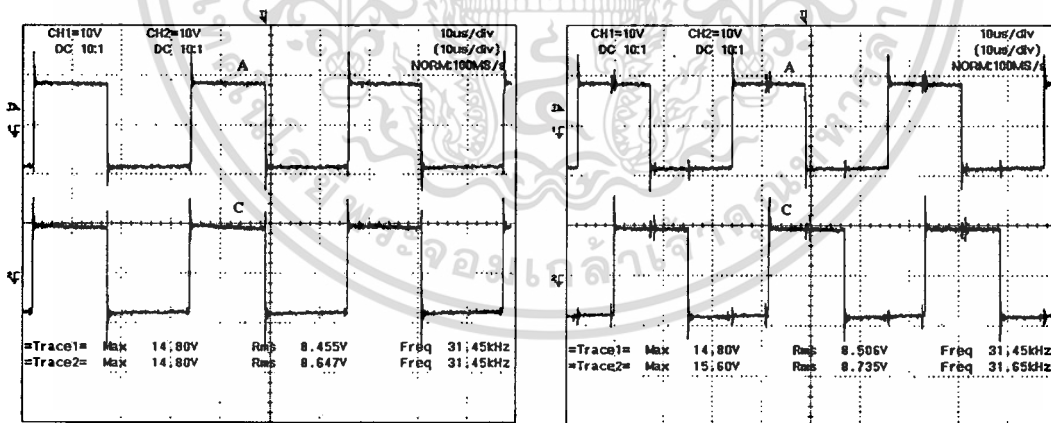
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.2 วงจรขับสวิตช์

พิจารณาจากรูปที่ 4.4 สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มจาก A-D จะส่งไปเป็นสัญญาณขับให้กับสวิตช์มอสเฟต IRF 510 แต่ละตัวซึ่งจะต่ออนุกรมอยู่กับขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงพัลส์ (EEL16) โดยจะมีแยกอิสระทางไฟฟ้าในแต่ละสัญญาณซึ่งผลของสัญญาณทางด้านทุติยภูมิจะเกิดพัลส์ทางด้านบวกและด้านลบเพื่อใช้เป็นสัญญาณขับสวิตช์ที่เป็นมอสเฟตและไอจีบีทีตามแสดงในฉลปที่ 4.5



รูปที่ 4.4 วงจรขับสวิตช์



(a)

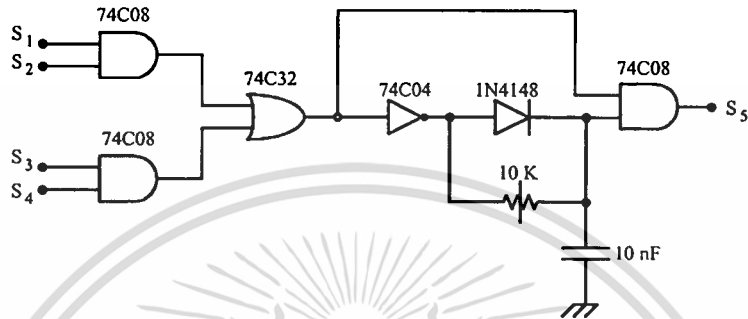
(b)

รูปที่ 4.5 สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มจากวงจรขับสวิตช์ (a) มุมเฟส 0 องศา (b) มุมเฟส 90 องศา

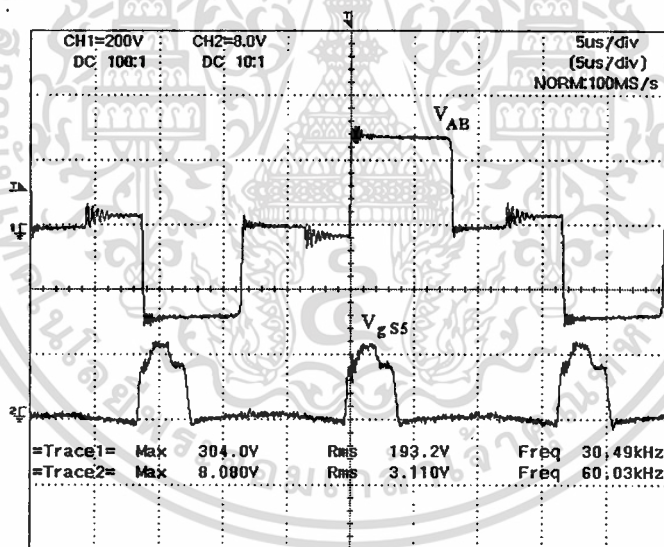
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.3 วงจรสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มเพื่อขับสวิตช์วงจรนับเบอร์ S_5

สัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มในหัวข้อนี้จะถูกสร้างขึ้นเพื่อนำไปขับสวิตช์ S_5 จากรูปที่ 4.6 แบบในการสร้างสัญญาณนั้นจะได้มาจากสัญญาณที่นำไปขับสวิตช์ $S_1 - S_4$ โดยจะมีลักษณะของสัญญาณตามที่แสดงอยู่ในรูปที่ 3.2 สัญญาณที่ได้จากวงจรนี้จะผ่านวงจรขับเคลื่อนตามในรูปที่ 4.3 เพื่อนำไปขับสวิตช์ S_5 ที่มีความถี่การทำงานที่ 60 kHz ตามในรูปที่ 4.7



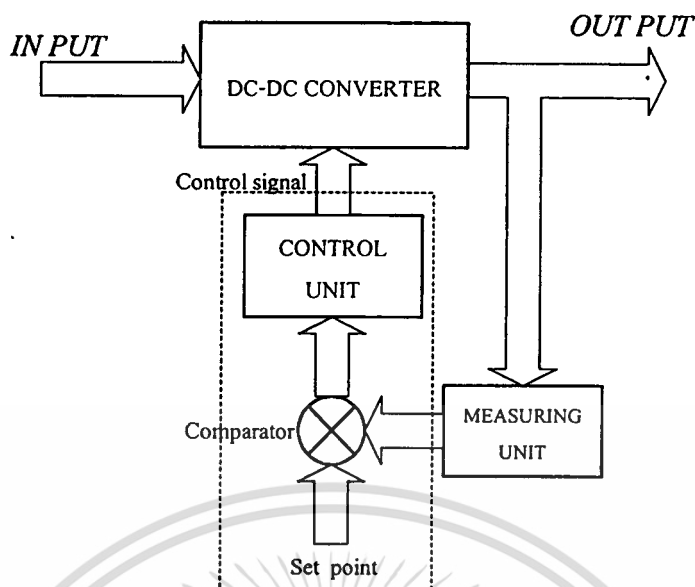
รูปที่ 4.6 วงจรสร้างสัญญาณพีคดับเบิลยูเอ็มขับสวิตช์ S_5



รูปที่ 4.7 สัญญาณที่ขับสวิตช์ S_5

4.3 วงจรป้อนกลับเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุตคงที่

ในระบบควบคุมนี้จะเป็นระบบควบคุมที่นำเอาสัญญาณเอาต์พุตป้อนกลับ (Feedback Output) มาเปรียบเทียบกับสัญญาณอ้างอิงที่ต้องการ ซึ่งค่าของสัญญาณความคลาดเคลื่อน (Error Signal) ที่ได้จะถูกป้อนให้กับหน่วยควบคุมเพื่อที่จะลดค่าความคลาดเคลื่อนให้น้อยลง



รูปที่ 4.8 บล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุม

จากบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุมแบบป้อนกลับจะมีลำดับขั้นตอนการทำงานจากอุปกรณ์วัด(Measuring unit) จะทำการวัดค่าตัวแปรทางด้านเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ หลังจากนั้นอุปกรณ์เปรียบเทียบ (Comparator) จะทำการเปรียบเทียบค่าที่วัดได้จากเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์กับค่าอ้างอิงที่ต้องการ (Set point) และคำนวณค่าความคลาดเคลื่อนในการควบคุมเพื่อป้อนให้กับอุปกรณ์ควบคุม (Control unit) เป็นตัวกำหนดที่จะสร้างสัญญาณควบคุมไปทำการปรับสภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ให้มีการทำงานเป็นไปตามเป้าหมายที่ต้องการ

สำหรับตัวควบคุมในการใช้สำหรับควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่นั้นจะใช้หลักการควบคุมแบบพีไอ (PI Control) ซึ่งการควบคุมแบบพีไอจะเป็นการรวมเอาคุณสมบัติในการควบคุมแบบพีและแบบไอเข้าไว้ด้วยกัน คือ

- มีผลตอบสนองชั่วขณะ (Transient response) ที่ดีสามารถเข้าสู่เป้าหมายในการควบคุมได้เร็ว ซึ่งเป็นคุณสมบัติของการควบคุมแบบพี
- สามารถที่จะกำจัดค่าความคลาดเคลื่อนที่เกิดค่าออฟเซต(Off set) ที่เกิดขึ้นในกระบวนการควบคุมลงได้ ซึ่งเป็นคุณสมบัติของการควบคุมแบบไอ

จากคุณสมบัติของการควบคุมแบบพีและแบบไอจะมีความสัมพันธ์ของค่าเอาต์พุตของหน่วยควบคุม ($m(t)$) กับค่าความคลาดเคลื่อน ($e(t)$) โดยที่ค่าความสัมพันธ์แบบพีจะเป็นไปตามสมการ (4.1) และค่าความสัมพันธ์แบบไอเป็นไปตามสมการ(4.2)

$$m(t) = K_p e(t) \quad (4.1)$$

$$m(t) = \frac{1}{T_i} \int e(t) dt \quad (4.2)$$

เมื่อ $K_i = 1/T_i$ โดยที่ T_i เป็นค่า Integral time

เมื่อนำเอาคุณสมบัติของการควบคุมแบบพีและแบบไอเข้ามาทำงานร่วมกันก็จะได้ค่าความสัมพัทธ์ ดังสมการ(4.3)

$$m(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (4.3)$$

เมื่อเขียนให้อยู่ในรูปของฟังก์ชันการถ่ายโอนสัญญาณของการควบคุมเป็น

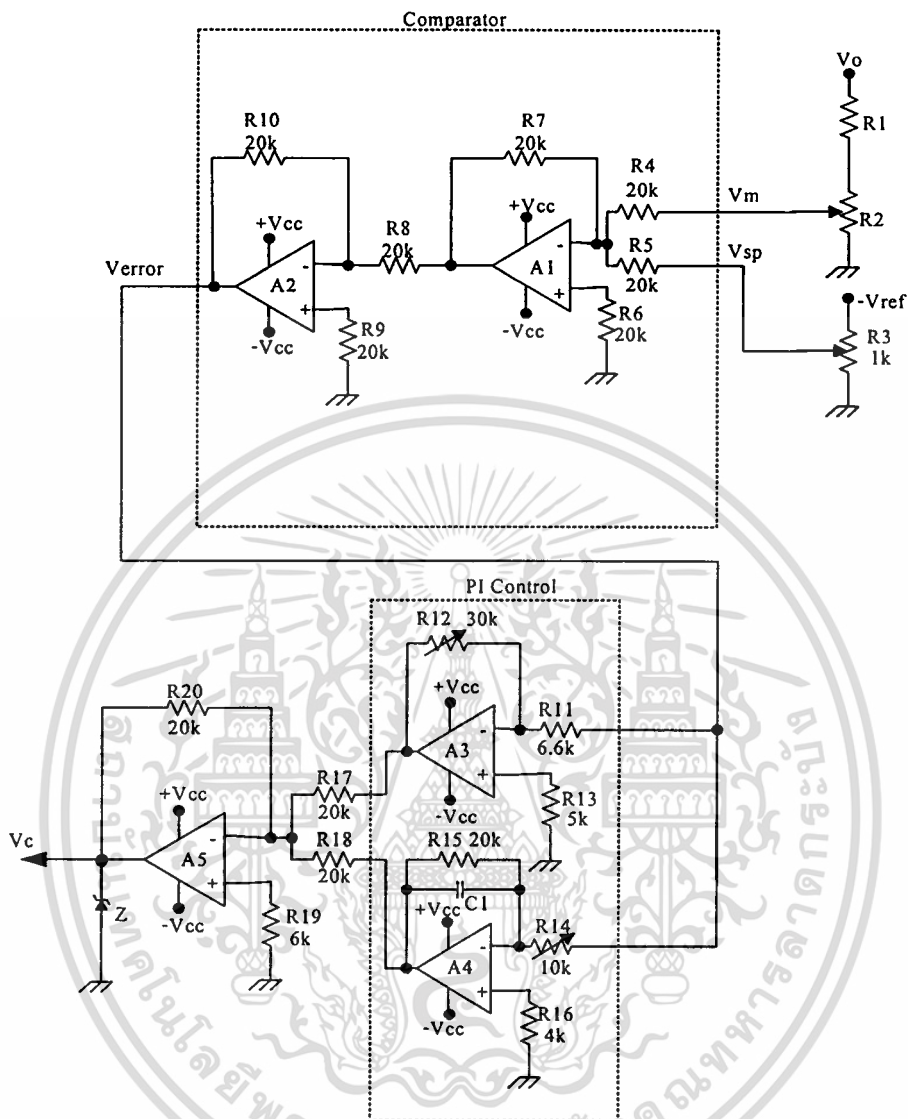
$$\frac{M(S)}{E(S)} = K_p + \frac{K_i}{S} = \frac{K_p S + K_i}{S} \quad (4.4)$$

ฟังก์ชันการถ่ายโอนสัญญาณตามสมการ(4.3) เป็นสมการที่แสดงถึงลักษณะในการทำงานของ อุปกรณ์ควบคุมแบบพีไอ ดังนั้นในการออกแบบอุปกรณ์ควบคุมจึงจำเป็นต้องออกแบบในเทอมของฟังก์ชันถ่ายโอนสัญญาณของอุปกรณ์ให้มีคุณสมบัติของค่า K_p และค่า K_i ให้เป็นไปตามเงื่อนไขและความต้องการ จากฟังก์ชันถ่ายโอนจะสามารถออกแบบวงจรควบคุมแบบพีไอ โดยที่มีค่าอัตราขยายของการควบคุมแบบพี K_p และค่าการอินทิเกรต K_i เท่ากับ

$$K_p = \frac{R_{p1}}{R_{p2}} \quad (4.5)$$

$$K_i = \frac{1}{T_i} = \frac{1}{R_i C_i} \quad (4.6)$$

ดังนั้นในการออกแบบอุปกรณ์ควบคุมจึงจำเป็นต้องออกแบบในเทอมฟังก์ชันถ่ายโอนสัญญาณของอุปกรณ์ให้มีคุณสมบัติเป็นไปตามเงื่อนไขและความต้องการ



รูปที่ 4.9 วงจรควบคุมแบบพีไอ

ในการออกแบบวงจรควบคุมสามารถพิจารณาได้จากรูปที่ 4.9 โดยแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ ส่วนของวงจรเปรียบเทียบ (Comparator) และส่วนของวงจรควบคุมแบบพีไอ (PI Control) โดยที่ออปแอมป์ A3 จะทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ควบคุมแบบพีไอและออปแอมป์ A4 จะทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ควบคุมแบบไอ ซึ่งในขั้นตอนแรกทำการปรับตั้งค่าเอาต์พุตในส่วนของวงจรเปรียบเทียบ (V_{error}) ให้เป็นไปตามสมการที่ 4.7 โดยที่ค่าแรงดันอ้างอิง (V_{sp}) มีค่าเท่ากับ 5 โวลต์

$$V_{error} = V_m - V_{sp} \quad (4.7)$$

เมื่อพิจารณาที่ออปแอมป์ A3 จะกำหนดให้มีอัตราขยายการควบคุม K_p เท่ากับ

$$K_p = \frac{R_{f2}}{R_{i1}} = \frac{20k\Omega}{6.6k\Omega} = 3$$

ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตจากออปแอมป์ A3 ก็คือแรงดันเอาต์พุตของวงจรเปรียบเทียบที่มีอัตราขยายมากขึ้นเป็นสามเท่า ส่วนที่ออปแอมป์ A4 ซึ่งมีหน้าที่เป็นอุปกรณ์ควบคุมแบบโอทีมีอัตราการเปลี่ยนแปลง (rate) เป็น

$$rate = \frac{V_{error}}{R_i C_i} \quad (4.8)$$

เมื่อกำหนดให้ $R_i = R_{i4} = 3 \text{ k}\Omega$ และ $C_i = C_{i1} = 100 \text{ }\mu\text{F}$ ซึ่งผลการทดสอบจะแสดงไว้ในหัวข้อที่ 5.14

4.4 สรุป

ในบทนี้จะเป็นการออกแบบวงจรสร้างสัญญาณ PWM ที่มีการเลื่อนเฟสกันของสัญญาณเพื่อที่จะนำไปขับสวิทช์ที่อินเวอร์เตอร์ โดยที่มุมของการเลื่อนเฟสจะเป็นตัวกำหนดค่าของแรงดันเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ดังนั้นเพื่อให้ค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่จึงจำเป็นที่จะต้องมียังวงจรควบคุมเพื่อให้แรงดันเอาต์พุตคงที่ตลอดช่วงของการทำงาน โดยจะใช้วงจรควบคุมแบบพีไอส่งสัญญาณเมื่อแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงจากค่าที่กำหนดไปยังวงจรสร้างสัญญาณ PWM เพื่อทำการเลื่อนเฟสกำหนดค่าแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าเท่ากับค่าที่กำหนด

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

การทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ในบทนี้จะมี การทดสอบด้วยกันสองส่วนคือ การทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์เองในจุดต่าง ๆ กับการทดสอบเปรียบเทียบกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่สวิตช์แรงดันศูนย์เพียงอย่างเดียว

5.1 การทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

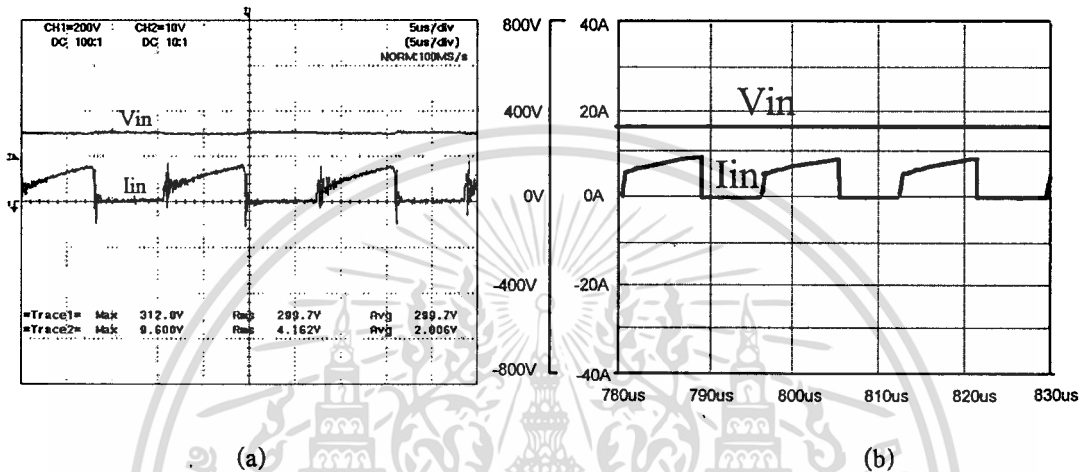
ในการทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์จะทำการทดสอบที่แรงดันอินพุตจาก 285 โวลต์ ถึง 315 โวลต์ โดยใช้การเลื่อนเฟสสัญญาณที่ดับเบิลยูเอ็มในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตที่มีความถี่ สวิตช์อยู่ที่ 30 kHz และใช้ความถี่ 60 kHz สำหรับวงจรแอกทีฟสแน็บเบอร์แบบฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ ที่มีค่าอุปกรณ์ตามวงจรในรูปที่ 3.1 และที่คำนวณได้จากบทที่ 3 จะแสดงอยู่ในตารางที่ 5.1 โดยในการทดสอบจะทำการบันทึกผลของรูปคลื่นของแรงดันและกระแส นอกจากนั้นจะทำการวัดค่ากำลังไฟฟ้าด้านอินพุตและด้านเอาต์พุตเพื่อคำนวณหาค่าประสิทธิภาพการใช้งาน

ตารางที่ 5.1 ค่าอุปกรณ์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์

อุปกรณ์	ชนิด	อุปกรณ์	ชนิด
S1,S4	IRFP460	S2,S3	IRG4PC50U
S5	IRG4BC30U	D2,D4	HFA25TB60U
D5-D8	BYV255V	D9	16CTU04
C1,C4	440 pF	Cb1	0.9 μ F
Cb0	0.7 μ F	Cb2	0.1 μ F
Cf	330 μ F	Co2	1000 μ F
Tr1	EE80 5:1	Tr2	ETD49 9:1
Llk	10 μ H	Lf	30 μ H
Load	1 kW	Load Flybck	5 W

5.1.1 การทดสอบที่แรงดันอินพุตใช้งาน 300 โวลต์

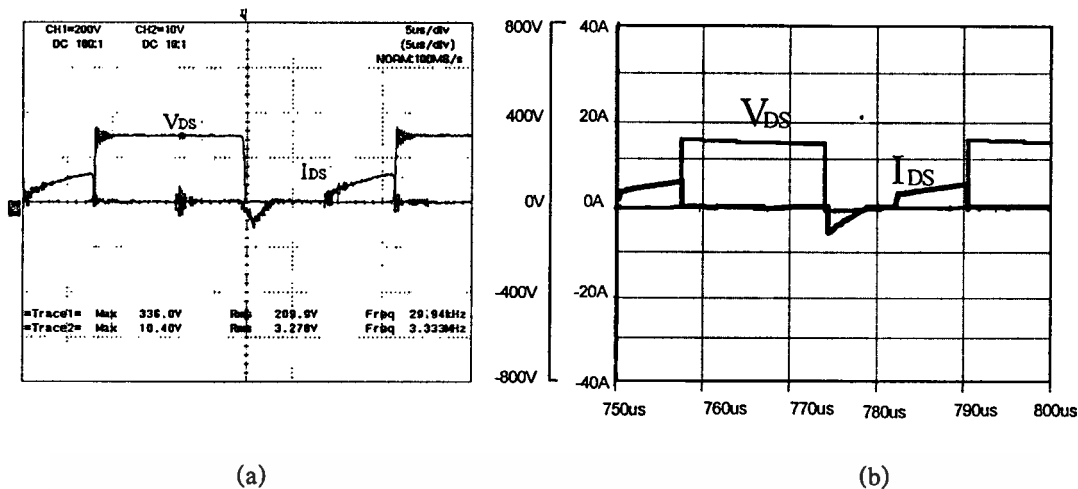
ในรูปที่ 5.1(a) เป็นรูปคลื่นของแรงดันและกระแสทางค่านอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีแรงดันอินพุตเฉลี่ย 300 โวลต์ โดยที่มีค่ากระแสอินพุตเฉลี่ยเป็น 4.01 แอมป์เปร์ เมื่อทำการจำลองระบบการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์จะแสดงในรูปที่ 5.1(b) เห็นว่ารูปคลื่นจะมีลักษณะใกล้เคียงกัน



รูปที่ 5.1 แรงดันและกระแสทางค่านอินพุตที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์

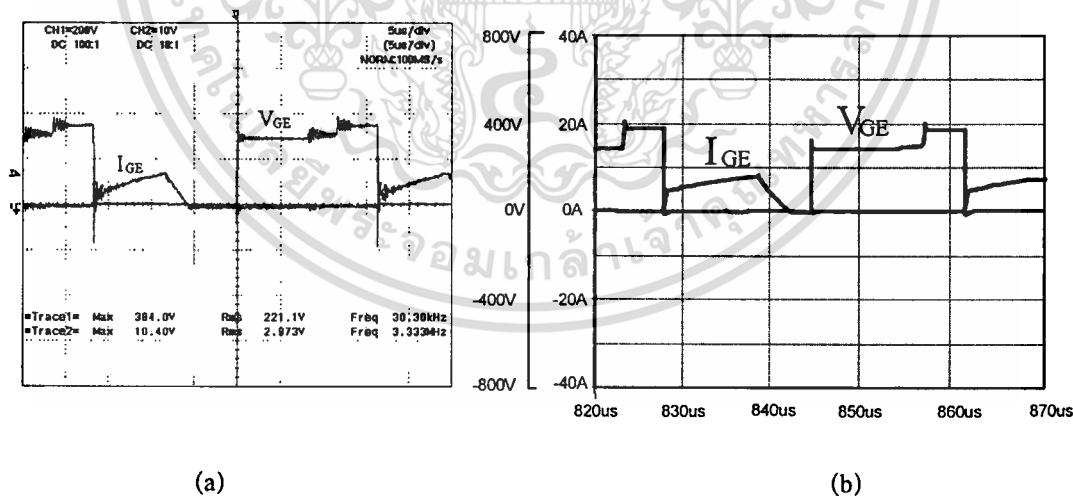
(a) จากการทดลอง (b) จาก Pspice

ในรูปที่ 5.2 จะเป็นแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ทางด้านกึ่งหน้า ซึ่งจากลักษณะการทำงานของสวิตช์กึ่งหน้า S_1 และ S_3 จะทำงานในลักษณะเดียวกันจะเห็นได้ว่าแรงดันตกคร่อมและกระแสไหลผ่านสวิตช์จะมีลักษณะเดียวกันดังนั้นในรูปที่ 5.2 จะแสดงแรงดันและกระแสของสวิตช์ S_3 จากรูปคลื่นที่แสดงในรูปที่ 5.2 (a) จะเห็นได้ว่าหลังจากแรงดันตกคร่อมสวิตช์ S_3 มีค่าลดลงเป็นศูนย์แล้วกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ S_3 ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ในลักษณะนี้จะเป็นการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์เมื่อนำรูปคลื่นที่ได้จากการจำลองด้วย Pspice ในรูปที่ 5.2 (b) มาเปรียบเทียบ ซึ่งจะมีลักษณะที่ใกล้เคียงกัน



รูปที่ 5.2 แรงดันและกระแสที่สวิทช์กึ่งหน้า (a) จากการทดลอง (b) จาก Pspice

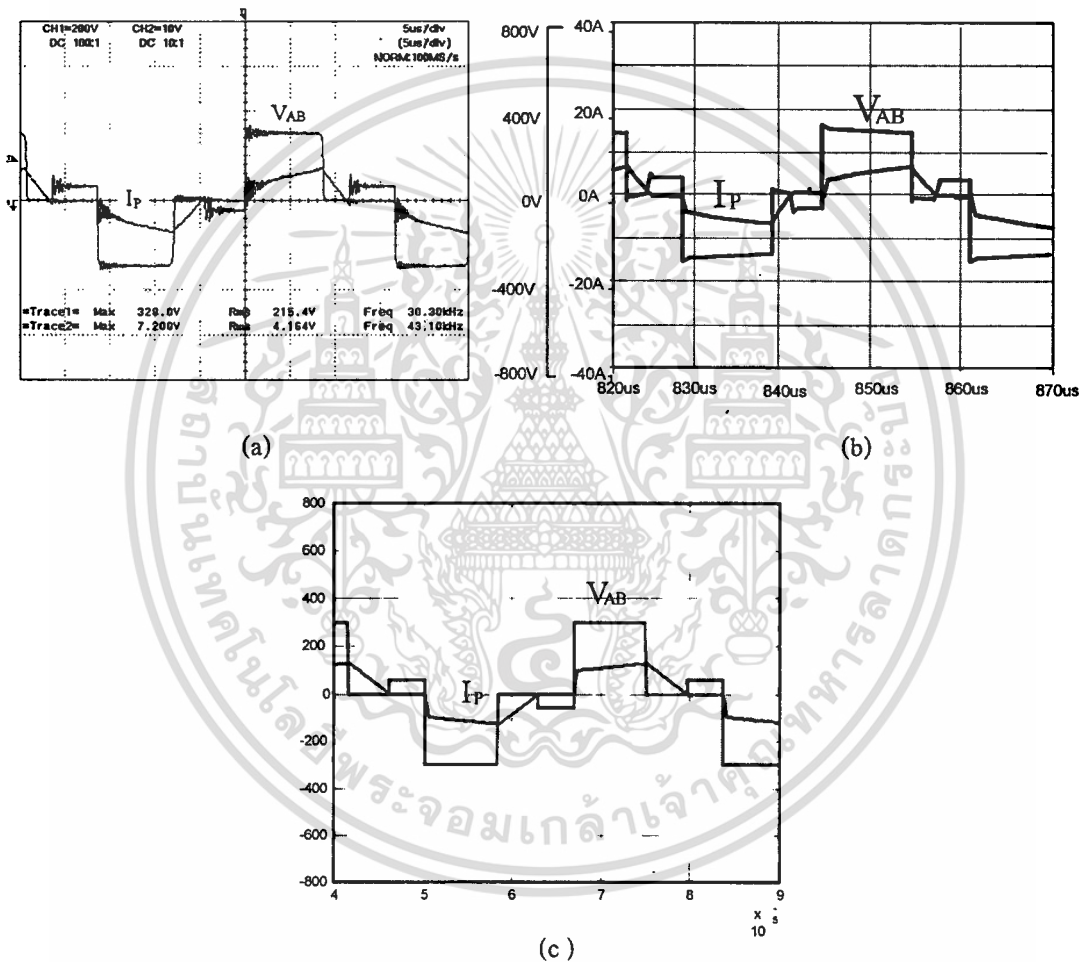
ในรูปที่ 5.3 จะเป็นแรงดันตกคร่อมและกระแสสวิทช์ทางด้านกึ่งหลัง ซึ่งจากลักษณะการทำงานของสวิทช์กึ่งหลัง S_2 และ S_4 จะทำงานในลักษณะเดียวกันจะเห็นได้ว่าแรงดันตกคร่อมและกระแสไหลผ่านสวิทช์จะมีลักษณะเดียวกันดังนั้นในรูปที่ 5.3 จะแสดงแรงดันและกระแสของสวิทช์ S_2 จากรูปคลื่นที่แสดงในรูปที่ 5.3 (a) จะเห็นได้ว่าหลังจากที่กระแสไหลผ่านสวิทช์ S_2 มีค่าลดลงเป็นศูนย์แล้วแรงดันที่ตกคร่อมสวิทช์ S_2 ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น แสดงให้เห็นว่าลักษณะนี้จะเป็นการสวิทช์ที่กระแสศูนย์ เมื่อนำรูปคลื่นที่ได้จากการจำลองด้วย Pspice ในรูปที่ 5.2 (b) มาเปรียบเทียบกับก็จะมีลักษณะที่ใกล้เคียงกัน



รูปที่ 5.3 แรงดันและกระแสที่สวิทช์กึ่งหลัง (a) จากการทดลอง (b) จาก Pspice

ในรูปที่ 5.4 จะเป็นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ โดยที่แรงดันเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์จะมีค่า 215 โวลต์ (ฮาร์เอ็มเอส) ที่มีลักษณะเป็นรูปคลื่นกึ่งสี่เหลี่ยมที่มีแรงดันตก

คร่อมตัวเก็บประจุ C_{b0} ใช้เป็นตัวลดกระแสป้อนของหม้อแปลงเพื่อทำให้เกิดการสวิตช์ที่ กระแสศูนย์ โดยที่ค่ากระแสป้อนนี้มีค่า 8.328 แอมแปร์ (ฮาร์เอ็มเอส) ส่วนในรูปที่ 5.4 (a) จะเป็นผลที่ได้จากการทดลองและเมื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองระบบด้วย โปรแกรม Pspice ตามรูปที่ 5.4 (b) ก็จะมีค่าที่ใกล้เคียงกัน สำหรับรูปที่ 5.4 (c) จะเป็นการ จำลองระบบด้วยโปรแกรม MATLAB จากสมการในโมเดลการทำงานของบพที่ 3 เพื่อเป็นการ ยืนยันความถูกต้องที่ได้จากการวิเคราะห์สมการ



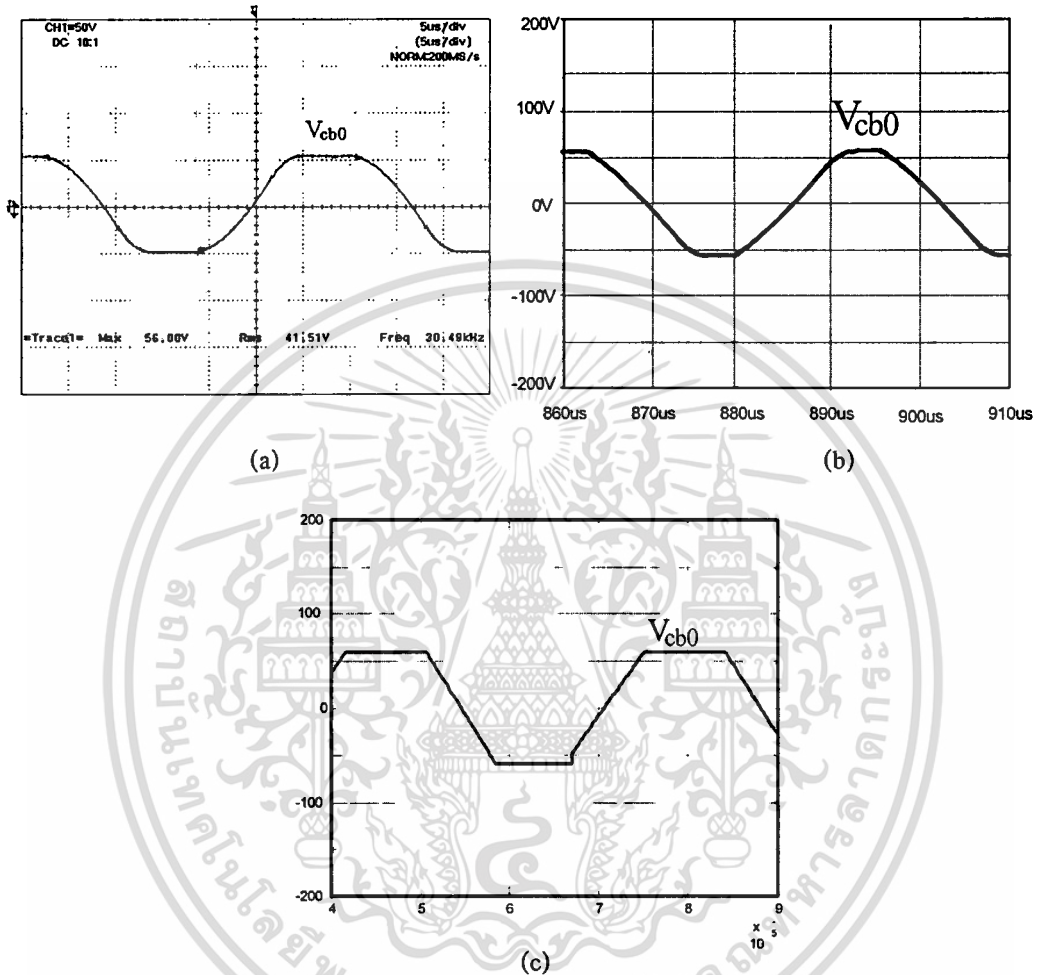
รูปที่ 5.4 แรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์

(a) จากการทดลอง (b) จาก Pspice (c)จาก Matlab

ในรูปที่ 5.5 จะเป็นลักษณะของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{b0} ซึ่งในรูปที่ 5.5(a) จะเป็น ผลมาจากการทดลองที่มีค่าแรงดันสูงสุดเป็น 56 โวลต์และค่าแรงดันฮาร์เอ็มเอสเป็น 41.51 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนรูปที่ 5.5(b) จะเป็นผลมาจากการจำลองระบบด้วยโปรแกรม Pspice เมื่อนำมาเปรียบเทียบกับผลจากการทดลองก็จะมีลักษณะที่ใกล้เคียงกันและในทำนองเดียวกันค่าจากสมการในบทที่ 3 ของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{b0} จะสามารถนำมาเขียนด้วยโปรแกรม MATLAB เพื่อเป็นการยืนยันความถูกต้องของสมการตามที่แสดงในรูปที่ 5.5 (c)

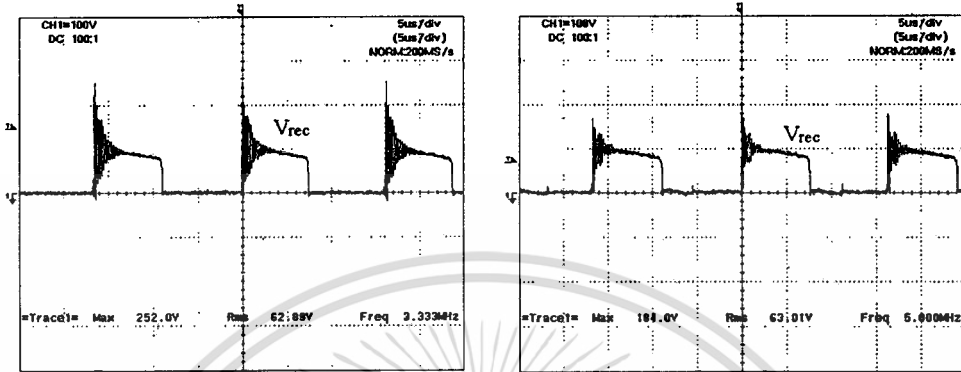


รูปที่ 5.5 แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{b0}

(a) จากการทดลอง (b) จาก Pspice (c)จาก Matlab

ในรูปที่ 5.6 จะเป็นแรงดันเรกติไฟล์เอาต์พุต (V_r) โดยในรูปที่ 5.6 (a) เป็นแรงดันเรกติไฟล์เอาต์พุตที่ไม่มีวงจรแอคทีฟสแน็บเบอร์ซึ่งจะเห็นว่าจะเกิดแรงดันริงกิ้งที่มีค่าสูงโดยที่มีค่าสูงสุดเป็น 252 โวลต์ เมื่อนำผลการจำลองระบบด้วย Pspice มาเปรียบเทียบกับจะเห็นว่ามีความถี่ของแรงดันริงกิ้งที่มีค่าสูงเช่นเดียวกัน แต่อย่างไรก็ตามจะสามารถแก้ปัญหาเหล่านี้ได้ด้วยการนำเอาวงจรแอคทีฟสแน็บเบอร์เข้ามาต่อคร่อมไดโอดเรกติไฟล์เอาต์พุตเพื่อทำการลดผลของแรงดันริงกิ้งซึ่งผลที่ได้จะแสดง

ในรูปที่ 5.6 (b) โดยมีแรงดันสูงสุด 184 โวลต์ และในขณะเดียวกันนั้นก็จะมีผลของการจำลองระบบด้วยโปรแกรม Pspice มาเปรียบเทียบตามในรูปที่ 5.6 (b)



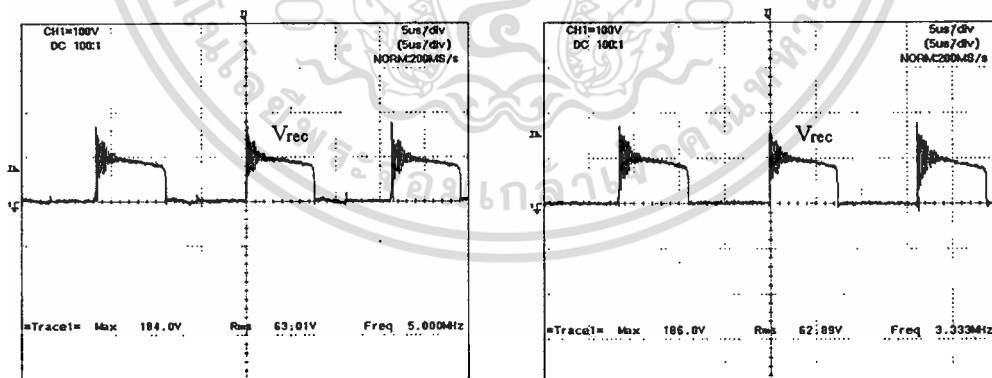
(a)

(b)

รูปที่ 5.6 แรงดันที่ตกคร่อมเรกติไฟล์เอาต์พุต

(a) กรณีไม่มีวงจรแอกทีฟสับเบอร์ (b)กรณีมีวงจรแอกทีฟสับเบอร์

ในรูปที่ 5.7 จะเป็นผลของแรงดันเอาต์พุตเรกติไฟล์ที่ใช้วงจรแอกทีฟสับเบอร์ที่เป็นวงจรพลาซแบคที่สามารถจ่ายแรงดัน 5 โวลต์ ในสภาวะการจ่ายโหลดต่ำและสภาวะการจ่ายโหลดที่สูงเพื่อศึกษาผลของการลดแรงดันรั้งกึ่งที่แรงดันเอาต์พุตเรกติไฟล์



(a)

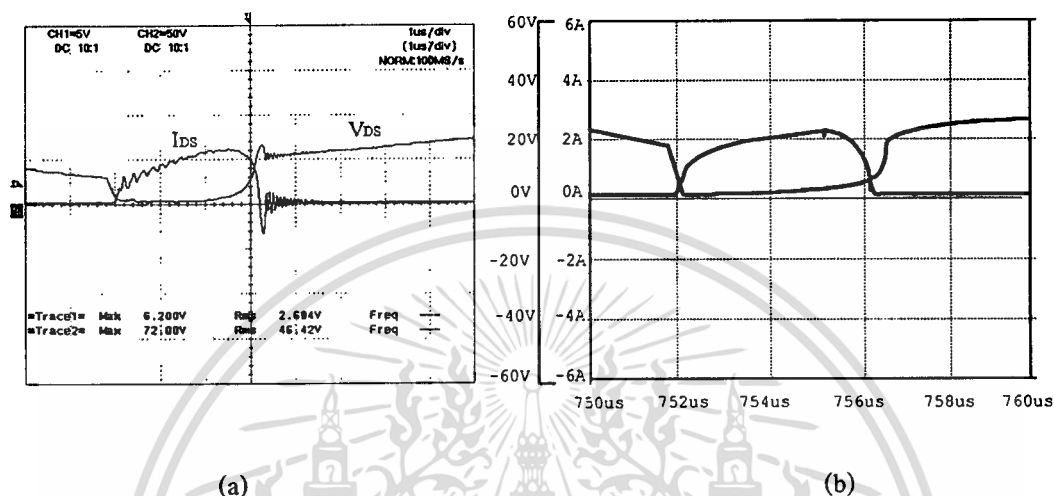
(b)

รูปที่ 5.7 ลักษณะของแรงดันเรกติไฟล์เอาต์พุตที่สภาวะการจ่ายโหลดของวงจรพลาซแบค

(a) สภาวะที่วงจรพลาซแบคจ่าย 5 W (b) สภาวะที่วงจรพลาซแบคจ่ายโหลด 2 W

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.7 จะเห็นได้ว่าผลของการจ่ายโหลดของวงจรฟลายแบคจะไม่มีผลต่อการลดแรงดันรีกิ้งซึ่งจะสามารถอธิบายได้จากโหมดการทำงานที่ 8 ในบทที่ 3 ทางด้านเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคไดโอด D_{10} จะหยุดนำกระแสโดยที่ตัวเก็บประจุ C_{O2} จะทำหน้าที่จ่ายพลังงานให้กับโหลด ในขณะที่ทางด้านอินพุตของวงจรฟลายแบคจะมีผลกับการลดแรงดันรีกิ้งในช่วงของโหมดการทำงานนี้



รูปที่ 5.8 ลักษณะของแรงดันและกระแสที่สวิตช์ S_5 (a) จากการทดลอง (b) จาก Pspice

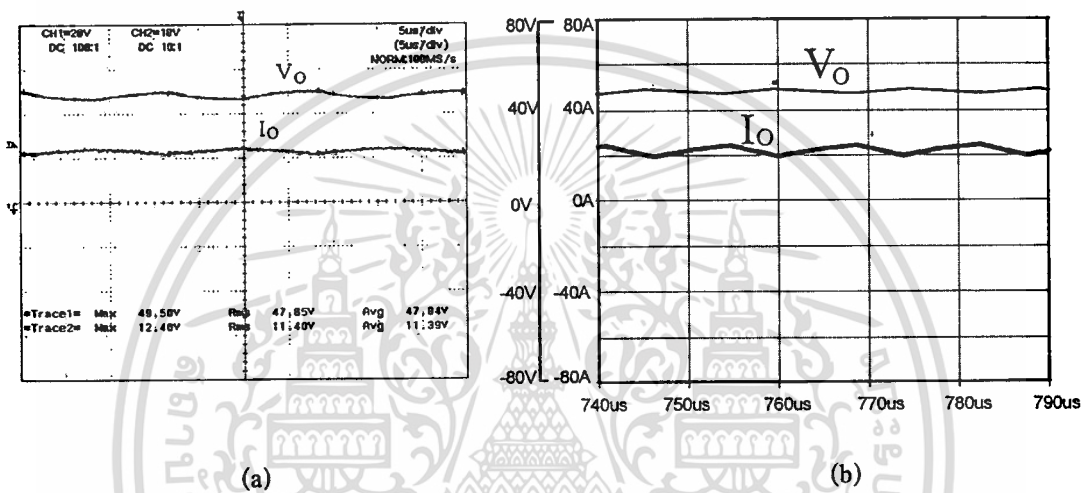
ในรูปที่ 5.8 (a) จะเป็นลักษณะของแรงดันตกคร่อมและกระแสไหลผ่านสวิตช์ S_5 จะแสดงให้เห็นถึงลักษณะของการเกิดสภาวะที่เกือบจะเป็นการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์พร้อมทั้งแสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสสวิตช์ S_5 ที่ได้จากการจำลองระบบด้วยโปรแกรม Pspice ที่แสดงในรูปที่ 5.8(b) สำหรับแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์จากรูปที่ 5.9 (a) จะได้ค่าแรงดันเอาต์พุตที่พิกัดเป็น 47.84 โวลต์และกระแสเอาต์พุตที่พิกัด 22.78 แอมแปร์ เมื่อนำผลการจำลองระบบด้วยโปรแกรม Pspice ที่แสดงในรูปที่ 5.9 (b) นำมาทำการเปรียบเทียบก็จะได้ค่าที่ใกล้เคียงกัน โดยจะสามารถคำนวณค่ารีปเปลของแรงดันและกระแสเอาต์พุตได้จากสมการ

$$\% \text{ Ripple Voltage} = \frac{(V_P - V_{ave})}{V_{ave}} \times 100 \quad (5.1)$$

$$\% \text{ Ripple Current} = \frac{(I_P - I_{ave})}{I_{ave}} \times 100 \quad (5.2)$$

- เมื่อ V_p เป็นค่าแรงดันสูงสุดของแรงดันเอาต์พุต
 V_{avc} เป็นค่าแรงดันเฉลี่ยของแรงดันเอาต์พุต
 I_p เป็นค่ากระแสสูงสุดของกระแสเอาต์พุต
 I_{avc} เป็นค่ากระแสเฉลี่ยของกระแสเอาต์พุต

จากสมการ(5.1) และสมการ(5.2) จะสามารถคำนวณหาค่ารีปเปิลของแรงดันเอาต์พุตและกระแสเอาต์พุตเปรียบเทียบระหว่างค่าจากการทดลองและค่าที่ได้จากการจำลองระบบด้วย โปรแกรม Pspice ได้ตามตารางที่ 5.2

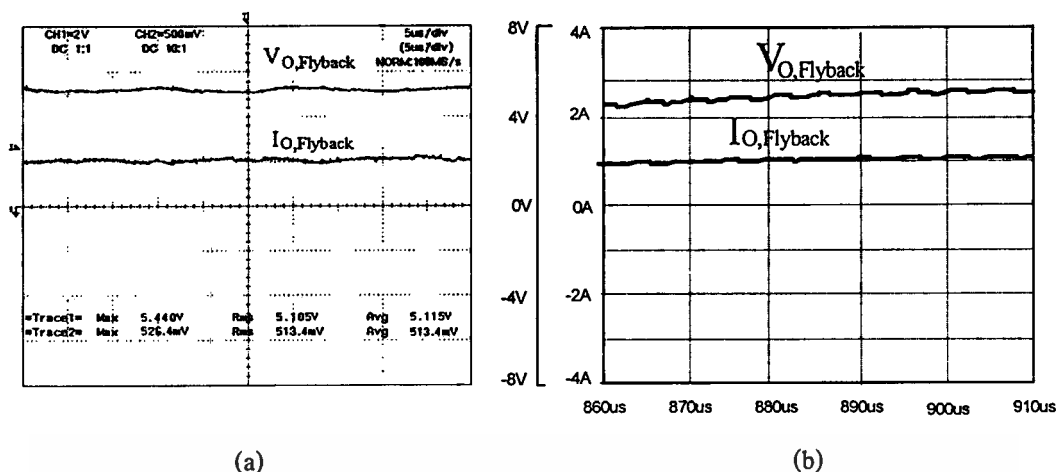


รูปที่ 5.9 แรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ (a) จากการทดลอง (b) จาก Pspice

ตารางที่ 5.2 ค่ารีปเปิลของแรงดันและกระแสเอาต์พุต

	ผลจากการทดลอง	ผลจากการจำลองระบบ
% Ripple Voltage	3.46 %	2.08 %
% Ripple Current	8.86 %	11.9 %

ในรูปที่ 5.10 จะเป็นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรฟลายแบคที่สามารถจ่ายโหลดที่ค่าแรงดัน 5 โวลต์และค่ากระแส 1 แอมแปร์ โดยที่รูปคลื่นที่ได้จากการทดลองจะแสดงในรูปที่ 5.10 (a) ที่นำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองระบบด้วยโปรแกรม Pspice จากสมการ (5.1) และสมการ (5.2) จะสามารถคำนวณหาค่ารีปเปิลของแรงดันและกระแสและนำมาเปรียบเทียบกับผลการจำลองระบบด้วยโปรแกรม Pspice ที่แสดงอยู่ในตารางที่ 5.2



รูปที่ 5.10 แรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรฟลายแบค (a) จากการทดลอง (b) จาก Pspice

ตารางที่ 5.3 ค่าริปเปิลของแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรฟลายแบค

	ผลจากการทดลอง	ผลจากการจำลองระบบ
% Ripple Voltage	6.35 %	7.32 %
% Ripple Current	2.53 %	3.24 %

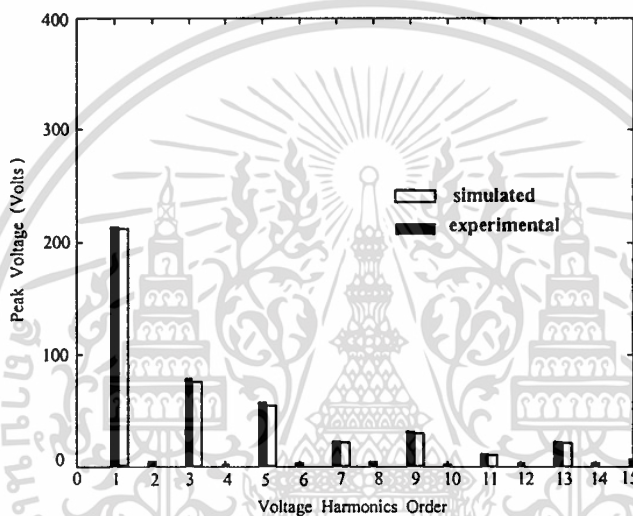
5.1.1.1 ผลการวิเคราะห์ฮาร์โมนิกส์

เมื่อพิจารณาจากรูปที่ 5.4 จะเป็นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่สามารถนำมาวิเคราะห์หาฮาร์โมนิกส์ ซึ่งค่าฮาร์โมนิกส์ที่ได้นี้ได้จากสัญญาณที่ไม่เป็นรูปไซน์ โดยที่ค่าฮาร์โมนิกส์จะมีค่าเพิ่มขึ้นจากค่าฮาร์โมนิกส์ทั้งหมดของสัญญาณที่ดึงมาจากแหล่งจ่ายซึ่งการที่ค่าฮาร์โมนิกส์เพิ่มขึ้นจะเป็นผลทำให้เกิดการสูญเสียในสายส่งและหม้อแปลงในการทดสอบสามารถได้ค่าฮาร์โมนิกส์ของแรงดันและกระแสที่เกิดจากตัวอินเวอร์เตอร์ โดยที่ค่าสเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันและกระแสจะแสดงในรูปที่ 5.11 และรูปที่ 5.12 ที่คำนวณมาจากโปรแกรมโดยใช้สมการ(5.3)และสมการ(5.4)

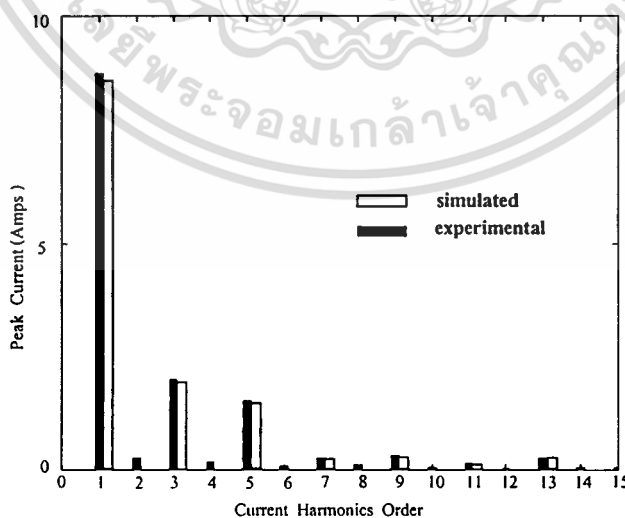
$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_1} \quad (5.3)$$

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} \tag{5.4}$$

โดยที่ค่า	THD _v เป็นค่า	ผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของแรงดัน
	THD _i เป็นค่า	ผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของกระแส
	h เป็นค่า	อันดับของฮาร์โมนิกส์
	V ₁ เป็นค่า	องค์ประกอบหลักมูลของแรงดันที่เป็นค่าฮาร์โมนิกส์
	I ₁ เป็นค่า	องค์ประกอบหลักมูลของกระแสที่เป็นค่าฮาร์โมนิกส์



รูปที่ 5.11 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์



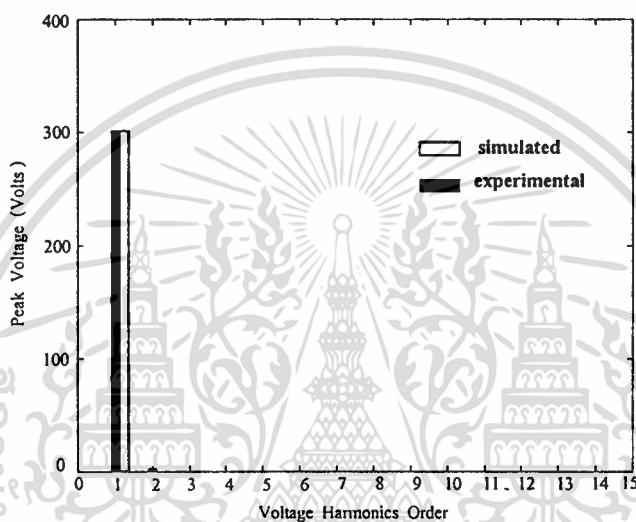
รูปที่ 5.12 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของกระแสอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

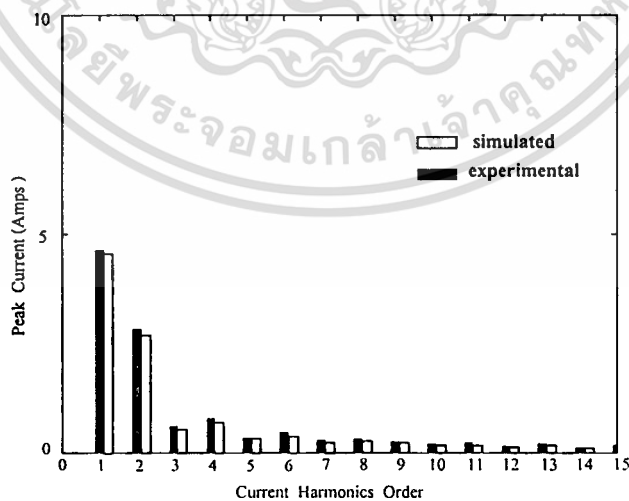
ตารางที่ 5.4 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกซ์ของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์

	ผลจากการทดลอง	ผลจากการจำลองระบบ
THD_v	33.2%	31.2 %
THD_i	53.6 %	52.4 %

ส่วนจากรูปที่ 5.1 จะเป็นแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถวิเคราะห์หาค่าฮาร์โมนิกซ์ของแรงดันและของกระแสที่เกิดทางด้านไฟตรงอินพุต โดยที่ค่าฮาร์โมนิกซ์ที่ได้จากการทดลองและการจำลองระบบจะแสดงในรูปที่ 5.13 และรูปที่ 5.14 ตามลำดับ



รูปที่ 5.13 สเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของแรงดันอินพุตที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์

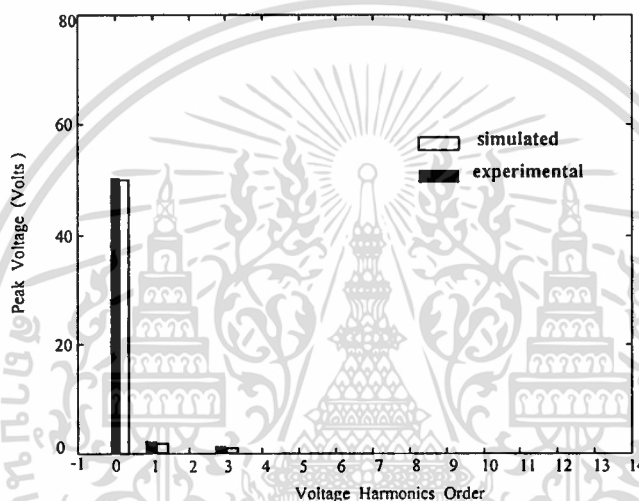


รูปที่ 5.14 สเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของกระแสอินพุตที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์

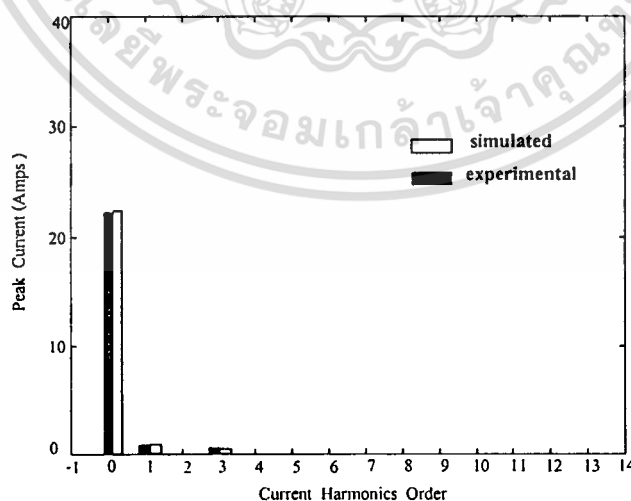
ตารางที่ 5.5 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ด้านอินพุตของคอนเวอร์เตอร์

	ผลจากการทดลอง	ผลจากการจำลองระบบ
THD_v	0.88%	0.86%
THD_i	53.7 %	52.1 %

ส่วนจากรูปที่ 5.9 จะเป็นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถวิเคราะห์หาค่าฮาร์โมนิกส์ของแรงดันและของกระแสที่เกิดทางด้านไฟตรงเอาต์พุต โดยที่ค่าฮาร์โมนิกส์ที่ได้จากการทดลองและการจำลองระบบจะแสดงในรูปที่ 5.15 และรูปที่ 5.16 ตามลำดับ



รูปที่ 5.15 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์



รูปที่ 5.16 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของกระแสเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.6 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ด้านเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

	ผลจากการทดลอง	ผลจากการจำลองระบบ
THD _v	1.01%	0.99%
THD _i	1.04%	1.02%

5.1.1.2 การวิเคราะห์หาค่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์

ผลจากการทดลองและผลการจำลองระบบสามารถหาค่ากำลังอินพุตและกำลังเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยการนำคลื่นแรงดันและกระแสทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุตมาทำการกระจายสเปกตรัม โดยใช้ซอฟต์แวร์ฟูเรียร์เพื่อให้ได้อันดับฮาร์โมนิกส์ต่างๆของแรงดันและกระแสซึ่งอันดับฮาร์โมนิกส์นี้สามารถนำไปหาค่ากำลังไฟฟ้าได้ตามสมการ

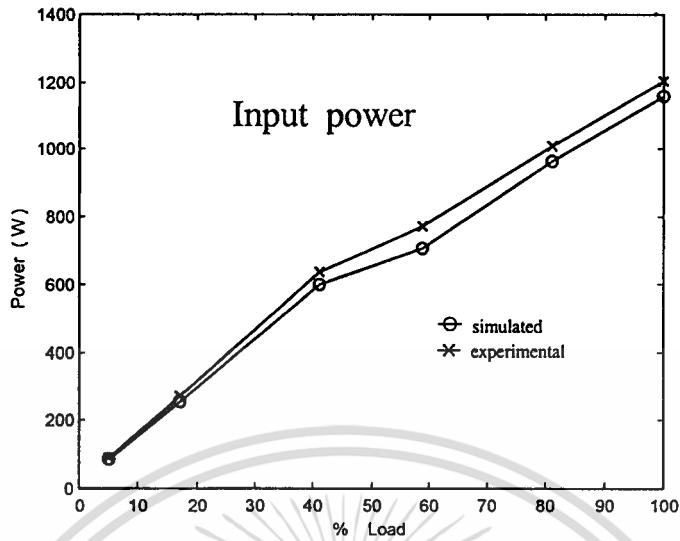
$$\text{Input power : } P_{in} = \sum_{n=1}^{\alpha} (V_{in,n} I_{in,n} \cos \theta_n) \quad (5.5)$$

$$\text{Output power : } P_{out} = \sum_{n=1}^{\alpha} (V_{O,n} I_{O,n} \cos \phi_n) \quad (5.6)$$

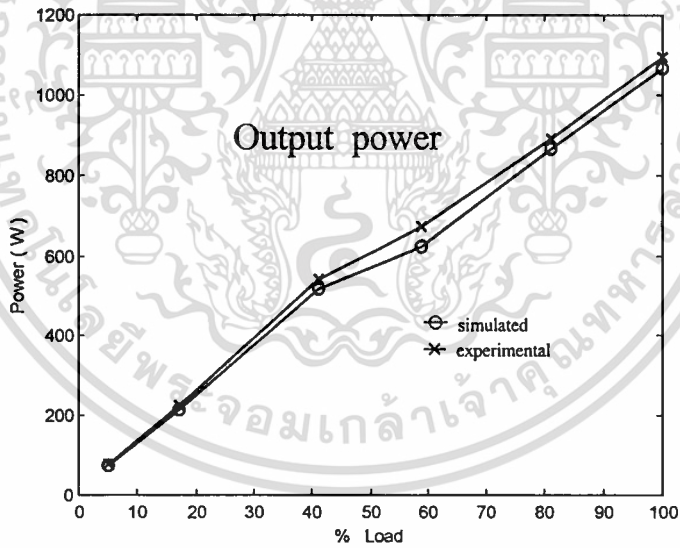
ค่าประสิทธิภาพ (η) ของวงจรคอนเวอร์เตอร์หาได้โดย

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 \quad (5.7)$$

อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพจากการจำลองระบบจะมีค่าที่สูงกว่าผลที่ได้จากการทดลองเนื่องจากค่าตัวแปรแฝงภายในตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุซึ่งในระบบจำลองนั้นจะใช้อุปกรณ์ที่เป็นอุดมคติ เพราะฉะนั้นค่ากระแสอินพุตของการจำลองระบบจะมีค่าน้อยกว่าค่าที่ได้จากการทดลอง

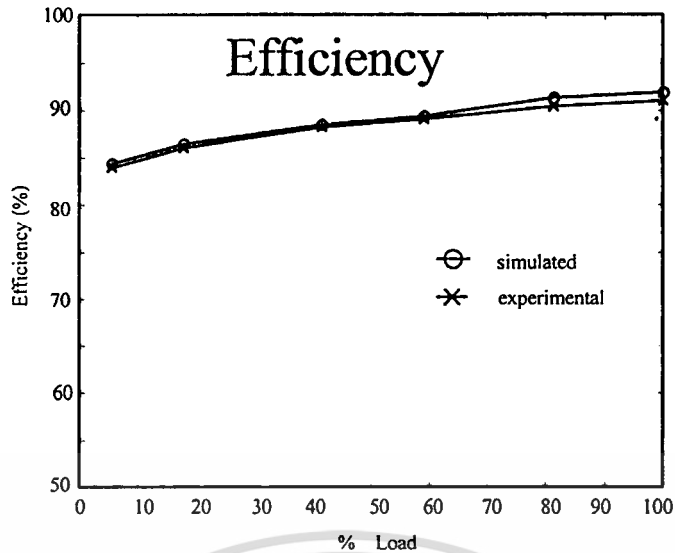


รูปที่ 5.17 กำลังด้านอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์



รูปที่ 5.18 กำลังด้านเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์

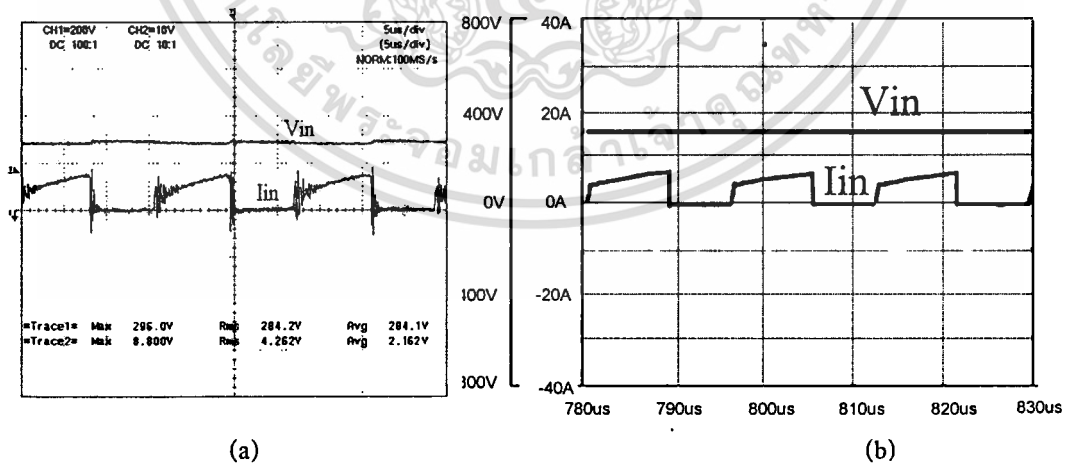
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.19 ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 300 โวลต์

5.1.2 การทดสอบที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์

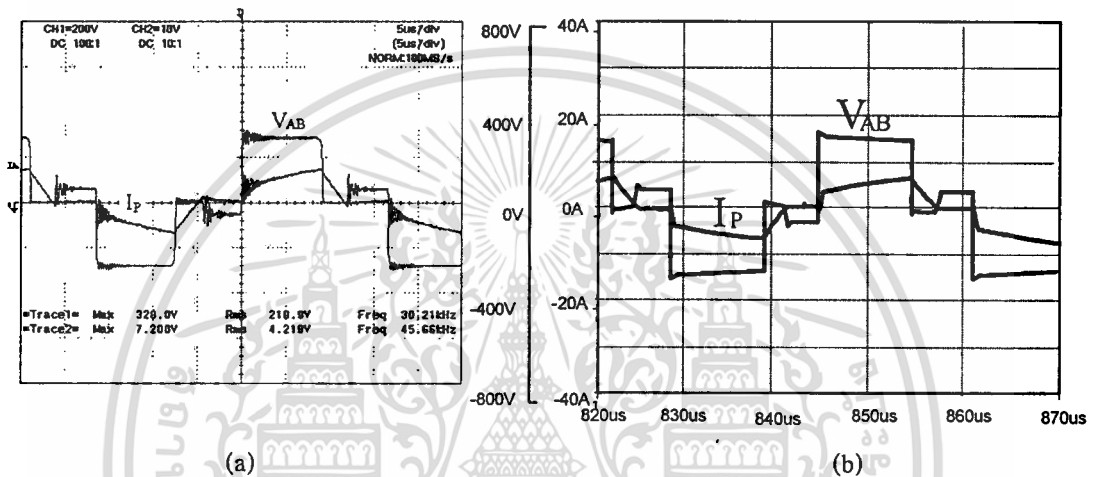
ในลักษณะของแรงดันไฟตรงอินพุตที่ 285 โวลต์ นั้นจะมีค่าต่ำกว่าแรงดันไฟตรงใช้งานปกติที่ 300 โวลต์ ซึ่งจากการทดสอบลักษณะของรูปคลื่นแรงดันและกระแสจากหัวข้อที่ 5.1.1 จะมีลักษณะเหมือนกันแต่จะแตกต่างกันเฉพาะขนาดของรูปคลื่น เพราะฉะนั้นจึงนำเสนอเฉพาะจุดที่มีความแตกต่างกันชัดเจนเท่านั้น ในรูปที่ 5.20 เป็นแรงดันไฟตรงที่ 285 โวลต์ โดยที่มีค่ากระแสอินพุตเฉลี่ย 4.32 แอมแปร์ สำหรับผลการทดลองจะแสดงในรูปที่ 5.20 (a) และเมื่อนำผลจากการจำลองระบบที่แสดงอยู่ในรูป 5.20 (b) มาเปรียบเทียบกับกันจะเห็นว่าได้ผลที่ใกล้เคียงกัน



รูปที่ 5.20 แรงดันและกระแสทางด้านอินพุตที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์

(a) จากการทดลอง (b) จาก Pspice

ในรูปที่ 5.21 จะเป็นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันฮาร์เอ็มเอสเป็น 210.9 โวลต์ โดยที่มีลักษณะเป็นกึ่งรูปสี่เหลี่ยมและมีแรงดันตัวเก็บประจุ C_{b0} เพื่อทำให้เกิดการลดกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หรือกระแสปฐมภูมิของหม้อแปลงให้มีค่าเป็นศูนย์ โดยจะได้ผลจากการทดลองแสดงในรูปที่ 5.21 (a) ส่วนผลจากการจำลองระบบจะแสดงในรูปที่ 5.21 (b) เมื่อนำมาเปรียบเทียบกันจะเห็นได้ว่ามีค่าใกล้เคียงกันแต่รูปคลื่นในรูปที่ 5.21 (a) จะมีค่าความถี่ไซเคิลมากกว่าค่าความถี่ไซเคิลที่แรงดันใช้งาน 300 โวลต์ ที่แสดงอยู่ในรูปที่ 5.4 (a) ก็เพื่อที่จะทำการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตลอดการทำงาน

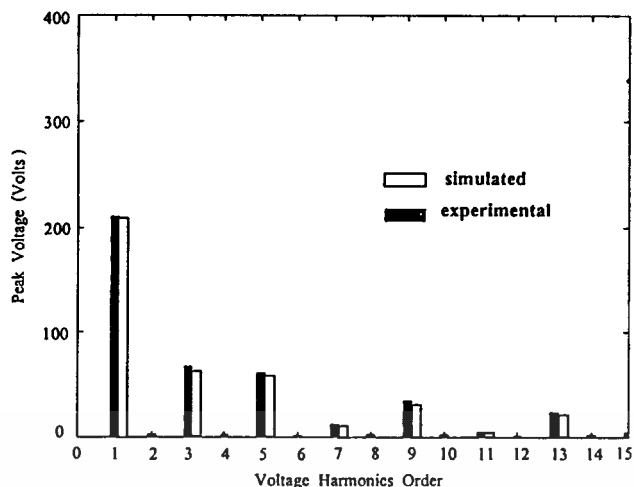


รูปที่ 5.21 แรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์

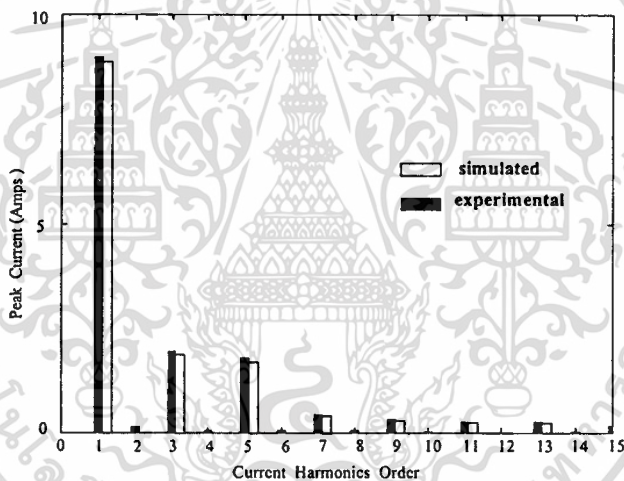
(a) จากการทดลอง (b) จาก Pspice

5.1.2.1 ผลการวิเคราะห์ฮาร์โมนิกส์

จากรูปที่ 5.21 จะนำรูปคลื่นมาทำการวิเคราะห์เพื่อหาค่าฮาร์โมนิกส์ตามสมการที่ (5.3) และสมการ(5.4) ที่แสดงในรูปที่ 5.22 และในรูปที่ 5.23 ที่มีทั้งการทดลองและการจำลองระบบ



รูปที่ 5.22 สเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์



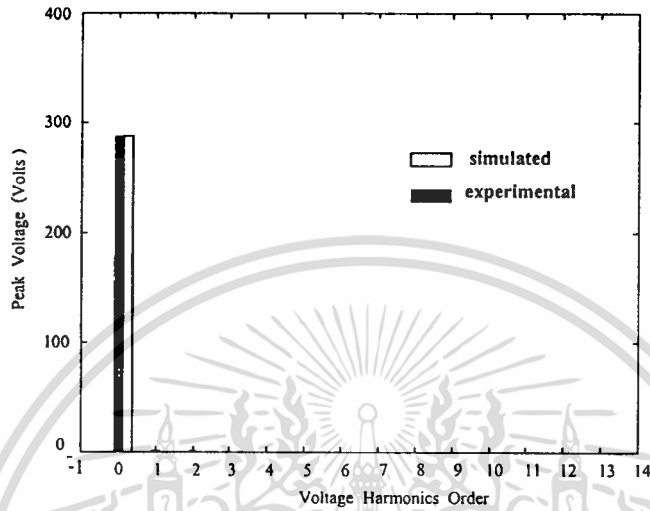
รูปที่ 5.23 สเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของกระแสอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์

ตารางที่ 5.7 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกซ์ของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์

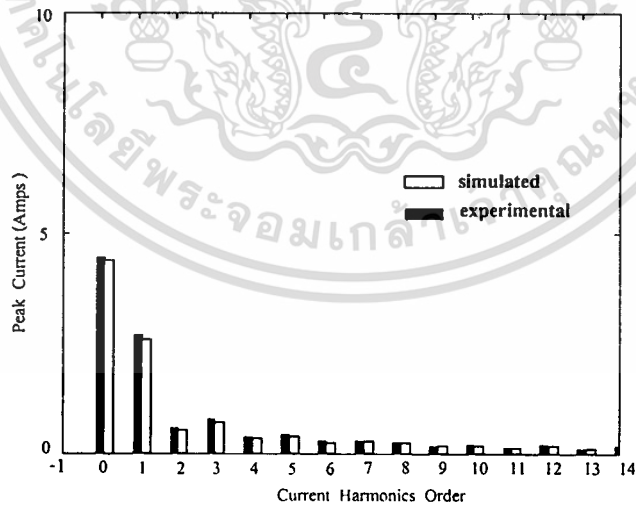
	ผลจากการทดลอง	ผลจากการจำลองระบบ
THD _v	34.1%	33.6 %
THD _i	51.2 %	50.7 %

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนจากรูปที่ 5.16 จะเป็นแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะสามารถวิเคราะห์หาค่าฮาร์โมนิกส์ที่เป็นค่าฮาร์โมนิกส์ของแรงดันและของกระแสที่เกิดทางด้านไฟตรงอินพุตที่ค่า 285 โวลต์ โดยที่ค่าฮาร์โมนิกส์ที่ได้จากการทดลองและการจำลองระบบจะแสดงในรูปที่ 5.24 และรูปที่ 5.25 ตามลำดับ



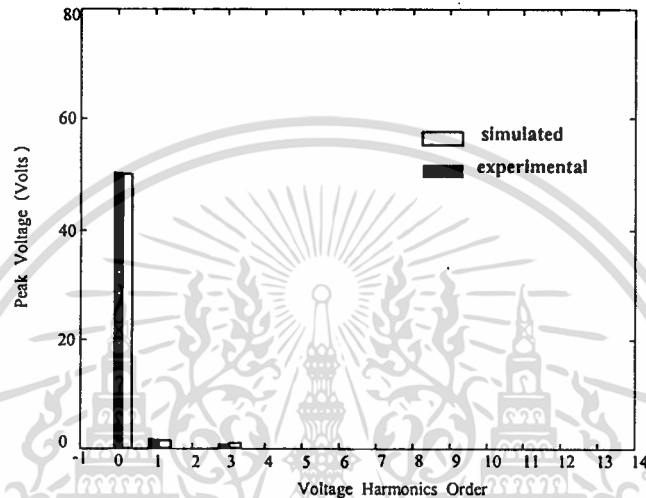
รูปที่ 5.24 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันอินพุตที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์



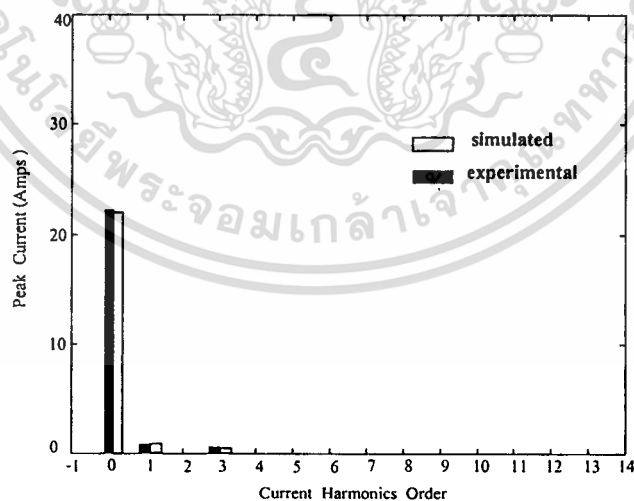
รูปที่ 5.25 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของกระแสอินพุตที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์

ตารางที่ 5.8 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกซ์ของอินพุตคอนเวอร์เตอร์

	ผลจากการทดลอง	ผลจากการจำลองระบบ
THD_v	0.91%	0.89%
THD_i	49.9 %	49.5 %



รูปที่ 5.26 สเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของแรงดันเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์



รูปที่ 5.27 สเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของกระแสเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์

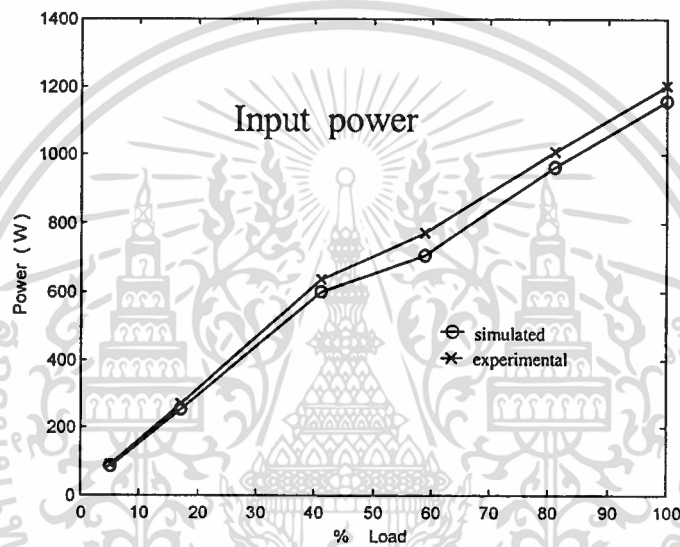
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.9 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ด้านเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

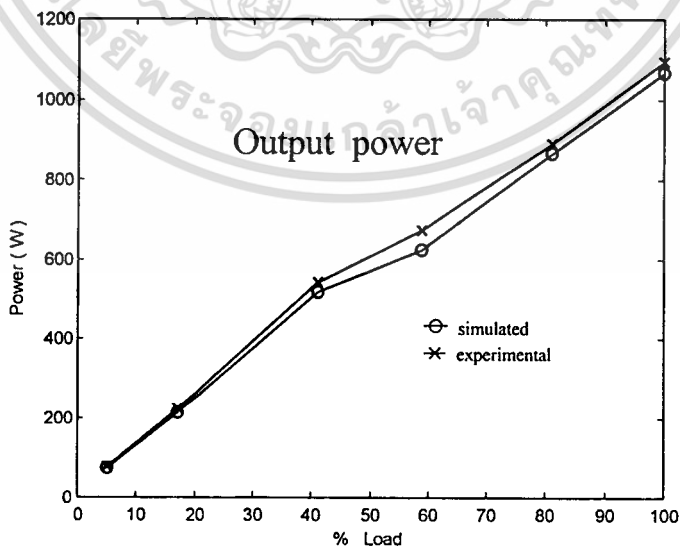
	ผลจากการทดลอง	ผลจากการจำลองระบบ
THD_v	1.02%	1%
THD_i	1.05%	1.01%

5.1.2.2 การวิเคราะห์หาค่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์

จากผลการจำลองระบบจะสามารถหาค่ากำลังอินพุตและกำลังเอาต์พุตตามสมการ(5.5)และสมการ(5.6) ดังนี้



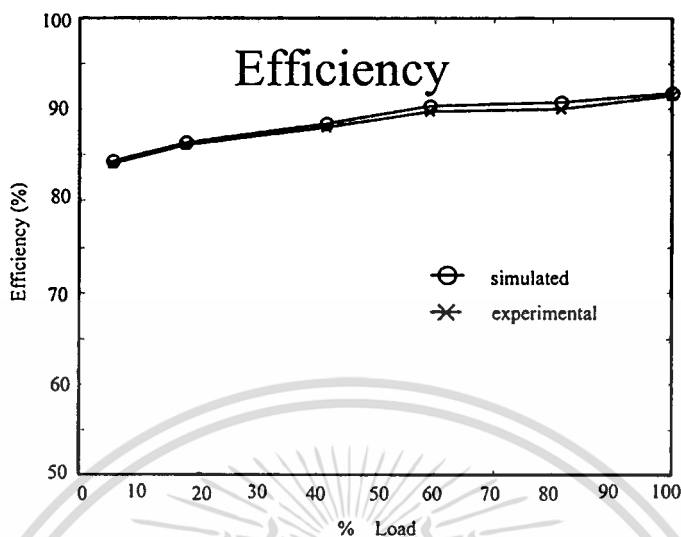
รูปที่ 5.28 กำลังด้านอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์



รูปที่ 5.29 กำลังด้านเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าประสิทธิภาพ (η) ของวงจรคอนเวอร์เตอร์หาได้โดยสมการ(5.7)

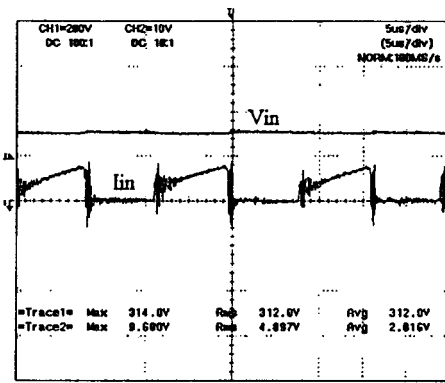


รูปที่ 5.30 ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์

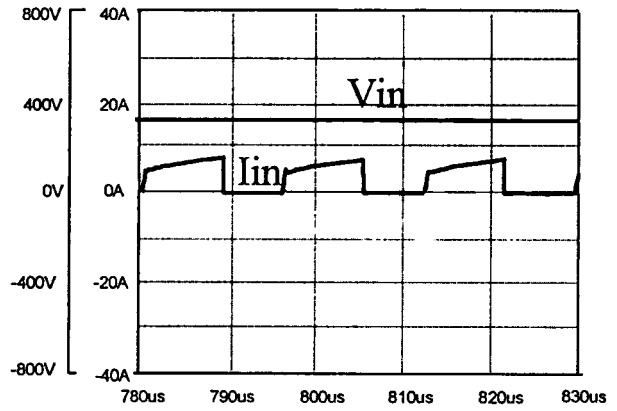
อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพจากการจำลองระบบจะมีค่าที่สูงกว่าผลที่ได้จากการทดลองเนื่องจากค่าตัวแปรแฝงภายในตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุซึ่งในระบบจำลองนั้นจะใช้อุปกรณ์ที่เป็นอุดมคติ เพราะฉะนั้นค่ากระแสอินพุตของการจำลองระบบจะมีค่าน้อยกว่าค่าที่ได้จากการทดลอง

5.1.3 การทดสอบที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์

ในลักษณะของแรงดันไฟตรงอินพุตที่ 315 โวลต์ นั้นจะมีค่ามากกว่าแรงดันไฟตรงใช้งานปกติที่ 300 โวลต์ ในรูปที่ 5.23 เป็นแรงดันไฟตรงอินพุตที่ 315 โวลต์ โดยที่มีค่ากระแสอินพุตเฉลี่ย 4.03 แอมแปร์ สำหรับผลการทดลองจะแสดงในรูปที่ 5.31 (a) และเมื่อนำผลจากการจำลองระบบที่แสดงอยู่ในรูป 5.31 (b) มาเปรียบเทียบกับกันจะเห็นว่าได้ผลที่ใกล้เคียงกัน



(a)

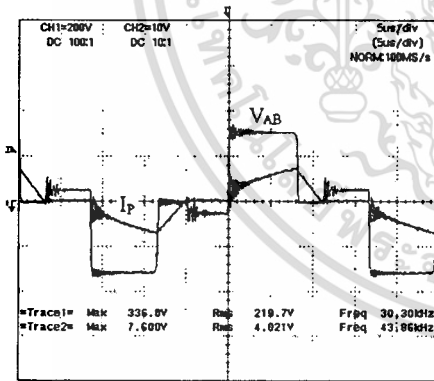


(b)

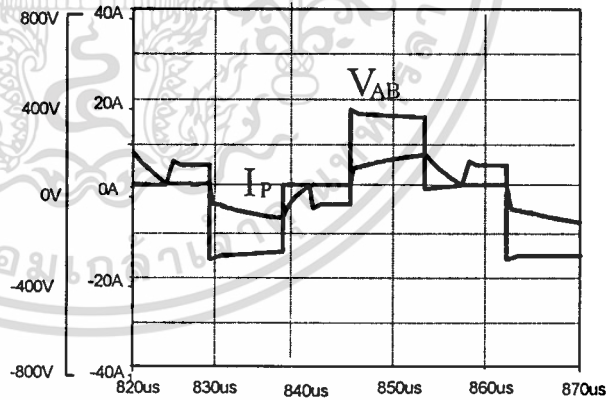
รูปที่ 5.31 แรงดันและกระแสทางด้านอินพุตที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์

(a) จากการทดลอง (b) จาก Pspice

ในรูปที่ 5.32 จะเป็นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าแรงดันฮาร์เอ็มเอสเป็น 219.7 โวลต์ โดยจะได้ผลจากการทดลองแสดงในรูปที่ 5.32 (a) ส่วนผลจากการจำลองระบบจะแสดงในรูปที่ 5.32 (b) เมื่อนำมาเปรียบเทียบกันจะเห็นได้ว่ามีค่าใกล้เคียงกันแต่รูปคลื่นในรูปที่ 5.21 (a) จะมีค่าควิตีไซเกิลน้อยกว่าค่าควิตีไซเกิลที่แรงดันใช้งาน 300 โวลต์ ที่แสดงอยู่ในรูปที่ 5.4 (a) ก็เพื่อที่จะทำการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ตามต้องการตลอดการทำงาน



(a)



(b)

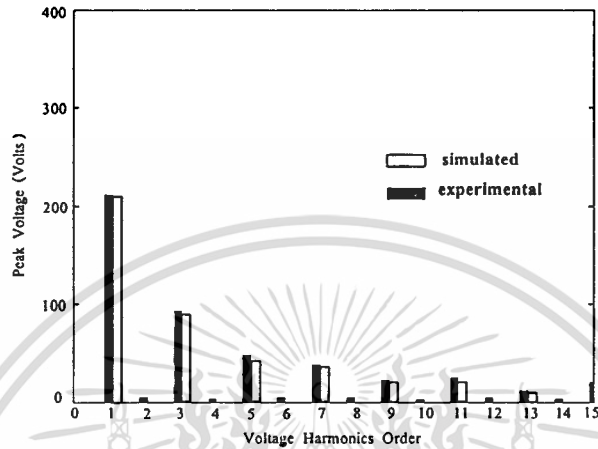
รูปที่ 5.32 แรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์

(a) จากการทดลอง (b) จาก Pspice

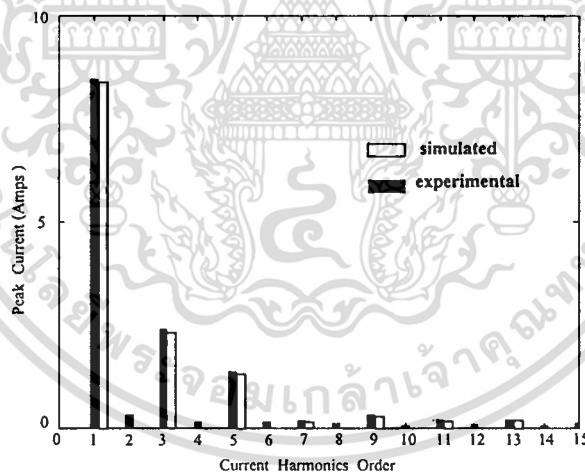
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.1.3.1 ผลการวิเคราะห์ฮาร์โมนิกส์

จากรูปที่ 5.32 จะนำรูปคลื่นมาทำการวิเคราะห์เพื่อหาค่าฮาร์โมนิกส์ตามสมการที่ (5.3) และสมการ(5.4) ที่แสดงในรูปที่ 5.33 และในรูปที่ 5.34 ที่มีทั้งการทดลองและการจำลองระบบ



รูปที่ 5.33 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์



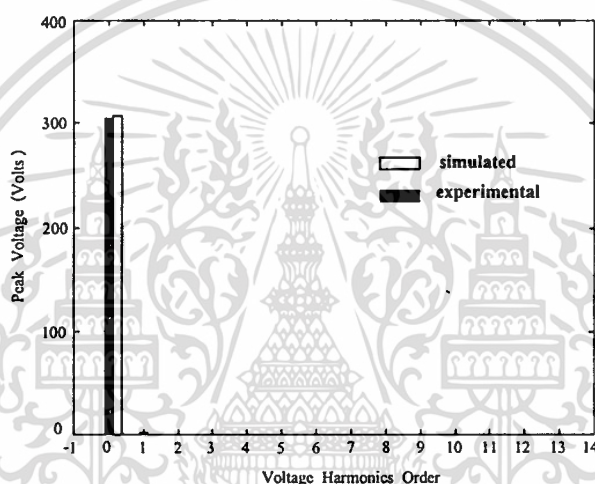
รูปที่ 5.34 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของกระแสอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

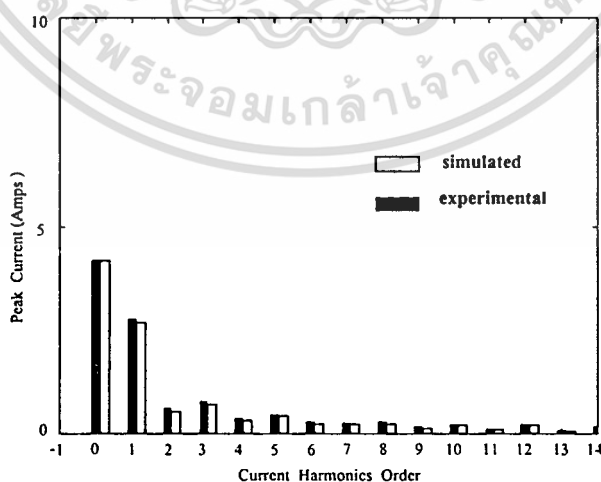
ตารางที่ 5.10 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกซ์ของเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์

	ผลจากการทดลอง	ผลจากการจำลองระบบ
THD_v	35.6%	34.3%
THD_i	57.3 %	56.1 %

ส่วนจากรูปที่ 5.31 จะเป็นแรงดันและกระแสอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะสามารถวิเคราะห์หาค่าฮาร์โมนิกซ์ที่เป็นค่าฮาร์โมนิกซ์ของแรงดันและของกระแสที่เกิดทางค่านไฟตรงอินพุตที่ค่า 315 โวลต์ โดยที่ค่าฮาร์โมนิกซ์ที่ได้จากการทดลองและการจำลองระบบจะแสดงในรูปที่ 5.35 และรูปที่ 5.36 ตามลำดับ



รูปที่ 5.35 สเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของแรงดันอินพุตที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์

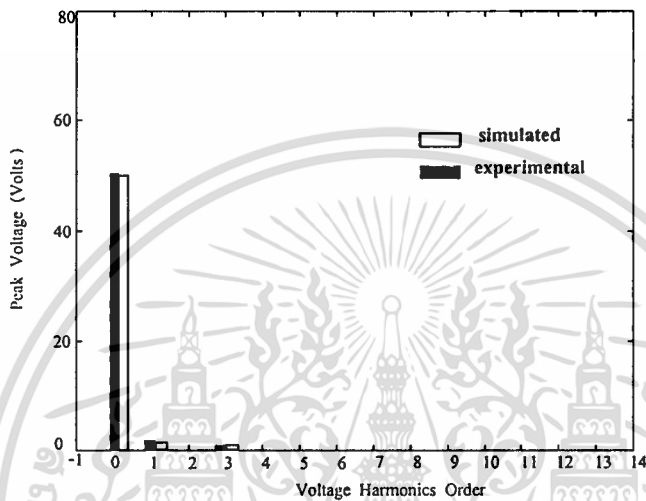


รูปที่ 5.36 สเปกตรัมฮาร์โมนิกซ์ของกระแสอินพุตที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์

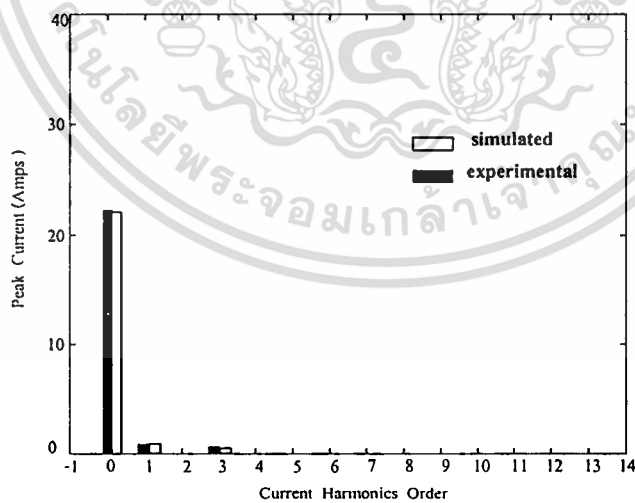
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.11 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของอินพุตคอนเวอร์เตอร์

	ผลจากการทดลอง	ผลจากการจำลองระบบ
THD_v	0.9%	0.87%
THD_i	60.3 %	59.8 %



รูปที่ 5.37 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์



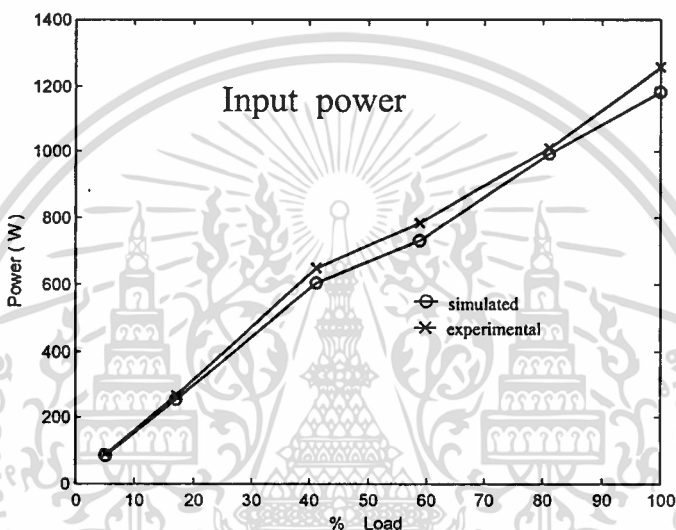
รูปที่ 5.38 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์ของกระแสเอาต์พุตที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์

ตารางที่ 5.12 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ด้านเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์

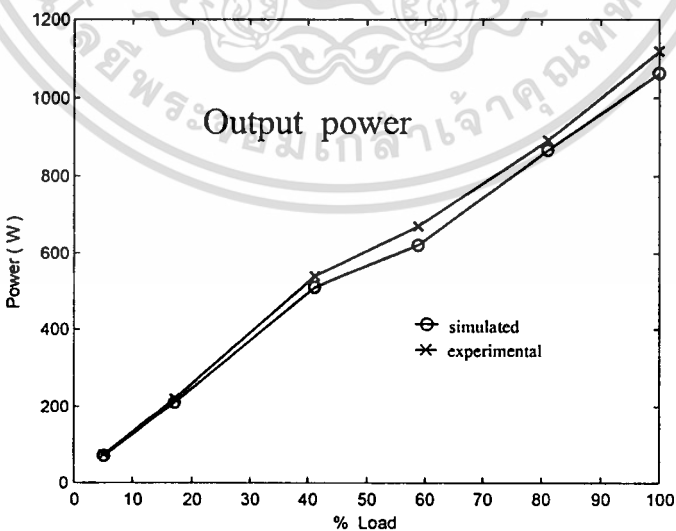
	ผลจากการทดลอง	ผลจากการจำลองระบบ
THD _v	1.03%	1.01%
THD _i	1.04%	1.02%

5.1.3.2 การวิเคราะห์หาค่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์

จากผลการจำลองระบบจะสามารถหาค่ากำลังอินพุตและกำลังเอาต์พุตตามสมการ(5.5)และสมการ(5.6) ดังนี้

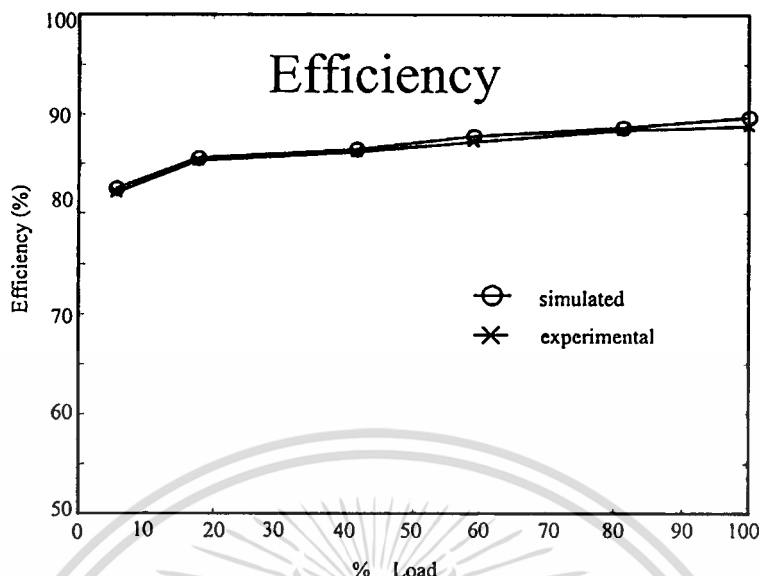


รูปที่ 5.39 กำลังด้านอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์



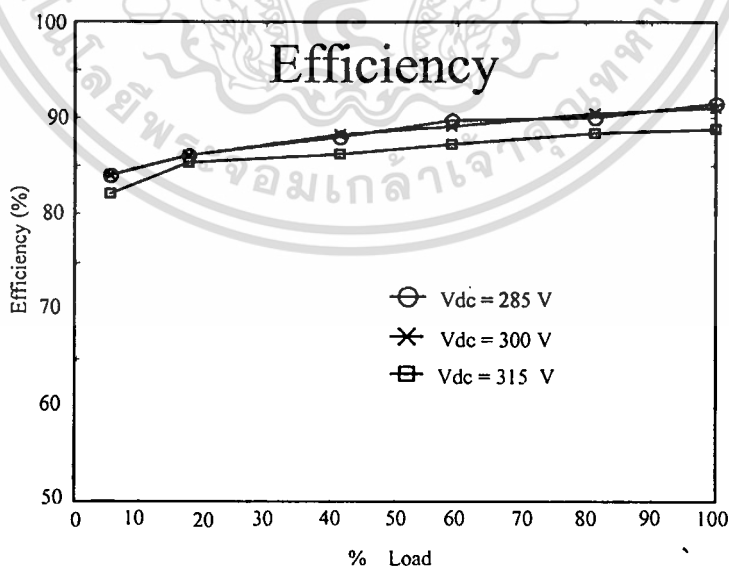
รูปที่ 5.40 กำลังด้านเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์

ค่าประสิทธิภาพ (η) ของวงจรคอนเวอร์เตอร์หาได้โดยสมการ(5.7)



รูปที่ 5.41 ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์

อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพจากการจำลองระบบจะมีค่าที่สูงกว่าผลที่ได้จากการทดลองเนื่องจากค่าตัวแปรแฝงภายในตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุซึ่งในระบบจำลองนั้นจะใช้อุปกรณ์ที่เป็นอุดมคติเพราะฉะนั้นค่ากระแสอินพุตของการจำลองระบบจะมีค่าน้อยกว่าค่าที่ได้จากการทดลอง ในการทำการทดลองในหัวข้อ 5.1.1 หัวข้อ 5.1.2 และหัวข้อ 5.1.3 จะสามารถนำมาเขียนเป็นรูปกราฟเพื่อทำการเปรียบเทียบประสิทธิภาพให้เห็นชัดเจนยิ่งขึ้น ตามรูปดังนี้



รูปที่ 5.42 ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันอินพุตเปลี่ยนแปลง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

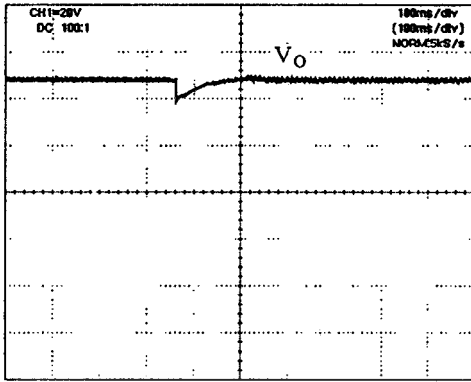
ตารางที่ 5.13 ค่าแรงดันและกระแสในส่วนต่างๆ ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่พิกัดโหลด 1 kW

แรงดันอินพุต (V_{in})	กระแสอินพุต (I_{in})	แรงดันเอาต์พุต อินเวอร์เตอร์ (V_{AB})	กระแส เอาต์พุต อินเวอร์เตอร์ (I_p)	แรงดัน เอาต์พุต (V_o)	กระแส เอาต์พุต (I_o)
285 V	4.32 A	210.9 V(rms)	8.43 A(rms)	48.1 V	23.1 A
300 V	4.01 A	215 V(rms)	8.32 A(rms)	47.85 V	22.8 A
315 V	4.03 A	218.7 V(rms)	8.04 A(rms)	47.9 V	23 A

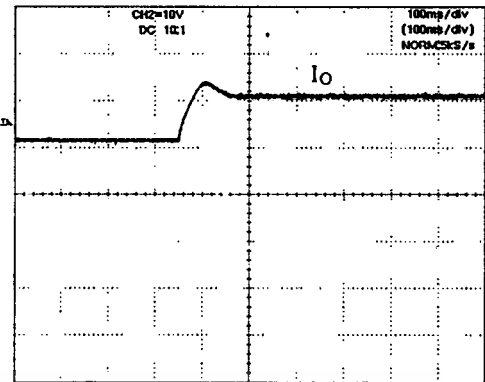
จากรูปที่ 5.42 เป็นประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์จะเห็นได้ว่าในกรณีที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์กับแรงดันอินพุต 300 โวลต์ ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าใกล้เคียงกันมากเนื่องจากช่วงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่กระแสสวิตช์และหม้อแปลงทำงานในช่วงที่เป็นเชิงเส้นทำให้ผลจากการทดลองมีประสิทธิภาพใกล้เคียงกันส่วนในกรณีที่แรงดันอินพุต 315 โวลต์ประสิทธิภาพมีค่าลดลงเพราะว่าหม้อแปลงเกิดการอิ่มตัวมากขึ้นทำให้มีการสูญเสียในหม้อแปลงเพิ่มขึ้น

5.1.4 การทดสอบผลของการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตคงที่

จากการทดสอบการปรับ โหลดเพื่อจะแสดงให้เห็นถึงการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่แสดงในรูปที่ 5.43 จะเป็นผลของการออกแบบวงจรควบคุมรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ในบทที่ 4



(a)



(b)

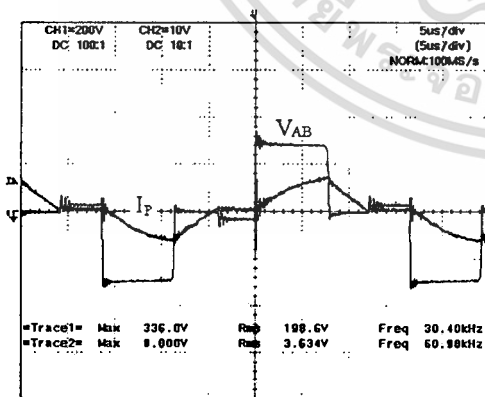
รูปที่ 5.43 การปรับระดับโหลด (a) ลักษณะของแรงดันเอาต์พุต (b) ลักษณะของกระแสเอาต์พุต

จากรูปที่ 5.43 (a) จะเป็นลักษณะของแรงดันเอาต์พุตที่สามารถรักษาระดับแรงดันที่ 48 โวลต์ให้คงที่ทุกช่วงของการเปลี่ยนแปลงโหลด ซึ่งจะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีช่วงเวลาที่ช่วงหนึ่งก่อนเข้าสู่ระดับแรงดัน 48 โวลต์ ส่วนรูปที่ 5.43 (b) จะเป็นลักษณะของกระแสเอาต์พุตที่เปลี่ยนแปลงจากระดับโหลด 400 W เป็น 800 W

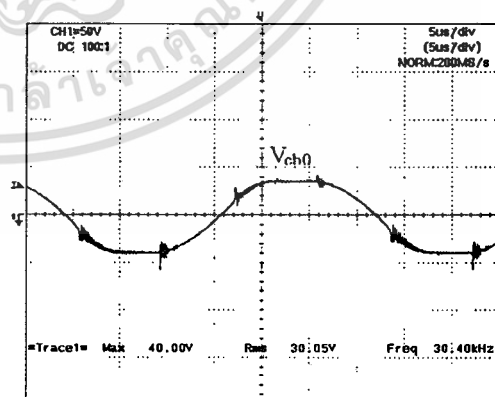
5.2 ผลของตัวเก็บประจุ C_{bo} ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากค่าที่ออกแบบ

ผลกระทบของตัวเก็บประจุ C_{bo} ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงไปจากการออกแบบมีลักษณะเป็น

5.2.1 กรณีค่าตัวเก็บประจุ C_{bo} มีค่ามากกว่าค่าที่ออกแบบ



(a)



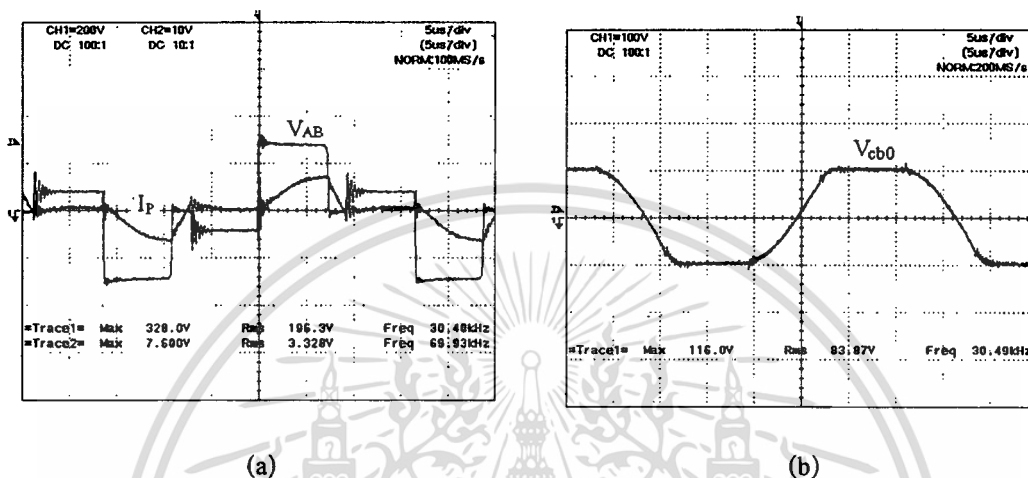
(b)

รูปที่ 5.44 แรงดันและกระแสกรณีตัวเก็บประจุ C_{bo} มีค่ามากกว่าค่าที่ออกแบบ (a) แรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ (b) แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{bo}

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 5.44 (a) จะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะใช้เวลาในการลดลงเป็นศูนย์มีค่ามากขึ้นเนื่องจากค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{b0} ที่เป็นส่วนในการลดค่ากระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์มีค่าน้อยลงกว่าค่าปกติตามที่แสดงในรูปที่ 5.44 (b)

5.2.2 กรณีค่าตัวเก็บประจุ C_{b0} มีค่าน้อยกว่าค่าที่ออกแบบ



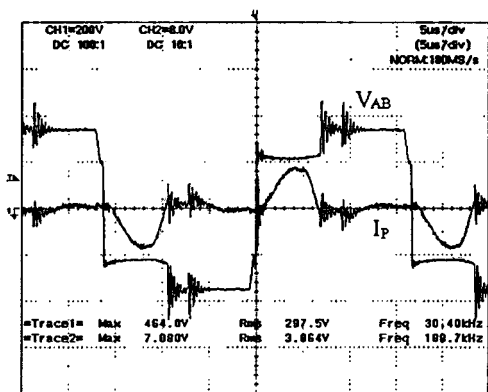
รูปที่ 5.45 แรงดันและกระแสกรณิตัวเก็บประจุ C_{b0} มีค่าน้อยกว่าค่าที่ออกแบบ

(a) แรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ (b) แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{b0}

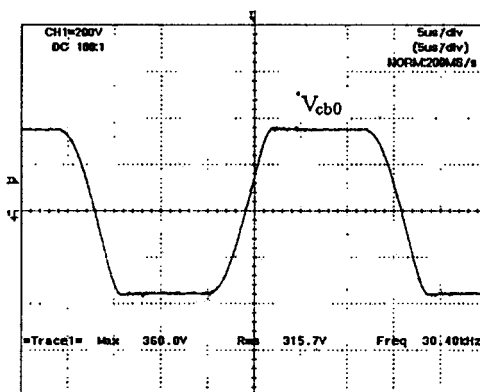
จากรูปที่ 5.45 (a) จะเห็นได้ว่ากระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะใช้เวลาในการลดลงเป็นศูนย์เร็วขึ้นและจะมีค่าลดลงไปเป็นลบด้วยเนื่องจากผลของค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{b0} มีค่าเพิ่มมากขึ้นนั่นเองตามที่แสดงในรูปที่ 5.45 (b)

5.2.3 กรณีค่าตัวเก็บประจุ C_{b0} มีค่าน้อยกว่าค่าที่ออกแบบมาก

จากรูปที่ 5.46 (a) ซึ่งเป็นค่าแรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์จะเห็นว่าค่าแรงดันจะมีค่าเพิ่มสูงขึ้นมากจะส่งผลทำให้อุปกรณ์สวิตช์จะไม่สามารถทนแรงดันที่มีค่าสูงขึ้นได้ส่วนลักษณะของกระแสเอาต์พุตก็จะผิดเพี้ยนไปจากรูปร่างปกติของกระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์และยังมีส่วนที่ลดลงไปเป็นค่าลบอีกด้วย สำหรับรูปที่ 5.46 (b) จะเป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{b0} ที่มีค่าเพิ่มสูงขึ้นมาก



(a)

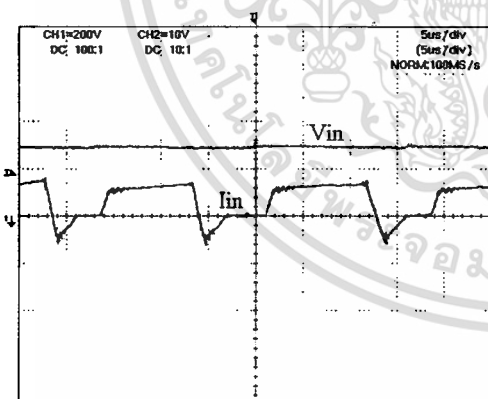


(b)

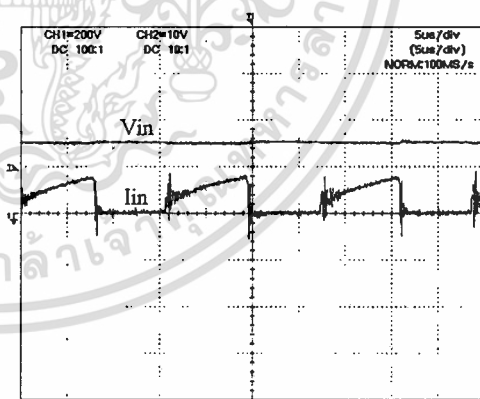
รูปที่ 5.46 แรงดันและกระแสกรณีตัวเก็บประจุ C_{bo} มีค่าน้อยกว่าค่าที่ออกแบบมาก
 (a) แรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ (b) แรงดันคกร่อมตัวเก็บประจุ

5.3 การเปรียบเทียบวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตซ์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตซ์ที่แรงดันศูนย์

จากการอธิบายหลักการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตซ์ที่แรงดันศูนย์ในหัวข้อที่ 2.3 โดยที่มีลักษณะของวงจรคอนเวอร์เตอร์แสดงอยู่ในรูปที่ 2.3 ซึ่งจะสามารถนำมาเปรียบเทียบกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตซ์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์เพื่อแสดงให้เห็นถึงความแตกต่างในแต่ละส่วนได้ดังนี้



(a)

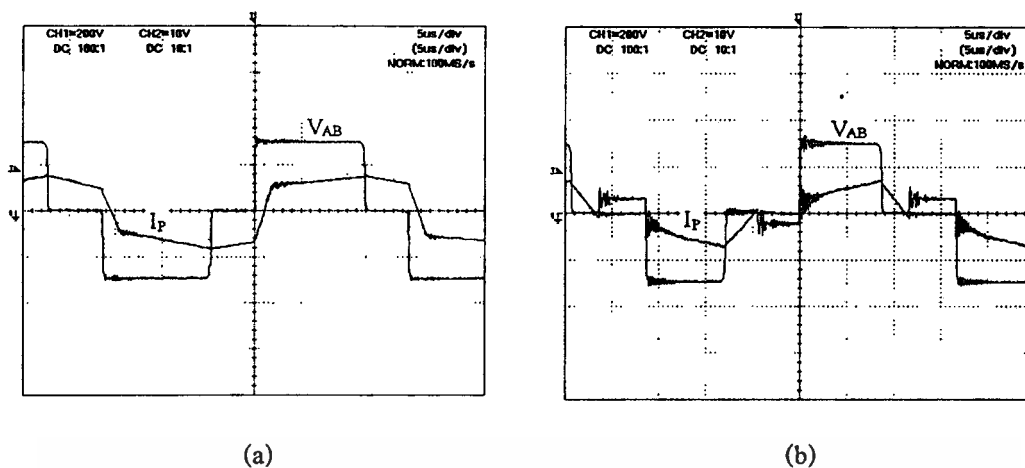


(b)

รูปที่ 5.47 แรงดันและกระแสอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์

(a) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS (b) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



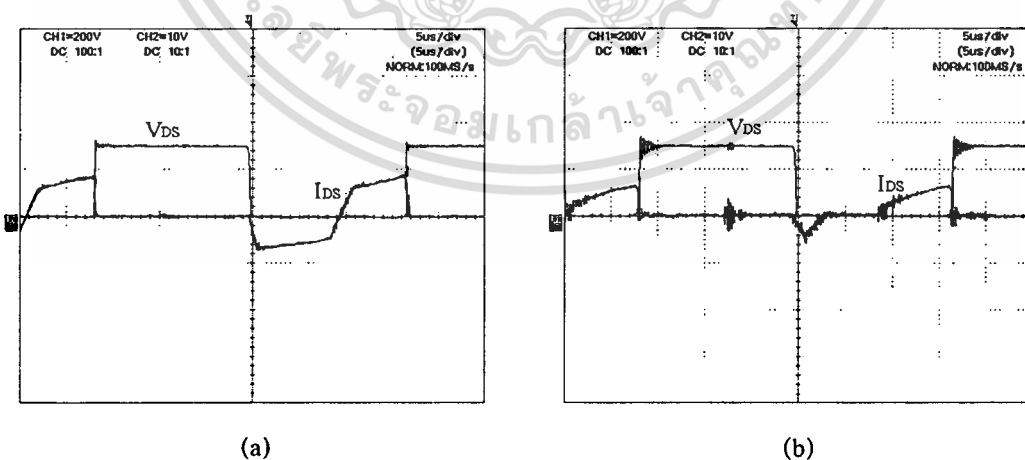
(a)

(b)

รูปที่ 5.48 แรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์

(a) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS (b) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS

ในรูปที่ 5.48 จะเป็นลักษณะของแรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ สำหรับรูปที่ 5.48 (a) จะเป็นของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ เห็นได้ว่าในช่วงที่แรงดันลดลงมีค่าเป็นศูนย์นั้นจะยังคงมีค่ากระแสเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์หรือค่ากระแสทางด้านปฐมภูมิไหลผ่านอยู่ ซึ่งในลักษณะนี้จะทำให้เกิดการสูญเสียในหม้อแปลงและจะส่งผลทำให้ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจรคอนเวอร์เตอร์ลดลงและการทำงานที่จะทำให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ในย่านโหลดที่กว้างก็จำเป็นจะต้องมีตัวเหนี่ยวนำภายนอกมาต่ออนุกรมเข้ากับขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงซึ่งในลักษณะนี้ก็จะส่งผลทำให้ประสิทธิภาพลดลงด้วยเช่นกัน ดังนั้นในการแก้ปัญหาเหล่านี้จึงใช้หลักการของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์มาแทนที่ตามในรูปที่ 5.48 (b) โดยที่มีการลดค่ากระแสในช่วงฟรีวิลลิ่งลงไป



(a)

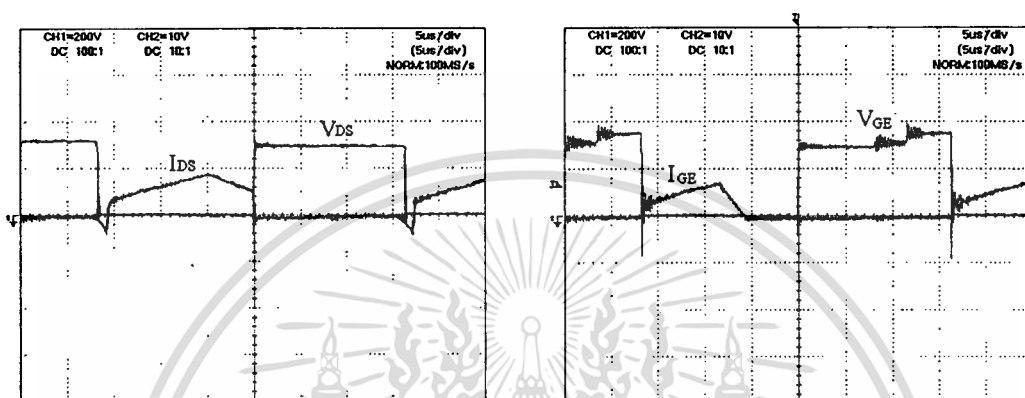
(b)

รูปที่ 5.49 แรงดันและกระแสเอาต์พุตที่สวิตช์กึ่งหน้า

(a) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS (b) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามรูปที่ 5.49 จะเป็นลักษณะของแรงดันและกระแสในส่วนของสวิทซ์กึ่งหน้า โดยในรูปที่ 5.49 (a) จะเป็นแรงดันและกระแสในวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิทซ์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์จะเห็นได้ว่าจะมีค่ากระแสในช่วงลบซึ่งเกิดจากค่ากระแสในช่วงพีรีวิลลิ่งไหลผ่านไดโอดภายในตัวสวิทซ์นั่นเอง สำหรับรูปที่ 5.49 (b) จะเป็นแรงดันและกระแสของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิทซ์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ซึ่งสามารถลดค่ากระแสที่ไหลผ่านไดโอดในตัวสวิทซ์ที่เกิดจากค่ากระแสพีรีวิลลิ่งลงได้

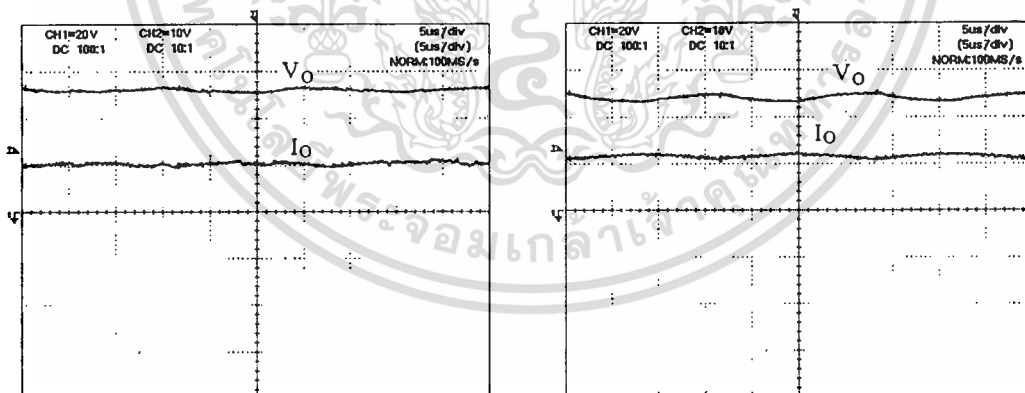


(a)

(b)

รูปที่ 5.50 แรงดันและกระแสเอาต์พุตที่สวิทซ์กึ่งหลัง

(a) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS (b) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS



(a)

(b)

รูปที่ 5.51 แรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์

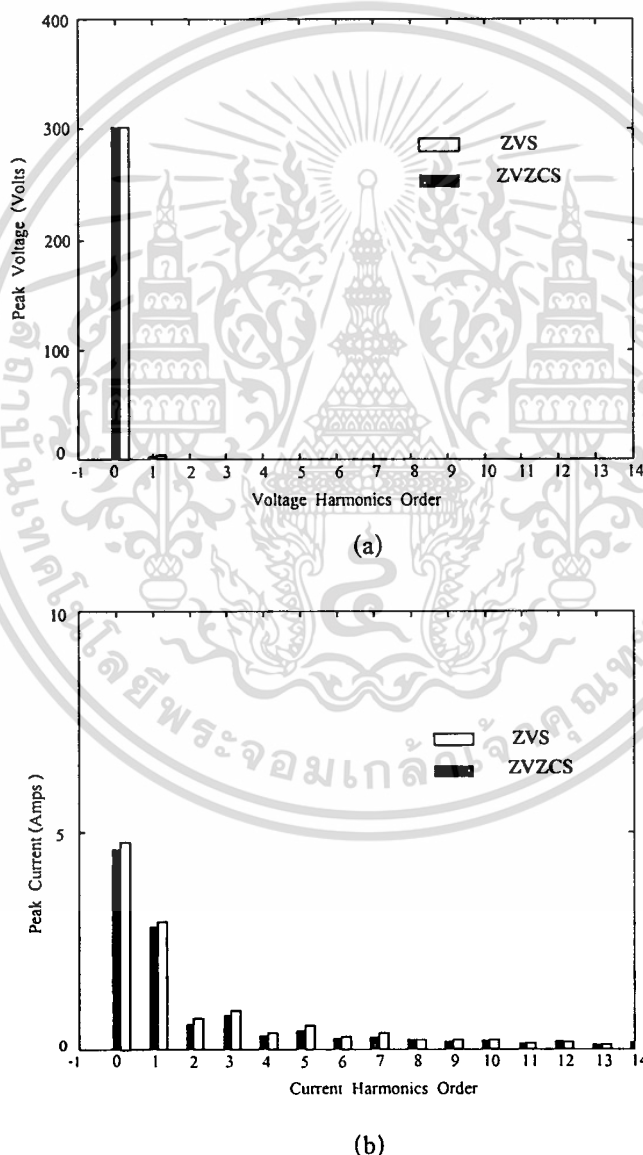
(a) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS (b) วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

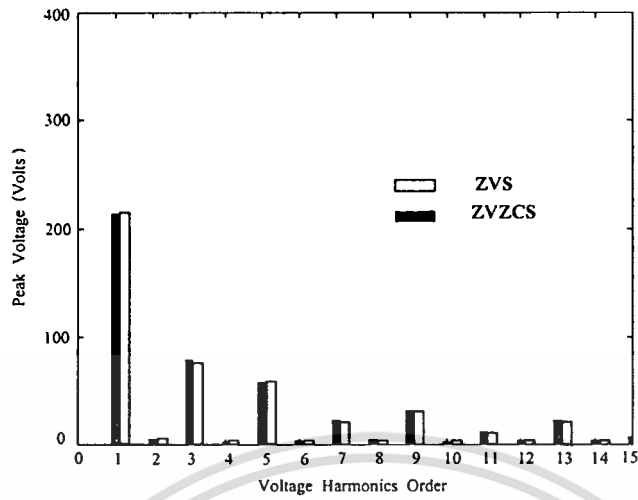
ในรูปที่ 5.50 จะเป็นลักษณะของแรงดันและกระแสในสวิตช์กึ่งหลัง ซึ่งในรูปที่ 5.50 (a) จะเป็นแรงดันและกระแสในวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์ในสวิตช์กึ่งหลังนี้ก็จะยังเกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์อยู่และก็จะมีการไหลผ่านในช่วงฟรีวิลลิ่งอยู่เช่นเดิม สำหรับรูปที่ 5.50 (b) นั้นจะเป็นแรงดันและกระแสในวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ ส่วนในรูปที่ 5.51 เป็นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์

5.3.1 การเปรียบเทียบผลการวิเคราะห์ฮาร์มอนิกของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ

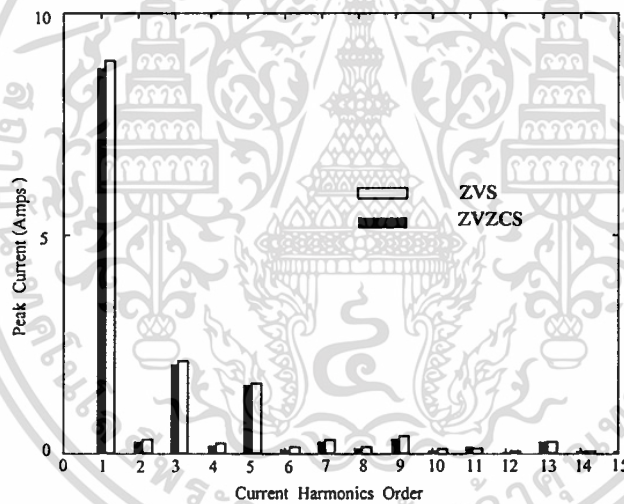
จากรูปคลื่นแรงดันและกระแสในหัวข้อ 5.3 สามารถนำมาวิเคราะห์ผลฮาร์มอนิกของแรงดันและกระแสในส่วนต่าง ๆ เพื่อให้เห็นถึงความแตกต่าง ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูป



รูปที่ 5.52 สเปกตรัมฮาร์มอนิกอินพุตคอนเวอร์เตอร์ (a) สเปกตรัมแรงดัน (b) สเปกตรัมแรงดัน



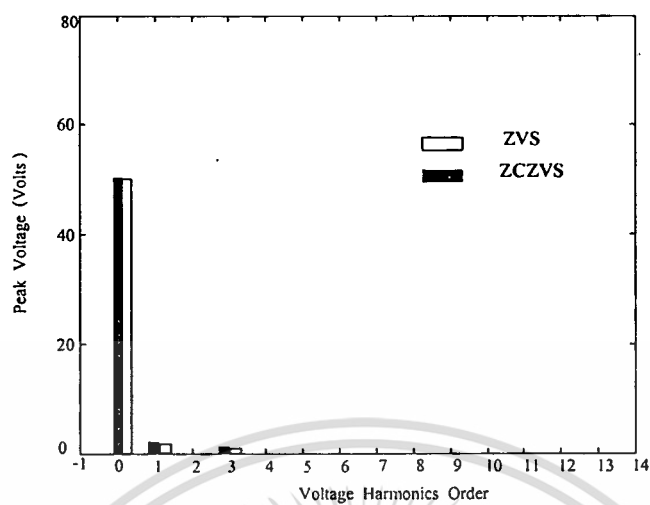
(a)



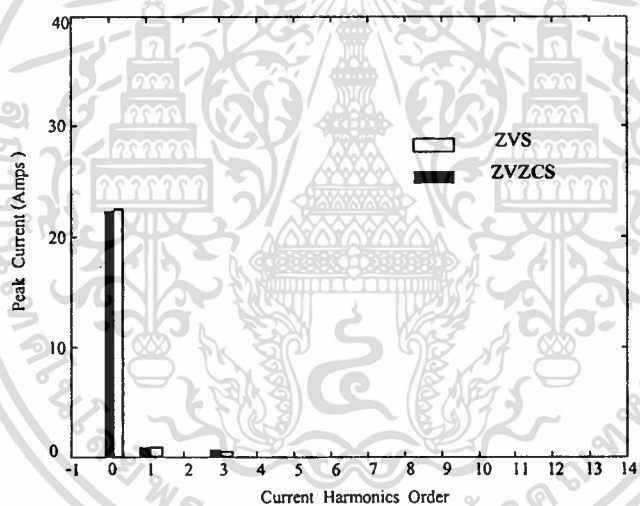
(b)

รูปที่ 5.53 สเปกตรัมฮาร์โมนิกอินพุตอินเวอร์เตอร์ (a) สเปกตรัมแรงดัน (b) สเปกตรัมแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(a)



(b)

รูปที่ 5.54 สเปกตรัมฮาร์โมนิกส์เอาต์พุตคอนเวอร์เตอร์ (a) สเปกตรัมแรงดัน (b) สเปกตรัมแรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 5.14 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของแรงดัน

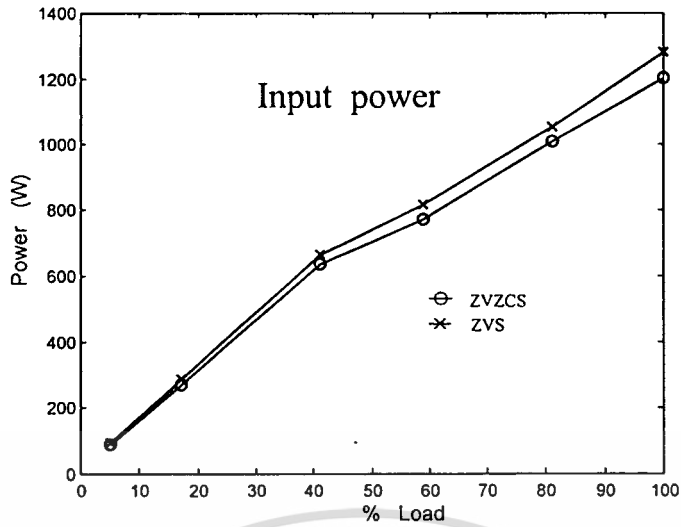
	THD _i อินพุตคอนเวอร์เตอร์ (V _{in})	THD _i เอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (V _{AB})	THD _i เอาต์พุตคอนเวอร์เตอร์ (V _o)
วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS	0.98%	34.1%	1.10%
วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS	0.88%	33.2%	1.01%

ตารางที่ 5.15 ค่าผลรวมองค์ประกอบความเพี้ยนฮาร์โมนิกส์ของกระแส

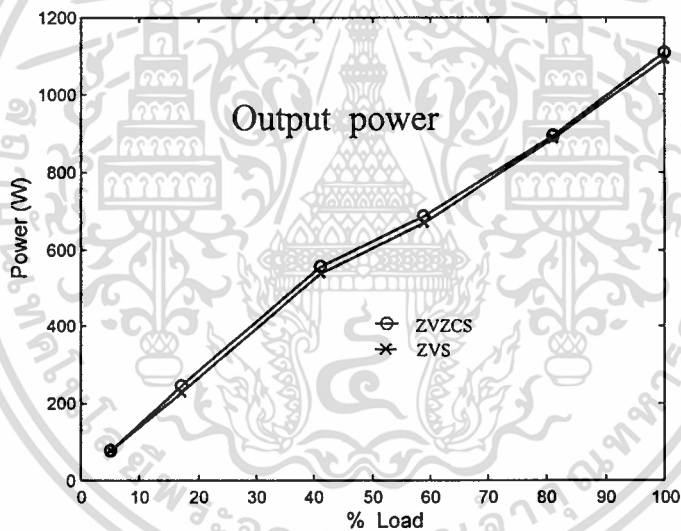
	THD _i อินพุตคอนเวอร์เตอร์ (V _{in})	THD _i เอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ (V _{AB})	THD _i เอาต์พุตคอนเวอร์เตอร์ (V _o)
วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVS	56.8%	59.1%	1.09%
วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS	53.7%	53.6%	1.04%

5.3.2 การวิเคราะห์เปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ

จากผลการทดลองระบบเพื่อทำการเปรียบเทียบจะสามารถหาค่ากำลังอินพุตและกำลังเอาต์พุตตามสมการ (5.5) และสมการ (5.6) รวมทั้งคำนวณหาค่าประสิทธิภาพจากสมการ (5.7)

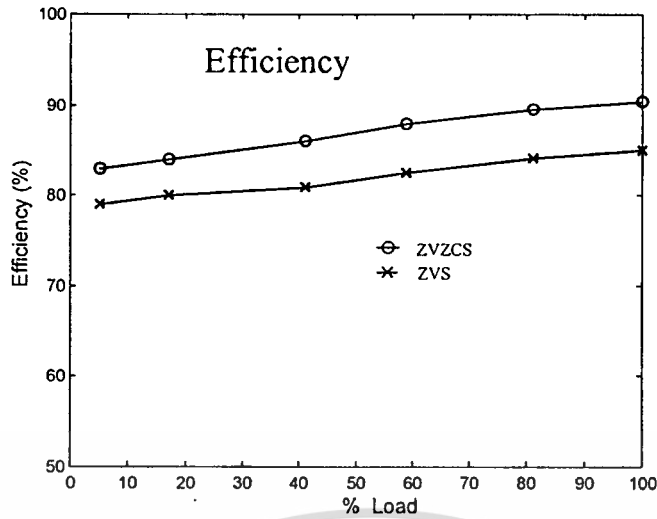


รูปที่ 5.55 กำลังด้านอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ

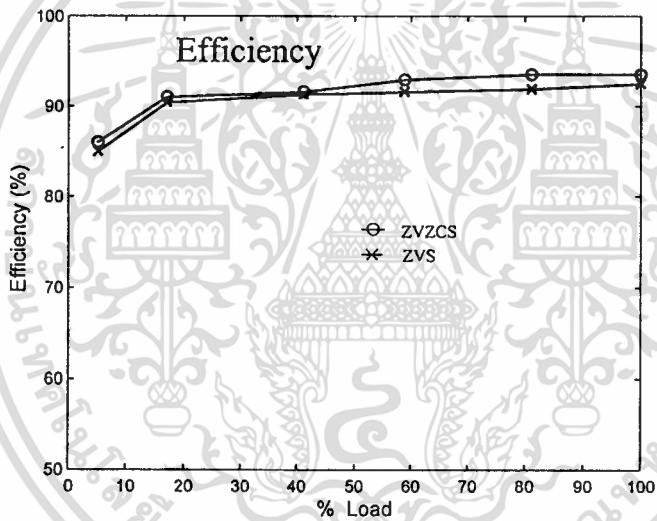


รูปที่ 5.56 กำลังด้านเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.57 ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ



รูปที่ 5.58 ประสิทธิภาพในส่วนของวงจรอินเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ

จากรูปที่ 5.57 จะเป็นการเปรียบเทียบประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองแบบ ซึ่งเห็นว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์ที่แรงดันศูนย์จะมีประสิทธิภาพต่ำกว่า เนื่องจากได้นำเอาตัวเหนี่ยวนำภายนอกมาต่ออนุกรมเข้ากับขดลวดทางด้านปฐมภูมิเพื่อทำให้เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ในช่วงโวลต์ที่กว้างขึ้น

5.4 สรุป

ในการทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตซ์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์จะทำการทดสอบในสภาวะที่แรงดันอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์มีการเปลี่ยนแปลงเพื่อทดสอบความสามารถในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ในระดับ 48 โวลต์ตลอด รวมทั้งทำการทดสอบในการเปลี่ยนแปลงระดับโหลดทางด้านเอาต์พุตด้วย และเพื่อยืนยันความถูกต้องในบทนี้ได้วัดสัญญาณในจุดต่าง ๆ เปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการจำลองระบบซึ่งปรากฏว่าให้ผลที่สอดคล้องกัน



บทที่ 6

สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในการทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ที่ได้ปรับปรุงขึ้นจะมีตัวเก็บประจุ C_{oo} เพื่อใช้สำหรับการลดค่ากระแสทางด้านปฏุมภูมิให้มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งจะส่งผลทำให้สามารถลดการสูญเสียเนื่องจากการนำกระแส (conduction loss) และทำให้ประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์เพิ่มขึ้น ในการใช้วิธีแบบเลื่อนเฟสในการควบคุมอุปกรณ์สวิตช์ในอินเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์เพื่อที่จะทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ โดยที่สวิตช์กึ่งหน้าที่ใช้มอสเฟสเป็นตัวสวิตช์จะเกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ในขณะที่สวิตช์กึ่งหลังที่ใช้ไอจีบีทีเป็นตัวสวิตช์จะเกิดการสวิตช์ที่กระแสศูนย์และสำหรับวงจรสแน็บเบอร์ที่พัฒนามาจากวงจรฟลายแบคก็จะมีส่วนช่วยให้วงจรคอนเวอร์เตอร์เกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ด้วย ในกรณีที่ค่าตัวเก็บประจุ C_{oo} มีค่าน้อยจะสามารถสังเกตได้จากค่าแรงดันและกระแสเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ที่มีค่าแรงดันตัวเก็บประจุเพิ่มขึ้นแต่อย่างไรก็ตามวงจรคอนเวอร์เตอร์ก็จะสามารถเกิดการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ได้เนื่องจากจะมีวงจรแอกทีฟสแน็บเบอร์เป็นตัวช่วยอยู่นอกจากค่าตัวเก็บประจุ C_{oo} จะมีค่าน้อยมาก ๆ นอกจากนั้นวงจรแอกทีฟสแน็บเบอร์จะสามารถลดผลของแรงดันริงกิ้งที่เกิดจากตัวเป็นประจุแฝงในไดโอดด้านเรกติไฟ์เอาต์พุต

วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ที่ได้จะมีพิกัดกำลัง 1 กิโลวัตต์ที่โหลดสูงสุดและจะมีการทำงานแบ่งเป็น 14 โหมคการทำงานโดยที่มีแรงดันเอาต์พุตสองค่าคือที่ 48 โวลต์และที่ 5 โวลต์ ส่วนอินเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์จะทำงานที่ความถี่ 30 kHz ส่วนวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟลายแบคจะทำงานที่ความถี่ 60 kHz ซึ่งผลจากการจำลองโปรแกรมด้วย Pspice จะสามารถยืนยันผลการทดลองได้ ยิ่งกว่านั้นรูปคลื่นจากการทดลองก็จะสามารถพิสูจน์จากสมการที่ได้จากการวิเคราะห์โดยใช้โปรแกรม MATLAB เพื่อตรวจสอบโหมคการทำงานได้เป็นอย่างดี

ในการทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์สวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์จะทำการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตจาก 285 โวลต์ ถึง 315 โวลต์ และทำการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ 48 โวลต์ที่วงจรหลักและ 5 โวลต์ที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ฟลายแบคในการปรับค่าดีวีไอไซเคิลของส่วนควบคุมด้วยการเลื่อนเฟส ซึ่งในกรณีแรงดันอินพุต 285 โวลต์ ค่าดีวีไอไซเคิลจะมีค่ามากกว่ากรณีแรงดันอินพุตที่ 300 โวลต์ สำหรับกรณีที่แรงดันอินพุต 330 โวลต์ค่าดีวีไอไซเคิลจะมีค่าใกล้เคียงกับกรณีแรงดันอินพุต 300 โวลต์ ส่วนค่าประสิทธิภาพที่ได้จากการจำลองระบบจะดีกว่าค่าประสิทธิภาพที่ได้จากการทดลองเนื่องมาจากการจำลองระบบ

นี้องค์ประกอบต่างๆ จะเป็นอุดมคติ และเมื่อนำค่าประสิทธิภาพในกรณีแรงดันอินพุตที่ค่าต่างๆ กันค่าประสิทธิภาพที่แรงดันอินพุต 285 โวลต์จะมีประสิทธิภาพดีที่สุดเนื่องมาจากการสูญเสียในแกนเหล็กของหม้อแปลงที่มีค่าต่ำเมื่อเทียบกับแรงดันอินพุตที่ค่าอื่น แต่ก็จะแตกต่างกันไม่มากนัก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- [1] N. Mohan, T. M. Underland, W. P. Robbins, Power Electronics, Converters, Applications, and Design, second ed., John Wiley & Sons, Inc., 1995.
- [2] G. Hua, F. C. Lee, M. M. Jovanovic, " An improved zero-voltage-switched PWM converter using a saturable inductor," Proceeding of the IEEE Power Electronics Specialists Conference Record, 1991, pp. 189-194.
- [3] G. Hua, F.C. Lee, " A novel full-bridge zero-current-switched PWM converter," Proceeding of the IEEE European Power Electronics Conference, 1991, pp. 215-224.
- [4] A. W. Lotfi, J. A. Sabate, F. C. Lee, " Design optimization of the zero-voltage-switched PWM converter," Proceeding of the Virginia Power Electronics Center Seminar, 1990, pp. 30-37.
- [5] J. G. Cho, J. A. Sabate, G. Hua, F. C. Lee, "Zero-voltage and zero-current switching full-bridge PWM converter for high-power applications," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 4, 1996, pp. 622-628.
- [6] J. G. Cho, G. H. Rim, F. C. Lee, " Zero-voltage and Zero-current switching full bridge PWM converter with secondary active clamp," Proceeding of the IEEE Power Electronics Specialist Conference Record , 1996, pp. 657-663.
- [7] J. W. Baek, C. Y. Jung, J. G. Cho, D.W. Yoo, G. H. Rim, " Novel zero-voltage and zero-current switching (ZVZCS) full-bridge PWM converter with low output current ripple," Proceeding of the IEEE Power Electronics Specialist Conference Record, 1997, pp. 257-262.
- [8] J. G. Cho, J. W. Baek, C. Y. Jeong, D. W. Yoo, H. S. Lee, G. H. Rim, "Novel zero-voltage and zero-current switching (ZVZCS) full-bridge PWM converter using a simple auxiliary circuit," Proceeding of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exhibition, 1998, pp. 834-839.
- [9] J. G. Cho, J. W. Baek, C. Y. Jeong, G-H Rim, " Novel zero-voltage and zero-current switching full-bridge PWM converter using a simple auxiliary circuit," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, No.1 , 1999, pp. 15-20.

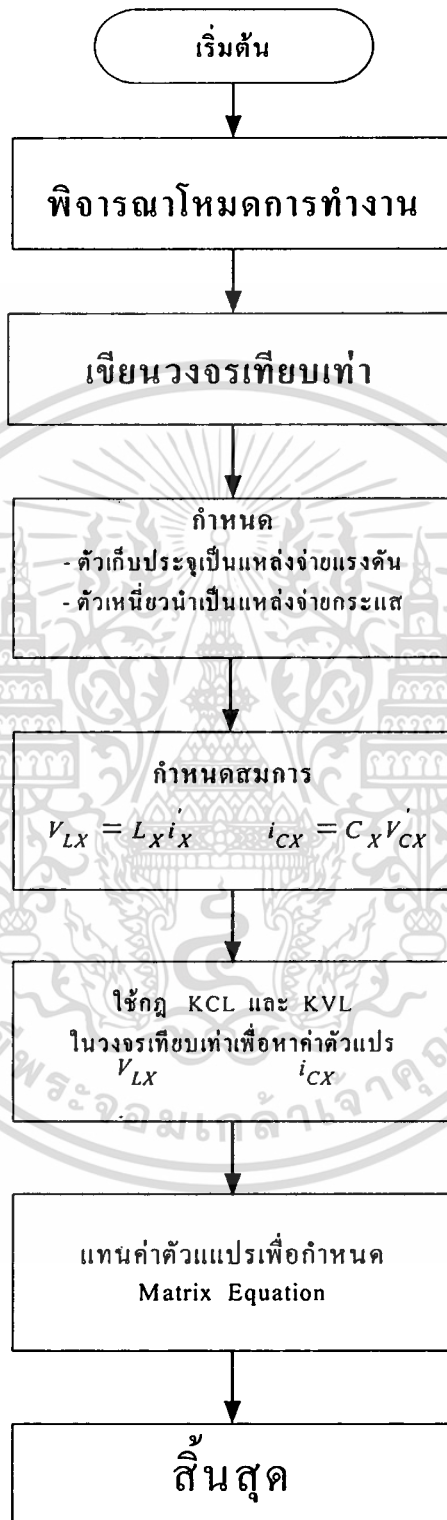
- [10] J. G. Cho, J. W. Back, C. Y. Jeong, G-H Rim, " Novel zero-voltage and zero-current switching full-bridge PWM converter using a simple auxiliary circuit," IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No.5 , 1998, pp. 11-16.
- [11] E-S. Kim, Y-H Kim, " A ZVZCS PWM FB dc/dc converter using a modified energy-recovery snubber," IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 49, No. 5, 2002, pp.1120-1127.
- [12] S. Ting, H. Nianci, "A novel zero-voltage and zero-current switching (ZVZCS) full-bridge PWM converter," Proceeding of the IEEE Industrial Electronics society Conference, 2003, pp. 1088-1092.
- [13] B. Choo, D. Lee, S. Yoo, D. Hyum, " A novel full-bridge ZVZCS PWM dc-dc converter with a secondary clamping circuit," Proceeding of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exhibition, Vol. 2 , 1998, pp. 936-941.
- [14] H-K. Choi, J-W. Kim, B. Cho, " Novel zero-voltage and zero-current switching (ZVZCS) full-bridge PWM converter using coupled output inductor," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 5, 2001, pp. 641-648.
- [15] D. Garabandic, W. G. Dunford, M. Edmunds, " Zero-voltage-zero-current switching in high-output-voltage full-bridge PWM converters using the interwinding capacitance," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 14, No. 2, 1999, pp. 343-349.
- [16] K. W. Seok, B. H. Kwon, " An improved zero-voltage and zero-current switching full-bridge PWM converter using a simple resonant circuit," IEEE Transaction on Industrial Electronics, Vol. 48, No. 6, 2001, pp. 1205-1209.
- [17] S. Hamada, M. Nakaoka, " A novel zero-voltage and zero-current switching PWM dc-dc converter with reduced conduction losses," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 3, 2002, pp. 413-419.
- [18] R. Liu, " Comparative study snubber circuit of dc-dc converters utilized in high power off-line power supply applications," Proceeding of the IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1999, pp.821-826.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

โพลซาร์จแสดงขั้นตอนการคำนวณค่าแรงดันและค่ากระแสของวงจรคอนเวอร์เตอร์



ภาคผนวก ข

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงความถี่สูง

การออกแบบจะใช้วิธีการคำนวณแบบ Core Geometry Kg Approach จะใช้กำลังการสูญเสียของลวดทองแดง

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำฟิลเตอร์ (L_r)

จากข้อกำหนดที่คำนวณได้จากบทที่ 3

$$L = 30 \mu\text{H}$$

$$I_{\text{peak}} = 21 \text{ A}$$

$$B_m = 0.3 \text{ Tesla}$$

$$k = 0.6$$

$$P_{\text{cu}} = 15 \text{ W (1\% Output power)}$$

$$f_s = 30 \text{ kHz}$$

- เลือกค่าตัวแปร K_g จาก

$$K_g = \frac{WS^2}{t} = \frac{4\rho \left(\frac{1}{2}LI_p^2 \right) \left(\frac{1}{2}LI_{\text{rms}}^2 \right)}{kB_m^2 P_{\text{cu}}} = 5.72 \times 10^{-12} \text{ m}^5$$

เมื่อ W = พื้นที่หน้าตัดของแกน

S = พื้นที่ในการพันขดลวด

t = ความยาวของขดลวด

เลือกขนาดแกน EE-80 ควรเลือกให้มีค่า K_g มากกว่าที่คำนวณได้ จากตารางคุณสมบัติแกนเหล็กจะได้

$$W = 515 \text{ mm}^2$$

$$S = 242.98 \text{ mm}^2$$

$$t = 115 \text{ mm}^2$$

$$K_g = 2.46 \times 10^{-10}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- คำนวณจำนวนรอบของขดลวด

$$N = \frac{LI_P}{B_m S} = 12.75$$

เลือกจำนวนรอบเป็น 13 รอบ

- คำนวณหาขนาดของลวดตัวนำ (A_w)

$$A_w = \frac{kW}{N} = 2.37 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

หาค่า Skin Depth

$$\text{Skin Depth } \delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} = 0.41 \text{ mm}$$

$$\text{เมื่อ } \mu = 4\pi \times 10^{-7}$$

$$\omega = 2\pi f_s$$

เลือกลวดเบอร์ SWG # 30 มีรัศมี 0.16 mm มีค่าน้อยกว่า Skin Depth ลวดเบอร์
SWG#30 มีพื้นที่หน้าตัด (A) เท่ากับ 77.9×10^{-9}

$$\text{จำนวนเส้นลวดตีเกลียว} = \frac{A_w}{A} = 30.49$$

ใช้จำนวนเส้นลวดตีเกลียวเท่ากับ 50 เส้น

- คำนวณหาช่องว่างอากาศ

$$l_g = \frac{N^2 \mu_0 A}{2L} = 0.5 \text{ mm}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง (T_{r1})

จากข้อกำหนด

$$\begin{aligned} V_1 &= 300 \text{ V} \\ V_2 &= 60 \text{ V} \\ f_s &= 30 \text{ kHz} \\ B_m &= 0.3 \text{ Tesla} \\ k &= 0.3 \\ P_{cu} &= 15 \text{ W (1% Output power)} \\ P_o &= 1500 \text{ W} \end{aligned}$$

- คำนวณหาค่า K_g

$$K_g = \frac{WS^2}{t} = \frac{\rho P_o^2}{4B_m^2 f_s^2 P_{cu} k} = 1.916 \times 10^{-10} \text{ m}^5$$

เลือกขนาดแกน EE-80 มีค่า $K_g = 2.46 \times 10^{-10} \text{ m}^5$ ซึ่งมีค่ามากกว่า K_g ที่คำนวณได้

มีค่า

$$\begin{aligned} W &= 515 \text{ mm}^2 \\ S &= 242.98 \text{ mm}^2 \\ t &= 115 \text{ mm}^2 \end{aligned}$$

- คำนวณหาจำนวนรอบ N_1 และ N_2

$$N_1 = \frac{V_1}{4B_m S f_s} = 34.29$$

$$N_2 = \frac{V_2}{4B_m S f_s} = 6.85$$

เลือก

$$N_1 = 35 \text{ รอบ}$$

$$N_2 = 7 \text{ รอบ}$$

$$\text{Turn ratio} = N_2 / N_1 = 5$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หาค่า Skin Depth

$$\text{Skin Depth } \delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} = 0.41 \text{ mm}$$

$$\text{เมื่อ } \mu = 4\pi \times 10^{-7}$$

$$\omega = 2\pi f_s$$

- คำนวณหาขนาดของลวดตัวนำ (A_w)

$$A_{w1} = \frac{kW}{2N_1} = 2.207 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

$$A_{w2} = \frac{kW}{2N_2} = 5.15 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

ด้านปฐมภูมิเลือกลวดเบอร์ SWG # 30 มีรัศมี 0.16 mm มีค่าน้อยกว่า Skin Depth ลวดเบอร์ SWG#30 มีพื้นที่หน้าตัด (A) เท่ากับ 77.9×10^{-9}

$$\text{จำนวนเส้นลวดตีเกลียว} = \frac{A_w}{A} = 28.32$$

ใช้จำนวนเส้นลวดตีเกลียวเท่ากับ 29 เส้น

ด้านปฐมภูมิเลือกลวดเบอร์ SWG # 30 มีรัศมี 0.16 mm มีค่าน้อยกว่า Skin Depth ลวดเบอร์ SWG#30 มีพื้นที่หน้าตัด (A) เท่ากับ 77.9×10^{-9}

$$\text{จำนวนเส้นลวดตีเกลียว} = \frac{A_w}{A} = 66.102$$

ใช้จำนวนเส้นลวดตีเกลียวเท่ากับ 66 เส้น

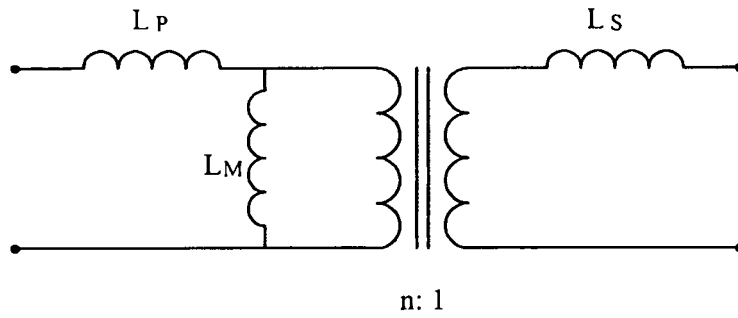
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางคุณสมบัติแกนเหล็ก

ชนิดแกนเหล็ก	พื้นที่หน้าตัด W (mm ²)	ความยาวลวด t (mm)	พื้นที่การพัน S (mm ²)	$K_g = WS^2/t$ (m ⁵)
EI-16	28.90	36.00	19.20	$2.96 \cdot 10^{-13}$
EI-19	29.52	46.00	25.00	$4.01 \cdot 10^{-13}$
EI-25	52.80	51.20	42.25	$1.84 \cdot 10^{-12}$
EI-28	46.00	60.80	77.39	$4.53 \cdot 10^{-12}$
EI-30	34.20	66.00	110.25	$6.30 \cdot 10^{-12}$
EI-33	97.80	79.00	120.65	$1.87 \cdot 10^{-11}$
EI-35	96.00	80.00	100.00	$1.20 \cdot 10^{-11}$
EI-40	112.14	88.00	132.25	$2.23 \cdot 10^{-11}$
EI-50	182.74	108.00	210.25	$7.48 \cdot 10^{-11}$
EE-34	115.50	61.00	92.00	$1.58 \cdot 10^{-11}$
EE-39	200.19	72.00	123.00	$4.17 \cdot 10^{-11}$
EE-43	209.99	79.00	172.00	$7.91 \cdot 10^{-11}$
EE-80	515.00	115.00	242.98	$2.64 \cdot 10^{-10}$

การหาค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลในหม้อแปลงความถี่สูง

ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลจะมีผลกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ โดยจะมีค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลต่ออนุกรมอยู่กับขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงจะสามารถหาค่าได้จากกราฟวัดด้วยเครื่องวิเคราะห์อิมพีแดนซ์ (Impedance Analyzer) โดยสามารถพิจารณาได้จากวงจรสมมูลของหม้อแปลง



รูปวงจรสมมูลของหม้อแปลง

- โดยที่
- L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลทางด้านปฐมภูมิ
 - L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลทางด้านทุติยภูมิ
 - L_M คือ ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กที่อ้างอิงไว้ทางด้านปฐมภูมิ
 - n คือ อัตราส่วนของหม้อแปลง

ในการหาค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ในวงจรสมมูลจะทำได้โดยการวัดที่จุดต่าง ๆ ดังต่อไปนี้ซึ่งกำหนดให้

- L_{11} คือ ค่าที่วัดได้ทางด้านปฐมภูมิในขณะที่เปิดวงจรด้านทุติยภูมิ
- L_{22} คือ ค่าที่วัดได้ทางด้านทุติยภูมิในขณะที่เปิดวงจรด้านปฐมภูมิ
- $L_{11,S}$ คือ ค่าที่วัดได้ทางด้านปฐมภูมิในขณะที่ลัดวงจรด้านทุติยภูมิ
- $L_{22,S}$ คือ ค่าที่วัดได้ทางด้านทุติยภูมิในขณะที่ลัดวงจรด้านปฐมภูมิ

ค่าที่วัดได้จะมีความสัมพันธ์กันกับวงจรสมมูลของหม้อแปลงดังสมการต่อไปนี้

$$L_{11} = L_p + L_M$$

$$L_{22} = L_s + \frac{L_M}{n^2}$$

$$L_{11,S} = L_p + \frac{L_M n^2 L_s}{L_M + n^2 L_s}$$

$$L_{22,S} = L_S + \left(\frac{L_M L_P}{L_M + L_P} \right) \frac{1}{n^2}$$

$$n = \sqrt{\frac{L_{11}}{L_{22}}}$$

เมื่อทำการวัดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ที่ความถี่การใช้งาน 30 kHz ได้ค่าพารามิเตอร์ดังนี้

$$L_{11} = 6.97 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_{22} = 0.34 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_{11,S} = 4.34 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_{22,S} = 0.29 \text{ } \mu\text{H}$$

แทนค่าที่วัดได้ลงในสมการข้างต้นจะได้

$$L_P = 2.47 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_S = 4.23 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_M = 0.23 \text{ } \mu\text{H}$$

$$n = 5$$

ทำการย้ายข้างความเหนี่ยวนำรั่วไหลทางด้านทุติยภูมิมาทางด้านปฐมภูมิ

$$L_{1k} = L_{P0} = L_P + n^2 L_S = 9.96 \text{ } \mu\text{H}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

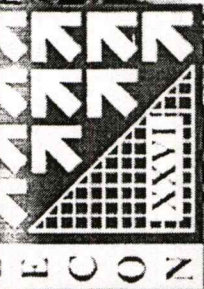
ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

- [1] จิรศักดิ์ ส่งบุญแก้ว, อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ, เอกรงค์ จันทร์เจริญ และประภาส ไพรสุวรรณ
 “ การปรับปรุงคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ พีดีบีเบิลยูเอ็ม ดีซีทูดีซี ที่สวิตช์แรงดันศูนย์และกระแส
 ศูนย์ ” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 26 คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบัน
 เทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ 6-7 พฤศจิกายน 2546

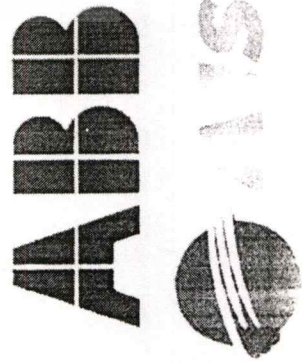


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 26 26th Electrical Engineering Conference



- ประกาศรับททวาม
- คณะกรรมการประชุมวิชาการฯ
- สาสจากอธิการบดี/คณบดี/ประธาน
- สารบัญ
- คณทาททวาม CDROM
- พืลขบขสนการประชม



6 - 7 พฤษภาคม 2546

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าภาคกลาง
โทยไฟฟ้ททวาม
คณทาททวาม สานขบขสนการประชม
สงขลานครินทร์ วิทยาเขตปัตตานี



ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การปรับปรุงคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ พีดับเบิลยูเอ็ม ดีซีทูดีซี ที่สวิตช์แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์

An Improved Zero-Voltage and Zero-Current-Switching PWM Full-Bridge DC-DC Converter

จิรศักดิ์ ส่งบุญแก้ว อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ เอกรงค์ จันทร์เจริญ และ ประภาส ไพรสวรรณา
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520
โทร. (02) 7372541 Email: sojirasak@hotmail.com

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอ การปรับปรุงคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ ที่ดับเบิลยูเอ็ม ดีซีทูดีซี ที่สวิตช์แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ โดยมีแรงดันแยกกันเป็น 42 โวลต์ และ 5 โวลต์ กึ่งหน้าของวงจรฟูลบริดจ์อินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เป็นสวิตช์แรงดันศูนย์ ส่วนกึ่งหลังทำหน้าที่เป็นสวิตช์กระแสศูนย์ และกึ่งหลังมีไดโอดค่ออนุกรม โดยอาศัยการควบคุมของที่ดับเบิลยูเอ็มแบบเฟสชิฟต์ ทางด้านทฤษฎีของหม้อแปลงจรรยาสนับเบอร์แบบแอคทีฟ โดยอาศัยการทำงานด้วยวงจรฟลายแบคโหมคการทำงานด้วยกระแสไม่ต่อเนื่อง ที่สวิตช์แรงดันศูนย์ เพื่อลดผลของริงกิงของไดโอดฟื้นคืนตัวเร็ว ที่ต่อแบบเรกติไฟล์ หลักการทำงานของวงจรได้อธิบายไว้ในบทความ พร้อมทั้งได้ทำการแสดงผลของการจำลองด้วยโปรแกรม Pspice และผลของการทดลอง เพื่อเป็นการยืนยันตามแนวคิดที่ได้นำเสนอ

คำสำคัญ: การสวิตช์ที่แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์, การควบคุมเลื่อนแบบเฟส

Abstract

This paper presents an improved Zero-Voltage and Zero-Current Switching Full-Bridge Pulse Width Modulation (ZVZCS-FB-PWM) DC-DC converter having dual voltage outputs of 42 V and 5 V. The leading leg achieves zero-voltage switching, and the lagging leg with a series diode achieves zero current switching. A Phase-Shifted(PS) PWM technique is used to obtain ZVZCS. In addition, the active snubber circuit is replaced with a flyback converter operated in the ZVS discontinuous conduction mode due to the ringing voltage of the fast recovery diodes in the secondary side. The principle is illustrated. The simulation results using Pspice and experimental results are shown to verify the validity of the proposed concept.

Keywords : Zero - Voltage and Zero - Current Switching , Phase - Shift control

1. บทนำ

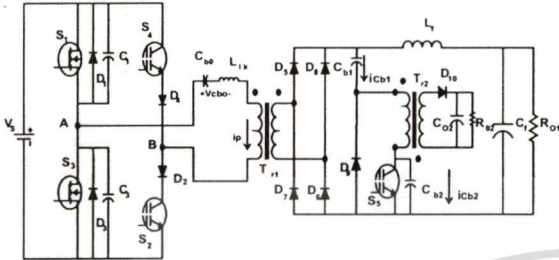
ปัจจุบันนี้ เทคนิคของวงจรซอฟตสวิตซิ่งที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ความถี่สูง กำลังงานสูง เป็นที่แพร่หลาย โดยได้นำเสนอเพื่อลดผลของความเค้นของอุปกรณ์ที่ใช้ในการสวิตช์ และลดผลของการสูญเสียกำลังงานในการสวิตช์ คอนเวอร์เตอร์แบบเฟสชิฟต์ ฟูลบริดจ์ ที่ดับเบิลยูเอ็ม สวิตช์แรงดันศูนย์และกระแสศูนย์ (ZVZCS PS-FB-PWM) เป็นหนึ่งในวงจรที่ช่วยลดผลของกำลังงานการสูญเสียในช่วงสวิตช์ นอกจากนั้นโดยทั่วไปคอนเวอร์เตอร์ชนิดนี้ทำงานด้วยความถี่คงที่ [1-3] ที่ซึ่งจะทำให้การออกแบบมีปัญหาน้อยที่สุด อย่างไรก็ตามวงจรเฟสชิฟต์ พี ดับเบิลยูเอ็ม ในวงจรฟูลบริดจ์มีข้อเสียเนื่องจากกระแสไหลวนมีค่าสูงทำให้อุปกรณ์สวิตซิ่ง และหม้อแปลงในช่วงฟรีวิลลิ่งมีกำลังการสูญเสียในสภาวะการนำกระแส (conduction losses) [3-5] และมีแรงดันริงกิงและสไปก์ เกิดขึ้นทางด้านทฤษฎีของหม้อแปลงในช่วงวงจรเรียงกระแสทำงาน ดังนั้น บทความนี้จึงนำเสนอการปรับปรุงคอนเวอร์เตอร์แบบเฟสชิฟต์ ฟูลบริดจ์ ที่ดับเบิลยูเอ็ม สวิตช์แรงดันศูนย์(ZVS)และกระแสศูนย์(ZCS)ที่มีการทำงานในกึ่งหน้า(leading leg)เป็นแบบ ZVS และกึ่งหลัง(lagging leg)ทำงานเป็น ZCS สวิตช์กึ่งหน้าใช้หมอสเฟต(MOSFETs)ซึ่งมีไดโอดและตัวเก็บประจุแบ่งอยู่ในภายใน เพื่อที่จะลดผลกระแสหาง (tailing-edge current) หลักการทำงานของ ZVS จะเหมือนกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ ฟูลบริดจ์ ที่ดับเบิลยูเอ็ม [6,7] ขณะที่กึ่งหลังใช้ไอจีบีที (IGBTs) เป็นสวิตช์ [8] และทำงานเป็น ZCS โดยการรีเซ็ทกระแสประจุในชั้่งฟรีวิลลิ่ง โดยใช้แรงดันบล็อกจากตัวเก็บประจุทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง วงจรแอคทีฟสนับเบอร์แบบฟลายแบคสามารถช่วยในการรีเซ็ทกระแสด้วย อีกทั้งยังสามารถลดความเค้นของแรงดัน และสไปก์อันเนื่องมาจากการทำงานของไดโอดชนิดฟื้นคืนตัวเร็วในวงจรเรกติไฟล์ ทางด้านทฤษฎีของหม้อแปลง

2. โครงสร้าง

รูปที่ 1 โครงสร้างของระบบคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS PS-FB-PWM ที่จะนำเสนอ โดยวงจรกำลังประกอบด้วย อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง โดยใช้ IGBTs และ MOSFETs ได้รับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 300 โวลต์ วงจรนี้คือ C_{∞} ซึ่งเป็นตัวเก็บประจุ โดยต่อทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง และต่อวงจรสนับเบอร์แบบแอคทีฟที่ใช้ฟลายแบคทางด้านทฤษฎี

การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26 (EECON-26) 6-7 พฤศจิกายน 2546 สจพ.

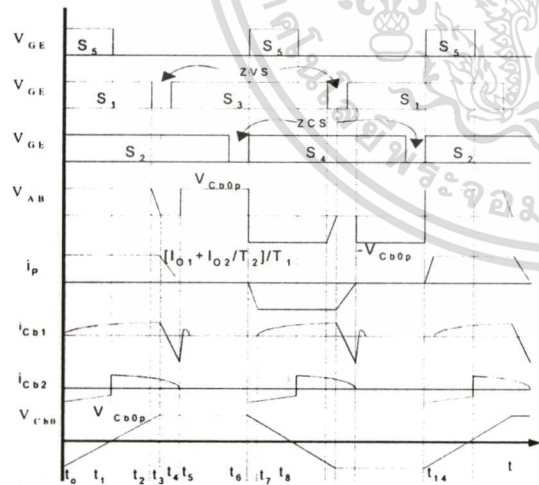
ของหม้อแปลง กำลังงานของวงจรแอกตีฟ ไม่ควรเกิน 1% ของกำลังงานหลัก เพราะวงจรสับเบอริชใช้เพื่อลดค่าแรงดันรีกิ้งของไดโอดชนิดพื้นคืนตัวเร็ว อันเนื่องมาจากกำลังงานสูญเสียในช่วงสวิตซิ่ง การสูญเสียในส่วนนี้ทำให้ประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดลง [9] นอกจากนี้วงจรสับเบอริชแบบแอกตีฟยังสามารถทำให้เกิด ZVS และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 5 โวลต์ โดยทำเป็นวงจรฟลายแบคภายใต้การทำงานแบบ ZVS



รูปที่ 1 โครงสร้างของระบบคอนเวอร์เตอร์แบบ ZVZCS PS-FB-PWM

3. หลักการทำงาน

การทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ZVZCS PS-FB-PWM ที่ได้นำเสนอมีหลักการทำงานในช่วง ZVS เหมือนกันกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้การควบคุมเป็นแบบเฟสชิตด์ พัดเบิลยู คอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอนี้มีโหมดการทำงาน 14 ช่วงการทำงานในหนึ่งไซเคิล รูปคลื่นและช่วงการทำงานแสดงดังในรูปที่ 2 และ 3 ตามลำดับ เพื่อให้การอธิบายการทำงานในช่วงสภาวะคงที่เป็นไปได้ง่ายจึงจะขอกำหนดเงื่อนไขอุปกรณ์(component) เป็นแบบอุดมคติ ตัวเหนี่ยวนำ L_r มีค่าใหญ่พอที่จะทำให้กระแสต่อเนื่องในการสวิตซิ่ง ตัวเก็บประจุ $C_1 = C_3 = C_4$



รูปที่ 2 รูปคลื่นการทำงาน

โหมดการทำงานที่ 1 (t_0-t_1): ที่เวลา t_0 สวิตช์ S_1 และ S_2 นำกระแส กระแสปฐมภูมิ i_p จะซาร์จรประจุ C_{b0} สวิตช์ S_3 จะนำกระแส ตัวเก็บประจุ C_{b1} จะ

ถูกซาร์จร และ C_{b2} จะดีสซาร์จร ส่วนด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง C_{b0} , C_{b1} และ C_{b2} จะทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุบล็อกกระแสปฐมภูมิและรีเซ็ทกระแสดังกล่าว นอกจากนั้น C_{b1} และ C_{b2} ยังใช้เป็นวงจรสับเบอริช ซึ่งสามารถลดแรงดันรีกิ้ง อันเนื่องมาจากไดโอดพื้นคืนตัวเร็ว(Fast Recovery Diode) กำลังงานอินพุตในช่วงนี้จะส่งกำลังงานไปยังแอกตีฟบล็อกกระแสปฐมภูมิที่เวลา t_0 และ แรงดันตัวเก็บประจุ C_{b0} แสดงดังสมการ

$$i_p(t_0) = I_{p0} = \frac{I_{O1} + \frac{I_{O2}}{T_{r2}}}{T_{r1}} \tag{1}$$

$$v_{cb0}(t) = \frac{I_{p0}}{C_{b0}}t - v_{cb0}(t_0) \tag{2}$$

โดยที่ I_{O1} , I_{O2} เป็นกระแสเอาต์พุตของหม้อแปลง T_{r1} และ T_{r2} ตามลำดับ T_{r1} , T_{r2} เป็นอัตราส่วนของหม้อแปลงหม้อแปลง T_{r1} และ T_{r2} ตามลำดับ

โหมดการทำงานที่ 2 (t_1-t_2): สวิตช์ S_1 และ S_2 ยังคงนำกระแส C_{b1} และ C_{b2} ยังคงถูกซาร์จร และ สวิตช์ S_3 หยุดนำกระแส

โหมดการทำงานที่ 3 (t_2-t_3): สวิตช์ S_3 หยุดนำกระแสที่เวลา t_2 กระแสปฐมภูมิ i_p จะซาร์จร C_1 และคายประจุ C_3 แรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะเพิ่มเป็นแบบเชิงเส้น และแรงดันตกคร่อม C_3 ตกลงเป็นแบบเชิงเส้นเช่นกัน ไดโอด D_3 ซึ่งต่อกลับหัวกับสวิตช์ S_3 จะนำกระแส S_3 สามารถนำกระแสตามเงื่อนไข ZVS ขณะที่ ช่วงการทำงานของกึ่งหน้าเงื่อนไข ZVS จะเหมือนกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ ZVS-FB-PWM ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง การทำงานจะเหมือนในโหมดที่ 2 กระแสปฐมภูมิ i_p และแรงดันตัวเก็บประจุ C_{b0} เป็นไปตามสมการ เมื่อ $t_2 \leq t \leq t_3$

$$i_p(t) = 2 \frac{C_r v_{c1}}{t} \tag{3}$$

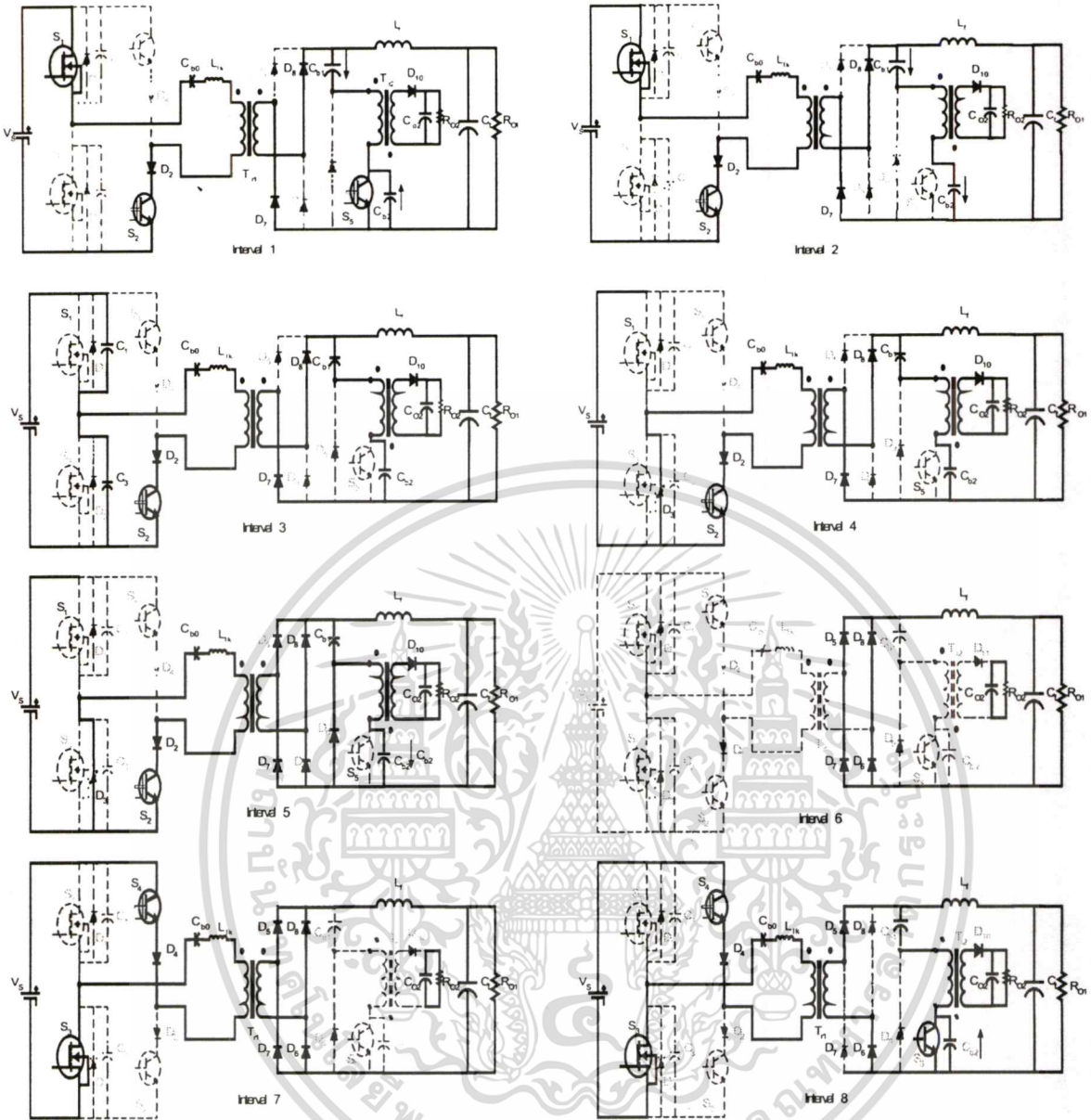
$$v_{cb0}(t) = \frac{I_{p0}(t)}{C_{b0}} + v_{cb0}(t_2) \tag{4}$$

โหมดการทำงานที่ 4 (t_3-t_4): หลังจากที่ไดโอด D_3 เริ่มนำกระแส แรงดัน V_{AB} จะเคลมปีแรงดันเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C_{b0} จะปิดกั้นกระแสปฐมภูมิ ส่วนการทำงานทางด้านทุติยภูมิเป็นไปตามโหมด 3 กระแสปฐมภูมิ i_p และแรงดันตัวเก็บประจุ C_{b0} เป็นไปตามสมการ (5) และ (6) ตามลำดับ

$$i_p(t) = -\frac{v_{cb0}(t-t_3)}{L_{lk}} + I_{p0}(t_3) \tag{5}$$

$$V_{cb0}(t) = V_{cb0p} \tag{6}$$

โดยที่ V_{cb0p} เป็นแรงดันค่ายอดของตัวเก็บประจุ C_{b0}



รูปที่ 3 ช่วงระยะเวลาการทำงาน

โหมดการทำงานที่ 5 (t_4-t_5) : ไดโอด D_2 และสวิตช์ S_2 นำกระแส กระแสปฐมภูมิ i_p จะพยายามลดค่าเป็นลบ เมื่อมันมีค่าเป็นศูนย์ กระแส i_p ยังคงเป็นศูนย์เพราะไดโอด D_2 ปิดกั้นกระแสปฐมภูมิ i_p ไม่ให้มีค่าเป็นลบ แรงดันตัวเก็บประจุ C_{o1} ยังคงมีค่าคงที่ในช่วงเวลานี้ ขณะที่สวิตช์ S_2 ยังคงนำกระแส ผลก็คือพาหะของสวิตช์ S_2 สามารถถูกขจัดออกไปได้ถ้าสวิตช์ S_2 เป็น IGBT ทางด้านทุติยภูมิ แรงดันตัวเก็บประจุ C_{o1} จะคลายประจุ ส่วน C_{o2} จะถูกชาร์จผ่านไดโอด D_1 ในโหมดการทำงานนี้วงจรส

นับเบอร์แบบแอกติฟและตัวเก็บประจุ C_{o1} จะเริ่มคืนรีเซ็ทกระแสปฐมภูมิ ผลของสับเบอร์แบบแอกติฟ จะน้อยกว่า C_{o1} เนื่องจากค่าของ C_{o1} มีค่ามากกว่านั่นเอง

โหมดการทำงานที่ 6 (t_5-t_6) : สวิตช์ S_1 จะหยุดนำกระแส และยังคงขงจัดพาหะส่วนน้อยในช่วงเวลา dead time ดังนั้นจะไม่มีกระแสปฐมภูมิ อย่างไรก็ตาม ไดโอดที่นำตัวเร็วยังคงนำกระแสใน วงจรกำลัง (power circuit) เพื่อจ่ายกระแสให้โหลด ไดโอด D_1 หยุดนำกระแส แต่ตัวเก็บ

ประจุ C_{02} ยังคงคายประจุให้กับโหลด

โหมดการทำงานที่ 7 (t_6-t_7): ที่เวลา t_6 สวิตช์ S_2 หยุดนำกระแสที่ภาวะ ZCS ก่อนที่สวิตช์ S_1 จะนำกระแส ซึ่งเป็นช่วงเวลาสั้น ๆ การนำกระแสเป็นแบบ ZCS เพราะตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล L_{lk} จะจำกัดอัตราการเปลี่ยนแปลง di/dt ในช่วงเวลาการสวิตช์ซึ่งในช่วงสั้น ๆ หลังจากสวิตช์ S_1 นำกระแส กระแสปฐมภูมิ i_p จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ในทิศทางเป็นลบ เนื่องจากไดโอดพื้นคืนตัวเร็วทางด้านทุติยภูมินำกระแสจะแคลมปีแรงดันปฐมภูมิและแรงดันทุติยภูมิของหม้อแปลงให้มีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นแรงดัน V_s+V_{cb0} จะตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล L_{lk} และขดปฐมภูมิทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง ตัวเก็บประจุ C_{02} ยังคงคายประจุผ่านโหลด

$$i_p(t) = \frac{V_s + V_{cb0p}}{L_{lk}} (t - t_6) \quad (7)$$

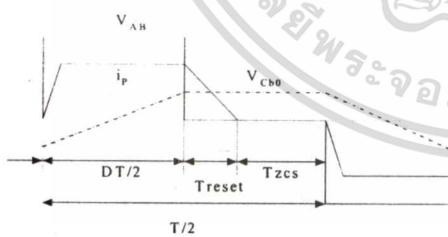
$$v_{cb0}(t) = -\frac{I_{p0}}{C_{b0}} (t - t_6) + V_{cb0p}(t_6) \quad (8)$$

โหมดการทำงานที่ 8 (t_7-t_8): สวิตช์ S_1 และ S_2 นำกระแส กระแสปฐมภูมิ i_p จะซาร์จรประจุ C_{01} อีกด้านหนึ่ง ขณะที่ไดโอด D_7 และ D_8 จะถูกรีเวิร์คไบอัส ทำให้หยุดนำกระแส ส่วนไดโอด D_3 และ D_6 จะฟอร์เวิร์คไบอัส ตัวเก็บประจุ C_{b1} จะถูกซาร์จร และ C_{b2} จะคายประจุ ภายหลังตัวเก็บประจุ C_{b2} คายประจุ สวิตช์ S_1 จะเริ่มต้นนำกระแสภายใต้เงื่อนไข ZCS อีกครั้งหนึ่ง เนื่องจากสวิตช์ S_1 มีความถี่ในการสวิตช์เป็น 2 เท่าของสวิตช์ S_2

โหมดการทำงานที่ 9-14 (t_8-t_{14}): ช่วงโหมดการทำงานในช่วงนี้จะคล้ายคลึงกับโหมด 2-8 ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม โหมดการทำงานจะเป็นในช่วงครึ่งไซเคิลหลัง โหมด 15 จะซ้ำกับโหมด 1

4. การออกแบบ

ค่าตัวชี้ไซเคิลมากที่สุดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ZVZCS-FB-PWM แสดงดังในรูปที่ 4 สมการ D_{max} เป็นดังนี้



รูปที่ 4 ตัวชี้ไซเคิลมากที่สุด

$$D_{max} = 1 - 2 \frac{T_{reset} + T_{ZCS}}{T} \quad (9)$$

โดยที่ T_{reset} เป็นเวลารีเซ็ตของกระแสปฐมภูมิ

T_{zcs} เป็นเวลาในการหยุดนำกระแสของอุปกรณ์ (devices)

T เป็นคาบเวลาของการสวิตช์

ถ้าแรงดัน C_{b0} มีค่ามากพอที่จะเป็นแหล่งจ่ายแรงดันคงที่ ในช่วงโหมด 4 T_{reset} จะมีค่าเป็น

$$T_{reset} = \frac{I_{p0} L_{lk}}{V_{cb0p}} \quad (10)$$

แรงดันค่าออกของตัวเก็บประจุ C_{b0} มีค่าเป็น V_{cbp}

$$V_{cb0p} = \frac{I_{p0} DT}{4C_{b0}} \quad (11)$$

จากสมการ (10) และ (11) T_{reset} จะเป็นปฏิภาคผกผันกับตัวชี้ไซเคิล เพื่อที่จะลดค่า T_{reset} ตัวชี้ไซเคิลจะต้องมีค่ามากที่สุด และตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลควรมีค่าน้อยสุด ส่วนแรงดันตัวเก็บประจุ C_{b0} ไม่สามารถลดค่าโดยปราศจากข้อจำกัด เพราะแรงดันค่าออกมีค่าเพิ่มขึ้น ในช่วง T_{zcs} ตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลยังคงรักษากระแสปฐมภูมิมีค่าเป็นศูนย์ ในเงื่อนไขการสมดุลของโวลต์-วินาที (volt-second balance) ดังนั้นสนามแม่เหล็กรั่วไหลจะมีค่าเป็น

$$\phi_{lk} = V_{cb0p} \left(\frac{T}{2} - D_{nom} \frac{T}{2} - T_{reset} \right) \quad (12)$$

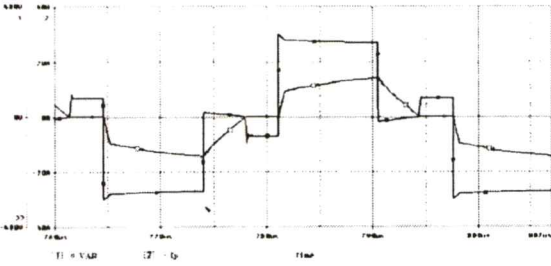
$$D_{nom} \approx 1$$

สำหรับเงื่อนไขการสมดุลของโวลต์-วินาที ควรจะมีน้อย ๆ นั้นหมายความว่า ตัวเหนี่ยวนำรั่วไหลควรมีค่าน้อยมาก เพื่อให้ค่าตัวชี้ไซเคิลมีค่ามากที่สุด

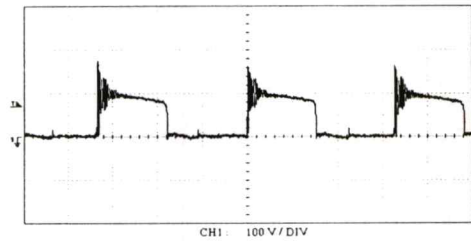
5. ผลการทดลอง

เพื่อพิสูจน์หลักการการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอ ผลการทดลองและผลการจำลองจาก Pspice ได้แสดงดังในรูปที่ 5-12 การทดสอบตัวคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบที่ 1.5 kW แรงดันเอาต์พุต 42 โวลต์ กระแสเอาต์พุต 36 แอมแปร์ ความถี่ 30 kHz โดยที่ค่าพารามิเตอร์ของวงจรแสดงดังนี้

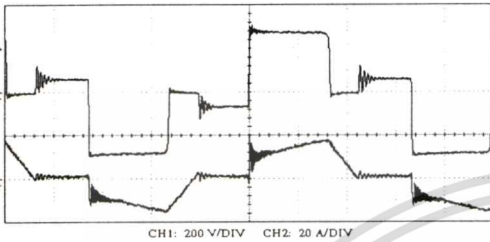
- $S_1, S_3 =$ IRFP460 $S_2, S_4 =$ IRG4PC50U $R_{01} = 1.76\Omega$
- $S_5 =$ IRG4BC30U $D_2, D_4 =$ HFA25TB60 $R_{02} = 1\Omega$
- $D_5-D_8 =$ BYV255V $D_9 =$ 16CTU04
- $C_1, C_4 =$ 440 pF $C_{b1} =$ 1 uF
- $C_{b0} =$ 1 uF $C_{b2} =$ 0.1 uF
- $C_f =$ 330 uF $C_{02} =$ 1000 uF
- $T_{r1} =$ EE 80 3:1 $T_{r2} =$ ETD49 9:1
- $L_{lk} =$ 10 uH $L_f =$ 30 uH



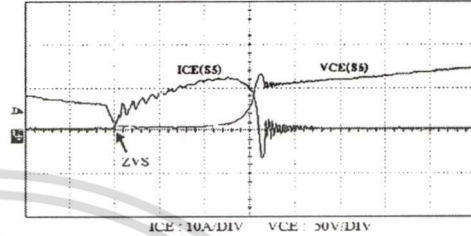
รูปที่ 5 รูปคลื่นแรงดัน และกระแส ที่ด้านปฐมภูมิจาก Pspice



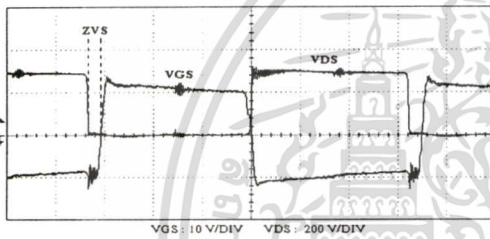
รูปที่ 10 แรงดันคกรวมไดโอดเรกติไฟลเอด์ทุคที่มีแอกติฟสนับเบอร์



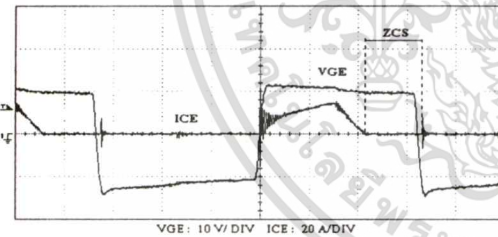
รูปที่ 6 รูปคลื่นแรงดัน(บน) และกระแส(ล่าง) ที่ด้านปฐมภูมิ



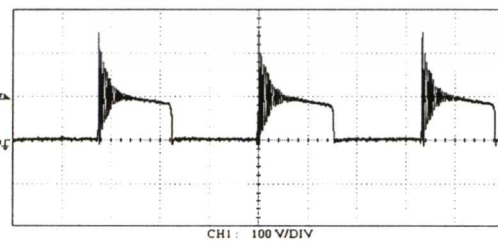
รูปที่ 11 ลักษณะการเกิดสภาวะ ZVS ที่สวิตซ์ของวงจรพลาขแบค



รูปที่ 7 ลักษณะการเกิดสภาวะ ZVS ที่สวิตซ์กึ่งหน้า (S₁)



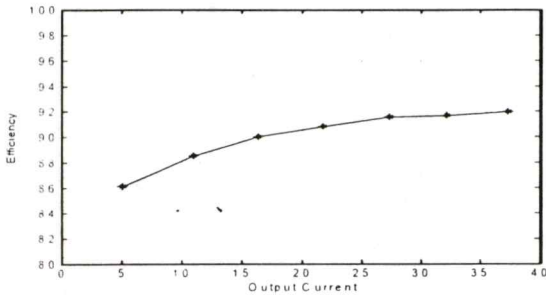
รูปที่ 8 ลักษณะการเกิดสภาวะ ZCS ที่สวิตซ์กึ่งหลัง (S₂)



รูปที่ 9 แรงดันคกรวมไดโอดเรกติไฟลเอด์ทุคที่ไม่มีแอกติฟสนับเบอร์

ผลการวิเคราะห์ของรูปคลื่นที่ได้เป็นดังนี้ รูปที่ 5 เป็นรูปคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง จากการใช้โปรแกรม Pspice ในการจำลองการทำงาน รูปที่ 6 เป็นการยืนยันผลที่ได้จากการทดลอง จะเห็นว่ารูปคลื่นที่ได้มีลักษณะคล้ายกัน แตกต่างกันบ้างที่รูปคลื่นที่ได้จากการทดลอง (รูปที่ 6) มีสไปก์ของแรงดันและกระแส เนื่องจากผลของการจำลองไม่ได้รวมผลของค่าอุปกรณ์แฝง (parasitic parameters) ด้วยทำให้ผลที่ได้แตกต่างกันเล็กน้อย อย่างไรก็ตามผลของรูปคลื่นที่ได้ สอดคล้องตามทฤษฎีที่กล่าวถึงข้างต้น รูปที่ 7 เป็นการเปรียบเทียบแรงดันเกตกับแรงดันที่ตกคร่อมตัวสวิตซ์ S₁ ซึ่งเกิดสภาวะ ZVS ในช่วงสวิตซ์เริ่มนำกระแส (turn on) ส่วนรูปที่ 8 เป็นการเปรียบเทียบแรงดันเกตและกระแสที่ไหลผ่านสวิตซ์ S₂ ซึ่งจะเกิดสภาวะ ZCS ในช่วงหยุดนำกระแส (turn off) รูปที่ 9 เป็นการแสดงรูปคลื่นแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดเรกติไฟลเอด์ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง จะเห็นว่าไม่มีแรงดันสไปก์และเกิดริ่งกิ้งของแรงดันเกิดขึ้น อันเนื่องมาจากการใช้ไดโอดชนิดเร็ว ซึ่งมีระยะเวลาฟื้นคืนตัวเร็ว ดังนั้นเมื่อใส่แอกติฟสนับเบอร์ซึ่งอาจช่วยวงจรพลาขแบคช่วยในการลดแรงดันสไปก์และริ่งกิ้ง ทำให้สามารถลดผลดังกล่าวได้ ดังได้แสดงในรูปที่ 10 ส่วนในรูปที่ 11 เป็นการเกิด ZVS ของสวิตซ์ S₁ ในช่วงเริ่มต้นนำกระแส ซึ่งทำงานเป็นแอกติฟสนับเบอร์ และทำงานเป็นพลาขแบค โดยให้แรงดันแอด์ทุคของวงจร 5 โวลต์

การทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์ จะให้แรงดันแอด์ทุค 42 โวลต์ ที่กระแส 36 แอมแปร์ และ 5 โวลต์ ที่กระแส 2 แอมแปร์ โดยมีประสิทธิภาพที่พิกัดโหลด 92 % ตามรูปที่ 12



รูปที่ 12 ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจร

6. สรุป

การปรับปรุงวงจร ZVZCS-FB-PWM ที่ใช้ตัวเก็บประจุ C_{m} เป็นที่กักการทำงานของกระแสประจุรวม เพื่อให้เกิดการรีเซ็ตกระแสประจุรวมเป็นศูนย์ เพื่อลดการสูญเสียกำลังงานในการสวิตช์ของไอจีบีที และการนำหลักการของการควบคุมวงจรถอนเวอร์เตอร์ที่ทำให้เกิด ZVS มาใช้งานในกิ่งหน้าของวงจรถอนเวอร์เตอร์ เพื่อช่วยลดกำลังงานการสูญเสียในไดโอดสเฟด นอกจากนี้ทางด้านเทคนิคของหม้อแปลงอาศัยการทำงานของสแน็บเบอร์แบบแอคทีฟใช้วงจรฟลายแบ็ค เพื่อลดการเกิดแรงดันสไปล์และแรงดันรีริงกิง อันเนื่องมาจากไดโอดพื้นคืนตัวเร็ว ผลที่ได้จะทำให้วงจรคอนเวอร์เตอร์มีแรงดันแบกกราวด์ 2 เวกต์พุด

เอกสารอ้างอิง

- [1] J.G. Cho, J.W. Back, C.Y. Jeong, and G.H. Rim, "Novel zero voltage and zero current switching full-bridge PWM converter using a simple auxiliary circuit," *IEEE Trans Ind Appl.* pp.15-20, 1999.
- [2] S. Hamakda, T. Morimoto, T. Matsushige, and M. Nakaoka, "A new inverter topology of high-efficient soft-switching PWM DC-DC converter," in *Proc. IEEE PESC Rec.*, pp. 597-603, 2000.
- [3] S. Hamada and M. Nakaoka, "A novel zero-voltage and zero-current switching dc-dc converter with reduced conduction losses," *IEEE Trans Power Electron.* pp.413-419, 2002.
- [4] K.W. Seok and B.H. Kwon, "An improved zero-voltage and zero-current-switching full-bridge PWM converter using a simple resonant circuit," *IEEE Trans Industrial Electron.* pp.1205-1209, 2001.
- [5] X. Ruan and Y. Yan, "A novel zero-voltage and zero-current-switching PWM full-bridge converter using two diodes in series with the lagging leg," *IEEE Trans Industrial Electron.* pp. 777-785, 2001.
- [6] J.A. Sabaté, V. Vlatkovic, R.B. Ridley, F.C. Lee, and B.H. Cho, "Design considerations for high-voltage high-power full-

bridge zero-voltage-switched PWM converter," in *Proc. IEEE APEC Rec.*, pp. 275-284, 1990.

- [7] R. Redl, N.O. Sokal, and L. Balogh, "A novel soft switching full bridge dc/dc converter: Analysis, design considerations, and experimental results at 1.5 kW, 100 kHz," in *Proc. IEEE PESC Rec.*, pp. 162-172, 1990.
- [8] J.G. Cho, J.A. Sabaté, G.C. Hua, and F.C. Lee, "Zero-voltage and zero-current-switching full bridge PWM converter for high power applications," in *Proc. IEEE PESC Rec.*, pp. 102-108, 1994.
- [9] R. Liu, "Comparative study of snubber circuits of dc-dc converters utilized in high power off-line power supply applications," in *Proc. IEEE APEC Rec.*, pp. 821-826, 1999.



จิรศักดิ์ ส่งบุญแก้ว จบการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปี 2540 ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



อนรัตน์ งามวันโชติ จบการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี 2534 และปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปี 2538 ปัจจุบันดำรงตำแหน่งผู้ช่วยศาสตราจารย์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกรงค์ จันทรเจริญ จบการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปี 2544 ปัจจุบันกำลังศึกษาระดับปริญญาโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



ประภาส ไพรสุวรรณ จบการศึกษาระดับปริญญาตรี และโท สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี 2524 และ ปี 2526 ตามลำดับ ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ประวัติผู้เขียน

นายจรัสศักดิ์ ส่งบุญแก้ว เกิดเมื่อวันที่ 3 ตุลาคม 2515 ที่จังหวัดนครศรีธรรมราช สำเร็จ การศึกษาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต(ไฟฟ้ากำลัง) จากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีมหานคร ปีการศึกษา 2539 และประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง(ไฟฟ้ากำลัง) ปีการศึกษา 2537 จากสถาบันเทคโนโลยี ราชมนกล วิทยาเขตภาคใต้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้